สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง แบบ 4 ควอดแดรนท์ โดยวิธี ชอปเปอร์

4-QUADRANT DC MOTOR CONTROL USING CHOPPER

โดย

นายธวัชชัย ฉายไพศาล

นายนที ศรีพุฒ

นายปีติพัฒน์ สาครินทร์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 34183
วัน, เดือน, ปี 6 ต.ค. 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2541

การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง แบบ 4 ควอดแดรนท์ โดยวิธี ชอปเปอร์

4-QUADRANT DC MOTOR CONTROL USING CHOPPER

โดย

นายธวัชชัย ฉายไพศาล

นายนที ศรีพุฒ

นายปีติพัฒน์ สาครินทร์

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

ดร.วิจิตร กิณเรศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงงานปีการศึกษา 2541

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

เรื่อง การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง แบบ 4-Quadrant โดยใช้วิธี ชอปเปอร์

ผู้จัดทำ

1. นายธวัชชัย ฉายไพศาล
2. นายนที ศรีพุฒ
3. นายปีติพัฒน์ สาครินทร์

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร.วิจิตร กิณเรศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง แบบ 4 ควอดแดรนท์ โดยวิธี ชอปเปอร์

นายธวัชชัย ฉายไพศาล
นายนที ศรีพุฒ
นายปิติพัฒน์ สาครินทร์
อ.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา
ดร.วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษา
ภาคเรียนที่2 ปีการศึกษา 2541

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้ เป็นการสร้างและทดลองเกี่ยวกับการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดขดลวดกระตุ้นแยก แบบ 4 จตุภาค (4 Quadrant) โดยอาศัยหลักการ Frequency Modulation มาควบคุมกระแส และ แรงดันทางด้านขาออก โดยใช้เพาเวอร์มอสเฟต เป็นสวิทช์ตัด-ต่อพลังงานไฟฟ้าที่ป้อนเข้าสู่มอเตอร์ เพื่อลดผลของเสียงรบกวนในระดับที่หูของมนุษย์ได้ยิน ลดผลของการสูญเสียของการสวิทช์ชิ่งที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์การสวิทช์ชนิดอื่นๆ เช่น ทรานซิสเตอร์ หรือไธริสเตอร์เพราะเพาเวอร์มอสเฟต เทิร์นออน-ออฟ ได้อย่างรวดเร็ว และมีความถี่ในการสวิทช์ชิ่งสูงมาก ทำให้เราสามารถลดขนาดของอุปกรณ์ในการระบายความร้อนของทรานซิสเตอร์ลงได้ นอกจากนี้วงจรขับมอสเฟตยังทำได้ง่ายและมีขนาดเล็กกว่าอีกด้วย

ส่วนการควบคุมความเร็วให้คงที่ตามต้องการนั้น จะอาศัยเทคนิคของเฟสล็อคลูป (Phase-Locked Loop) ซึ่งเป็นการควบคุมแบบลูปปิด ทำให้มีความแม่นยำสูง ใช้เวลาในการล็อคความเร็วน้อย และสร้างได้ง่าย สำหรับการหยุดหมุนของมอเตอร์ ใช้วิธีหยุดแบบไดนามิกส์ คือ ในขณะที่หยุดหมุนมอเตอร์จะเปลี่ยนสภาวะเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าโดยจ่ายพลังงานให้ตัวต้านทานภายนอกที่ต่อคร่อมขดลวดอาร์เมเจอร์ ซึ่งเป็นพลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะทำการเบรคมอเตอร์ ทำให้มอเตอร์หยุดหมุนได้เร็วขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4 Quadrant DC Motor Control Using Chopper

Tawatchai	Chaipaisan	
Natee	Sriputh	
Pitipatana	Sakarindr	
Anuwat	Jangwanitlert	Advisor
Dr.Vijit	Kinnares	Advisor

ABSTRACT

This project presents creation and an experiment of the 4 quadrant DC motor controller, type seperately exited. It applies Frequency Modulation principle to control DC MOSFET to be on-off switch position to feed the electrical power to the motor for reducing the hiss to the level of normal human clearity listening and reduces the effect of switching losses in switching devices such as transistor and thyristor. Because of power mosfet can turn on-off in the short time and use highly switching frequency. This can reduce the size of heatsink that use to ventilate the heat from transistor and also smaller than others. Moreover mosfet drive circuit can easily made and its size is small too.

For the constant speed control this device is operated by using the technique of Phase-locked loop as close loop , it is very stable and accurate low time and can be made easily. And it is widely used in the system of communication. For example it is used to lock constant frequency. The method of breaking of motor is dynamic breaking type. While the motor is breaking it acts as an generator. This part of energy losses in resistor shunted to armature winding causing motor break quickly.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
Abstract	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	IV
สารบัญตาราง	VII
บทที่1 บทนำ	1
บทที่2 ทฤษฎี	3
2.1 เพาเวอร์มอสเฟต	3
2.2 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	5
2.3 การควบคุมความเร็ว	8
2.4 เครื่องสับไฟฟ้า	9
2.5 การควบคุมมอเตอร์แบบจตุภาค	10
2.6 วงจรขับนำเกต	12
2.7 การแยกทางไฟฟ้าโดยใช้อุปกรณ์เชื่อมโยงทางแสง	13
บทที่ 3 การออกแบบและการเลือกใช้อุปกรณ์	17
3.1 คุณสมบัติของมอเตอร์	17
3.2 วงจรกำลัง	18
3.3 การเลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟต	25
3.4 อุปกรณ์ป้องกัน	25
3.5 วงจรขับนำเกต	25
3.6 การควบคุมความเร็ว	26
3.7 เฟสล๊อกลูป	27
3.8 Monostable Multivibrator	28
3.9 ส่วนควบคุมความเร็วป้อนกลับ	30
บทที่ 4 เฟสล๊อกลูป	33
บทที่ 5 ผลการทดลอง	41
บทที่ 6 สรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง	63
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่1.1 บล็อกไดอะแกรมโดยรวมของวงจร	1
รูปที่2.1 โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟต	3
รูปที่2.2 แรงดันพังทลายที่เดรนกับซอร์สต่ออุณหภูมิรอยต่อ	4
รูปที่2.3 ลักษณะตัวอย่างกราฟ SOA	4
รูปที่2.4 (ก) เส้นโค้งลักษณะสมบัติอัตราเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน อนุกรม ผสม	6
(ข) เส้นโค้งลักษณะแรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน อนุกรม ผสม	6
รูปที่2.5 วงจรสมมูลของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขดลวดกระตุ้นแยก	7
รูปที่2.6 (ก) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง แบบขดลวดกระตุ้นแยกโดยที่ Vt และ ∅ คงที่	8
(ข) ในกรณีที่มีผลของ Armature Reaction	8
รูปที่2.7 การมอดูเลทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	10
รูปที่2.8 การหยุดมอเตอร์ดีซีโดยวิธี ไดนามิกเบรคกิง	11
รูปที่2.9 การทำงานของมอเตอร์ในจตุภาคต่างๆ	11
รูปที่2.10 แสดงตัวอย่างวงจรขับนำเกตแบบไม่แยกทางไฟฟ้า	12
รูปที่2.11 โครงสร้างอย่างง่ายของอุปกรณ์เชื่อมโยงทางแสง	13
รูปที่2.12 แสดงการต่อ Free Wheeling Diode	13
รูปที่2.13 แสดงการต่อวงจรสนับเบอร์	14
รูปที่2.14 แสดงทิศทางการไหลของกระแสขณะตัดต่อวงจร	14
รูปที่3.1 Name Plate ของมอเตอร์ที่ใช้ในโครงงาน	17
รูปที่3.2 วงจรควบคุมทิศทางการหมุน	18
รูปที่3.3 วงจรกำลัง	19
รูปที่3.4 แสดงสภาวะการทำงานในจตุภาคที่ 1 ขณะที่มอสเฟตนำกระแส	21
รูปที่3.5 แสดงสภาวะการทำงานในจตุภาคที่ 1 ขณะที่มอสเฟตหยุดนำกระแส	22
รูปที่3.6 แสดงสภาวะการทำงานในจตุภาคที่ 2	22
รูปที่3.7 แสดงสภาวะการทำงานในจตุภาคที่ 3 ขณะที่มอสเฟตนำกระแส	23
รูปที่3.8 แสดงสภาวะการทำงานในจตุภาคที่ 3 ขณะที่มอสเฟตหยุดนำกระแส	24
รูปที่3.9 แสดงสภาวะการทำงานในจตุภาคที่ 4	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่3.10 วงจรขับนำเกต 25

รูปที่3.11 บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณ Frequency Modulation 26

รูปที่3.12 การต่อวงจรVCO 27

รูปที่3.13 การต่อวงจร Phase Lock Loop 28

รูปที่3.14 การต่อวงจร Monostable Multivibrator 29

รูปที่3.15 วงจรสร้างสัญญาณ Frequency Modulation 30

รูปที่3.16 Optical Tacho Meter 31

รูปที่3.17 เอ็นโคดเดอร์ 31

รูปที่3.18 โครงสร้างภายในของ เอ็นโคดเดอร์ 32

รูปที่3.19 ลักษณะของเอ็นโคดเดอร์ที่ใช้ในโครงงาน 32

รูปที่4.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงส่วนประกอบของเฟสล็อกลูป 33

รูปที่4.2 องค์ประกอบของเฟสดีเทคเตอร์แบบต่างๆ 34

รูปที่4.3 ลักษณะการเปรียบเทียบเฟสของ EXOR gate เฟสดีเทคเตอร์ 34

รูปที่4.4 ค่าแรงดันเอาท์พุทเฉลี่ยของ EXOR gate เฟสดีเทคเตอร์ 35

รูปที่4.5 ลักษณะการเปรียบเทียบเฟสของ JK-flipflop เฟสดีเทคเตอร์ 35

รูปที่4.6 ค่าแรงดันเอาท์พุทเฉลี่ยของ JK-flipflop เฟสดีเทคเตอร์ 36

รูปที่4.7 ลักษณะการเปรียบเทียบเฟสของPhase-frequency ดีเทคเตอร์ 37

รูปที่4.8 ค่าแรงดันเอาท์พุทเฉลี่ยของ Phase-frequency ดีเทคเตอร์ 38

รูปที่4.8 Low-pass filter แบบต่างๆ 38

รูปที่4.9 คุณลักษณะแรงดันและความถี่ของ VCO 39

รูปที่4.10 ผลของสัญญาณรบกวนต่อการทำงานของเฟสดีเทคเตอร์ 40

รูปที่4.11 ผลการใช้วงจร schmitt trigger เพื่อลดผลของ noise 40

รูปที่5.1 กราฟเปรียบเทียบแรงดันที่ป้อนกับความถี่ 41

รูปที่5.2 สัญญาณที่ได้จาก VCO ที่ความถี่ offset , แรงดัน1.4 V 42

รูปที่5.3 สัญญาณที่ได้จาก VCO ที่แรงดันป้อนเข้า 4 V 43

รูปที่5.4 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลง duty cycle ตามค่าความถี่ 44

รูปที่5.5 แสดงสัญญาณอินพุทและเอาท์พุทของ Monostable multivibrator ที่ความถี่ input ต่ำที่สุด 11.26 kHz 44

รูปที่5.6 แสดงสัญญาณอินพุทและเอาท์พุทของ Monostable multivibrator ที่ความถี่ input 60 kHz 45

รูปที่5.7 แสดงสัญญาณอินพุทและเอาท์พุทของ Monostable multivibrator ที่ความถี่ input 159 kHz 45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.9 แสดงสัญญาณอินพุทและเอาท์พุทของ Monostable Multivibrator ความถี่อินพุท 256 kHz 46

รูปที่ 5.10 เปรียบเทียบสัญญาณเอาท์พุทจากเฟสดีเทคเตอร์ และแรงดันที่ป้อนเข้า VCO ที่ ความถี่อ้างอิง = 31.25 kHz , ความถี่ป้อนกลับ = 31.25 kHz 47

รูปที่ 5.11 เปรียบเทียบสัญญาณเอาท์พุทจากเฟสดีเทคเตอร์ และแรงดันที่ป้อนเข้า VCO ที่ ความถี่อ้างอิง = 100 kHz , ความถี่ป้อนกลับ = 100 kHz 48

รูปที่ 5.12 เปรียบเทียบสัญญาณเอาท์พุทจากเฟสดีเทคเตอร์ และแรงดันที่ป้อนเข้า VCO ที่ ความถี่อ้างอิง = 100 kHz , ความถี่ป้อนกลับ = 80 kHz 49

รูปที่ 5.13 ลักษณะแรงดันที่คร่อมมอเตอร์ (V_{ds}) ที่ ความถี่อ้างอิง =20.83 kHz 51

รูปที่ 5.14 ลักษณะแรงดันที่คร่อมมอเตอร์ (V_{ds}) ที่ ความถี่อ้างอิง =29.4 kHz 51

รูปที่ 5.15 กราฟเปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงความเร็วตามโหลดที่เพิ่มขึ้นของการควบคุมแบบลูปเปิดและลูปปิดที่ความถี่อ้างอิง 16.67 kHz 59

รูปที่ 5.16 กราฟเปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงความเร็วตามขนาดกระแสโหลดที่เพิ่มขึ้นของการควบคุมแบบลูปเปิดและลูปปิดที่ความถี่อ้างอิง 16.67 kHz 60

รูปที่ 5.17 กราฟเปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงความเร็วตามโหลดที่เพิ่มขึ้นของการควบคุมแบบลูปเปิดและลูปปิดที่ความถี่อ้างอิง 25.0 kHz 60

รูปที่ 5.18 กราฟเปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงความเร็วตามขนาดกระแสโหลดที่เพิ่มขึ้นของการควบคุมแบบลูปเปิดและลูปปิดที่ความถี่อ้างอิง 16.67 kHz 61

รูปที่5.19 ชุดวงจรสร้างสัญญาณควบคุมความเร็วแบบป้อนกลับ 62

รูปที่5.20 ชุดวงจรกำลัง และควบคุมทิศทางการไหลของกระแสเข้ามอเตอร์ 62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

		หน้า
ตารางที่ 5.1	ความถี่ของสัญญาณเอาท์พุทจากVCO ที่ระดับแรงดันต่างๆ	41
ตารางที่ 5.2	ค่า duty cycle ที่ค่าความถี่ต่างๆกัน	43
ตารางที่ 5.3	แสดงการเปลี่ยนแปลงค่า parameter ต่างๆในสภาวะที่ generator No-load และon load (หลอดไฟ 6 ดวง) โดยอาศัยการควบคุมแบบ closed-loop ด้วยวิธี Phase-locked loop	50
ตารางที่ 5.4	แสดงการเปลี่ยนแปลงค่า parameter ต่างๆ ในสภาวะที่ generator No-load และon load (หลอดไฟ 6 ดวง) โดยอาศัยการควบคุมแบบ Open-loop	50
ตารางที่ 5.5	แสดงค่าความเร็วรอบของมอเตอร์ที่สภาวะต่างๆกัน โดยควบคุมแบบลูปปิด	52
ตารางที่ 5.6	แสดงค่าแรงดันที่ขั้วของมอเตอร์ที่สภาวะต่างๆกันโดยควบคุมแบบลูปปิด	52
ตารางที่ 5.7	แสดงค่ากระแสอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ที่สภาวะต่างๆกันโดยควบคุมแบบลูปปิด	53
ตารางที่ 5.8	แสดงค่าแรงดันที่จ่ายให้หลอดไฟที่สภาวะต่างๆกันโดยควบคุมแบบลูปปิด	53
ตารางที่ 5.9	แสดงค่ากระแสที่จ่ายให้หลอดไฟที่สภาวะต่างๆกันโดยควบคุมแบบลูปปิด	54
ตารางที่ 5.10	แสดงค่าแรงดันที่ป้อนเข้า VCO ที่สภาวะต่างๆกันโดยควบคุมแบบลูปปิด	54
ตารางที่ 5.11	แสดงค่าความถี่ของสัญญาณควบคุมจากระบบเฟสล็อกลูป ที่สภาวะต่างๆกันโดยควบคุม แบบลูปปิด	55
ตารางที่ 5.12	แสดงค่าความถี่ป้อนกลับจาก encoder ที่สภาวะต่างๆกันโดยควบคุมแบบลูปปิด	55
ตารางที่ 5.13	แสดงค่าแรงดันคร่อมความต้านทานที่ ขาเดรนของมอสเฟตที่สภาวะต่างๆกันโดยควบคุมแบบลูปปิด	56
ตารางที่ 5.14	แสดงการควบคุมแบบลูปเปิด ณ ค่าความเร็วรอบเริ่มต้น 785 RPM	56
ตารางที่ 5.15	แสดงการควบคุมแบบลูปเปิด ณ ค่าความเร็วรอบเริ่มต้นที่ 1077 RPM	57
ตารางที่ 5.16	แสดงการควบคุมแบบลูปเปิด ณ ค่าความเร็วรอบเริ่มต้น 1122 RPM	57
ตารางที่ 5.17	แสดงการควบคุมแบบลูปเปิด ณ ค่าความเร็วรอบเริ่มต้น 1200 RPM	58
ตารางที่ 5.18	แสดงการควบคุมแบบลูปเปิด ณ ค่าความเร็วรอบเริ่มต้น 1174 RPM	58
ตารางที่ 5.19	แสดงการควบคุมแบบลูปเปิด ณ ค่าความเร็วรอบเริ่มต้น 1185 RPM	59

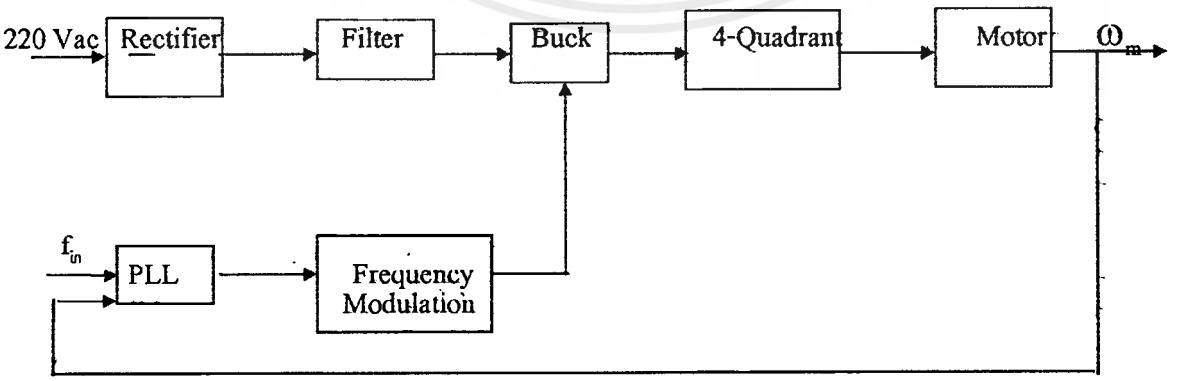
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่1

บทนำ

ในโรงงานอุตสาหกรรมปัจจุบันต้องการเครื่องจักรกลไฟฟ้าต้นกำลัง ที่สามารถปรับเปลี่ยนความเร็ว และ รักษาระดับความเร็วนั้นได้อย่างแม่นยำ และคงที่ นอกจากนั้นยังต้องสามารถกลับทิศทางการหมุนพร้อมกับการเบรคได้ รวมทั้งไม่สร้างมลภาวะ โดยที่เราจะไม่เลือกใช้เครื่องยนต์สันดาป เช่น เครื่องยนต์เบนซิน หรือ เครื่องยนต์ดีเซล เนื่องจากมีขนาดใหญ่โตกว่า และต้องการการบำรุงรักษามาก ซึ่งเรามักจะนิยมเลือกใช้เครื่องจักรต้นกำลังที่ใช้ไฟฟ้า คือ AC motor หรือ DC motor แต่การเลือกใช้วงจรควบคุม AC motor ให้สามารถทำงานได้ตามเงื่อนไขข้างต้น สามารถทำได้ยากกว่า DC motor เช่น การใช้เพสคอนโทรลสำหรับ Induction motor ดังนั้นเราจึงเลือกใช้ DC motor เป็นเครื่องจักรต้นกำลัง โดยเลือกออกแบบวงจรควบคุมความเร็วด้วยเทคนิค ของ เฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop)

ในการควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้า สิ่งสำคัญอย่างหนึ่ง คือ การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ให้คงที่ในระดับความเร็วที่ต้องการ แม้ว่ามอเตอร์จะมีการเปลี่ยนแปลงภาระก็ตาม สำหรับวิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์มีด้วยกันหลายวิธี ถ้าเป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ก็จะใช้วิธีเปลี่ยนแรงดันที่ป้อนให้มอเตอร์ หรือ ปรับกระแสไฟฟ้าที่ป้อนให้ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก (Field winding) วิธีการเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้า คือ ใช้ความต้านทานปรับค่าได้ ต่อ อนุกรมกับมอเตอร์ แต่วิธีนี้มีข้อเสีย คือ จะมีกำลังงานสูญเสียที่ความต้านทานปรับค่าได้สูง ทำให้ระบบมีประสิทธิภาพต่ำ มีวิธีการเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าอีกวิธีหนึ่ง ซึ่งมีประสิทธิภาพสูงกว่าวิธีแรก แต่มีความยุ่งยากในการสร้าง คือ ใช้เครื่องสับไฟฟ้า (chopper) ซึ่งจะกล่าวถึงในบทต่อไป



รูปที่1.1 Block Diagram โดยรวมของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโครงงานฉบับนี้ จะเป็นการศึกษาเกี่ยวกับการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยวิธีใช้เครื่องสับไฟฟ้า (chopper) มาควบคุมโดยจะศึกษาคุณสมบัติของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่สภาวะทำงานทั้ง 4จตุภาค

1.จตุภาคที่ 1 เป็นการควบคุมมอเตอร์ให้หมุนไปในทิศทางใดทิศทางหนึ่ง โดยป้อนแรงดันและกระแสไฟฟ้ามีค่าเป็นบวกทั้งคู่ เป็นผลให้มอเตอร์มีทิศทางการหมุนและแรงบิดไปในทิศทางเดียวกัน

2. จตุภาคที่ 2 เป็นการควบคุมให้มอเตอร์หยุดหมุน โดยมีทิศทางของแรงดันเป็นบวก แต่ทิศทางของกระแสเป็นลบ มอเตอร์จะยังคงหมุนต่อไปด้วยแรงเฉื่อย และจะทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยที่กระแสที่จ่ายออกจะทำให้เกิดแรงบิดมีทิศทางตรงกันข้ามกับทิศทางการหมุนของมอเตอร์ ทำให้มอเตอร์หมุนช้าลงและหยุดในที่สุด

3. จตุภาคที่ 3 เป็นการควบคุมให้มอเตอร์หมุนไปในทิศทางใดทิศทางหนึ่ง โดยที่ป้อนแรงดันและกระแสไฟฟ้ามีค่าเป็นลบทั้งคู่ เป็นผลให้มอเตอร์มีทิศทางการหมุนและแรงบิดไปในทิศทางเดียวกัน

4. จตุภาคที่ 4 เป็นการควบคุมให้มอเตอร์หยุดหมุน โดยมีทิศทางของแรงดันเป็นลบแต่ทิศทางของกระแสเป็นบวก มอเตอร์ยังคงหมุนต่อไปด้วยแรงเฉื่อย และจะทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยที่กระแสที่จ่ายออกจะทำให้เกิดแรงบิดมีทิศทางตรงข้ามกับทิศทางการมุนของมอเตอร์ ทำให้มอเตอร์หมุนช้าลงและหยุดไปในที่สุด

ส่วนการควบคุมทิศทางการหมุนจะใช้ “ Magnetic Contactor “ ซึ่งสามารถทนกระแสที่มีค่าสูงๆ ได้ดี

จากการทำงานของระบบควบคุมมอเตอร์ แบบ 4 จตุภาคดังที่กล่าวมานั้น สามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านต่างๆ ในทางอุตสาหกรรมได้มากมาย เช่น

- งานที่ต้องการความเร็วรอบคงที่ ที่ความเร็วค่าต่างๆ เช่น งานที่มีระบบการลำเลียง
- งานที่ต้องการเปลี่ยนแปลงค่าความเร็วในช่วงกว้าง เช่น มอเตอร์ควบคุมการไหล,โบลเวอร์
- งานที่จำเป็นต้องมีการกลับทิศทางการหมุน และต้องการความเที่ยงตรงในหยุด เช่น ลิฟต์
- งานที่มีการทำงานเป็นจังหวะ มีช่วงการทำงานและหยุดการทำงานบ่อยๆ เช่น ปั้นจั่นยกของ
- งานที่ต้องการหยุดการทำงานอย่างรวดเร็วและนุ่มนวล เช่น ระบบการหยุดมอเตอร์แบบฉุกเฉิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

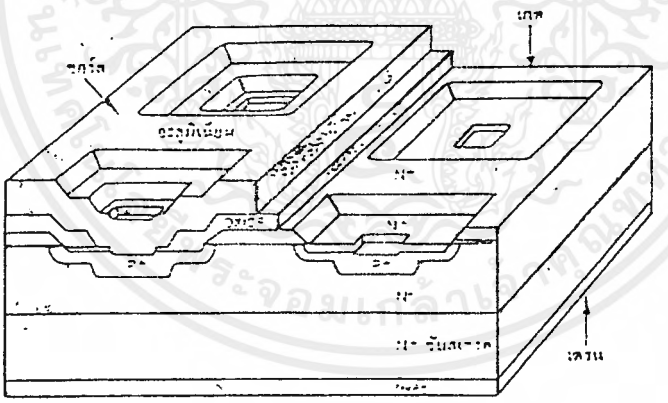
บทที่2
ทฤษฎี

2.1 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต เป็นอุปกรณ์ประเภทอุปกรณ์อิเล็คทรอนิกส์กำลังชนิดหนึ่ง ซึ่งมีลักษณะโครงสร้างดังรูปที่ 2.1 นิยมใช้มากในวงจรสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายและการควบคุมมอเตอร์ เนื่องจากมีข้อดีกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ คือ

- กำลังงานสูญเสียขณะสวิทช์ต่ำ
- ไม่มีช่วงแรงดันพังทลายที่ 2 (Secondary Breakdown)
- มีความต้านทานและเสถียรภาพทางอุณหภูมิดี
- ใช้ในวงจรที่มีความถี่สูงได้ดี

แต่เพาเวอร์มอสเฟตก็มีข้อเสีย คือ แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสสูงมีค่าประมาณ 4-5 โวลต์ ซึ่งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเพียง 1 โวลต์

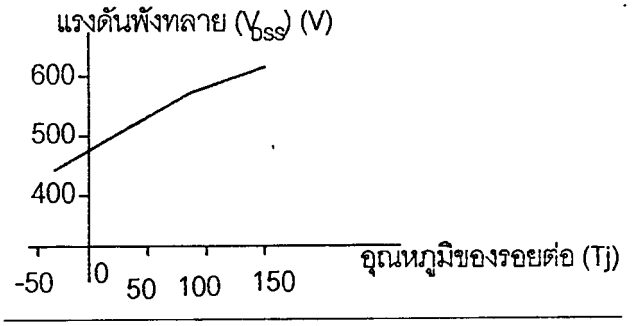


รูปที่ 2.1 โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟต

คุณลักษณะของเพาเวอร์มอสเฟต

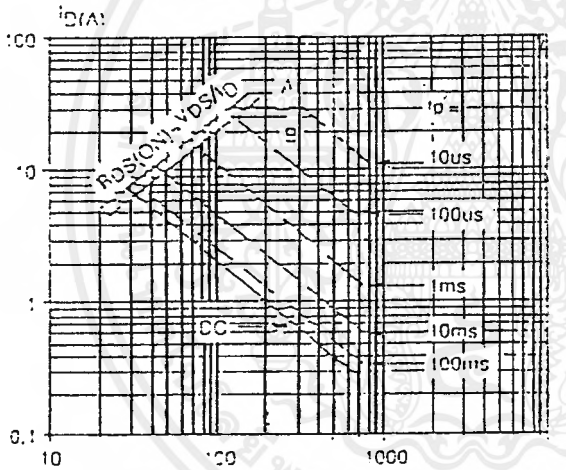
แรงดันพังทลาย (Breakdown Voltage, V_{DSS}) แรงดันค่านี้เป็นความดันระหว่าง ขาเดรน กับขาซอร์ส ดังรูปที่ 2.2 โดยที่อุณหภูมิต่ำๆ ค่าแรงดันพังทลายจะลดลงอย่างเห็นได้ชัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 แรงดันพังทลายที่เดรนกับซอร์สต่ออุณหภูมิรอยต่อ

ความต้านทานขณะนำกระแส ($R_{ds\ (on)}$) ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสอย่างสมบูรณ์แรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ส จะแปรผันตรงกับกระแสที่ไหลผ่านตัวมัน เนื่องมาจากค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สมีลักษณะเดียวกับความต้านทานกระแสตรงทั่วๆไป



รูปที่ 2.3 ลักษณะตัวอย่างกราฟ SOA

ช่วงการทำงานที่ปลอดภัย (Safe Operating Area , SOA) ของเพาเวอร์มอสเฟตจะต่างจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ คือ ไม่มีแรงดันพังทลายที่ 2 ดังนั้น SOA ของเพาเวอร์มอสเฟตจะแสดงช่วงอัตราทนกำลัง ซึ่งจะแปรเปลี่ยนไปบ้างตามอุณหภูมิที่บริเวณรอยต่อของสารกึ่งตัวนำ ในรูปที่ 2.3 แสดงให้เห็นตัวอย่างกราฟ SOA ของเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงมีข้อดี คือ

1. มีพิสัยของความเร็วกว้างมาก ซึ่งสามารถเพิ่มความเร็วให้สูงหรือต่ำกว่าความเร็วของพิกัดได้
2. มีแรงบิดขณะเริ่มหมุนสูงมาก ซึ่งเหมาะสมกับงาน ยกของ ฉุดลากและขับเคลื่อน
3. มีวิธีการควบคุมความเร็วที่ง่ายและนุ่มนวลกว่ามอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับที่ทำงานคล้ายกัน

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงมีข้อเสีย คือ

1. ต้องจัดหาแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงไว้ใช้งานเป็นพิเศษ
2. ในขนาดแรงม้าที่เท่ากัน มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงมีขนาดใหญ่และมีราคาสูงกว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำ
3. ในการเริ่มหมุน มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงต้องมีวิธีพิเศษและยุ่งยากกว่ามอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ ยกเว้นมอเตอร์ขนาดเล็กมากๆ เท่านั้นที่ไม่ต้องมีวิธีเริ่มหมุนแบบพิเศษ
4. ต้องการการบำรุงรักษามากกว่ามอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ ทั้งนี้เนื่องมาจากคอมมิวเตเตอร์ (commutator) เป็นผลดี เพราะฉะนั้นจึงไม่สามารถสร้างมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงให้มีขนาดแรงดันสูงกว่า 600 โวลต์ และมีขนาดหลายพันแรงม้าได้

ถึงแม้ว่ามอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงมีข้อดีเพียงสองสามข้อ แต่เป็นข้อได้เปรียบที่สำคัญมาก ทำให้จึงยังมีการใช้งานมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงอยู่กระทั่งทุกวันนี้

ในปัจจุบันมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงมีแบบขดลวดกระตุ้นแยก (separately excited dc Motor) แบบขนาน (shunt dc motor) แบบอนุกรม (series dc motor) แบบผสม (compound dc motor) และยังมีแบบแม่เหล็กถาวร (permanent magnet dc motor, PM motor) ซึ่งในปัจจุบันนี้ได้มีการผลิตแม่เหล็กที่ให้ความเข้มสนามแม่เหล็กมากขึ้นและมีราคาถูกลงมาก เช่น อัลนิโค-ห้า (Alnico V) และแม่เหล็กเซรามิก (ceramic magnet) เป็นต้น ซึ่งนิยมนำไปประดิษฐ์เป็นมอเตอร์ขนาดเล็กที่มีแรงม้าเป็นค่าเศษส่วน (fractional horse power) โดยนิยมนำไปใช้ในงานควบคุมต่างๆ เช่น นำไปใช้ในรถยนต์ เป็นเครื่องปัดน้ำฝน เครื่องยกกระจกหน้าต่าง เครื่องยกหรือเลื่อนที่นั่ง เป็นต้น

มอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวรมีลักษณะคล้ายกับสมบัติของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน โดยมีอัตราเร็วเกือบคงที่แต่มีค่าลดลงบ้างเล็กน้อยตามค่าของภาระหรือแรงหมุนของภาระดังเส้นโค้งลักษณะสมบัติระหว่างอัตราเร็วกับแรงหมุนภาระที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.4 ซึ่งมอเตอร์กระแสตรงแบบขนานมีสูตรคำนวณหาค่าอัตราเร็ว ดังนี้

$$\omega = \frac{E - I_a R_a}{K_\omega I_f} \qquad \text{.....(2.1)}$$

เมื่อ ω เป็นค่าอัตราเร็ว (รอบต่อนาที)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

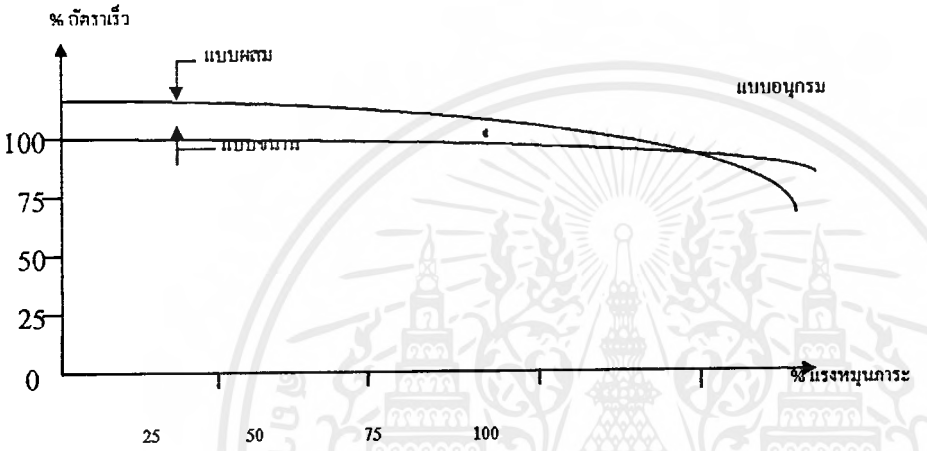
E เป็นค่าแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้มอเตอร์ (โวลต์)

I_a เป็นค่ากระแสในขดลวดอาร์เมเจอร์ (แอมแปร์)

R_a เป็นค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรมกับอาร์เมเจอร์(โอห์ม)

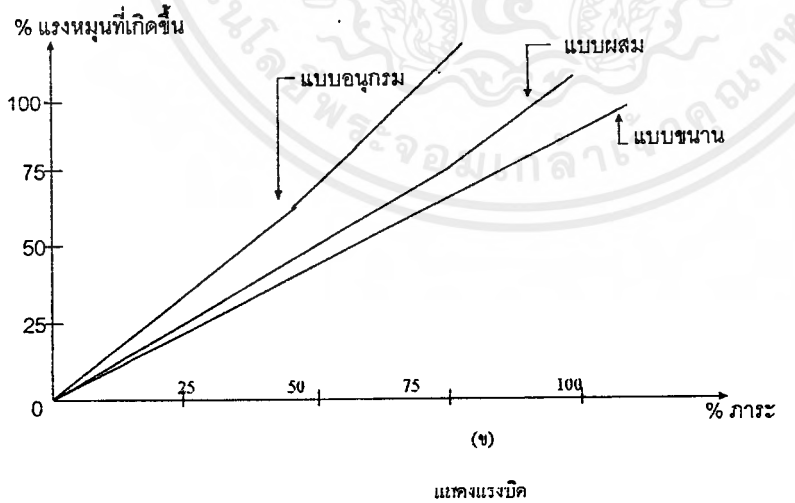
K_ω เป็นค่าคงที่สัดส่วนของอัตราเร็ว (โวลต์-นาที ต่อแอมแปร์-รอบ)

I_f เป็นค่ากระแสในขดลวดสนามแม่เหล็ก (แอมแปร์)



(ก)

เส้นโค้งแสดงสมบัติอัตราเร็วของมอเตอร์ DC แบบอนุกรม-ผสม-ขนาน



(ข)

แสดงแรงบิด

รูปที่ 2.4 (ก) เส้นโค้งลักษณะสมบัติอัตราเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน อนุกรมและผสม (cummulativc)

(ข) เส้นโค้งลักษณะสมบัติ แรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน อนุกรมและผสม (cummulativc)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสามารถคำนวณหาค่าแรงบิดที่เกิดขึ้นได้จาก

$$\tau = K_t I_a \qquad \text{.....(2.2)}$$

เมื่อ τ เป็นแรงบิดที่เกิดขึ้น (นิวตัน-เมตร)

K_t เป็นค่าคงที่สัดส่วนของแรงหมุน (นิวตัน-เมตร ต่อ แอมแปร์)

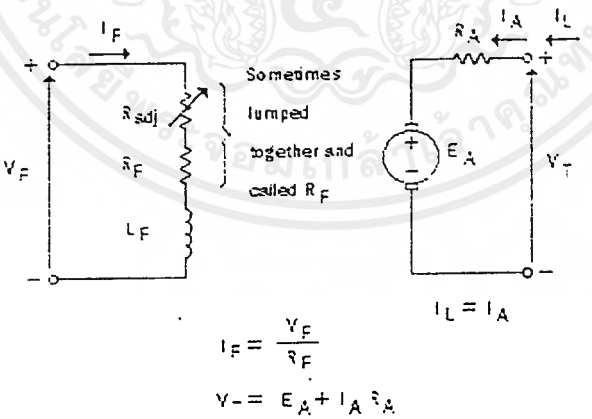
มอเตอร์แบบผสมจะมีความเร็วสูงขึ้นหรือช้าลงเมื่อเปรียบเทียบกับมอเตอร์แบบขนาน จะขึ้นอยู่กับการต่อขดลวดสนามแม่เหล็กอนุกรม (series field) ให้สนามแม่เหล็กหักล้างหรือเสริมกับของขดลวดสนามแม่เหล็กขนาน (shunt field) ซึ่งมีชื่อว่ามอเตอร์ผสมแบบหักล้าง (differential compound motor) และมอเตอร์ผสมแบบสะสม (cumulative compound motor) ตามลำดับ แต่มอเตอร์ผสมแบบหักล้างไม่นิยมใช้กัน และเส้นโค้งลักษณะสมบัติที่แสดงในรูป 2.4 เป็นของมอเตอร์แบบสะสม

ในโครงงานนี้ใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขดลวดกระตุ้นแยกเป็นอุปกรณ์การทดลอง ดังนั้นจึงขอกล่าวถึงรายละเอียดเฉพาะของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขดลวดกระตุ้นแยก ซึ่งมีคุณสมบัติคล้ายกับมอเตอร์แบบขนาน

มอเตอร์กระแสตรงแบบขดลวดกระตุ้นแยก (SEPARATELY EXCITED DC MOTORS)

จากสมการของเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรงในขณะทำงานที่สภาวะคงที่

$E_A = K\phi\omega$ และ $\tau_{ind} = K\phi I_A$



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลของมอเตอร์กระแสตรงแบบขดลวดกระตุ้นแยก

จากรูปที่ 2.5 ได้สมการดังนี้

$$V_T = E_A + I_A R_A \qquad \text{.....(2.3)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_F = I_F R_F \qquad \text{.....(2.4)}$$

$$I_L = I_A \qquad \text{.....(2.5)}$$

จากสมการที่ 2.3 ,2.4 และ 2.5 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด, τ_{ind} กับความเร็วรอบ, ω_m ดังนี้

$$\omega_m = \frac{V_T}{K\phi} - \frac{I_A R_A}{(K\phi)} \qquad \text{.....(2.6)}$$

ซึ่ง τ_{ind} คือแรงบิดที่เกิดจากกระแสไหลในขดลวดอาร์เมเจอร์ ซึ่งอยู่ในสนามแม่เหล็ก เรียกว่า แรงบิดที่เกิดจากการเหนี่ยวนำ (induced torque)

จากสมการที่ 2.6 เมื่อนำมาเขียนกราฟลักษณะความสัมพันธ์ของ τ_{ind} และ ω_m จะได้กราฟเส้นตรง มีความชันเป็นลบ (V_T คงที่) ดังรูป

รูปที่ 2.6 (ก) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็วรอบของ มอเตอร์กระแสตรงแบบขดลวดกระตุ้นแยกโดยที่ V_T และ ϕ คงที่

(ข) ในกรณีที่ผลของปฏิกิริยาอาร์เมเจอร์ (amature reaction)

ปฏิกิริยาอาร์เมเจอร์ (amature reaction) ทำให้เกิดฟลักซ์หักล้างกับฟลักซ์ที่เกิดจากขดลวดสนามช่องมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง เป็นผลให้ผลรวมฟลักซ์, ϕ ในช่องอากาศลดลงจะทำให้ความเร็วรอบสูงขึ้น

2.3 การควบคุมความเร็ว

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงสามารถควบคุมความเร็วได้โดยการควบคุมแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่ป้อนเข้ามอเตอร์ สามารถทำได้ 3 วิธีดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ปรับแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่ป้อนเข้าขดลวดสนามแม่เหล็ก

การควบคุมความเร็วสามารถทำได้โดยใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ต่ออนุกรมกับขดลวดสนาม แม่เหล็ก เมื่อปรับให้แรงดันและกระแสไฟฟ้าที่ป้อนเข้าขดลวดสนามแม่เหล็กลดลง มอเตอร์จะหมุนด้วยความเร็วรอบเพิ่มขึ้น ในทางตรงข้ามถ้าปรับให้แรงดันและกระแสมีค่าเพิ่มขึ้น มอเตอร์จะหมุนด้วยความเร็วรอบลดลง การควบคุมความเร็วด้วยวิธีนี้สามารถเพิ่มความเร็วให้สูงกว่าพิกัดได้ในอัตราส่วน 2:1 แต่แรงบิดที่ได้จะมีค่าแปรผันกลับกับความเร็วรอบหรือแปรผันตรงกับกระแสไฟฟ้าที่ป้อนเข้าขดลวดสนามแม่เหล็กนั่นเอง

2. ปรับแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่ป้อนเข้าขดลวดอาร์เมเจอร์

การควบคุมความเร็วรอบด้วยวิธีนี้ ทำให้มอเตอร์มีแรงบิดตลอดย่านความเร็วสามารถทำได้โดยใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ต่ออนุกรมกับขดลวดอาร์เมเจอร์ เมื่อปรับให้แรงดันและกระแสไฟฟ้าที่ป้อนเข้าขดลวดอาร์เมเจอร์ลดลง มอเตอร์จะหมุนด้วยความเร็วรอบลดลง ในทางตรงข้ามถ้าปรับให้แรงดันและกระแสมีค่าเพิ่มขึ้น มอเตอร์จะหมุนด้วยความเร็วรอบเพิ่มขึ้น แต่วิธีนี้ทำให้เกิดกำลังสูญเสียที่ตัวต้านทานปรับค่าได้สูง ทำให้ระบบโดยรวมมีประสิทธิภาพต่ำ มีวิธีปรับแรงดัน และกระแสไฟฟ้าที่ป้อนเข้าขดลวดอาร์เมเจอร์อีกวิธีที่มีประสิทธิภาพสูงกว่าวิธีแรก แต่มีความยุ่งยากในการจัดสร้าง คือใช้เครื่องสับไฟฟ้า (chopper)

3. ปรับแรงดันและกระแสไฟฟ้า ที่ป้อนเข้าขดลวดอาร์เมเจอร์และขดลวดสนามแม่เหล็กไปพร้อมๆ กัน วิธีนี้สามารถปรับทั้งความเร็วรอบและแรงบิดไปพร้อมๆ กันได้

2.4 เครื่องสับไฟฟ้า (Chopper)

วงจรสับไฟฟ้าเป็นวงจรที่เปลี่ยนกำลังไฟฟ้ากระแสตรงไปเป็นกำลังไฟฟ้ากระแสตรงที่สามารถปรับเปลี่ยนแรงดันขาออกได้ ซึ่งจะทำได้ด้วยการบังคับให้มอสเฟตปิดๆ เปิดๆ การนำกระแสอย่างรวดเร็ว วิธีการนี้จะทำให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขาเข้าถูกสับ (chop) ให้ขาดออกเป็นห้วงๆ หรือเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมจำนวนมากที่แรงดันขาออกทำให้แรงดันขาออกมีค่าเฉลี่ยน้อยกว่าแรงดันขาเข้า เราสามารถปรับค่าเฉลี่ยของแรงดันขาออกได้ด้วยการปรับอัตราส่วนของเวลาที่มอสเฟตเปิดให้นำกระแสต่อเวลาที่ปิดให้หยุดนำกระแส เรียกว่า “อัตราส่วนมาร์คสเปซ” (mark-space ratio) หรือ “ควบคุมอัตราส่วนเวลา” (time ratio control, TRC) ซึ่งสามารถทำได้ 2 วิธีดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ปรับค่าของช่วงเวลานำกระแสแต่รักษาคาบเวลาให้คงที่เรียกว่า "วิธีควบคุมความกว้างของรูปสัญญาณ"(pulse witch modulation)
2. รักษาช่วงเวลานำกระแส หรือ หยุดนำกระแสอย่างใดอย่างหนึ่งให้คงที่ แต่ปรับค่าของคาบเวลา เรียกว่า "วิธีควบคุมความถี่" (frequency modulation)

ลักษณะ	การควบคุมด้วยไธริสเตอร์	รูปคลื่นของแรงดันอินพุท	รูปคลื่นของแรงดันเอาท์พุท
ดีซี ⟶ ดีซี	ควบคุมความกว้างของพัลส์	V_{dc} t	V_{dc} t
	ควบคุมให้ความกว้างของพัลส์ คงที่แต่เปลี่ยนคาบ	V_{dc} t	V_{dc}

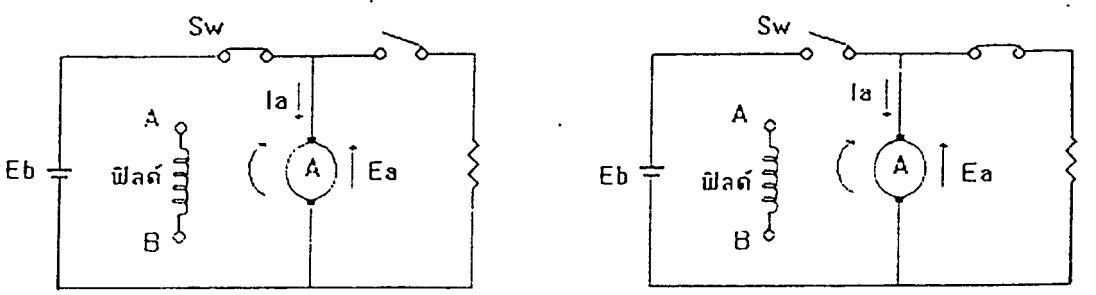
รูปที่ 2.7 การมอดูเลทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

2.5 การควบคุมมอเตอร์แบบ 4 จตุภาค (4-Quadrant control)

ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไปในทิศทางใดทิศทางหนึ่งนั้น ไม่เพียงแต่จะเป็นการป้อนพลังงานจลน์ในมอเตอร์เป็นพลังงานความร้อนที่ตัวมอเตอร์ เราก็หาหนทางให้มอเตอร์ทำหน้าที่เปลี่ยนเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า แล้วให้กระแสที่เกิดขึ้นไหลผ่านเข้าไปในตัวต้านทานภายนอกและวนกลับครบวงจรผ่านขดลวดของมอเตอร์ก็จะทำให้มีความร้อนเกิดขึ้นแล้วกระจายหายไปและพร้อมกันนั้นก็จะมีแรงหมุน หมุนกลับทิศทางของการหมุนมอเตอร์ วิธีนี้จะเห็นได้ง่ายถ้าเป็นมอเตอร์ดีซี เมื่อต้องการเบรกมอเตอร์ ให้ยกสวิทช์วงจรอาร์เมเจอร์ให้เปิดออกและปิดสวิทช์ของวงจรตัวต้านทานภายนอกลง แต่ยังคงค้างสวิทช์ในวงจรฟิลด์ไว้ตามเดิมมอเตอร์ก็จะยังคงหมุนต่อไปด้วยความเฉื่อยจึงทำหน้าที่เป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า แล้วจึงจ่ายกระแสผ่านความต้านทานภายนอก โดยมีทิศทางของกระแสกลับทิศกับทิศทางของกระแสกลับกันกับกระแสเดิม จะทำให้เราเห็นว่าแรงหมุนที่เกิดขึ้นใหม่ในตัวมอเตอร์จะมีทิศทางกลับกับการหมุนของมอเตอร์และจะมีความร้อนเกิดขึ้นกระจายไป ทำให้มอเตอร์หยุดหมุนอย่างรวดเร็ว แล้วเราก็ยกสวิทช์ใหญ่ออก

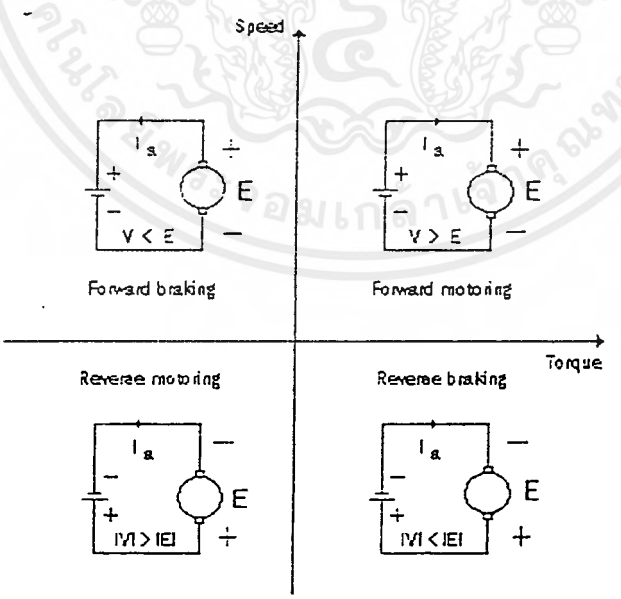
และเมื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เป็นไปได้ทั้ง 2 ทิศทาง ทำให้การทำงานของมอเตอร์เป็นไปได้ถึง 4 จตุภาค ดังรูป 2.8 ซึ่งจำแนกการทำงานได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 หยุดมอเตอร์ดีซีด้วยวิธีไดนามิกเบรกกิ่ง

- จตุภาคที่ 1 คือ สภาวะที่มอเตอร์หมุนด้วยความเร็วที่ไปในทิศทางเดียวกับแรงบิดซึ่งเกิดจากการป้อนพลังงานจากแหล่งจ่ายให้กับมอเตอร์
- จตุภาคที่ 2 คือ สภาวะที่มอเตอร์มีทิศทางการหมุน (ทิศทางเดียวกับจตุภาคที่ 1) ตรงข้ามกับทิศทางของแรงบิด ซึ่งเกิดจากการหยุดจ่ายพลังงานให้กับมอเตอร์
- จตุภาคที่ 3 คือ มีสภาวะการทำงานเช่นเดียวกับจตุภาคที่ 1 แต่มีทิศทางการหมุนและแรงบิดตรงกันข้ามกับจตุภาคที่ 1
- จตุภาคที่ 4 คือ มีสภาวะการทำงานเช่นดียวกับจตุภาคที่ 2 แต่ทิศทางการหมุนและแรงบิดตรงกันข้ามกับจตุภาคที่ 2



รูปที่ 2.9 การทำงานของมอเตอร์ในจตุภาคต่างๆ

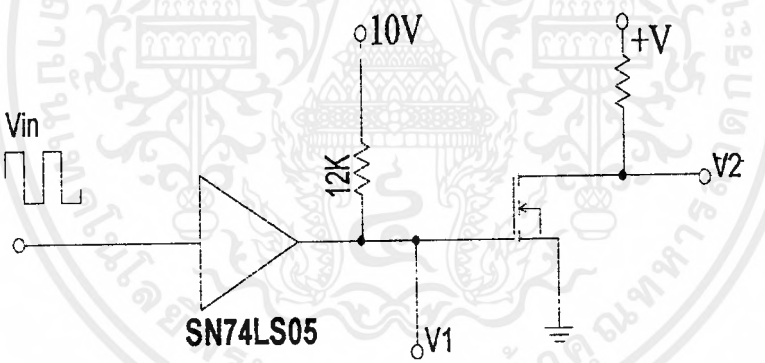
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 วงจรขับนำเกต (Gate Drive Circuit)

วงจรขับนำเกตทำหน้าที่ควบคุมเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแส หรือ ไม่นำกระแสตามความถี่ที่ต้องการ ในการใช้งานเพาเวอร์มอสเฟตที่ความถี่สูงๆ จะต้องคำนึงถึงค่าไรส์ไทม์ (t_r) ค่าฟอลไทม์ (t_f) ให้มีค่าน้อยๆ ซึ่งขึ้นอยู่กับรูปแบบของวงจรขับนำเกต และเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ขับวงจรแบบบริดจ์ เกตของเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละตัวจะต้องไม่ต่อถึงกันโดยตรงกับเกตของตัวอื่นๆ ดังนั้นวงจรขับนำเกตจึงต้องมีการแยกกันทางไฟฟ้า (Isolate Drive Circuit)

2.6.1 วงจรขับนำเกตแบบไม่แยกทางไฟฟ้า (Non - isolated Gate Drive Circuit)

จากรูปที่ 2.10 แสดงถึงตัวอย่างวงจรขับนำเกตแบบไม่แยกทางไฟฟ้า การต่อวงจรขับนำเกตแบบนี้ ถ้าวงจรกำลังเกิดทำงานผิดพลาดขึ้นมา จะส่งผลกระทบมาถึงทางด้านวงจรควบคุมที่มีวงจรขับนำเกตต่ออยู่ได้ ดังนั้นจึงควรมีการแยกกันทางไฟฟ้าของวงจรขับนำเกตกับวงจรควบคุม เพื่อเป็นการป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นได้



รูปที่ 2.10 แสดงตัวอย่างวงจรขับนำเกตแบบไม่แยกทางไฟฟ้า

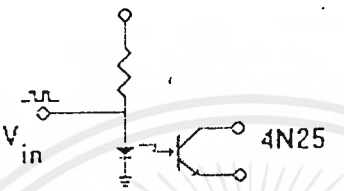
2.6.2 วงจรขับนำเกตแบบแยกทางไฟฟ้า (Isolate Gate Drive Circuit)

ในวงจรที่ต้องการแยกทางไฟฟ้าให้กับขาเกตและซอร์สจากวงจรควบคุม หรือ แยกกันจากเพาเวอร์มอสเฟตตัวอื่นๆ ที่ต่ออยู่ร่วมกัน สามารถทำได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 การแยกทางไฟฟ้าโดยใช้อุปกรณ์เชื่อมโยงทางแสง (Opto - Isolated)

จากรูปที่ 2.11 LED (Light Emitting Diode) ที่อยู่ภายในตัวเชื่อมโยงทางแสง จะเปล่งแสงเมื่อได้รับการฟอร์เวิร์ดไบแอส โดยแสงที่ได้จะเป็นการไบแอสให้กับโฟโต้ทรานซิสเตอร์ เพื่อให้นำกระแสอีกทอดหนึ่ง ด้วยวิธีนี้สามารถแยกเพาเวอร์มอสเฟตออกจากวงจรควบคุมได้อย่างเด็ดขาด นอกจากนี้แหล่งจ่ายไฟที่ใช้จะต้องแยกจากกันด้วย

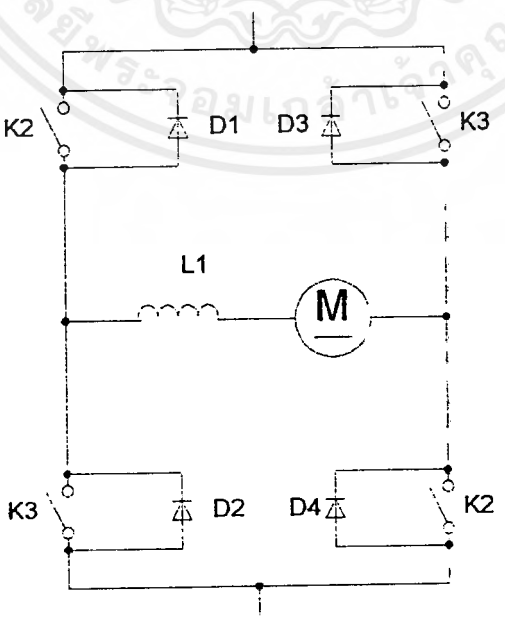


รูปที่ 2.11 โครงสร้างอย่างง่ายของอุปกรณ์เชื่อมโยงทางแสง

2.8 วงจรป้องกัน

2.8.1 Freewheeling Diode

จากการสับไฟฟ้าให้ขาดเป็นช่วงๆ ทำให้แรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้มอเตอร์มีลักษณะขาดเป็นช่วงๆ ไปด้วย กระแสที่ไหลในมอเตอร์จะไหลไม่ต่อเนื่อง เพื่อให้กระแสในมอเตอร์ไหลอย่างต่อเนื่อง จึงต้องต่อไดโอดคร่อมระหว่างขาทั้งสองของอุปกรณ์ที่นำมาทำสวิทช์ เพื่อให้กระแสสามารถไหลผ่านได้ ดังรูปที่ 2.12

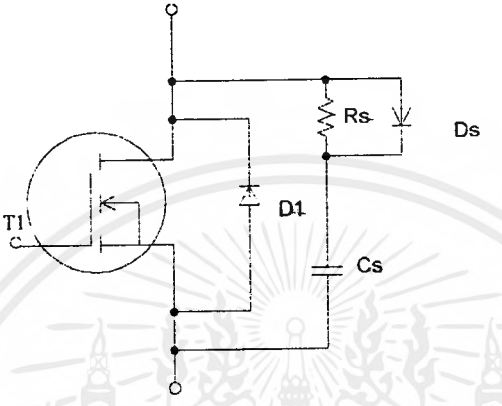


รูปที่ 2.12 แสดงการต่อ Anti Parallel Diode

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

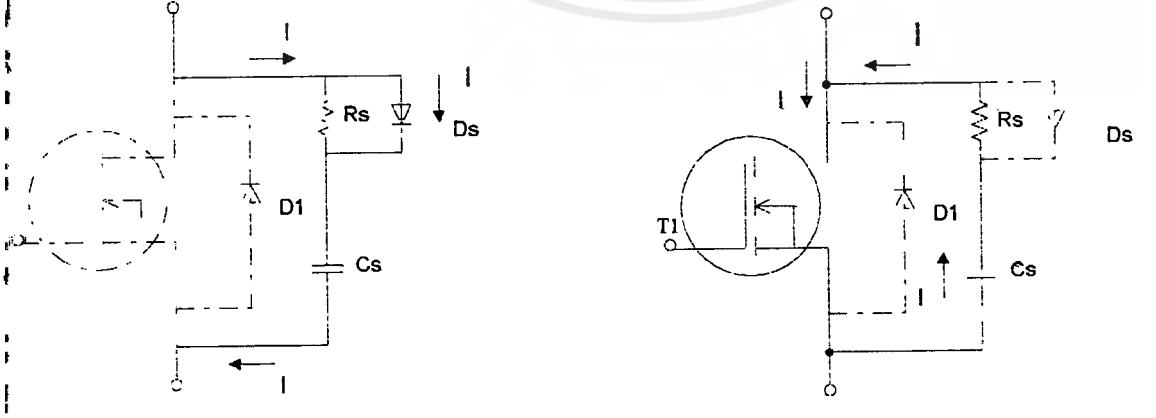
2.8.2 วงจรสนับเบอร์ (Snubber Circuit)

ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตตัดวงจรจะทำให้เกิดแรงดันกระชากตกคร่อมระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สสูงมาก แรงดันกระชากนี้จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเกิดการเสียหายได้ วิธีป้องกัน คือ ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขาเดรนกับขาซอร์ส เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ โดยการต่อตัวเก็บประจุ (C_s) ดังรูป 2.13



รูปที่ 2.13 แสดงการต่อวงจร Snubber

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตตัดวงจรจะทำให้ตัวเก็บประจุ (C_s) เริ่มประจุไฟฟ้าจนถึงค่าแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต แต่เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตต่อวงจรอีกครั้ง ตัวเก็บประจุจะเริ่มคายประจุไฟฟ้าออกผ่านเพาเวอร์มอสเฟต ซึ่งประจุไฟฟ้าที่คายออกนี้อาจทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเสียหายได้ ดังนั้นจึงต้องกำจัดประจุไฟฟ้าที่คายออกนี้ โดยการต่อความต้านทาน (R_s) ดังรูปที่ 2.13 เพื่อความรวดเร็วในการประจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ (C_s) จึงต่อไดโอด (D_s) คร่อมตัวต้านทาน (R_s) ไว้ ซึ่งค่าของตัวเก็บประจุ (C_s) ความต้านทาน (R_s) และไดโอด (D_s) สามารถหาได้ดังนี้



รูปที่ 2.14 แสดงทิศทางการไหลของกระแสขณะตัดและต่อวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหาค่าตัวเก็บประจุ (C_s)

ค่าของตัวเก็บประจุ (C_s) จะพิจารณาจากปริมาณกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟต และขนาดแรงดันที่ป้อนให้แก่วงจรในขณะที่มีการตัดวงจร ดังสมการที่ 2.7

$$C_s = \frac{I_d(t_r + t_f)}{V_{DS}} \qquad \text{.....(2.7)}$$

เมื่อ C_s คือ ค่าตัวเก็บประจุในวงจรสนับเบอร์ (ฟารัด, F)

Id คือ ปริมาณกระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตสูงสุด (แอมแปร์, A)

t_r คือ เวลาที่ใช้ในการตัดวงจร (วินาที, sec)

t_f คือ เวลาที่ใช้ในการต่อวงจร (วินาที, sec)

V_{DS} คือ แรงดันตกคร่อมระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สสูงสุด (โวลท์, V)

การหาค่าความต้านทาน (R_S)

ในช่วงที่เพาเวอร์มอสเฟตต่อวงจร ตัวเก็บประจุ (C_S) จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน (R_S) ไปยังเพาเวอร์มอสเฟต และจะต้องคายประจุออกให้หมดก่อนที่เพาเวอร์มอสเฟตจะตัดวงจรอีกครั้งหนึ่งเพื่อความแน่ใจว่าตัวเก็บประจุ (C_S) คายประจุออกหมดจริงๆ จึงกำหนดให้เวลาในการต่อวงจรของเพาเวอร์มอสเฟตต่ำสุด มีค่าเป็น 3 เท่าของเวลาในการคายประจุ (RC time constant) ดังสมการ

$$t_{ON(min)} = 3R_SC_S \qquad \text{.....(2.8)}$$

ดังนั้น

$$R_S = t_{ON(min)}/3C_S \qquad \text{.....(2.9)}$$

เมื่อ $t_{ON(min)}$ คือ เวลาต่ำสุดในการต่อวงจรของเพาเวอร์มอสเฟต (วินาที, sec)

R_s คือ ค่าความต้านทานในวงจรสนับเบอร์ (โอห์ม, Ω)

การคายประจุของตัวเก็บประจุ (C_S) ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัวต้านทาน (R_S) สูง ตัวต้านทาน (R_S) จะต้องทนกำลังได้สูง

ค่ากำลังงานสูญเสียสามารถหาได้ดังนี้

$$P = (C_S \cdot (V_{DS})^2 \cdot f) / 2 \qquad \text{.....(2.10)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ P คือ กำลังงานสูญเสียในความต้านทาน (R_S) (วัตต์, W)

f คือ ความถี่ของการตัดต่อวงจรของเพาเวอร์มอสเฟต (เฮิรตซ์, Hz)

การหาค่าไดโอด (D_S)

จากรูปที่ 2.14 ไดโอด (D_S) จะต้องรับกระแสที่เข้ามาประจุให้กับตัวเก็บประจุและจะต้องทำงานให้ทันกับการตัดต่อวงจรของเพาเวอร์มอสเฟต ดังนั้นไดโอดที่ใช้ควรจะมีอัตราทนกระแสสูงสุดมากกว่าปริมาณกระแสที่เข้ามาประจุตัวเก็บประจุ (C_S) และสามารถใช้งานได้ในความถี่สูงๆ ควรเป็นไดโอดชนิดฟาสท์ รีโคเวอรี่ ไดโอด (fast recovery diode)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและการเลือกใช้อุปกรณ์

3.1 คุณสมบัติของมอเตอร์

kw	3.0
VOLTS	220 Vdc
Hz	50
Amp	13.6
RPM	1500

รูปที่ 3.1 ป้ายแสดงรายละเอียดของมอเตอร์

สำหรับมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลองในโรงงานนี้เป็นมอเตอร์กระแสตรงชนิดขดลวดกระตุ้นขนาน ซึ่งสามารถนำมาต่อใช้งานเป็นมอเตอร์กระแสตรงชนิดขดลวดกระตุ้นแยก มีรายละเอียดดังแสดงในป้ายแสดงรายละเอียดของมอเตอร์ (name plate) พอจะอธิบายได้ดังนี้

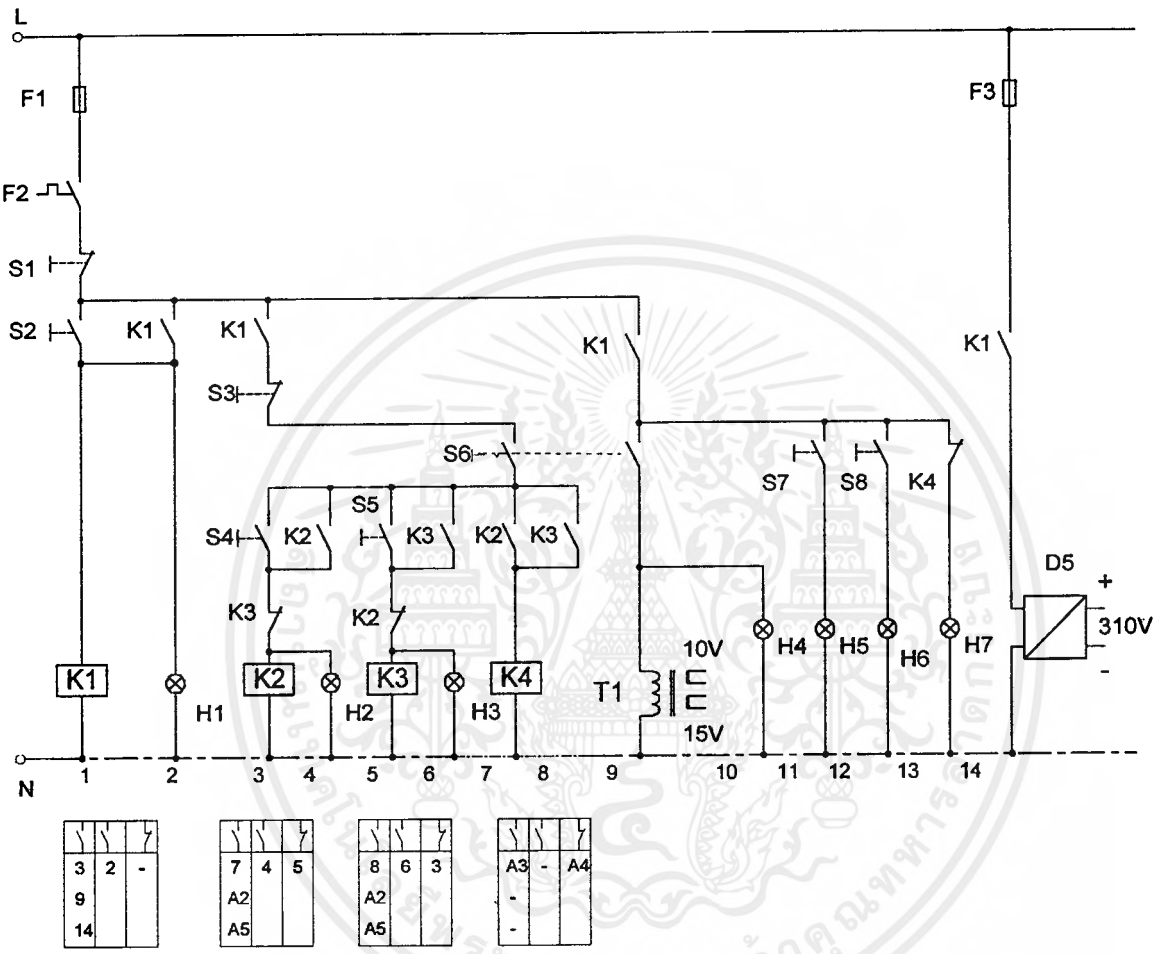
- เป็นมอเตอร์ชนิดขดลวดกระตุ้นขนาน
- พิกัดกำลัง 3.0 กิโลวัตต์
- พิกัดแรงดัน 220 โวลต์ดีซี
- พิกัดกระแส 13.6 แอมแปร์
- พิกัดความเร็ว 1500 รอบ / นาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

34183

3.2 วงจรกำลัง

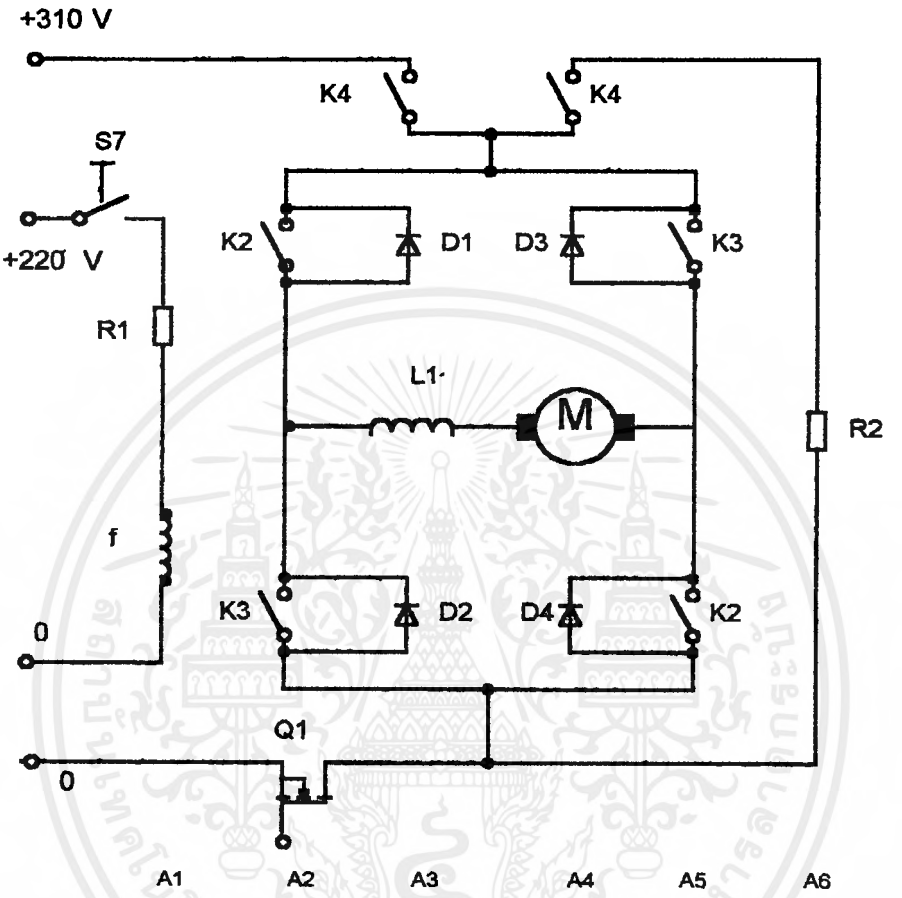
วงจรควบคุมทิศทาง



<u>รูปที่ 3.2</u> วงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรกำลัง



รูปที่ 3.3 วงจรกำลัง

หน้าที่ของอุปกรณ์

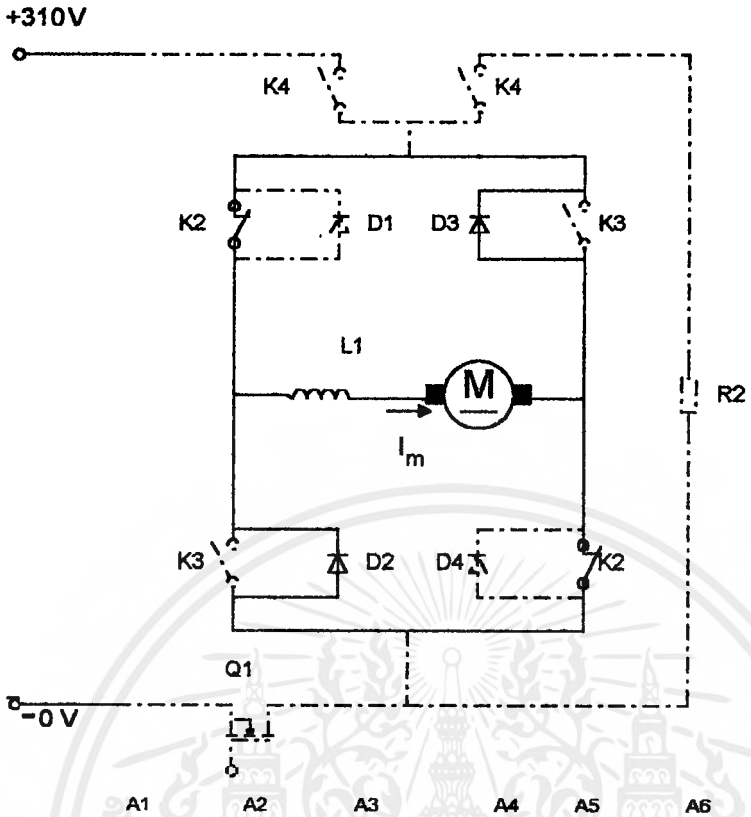
F1	ฟิวส์วงจรควบคุม
F2	โอเวอร์โหลดรีเลย์
F3	ฟิวส์วงจรกำลัง
S1	สวิทช์ตัดวงจรเพื่อหยุดการทำงาน
S2	สวิทช์ต่อวงจรเพื่อเตรียมพร้อมที่จะทำงาน
S3	สวิทช์ตัดวงจรเพื่อหยุดหมุนมอเตอร์
S4	สวิทช์ต่อวงจรเพื่อให้มอเตอร์หมุนตามเข็มนาฬิกา
S5	สวิทช์ต่อวงจรเพื่อให้มอเตอร์หมุนทวนเข็มนาฬิกา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

S8	สวิทช์ตัด-ต่อวงจรควบคุมแบบป้อนกลับ
K1	คอนแทกตัด-ต่อวงจรเพื่อเตรียมพร้อมที่จะทำงาน
K2	คอนแทกควบคุมให้ทำงานในสภาวะมอเตอร์หมุนตามเข็มนาฬิกา
K3	คอนแทกควบคุมให้ทำงานในสภาวะมอเตอร์หมุนทวนเข็มนาฬิกา
K4	คอนแทกควบคุมให้ทำงานในสภาวะมอเตอร์ และหยุดหมุน
H1	หลอดไฟแสดงสภาวะเตรียมที่จะทำงาน
H2	หลอดไฟแสดงสภาวะมอเตอร์หมุนตามเข็มนาฬิกา
H3	หลอดไฟแสดงสภาวะมอเตอร์หมุนทวนเข็มนาฬิกา
H4	หลอดไฟแสดงการทำงานของวงจรควบคุมความเร็ว
H5	หลอดไฟแสดงการทำงานของวงจรขดลวดสนามแม่เหล็ก
H6	หลอดไฟแสดงการทำงานของวงจรควบคุมแบบป้อนกลับ
H7	หลอดไฟแสดงสภาวะหยุดหมุนมอเตอร์
T1	หม้อแปลงของวงจรควบคุม
D1-D4	ไดโอดที่จะนำกระแสในขณะหยุดหมุนมอเตอร์
D5	ไดโอดเรียงกระแสเพื่อเป็นพลังงานให้มอเตอร์
R1	ตัวต้านทานป้องกันแรงดันเกินที่ขดลวดสนาม
R2	ภาระทางไฟฟ้าในขณะหยุดหมุนมอเตอร์
Q1	power mosfet ที่จะตัดต่อวงจรเพื่อควบคุมความเร็วมอเตอร์
f	ขดลวดสนามแม่เหล็ก
M	มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง
L	Inductance

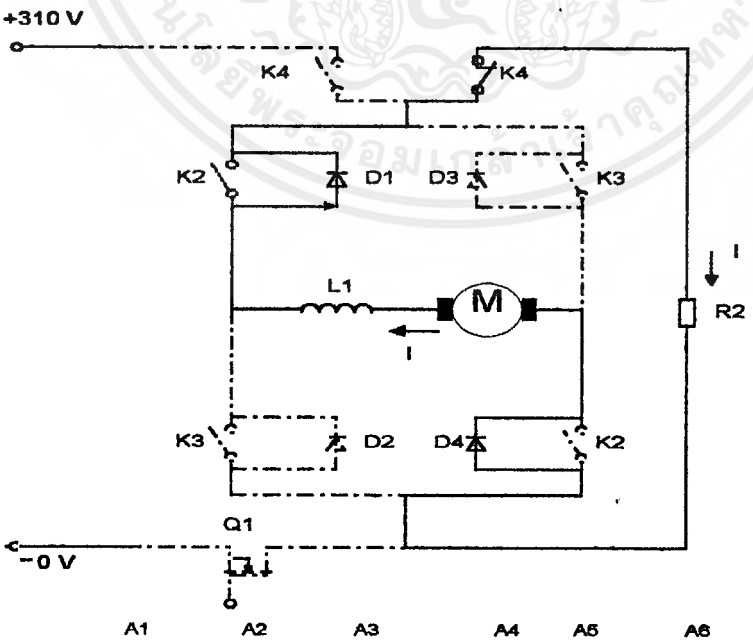
จากรูป เป็นลักษณะการต่อวงจรเป็นแบบ เอช-บริดจ์ (H-bridge)โดยลักษณะการต่อแบบนี้สามารถเลือกทิศทางการไหลของกระแสและแรงดันตกคร่อมมอเตอร์ได้ ทำให้สามารถควบคุมมอเตอร์ให้หมุนซ้ายมีทิศทางของกระแสและแรงดันเป็นลบ หรือหมุนขวามีทิศทางของกระแสและแรงดันเป็นบวก หรือหมุนไปทางซ้ายโดยจ่ายพลังงานออกมา มีทิศทางของกระแสเป็นบวกแต่แรงดันเป็นลบ หรือหมุนไปทางขวาโดยจ่ายพลังงานออกมามีทิศทางของกระแสเป็นลบแต่แรงดันเป็นบวก ซึ่งวิธีการทั้งหมดนี้เรียกว่า "การควบคุมแบบ จตุภาค (4 Quadrant)" สามารถควบคุมได้โดยกำหนดให้แมกเนติกคอนแทกเตอร์แต่ละตัวทำงานดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่3.5 แสดงสภาวะการทำงานในจตุภาคที่1 ขณะที่มอสเฟตหยุดนำกระแส

จตุภาคที่ 2

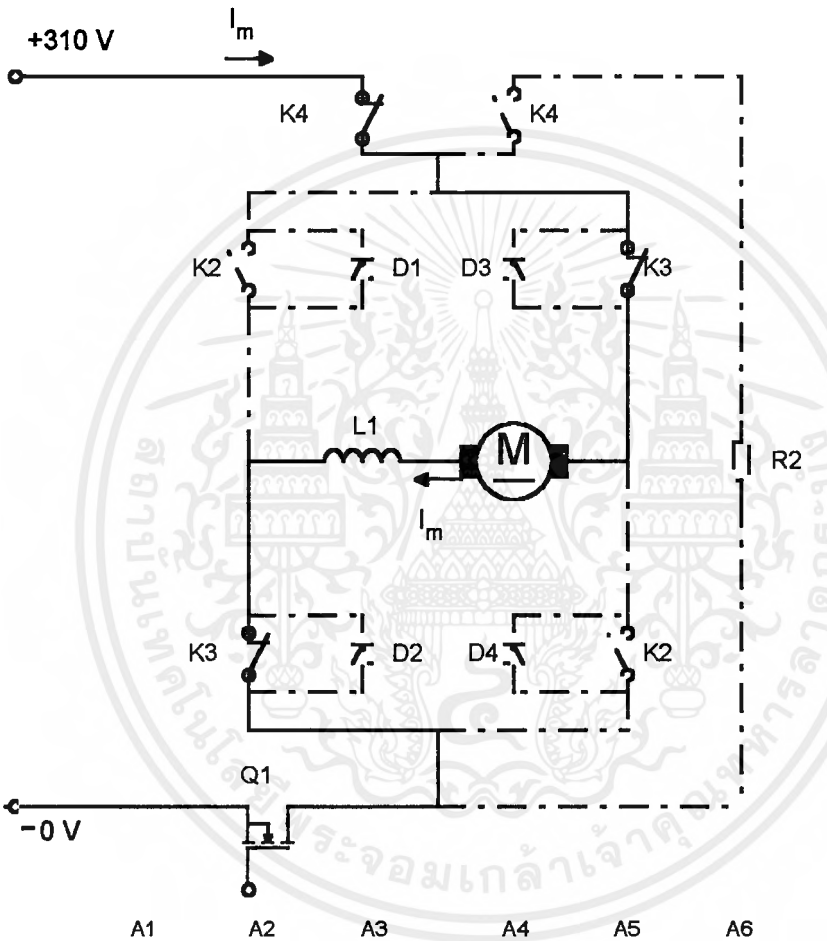


รูปที่3.6 แสดงสภาวะการทำงานในจตุภาคที่2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในสภาวะนี้จะหยุดจ่ายไฟให้กับมอเตอร์ มอเตอร์จะยังคงหมุนต่อไปด้วยแรงเฉื่อยและทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า จ่ายกระแสไฟฟ้าผ่านฟรีวิลลิ่งไดโอด ผ่านภาระทางไฟฟ้า R2 พลังงานไฟฟ้าจะสูญเสียในภาระทางไฟฟ้า R2 จะทำให้มอเตอร์หยุดหมุนเร็วขึ้น ดังรูป3.6

จตุภาคที่ 3

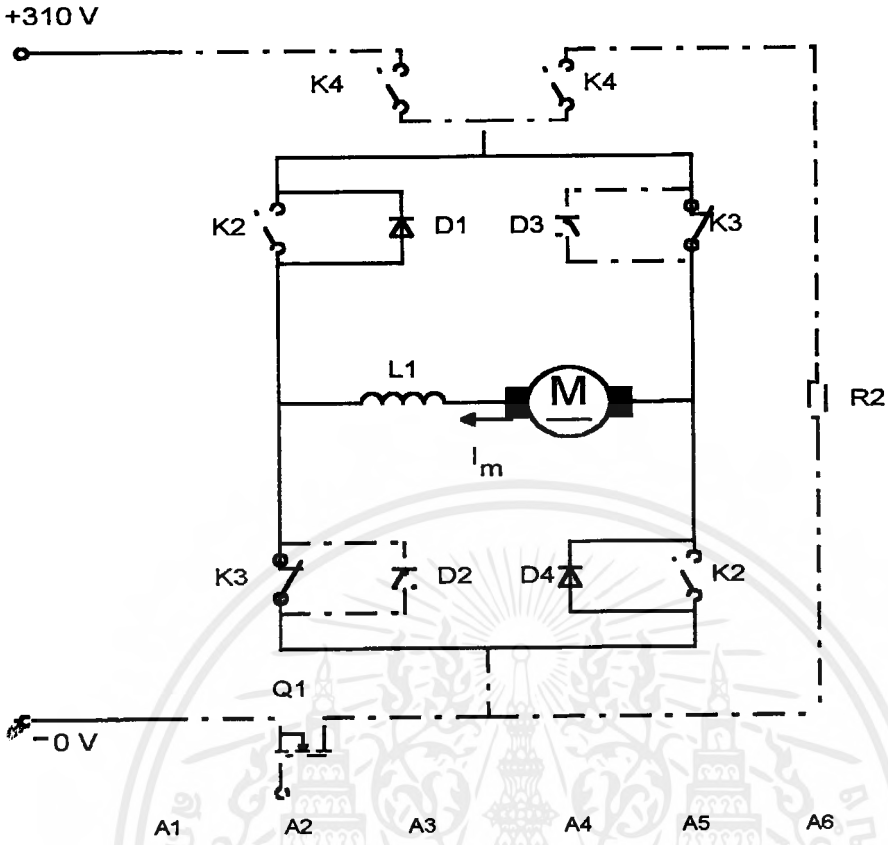


รูปที่3.7 แสดงสภาวะการทำงานในจตุภาคที่3 ขณะที่มอสเฟตหยุดนำกระแส

ในสภาวะนี้จะให้แมกเนติก K2 และ K4 ทำงาน เมื่อ Q1 อยู่ในสภาวะนำกระแสจะทำให้กระแสจะไหลเข้ามอเตอร์จากขวามาซ้าย ดังรูป3.7

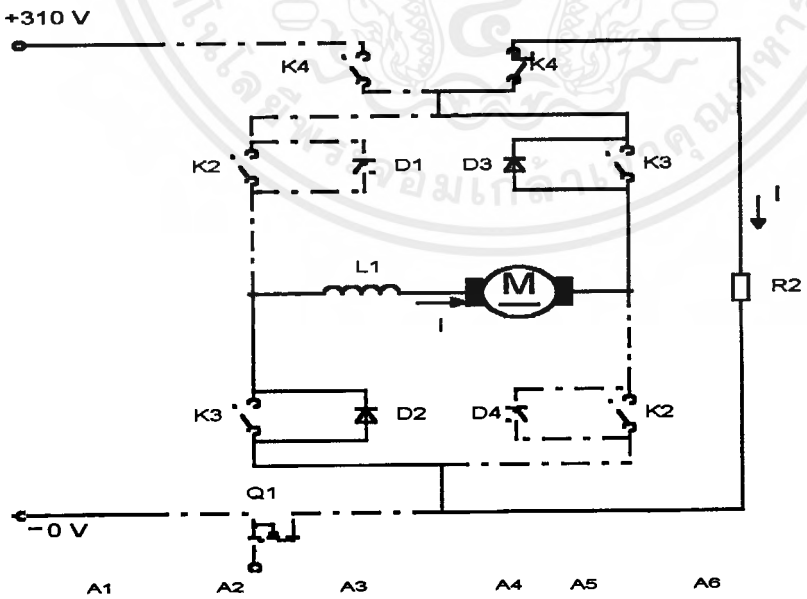
เมื่อ Q1 อยู่ในสภาวะไม่นำกระแส กระแสก็จะยังไหลผ่านมอเตอร์จากขวามาซ้าย ผ่านฟรีวิลลิ่งไดโอด ดังรูป3.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่3.8 แสดงสภาวะการทำงานในจตุภาคที่3 ขณะที่มอสเฟตหยุดนำกระแส

จตุภาคที่ 4



รูปที่3.9 แสดงสภาวะการทำงานในจตุภาคที่4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในสภาวะนี้จะหยุดจ่ายไฟให้กับมอเตอร์ มอเตอร์จะยังคงหมุนต่อไปด้วยแรงเฉื่อยจะทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า จ่ายกระแสไฟฟ้าผ่านฟรีวิลลิ่งไดโอดผ่านความต้านทาน R_2 พลังงานไฟฟ้าจะสูญเสียในความต้านทาน R_2 จะทำให้มอเตอร์หยุดหมุนเร็วขึ้น ดังรูปที่ 3.9

3.3 การเลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟต

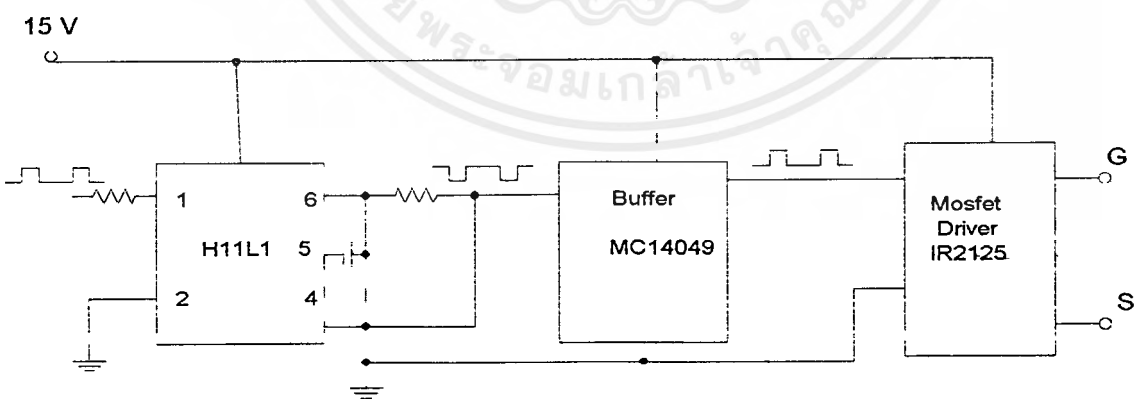
เพื่อความปลอดภัยจึงเลือกให้เพาเวอร์มอสเฟตมีพิกัดกระแสและแรงดันมากกว่ามอเตอร์ประมาณ 1.5 - 2 เท่า ในที่นี้พิกัดแรงดันของกระแสและมอเตอร์คือ 13.6 แอมแปร์ 220 โวลต์ ตามลำดับ จึงเลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IRFP 460 ซึ่งมีพิกัดกระแส 20 แอมแปร์ และพิกัดแรงดัน 500 โวลต์

3.4 อุปกรณ์ป้องกัน

3.4.1 Free-wheeling Diode

จากรูปวงจรกำลัง แสดงการทำงานของมอเตอร์ในสภาวะต่างๆ (รูปที่ 3.3 ถึง 3.6) จะเห็นว่าไดโอดที่ต่อขนานสวิทช์แต่ละตัวจะต้องรองรับปริมาณกระแสในสภาวะที่สวิทช์หยุดนำกระแสได้ ซึ่งมีค่าประมาณพิกัดกระแสของมอเตอร์ คือ 13.6 แอมแปร์ เพื่อความปลอดภัยจึงเลือกให้พิกัดกระแสของไดโอดมีค่ามากกว่าพิกัดกระแสของมอเตอร์ประมาณ 2 เท่า และเป็นชนิด ฟาสต์รีคัฟเวอร์รี่ไดโอด (fast recovery diode) ด้วย

3.5 วงจรขับนำเกต



รูปที่ 3.10 วงจรขับนำเกตอย่างคร่าวๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโครงงานนี้ได้เลือกใช้วงจรขับนำเกตแบบแยกทางไฟฟ้า (Opto Isolate) เบอร์ H11L1 ซึ่งสัญญาณออกที่ได้จะเป็นสัญญาณแบบคลับเฟส ดังนั้นจึงต้องนำมาต่อเข้ากับอินเวิทเตอร์เพื่อให้ได้วงจรตามต้องการ จากนั้นจึงจำมาต่อเข้ากับวงจรขับนำเกตเบอร์ IR 2125 ซึ่งนับเป็นวงจรขับเกตสำเร็จรูป ดังรูปที่ 3.10

3.6 ควบคุมความเร็ว

การสร้างสัญญาณควบคุมความถี่ (Frequency Modulation)

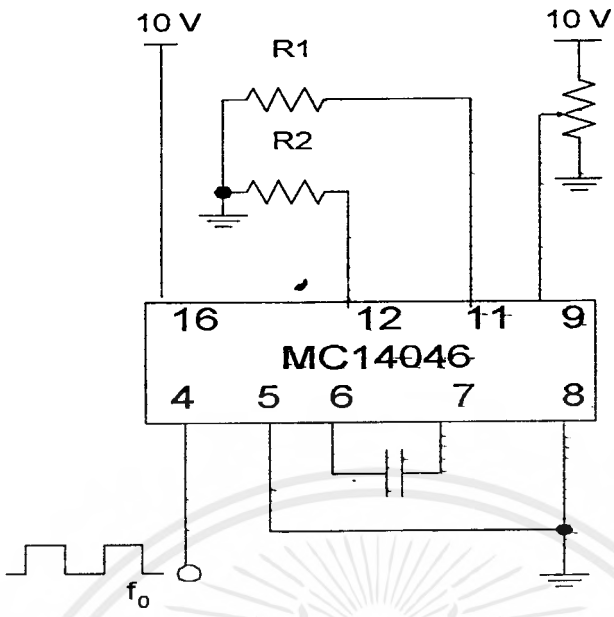
รูปที่ 3.11 บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณ Frequency modulation

เนื่องจากไม่สามารถหาวงจรสำเร็จรูปที่สร้างสัญญาณ Frequency Modulation ดังนั้นจึงต้องออกแบบวงจรสร้างสัญญาณ Frequency Modulation โดยใช้ voltage control oscillator (VCO) เป็นตัวสร้างความถี่ส่งผ่าน phase lock loop (PLL) มายัง monostable multivibrator ดังรูปเหตุที่ต้องส่งสัญญาณผ่าน phase lock loop ก็เพราะว่าใช้ phase lock loop เป็นอุปกรณ์ควบคุมแบบ closed loop

Voltage control oscillator (VCO)

ในโครงงานนี้ใช้ VCO ที่อยู่ใน phase lock loop ซึ่งเป็นวงจรสำเร็จรูปเบอร์ MC 14046 สร้างความถี่ขึ้นมาในช่วงต่างๆ เพื่อให้ได้ความเร็วมอเตอร์ตามต้องการ สามารถควบคุมความถี่ที่สร้างขึ้นได้จากแรงดันที่ป้อนอินพุท โดยถ้าป้อนแรงดันเข้าอินพุทต่ำสุด ความถี่ที่สร้างขึ้นจะเป็นความถี่ต่ำสุด และถ้าป้อนแรงดันให้ อินพุทมีค่าเท่ากับไฟเลี้ยง ความถี่ที่ได้ก็จะเป็นความถี่สูงสุด การต่อ VCO ใช้งานจะเป็นไปตามรูปที่ 3.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 การต่อ VCO

จากสูตร $f_{min} = \frac{1}{R_2(C+32pF)}$ .....(3.1)

ใช้ค่า C = 470 µF

ได้ค่า R_2 = 8.2 kΩ

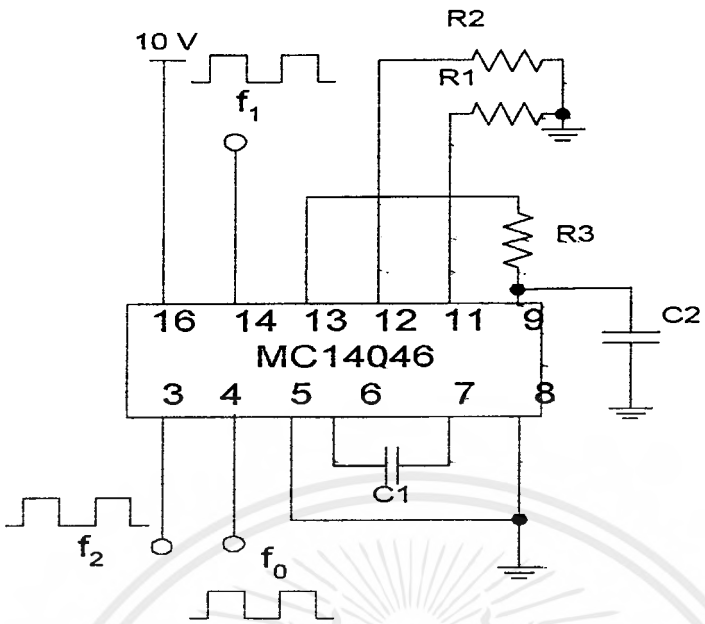
จากสูตร $f_{max} = \frac{1}{R_2(C+32pF)} + f_{min}$ .....(3.2)

ได้ค่า R_1 = 15 kΩ

3.7 เฟสล็อคลูป (Phaselock-loop, PLL)

สำหรับวงจรสำเร็จรูปเฟสล็อคลูปที่ใช้ในโครงงานนี้เป็นวงจรสำเร็จรูปเบอร์ MC 14046 ซึ่งเป็นตัวเดียวกับที่ใช้สร้าง VCO แต่มีการต่อวงจรต่างกันเล็กน้อยดังรูปที่ 3.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 การต่อวงจรเฟสล็อคลูป

ค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เลือกใช้คือ

R_1 = 10 kΩ

R_2 = 533 kΩ

R_3 = 3.3 kΩ

C_1 = 470 pF

C_2 = 330 μF

3.8 Monostable Multivibrator

สัญญาณ Frequency Modulation เป็นสัญญาณที่มีช่วงเวลาของการนำกระแส (t_{ON}) คงที่ แล้วทำการเปลี่ยนแปลงช่วงเวลาของการหยุดนำกระแส (t_{OFF}, โดยการเปลี่ยนแปลงความถี่) เพื่อให้ได้ค่าเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทตามต้องการ ช่วงเวลาของการนำกระแสสามารถหาได้ ดังนี้

ความถี่สูงสุดที่ได้ออกแบบไว้ = 150 kHz

แรงดันที่ได้จากการเรียงกระแส (V_{max}) = 310 V

แรงดันเฉลี่ยสูงสุด (V_{ave}) = 250 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

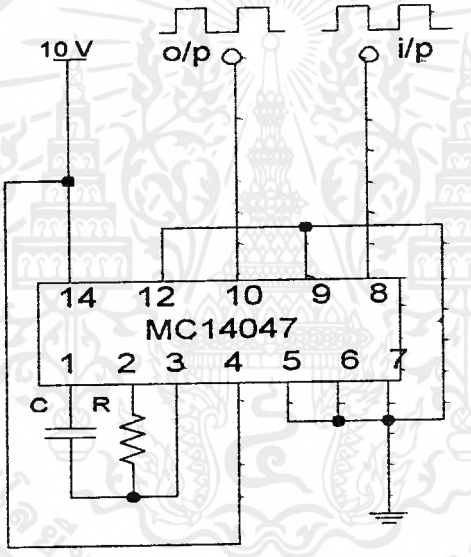
จาก $V_{ave} = \frac{t_{ON}}{T} V_{max}$ .....(3.3)

$t_{ON} = \frac{V_{ave}}{V_{max}} T$ .....(3.4)

$= \frac{250}{310} \times \frac{1}{150 \times 10}$

$= 5.37\ \mu S$

Monostable Multivibrator ที่ใช้ในส่วนนี้เป็นวงจรสำเร็จรูปเบอร์ MC14047 ต่อเป็นแบบทริก ใหม่ได้ ดังรูป



รูปที่ 3.14 การต่อ Monostable Multivibrator

จาก $t_{ON} = 2.48\ RC$ .....(3.5)

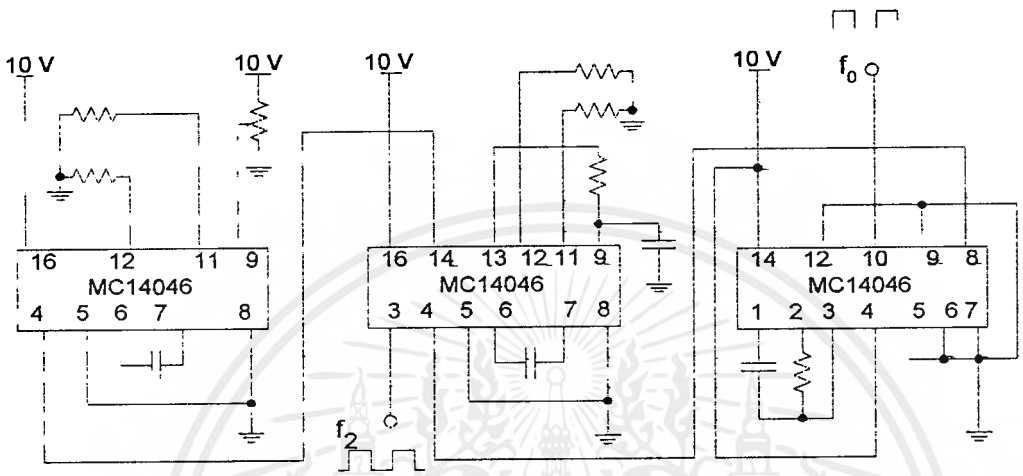
เลือกกำหนดค่า $C = 50\ pF$

ดังนั้น $R = 2.2\ k\Omega$

เมื่อนำค่าที่คำนวณได้มาต่อวงจรตามรูปที่ 3.12 เพื่อทำการวัดค่าช่วงเวลาที่นำกระแสแล้วปรากฏว่าช่วงเวลาที่ได้มีค่ามากกว่าค่าที่ต้องการ โดยช่วงเวลาการ on ที่ได้จะมากกว่าคาบเวลาทำให้สัญญาณควบคุมที่ได้ไม่ตรงกับความจริง ดังนั้นจึงทำการลองเปลี่ยนค่าความต้านทานแล้วทำการวัดค่าช่วงเวลาดังกล่าวให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ตามความต้องการ จึงได้ค่าความต้านทานที่เหมาะสมแต่เมื่อนำสัญญาณที่ได้จาก Monostable Multivibrator มาต่อเข้ากับวงจรขับเกตแบบแยกทางไฟฟ้าแล้ว ปรากฏว่าช่วงเวลานำกระแส (t_{ON}) มากเกินต้องการ ดังนั้นจึงกลับมาปรับให้ Monostable Multivibrator สร้างช่วงเวลานำกระแสให้แคบลง โดยทำการเปลี่ยนค่าความต้านทานให้ได้ค่า t_{on} ตามต้องการอีกครั้งหนึ่ง



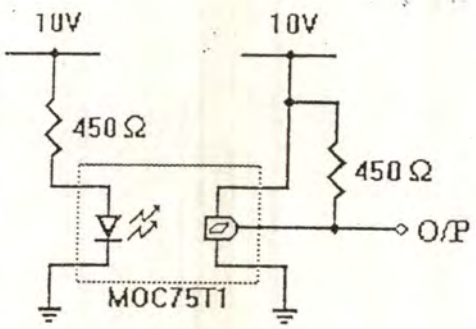
รูปที่ 3.15 วงจรสร้างสัญญาณ Frequency Modulation

3.9 ส่วนควบคุมความเร็ว (ป้อนกลับ)

3.9.1 อุปกรณ์วัดความเร็ว

ในการทดลองควบคุมความเร็วของมอเตอร์แบบลูปปิดจำเป็นต้องมีอุปกรณ์วัดความเร็วรอบของมอเตอร์ประกอบอยู่ด้วย เพื่อใช้ส่งสัญญาณให้ส่วนป้อนกลับ ได้รับรู้ว่าขณะนี้มอเตอร์มีความเร็วเท่าใด เท่าที่ต้องการหรือกำหนดไว้หรือไม่ โดยใช้ร่วมกับเฟสล็อคลูป อุปกรณ์วัดความเร็วที่ใช้ได้เช่น Tacho generator หรือ ออปติคอลทาโคมิเตอร์ (Optical Tachometer) มีลักษณะเป็นแผ่นจานวงกลมตัดขอบให้มีลักษณะคล้ายเฟืองดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



<u>รูปที่ 3.16</u> ออปติคอลทาโคมิเตอร์

(ก) แผ่นจานวัดความเร็ว

(ข) Slotted Optical Switches

แผ่นจานวัดความเร็วจะตัดขอบให้เป็นร่องเข้ามา 60 ร่อง ดังนั้นเมื่อมอเตอร์หมุนไป 1 รอบ แผ่นจานวัดความเร็วก็จะหมุนไป 1 รอบด้วย จะได้สัญญาณออกมาจาก slotted optical switches 60 พัลส์

มอเตอร์หมุน 1 รอบ ได้สัญญาณ = 60 พัลส์

มอเตอร์หมุน 1500 รอบ/นาที ได้สัญญาณ = 60×1500 พัลส์/นาที

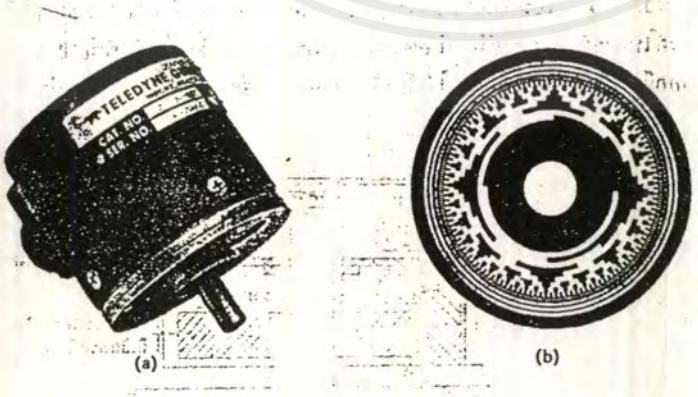
= 90000 พัลส์/นาที

ดังนั้นจะได้สัญญาณต่อวินาที = 90000/60

= 1500 Hz

จากสัญญาณที่ได้จากแผ่นจานวัดความเร็ว จะมีรูปร่างเป็นรูปสี่เหลี่ยมที่มีค่าดิวตี้ไซเคิล (duty cycle) ไม่ได้ 50% ดังนั้นจึงนำสัญญาณนี้ไปผ่านที่ฟลิปฟลอป เพื่อให้ได้สัญญาณ 50% ดิวตี้ไซเคิล และมีความถี่ลดลงเป็นครึ่งหนึ่ง

หรืออาจใช้ encoder ซึ่งเป็นอุปกรณ์สร้างสัญญาณป้อนกลับที่สามารถติดตั้งยึดกับแกนเพลาของมอเตอร์ได้เลย ดังรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 Encoder ที่ใช้ยึดติดกับแกนเพลาของมอเตอร์

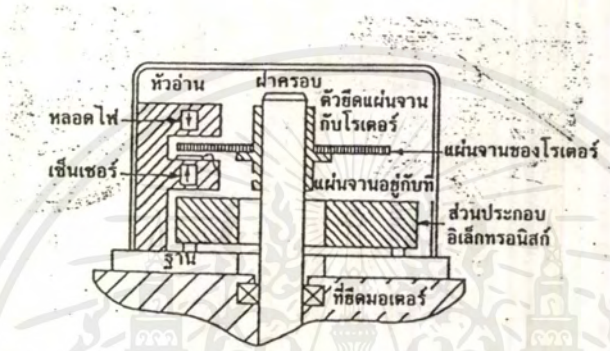
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยค่าความถี่ที่ได้จาก encoder ขนาด 1250 PPR ที่เลือกใช้นั้นมีค่าดังสมการที่ 3.6

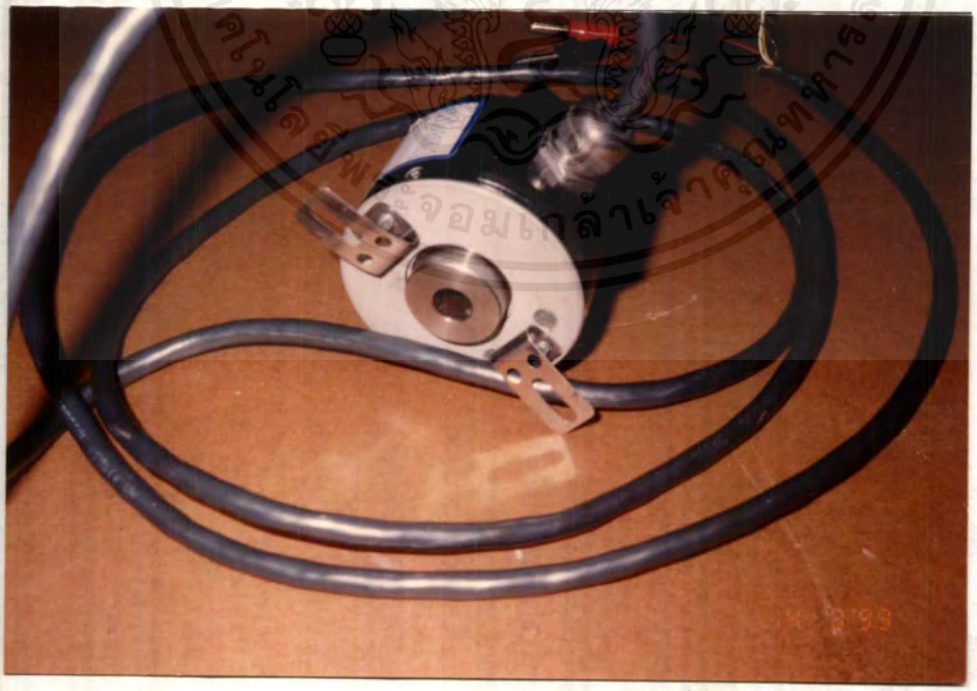
$$f_{out} = (1250 \times N)/60 \quad \text{.....(3.6)}$$

f_{out} = ความถี่ของสัญญาณเอาท์พุทจาก encoder (Hz)

N = ความเร็วของมอเตอร์ (rpm)



รูปที่ 3.18 โครงสร้างภายใน encoder



รูปที่ 3.19 ลักษณะของ encoder ที่ใช้จริงในโครงงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

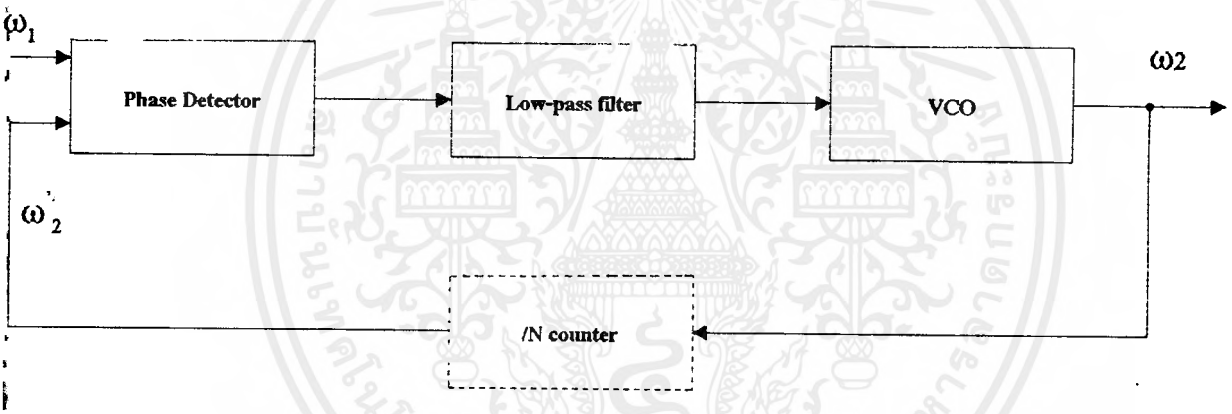
บทที่4

เฟสล็อกลูป (Phase-locked loop)

ระบบเฟสล็อกลูปเป็นวิธีการควบคุมระบบให้มีคุณลักษณะการทำงานที่คงที่มีการเปลี่ยนแปลงลักษณะการทำงานที่น้อยที่สุดโดยอาศัยการเปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณป้อนกลับของระบบแล้วทำการปรับสัญญาณเอาท์พุทที่ควบคุมการทำงานของระบบให้มีการทำงานตามที่ต้องการ

ระบบเฟสล็อกลูปนั้นประกอบด้วยส่วนที่สำคัญ 3 ส่วน ดังนี้

1. Phase Detector (Phase comparator) (PD)
2. Loop filter (Low-pass filter)
3. Voltage Control Oscillator



รูปที่ 4.1 Block diagram แสดงส่วนประกอบต่างๆของระบบเฟสล็อกลูป

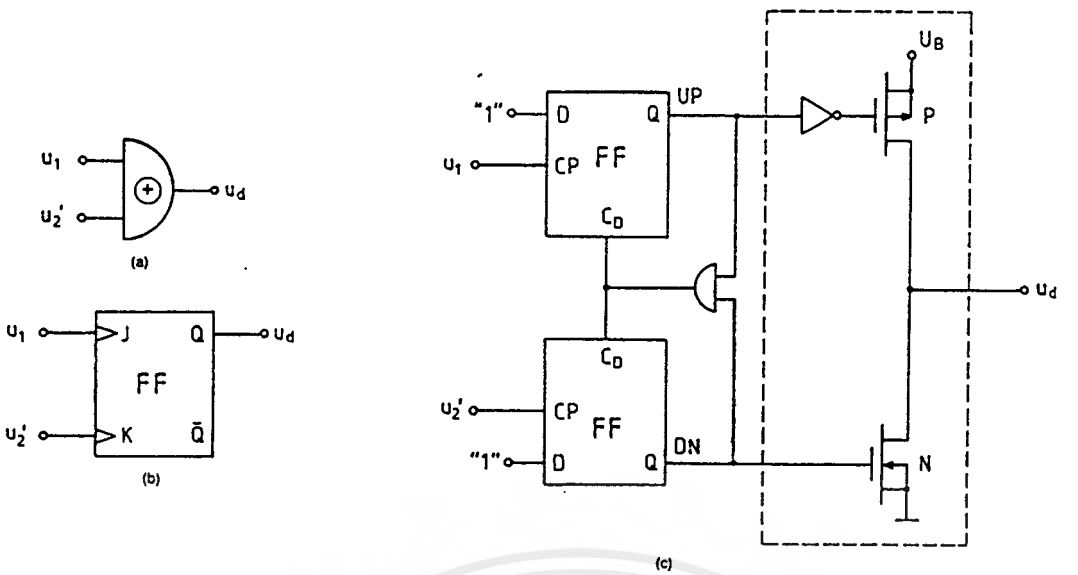
ส่วนประกอบต่างๆนั้นมีหน้าที่และลักษณะการทำงานดังนี้

1. **Phase Detector**

จะทำหน้าที่ในการเปรียบเทียบมุมเฟสของสัญญาณอ้างอิงและสัญญาณป้อนกลับเพื่อสร้างสัญญาณ error signal ป้อนให้กับ low-pass filter แล้วป้อนให้กับ VCO เพื่อควบคุมความถี่เอาท์พุทให้ได้ค่าตามที่ต้องการ ซึ่งวิธีการเปรียบเทียบที่นิยมใช้ในระบบเฟสล็อกลูปมีดังนี้

- EXOR gate
- (edge-trigged) JK- flipflop
- Phase-frequency detector

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 องค์ประกอบของ Phase detector แบบต่างๆ

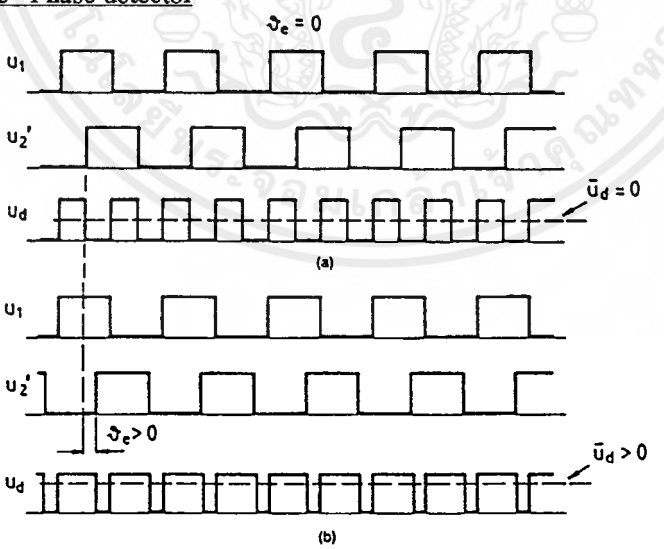
(a) EXOR gate

(b) JK-flipflop

(c) Phase-frequency detector

การทำงานของ Phase detector นั้นจะทำงานในลักษณะดิจิตอล ดังนั้นสัญญาณอินพุทจึงต้องเป็นสัญญาณในลักษณะดิจิตอลเช่น สัญญาณรูปสี่เหลี่ยม (square wave) เป็นต้น

1.1 EXOR gate –Phase detector



รูปที่ 4.3 การเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุท 2 สัญญาณ (u_1 ,u'_2) ด้วย EXOR gate

(a) สัญญาณเอาท์พุทที่ phase error (θe) = 0

(b) สัญญาณเอาท์พุทที่ phase error (θc)เป็นบวก (positive)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

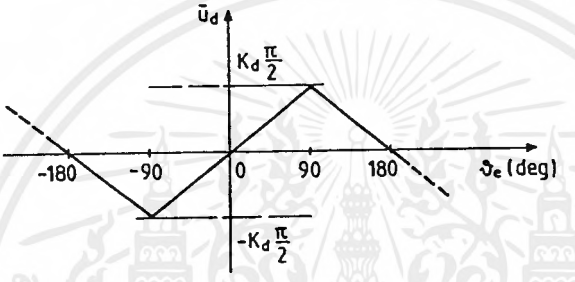
โดยค่าแรงดันเอาท์พุทเฉลี่ย ($\bar{U}_d$)จะแปรผันตามค่าเฟสต่าง(θc)ของสัญญาณภายในช่วง $\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$ ซึ่งมีค่าดังสมการที่ 1

$$U_d = K_d\theta_e \qquad \text{.....(4.1)}$$

$$K_d = U_B/\pi \qquad \text{.....(4.2)}$$

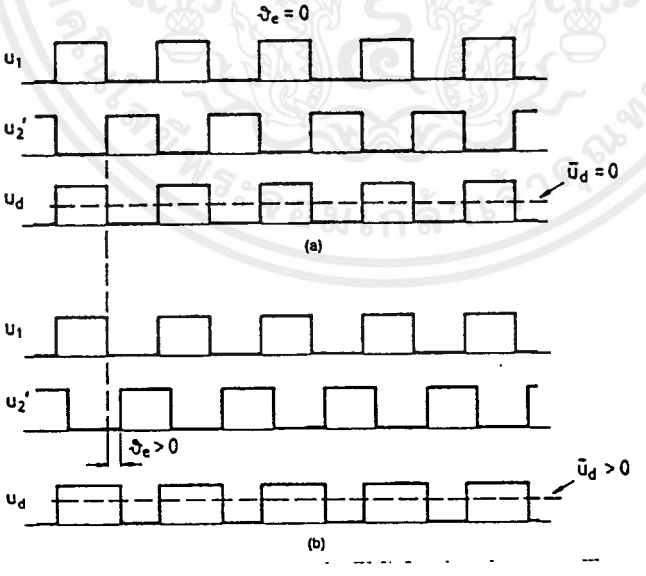
K_d = Detector Gain

U_B= ระดับแรงดันที่ป้อนให้กับ EXOR Phase detector



รูปที่ 4.4 ค่าแรงดันเอาท์พุทเฉลี่ย ($\bar{U}_d$) ของ EXOR gate PD ที่ขนาด Phase error ต่างๆกัน

1.2 JK-flipflop Phase detector



รูปที่ 4.5 การเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุท 2 สัญญาณ (u_1 ,u'_2) ด้วย JK-flipflop

(a) สัญญาณเอาท์พุทที่ phase error (θe) = 0

(b) สัญญาณเอาท์พุทที่ phase error (θc) เป็นบวก (positive)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

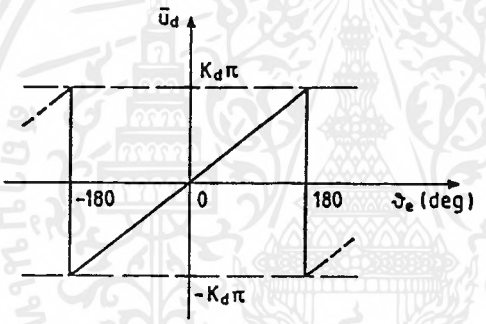
Phase detector แบบ JK-flkipflop นี้สัญญาณเอาท์พุทUd จะเปลี่ยนสถานะที่ช่วง edge-triggered ของสัญญาณอินพุททั้งสองดังรูปที่ 4.5 ค่าระดับแรงดันเอาท์พุทเฉลี่ยจะแปรผันตามค่าθ_e ภายในช่วง $\pi < \theta < \pi$ โดยจะมีค่าดังสมการที่ 4.3

$$U_d = K_d\theta_e \qquad \text{.....(4.3)}$$

$$K_d = U_B/2\pi \qquad \text{.....(4.4)}$$

K_d = Dctcctor Gain

U_B = ระดับแรงดันที่ป้อนให้กับ JK-flipflop Phase detector

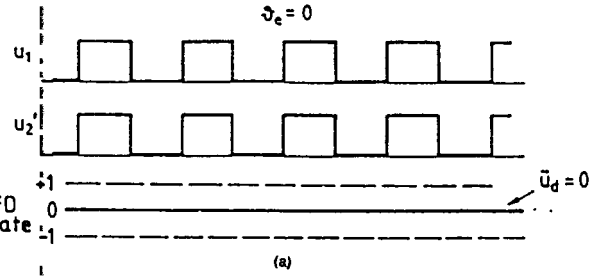


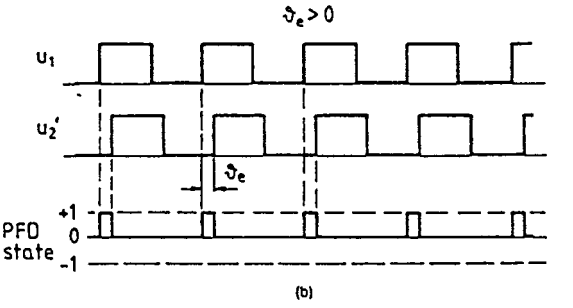
รูปที่ 4.6 ค่าแรงดันเอาท์พุทเฉลี่ย ($\bar{U}_d$) ของ JK-flipflp PD ที่ขนาด Phase error ต่างๆกัน

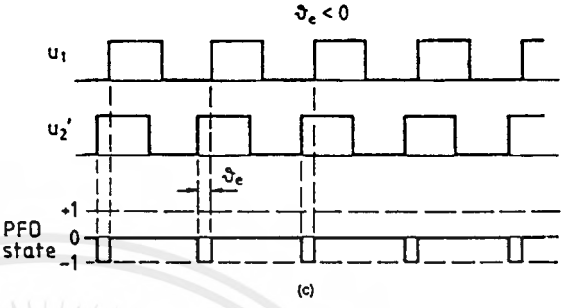
1.3 Phase-frequency detector (PFD)

จะประกอบไปด้วย D-flipflop 2 ตัวจ่ายสัญญาณเพื่อขับ P-channel และ N-channel MOS transistor ดังรูปที่ 4.2(c) เพื่อให้ได้เอาท์พุทที่มีลักษณะ 3 สถานะ ดังรูปที่ 4.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้







รูปที่ 4.7 การเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุท 2 สัญญาณ (u_1 ,u'_2) ด้วย PFD

(a) สัญญาณเอาท์พุทที่ phase error (θe) = 0 (zero phase error)

(b) สัญญาณเอาท์พุทที่ phase error (θe) เป็นบวก (positive phase error)

(c) สัญญาณเอาท์พุทที่ phase error (θe) เป็นลบ (negative phase error)

จากรูปที่ 4.8 พิจารณาลักษณะการทำงานได้ดังนี้

- ที่สัญญาณขาขึ้น (leading edge) ของ u1 จะทำให้เอาท์พุทสูงขึ้น 1 สถานะ
- ที่สัญญาณขาขึ้นของ u2 จะทำให้เอาท์พุทลดลง 1 สถานะ
- หากมีสัญญาณขาขึ้นของ u1 และ u2 พร้อมกันจะทำให้เอาท์พุทมีค่า 0 (high impedance)

แรงดันเอาท์พุทเฉลี่ยมีค่าดังสมการที่ 4.5

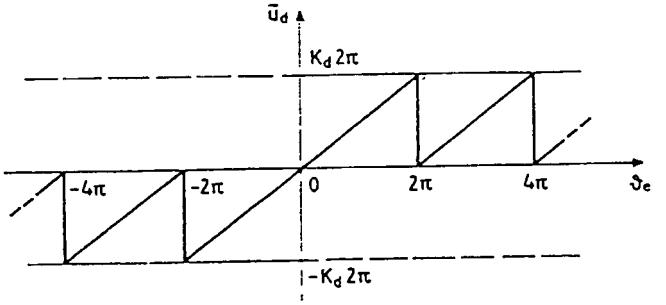
$$U_d = K_d\theta_e \qquad \text{.....(4.5)}$$

$$K_d = U_B/4\pi \qquad \text{.....(4.6)}$$

K_d = Detector Gain

U_B = ระดับแรงดันที่ป้อนให้กับ Phase-frequency detector

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



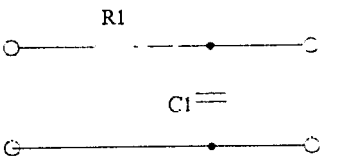
รูปที่ 4.8 ค่าแรงดันเอาท์พุทเฉลี่ย (U_d) ของ PFD ที่ขนาด Phase error ต่างๆกัน

การทำงานของ PFD นั้นนอกจากจะทำการเปรียบเทียบเฟสแล้วหากทำการพิจารณาในกรณีที่ความถี่ของสัญญาณทั้งสองมีความแตกต่างกันมากๆแล้วจะเห็นได้ว่าค่าแรงดันเฉลี่ยจะมีค่าคงที่ค่าหนึ่งภายในช่วงเวลาที่มีความถี่ต่างกัน (frequency error) $\Delta\omega$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ ω_1-ω_2 เช่นในกรณีที่ $\omega_1 >> \omega_2$ ค่าเอาท์พุทของ PFD จะเปลี่ยนสถานะระหว่าง 1 และ 0 โดยไม่เปลี่ยนสถานะไปที่ -1 เป็นต้น ซึ่งแสดงให้เห็นถึงการเปรียบเทียบทั้ง เฟสและความถี่ของสัญญาณ

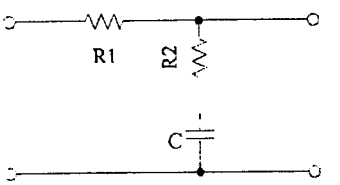
2. Loop Filter (Low-pass filter)

ทำหน้าที่กรองสัญญาณช่วงความถี่สูงออกจากสัญญาณอาท์พุทของ Phase detector ($U_d(t)$) เพื่อป้อนให้กับ VCO ให้ได้ความถี่เอาท์พุทตามต้องการ และยังมีหน้าที่ในการกรองสัญญาณรบ-กวนออกเพื่อให้ระบบ PLL ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพอีกด้วย

Loop filter นั้นสามารถสร้างได้ในหลายลักษณะซึ่งการเลือกใช้ขึ้นกับประสิทธิภาพที่ต้องการ เช่น 1st order filter , 2nd order active PI filter ,passive lag filter เป็นต้น



1st order filter

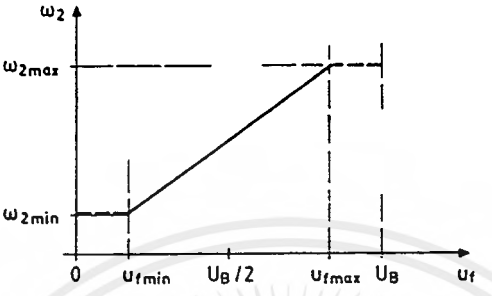


2nd order filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. **Voltage controlled oscillator**

ทำหน้าที่ในการสร้างสัญญาณความถี่ค่าต่างๆ ตามที่ต้องการโดยที่ค่าความถี่เอาท์พุทจะแปรผันตามค่าแรงดันเอาท์พุทจาก Low-pass filter ดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 คุณลักษณะแรงดันและความถี่ของ Vco

U_B คือแรงดันที่ป้อนให้กับระบบเฟสล็อกลูป

$\omega_2$max คือความถี่สูงสุดที่ได้จาก VCO

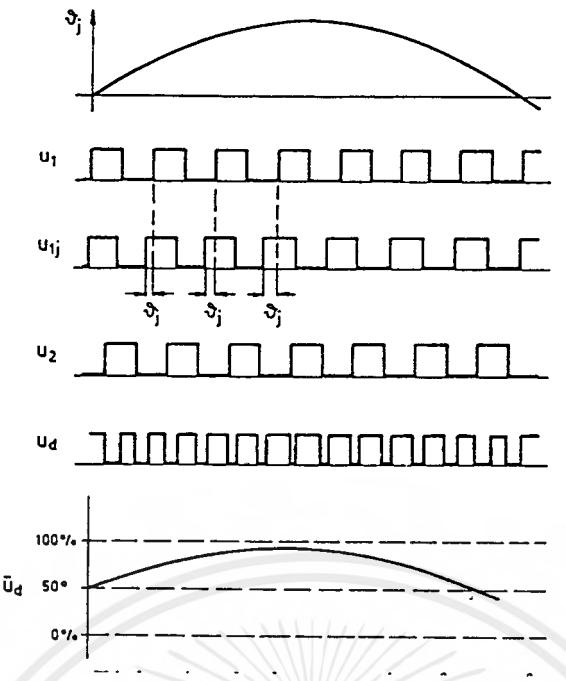
$\omega_2$min คือความถี่ต่ำสุดที่ได้จาก VCO

<u>ผลของสัญญาณรบกวนต่อการทำงานของ PLL</u>

สัญญาณรบกวนจะเป็นสัญญาณที่มีช่วงความถี่กว้าง มีความถี่ค่าต่างๆกันและจะรวมตัวอยู่กับสัญญาณที่เป็น input ของ Phase detector (u_1 u'_2) ซึ่งสัญญาณรบกวนดังกล่าวนั้นจะถูกกรองออกโดย loop filter ที่ต่ออยู่กับPhase detector แต่ความถี่ที่มีค่าใกล้เคียงกับ center frequency จะไม่ถูกกรองออกซึ่งจะส่งผลให้สัญญาณเอาท์พุทจาก PLL เกิดการสั่น

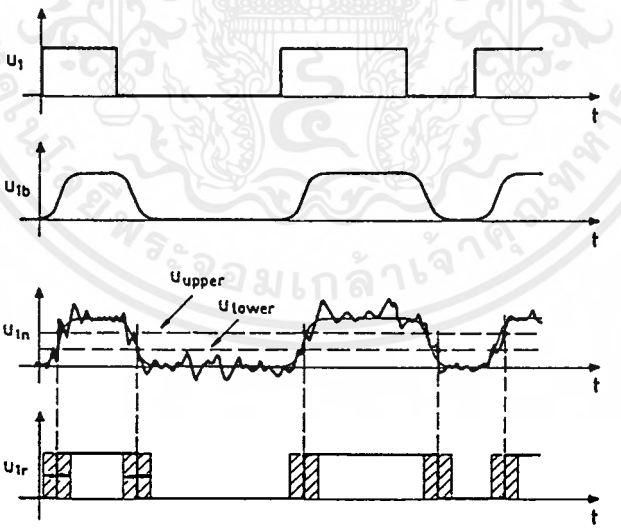
การจะกำจัดสัญญาณรบกวนออกไปให้มากที่สุดนั้นจะอาศัยการออกแบบ filter เพื่อกรองสัญญาณรบกวนออกก่อนที่จะเข้าสู่ Phase detector โดยออกแบบให้ช่วง noise bandwidth มีค่าช่วงที่ใกล้ center frequency แคบๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 ผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นกับสัญญาณเอาท์พุทจาก Phase deteector และระดับแรงดันเฉลี่ย ($\bar{U}_d$)

การกำจัดสัญญาณรบกวนสามารถทำได้ในอีกลักษณะคือใช้วงจร schmitt trigger ที่มีการกำหนดระดับ upper และ lower threshold ดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 ผลจากการใช้ schmitt trigger ในการจัดรูปสัญญาณใหม่ เพื่อลดผลของ noisc

u_1n คือสัญญาณอินพุทที่มีผลจากสัญญาณรบกวน

u_1r คือสัญญาณที่ผ่าน schmitt trigger

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่5

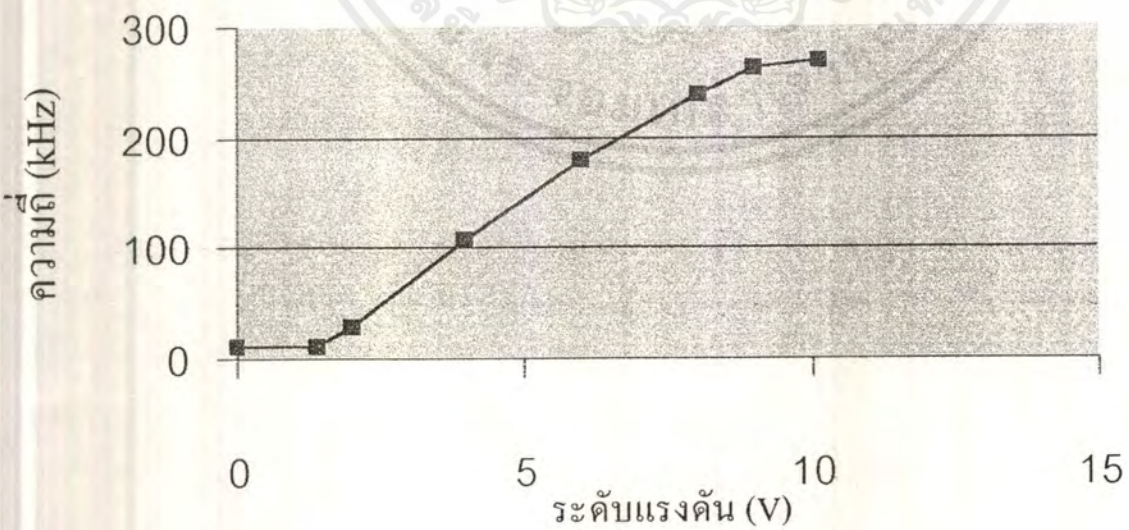
ผลการทดลอง

1. ส่วนวงจรสร้างสัญญาณควบคุม

- การทดสอบเพื่อหาคุณลักษณะแรงดันและความถี่เอาท์พุทของVCO ภายในเฟสล๊อกลูป่

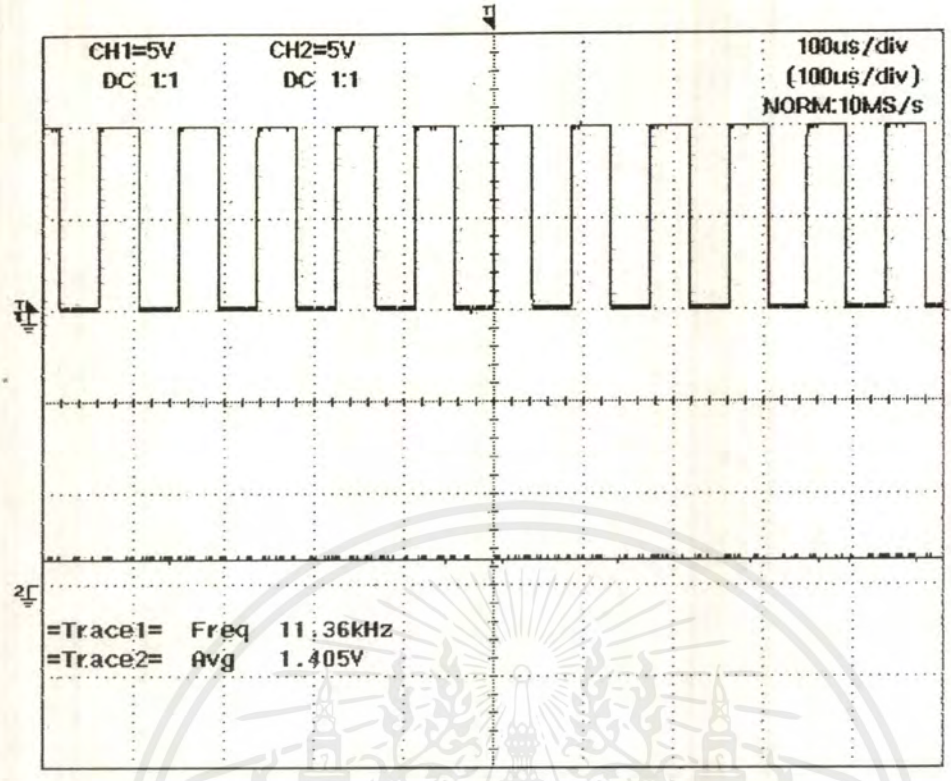
ระดับแรงดันอินพุท(V)	ความถี่ (kHz)
0	11.36
1.4	11.36
2.018	28.09
4.005	107.5
6.01	178.6
8.006	238.1
9	263.2
10.11	270.3

ตารางที่ 5.1 ความถี่ของสัญญาณเอาท์พุทจากVCO ที่ระดับแรงดันต่างๆ

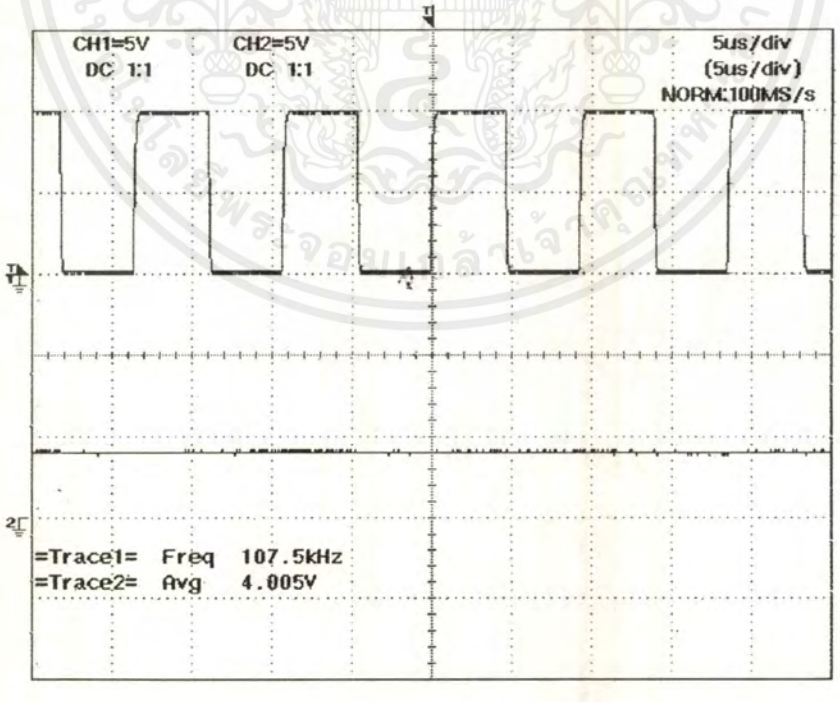


รูปที่ 5.1 กราฟเปรียบเทียบแรงดันที่ป้อนกับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 ความถี่ offset ที่ได้จาก VCO ที่แรงดัน1.4 V



รูปที่ 5.3 ความถี่ที่ได้จาก VCO ที่ระดับแรงดัน 4 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

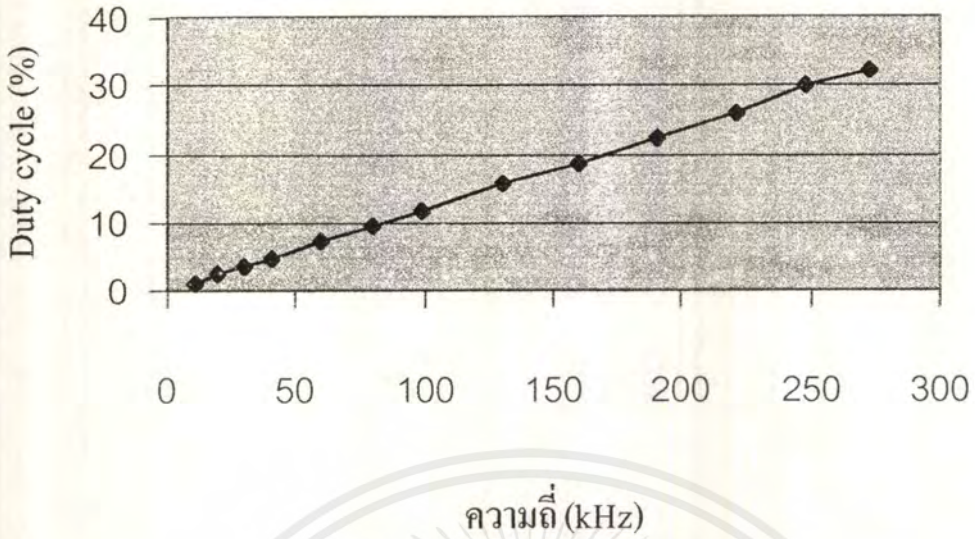
- ส่วนวงจร Monostable Multivibrator

จะทำการทดสอบที่ค่า t_{on} คงที่ = 1.2 μS แล้วทำการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ค่าต่างๆกันเพื่อพิจารณาค่า duty cycle ที่แต่ละค่าความถี่ ดังนี้

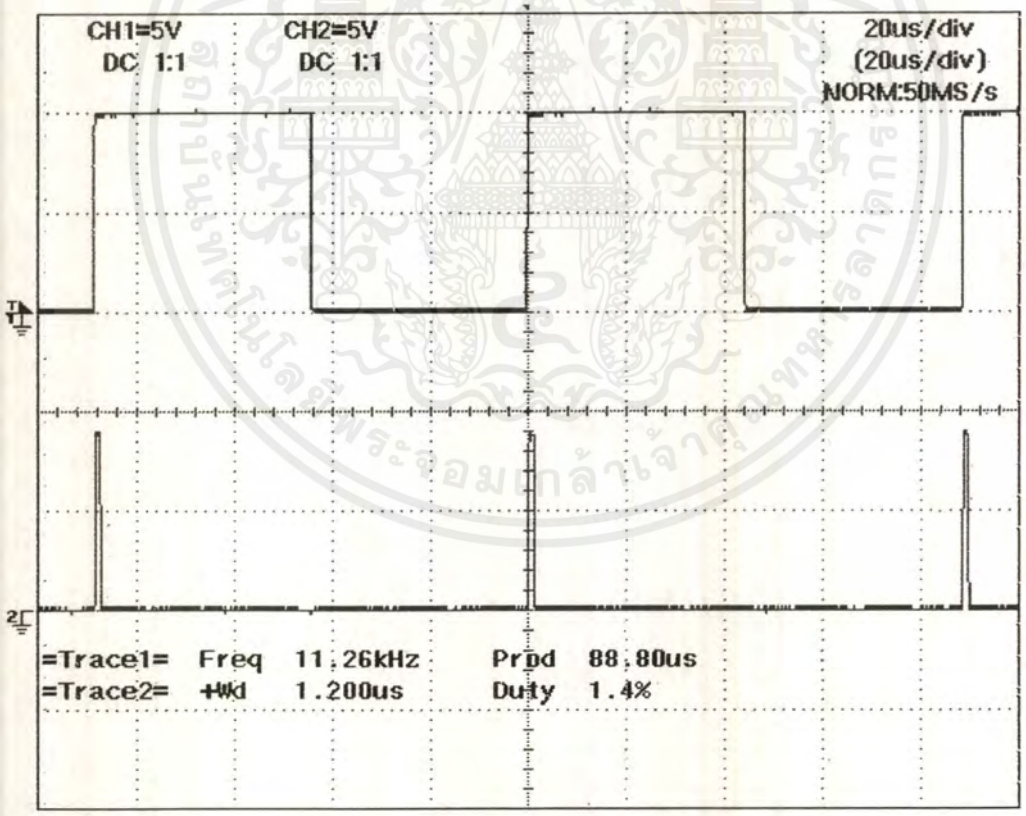
ความถี่จาก VCO (kHz)	คาบเวลาของสัญญาณ (μS)	Duty Cycle (%)
11	87	1.2
20.33	49.2	2.4
30.3	33	3.6
40.82	24.5	4.9
60.61	16.5	7.2
40	12.5	9.4
99.01	10.1	11.8
130.9	7.64	15.6
160.8	6.22	18.8
190.8	5.24	22.5
221.2	4.52	26.1
248.8	4.02	30
273.2	3.66	32.2

ตารางที่ 5.2 แสดงค่า duty cycle ที่ค่าความถี่ต่างๆกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

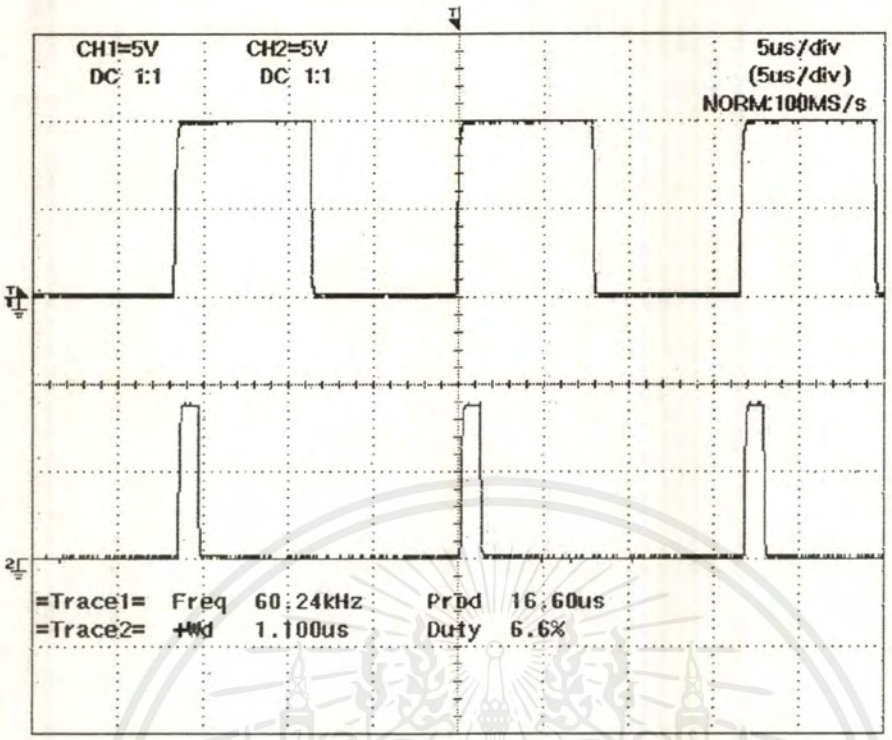


รูปที่ 5.4 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลง duty cycle ตามค่าความถี่

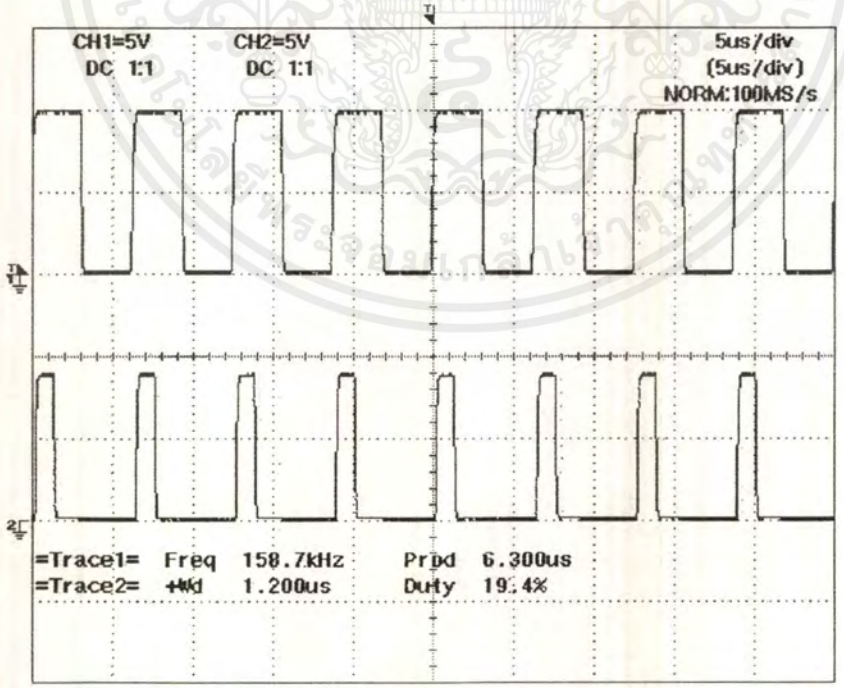


รูปที่ 5.5 แสดงสัญญาณอินพุทและเอาท์พุทของ Monostable multivibrator ที่ความถี่ input ต่ำที่สุด 11.26 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

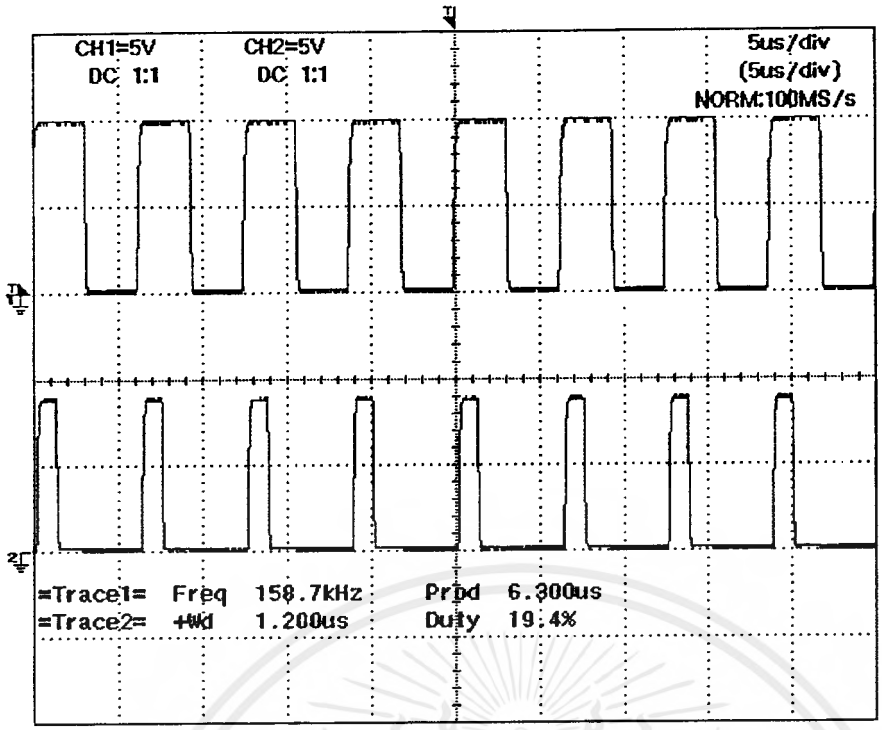


รูปที่ 5.6 แสดงสัญญาณอินพุทและเอาท์พุทของ Monostable multivibrator ที่ความถี่ input 60 kHz

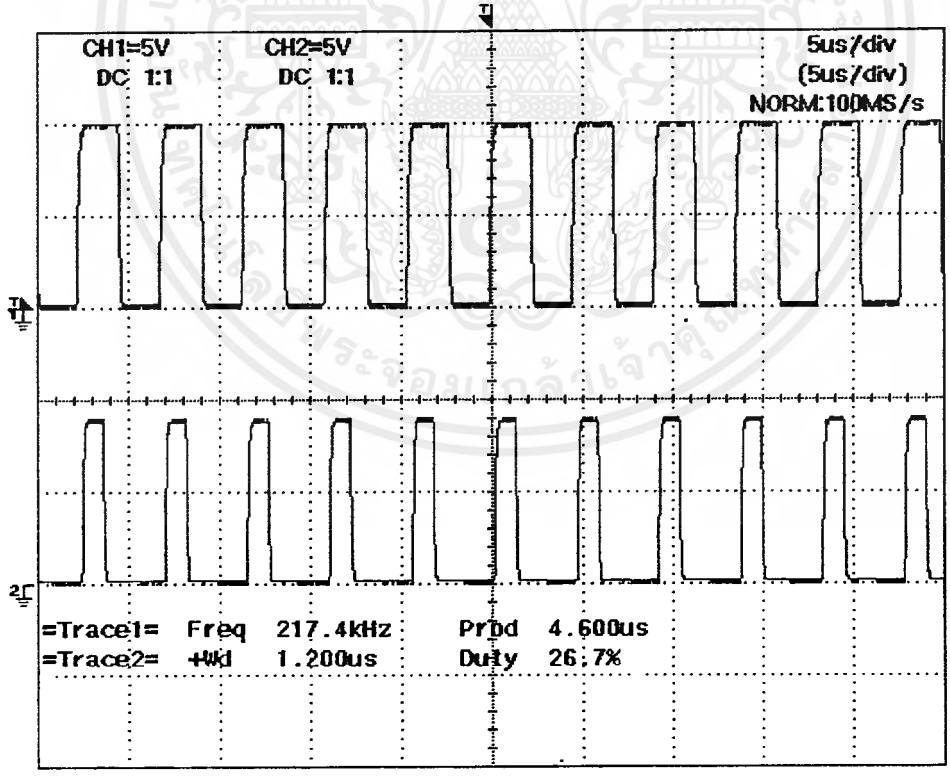


รูปที่ 5.7 แสดงสัญญาณอินพุทและเอาท์พุทของ Monostable multivibrator ความถี่ input 159 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 แสดงสัญญาณอินพุทและเอาท์พุทของ Monostable multivibrator ที่ความถี่ input 159 kHz

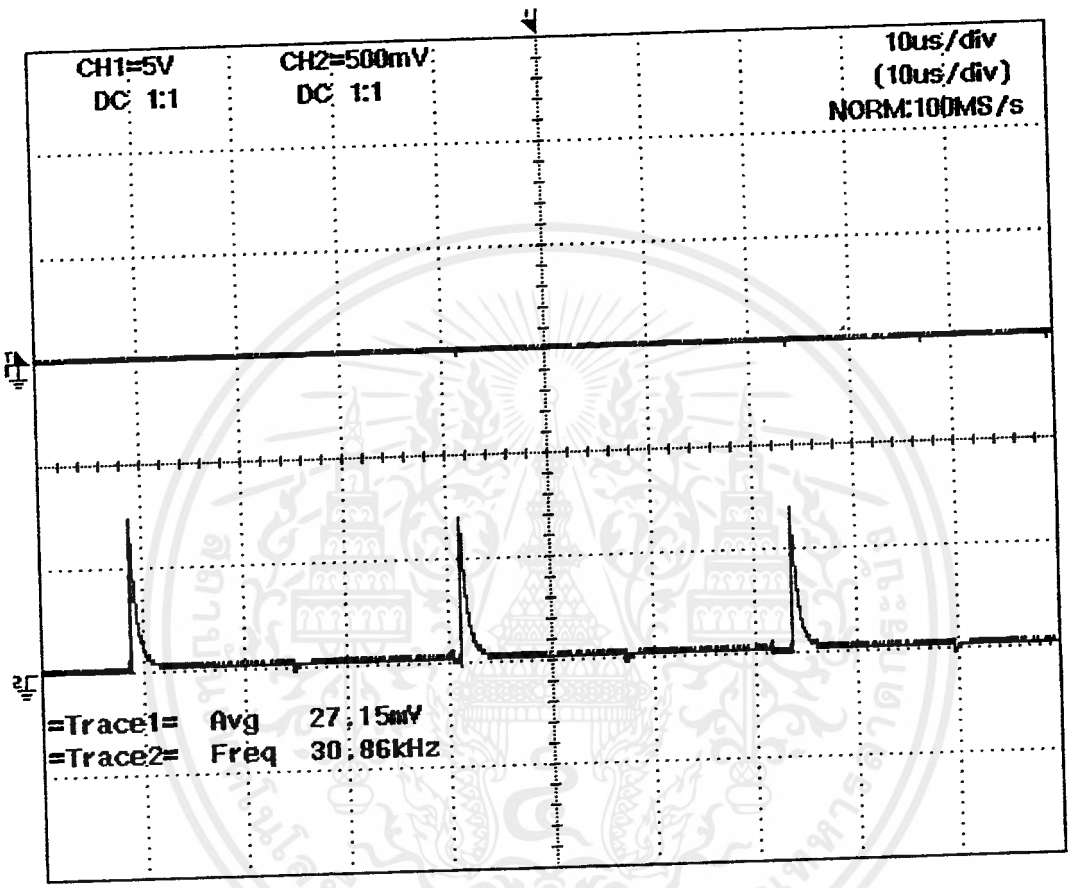


รูปที่ 5.9 แสดงสัญญาณอินพุทและเอาท์พุทของ Monostable Multivibrator ความถี่อินพุท 256 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบการทำงานของไอซี Phase locked loop (MC14046)

จะพิจารณาลักษณะสัญญาณเอาท์พุทของ phase detector และระดับแรงดันที่ป้อนให้กับ VCO ภายใน ไอซีเฟสล็อกลูปโดยการทำการจำลองสัญญาณควบคุมและสัญญาณป้อนกลับค่าต่างๆ ดังนี้

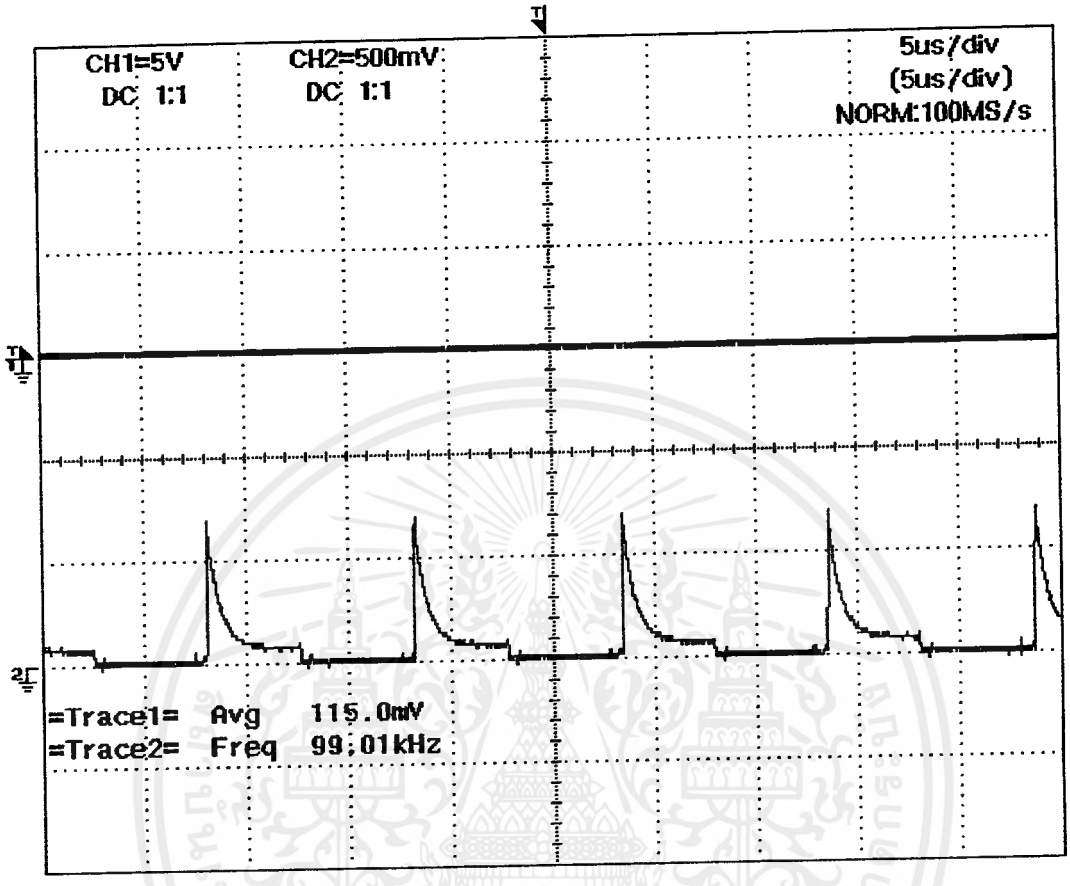


รูปที่ 5.10 CH1 :ระดับแรงดันอินพุทของ VCO

CH2 :สัญญาณเอาพุทจาก Phase detector ของไอซีMC14046

(ที่ ความถี่อ้างอิง = 31.25 kHz , ความถี่ป้อนกลับ = 31.25 kHz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

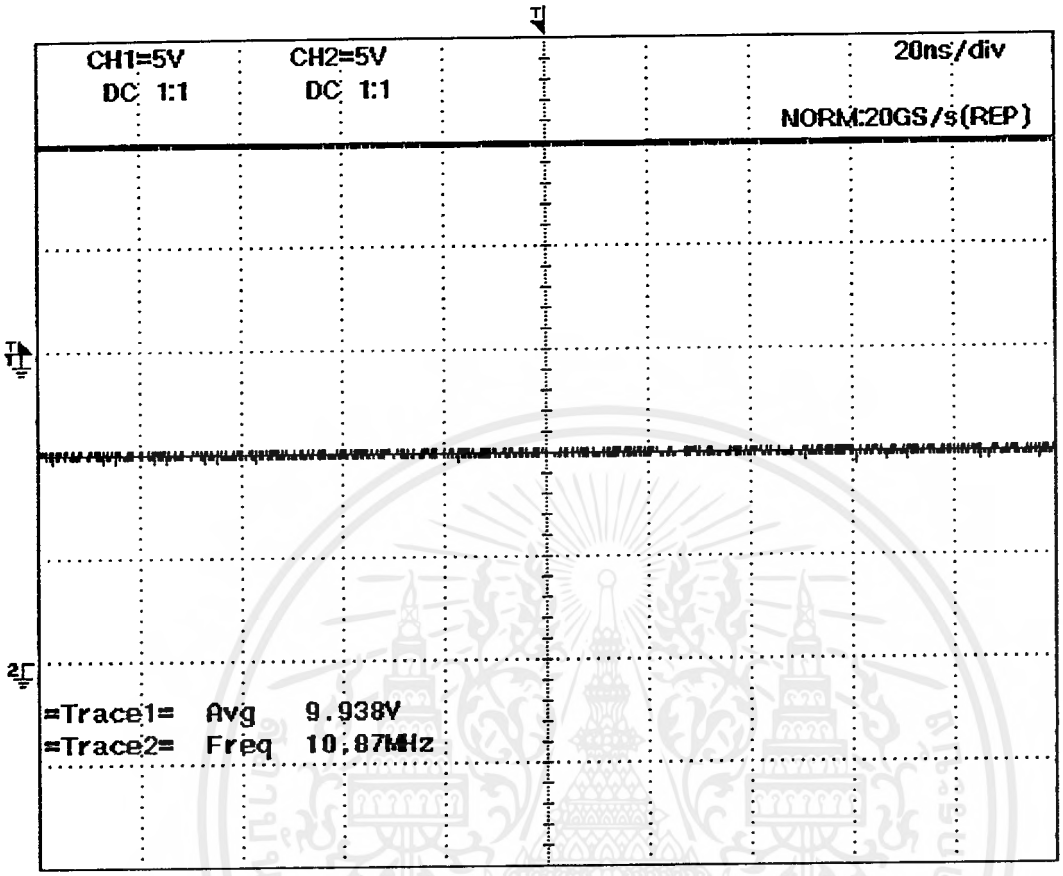


รูปที่ 5.11 CH1 :ระดับแรงดันอินพุทของ VCO

CH2 :สัญญาณเอาพุทจาก Phase detector ของไอซีMC14046

(ที่ความถี่อ้างอิง = 100 kHz , ความถี่ป้อนกลับ = 100 kHz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.12 CH1 :ระดับแรงดันอินพุทของ VCO

CH2 :สัญญาณเอาพุทจาก Phase detector ของไอซีMC14046

(ที่ความถี่อ้างอิง = 100 kHz , ความถี่ป้อนกลับ = 80 kHz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. การทดสอบการเปลี่ยนแปลงความเร็วของมอเตอร์ที่สภาวะการทำงานและวิธีการควบคุมที่แตกต่างกัน ในที่นี้จะเลือก synchronous generator ที่ต่อกับมอเตอร์เป็นโหลด โดยจ่ายกำลังงานไฟฟ้าให้กับหลอดไฟที่ทำหน้าที่เป็นโหลดจำนวนต่างๆกัน ซึ่งค่าของ parameter ต่างๆในแต่ละสภาวะเป็นดังนี้

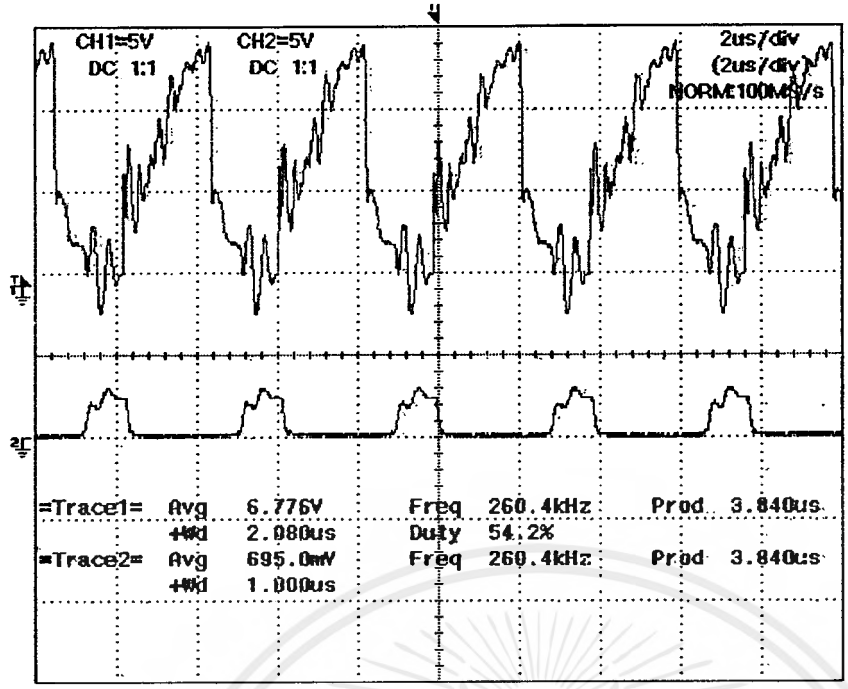
ตารางที่ 5.3 แสดงการเปลี่ยนแปลงค่า paramcter ต่างๆในสภาวะที่ gencrator No-load และon load (หลอดไฟ 6 ดวง) โดยอาศัยการควบคุมแบบ closed-loop ด้วยวิธี Phase-locked loop

ความถี่อ้างอิง (kHz)	ความเร็วรอบ rpm)		แรงดันอาร์เมเจอร์ (V)		ความถี่ของสัญญาณป้อนกลับ		แรงดันอินพุทของ VCO (V)		ความถี่ของสัญญาณเอาท์พุทจาก PLL	
	No-load	on-load	No-load	on-load	No-load	on-load	No-load	on-load	No-load	On-load
20.83	1030	1021	150	135	20.83	17.86	7	9	178.6	270.3
22.73	1122	898.1	160	135	21.74	18.52	7.5	10	208.33	277.77
23.8	1145	902	165	135	22.73	18.52	9	10	250	285.7
25	1169	770	170	115	23.8	16.13	9	10	250	277.77
30.3	1206	914	172	140	25	18.52	18.52	10	270.3	277.77

ตารางที่ 5.4 แสดงการเปลี่ยนแปลงค่า paramcter ต่างๆ ในสภาวะที่ gencrator No-load และon load (หลอดไฟ 6 ดวง) โดยอาศัยการควบคุมแบบ Open-loop

ความถี่อ้างอิง (kHz)	ความเร็วรอบ (rpm)		แรงดันอาร์เมเจอร์ (V)	
	No-load	on-load	No-load	on-load
58.82	1029	598	150	90
75.76	1122	764	162	115
76.92	1145	787	168	120
78.12	1169	827	172	125
83.33	1206	852	175	128

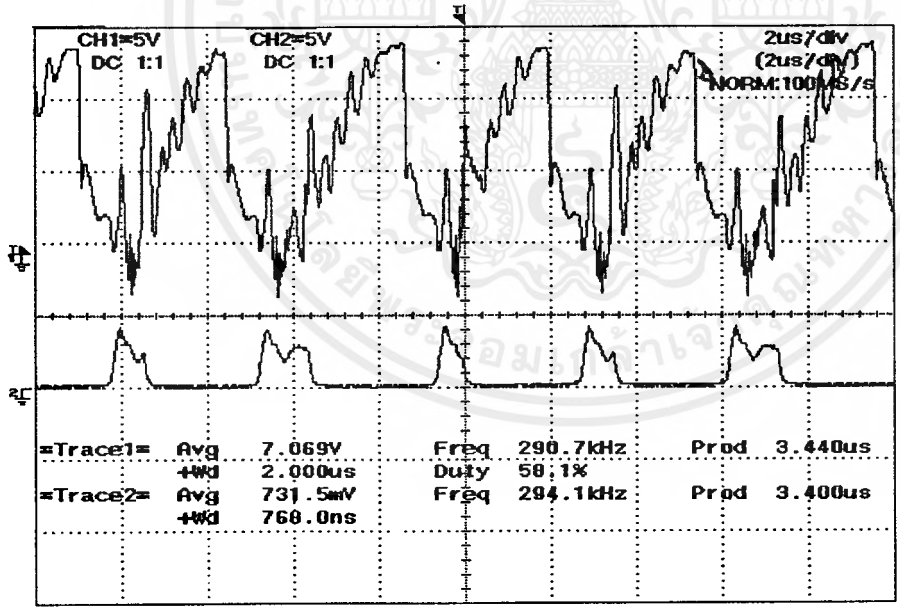
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.13 ลักษณะแรงดันที่คร่อมมอเตอร์ (V_{ds}) ที่ f_{ref} =20.83 kHz

CH1 : V_{DS} (probe ×100 ,5v/div)

CH2 : V_{GS} (probe×1, 5v/div)



รูปที่ 5.14 ลักษณะแรงดันที่คร่อมมอเตอร์ (V_{ds}) ที่ f_{ref} =29.4 kHz หลอดไฟ 18 ดวง

CH1 : V_{DS} (probe ×100 ,5v/div)

CH2 : V_{GS} (probe×1, 5v/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.5 แสดงค่าความเร็วรอบของมอเตอร์ที่สภาวะต่างๆกัน โดยควบคุมแบบลูปปิด

	จำนวนหลอดไฟ (หลอด)					
ความถี่อ้างอิง (kHz)	0	6	12	18	24	30
16.67	785	736	567	558	792	800
20.83	1077	881	818	929	1055	1064
22.73	1121	997	970	1005	1058	1062
25.00	1191	962	935	1005	1027	1160
27.77	1164	950	879	1024	1122	1138
29.4	1175	954	924	1021	1075	1094

ตารางที่ 5.6 แสดงค่าแรงดันที่ขั้วของมอเตอร์ที่สภาวะต่างๆกันโดยควบคุมแบบลูปปิด

	จำนวนหลอดไฟ (หลอด)					
ความถี่อ้างอิง (kHz)	0	6	12	18	24	30
16.67	120	108	85	80	115	115
20.83	150	128	120	132	150	150
22.73	160	150	125	135	150	155
25.00	170	135	130	150	165	170
27.77	160	135	125	140	155	155
29.4	165	135	130	140	150	150

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.7 แสดงค่ากระแสอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ที่สภาวะต่างๆกันโดยควบคุมแบบลูปปิด

	จำนวนหลอดไฟ (หลอด)					
ความถี่อ้างอิง (kHz)	0	6	12	18	24	30
16.67	0.5	1.3	1.6	1.6	1.1	0.9
20.83	0.5	1.0	1.15	0.9	0.7	0.65
22.73	0.5	1.3	1.45	1.35	0.9	0.8
25.00	0.5	1.2	1.4	1.3	0.9	0.8
27.77	0.5	1.0	1.2	0.85	0.7	0.7
29.4	0.5	0.9	1.0	0.8	0.7	0.7

ตารางที่ 5.8 แสดงค่าแรงดันที่จ่ายให้หลอดไฟที่สภาวะต่างๆกันโดยควบคุมแบบลูปปิด

	จำนวนหลอดไฟ (หลอด)					
ความถี่อ้างอิง (kHz)	0	6	12	18	24	30
16.67	20	65	50	40	40	50
20.83	25	68	48	35	45	30
22.73	25	65	45	45	30	30
25.00	30	65	50	40	40	35
27.77	30	65	50	40	35	30
29.4	30	60	50	45	40	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.9 แสดงค่ากระแสที่จ่ายให้หลอดไฟที่สภาวะต่างๆกันโดยควบคุมแบบลูปปิด

	จำนวนหลอดไฟ (หลอด)					
ความถี่อ้างอิง (kHz)	0	6	12	18	24	30
16.67	0.2	0.7	1.1	1.4	1.7	1.7
20.83	0.2	0.65	1.1	1.3	1.4	1.4
22.73	0.2	0.65	1.1	1.5	1.6	0.6
25.00	0.2	0.7	1.1	1.4	1.6	1.6
27.77	0.2	0.7	1.1	1.3	1.3	1.35
29.4	0.2	0.7	1.1	1.2	1.2	1.2

ตารางที่ 5.10 แสดงค่าแรงดันที่ป้อนเข้า VCO ที่สภาวะต่างๆกันโดยควบคุมแบบลูปปิด

	จำนวนหลอดไฟ (หลอด)					
ความถี่อ้างอิง (kHz)	0	6	12	18	24	30
16.67	6	10	10	10	8.5	7.5
20.83	7.5	9.5	10	9	7.5	7.5
22.73	7.5	10	10	10	9	8
25.00	8	10	10	10	10	9
27.77	9	10	10	10	9	9
29.4	9	10	10	10	10	9.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.11 แสดงค่าความถี่ของสัญญาณควบคุมจากระบบเฟสล็อกลูป ที่สภาวะต่างๆกันโดยควบคุมแบบลูปปิด

ความถี่อ้างอิง (kHz)	จำนวนหลอดไฟ (หลอด)					
	0	6	12	18	24	30
16.67	166.67	277.77	277.77	277.77	250	227.8
20.83	208.33	270.3	277.77	250	227.3	227.3
22.73	217.4	277.77	277.77	277.77	277.77	250
25.00	232.56	250	277.77	277.77	277.77	250
27.77	263.16	277.77	277.77	277.77	270.27	270.27
29.4	263.15	277.77	277.77	277.77	277.77	277.77

ตารางที่ 5.12 แสดงค่าความถี่ป้อนกลับจาก encoder ที่สภาวะต่างๆกันโดยควบคุมแบบลูปปิด

ความถี่อ้างอิง (kHz)	จำนวนหลอดไฟ (หลอด)					
	0	6	12	18	24	30
16.67	16.13	15.62	11.36	10.87	16.67	16.67
20.83	21.74	18.52	16.67	19.23	20.00	20.00
22.73	21.74	15.15	13.16	14.7	18.52	20.83
25.00	23.80	16.13	13.16	14.7	20.00	21.74
27.77	23.80	18.52	17.24	20.00	21.74	21.74
29.4	23.80	17.24	14.7	17.24	20.00	21.74

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.13 แสดงค่าแรงดันคร่อมความต้านทานที่ ขาเดรนของมอสเฟตที่สภาวะต่างๆกันโดยควบคุมแบบลูปปิด

	จำนวนหลอดไฟ (หลอด)					
ความถี่อ้างอิง (kHz)	0	6	12	18	24	30
16.67	6	30	40	30	32	21
20.83	6	31	41	33	33	20
22.73	6	45	47	41.5	22.5	16
25.00	6	35	44	38	21	15
27.77	6	24	29	29	22	11
29.4	6	30	40	32	30	15

ตารางที่ 5.14 แสดงการควบคุมแบบลูปเปิด ณ ค่าความเร็วรอบเริ่มต้น 785 RPM

จำนวนหลอด	ความเร็วรอบ (rpm)	แรงดันที่ขั้ว (V)	กระแสอาร์เมเจอร์ (A)	แรงดันคร่อมหลอดไฟ (V)	กระแสโหลด (A)	แรงดันที่ตก
0	785	110	1.0	20	0.2	2
6	362	105	1.5	50	0.5	20
12	241	40	2	30	0.6	27
18	184	30	2.3	25	0.6	32
24	154	30	2.5	20	0.5	35
30	140	25	2.6	18	0.4	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.15 แสดงการควบคุมแบบลูปเปิด ณ ค่าความเร็วรอบเริ่มต้นที่ 1077 RPM

จำนวนหลอด	ความเร็วรอบ (rpm)	แรงดันที่ขั้ว (V)	กระแสอาร์เมเจอร์ (A)	แรงดันคร่อมหลอดไฟ (V)	กระแสไหลผ่าน (A)	แรงดันที่ตก
0	1077	155	0.5	15	0.2	5
6	844	120	1	50	0.6	19
12	803	118	1.05	35	1.1	20
18	933	130	0.8	25	1.2	13
24	1009	142	0.7	20	1.2	11
30	1025	145	0.65	20	1.2	9

ตารางที่ 5.16 แสดงการควบคุมแบบลูปเปิด ณ ค่าความเร็วรอบเริ่มต้น 1122 RPM

จำนวนหลอด	ความเร็วรอบ (rpm)	แรงดันที่ขั้ว (V)	กระแสอาร์เมเจอร์ (A)	แรงดันคร่อมหลอดไฟ (V)	กระแสไหลผ่าน (A)	แรงดันที่ตก
0	1122	160	0.5	18	0.2	5
6	855	125	1.0	50	0.65	20
12	767	110	0.65	40	1.1	25
18	914	130	0.90	28	1.3	17
24	1021	145	0.75	20	1.4	11
30	1047	150	0.7	20	1.4	10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.17 แสดงการควบคุมแบบลูปเปิด ณ ค่าความเร็วรอบเริ่มต้น 1200 RPM

จำนวนหลอด	ความเร็วรอบ (rpm)	แรงดันที่ขั้ว (V)	กระแสอาร์เมเจอร์ (A)	แรงดันคร่อมหลอดไฟ (V)	กระแสโหลด (A)	แรงดันที่ตก
0	1200	170	0.5	18	0.2	6
6	903	130	1.0	50	0.65	23
12	841	120	1.2	40	1.1	26
18	998	140	0.85	25	1.3	18
24	1096	155	0.7	20	1.3	12
30	1109	160	0.7	20	1.4	11

ตารางที่ 5.18 แสดงการควบคุมแบบลูปเปิด ณ ค่าความเร็วรอบเริ่มต้น 1174 RPM

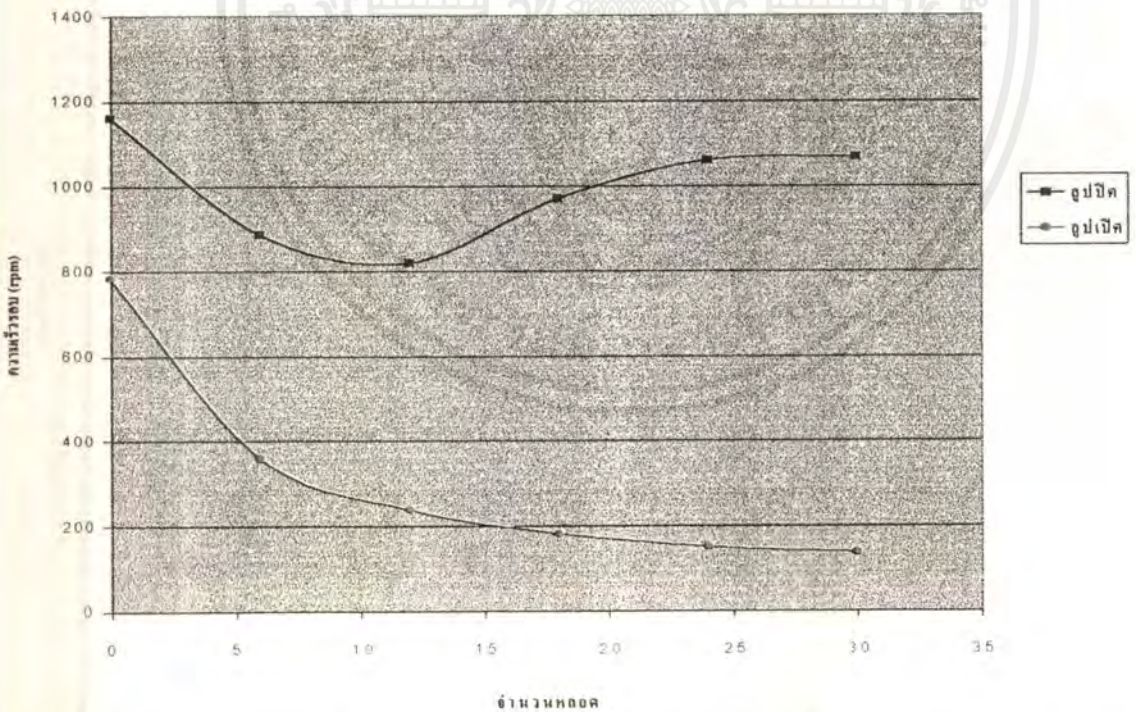
จำนวนหลอด	ความเร็วรอบ (rpm)	แรงดันที่ขั้ว (V)	กระแสอาร์เมเจอร์ (A)	แรงดันคร่อมหลอดไฟ (V)	กระแสโหลด (A)	แรงดันคร่อม Rขาเครน(V)
0	1174	165	0.5	18	0.2	5
6	843	130	1.15	60	0.7	32
12	713	105	1.35	40	1.2	38
18	860	120	1.2	30	1.5	31
24	1059	150	0.8	20	1.6	17
30	1097	151	0.75	20	1.6	14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.19 แสดงการควบคุมแบบลูปเปิด ณ ค่าความเร็วรอบเริ่มต้น 1185 RPM

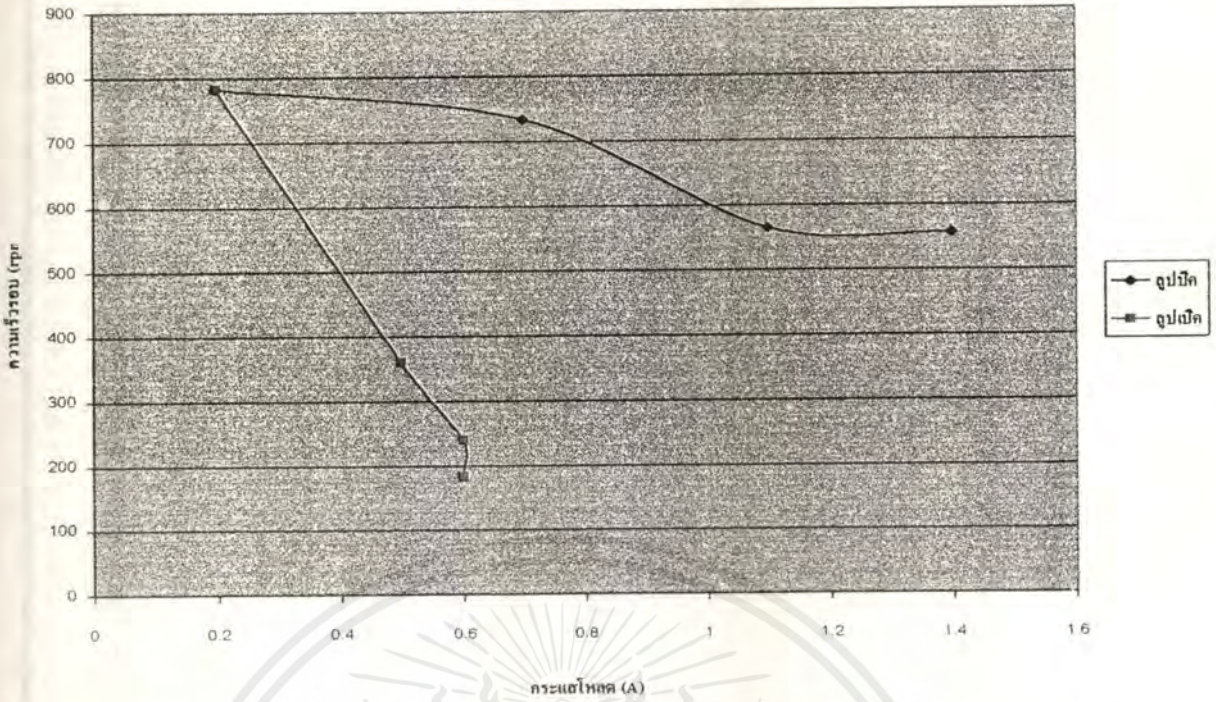
จำนวนหลอด	ความเร็วรอบ (rpm)	แรงดันที่ขั้ว (V)	กระแสอาร์เมเจอร์ (A)	แรงดันคร่อมหลอดไฟ (V)	กระแสโหลด (A)	แรงดันที่ตก
0	1185	170	0.5	18	0.2	5
6	895	140	1.05	60	1.7	28
12	798	118	1.2	40	1.2	34
18	971	140	0.95	28	1.4	23
24	1094	155	0.75	20	1.4	15
30	1116	155	0.7	20	1.45	14

นำค่าจากผลการทดลองข้างต้นมาพล๊อตกราฟเพิจารณาความสัมพันธ์ของค่าต่างๆ ดังนี้

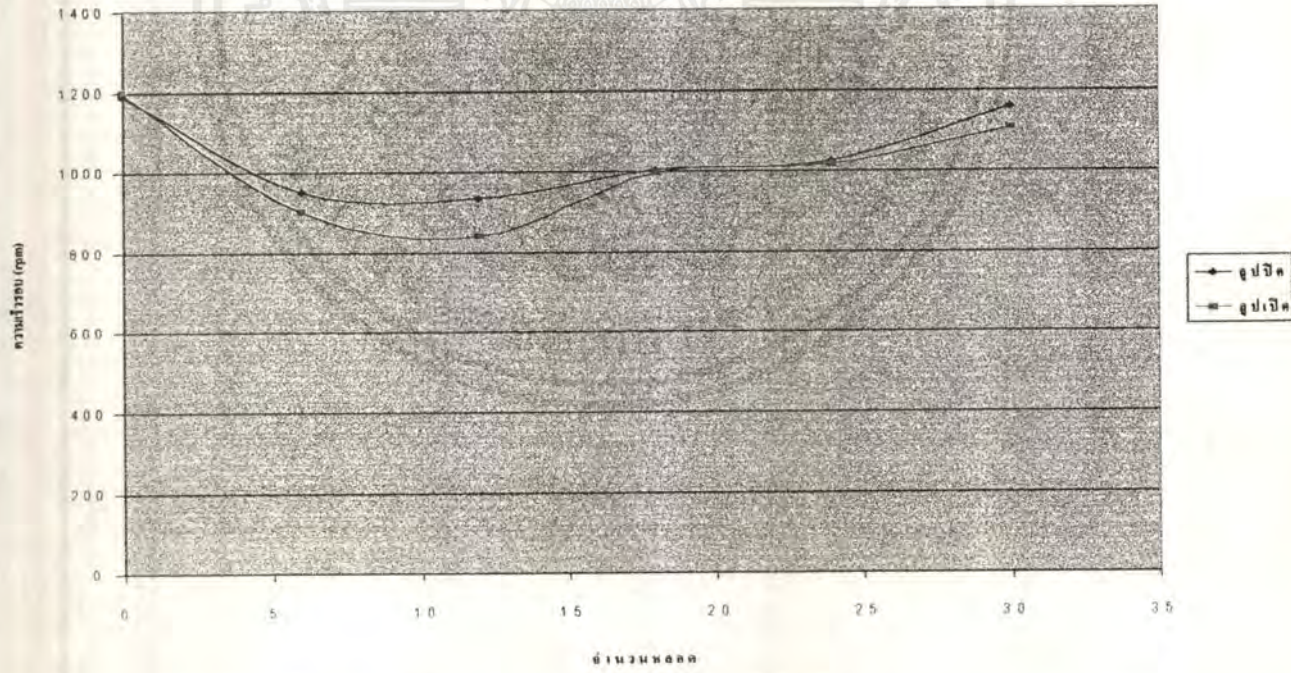


รูปที่ 5.15 กราฟเปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงความเร็วตามโหลดที่เพิ่มขึ้นของการควบคุมแบบลูปเปิดและลูปปิดที่ความถี่อ้างอิง 16.67 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

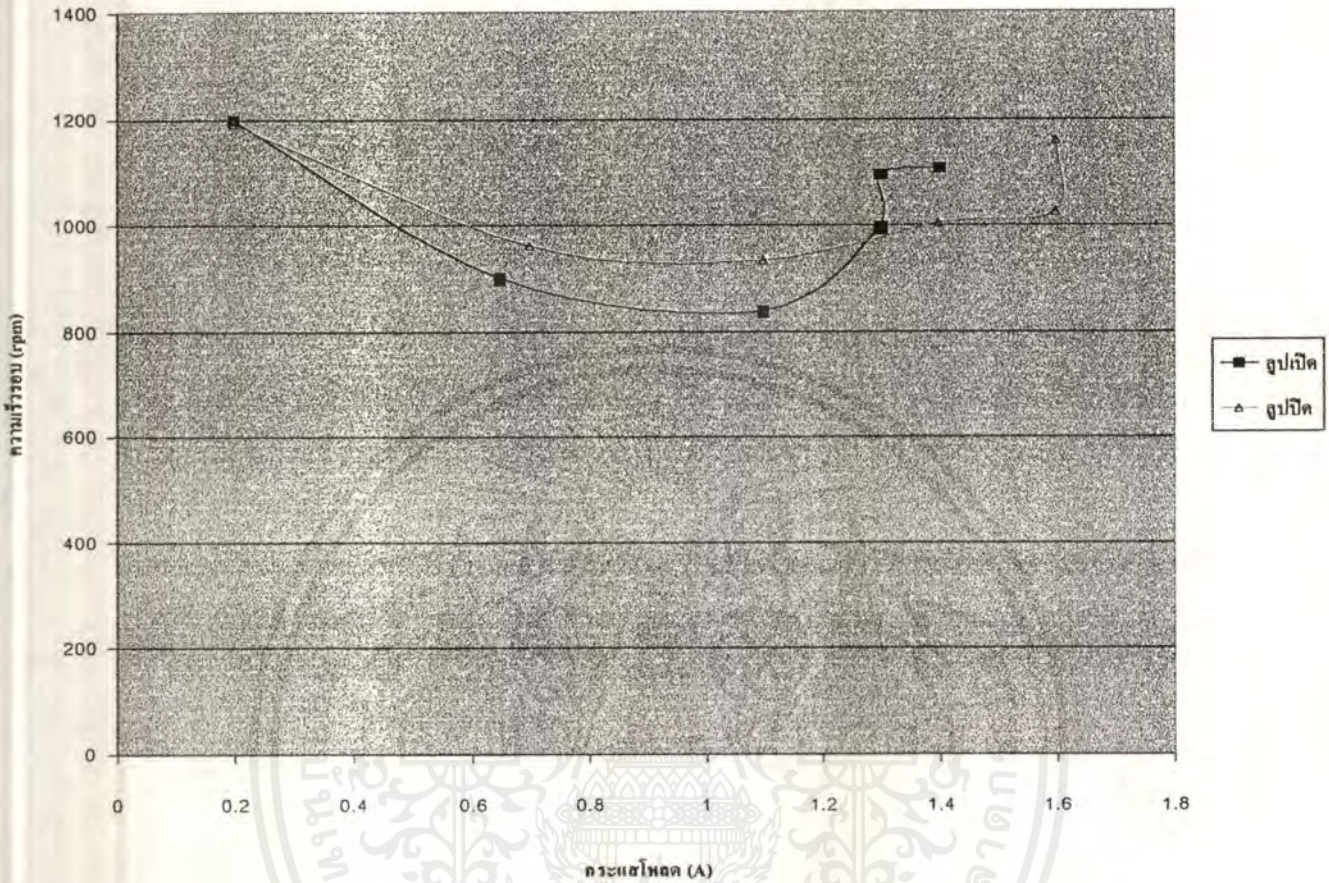


รูปที่ 5.16 กราฟเปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงความเร็วตามขนาดกระแสโหลดที่เพิ่มขึ้นของการควบคุมแบบลูปเปิดและลูปปิดที่ความถี่อ้างอิง 16.67 kHz



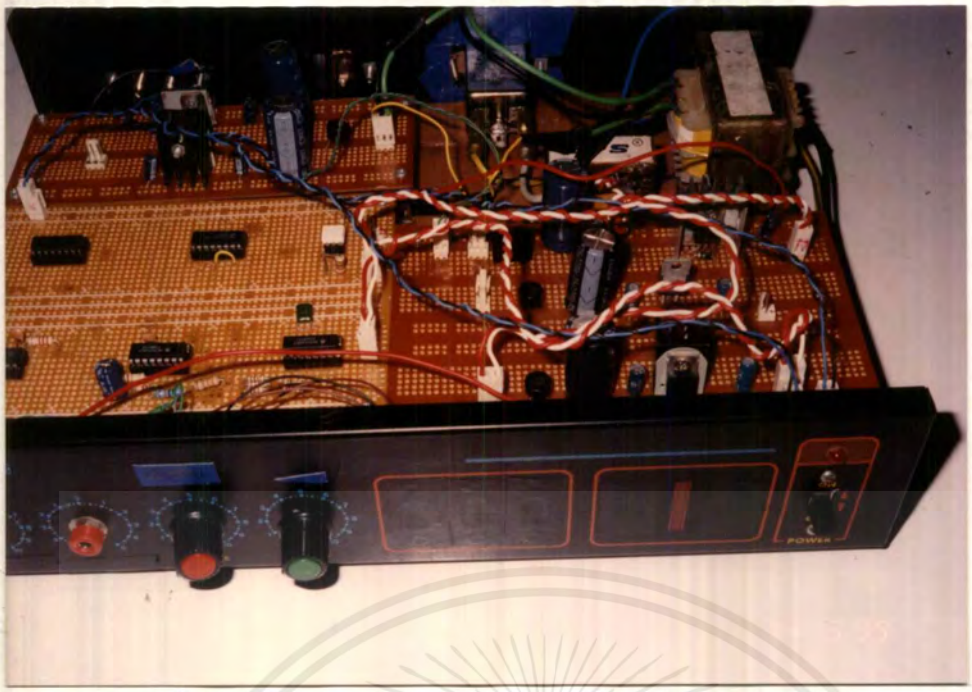
รูปที่ 5.17 กราฟเปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงความเร็วตามโหลดที่เพิ่มขึ้นของการควบคุมแบบลูปเปิดและลูปปิดที่ความถี่อ้างอิง 25.0 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.18 กราฟเปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงความเร็วตามขนาดกระแสโหลดที่เพิ่มขึ้นของควบคุมแบบลูปเปิดและลูปปิดที่ความถี่อ้างอิง 25.0 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่5.19 ชุดวงจรสร้างสัญญาณควบคุมความเร็วแบบป้อนกลับ

รูปที่5.20 ชุดวงจรกำลัง และควบคุมทิศทางการไหลของกระแสเข้ามอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่6

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

1. สรุปผลการทดลอง

ในการพิจารณาการทำงานของมอเตอร์แบบลูปปิด การใช้คำสั่งความเร็ว(speed command) ที่ค่าๆหนึ่งจะทำให้มอเตอร์หมุนไปด้วยค่าความเร็วค่าหนึ่ง เมื่อทำการเพิ่มภาระจะทำให้ค่าความเร็วลดลง ความถี่ที่ได้จากการป้อนกลับจะมีค่าลดลงไปด้วย ผลต่างจากการเปรียบเทียบเฟสและความถี่ของเฟสดีเทคเตอร์จะมีค่ามากขึ้นซึ่งจะทำการปรับแรงดันของ VCO มีค่าสูงขึ้นและทำให้มอสเฟตมีความถี่ในการ ON-OFF เร็วมากขึ้นส่งผลให้แรงดันที่ ขั้วของมอเตอร์มีค่าสูงขึ้น มอเตอร์จะหมุนด้วยความเร็วที่เพิ่มขึ้นตอบสนองต่อภาระที่เปลี่ยนแปลง

ในการพิจารณาการทำงานแบบลูปเปิด ถ้ามอเตอร์รับภาระเพิ่มมากขึ้นแรงดันที่ขั้วของมอเตอร์จะมีค่าลดลง ความเร็วของมอเตอร์ก็จะลดลงด้วยเช่นกัน ที่ภาระค่าเดียวกันการทำงานแบบลูปเปิดจะมีความเร็วตกลงมากกว่าการทำงานแบบลูปปิด

การหยุดหมุนมอเตอร์จะเป็นการเบรคแบบไดนามิค เมื่อค่าความต้านทานที่รับพลังงานจากเบรคมากขึ้นจะทำให้มอเตอร์ใช้เวลาในการหยุดน้อยลง

2. วิจารณ์ผลการทดลอง

จากการทดลองทั้งแบบ close loop และ open loop การวัดค่าต่างๆ เช่น ความถี่ แรงดัน และความเร็วรอบ อาจมีความคลาดเคลื่อนได้ เนื่องจากมีสัญญาณรบกวน (noisc) เข้าไปรบกวนระบบควบคุม หรือวงจรควบคุม ทำให้ได้สัญญาณคลาดเคลื่อนซึ่งทำให้การทำงานของมอเตอร์คลาดเคลื่อนไป และระบบควบคุมป้อนกลับจะไม่สามารถตอบสนองต่อภาระที่เปลี่ยนแปลง

ส่วนการกำจัดสัญญาณรบกวนในวงจรควบคุมจะใช้วงจร low frequency pass filter 1 st order แต่ปรากฏว่าผลการกำจัดสัญญาณรบกวนยังทำได้ไม่ดีเท่าที่ควร เนื่องจากผลการทำงานไม่ได้ผลตามทฤษฎี . นอกจากนี้ยังได้นำเอาตัวคาปาซิเตอร์ coupling มากรองสัญญาณที่ขาไฟเลี้ยงของอุปกรณ์ไอซี .ในวงจรกำลัง ได้มีการใช้ line filter (LC filter) มาลดสัญญาณรบกวนจากมอเตอร์.

ในระบบควบคุมแบบป้อนกลับไม่สามารถขับภาระได้ที่พิกัด 220 v 1500 rpm เพราะจะทำให้เกิดความเสียหายกับมอสเฟตได้จึงเลือกทำการทดสอบที่พิกัดแรงดันต่ำๆเพื่อเป็นแนวทางในการพิจารณาวิเคราะห์ เบื้องต้น. ส่วนของ low pass filter output ที่ได้จะเป็นแรงดันไฟตรงที่มีความจำเป็นต้องเป็นไฟ ดีซี เรียบ แต่ในการทดสอบจะมีสัญญาณรบกวนเข้ามารบกวนทำให้แรงดันไฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตรงเกิดความผิดเพี้ยน และทำให้การตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่ของ ไอซีที่เป็น phase lock lop ไม่ดี .

ส่วนความถี่ที่ได้จาก encoder นั้นมีสัญญาณรบกวนจากมอเตอร์มากเข้ามาในวงจรควบคุมด้วย นอกจากนั้นยังมีความถี่ไม่สูงมากนักคือ 0-31.25 khz ซึ่งหากสัญญาณอ้างอิงมีความถี่สูงกว่าค่าดังกล่าวระบบจะไม่สามารถเข้าสภาวะlock . จึงได้ลองเปลี่ยนค่าความถี่ใหม่จาก 10 -150 khz มาเป็น 10-31.25 khz (มีการเปลี่ยนค่าความเร็วรอบได้น้อยกว่าเดิม . ในการสตาร์ทมอเตอร์จะมีกระแสสูง ก่อให้เกิดอันตรายกับอุปกรณ์ได้) จึงได้ทำการควบคุมกระแสในขา drain-source ไว้ด้วยความต้านทานที่ปรับลดค่าได้เมื่อต้องการให้ทำงานตามต้องการแต่ก็จะทำให้มีแรงดันตกคร่อมที่ความต้านทานตัวนี้ ทำให้แรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์มีค่าน้อยกว่าความเป็นจริง มอเตอร์จึงหมุนได้ช้ากว่าทฤษฎี .

วงจร low pass filter นั้นได้ทำการออกแบบไว้หลายวงจรด้วยกัน อาทิเช่น chebychev fourth order filter , butterworth 2^{nd}, 4^{th} order. แต่ก็ยังไม่สามารถทำให้สัญญาณไฟตรงที่ป้อนให้กับ VCO ปราศจากสัญญาณรบกวนได้ และได้ทำการเลือกค่า cutoff frequency ค่าต่ำๆเพื่อทำการกำจัดสัญญาณรบกวนได้แต่ก็จะไปทำให้การตอบสนองของมอเตอร์ช้าไปด้วย ซึ่งเป็นปัญหาอย่างหนึ่ง

3. ปัญหาที่เกิดขึ้นจากการทดลอง
    1. เกิดสัญญาณรบกวนเข้ามาในระบบทั้งจากมอเตอร์เองหรือจากภายนอก ทำให้การทำงานของวงจรควบคุมไม่ดีสัญญาณผิดเพี้ยนไป วิธีแก้ไขอาจต้องติด low pass filter เพื่อให้มีประสิทภาพสูงสามารถทำให้ จำกัดความถี่สู.งๆด้วย
    2. ไม่สามารถหมุนมอเตอร์ได้ที่ความเร็วต่ำๆ โดยการขับภาระไปด้วยเพราะจะทำให้มีการดึงกระแสสูงเกินไปอาจทำให้มอสเฟตเสียหายได้และในการสวิตช์ชิ่งของมอสเฟต จะเกิดแรงดันสูงๆได้ อาจป้องกันโดยวงจร snubber
    3. Probe ที่ใช้จะมีผลความเร็วของมอเตอ์เมื่อนำมาจับสัญญาณจากวงจรควบคุมจะทำให้มอเตอร์มีความรึว
    4. ผลที่ได้จากวงจร low pass filter จากการทดลองจริงไม่ตรงตามผลจากทฤษฎีที่ได้ทำการออกแบบไว้ซึ่งมีผลต่อการตอบสนองของมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4046B
SCL4446B

CMOS PHASE-LOCKED LOOPS

FEATURES

- Very low power consumption — 70 μW (typ). @ f_o = 10kHz, 5Vdc
- Operating frequency range (no offset) — Up to 3MHz (typ) @ 10Vdc (SCL4046B) Up to 4MHz (typ) @ 10Vdc (SCL4446B)
- Low frequency drift — 0.04%/°C (typ) @ 10Vdc
- Choice of two phase comparators:
  1. Exclusive-OR network
  2. Edge-controlled memory network with phase-pulse output for lock indication
- VCO Inhibit control for ON-OFF keying and ultra-low standby power consumption
- High VCO linearity 1% (typ)
- Source-follower output of VCO control input (Demodulator Output)
- Zener Diode to assist Supply Regulation
- Balanced Output Drive Current Specifications

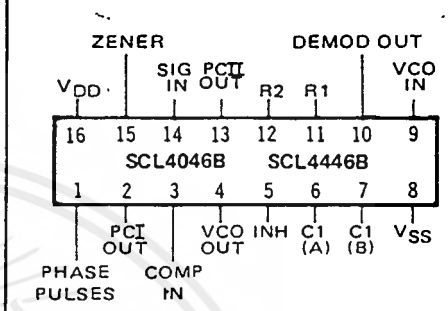
APPLICATIONS

- FM demodulator and modulator
- Frequency synthesis and multiplication
- Frequency discriminator
- Data synchronization
- Voltage-to-frequency conversion
- Tone decoding
- FSK-Modems
- Signal conditioning

DESCRIPTION

The SCL4046B and SCL4446B phase-locked loops contain two phase comparators, a voltage-controlled oscillator (VCO), source follower, and zener diode. The comparators have two common inputs. The Signal input can be used directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. The self-bias circuit adjusts small voltage signals in the linear region of the amplifier. Phase comparator I (an exclusive-OR gate) provides a digital error signal PCI_{out}, and maintains 90° phase shift at the center frequency between Signal and Comparator inputs (both at 50% duty cycle). Phase comparator II (with leading edge sensing logic) provides digital error signals $PCII_{out}$ and Phase Pulses, and maintains a 0° phase shift between input signals (duty cycle is immaterial). The linear VCO produces an output signal VCO_{out} whose frequency is determined by the voltage of input VCO_{in} and the capacitor and resistors connected to pins C1A, C1B, R1, and R2. The source follower output, Demod Out, with an external resistor, is used where the VCO_{in} signal is needed but no loading can be tolerated. The inhibit input Inh, when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode can be used to assist in power supply regulation.

CONNECTION DIAGRAM
(all packages)



Add suffix for package:

- C. 16-pin Cerdip
- D 16-pin Ceramic
- E 16-pin Epoxy
- F 16-pin Flat
- H Chip

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

DC Supply Voltage	$V_{DD} - V_{SS}$	3 to 15	Vdc
Operating Temperature	T_A		
C, D, F, H Device		-55 to +125	°C
E Device		-40 to +85	°C

BLOCK DIAGRAM

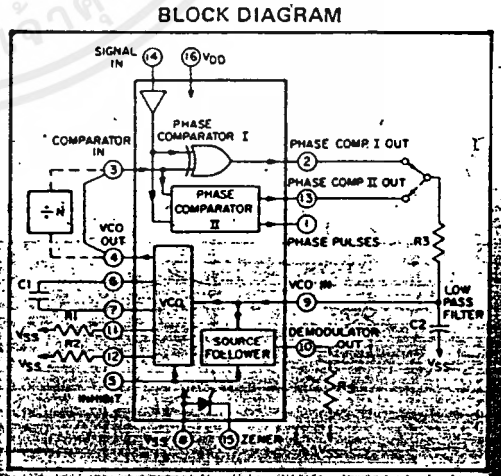


Fig. 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VCO SECTION

The VCO requires one external capacitor (C1) and one to two external resistors (R1 or R1 and R2). Resistor R1 and capacitor C1 determine the frequency range of the VCO and resistor R2 enables the VCO to have a frequency offset if required. The high input impedance ($10^{12}\Omega$) of the VCO simplifies the design of low-pass filters by permitting the designer a wide choice of resistor-to-capacitor ratios. In order not to load the low-pass filter, a source-follower output of the VCO input voltage is provided at terminal 10 (DEMODULATOR OUTPUT). If this terminal is used, a load resistor (R_S) of 50kΩ or more should be connected from this terminal to V_{SS}. If unused, this terminal should be left open. The VCO can be connected directly or through frequency dividers to the comparator input of the phase comparators. A full CMOS logic swing is available at the output of the VCO. A logic 0 on the INHIBIT input "enables" the VCO and the source follower, while a logic 1 "turns off" both to minimize stand-by power consumption.

PHASE COMPARATORS

The phase-comparator signal input (terminal 14) can be direct-coupled provided the signal swing is within CMOS logic levels [logic "0" $\leq$ 30% (V_{DD}-V_{SS}), logic "1" $\geq$ 70% (V_{DD}-V_{SS})]. For smaller swings the signal must be capacitively coupled to the self-biasing amplifier at the signal input.

Phase comparator I is an exclusive-OR network; it operates analogously to an over-driven balanced mixer. To maximize the lock range, the signal and comparator-input frequencies must have a 50% duty cycle. With no signal or noise on the signal input, this phase comparator has an average output voltage equal to $V_{DD}/2$. The low-pass filter connected to the output of phase comparator I supplies the averaged voltage to the VCO input, and causes the VCO to oscillate at the center frequency (f_o).

The frequency range of input signals on which the PLL will lock, if it was initially out of lock, is defined as the frequency capture range ($2f_c$).

The frequency range of input signals on which the loop will stay locked if it was initially in lock is defined as the frequency lock range ($2f_L$). The capture range can not exceed the lock range.

With phase comparator I, the range of frequencies over which the PLL can acquire lock (capture range) is dependent on the low-pass-filter characteristics, and can be made as large as the lock range. Phase-comparator I enables a PLL system to remain in lock in spite of high amounts of noise in the input signal.

One characteristic of this type of phase comparator is that it may lock onto input frequencies that are close to harmonics of the VCO center-frequency. A second characteristic is that the phase angle between the signal and the comparator input varies between 0° and 180°, and is 90° at the center frequency. Figure 2 shows the (typical) triangular phase-to-output response characteristic of phase-comparator I. Typical waveforms for a CMOS phase-locked-loop employing phase comparator I in locked condition is shown in Figure 3.

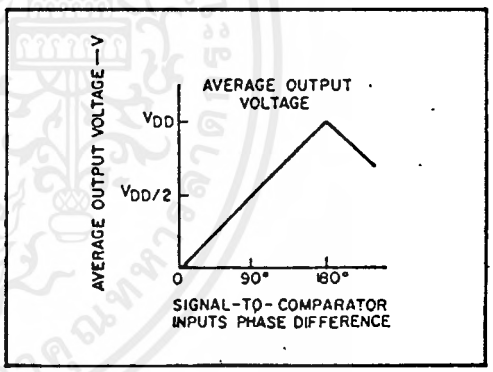


Fig. 2 — Phase-comparator I characteristics at low-pass filter output.

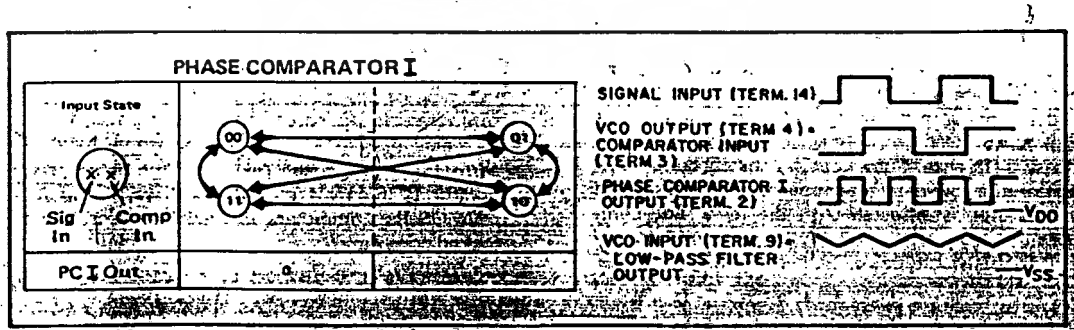


Fig. 3 — Typical waveforms employing phase comparator I in locked condition.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

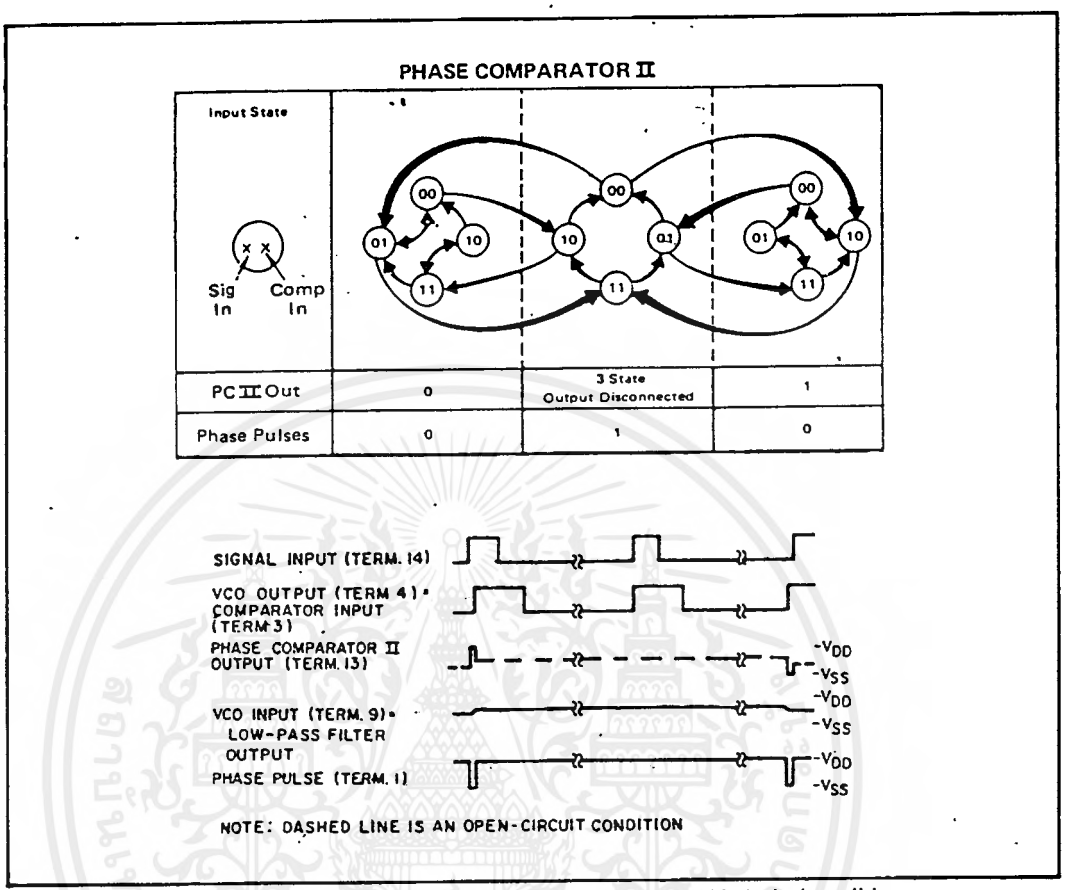


Fig. 4 – Typical waveforms employing phase comparator II in locked condition.

Phase-comparator II is an edge-controlled digital memory network. It consists of several flip-flop stages, control gating, and a three state output circuit comprising p- and n-type drivers having a common output node. When the p-MOS or n-MOS drivers are ON, they pull the output up to V_{DD} or down to V_{SS}, respectively. This type of phase comparator acts only on the positive edges of the signal and comparator inputs. The duty cycles of the signal and comparator inputs are not important since positive transitions control the PLL system utilizing this type of comparator. If the signal lags the comparator input in phase, the n-type output driver is maintained ON for a time corresponding to the phase difference. If the comparator input lags the signal in phase, the p-type output driver is maintained ON for a time corresponding to the phase difference. Subsequently, the capacitor voltage of the low-pass filter connected to this phase comparator is adjusted until the signal and comparator inputs are equal in both phase and frequency. At this stable point, both p- and n-type output drivers remain OFF. Thus, the phase comparator output becomes an open circuit and holds the voltage on the capacitor of the low-pass filter constant. Moreover, the signal at the "phase pulses" output is a high level which can be used for indicating a locked condition. Thus, for phase comparator II, no phase difference exists between signal and comparator input over the full VCO frequency range. Moreover, the power dissipation due to the low-pass filter is reduced when this type of phase comparator is used because both the p- and n-type output drivers are OFF for most of the signal input cycle.

It should be noted that the PLL lock range for this type of phase comparator is equal to the capture range, independent of the low-pass filter. With no signal present at the signal input, the VCO is adjusted for its lowest frequency for phase comparator II. Figure 4 shows typical waveforms for a CMOS PLL employing phase comparator II in locked condition.

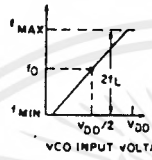
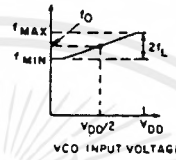
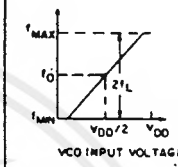
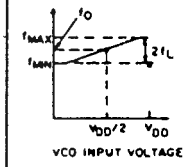
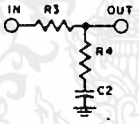
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DESIGN INFORMATION

This information is a guide for approximating the values of external components for the SCL4046B and SCL4446B in a Phase-Locked Loop system. The selected external components must be within the following ranges:

$R1, R2 \geq 2k\Omega$, $R_S \geq 10k\Omega$
$C1 \geq 15pF$

In addition to the given design information refer to Figure 5 for R1, R2, and C1 component selections.

CHARACTERISTICS	USING PHASE COMPARATOR I		USING PHASE COMPARATOR II	
	VCO WITHOUT OFFSET $R_2 = \infty$	VCO WITH OFFSET	VCO WITHOUT OFFSET $R_2 = \infty$	VCO WITH OFFSET
VCO Frequency				
For No Signal Input	VCO in PLL system will adjust to center frequency, f_O		VCO in PLL system will adjust to lowest operating frequency, f_{min}	
Frequency Lock Range, $2f_L$	$2f_L$ = full VCO frequency range $2f_L = f_{max} - f_{min}$			
Frequency Capture Range, $2f_C$	$T1 = R3C2$ $2f_C \approx \frac{1}{\pi}\sqrt{\frac{2\pi f_L}{T1}}$		$f_C = f_L$	
Loop Filter Component Selection	 For $2f_C$, see Ref.			
Phase Angle between Signal and Comparator	90° at center frequency (f_O), approximating 0° and 180° at ends of lock range ($2f_L$)		Always 0° in lock	
Locks on Harmonics of Center Frequency	Yes		No	
Signal Input Noise Rejection	High		Low	
VCO Component Selection	– Given: f_O – Use f_O with Fig.5a to determine R1 and C1	– Given: f_O and f_L – Calculate f_{min} from the equation $f_{min} = f_O - f_L$ – Use f_{min} with Fig. 5b to determine R2 and C1 – Calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ from the equation $\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{f_O + f_L}{f_O - f_L}$ – Use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Fig.5c to determine ratio R2/R1 to obtain R1	– Given: f_{max} – Calculate f_O from the equation $f_O = \frac{f_{max}}{2}$ – Use f_O with Fig.5a to determine R1 and C1	– Given: f_{min} & f_{max} – Use f_{min} with Fig.5b to determine R2 and C1 – Calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ – Use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Fig.5c to determine ratio R2/R1 to obtain R1

REF. G. S. Moschytz, "Miniaturized RC Filters Using Phase-Locked Loop", BSTJ, May 1965.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS [1, 3]

PARAMETER		V_{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T_{LOW} [2] Min.	T_{LOW} [2] Max.	+25°C Min.	+25°C Typ.	+25°C Max.	T_{HIGH} [2] Min.	T_{HIGH} [2] Max.	Units
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I_{DD}	5	Inhibit = V_{DD}	–	5	–	0.05	5	–	150	μAdc
		10	Signal Input =	–	10	–	0.01	10	–	300	
		15	V_{DD}	–	20	–	0.2	20	–	600	
TOTAL POWER DISSIPATION	P_T		Inh = V_{SS}, $VCO_{IN} = \frac{V_{DD}}{2}$, f_o = 10kHz, C_L = 15pF, R1 = 1MΩ, R2 = R_S = ∞								
		5		–	–	–	0.07	–	–	–	mW
		10		–	–	–	0.6	–	–	–	
		15		–	–	–	2.4	–	–	–	

NOTES: [1] Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".
[2] T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.
= -40°C for E device.
T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.
= + 85°C for E device.
[3] VCO output (pin 4) and Phase Comparator Outputs (pins 2 and 13) have been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

PARAMETER		CONDITIONS		V_{DD}	25°C Min.	25°C Typ.	25°C Max.	UNIT
VCO SECTION								
MAXIMUM OPERATING FREQUENCY SCL4046B	f_{max}		R1 C1					
		R2 = ∞, VCO_{IN} = V_{DD}	10k 50pF	5	0.5	0.8	–	MHz
				10	1.0	1.5	–	
				15	1.3	1.9	–	
			5k 50pF	5	0.6	1.0	–	MHz
				10	1.4	2.1	–	
				15	1.8	2.7	–	
			2k 50pF	5	–	1.3	–	MHz
				10	–	2.9	–	
				15	–	3.8	–	
SCL4446B		R2 = ∞, VCO_{IN} = V_{DD}	R1 C1					
			10k 50pF	5	0.7	1.0	–	MHz
				10	1.3	2.0	–	
				15	1.9	2.8	–	
			5k 50pF	5	0.9	1.3	–	MHz
				10	1.9	2.9	–	
				15	2.6	3.9	–	
			2k 50pF	5	–	1.8	–	MHz
				10	–	3.9	–	
				15	–	5.4	–	
LINEARITY		R2 = ∞, VCO_{IN} = 2.5±0.3V, R1 > 10kΩ		5		1		%
		VCO_{IN} = 5.0±2.5V, R1 > 400kΩ		10		1		
		VCO_{IN} = 7.5±5.0V, R1 > 1MΩ		15		1		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

PARAMETER		CONDITIONS	V_{DD}	+25°C			UNIT
				Min.	Typ.	Max.	
VCO SECTION (Continued)							
TEMPERATURE-FREQUENCY STABILITY							
No Offset		R2 = ∞	5	–	0.12-0.24	–	%/°C
			10	–	0.04-0.08	–	
			15	–	0.015-0.03	–	
With Offset		R2 ≤ 10X R1	5	–	0.06-0.12	–	%/°C
			10	–	0.05-0.1	–	
			15	–	0.03-0.06	–	
INPUT RESISTANCE (VCO_{IN})	R_{IN}		5, 10, 15	–	10^6	–	MΩ
OUTPUT DUTY CYCLE		All valid input combinations and voltages		–	50	—	%
OUTPUT TRANSITION TIME	t_{TLH}, t_{THL}	C_L = 50pF	5	–	100	200	ns
			10	–	50	100	
			15	–	40	80	
PHASE COMPARATORS							
INPUT RESISTANCE							
Signal Input	R_{IN}		5	1	3	–	MΩ
			10	0.2	0.7	–	
			15	0.1	0.3	–	
Comparator Input	R_{IN}		5, 10, 15	–	10^6	–	MΩ
AC-COUPLED INPUT SENSITIVITY							
Signal Input	V_{IN}		5	–	200	400	mV
			10	–	400	800	
			15	–	700	1400	
OUTPUT TRANSITION TIME							
PCI, PCII Outputs	t_{TLH}, t_{THL}	C_L = 50pF	5	–	100	200	ns
			10	–	50	100	
			15	–	40	80	
Phase Pulses Output	t_{TLH}, t_{THL}		5	–	130	260	ns
			10	–	65	130	
			15	–	50	100	
DEMODULATOR OUTPUT							
OFFSET VOLTAGE	VCO_{IN}-V_{DEM}	R_S ≥ 50kΩ	5	–	1.4	2.2	Vdc
			10	–	1.6	2.2	
			15	–	1.8	2.2	
LINEARITY		R_S ≥ 50kΩ					
		VCO_{IN} = 2.5±0.3V	5	–	0.1	–	%
		VCO_{IN} = 5.0±2.5V	10	–	0.6	–	
		VCO_{IN} = 7.5±5.0V	15	–	0.8	–	
ZENER DIODE							
ZENER VOLTAGE	V_Z	I_Z = 50μA	–	6.3	7.0	7.7	V
DYNAMIC RESISTANCE	R_Z	I_Z = 1mA	–	–	100	–	Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

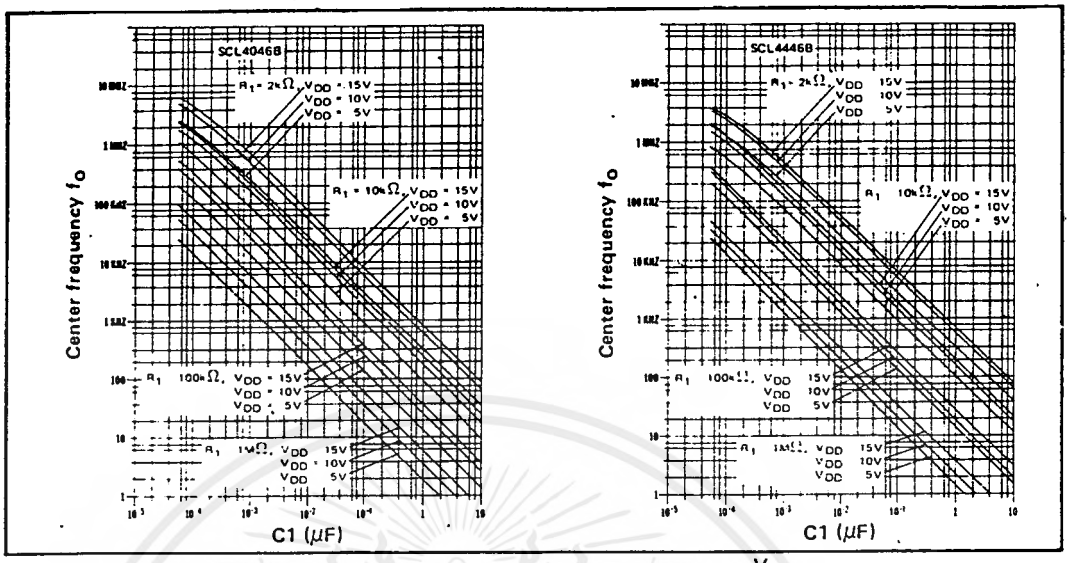


Fig. 5 (a) Typical center frequency (f_o) vs C1 ($R2 = \infty$, $VCO_{IN} = \frac{V_{DD}}{2}$, $T_A = 25°C$)

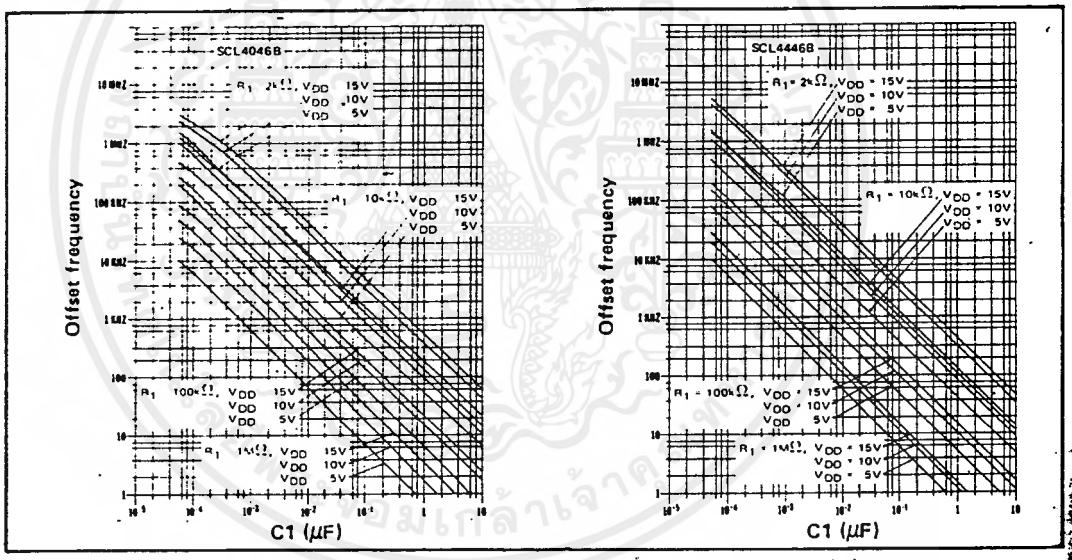


Fig. 5 (b) Typical frequency offset vs C1 ($VCO_{IN} = V_{SS}$, $T_A = 25°C$)

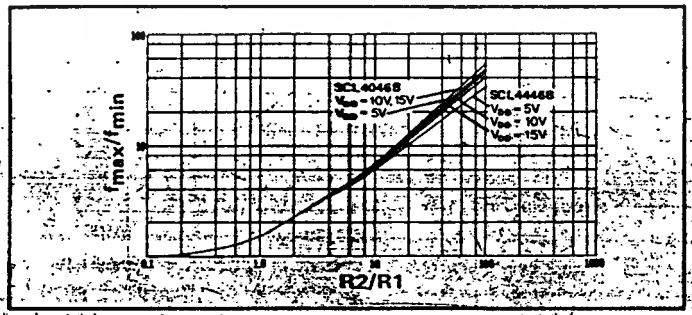


Fig. 5 (c) Typical f_{max}/f_{min} vs R2/R1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

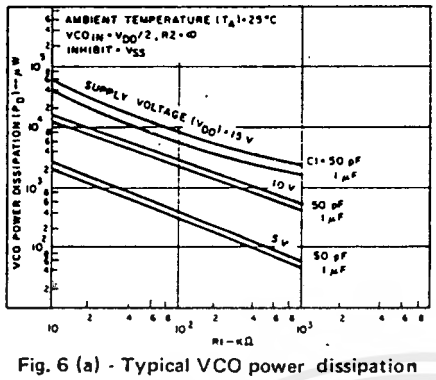


Fig. 6 (a) - Typical VCO power dissipation at center frequency vs R1.

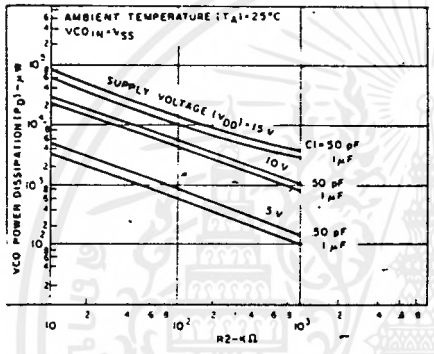


Fig. 6 (b) - Typical VCO power dissipation at f_{min} vs R2.

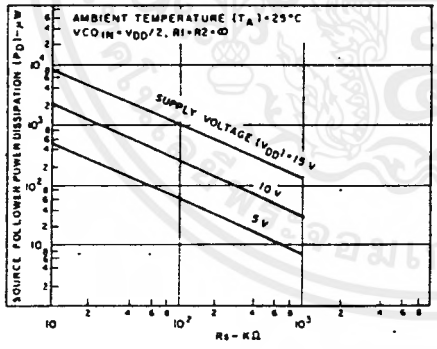


Fig. 6 (c) - Typical source follower power dissipation vs R_S.

NOTE: To obtain approximate total power dissipation of PLL system for no signal input.

P_D (Total) = P_D (f_o) + P_D (f_{MIN}) + P_D (R_S)
— Phase Comparator I

P_D (Total) = P_D (f_{MIN})
— Phase Comparator II

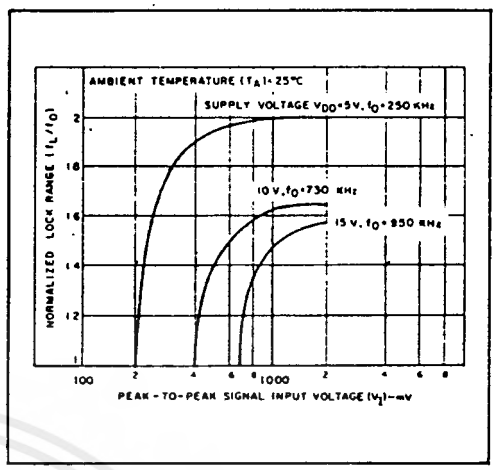


Fig. 7 — Typical lock range vs signal input amplitude

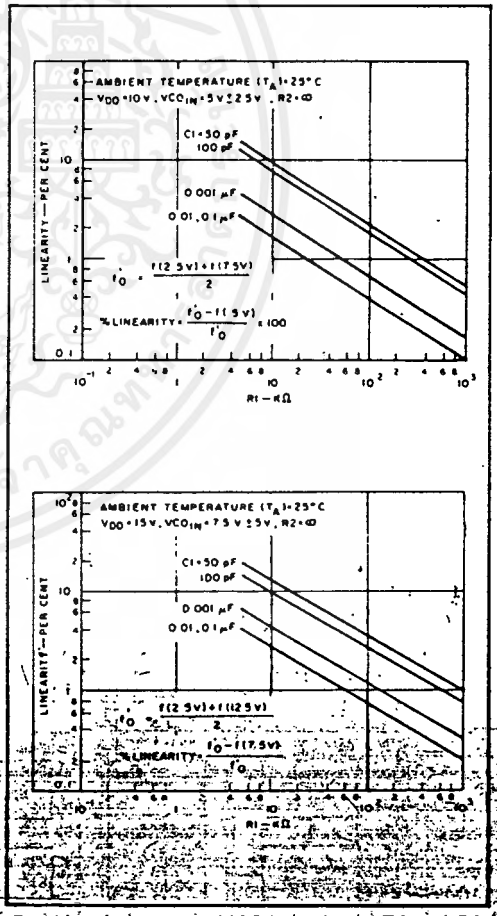


Fig. 8(a, b) — Typical VCO linearity vs R1 and C1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

National Semiconductor

CD4047BM/CD4047BC Low Power Monostable/Astable Multivibrator

general description

CD4047B is capable of operating in either the monostable or astable mode. It requires an external capacitor (between pins 1 and 3) and an external resistor (between pins 2 and 3) to determine the output pulse width in the monostable mode, and the output frequency in the astable mode.

Astable operation is enabled by a high level on the astable input or low level on the $\overline{\text{astable}}$ input. The output frequency (at 50% duty cycle) at Q and $\overline{Q}$ outputs is determined by the timing components. A frequency twice that of Q is available at the Oscillator Output; a 50% duty cycle is not guaranteed.

Monostable operation is obtained when the device is triggered by low-to-high transition at + triggger input or high-to-low transition at – trigger input. The device can be retriggered by applying a simultaneous low-to-high transition to both the + trigger and retrigger inputs.

A high level on Reset input resets the outputs Q to low, $\overline{Q}$ to high.

features

■ Wide supply voltage range	3V to 15V
■ High noise immunity	0.45 V_{DD} typ
■ Low power TTL compatibility	fan out of 2 driving 74L or driving 74LS

SPECIAL FEATURES

- Low power consumption: special CMOS oscillator configuration
- Monostable (one-shot) or astable (free-running) operation
- True and complemented buffered outputs
- Only one external R and C required

MONOSTABLE MULTIVIBRATOR FEATURES

- Positive or negative-edge trigger
- Output pulse width independent of trigger pulse duration
- Retriggerable option for pulse width expansion
- Long pulse widths possible using small RC components by means of external counter provision
- Fast recovery time essentially independent of pulse width
- Pulse-width accuracy maintained at duty cycles approaching 100%

ASTABLE MULTIVIBRATOR FEATURES

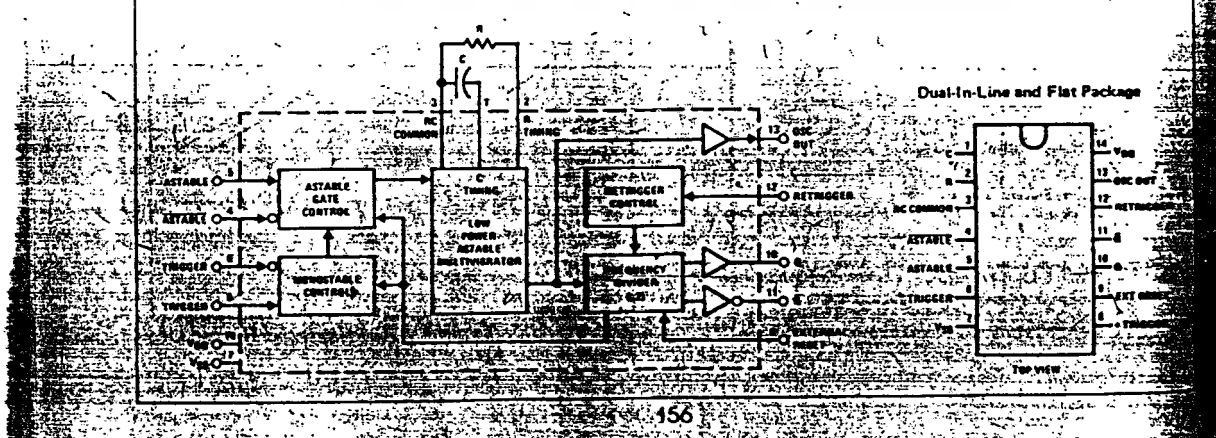
- Free-running or gatable operating modes
- 50% duty cycle
- Oscillator output available
- Good astable frequency stability

  typical frequency deviation = ±2% + 0.03%/°C @ 100 kHz
  = ±0.5% + 0.015%/°C @ 10 kHz
  (circuits trimmed to frequency V_{DD} = 10V ±10%)

applications

- Frequency discriminators
- Timing circuits
- Time-delay applications
- Envelope detection
- Frequency multiplication
- Frequency division

block and connection diagrams



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

absolute maximum ratings

(Notes 1 and 2)

V_{DD} dc Supply Voltage	-0.5 to $+18V_{DC}$
V_{IN} Input Voltage	-0.5 to $V_{DD} + 0.5V_{DC}$
T_S Storage Temperature Range	$-65°C$ to $+150°C$
P_D Package Dissipation	500 mW
T_L Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

recommended operating conditions

(Note 2)

V_{DD} dc Supply Voltage	3 to $15V_{DC}$
V_{IN} Input Voltage	0 to $V_{DD}V_{DC}$
T_A Operating Temperature Range	
CD4047BM	$-55°C$ to $+125°C$
CD4047BC	$-40°C$ to $+85°C$

dc electrical characteristics CD4047BM (Note 2)

PARAMETER		CONDITIONS	−55°C		25°C			125°C		UNITS
			MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$		5			5		150	μA
		$V_{DD} = 10V$		10			10		300	μA
		$V_{DD} = 15V$		20			20		600	μA
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$\|I_O\| < 1\ \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$		0.05		0	0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 10V$		0.05		0	0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 15V$		0.05		0	0.05		0.05	V
V_{OH}	High Level Output Voltage	$\|I_O\| < 1\ \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$	4.95		4.95	5		4.95		V
		$V_{DD} = 10V$	9.95		9.95	10		9.95		V
		$V_{DD} = 15V$	14.95		14.95	15		14.95		V
V_{IL}	Low Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V$, $V_O = 0.5V$ or $4.5V$		1.5		2.25	1.5		1.5	V
		$V_{DD} = 10V$, $V_O = 1V$ or $9V$		3.0		4.5	3.0		3.0	V
		$V_{DD} = 15V$, $V_O = 1.5V$ or $13.5V$		4.0		6.75	4.0		4.0	V
V_{IH}	High Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V$, $V_O = 0.5V$ or $4.5V$	3.5		3.5	2.75		3.5		V
		$V_{DD} = 10V$, $V_O = 1V$ or $9V$	7.0		7.0	5.5		7.0		V
		$V_{DD} = 15V$, $V_O = 1.5V$ or $13.5V$	11.0		11.0	8.25		11.0		V
I_{OL}	Low Level Output Current	$V_{DD} = 5V$, $V_O = 0.4V$	0.64		0.51	0.88		0.36		mA
		$V_{DD} = 10V$, $V_O = 0.5V$	1.6		1.3	2.25		0.9		mA
		$V_{DD} = 15V$, $V_O = 1.5V$	4.2		3.4	8.8		2.4		mA
I_{OH}	High Level Output Current	$V_{DD} = 5V$, $V_O = 4.6V$	−0.64		−0.51	−0.88		−0.36		mA
		$V_{DD} = 10V$, $V_O = 9.5V$	−1.6		−1.3	−2.25		−0.9		mA
		$V_{DD} = 15V$, $V_O = 13.5V$	−4.2		−3.4	−8.8		−2.4		mA
I_{IN}	Input Current	$V_{DD} = 15V$, $V_{IN} = 0V$		−0.1		-10^{-5}	−0.1		−1.0	μA
		$V_{DD} = 15V$, $V_{IN} = 15V$		0.1		10^{-5}	0.1		1.0	μA

dc electrical characteristics CD4047BC (Note 2)

PARAMETER		CONDITIONS	−40°C		25°C			85°C		UNITS
			MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$		20			20		150	μA
		$V_{DD} = 10V$		40			40		300	μA
		$V_{DD} = 15V$		80			80		600	μA
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$\|I_O\| < 1\ \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$		0.05		0	0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 10V$		0.05		0	0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 15V$		0.05		0	0.05		0.05	V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

dc electrical characteristics (Continued) CD4047BC (Note 2)

PARAMETER		CONDITIONS	-40°C		25°C			85°C		UNITS
			MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
V_{OH}	High Level Output Voltage	$\|I_O\| < 1\ \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$	4.95		4.95	5		4.95		V
		$V_{DD} = 10V$	9.95		9.95	10		9.95		V
		$V_{DD} = 15V$	14.95		14.95	15		14.95		V
V_{IL}	Low Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V$, $V_O = 0.5V$ or $4.5V$		1.5		2.25	1.5		1.5	V
		$V_{DD} = 10V$, $V_O = 1V$ or $9V$		3.0		4.5	3.0		3.0	V
		$V_{DD} = 15V$, $V_O = 1.5V$ or $13.5V$		4.0		6.75	4.0		4.0	V
V_{IH}	High Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V$, $V_O = 0.5V$ or $4.5V$	3.5		3.5	2.75		3.5		V
		$V_{DD} = 10V$, $V_O = 1V$ or $9V$	7.0		7.0	5.5		7.0		V
		$V_{DD} = 15V$, $V_O = 1.5V$ or $13.5V$	11.0		11.0	8.25		11.0		V
I_{OL}	Low Level Output Current	$V_{DD} = 5V$, $V_O = 0.4V$	0.52		0.44	0.88		0.36		mA
		$V_{DD} = 10V$, $V_O = 0.5V$	1.3		1.1	2.25		0.9		mA
		$V_{DD} = 15V$, $V_O = 1.5V$	3.6		3.0	8.8		2.4		mA
I_{OH}	High Level Output Current	$V_{DD} = 5V$, $V_O = 4.6V$	-0.52		-0.44	-0.88		-0.36		mA
		$V_{DD} = 10V$, $V_O = 9.5V$	-1.3		-1.1	-2.25		-0.9		mA
		$V_{DD} = 15V$, $V_O = 13.5V$	-3.6		-3.0	-8.8		-2.4		mA
I_{IN}	Input Current	$V_{DD} = 15V$, $V_{IN} = 0V$		-0.3		-10^{-5}	-0.3		-1.0	μA
		$V_{DD} = 15V$, $V_{IN} = 15V$		0.3		10^{-5}	0.3		1.0	μA

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

Note 2: $V_{SS} = 0V$ unless otherwise specified.

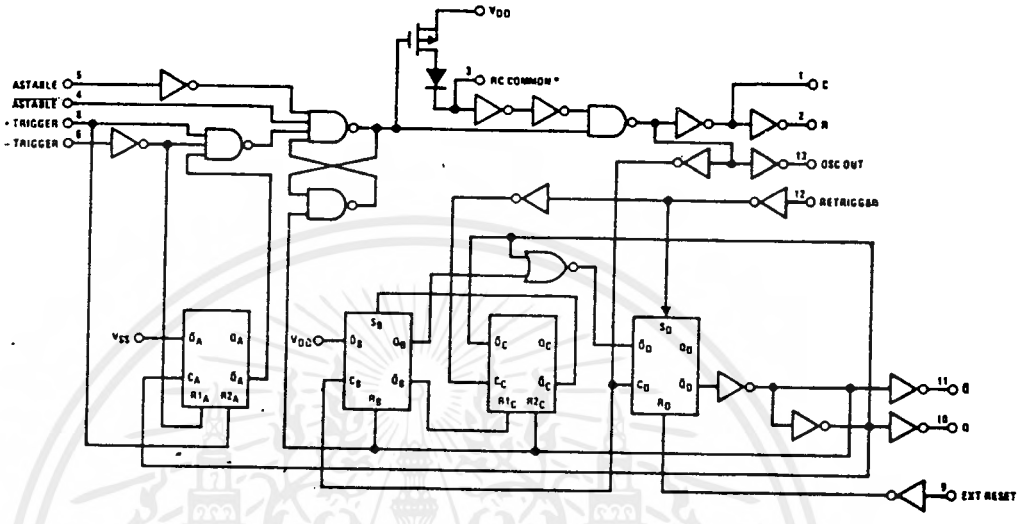
ac electrical characteristics CD4047B

$T_A = 25°C$, $C_L = 50$ pF, $R_L = 200$k, Input $t_r = t_f = 20$ ns, unless otherwise specified.

PARAMETER		CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
t_{PHL}, t_{PLH}	Propagation Delay Time Astable, $\overline{\text{Astable}}$ to Osc Out	$V_{DD} = 5V$		200	400	ns
		$V_{DD} = 10V$		100	200	ns
		$V_{DD} = 15V$		80	160	ns
t_{PHL}, t_{PLH}	Astable, $\overline{\text{Astable}}$ to Q, $\overline{Q}$	$V_{DD} = 5V$		550	900	ns
		$V_{DD} = 10V$		250	500	ns
		$V_{DD} = 15V$		200	400	ns
t_{PHL}, t_{PLH}	+ Trigger, − Trigger to Q, $\overline{Q}$	$V_{DD} = 5V$		700	1200	ns
		$V_{DD} = 10V$		300	600	ns
		$V_{DD} = 15V$		240	480	ns
t_{PHL}, t_{PLH}	+ Trigger, Retrigger to Q, $\overline{Q}$	$V_{DD} = 5V$		300	600	ns
		$V_{DD} = 10V$		175	300	ns
		$V_{DD} = 15V$		150	250	ns
t_{PHL}, t_{PLH}	Reset to Q, $\overline{Q}$	$V_{DD} = 5V$		300	600	ns
		$V_{DD} = 10V$		125	250	ns
		$V_{DD} = 15V$		100	200	ns
t_{THL}, t_{TLH}	Transition Time Q, $\overline{Q}$, Osc Out	$V_{DD} = 5V$		100	200	ns
		$V_{DD} = 10V$		50	100	ns
		$V_{DD} = 15V$		40	80	ns
t_{WL}, t_{WH}	Minimum Input Pulse Duration	Any Input				
		$V_{DD} = 5V$		500	1000	ns
		$V_{DD} = 10V$		200	400	ns
		$V_{DD} = 15V$		160	320	ns
t_{RCL}, t_{FCL}	+ Trigger, Retrigger, Rise and Fall Time	$V_{DD} = 5V$			15	μs
		$V_{DD} = 10V$			5	μs
		$V_{DD} = 15V$			5	μs
C_{IN}	Average Input Capacitance	Any Input		5	7.5	pF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

logic diagram



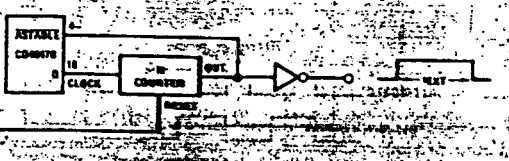
*Special input protection circuit to permit larger input-voltage swings

truth table

FUNCTION	TERMINAL CONNECTIONS			OUTPUT PULSE FROM	TYPICAL OUTPUT PERIOD OR PULSE WIDTH
	TO V_{DD}	TO V_{SS}	INPUT PULSE TO		
Astable Multivibrator					
Free-Running	4, 5, 6, 14	7, 8, 9, 12		10, 11, 13	$t_A(10, 11) = 4.40\ RC$
True Gating	4, 6, 14	7, 8, 9, 12	5	10, 11, 13	
Complement Gating	6, 14	5, 7, 8, 9, 12	4	10, 11, 13	$t_A(13) = 2.20\ RC$
Monostable Multivibrator					
Positive-Edge Trigger	4, 14	5, 6, 7, 9, 12	8	10, 11	
Negative-Edge Trigger	4, 8, 14	5, 7, 9, 12	6	10, 11	$t_M(10, 11) = 2.48\ RC$
Retriggerable	4, 14	5, 6, 7, 9	8, 12	10, 11	
External Countdown*	14	5, 6, 7, 8, 9, 12	(See Figure)	(See Figure)	(See Figure)

Note: External resistor between terminals 2 and 3. External capacitor between terminals 1 and 3.

*Typical Implementation of External Countdown Option

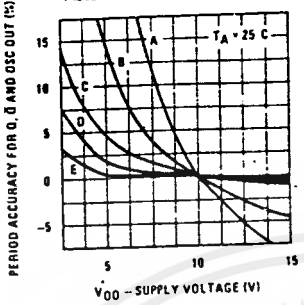


$t_{EXT} = (N - 3)t_A + t_M + t_A/2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

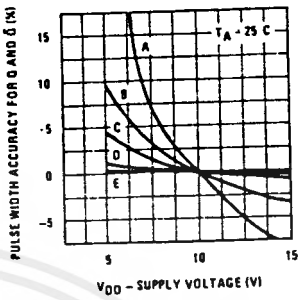
typical performance characteristics

Typical Q, $\overline{Q}$, Osc Out Period Accuracy vs Supply Voltage (Astable Mode Operation)



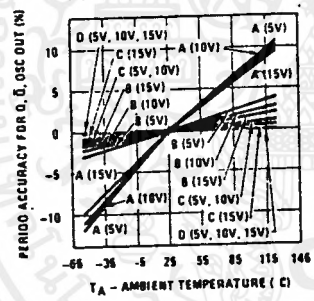
	$f_{Q, \overline{Q}}$	R	C
A	1000 kHz	22k	10 pF
B	100 kHz	22k	100 pF
C	10 kHz	220k	100 pF
D	1 kHz	220k	1000 pF
E	100 Hz	2.2M	1000 pF

Typical Q, $\overline{Q}$, Pulse Width Accuracy vs Supply Voltage Monostable Mode Operation



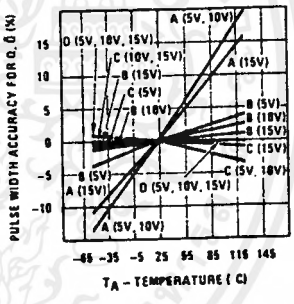
	t_M	R	C
A	2 μs	22k	10 pF
B	7 μs	22k	100 pF
C	60 μs	220k	100 pF
D	550 μs	220k	1000 pF
E	5.5 ms	2.2M	1000 pF

Typical Q, $\overline{Q}$ and Osc Out Period Accuracy vs Temperature Astable Mode Operation



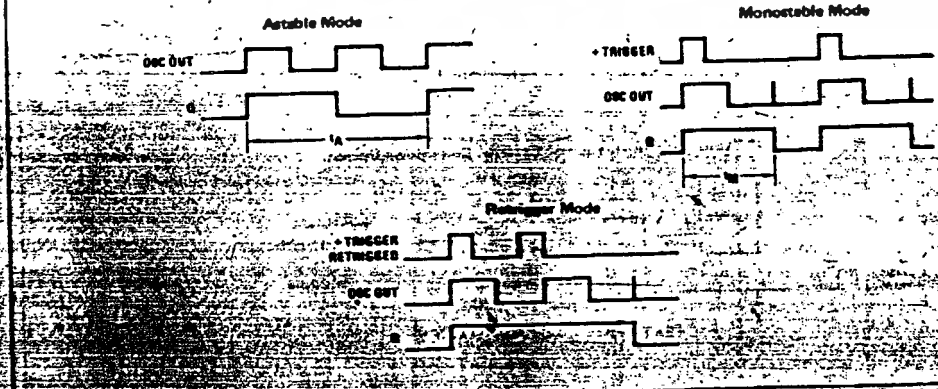
	$f_{Q, \overline{Q}}$	R	C
A	1000 kHz	22k	10 pF
B	100 kHz	22k	100 pF
C	10 kHz	220k	100 pF
D	1 kHz	220k	1000 pF

Typical Q and $\overline{Q}$ Pulse Width Accuracy vs Temperature Monostable Mode Operation



	t_M	R	C
A	2 μs	22k	10 pF
B	7 μs	22k	100 pF
C	60 μs	220k	100 pF
D	550 μs	220k	1000 pF

timing diagrams



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4049UB Inverting
SCL4050B Non-Inverting

CMOS
HEX BUFFERS/CONVERTERS

FEATURES

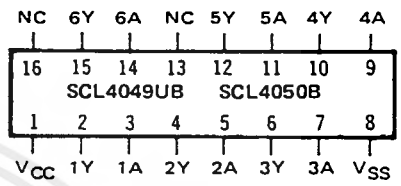
- Direct Drive of 2 TTL/DTL Loads
- Operation from Single Supply
- Pin-for Pin Replacements for SCL4009B, SCL4010B

DESCRIPTION

The SCL4049UB and SCL4050B are Inverting and Non-Inverting Hex Buffers, respectively, and feature logic-level conversion using only one supply voltage (V_{CC}). The Input-signal high level (V_{IH}) can exceed the V_{CC} supply voltage when these devices are used for logic-level conversions. These devices are intended for use as CMOS-to-DTL/TTL converters and can drive directly two DTL/TTL Loads.

The SCL4049UB and SCL4050B are interchangeable with SCL4009UB and SCL4010B devices, respectively. In these applications the SCL4049UB and SCL4050B are pin-compatible with the SCL4009UB and SCL4010B, respectively, and can be substituted for these devices in existing as well as in new designs. Terminal No. 16 is not connected internally on the SCL4049UB or SCL4050B; therefore, connection to this terminal is of no consequence to circuit operation.

CONNECTION DIAGRAM
(all packages)



Add suffix for package:

C	16-pin Cerdip
D	16-pin Ceramic
E	16-pin Epoxy
F	16-pin Flat
H	Chip

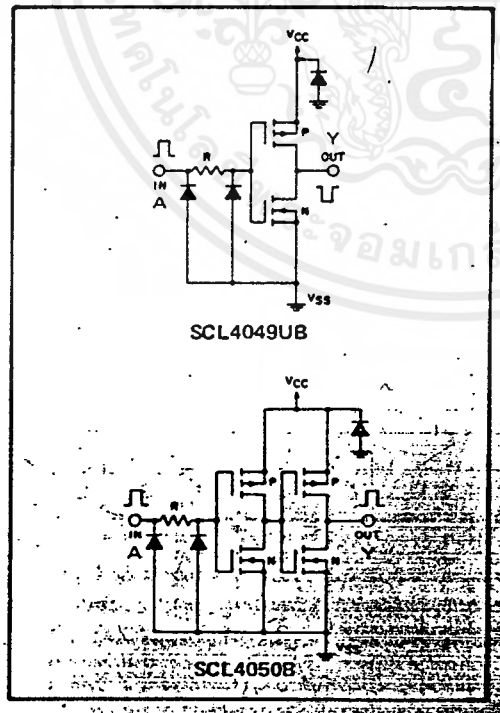
RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

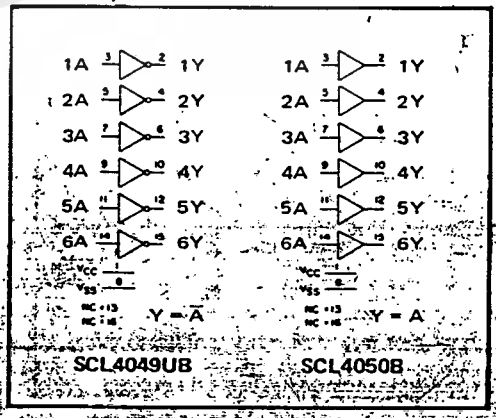
DC Supply Voltage	$V_{CC} - V_{SS}$	3 to 15	Vdc
Operating Temperature	T_A		
C, D, F, H Device		-55 to +125	°C
E Device		-40 to +85	°C

Note: These devices contain input protection networks to V_{SS} only. Therefore, V_{IH} (max) may exceed V_{CC} without damage (subject to absolute maximum ratings).

SCHEMATIC DIAGRAMS



LOGIC DIAGRAMS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS [1]

PARAMETER		V_{CC} (Vdc)	CONDITIONS	T_{LOW} [2] Min.	T_{LOW} [2] Max.	+25°C Min.	+25°C Typ.	+25°C Max.	T_{HIGH} [2] Min.	T_{HIGH} [2] Max.	Units
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I_{CC}	5	$V_{IN}=V_{SS}$ or V_{DD}	–	1.0	–	0.005	1.0	–	30	μAdc
		10	All valid input	–	2.0	–	0.01	2.0	–	60	
		15	combinations	–	4.0	–	0.02	4.0	–	120	
MINIMUM INPUT HIGH VOLTAGE SCL4049UB	V_{IH}	5	V_{OL}=0.5V	–	4.0	–	2.75	4.0	–	4.0	Vdc
		10	V_{OL}=1.0V	–	8.0	–	5.5	8.0	–	8.0	
		15	V_{OL}=1.5V	–	12.0	–	8.25	12.0	–	12.0	
MAXIMUM INPUT LOW VOLTAGE SCL4049UB	V_{IL}	5	V_{OH}=3.6V	1.0	–	1.0	2.25	–	1.0	–	Vdc
		10	V_{OH}=7.2V	2.0	–	2.0	4.5	–	2.0	–	
		15	V_{OH}=10.8V	3.0	–	3.0	6.75	–	3.0		
OUTPUT LOW (SINK) CURRENT C, D, F, H devices	I_{OL}	5	V_{OL}=0.4V	4.0	–	3.2	6.4	–	2.4	–	mAdc
		10	V_{OL}=0.5V	10	–	8.0	16	–	5.6	–	
		15	V_{OL}=1.5V	30	–	24.0	40	–	16.8	–	
			$V_{IN}=V_{SS}$ or V_{DD}								
E device		5	V_{OL}=0.4V	3.8	–	3.2	6.4	–	2.6	–	mAdc
		10	V_{OL}=0.5V	9.6	–	8.0	16	–	6.4	–	
		15	V_{OL}=1.5V	28	–	24.0	40	–	19	–	
			$V_{IN}=V_{SS}$ or V_{DD}								

NOTES: [1] Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".

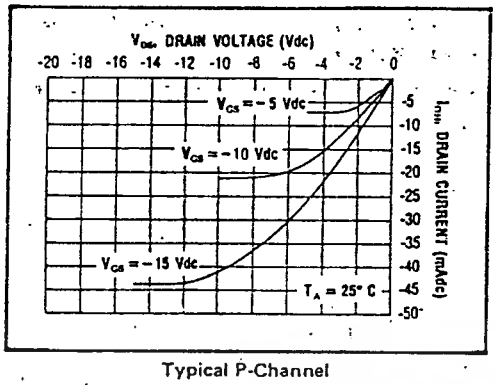
[2] T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.
= -40°C for E device.
T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.
= + 85°C for E device.

These devices have been designed to meet the balanced output drive current specifications for Output High (Source) Current. Consult Family Specifications.

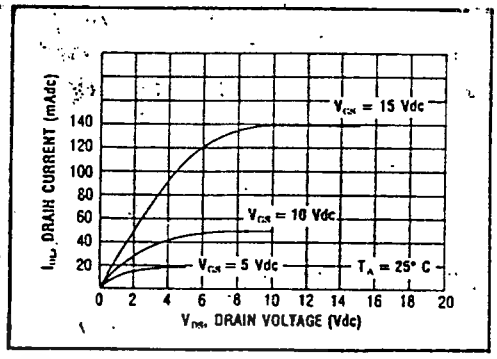
DYNAMIC CHARACTERISTICS (C_L = 50pF, T_A = 25°C)

PARAMETER		V_{IN} (Vdc)	V_{CC} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
PROPAGATION DELAY TIME SCL4049UB	t_{PLH}	5	5	–	60	120	ns
		10	10	–	32	65	
		15	15	–	25	50	
		10	5	–	45	90	ns
		15	5	–	45	90	
SCL4050B		5	5	–	70	140	ns
		10	10	–	40	80	
		15	15	–	30	60	
		10	5	–	45	90	ns
		15	5	–	40	80	
SCL4049UB	t_{PHL}	5	5	–	32	65	ns
		10	10	–	20	40	
		15	15	–	15	30	
		10	5	–	15	30	ns
		15	5	–	10	20	
SCL4050B		5	5	–	55	110	ns
		10	10	–	27	55	
		15	15	–	15	30	
		10	5	–	50	100	ns
		15	5	–	50	100	
OUTPUT TRANSITION TIME	t_{TLH}	5	5	–	80	160	ns
		10	10	–	40	80	
		15	15	–	30	60	
	t_{THL}	5	5	–	30	60	ns
		10	10	–	20	40	
		15	15	–	15	30	
INPUT CAPACITANCE SCL4049UB	C_{IN}	–	–	–	15	22.5	pF

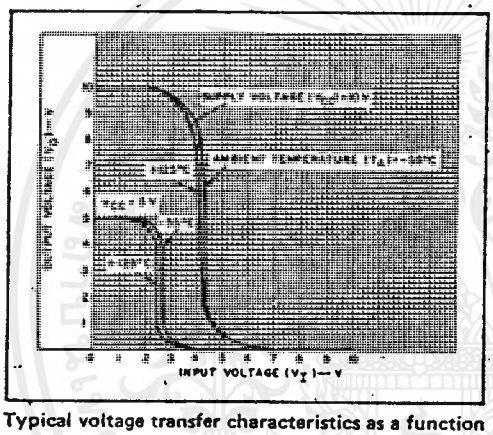
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



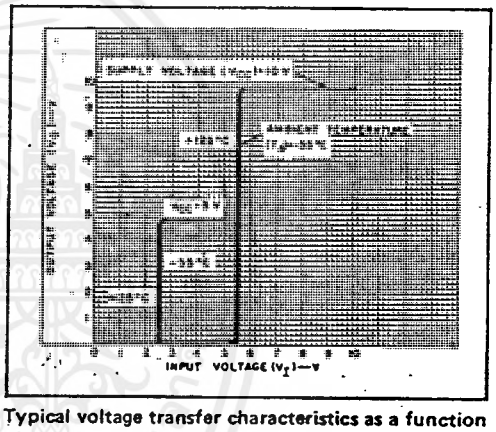
Typical P-Channel
Source Current Characteristics



Typical N-Channel
Sink Current Characteristics



Typical voltage transfer characteristics as a function of temperature for SCL4049UB.



Typical voltage transfer characteristics as a function of temperature for SCL4050B.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

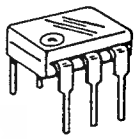
6-Pin DIP Optoisolators
Logic Output

H11L1
H11L2

6-PIN DIP OPTOISOLATORS LOGIC OUTPUT

. . . gallium arsenide IRED optically coupled to a high-speed integrated detector with Schmitt trigger output. Designed for applications requiring electrical isolation, fast response time, noise immunity and digital logic compatibility such as interfacing computer terminals to peripheral equipment, digital control of power supplies, motors and other servo machine applications.

- High Isolation Voltage — V_{ISO} = 7500 Vac pk Min
- Guaranteed Switching Times — t_{on}, t_{off} < 4 μs
- Built-In ON/OFF Threshold Hysteresis
- Economical, Standard Dual-In-Line Plastic Package
- UL Recognized, File No. E54915



CASE 730A-02
PLASTIC

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

Rating	Symbol	Value	Unit
INPUT LED			
Reverse Voltage	V_R	6	Volts
Forward Current — Continuous — Peak Pulse Width = 300 μs, 2% Duty Cycle	I_F	60 1.2	mA Amp
LED Power Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	120 1.41	mW mW/°C
OUTPUT DETECTOR			
Output Voltage Range	V_o	0–16	Volts
Supply Voltage Range	V_{CC}	3–16	Volts
Output Current	I_O	50	mA
Detector Power Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	150 1.76	mW mW/°C
TOTAL DEVICE			
Total Device Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	250 2.94	mW mW/°C
Maximum Operating Temperature	T_A	−40 to +85	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	−55 to +150	°C
Soldering Temperature (10 s)		260	°C
Isolation Surge Voltage (Pk ac Voltage, 60 Hz, 1 Second Duration) (1)	V_{ISO}	7500	Volts

(1) Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating.

6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 0 to 70°C)

Characteristic		Symbol	Min	Typ	Max	Unit
INPUT LED						
Reverse Leakage Current (V_R = 3 V, R_L = 1 MΩ)		I_R	—	0.05	10	μA
Forward Voltage (I_F = 10 mA) (I_F = 0.3 mA)		V_F	— 0.75	1.2 0.95	1.5 —	Volts
Capacitance (V_R = 0 V, f = 1 MHz)		C	—	18	—	pF
OUTPUT DETECTOR						
Operating Voltage		V_{CC}	3	—	15	Volts
Supply Current (I_F = 0, V_{CC} = 5 V)		$I_{CC(off)}$	—	1	5	mA
Output Current, High (I_F = 0, V_{CC} = V_O = 15 V)		I_{OH}	—	—	100	μA
COUPLED						
Supply Current (I_F = $I_{F(on)}$, V_{CC} = 5 V)		$I_{CC(on)}$	—	1.6	5	mA
Output Voltage, Low (R_L = 270 Ω, V_{CC} = 5 V, I_F = $I_{F(on)}$)		V_{OL}	—	0.2	0.4	Volts
Threshold Current, ON (R_L = 270 Ω, V_{CC} = 5 V)	H11L1 H11L2	$I_{F(on)}$	— —	1 —	1.6 10	mA
Threshold Current, OFF (R_L = 270 Ω, V_{CC} = 5 V)	H11L1 H11L2	$I_{F(off)}$	0.3 0.3	0.75 —	— —	mA
Hysteresis Ratio (R_L = 270 Ω, V_{CC} = 5 V)		$\frac{I_{F(off)}}{I_{F(on)}}$	0.5	0.75	0.9	
Isolation Voltage (1) 60 Hz, AC Peak, 1 second, T_A = 25°C		V_{ISO}	7500	—	—	Vac(pk)
Turn-On Time	R_L = 270 Ω V_{CC} = 5 V, I_F = $I_{F(on)}$ T_A = 25°C	t_{on}	—	1.2	4	μs
Fall Time		t_f	—	0.1	—	
Turn-Off Time		t_{off}	—	1.2	4	
Rise Time		t_r	—	0.1	—	

(1) For this test IRED Pins 1 and 2 are common and Output Gate Pins 4, 5, 6 are common.

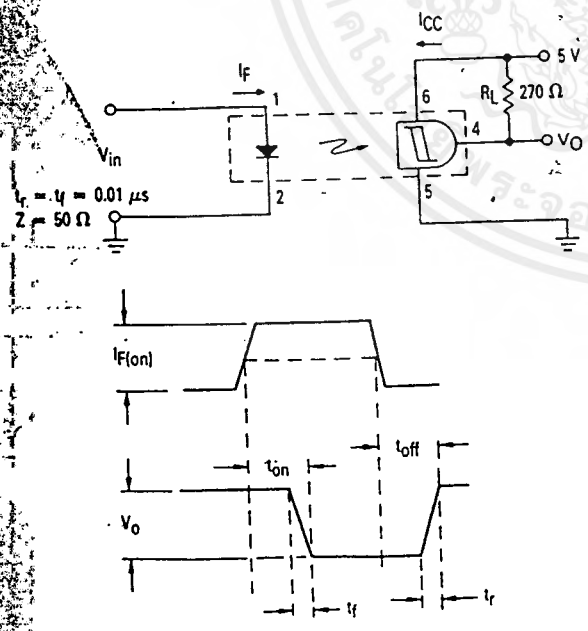
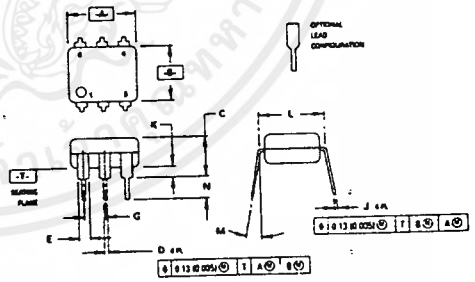


Figure 1. Switching Test Circuit

OUTLINE DIMENSIONS



NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIM L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.

STYLE 5:
PIN 1. ANODE
2. CATHODE
3. NC
4. OUTPUT
5. GROUND
6. V_{CC}

DIM	MILLIMETERS MIN	MILLIMETERS MAX	INCHES MIN	INCHES MAX
A	8.13	8.89	0.320	0.350
B	6.10	6.60	0.240	0.260
C	2.93	5.08	0.115	0.200
D	0.41	0.50	0.016	0.020
E	1.02	1.77	0.040	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
J	0.21	0.30	0.008	0.012
K	0.38	2.54	0.015	0.100
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	2.54	3.81	0.100	0.150

CASE 730A-02
PLASTIC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า กรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS

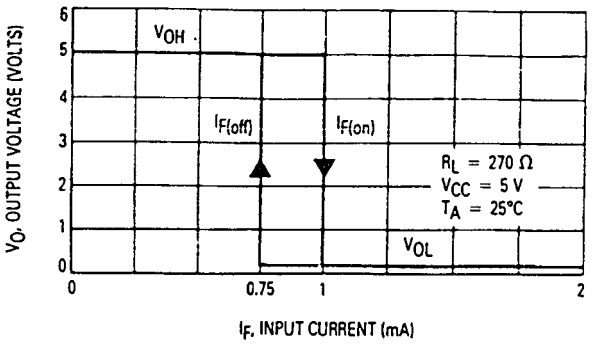


Figure 2. Transfer Characteristics for H11L1

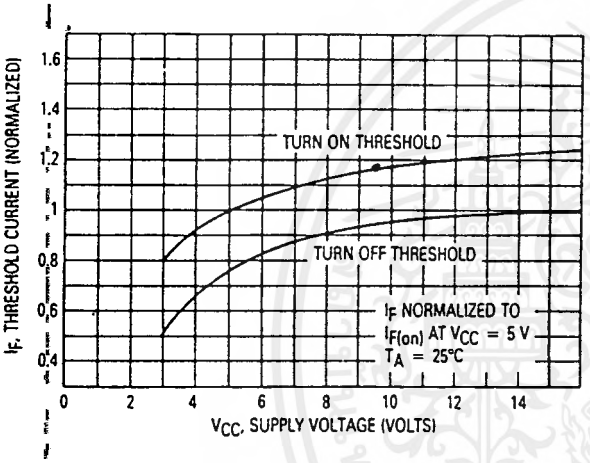


Figure 3. Threshold Current versus Supply Voltage

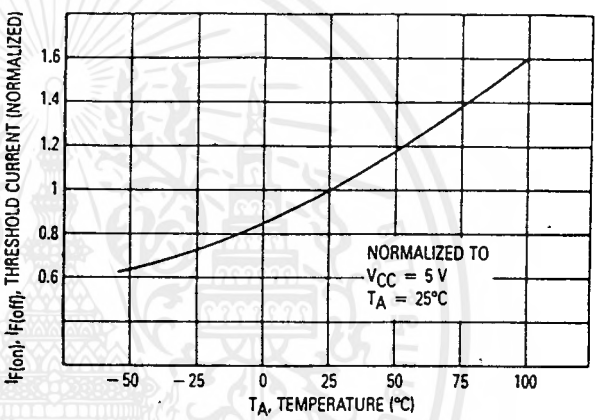


Figure 4. Threshold Current versus Temperature

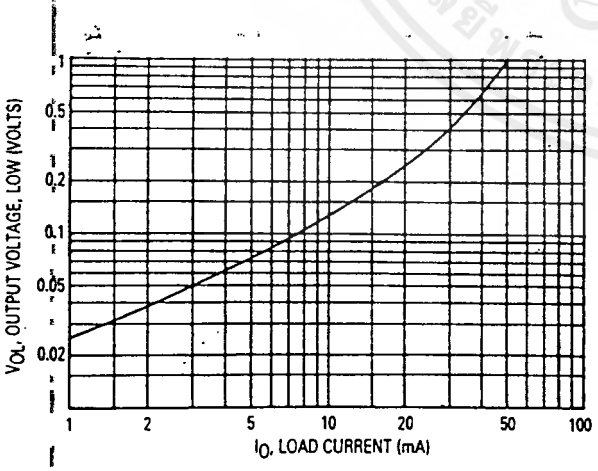


Figure 5. Output Voltage, Low versus Load Current

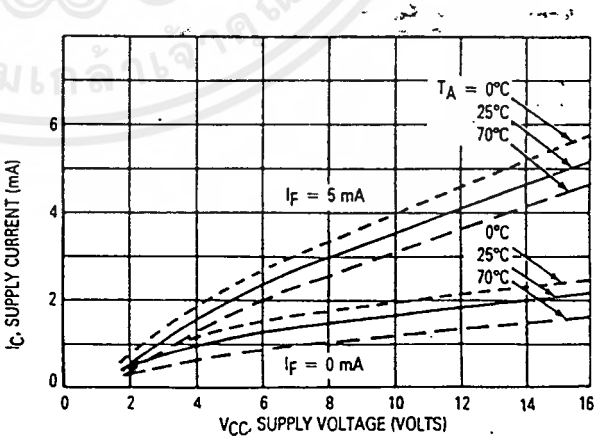


Figure 6. Supply Current versus Supply Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

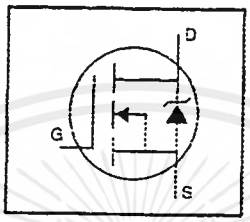
International
IOR Rectifier

PD-9.512B

IRFP460

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



V_{DSS} = 500V

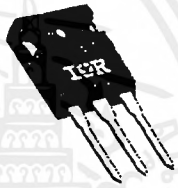
$R_{DS(on)}$ = 0.27Ω

I_D = 20A

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



TO-247AC

DATA SHEETS

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ T_C = 25°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	20	A
I_D @ T_C = 100°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	13	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	80	
P_D @ T_C = 25°C	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	±20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	960	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	20	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	28	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.5	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1 N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า กรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

IOR

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	V_{GS}=0V, I_D= 250uA
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	V/°C	Reference to 25°C, I_D= 1mA
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	V_{GS}=10V, I_D=12A ③
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V_{DS}=V_{GS}, I_D= 250uA
g_{fs}	Forward Transconductance	13	—	—	S	V_{DS}=50V, I_D=12A ③
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V_{DS}=500V, V_{GS}=0V
		—	—	250		V_{DS}=400V, V_{GS}=0V, T_J=125°C
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V_{GS}=20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V_{GS}=-20V
Q_g	Total Gate Charge	—	—	210	nC	I_D=20A
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	29		V_{DS}=400V
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110		V_{GS}=10V See Fig. 6 and 13 ③
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	V_{DD}=250V
t_r	Rise Time	—	59	—		I_D=20A
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	110	—		R_G=4.3Ω
t_f	Fall Time	—	58	—		R_D=13Ω See Figure 10 ③
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	4200	—	pF	V_{GS}=0V
C_{oss}	Output Capacitance	—	870	—		V_{DS}= 25V
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	350	—		f=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	80		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	T_J=25°C, I_S=20A, V_{GS}=0V ③
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	T_J=25°C, I_F=20A
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.6	μC	di/dt=100A/μs ③
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is neglegible (turn-on is dominated by Ls+Lo)				

Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)

② V_{DD}=50V, starting T_J=25°C, L=4.3mH R_G=25Ω, I_{AS}=20A (See Figure 12)

③ I_{SD}≤20A, di/dt≤160A/μs, V_{DD}≤$V_{(BR)DSS}$, T_J≤150°C

④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤2%.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

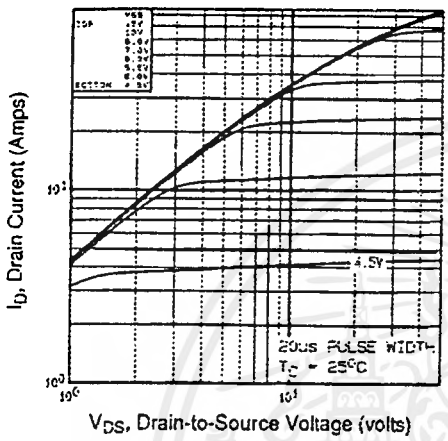


Fig 1. Typical Output Characteristics, T_C=25°C

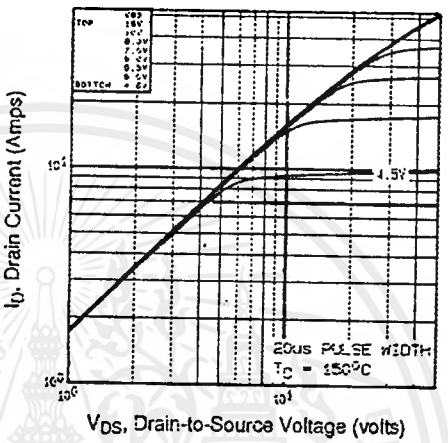


Fig 2. Typical Output Characteristics, T_C=150°C

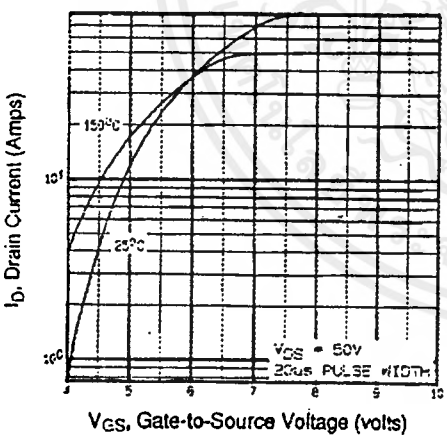


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

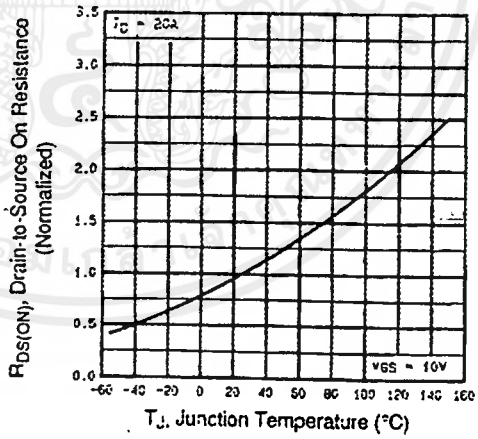


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

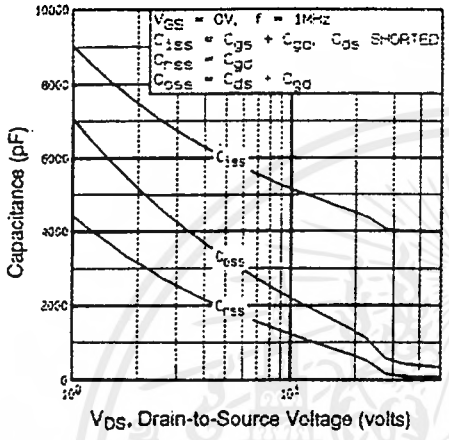


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

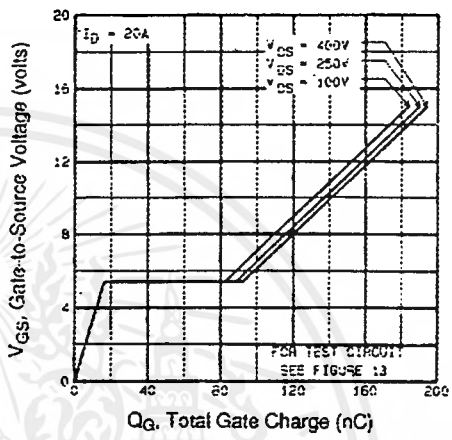


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

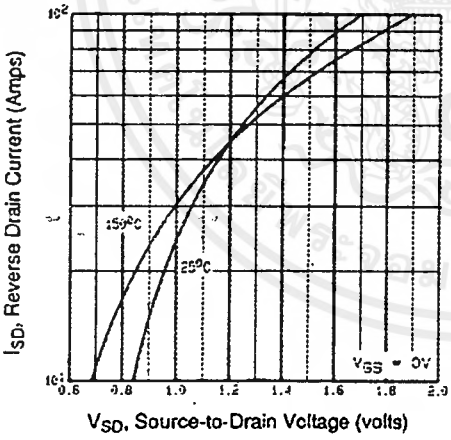


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

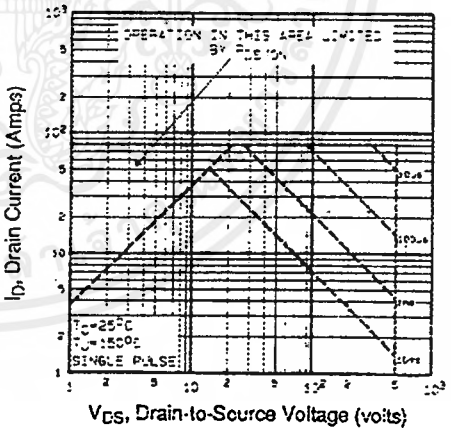


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

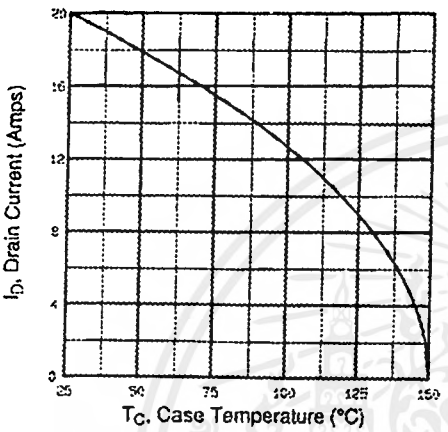


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

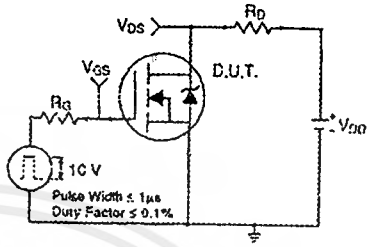


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

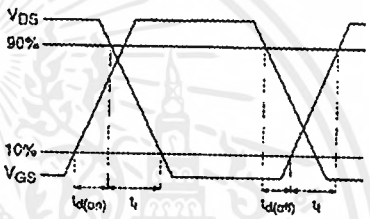


Fig 10b. Switching Time Waveforms

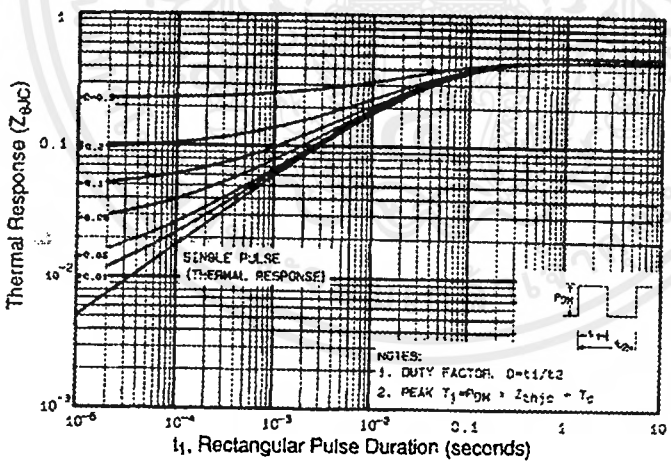


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

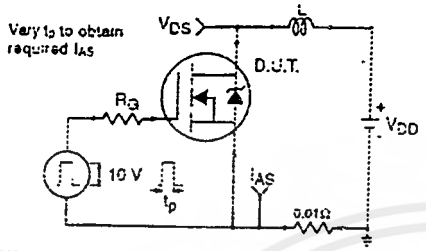


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

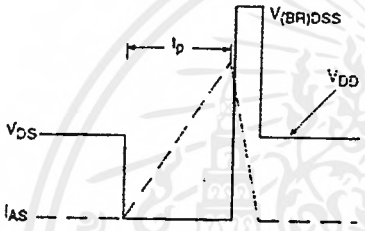


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

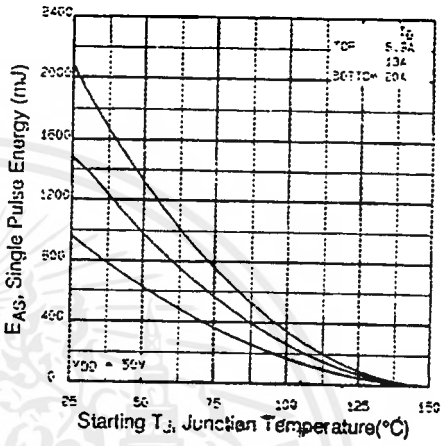


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

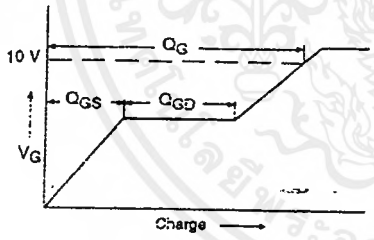


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

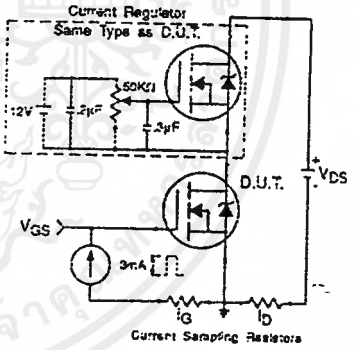


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

International IOR Rectifier

สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของลิขสิทธิ์ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ

ดร.วิจิตร กิณเรศ และ อ.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ เป็นอย่างสูงที่ช่วยให้คำแนะนำและคำปรึกษาเกี่ยวกับรายละเอียดของโครงงานนี้ รวมทั้งหนังสือและเอกสารประกอบปริญญานิพนธ์ฉบับนี้

อาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าทุกท่าน

เจ้าหน้าที่ และ เพื่อนทุกคนที่คอยให้คำแนะนำและช่วยเหลือในด้านต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. Dana F. Geiger , "Phaselock loops for DC motor Speed Control", John Wiley and Son ,1981.
2. M.H. Rashid , "Power Electronic Circuits Devices and Application", Prentice-Hall International Inc,1998.
3. Roland E. Best , "Phase-locked loop Design Simulation and Applicattion", McGraw-Hill .
4. Floyd M. Gardner Ph.D, "Phase lock Technique", John Wiley ans Son Inc.
5. โยธิน เปรมปราณีรัชต์, "ระบบเซอร์โวและอิเล็คทรอนิคส์คอนโทรลมอเตอร์" ,ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
6. J.B.Encicas, "Phase locked loop", Chapman &Hall.
7. Irving M. Gottlieb, "Electric Motor & Electric Motor Control Techniques" Howard W. Sam Co.,Inc. Indiana

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้