

ปีการศึกษา 2533

เครื่องควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิด 2 ทิศทาง

Two-Quadrant DC Motor Drive Speed Control



นาย ชีระ เตียวิไล รหัส 301104

MR. THEERA TIAWILAI NO.301104

นาย ประสาน ตั้งศิริมงคล รหัส 301145

MR. PRASAN TANGSIRIMONGKOL NO.301145

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. วิริยะ พิเชษฐจำเริญ

รองศาสตราจารย์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร

ADVISER

DR. VIRIYA PICHETJAMROEN

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ Associate Professor อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีก Faculty of Engineering King Mongkut's ครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิด 2 ทิศทาง

นายธีระ เตียวิไล 30.1104
นายประสาน ตั้งศิริมงคล 30.1145
รศ.ดร.วิริยะ พิเศษจุจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2533

บทคัดย่อ

ปฏิญานินพนธ์ฉบับนี้ เป็นการศึกษาการทำงานของมอสเฟตชนิดเอ็น ซึ่งจะ มีวงจรเฟสล็อคลูป สำหรับควบคุมความเร็ว และสามารถควบคุมมอเตอร์กระแสตรง ได้ 2 ทิศทางคือ สามารถหมุนได้ในทิศทางตามเข็มนาฬิกา และกลับทิศมาหมุนใน ทิศทางทวนเข็มนาฬิกาได้ การทำงานของมอสเฟต จะสามารถลดผลของการสูญเสีย ทางความร้อนได้ดีกว่าอุปกรณ์อื่น เช่น ไทริสเตอร์ เป็นต้น ซึ่งจะสามารถลดขนาดของตัว ระบายความร้อนได้ และเป็นการควบคุมที่ความถี่มากกว่า 20 KHz จะสามารถ ลดสัญญาณรบกวนได้ด้วย และส่วนของวงจรรับกำลังจะรับสัญญาณพัลส์วิตมอดูเลชั่น (pulse width modulation) PWM มาผ่านหม้อแปลงชนิดพัลส์ ซึ่งจะสวิตซ์ ซึ่งที่มีความถี่สูงมาก ๆ ซึ่งสามารถนำไปควบคุมวงจรหลักอีกทีหนึ่ง ซึ่งใช้มอสเฟต ต่อแบบบริดจ์ในการหมุนมอเตอร์

สำหรับวงจรเฟสล็อคลูป (Phase lock loop) เป็นการเปรียบเทียบ สัญญาณจากความถี่ที่ถอดรหัสกับความถี่ที่ได้จากการหมุนมอเตอร์ ซึ่งจะเป็นตัวกำหนด ทิศทางการหมุนของมอเตอร์นั่นเอง และยังใช้ไปควบคุมพัลส์วิตมอดูเลชั่นอีกทีหนึ่งด้วย ซึ่งไปควบคุมการหมุนของมอเตอร์ต่อไป

ABSTRACT

This project is made for the degree of bachelor in engineering. It's describe using of N MOSFET that including Phase Locked Loop for speed control that can control direction of D.C. motor , clockwise turning and can invert direction of turning for counter clockwise .

Using MOSFET can decrease heat loss more than other device, thyristor for example, thus we can decrease a size of heat sink.

On working at 20 kHz we can reduce noise too.

Driver circuit use Pulse Width Modulation :PWM pass pulse to transformer use as switching at very high frequency to control MOSFET in brige driver to drive motor.

Phase Locked Loop work by use signal comparator compare frequency from VCO (voltage control oscillator) with frequency of motor moving from the sensor that will be a control direction and control PWM in speed control motor.

บทที่ ๑

บทนำ

ในเครื่องจักรบางชนิด เช่น Rolling mine , Mine winder ต้องการต้นกำลังไฟฟ้าที่สามารถปรับเปลี่ยนความเร็ว และรักษาระดับความเร็วนั้นได้อย่างแม่นยำและคงที่ นอกจากนี้ยังต้องสามารถกลับทิศทางการหมุนพร้อมกับการเบรคได้เป็นอย่างมาก ทางเลือก 3 ทางในการเลือกใช้ เรามักจะไม่เลือกใช้เครื่องยนต์สันดาป เช่น เครื่องยนต์เบนซิลหรือเครื่องยนต์ดีเซล เนื่องจากมีขนาดใหญ่โตกว่า และต้องบำรุงรักษามาก ซึ่งเรามักจะใช้เครื่องจักรต้นกำลังที่ใช้เป็นเครื่องจักรที่ใช้ไฟฟ้า คือ เอซิมอเตอร์ การเลือกใช้วงจรควบคุม เอซิมอเตอร์ให้สามารถทำงานได้ตามเงื่อนไขดังกล่าวสามารถทำได้ยากกว่า ดีซีมอเตอร์ เช่น การใช้เฟสคอนโทรลสำหรับอินดักชันมอเตอร์ ดังนั้นทางเลือกสุดท้ายคือการเลือกใช้ดีซีมอเตอร์เป็นเครื่องกลต้นกำลัง โดยออกแบบวงจรควบคุมความเร็วด้วยเทคนิคของเฟสล็อกลูป (Phase lock loop) และสามารถกลับทิศทางการหมุนได้ โดยจัดวงจรเป็นวงจรฟูลบริดจ์ (Full bridge) ซึ่งเทคนิคในการจัดวงจรและออกแบบวงจรที่เหมาะสมจะทำให้เราสามารถได้วงจรควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบ 2 ทิศทาง ดังแสดงในบล็อกไดอะแกรมโดยย่อ รูปที่ 1

สำหรับรายละเอียดของการศึกษาทดลองที่เรียบเรียงขึ้นนี้ จะแบ่งออกเป็นดังนี้
 บทที่ 2 จะกล่าวถึงการนำเอาระบบเฟสล็อกลูปมาใช้ใน การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ แบบที่สามารถกลับทางหมุนได้

บทที่ 3 กล่าวถึงการนำเอา เพาเวอร์มอสเฟตมาใช้เป็นอุปกรณ์ในการสวิตช์ เพื่อลดผลของความสูญเสียจากสวิตช์และลดผลของเสียงรบกวน

บทที่ 4 อธิบายถึงรายละเอียดในการออกแบบ ระบบควบคุมความเร็วด้วยวิธีของ PLL ดังทฤษฎีในบทที่ 2

บทที่ 5 อธิบายถึงการออกแบบวงจรคลื่น PWM การสร้างเดดไทม์และวงจรที่ได้ออกแบบ

บทที่ 6 การออกแบบวงจรขับตัวเพาเวอร์มอสเฟต การพิจารณาแหล่ง
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของงานวิจัยของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	เรื่อง	หน้า
บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	ทฤษฎีการควบคุมความเร็ว	3
	- การตรวจจับความถี่	3
	- การตรวจจับทางเฟส-ความถี่ แบบสี่ควอดแดรนต์	6
บทที่ 3	มอสเฟต	12
	- ค่าแรงเคลื่อนรีสติกของมอสเฟต	15
	- ความต้านทานในสภาวะการทำงาน (on-resistance), $R_{DS(on)}$	22
	- เทอร์มิสโตลวอลเตจ	22
	- ค่าคาร์ปาซิแตนซ์ภายในมอสเฟต	23
	- ขอบเขตการใช้งานของมอสเฟตหรือ SOA	24
	- กำลังงานสูญเสียของวงจรถูกขับซึ่ง	25
	- การหาขนาดของแผ่นระบายความร้อน	29
บทที่ 4	วงจรระบบควบคุมความเร็ว	32
	- การตรวจจับทิศทางกระแสของมอเตอร์	34
	- วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมวงจรมอเตอร์โมโนสเตเบิล และการตรวจสอบเฟส-ความถี่	35
	- วงจรตรวจสอบกระแสอาร์เมเจอร์	35
บทที่ 5	การสร้างคลื่นพัลส์บลิว เอ็ม	45
	- การทำงานของกำเนิดคลื่น	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อผู้อื่น และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6	วงจรรีบและวงจรกำลัง	53
	-การทำงานของวงจรรีบ	53
	-การเลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟต	53
	-วงจรถับเบอร์	58
บทที่ 7	ผลการทดลอง	61
บทที่ 8	สรุปและวิจารณ์	68



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

เรื่อง	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรม การทำงานแต่ละส่วนของวงจรควบคุมมอเตอร์	2
รูปที่ 2.1 แสดงวงจรแปลงความถี่ เป็นแรงดัน	3
รูปที่ 2.2 แสดงวงจรตรวจจับทางเฟส-ความถี่แบบสี่ควอดแรนต์	7
รูปที่ 2.3 แสดงสัญญาณเอ้าท์พุทของเกทตัวที่ 1 เมื่อสัญญาณควบคุมคำสั่งมีค่าเป็น 0	9
รูปที่ 2.4 แสดงสัญญาณเอ้าท์พุทของเกทตัวที่ 1 เมื่อคำสั่งกำหนดทิศทางเป็น 1 หรือ $v_{\alpha} =$	9
รูปที่ 2.5 แสดงรูปคลื่นที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง	11
รูปที่ 3.1 โครงสร้างของเอ็นมอสเฟต	12
รูปที่ 3.2 แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟต	13
รูปที่ 3.3 แสดงการไบแอสมอสเฟตที่ $v_{gs} < v_{th}$	16
รูปที่ 3.4 แสดงการไบแอสมอสเฟตที่ $v_{gs} \ll v_{gs} - v_{th}$	18
รูปที่ 3.5 แสดงการไบแอสมอสเฟตที่ $v_{gs} \leq v_{gs} - v_{th}$, $v_{gs} > v_{th}$	19
รูปที่ 3.6 แสดงการไบแอสมอสเฟตที่ $v_{gs} \gg v_{gs} - v_{th}$, $v_{gs} > v_{th}$	21
รูปที่ 3.7 แสดงความสัมพันธ์ของกระแสเดรนและความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์ส ที่อุณหภูมิของรอยต่อเนื้อสารของมอสเฟต เป็นตัวแปรสำคัญ	22
รูปที่ 3.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างคาร์ปาซิแตนซ์กับแรงดันเดรนซอร์ส	23
รูปที่ 3.9 แสดง SSOA ของมอสเฟต	25
รูปที่ 3.10 แสดงวงจรสมมูลทางความร้อนของตัวมอสเฟตสู่อากาศ	25

สารบัญนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณีใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิได้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่	3.11	แสดงการตอบสนองต่อความร้อนของมอสเฟทเบอร์ MTM15N50	26
รูปที่	3.12	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานขณะอบอุ่นกับกระแสของมอสเฟทเบอร์ MTM15N50	27
รูปที่	3.13	แสดงสเปคของแผ่นระบายความร้อน	30
รูปที่	4.1	แสดงวงจรตรวจจับความเร็วรอบ	32
รูปที่	4.2	แสดงบล็อกไดอะแกรม	33
รูปที่	4.3	แสดงวงจรคุณความถี่ที่เอ้าท์พุทมีค่าออฟเซท	33
รูปที่	4.4	แสดงวงจรนับ-หารที่โปรแกรมได้	33
รูปที่	4.5	การตรวจจับทิศทางการหมุนของมอเตอร์	34
รูปที่	4.6	แสดงวงจรเฟสล็อคคูล	36
รูปที่	4.7	หลักการเกิดแรงดันฮอลล์	37
รูปที่	4.8	ก) แสดงไดอะแกรมของไอซีเบอร์ SAS 321 W ข) แสดงเอ้าท์พุทของคาแรคเตอร์ิสติกของตัวไอซี ค) แสดงวงจรใช้งานพื้นฐาน	39 39 39
รูปที่	4.9	แสดงวงจรควบคุมแบบอัตราส่วนและอินทีเกรชั่น และแสดงวงจรควบคุมป้อนกลับของกระแส	41
รูปที่	4.10	ก) แสดงวงจรภายใน OTA ข) แสดงวงจรพื้นฐานของ OTA	43 43
รูปที่	4.11	วงจรควบคุมกระแส	44
รูปที่	5.1	แสดงแรงดันที่ดิวตีไซเคิลต่างๆ	45
รูปที่	5.2	แสดงแรงดันที่ดิวตีไซเคิล 75 เปอร์เซ็นต์ของการหมุนมอเตอร์ในทิศทางตามเข็มนาฬิกา	47
รูปที่	5.3	แสดงทิศทางกระแสไหล ขณะมอเตอร์หมุนทิศทางตามเข็มนาฬิกา	47
รูปที่	5.4	แสดงดิวตีไซเคิล 75 เปอร์เซ็นต์ ของการหมุนมอเตอร์ในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา	49
รูปที่	5.5	แสดงทิศทางกระแสไหล ขณะมอเตอร์หมุนทิศทางทวนเข็มนาฬิกา	50

รูปที่ 5.6	แสดงไซเคิลของเดคไทม์	52
รูปที่ 6.1	แสดงวงจรขับ-กำลัง	54
รูปที่ 6.2	แสดงวงจรกำลัง	55
รูปที่ 6.3	แสดงการต่อวงจรสับเบอร์ในวงจร	56
รูปที่ 6.4	แสดงวงจรป้องกันกระแสลัดวงจรชั่วคราว	57
รูปที่ 7.1	แสดงวงจรหลักของการทดลอง	61
รูปที่ 7.2	แสดงโวลเตจคร่อมระหว่างขาเบสกับอิมิตเตอร์ของ วงจรขับมอสเฟต	62
รูปที่ 7.3	แสดงโวลเตจคร่อมระหว่างขาคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์ของ วงจรขับมอสเฟต	62
รูปที่ 7.4	แสดงโวลเตจคร่อมระหว่างขาเกตกับซอร์สของวงจรขับมอสเฟต ตัวที่ 1	63
รูปที่ 7.5	แสดงโวลเตจคร่อมระหว่างขาเกตกับซอร์สของวงจรขับมอสเฟต ตัวที่ 2	63
รูปที่ 7.6	แสดงโวลเตจคร่อมระหว่างขาเกตกับซอร์สของวงจรขับมอสเฟต ตัวที่ 3	64
รูปที่ 7.7	แสดงโวลเตจคร่อมระหว่างขาเกตกับซอร์สของวงจรขับมอสเฟต ตัวที่ 4	64
รูปที่ 7.8	แสดงวงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่ป้อนเข้าวงจรขับมอสเฟตระหว่าง ตัวที่ 1 กับตัวที่ 2 (Q_1 กับ Q_2)	65
รูปที่ 7.9	แสดงวงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่ป้อนเข้าวงจรขับมอสเฟตระหว่าง ตัวที่ 3 กับตัวที่ 4 (Q_3 กับ Q_4)	65
รูปที่ 7.10	แสดงวงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่ป้อนเข้าวงจรขับมอสเฟตระหว่าง ตัวที่ 1 กับตัวที่ 4 (Q_1 กับ Q_4)	66
รูปที่ 7.11	แสดงวงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่ป้อนเข้าวงจรขับมอสเฟตระหว่าง ตัวที่ 2 กับตัวที่ 3 (Q_2 กับ Q_3)	66

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 7.12	แสดงความถี่ของการถอดรหัสของวงจรถวายจับความถี่ที่ ความเร็วรอบ 660 rpm	67
รูปที่ 7.13	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบของมอเตอร์กับ ความถี่ควบคุม	68



สารบัญตาราง

	เรื่อง	หน้า
ตารางที่	2.1 แสดงตารางคำสั่งกำหนดทิศทางและระดับสัญญาณตรวจทิศทาง การหมุนมอเตอร์	7
ตารางที่	2.2 แสดงระดับสัญญาณที่จุด x ของรูป 2.2	8
ตารางที่	2.3 แสดงค่าแรงดันที่จุด x ในสถานะต่าง ๆ กัน 4 สถานะ	10
ตารางที่	2.4 แสดงค่าเอาต์พุทของระบบในกรณีต่าง ๆ	11
ตารางที่	3.1 แสดงค่า $R_{\text{รวม}}$ ของอุปกรณ์ที่มีตัวถัง TO-3 และ TO-220	29
ตารางที่	7.1 แสดงความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ความถี่ควบคุมต่าง ๆ	67

บทที่ ๑

บทนำ

ในเครื่องจักรบางชนิด เช่น Rolling mine , Mine winder ต้องการต้นกำลังไฟฟ้าที่สามารถปรับเปลี่ยนความเร็ว และรักษาระดับความเร็วนั้นได้อย่างแม่นยำและคงที่ นอกจากนี้ยังต้องสามารถกลับทิศทางการหมุนพร้อมกับการเบรคได้เป็นอย่างมาก ทางเลือก ๑ ทางในการเลือกใช้ เรามักจะไม่เลือกใช้เครื่องยนต์สันดาป เช่น เครื่องยนต์เบนซิลหรือเครื่องยนต์ดีเซล เนื่องจากมีขนาดใหญ่โตกว่า และต้องบำรุงรักษามาก ซึ่งเรามักจะใช้เครื่องจักรต้นกำลังที่ใช้เป็นเครื่องจักรที่ใช้ไฟฟ้า คือ เอซิมอเตอร์ การเลือกใช้วงจรควบคุม เอซิมอเตอร์ให้สามารถทำงานได้ตามเงื่อนไขดังกล่าวสามารถทำได้ยากกว่า ดีซีมอเตอร์ เช่น การใช้เฟสคอนโทรลสำหรับอินเวอร์เตอร์ ดังนั้นทางเลือกสุดท้ายคือการเลือกใช้ดีซีมอเตอร์เป็นเครื่องกลต้นกำลัง โดยออกแบบวงจรควบคุมความเร็วด้วยเทคนิคของเฟสล็อกลูป (Phase lock loop) และสามารถกลับทิศทางหมุนได้ โดยจัดวงจรเป็นวงจรฟูลบริดจ์ (Full bridge) ซึ่งเทคนิคในการจัดวงจรและออกแบบวงจรที่เหมาะสมจะทำให้เราสามารถได้วงจรควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบ 4 ควอดแดรนต์ ดังแสดงในบล็อกไดอะแกรมโดยย่อ รูปที่ 1

สำหรับรายละเอียดของการศึกษาทดลองที่เรียบเรียงขึ้นนี้ จะแบ่งออกเป็นดังนี้
บทที่ 2 จะกล่าวถึงการนำเอาระบบเฟสล็อกลูปมาใช้ใน การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ แบบที่สามารถกลับทางหมุนได้

บทที่ 3 กล่าวถึงการนำเอา เพาเวอร์มอสเฟตมาใช้เป็นอุปกรณ์ในการสวิตช์เพื่อลดผลของความสูญเสียจากสวิตช์และลดผลของเสียงรบกวน

บทที่ 4 อธิบายถึงรายละเอียดในการออกแบบ ระบบควบคุมความเร็วด้วยวิธีของ PLL ดังทฤษฎีในบทที่ 2

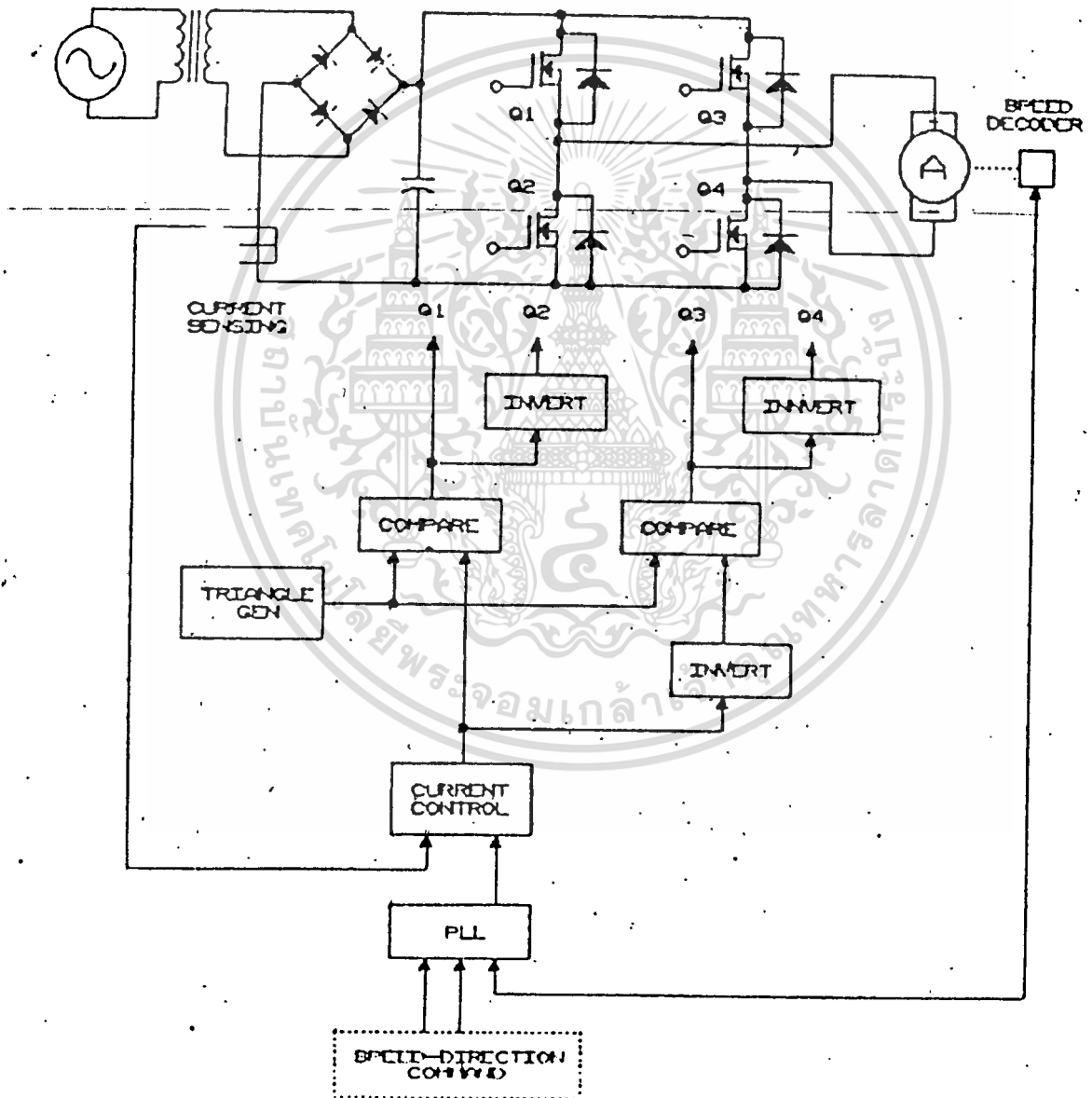
บทที่ 5 อธิบายถึงการออกแบบวงจรคลื่น PWM การสร้างเคดไทม์และวงจรที่ได้ออกแบบ

บทที่ 6 การออกแบบวงจรขับตัวเพาเวอร์มอสเฟต การพิจารณาแหล่งเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นนำไปใช้ประโยชน์อื่นที่ไม่ใช่
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จ่ายไฟในวงจรพูลบริดจ์ การออกแบบสร้างวงจรรีเฟกต์สไปรด์ และการพิจารณาขนาดเพาเวอร์มอสเฟตในการนำมาใช้งาน และการหาขนาดแผ่นระบายความร้อน

บทที่ 7 การทดลองและผลการทดลอง

บทที่ 8 บทวิจารณ์และสรุปผล



รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรม การทำงานแต่ละส่วนของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ควบคุมมอเตอร์

ไปว่ากรก็โดงทั้งสี่บ ลึกทั้งห้าบเป็นหอนเบลงเบลอหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มากขึ้น ดังนั้น จำนวนลูกคลื่นทางด้านเอ้าท์พุทจึงมีจำนวนมากขึ้น ทำให้ค่าเฉลี่ยของแรงดันมีค่าสูงขึ้น

ง) เมื่อความถี่ขาเข้ามีค่ามากใกล้เคียงสูงสุด รูปคลื่นที่ได้ทางเอ้าท์พุทจะชิดกันมากจนเกือบชนกัน และค่าเฉลี่ยแรงดันมีค่าเกือบเท่ากับแรงดันไฟเลี้ยงวงจรโมโนสเตเบิล (V_{cc})

เมื่อวงจรเข้ารหัสความเร็วของมอเตอร์เป็นความถี่ที่แปรค่าตามความเร็วแล้วและความถี่จากการเข้ารหัสนี้เราเรียกว่า F_{tach} มีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมที่สมมาตรกันจะถูกป้อนเข้าสู่ขาทริก (TR^+) ของวงจรโมโนสเตเบิล และทุก ๆ ขอบขาขึ้นของพัลส์อินพุท ที่เอ้าท์พุทของวงจรโมโนสเตเบิลก็จะให้พัลส์ที่มีความกว้างของพัลส์คงที่ (๕) ออกมาทุกครั้งหลังจากที่อินพุทได้รับสัญญาณทริก เมื่อมอเตอร์หมุนด้วยความเร็วต่ำ ความถี่ที่เข้ารหัสก็จะมีค่าต่ำด้วย และแรงดันเฉลี่ยที่ได้จากขา Q ดังในรูปที่ 2.1 ข) ก็จะมีค่าแรงดันต่ำด้วย ที่ความเร็วสูงขึ้น ๆ ความถี่ที่เข้ารหัสก็จะมีค่ามากขึ้นตามด้วย ตามรูป 2.1 ค) และก็จะทำให้ค่าเฉลี่ยแรงดันมีค่าสูงขึ้น พัลส์ที่ได้ทางเอ้าท์พุทจะถูกกรองให้เป็นระดับแรงดันเฉลี่ย ด้วยวงจรกรอง R-C ซึ่งจะเห็นได้ว่า ระดับแรงดันเฉลี่ย ทางเอ้าท์พุทนี้ จะแปรค่าตามความถี่ที่ป้อนเข้าสู่ขาทริก และความถี่นี้จะแปรโดยตรงตามค่าความเร็วของมอเตอร์ อย่างเป็นเชิงเส้นด้วย ซึ่งจะกล่าวได้ว่า ระดับแรงดันเฉลี่ยที่ได้จากวงจรกรอง จะแปรเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความเร็วของมอเตอร์นั่นเอง

สมมติว่า ลูกคลื่นที่ได้ที่ขา Q เอ้าท์พุทของวงจรโมโนสเตเบิลจะให้แรงดันที่ลอจิกสูงเท่ากับ V_{cc} และให้ค่าลอจิกต่ำที่ระดับ 0 โวลต์ เราจะสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ว่า

$$V_{avg} = \frac{t}{T} * V_{cc} \quad \text{เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่น (2.1)}$$

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เมื่อ t = คาบเวลาของวงจรโมโนสเตเบิล (วินาที)
 T = คาบเวลาของความถี่ที่เข้ารหัส (วินาที)
 V_{cc} = แรงดันไฟฟ้าเลี้ยงของไอซีโมโนสเตเบิล (โวลต์)
 V = ระดับแรงดันเฉลี่ยเอาท์พุท (โวลต์)

ค่าเวลา t นี้จะถูกเลือกให้ใช้ค่าความถี่ที่เข้ารหัสมีค่าสูงสุด ดังจะเขียนได้ว่า

$$t = 1/f_{\max} \quad \dots (2.2)$$

ใช้ความสัมพันธ์

$$T = 1/f$$

ดังนั้นจึงเขียนได้ว่า

$$V = (f/f_{\max}) * V_{cc} \quad \dots (2.3)$$

เปลี่ยนเป็นเรเดียน

$$(w = 2\pi f)$$

$$V/w = (V_{cc}/w_{\max}) * k_m \quad \dots (2.4)$$

เมื่อ k_m เท่ากับเกณฑ์ของการเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน (โวลต์/เรเดียน/วินาที) และสามารถเขียนเป็น Transfer function ได้เป็น

$$V/w = k_m / (sT_m + 1) \quad \dots (2.5)$$

เมื่อ $T_m = R * C$ = ค่าคงตัวของวงจรรองความถี่

$$k_m = V_{cc} / w_{\max}$$

ซึ่งจะเห็นได้จากสมการว่าระดับแรงดันที่ได้จะแปรผันโดยตรงกับความถี่จากการเข้ารหัสความเร็วของมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การตรวจจับทางเฟส-ความถี่แบบ ๔ ควอดแดรนต์

ในการควบคุมการทำงานของมอเตอร์ที่สามารถทำงานใน 4 ควอดแดรนต์นั้น แรงดันควบคุม นอกจากจะต้องแปรเปลี่ยนระดับแรงดันควบคุมได้แล้วยังต้องสามารถเปลี่ยนขั้วของระดับแรงดันได้อีกด้วย เช่น เปลี่ยนแรงดันควบคุมจาก +6V เป็น -6V เพื่อเปลี่ยนทิศทางการหมุนของมอเตอร์

ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดสัญญาณควบคุมทิศทางการหมุนของมอเตอร์ เพื่อเป็นคำสั่งในการกำหนดทิศทางการหมุนของมอเตอร์ ว่าต้องการให้มอเตอร์หมุนไปในทิศทางตามเข็มนาฬิกา (CW) หรือทวนเข็มนาฬิกา (CCW) และให้

คำสั่งกำหนดทิศทางเป็นสัญญาณระดับสูง (V_{cc} โวลต์) เมื่อต้องการให้มอเตอร์หมุนทวนเข็มนาฬิกา

คำสั่งกำหนดทิศทางเป็นสัญญาณระดับต่ำ (0 โวลต์) เมื่อต้องการให้มอเตอร์หมุนตามเข็มนาฬิกา

นอกจากนี้ยังต้องสัญญาณที่แสดงถึง ทิศทางการหมุนของมอเตอร์ว่าหมุนทิศใดอยู่ โดยกำหนดให้

สัญญาณแสดงทิศทางมีค่าเป็นสูง (V_{cc} โวลต์) เมื่อมอเตอร์กำลังหมุนในทิศทางตาม เข็มนาฬิกา

สัญญาณแสดงทิศทางมีค่าเป็นต่ำ (0 โวลต์) เมื่อมอเตอร์กำลังหมุนในทิศทางทวน เข็มนาฬิกา

ดังสรุปแสดงได้ในตารางที่ 2.1

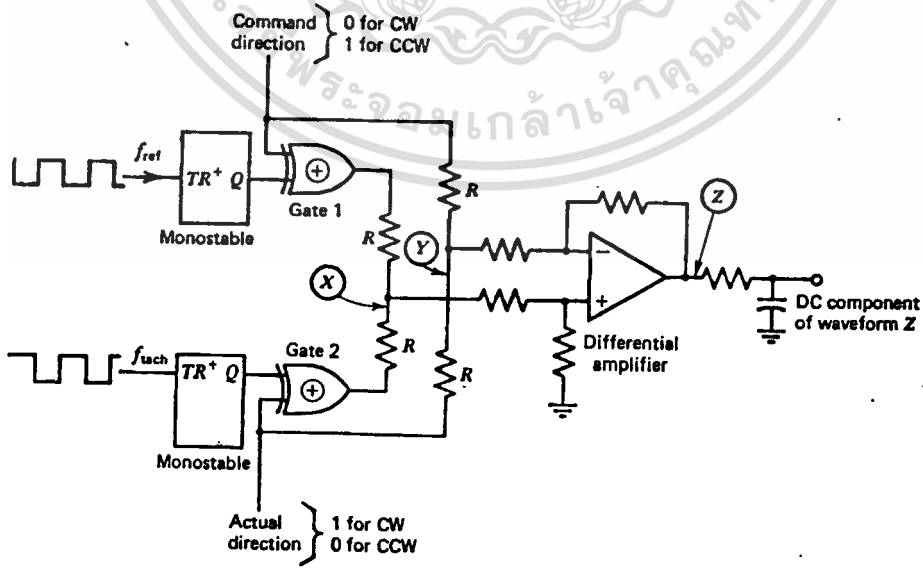
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำสั่งกำหนดทิศทาง	ทิศทางการหมุนของมอเตอร์
0 (CW)	1 (CW) , หมุนปกติ
0 (CW)	0 (CCW) , เปลี่ยนแปลง
1 (CCW)	1 (CW) , เปลี่ยนแปลง
1 (CCW)	0 (CCW) , หมุนปกติ

ตารางที่ 2.1 แสดงตารางคำสั่งกำหนดทิศทางและระดับสัญญาณตรวจทิศทาง การหมุนของมอเตอร์

วงจรตรวจจับทางเฟส-ความถี่แบบ 4 ควอดแดรนต์ สามารถแสดงได้ดัง

รูป 2.2 โดยมีลักษณะการทำงานของวงจรดังนี้



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 2.2 แสดงวงจรตรวจจับทางเฟส-ความถี่แบบสี่ควอดแดรนต์ ซึ่มีหน้าที่ในการ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในขั้นต้นต้องพึงระลึกเสมอว่า สัญญาณควบคุมทิศทางรถจะตรงกันข้ามกับสัญญาณแสดงทิศทางรถเสมอ เช่น ถ้าสั่งให้มอเตอร์หมุนตามเข็มนาฬิกา สัญญาณควบคุมมีค่า 0 และขณะนั้นมอเตอร์กำลังหมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกาอยู่ สัญญาณแสดงทิศทางก็จะมีค่า 1 และถ้าสั่งให้มอเตอร์หมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา สัญญาณควบคุมก็จะมีค่า 1 และมอเตอร์กำลังหมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา สัญญาณแสดงทิศทางก็จะมีค่า 0 ดังแสดงในตารางที่ 2.1 ซึ่งจะมีโอกาสเป็นไปได้ 4 แบบ

เมื่อสัญญาณคำสั่งและสัญญาณแสดงทิศทางรวมกันผ่านความต้านทานร่วม 2 ตัว ที่จุดกลางของความต้านทาน จุด Y จะได้ระดับแรงดันระดับต่าง ๆ กัน 4 ลักษณะ เช่นกัน ดังแสดงค่าแรงดันที่จุด Y เมื่อเทียบกับกราวด์ในตารางที่ 2.2

คำสั่งทิศทาง	ทิศทางรถ	แรงดันที่จุด Y
0 (CW)	$V_{cc} (CW)$	$V_{cc} / 2$
0 (CW)	0 (CCW)	0
1 (CCW)	$V_{cc} (CW)$	V_{cc}
1 (CCW)	0 (CCW)	$V_{cc} / 2$

ตารางที่ 2.2 แสดงระดับสัญญาณที่จุด Y ของรูป 2.2

สำหรับการพิจารณาสัญญาณที่จุด X เริ่มต้นจากการสมมติว่า เราสั่งให้มอเตอร์หมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา และสัญญาณมีค่า 0 ในขณะที่เอาท์พุทของเกทตัวที่ 1 จะได้เอาท์พุทซึ่งเป็นพัลส์ที่ค่าสัญญาณเฉลี่ยเป็นสัดส่วนกับความถี่ และจากการวิเคราะห์ที่ผ่านมาทำให้เราได้สัญญาณเอาท์พุท ดังรูปที่ 2.3

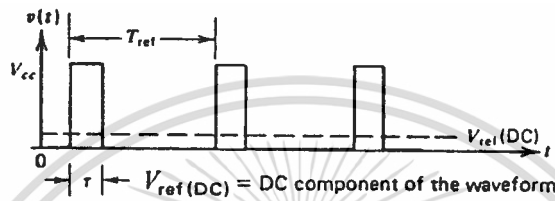
$$V_{out} = V_{cc} * (t / T_{out}) = V_{cc} * t * f \quad (\text{คำสั่งกำหนดทิศทางเป็น } 0) \dots (2.6)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เมื่อ $T =$ คาบเวลาโมโนสแตบ

$$f_{ref} = 1/T_{ref}$$



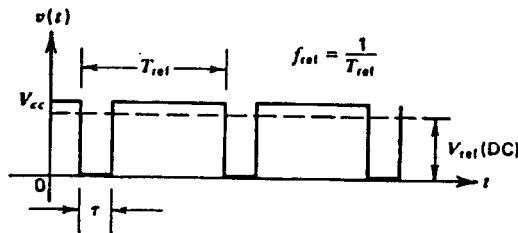
รูปที่ 2.3 แสดงสัญญาณเอ้าท์พุทของเกตตัวที่ 1 เมื่อสัญญาณควบคุมคำสั่ง

มีค่าเป็น 0

และเมื่อสัญญาณคำสั่งให้มอเตอร์หมุนกลับทิศเป็นทิศทางทวนเข็มนาฬิกา และ

สัญญาณมีค่า V_{cc} ก็จะได้สัญญาณเอ้าท์พุทที่เกต 1 ดังรูปที่ 2.4

$$V_{ref} = V_{cc} - V_{cc} * (\tau/T_{ref}) = V_{cc} (1 - \tau * f_{ref}) \dots (2.7)$$



รูปที่ 2.4 แสดงสัญญาณเอ้าท์พุทของเกตตัวที่ 1 เมื่อคำสั่งกำหนดทิศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ทางเป็น 1 หรือ V_{cc} ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทำนองเดียวกัน ที่เกณฑ์ 2 จะได้สัญญาณเอ้าท์พุท เมื่อทิศทางการหมุนของมอเตอร์เป็น 2 ลักษณะดังนี้

เมื่อทิศทางการหมุนของมอเตอร์ตามเข็มนาฬิกา สัญญาณแสดงทิศทางเป็น 1

$$V_{tach} = V_{cc} * (1 - t * f_{tach}) \quad \dots (2.8)$$

และเมื่อมอเตอร์หมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา สัญญาณแสดงทิศทางเป็น 0

$$V_{tach} = V_{cc} * t * f_{tach} \quad \dots (2.9)$$

สัญญาณทางเอ้าท์พุททั้งเกณฑ์ 1 และเกณฑ์ 2 จะถูกรวมกันเข้าโดยผ่านคู่ความต้านทาน 2 ตัว ในลักษณะแรงดันต่าง ๆ กัน ดังนั้นที่จุดกึ่งกลางของตัวความต้านทานที่จุด X จะได้ระดับแรงดันต่าง ๆ กัน ดังแสดงในตารางที่ 2.3

กรณีที่	เอ้าท์พุทที่เกณฑ์ 1	เอ้าท์พุทที่เกณฑ์ 2	เอ้าท์พุทที่จุด X
1	$V_{ref} = V_{cc} * TF_{ref} (CW)$	$V_{tach} = V_{cc} * (1 - TF_{tach}) (CW)$	$(V_{cc} / 2) * (TF_{ref} - TF_{tach} - 1)$
2	$V_{ref} = V_{cc} * TF_{ref} (CW)$	$V_{tach} = V_{cc} * TF_{tach} (CCW)$	$(V_{cc} / 2) * (TF_{ref} + TF_{tach})$
3	$V_{ref} = V_{cc} * (1 - TF_{ref}) (CCW)$	$V_{tach} = V_{cc} * (1 - TF_{tach}) (CW)$	$(-V_{cc} / 2) * (TF_{ref} + TF_{tach} - 2)$
4	$V_{ref} = V_{cc} * (1 - TF_{ref}) (CCW)$	$V_{tach} = V_{cc} * TF_{tach} (CCW)$	$(-V_{cc} / 2) * (TF_{ref} - TF_{tach} - 1)$

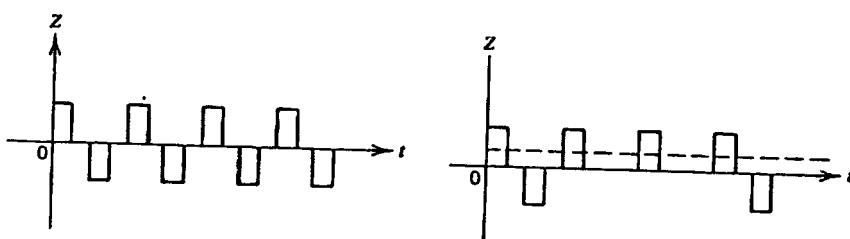
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ตารางที่ 2.3 แสดงค่าแรงดันที่จุด X ในสถานะต่าง ๆ กัน 4 สถานะ ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พัลส์ที่ได้ที่จุด X และ Y นี้จะถูกนำมาลบกันด้วยวงจรขยายความแตกต่าง (Diff Amp) ก็จะได้เอาต์พุตดังแสดงในตารางที่ 2.4

รูปคลื่นที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างแสดงให้เห็นได้ในรูปที่ 2.5 a) และ b) โดยที่ในรูป 2.5 'a) เกิดขึ้นเมื่อความถี่ความถี่ f_{ref} มีค่าสมมาตรกับความถี่จากเข้าพัลส์ f_{tach} และความถี่ที่อยู่ในสภาวะการล็อค พัลส์ที่ได้จากเอาต์พุตจุด Z นี้ พัลส์บวกจะมีค่าสมมาตรกับพัลส์ทางซิกลบ และทำให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าระดับแรงดันเฉลี่ยเป็นศูนย์ ส่วนในรูปที่ 2.5 b) เกิดขึ้นในกรณีที่มีโหลดมากขึ้นกระทั่งหัน ทำให้มอเตอร์ลดความเร็วลง และความถี่กับเฟสหลุดออกจากสภาวะการล็อค เกิดความแตกต่างทางความถี่ขึ้น ทำให้ค่าเฉลี่ยแรงดันเอาต์พุตที่จุด Z มีค่าเป็นบวก ทำให้มอเตอร์เร่งความเร็วเพิ่มขึ้น เพื่อกลับไปอยู่ในสภาวะเฟสล็อคอีกครั้งหนึ่ง

กรณีที่	คำสั่งแสดงทิศ	ทิศทางการหมุน	เอาต์พุตของ X	เอาต์พุตของ Y	เอาต์พุตของระบบ X-Y
1	CW	CW	$V_{cc} (Tf_{ref} - Tf_{tach} + 1) / 2$	$V_{cc} / 2$	$(V_{cc} / 2) * T(f_{ref} - f_{tach})$
2	CW	CCW	$V_{cc} (Tf_{ref} - Tf_{tach}) / 2$	0	$(V_{cc} / 2) * T(f_{ref} + f_{tach})$
3	CCW	CW	$-V_{cc} (Tf_{ref} + Tf_{tach} - 2) / 2$	V_{cc}	$(-V_{cc} / 2) * T(f_{ref} + f_{tach})$
4	CCW	CCW	$-V_{cc} (Tf_{ref} - Tf_{tach} - 1) / 2$	$V_{cc} / 2$	$(-V_{cc} / 2) * T(f_{ref} - f_{tach})$

ตารางที่ 2.4 แสดงค่าเอาต์พุตของระบบในกรณีต่าง ๆ



รูปที่ 2.5 แสดงรูปคลื่นที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง

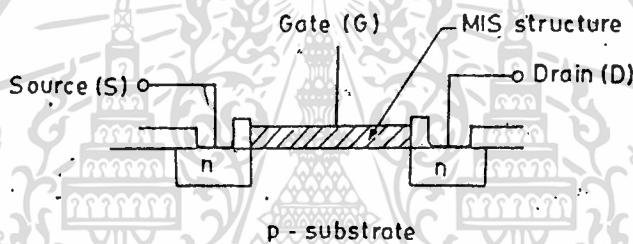
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไปว่ากรณิดังข้างสืบ อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

มอสเฟต (MOSFET)

MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor) เป็นอุปกรณ์ที่มีความสำคัญในปัจจุบันมากในทางปฏิบัติ เป็นชิพที่ทันสมัย ดังนั้นจึงมีการผลิตมากขึ้น ๆ ออกมาจำหน่ายเพื่อที่จะใช้งานในด้านต่าง ๆ สำหรับ โครงสร้างพื้นฐานของ มอสเฟตก็จะประกอบไปด้วย สารประกอบชนิด เอ็นสองส่วน อยู่บนสารประกอบชนิดพี หรือเรียกว่า พีซัสเตรท (หรือส่วนของสารประกอบชนิดพี อยู่บน n เอ็นซัสเตรท) ซึ่งทั้งสองส่วนของสารประกอบ ชนิดเอ็นจะถูกแยกออกจากกัน โดยโครงสร้างที่เรียกว่า MIS ดังแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของ เอ็นมอสเฟต

บริเวณที่เป็นสารประกอบชนิดเอ็น สองส่วนนั้น ด้านหนึ่งจะเรียกว่า ซอร์ส (Source) อีกด้านหนึ่งจะเรียกว่า เดรน (Drain) ในขณะที่โลหะที่อยู่บนโครงสร้าง MIS จะเรียกว่า เกท (Gate)

โดยปกติแล้ว ซอร์สและเดรน จะถูกล้อมรอบด้วยบริเวณที่เรียกว่า ดินลึทชั้น (Depletion) ซึ่งทำให้ ซอร์สและเดรน ถูกแยกออกจากกัน อย่างไรก็ตาม ถ้าเราป้อนแรงดันให้เกทที่เหมาะสม ก็จะทำให้พื้นที่ผิวบริเวณที่ติดต่อกันซึ่งจะเรียกว่า แชนแนล (channel) ซึ่งถ้าเมื่อไรเกิดแชนแนลขึ้นและมีความต่างศักย์ระหว่าง เดรนและซอร์ส ก็จะทำให้มีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้

สำหรับชนิดพีซัสเตรท แชนแนลก็จะมีพาหะชนิดเอ็นอยู่ เช่น อิเล็กตรอน และก็จะเรียกว่า เอ็นแชนแนล และจะเรียกอุปกรณ์ตัวนี้ว่า n MOSFET หรือ

กระแสที่ไหลจริง, กระแสเดรนซอร์สก็เนื่องจาก การไหลของพาหะจากซอร์สไปเดรน ผ่านชนแนลโดยทิศทางบวกของกระแส ก็ไหลจากเดรนไปซอร์ส ดังนั้นในแบบเอ็นมอสเมื่อนำกระแส ประจุซึ่งอยู่ในชนแนลจะไหลจากซอร์สไปเดรน ดังนั้นกระแสก็จะไหลจากเดรนไปซอร์ส ซึ่งกล่าวได้ว่ากระแสเดรนซอร์สจะเป็นบวกในแบบเอ็นมอส อย่างไรก็ตามกระแสที่ไหลได้นี้ จะต้องเกิดชนแนลขึ้นมาก่อน และแรงดันที่เดรนต้องมากกว่าแรงดันที่ซอร์สเพื่อที่จะให้กระแสไหลได้ในทิศทางนี้ สำหรับในแบบพีมอสก็จะตรงข้ามกัน คือเราจะให้โวลไหลจากซอร์สไปเดรนดังนั้นก็จะให้ศักย์ไฟฟ้าแก่เดรนเป็นลบ เมื่อเทียบกับซอร์ส เพราะฉะนั้นในแบบพีมอสทั้งแรงดันและกระแสเดรนซอร์สก็จะเป็นลบ

เมื่อมันนำกระแส จะกล่าวได้อีกนัยหนึ่งว่าทิศทางการไหลของกระแสสามารถดูได้จาก ความต่างศักย์ระหว่าง บริเวณที่อยู่ติดกับตัวเก็บประจุ MIS ตัวอย่างเช่น ในชนิดเอ็นมอสอิเล็กตรอนซึ่งเป็นพาหะของกระแส จะไหลจากศักย์ต่ำกว่าไปที่ศักย์สูงกว่า บริเวณที่มีศักย์ต่ำเรียกว่าซอร์ส และบริเวณที่มีศักย์สูงเรียกว่าเดรน ในขณะที่ทิศทางการไหลของกระแสถูกกำหนดโดยศักดาซอร์สเดรนพาหะของมันก็จะถูกกำหนดโดยแรงดันเกต ดังที่เราจะกล่าวต่อไป ประจุย้อนกลับ (Q_{inv}) จะปรากฏอยู่ในแบบเอ็นมอส ถ้าแรงดันเกตมากกว่าแรงดันเทรลโวล (V_{th}) ดังในตัวเก็บประจุ MIS ถึงอย่างไรก็ตามยังมีข้อแตกต่างที่สำคัญคือ ในตัวเก็บประจุจะไม่มีแหล่งกำเนิดอิเล็กตรอนที่พอเหมาะ และประจุย้อนกลับก็จะแพร่กระจายไปอย่างช้า ๆ โดยอิเล็กตรอนจะถูกสร้างมาจากเนื้อสาร แต่ในมอสเฟทบริเวณที่เป็นซอร์สจะมีสารชนิดเอ็นอยู่ ดังนั้นจึงมีอิเล็กตรอนอยู่จำนวนมาก และอิเล็กตรอนจากซอร์สนี้ก็จะไหลผ่านชนแนลได้ทันทีทันใด ถ้าศักย์ที่พื้นผิว (ϕ_s) ในชนแนลมากกว่าศักย์ที่ซอร์ส (V_s)

แรงดันเกต (V_g) ต่ำสุดที่จะทำให้เอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟทนำกระแส เรียกว่าแรงดันเทรลโวล (Threshold voltage, V_{th}) เมื่อวัดเทียบกับแรงดันซอร์สในชนิดเอ็นมอสถ้าซัสเตรทเป็นกราวด์ ค่าของแรงดันเทรลโวลจะต่ำสุดเมื่อแรงดันซอร์สเป็นศูนย์ ในขณะที่แรงดันซอร์สเพิ่มขึ้น แรงดันเทรลโวลก็จะมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย เพื่อที่จะให้ชนแนลสามารถแพร่ประจุจากซอร์สได้ อย่างไรก็ตามแรงดันเทรลโวลจะเปลี่ยนตามแรงดันซอร์ส-ซัสเตรท ถ้าเราป้อนแรงดันเดรนเข้าไปกระแส

ที่จะไหลผ่านแชนแนลจะขึ้นอยู่กับว่า แรงดันเกตมากกว่าแรงดันเทรลโวลเท่าไร ซึ่งถ้าแรงดันซอร์สมีค่ามาก และแรงดันเทรลโวลก็จะมีค่ามาก และค่ากระแสก็จะมีค่าน้อย การที่มีผลต่อกันของแรงดันเทรลโวลต่อแรงดันซอร์สของเนื้อสารนี้เรียกว่า บอดี้เอฟเฟ็ค (body effect) การที่กระแสไหลจากซอร์สไปเดรน แชนแนลจะต้องมีประจุเป็นทางจากซอร์สไปเดรน และแรงดันที่พื้นผิวต้องต่ำกว่าแรงดันที่เดรน แต่มากกว่าแรงดันซอร์ส ถ้าแชนแนลไม่สมบูรณ์ก็จะไม่มีประจุไหล ดังนั้นถ้าแชนแนลสมบูรณ์ บริเวณที่เป็นเกตก็จะสร้างอะไรบางอย่างขึ้นมาที่ทั้งบริเวณซอร์สและเดรน ดังนั้นเมื่อมอสเฟทหยุดนำกระแส ก็จะมีค่าคาปาซิแตนซ์ระหว่างซอร์สและเกต และระหว่างเกตและเดรน เรียกว่า คาปาซิแตนซ์แฝง

คาแรคเตอริสติกของมอสเฟท (Characteristic of MOSFET)

เราจะมาวิเคราะห์คาแรคเตอริสติกของมอสเฟท โดยจะคิดว่าการย้อนกลับที่สมบูรณ์ และจะสมมุติว่าตัวเก็บประจุแฝงในที่นี้จะไม่มีประจุย้อนกลับในบริเวณพื้นผิวของสารกึ่งตัวนำ ก่อนที่จะถึงสภาพการย้อนกลับที่สมบูรณ์

แรงดันเทรลโวลของมอสเฟท เป็นแรงดันเกตเมื่อเทียบกับซอร์สที่จะทำให้เกิดประจุแชนแนล (Channel charge) ขึ้น

$$Q_{ch} = 0 \text{ เมื่อ } V_{gs} \leq V_{th} \quad \dots (3.1)$$

$$Q_{ch} > 0 \text{ เมื่อ } V_{gs} > V_{th} \quad \dots (3.2)$$

ในความจริงแล้ว เมื่อ $V_{gs} \leq V_{th}$ Q_{ch} จะไม่เป็นศูนย์ กระแสที่เกิดขึ้นในบริเวณนี้เรียกว่ากระแสซับเทรลโวล (Subthreshold current) ซึ่งในที่นี้เราสมมุติว่าเป็นศูนย์

เมื่อเราป้อนแรงดันเกต-ซอร์สมากกว่าแรงดันเทรลโวลแล้ว ขนาดของประจุย้อนกลับในแชนแนลจะเป็นอัตราส่วนกับ $(V_{gs} - V_{th})^n$ ดังสมการต่อไปนี้ ซึ่งประโยชน์ด้านการใช้

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_{inv} = -C_{ox} (V_{gs} - V_{th}) , V_{gs} > V_{th} \quad \dots (3.3)$$

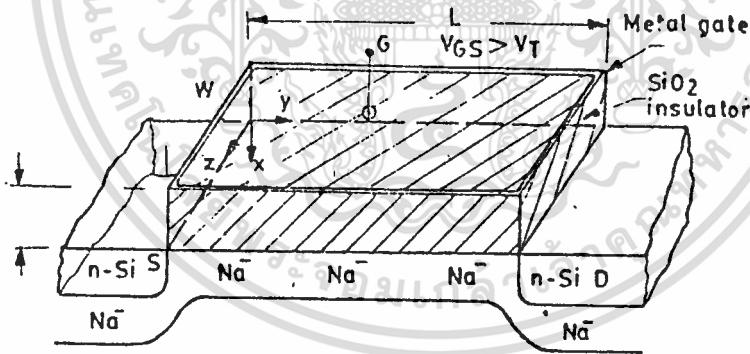
การเคลื่อนที่ของพาหะจะประกอบไปด้วยประจุชนแลจากซอร์สไปเดรนซึ่งก็คือ กระแสซอร์สเดรนในมอสเฟสนั่นเอง กระแสซอร์สเดรนจะมีหลายค่าขึ้นอยู่กับการใช้งานของมอสเฟสว่าถูกนำไปใช้งานในบริเวณไหน แต่ที่จะกล่าวต่อไปนี้เป็นชนิดเอ็นเอานซ์เมนต์ เอ็นมอส

กรณีที่ 1 $V_{gs} < V_{th}$ สภาวะออฟ

ภายใต้เงื่อนไขนี้จะไม่มีการประจุชนแลและก็จะทำให้ไม่มีกระแสเดรนซอร์ส

$$I_{ds} = 0 , V_{gs} < V_{th}$$

อย่างไรก็ตามในแบบดิลิทชันซึ่งเป็นแบบออน ขณะที่ V_{gs} เป็นศูนย์ และแรงดันเทสโวลท์ก็ต้องมีค่า เป็นลบในแบบเอ็นมอส



Case I No. channel $V_{gs} < V_T$

รูปที่ 3.3 แสดงการไบอัสมอสเฟสที่ $V_{gs} < V_{th}$

กรณีที่ 2 $V_{gs} > V_{th} , V_{gs} \ll V_{gs} - V_{th}$, สภาวะทำ

งานเป็นเชิงเส้น Q_{inv} จะถูกกำหนดให้เป็นประจุต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ของ เกท ดังนั้นประจุทั้งหมดในชนแลจะถูกกำหนดโดย

$$Q_{ch} = Q_{inv} * W.L \quad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถให้นำไปใช้เพื่อการค้า
 ผลคูณของ $W.L$ คือพื้นที่ของ เกทหรือชนแลซึ่งจะเขียนใหม่ได้เป็น A_{ch}
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆก็ตาม อีกหนึ่งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 ซึ่งสมการข้างต้นนี้จะ เป็นจริงถ้า Q_{inv} มีค่าคงที่ในชนแล

เราให้ Y_1 เป็นความหนาเฉลี่ยของส่วนอินเวอร์ชันเพราะฉะนั้นปริมาตรของแกนแนลจะเท่ากับ $A_{cn} * Y_1$ ดังนั้นจำนวนอิเล็กตรอนในแกนแนลต่อปริมาตรก็จะเป็นดังนี้

$$n_{cn} = Q_{cn} / qWLY_1$$

$$= Q_{inv} / qY_1 \quad \dots (3.5)$$

ถ้า V_{dn} เป็นความเร็วทริฟิอิเล็กตรอน และ J_{dn} คือความหนาแน่นของกระแสในมอสเฟต

$$J_{dn} = n_{cn} \cdot q \cdot V_{dn}$$

$$J_{cn} = Q_{inv} \cdot q \cdot V_{dn} / qY_1 \quad \dots (3.6)$$

ความเร็วทริฟิอยู่ในทิศทางกรไหลของกระแส ซึ่งจะคู่ได้จากสนามไฟฟ้า E_{dn} ในทิศทางของซอสเตรน

$$V_{dn} = \mu_n \cdot E_{dn} \quad \dots (3.7)$$

ที่ค่าแรงดัน V_{dn} ต่ำๆ เราสามารถจะสมมติว่า E_{dn} มีค่าคงที่ได้และให้

$$E_{dn} = -V_{dn} / L$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 $V_{dn} = \mu_n \cdot V_{dn} / L \quad \dots (3.8)$
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

L คือความยาวแชนแนล ซึ่งก็คือระยะทางระหว่าง ซอร์ส กับ เทรน

$$J_{dn} = (Q_{inv} \cdot \mu_n \cdot V_{ds}) / Y_1 L \quad \dots (3.9)$$

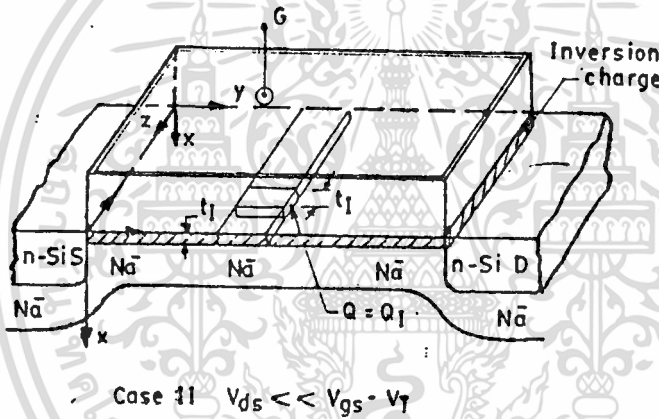
พื้นที่ตัดขวางของแชนแนลจะได้เท่ากับผลคูณระหว่างความกว้างของแชนแนล (w)

กับความหนาของแชนแนล (Y_1) ดังนั้น จะได้กระแส I_{dn}

$$I_{dn} = (Q_{inv} \cdot \mu_n \cdot V_{ds} \cdot W \cdot Y_1) / Y_1 L$$

จากสมการที่ (3.3) จะได้ว่า

$$I_{dn} = (\mu_n \cdot C_{ox} \cdot W \cdot (V_{gs} - V_{th}) \cdot V_{ds}) / L \quad \dots (3.10)$$



รูปที่ 3.4 แสดงการไบแอสมอสเฟตที่ $V_{ds} \ll V_{gs} - V_{th}$

กรณีที่ 3 $V_{gs} > V_{th}$, $V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$ สภาวะการทำงานไม่
เป็นเชิงเส้น ภายใต้เงื่อนไขทั้ง V_{gs} และ V_{ds} จะมีอิทธิพลต่อประจุแชนแนล

ประจุจะเป็นอัตราส่วนกับศักย์ไฟฟ้าทั้งหมดที่มากกว่า V_{th} เมื่อศักย์ที่เทรนและ
ซอร์สมีค่ามากเราก็จะประมาณว่า ศักย์ไฟฟ้าที่แชนแนลที่เพิ่มขึ้นนี้จะคิดจากค่าเฉลี่ยของ
แรงดันที่ซอร์สและเทรน ซึ่งศักย์ไฟฟ้าที่เกทก็ต้องสร้างประจุย้อนกลับมากขึ้นด้วย ดังนั้น

$$Q_{inv} = -C_{ox} [(V_{gs} - (V_{th} + (V_d + V_s)/2)) - \dots \quad (3.11)$$

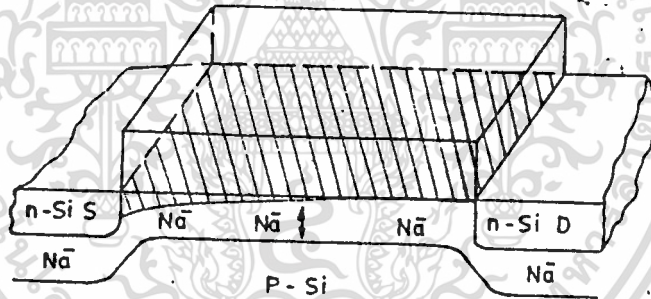
$$I_{ds} = (-Q_{inv} \phi \mu_n (V_d - V_s)/L) / \phi Y_f$$

$$I_{ds} = [\mu_n C_{ox} W (V_{gs} - V_{th} - V_d/2 - V_s/2) (V_d - V_s)]/L$$

$$I_{ds} = \{ \mu_n C_{ox} W [(V_{gs} - V_{th})(V_d - V_s) - 1/2(V_d^2 - V_s^2)] \} / L \quad \dots (3.12)$$

เราสมมติว่า V_s เป็นจุดอ้างอิง มีศักย์ไฟฟ้าเป็นศูนย์ ดังนั้น

$$I_{ds} = \{ \mu_n C_{ox} W [(V_{gs} - V_{th})V_{ds} - 1/2V_{ds}^2] \} / L \quad \dots (3.13)$$



รูปที่ 3.5 แสดงการไบแอสสมอสเฟตที่ $V_{ds} \leq V_{gs} - V_{th}, V_{gs} > V_{th}$

กรณีที่ 4 $V_{gs} > V_{th}, V_{ds} > V_{gs} - V_{th}$ สภาวะอิ่มตัว

สมการที่จะแสดงได้ขีดจำกัดและสำหรับค่า $V_{ds} = V_{ds}(sat)$ ซึ่งสามารถจะแสดงได้โดยการดิฟเฟอเรนทิเอต I_{ds}

$$d [I_{D_{sat}}] / d [V_{D_{sat}}] = 0 \quad \dots (3.14)$$

$$d [\{ \mu_n C_{ox} W [(V_{GS} - V_{th})V_{DS} - 1/2 V_{DS}^2] / L] / d [V_{D_{sat}}] = 0 \quad \dots (3.15)$$

$$\mu_n C_{ox} [(V_{GS} - V_{th}) - V_{DS}] = 0$$

$$V_{DS} = V_{GS} - V_{th} \quad \dots (3.16)$$

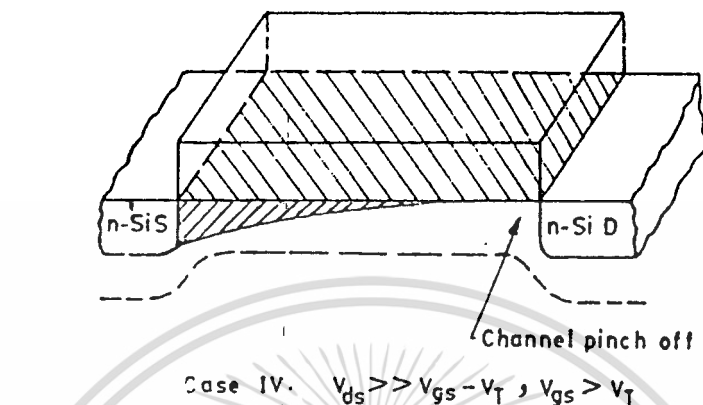
เพราะฉะนั้นค่าสูงสุดสำหรับกระแส $I_{D_{sat}}$ จะมีค่า

$$I_{D_{sat}} = [\mu_n C_{ox} W (V_{GS} - V_{th})^2] / 2L \quad \dots (3.17)$$

แรงดันเดรน-ซอร์สจะไปลดประจุย้อนกลับชนแนล โดยเฉพาะเมื่อ V_{DS} มีค่าเท่ากับ $V_{GS} - V_{th}$ ณ จุดใด ๆ บนพื้นผิว ประจุชนแนลก็จะเป็นศูนย์ เราเรียกในสภาพนี้ว่า pinch-off หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งว่า สนามไฟฟ้าเนื่องจากศักย์ไฟฟ้าบวกที่เดรนมีค่ามากพอที่จะดึงคู่อิเล็กตรอนที่เคลื่อนที่อยู่ในบริเวณ pinch-off ซึ่งก็เหมือนกับว่าแรงดันที่เดรนเพิ่มได้ไม่สิ้นสุดและกระแสจะถูกจำกัดโดย $I_{D_{sat}}$ จากซอร์ส

ถ้าแรงดันเดรน-ซอร์สเพิ่มขึ้น สนามไฟฟ้าในบริเวณ pinch-off ก็จะเพิ่มขึ้นแต่กระแสจะมีค่าเท่ากับกระแสอิ่มตัว

$$I_{D_{sat}} = I_D, V_{DS} \geq V_{GS} - V_{th} \quad \dots (3.18)$$



รูปที่ 3.6 แสดงการไบแอสมอสเฟตที่ $V_{ds} \gg V_{gs} - V_T$, $V_{gs} > V_T$

กรณีที่ 5 $V_{ds} > V_{ch}$, $V_{ds} \gg V_{gs} - V_{th}$ สภาวะพังทลาย (Breakdown)

ขณะที่แรงดันเดรนมีค่าเพิ่มขึ้น บริเวณคิพลิทชันที่ล้อมรอบเดรนั้นก็ขยายมากขึ้น ซึ่งมีผลทำให้ไปลดความยาวของแชนแนล (L) ดังนั้นสำหรับแรงดันเดรนที่สูง ๆ ความยาวแชนแนล L' ก็จะมาแทนที่ L

ถ้าแรงดันเดรนมีค่ามากพอบริเวณคิพลิทชัน (W_{FD}) ก็จะขยายไปถึงซอร์ส และการเบรคดาวนจะเกิดขึ้นที่

$$W_{FD} = L$$

ลักษณะการเบรคดาวนแบบนี้เรียกว่า punch through breakdown ซึ่งแน่นอน Avalanche breakdown ที่บริเวณจังก์ชันเดรนก็สามารถเกิดขึ้นได้ ลักษณะการเกิดเบรคดาวนของมอสเฟตมักจะเกิดขึ้นที่แรงดันต่ำ

ความต้านทานในสภาวะการทำงาน(on-resistance), $R_{DS(on)}$

เมื่อมอสเฟทเปลี่ยนแปลงสภาวะจากเปิดวงจร ซึ่งมีค่าความต้านทานทางเอ๊าท์พุทสูง ไปสู่สภาวะปิดวงจร ซึ่งมีค่าความต้านทานทางเอ๊าท์พุทต่ำ ค่าความต้านทานของเดรนซอร์สจะมีค่าต่ำลงในขณะที่กระแสมีค่าเพิ่มสูงขึ้น ดังนั้นในสภาวะนำกระแสนี้ กำลังงานสูญเสียของมอสเฟทจะขึ้นอยู่กับผลคูณของกระแสยกกำลังสองคูณกับค่า ($R_{DS(on)}$) ดังนั้นการใช้งานมอสเฟทเป็นสวิทช์ จึงควรแน่ใจว่าค่า V_{DS} จะมีค่าสูงพอที่จะทำให้ $R_{DS(on)}$ มีค่าต่ำที่สุด และมอสเฟทมีการทำงานอยู่ในบริเวณอ้อมตัว ส่วนกราฟแสดงความสัมพันธ์ของกระแสเดรนและความต้านทาน $R_{DS(on)}$ หรือความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์ส ที่อุณหภูมิของจังก์ชันของมอสเฟท เป็นตัวแปรสำคัญแสดงได้ดังรูปที่ 3.7



รูป 3.7 แสดงความสัมพันธ์ของกระแสเดรนและความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์ส ที่อุณหภูมิของรอยต่อเนื้อสารของมอสเฟท เป็นตัวแปรสำคัญ

เทรลโวลเทจ(threshold voltage)

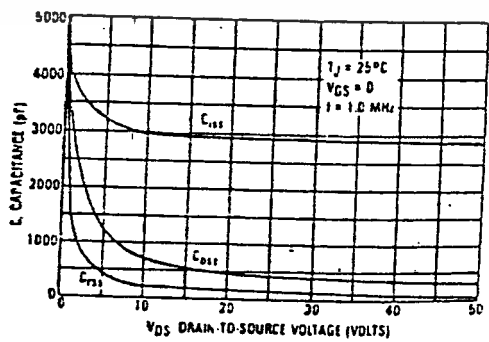
แรงดันเทรลโวล คือค่าแรงดัน (V_{GS}) ที่ต่ำสุดซึ่งมีผลทำให้กระแสไหลผ่านขาเดรนเป็น ซึ่งอาจจะกำหนดกระแสเดรน เป็นมิลลิแอมป์ก็ได้ การที่มอสเฟทตัวไหนมีค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_{GS} ต่ำ ย่อมหมายถึงว่าตัวมันต้องการกระแสจำนวนน้อยที่จะชาร์จประจุแฝงภายในเกตและทำให้สามารถสวิทช์ได้เร็วขึ้น แต่ในขณะเดียวกันการที่ V_{GS} มีค่าเทรล-โวลโวลเตจต่ำ ทำให้มันถูกสัญญาณรบกวนได้ง่าย และการเปลี่ยนแปลงกระแสเดรนอย่างรวดเร็วอาจทำให้เกิดการถ่ายประจุข้าม ประจุแฝงของขั้วเกตเดรน (Gate to drain parasite capacitance) และปรากฏแรงดันที่ขาเกต ทำให้มีออสเฟททำงานมีกระแสเดรนไหลได้อีกครั้ง โดยที่ V_{GS} ยังคงมีค่าต่ำอยู่นั่นเอง ซึ่งมีวิธีแก้ง่ายๆ โดยการต่อซีเนอร์ไดโอดขนาดแรงดันต่ำกว่าแรงดันพียงของเกต และชอร์สคร่อมขั้วเกตและชอร์ส เป็นต้น

ค่าคาร์ปาซิแตนซ์ภายในมอสเฟท

ลักษณะทางโครงสร้างของมอสเฟท สามารถแสดงค่าคาร์ปาซิแตนซ์ระหว่างขั้วของมอสเฟทได้ เริ่มจากลักษณะทางโครงสร้างของเกตที่เป็นเพลทออกไซด์ของโลหะ ซึ่งเป็นฉนวนความต้านทานสูง ทำให้เกิดค่าคาร์ปาซิแตนซ์ขึ้น ซึ่งเกิดขึ้นจากรอยต่อของสาร พี และ เอ็น (P-N Junction) ระหว่างขั้วเดรนและชอร์ส

ค่าคาร์ปาซิแตนซ์นี้สามารถกำหนดได้เป็น ค่าคาร์ปาซิแตนซ์ทางอินพุต (C_{iss}) และค่าคาร์ปาซิแตนซ์ทางเอาท์พุท (C_{oss}) และค่าคาร์ปาซิแตนซ์เหล่านี้จะมีความสัมพันธ์กับแรงดันเดรนชอร์ส ดังรูป 3.8



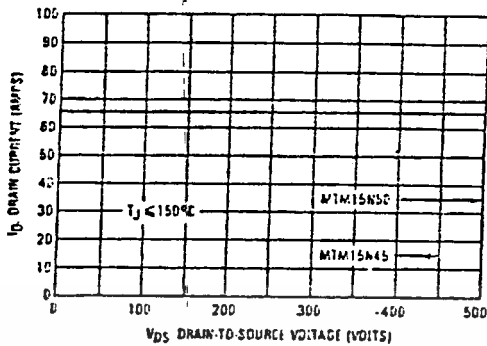
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า รูปที่ 3.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างคาร์ปาซิแตนซ์กับแรงดันเดรนชอร์ส ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรขับมอสเฟทนั้น จึงมีความจำเป็นที่จะต้องคำนึงถึงค่าคาปาซิแตนซ์ทางอินพุท หรือ C_{in} นี้อย่างมาก ค่าคาร์ปาซิแตนซ์นี้จะถูกชาร์จและดิสชาร์จ ประจุออกโดยวงจรขับ ถ้าวงจรขับสามารถชาร์จและดิสชาร์จได้ช้าวงจรขับมีอิมพีแดนซ์สูงก็จะเป็นผลทำให้การนำกระแส (turn on) และการหยุดนำกระแส (turn off) ของมอสเฟทต้องใช้เวลานาน และความถี่ในการสวิตช์ก็จะมีค่าต่ำ ดังนั้นถ้าวงจรขับมีอิมพีแดนซ์ต่ำก็จะทำให้ความเร็วในการสวิตช์มีค่าสูงนั่นเอง

ขอบเขตการใช้งานของมอสเฟท หรือ SOA (Safe operating area)

SOA ในมอสเฟทก็เหมือนกับ P-N Junction ของทรานซิสเตอร์ กล่าวคือแบ่งออกตามลักษณะการไบอัสได้ 2 ลักษณะคือ การทำงานในแบบเชิงเส้น หรือ ฟอว์เวิร์คไบอัส SOA หรือ FBSOA (Forward bias safe operating area) และในลักษณะการทำงานในโหมดสวิตช์ซึ่งหรือ SSOA (Switching safe operating area) ซึ่งในที่นี้จะขอกล่าวเฉพาะในโหมดสวิตช์ซึ่งเท่านั้น ซึ่งถูกนำไปใช้ในงานนี้ ความสูญเสียในรูปของความร้อน ในโหมดสวิตช์ซึ่งของมอสเฟทนั้นขึ้นอยู่กับตัวแปรสำคัญคือความสูญเสียในสถานะนำกระแส ในขณะที่สวิตช์ซึ่งลอส (Switching losses) จะมีค่าน้อยมาก เมื่อความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์ มีค่าต่ำกว่า 40-50 KHz ดังนั้นจึงไม่นำมาคิดหาการสูญเสียภายในกรณีนี้ สำหรับค่าความสูญเสียในขณะนำกระแส นั้น จะแปรตามค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์ส (R_{DS}) และโดยที่มีค่าความต้านทานเดรนซอร์สนี้แปรผันโดยตรงกับอุณหภูมิทางบวก (Positive temperature coefficient) ซึ่งทำให้ความสูญเสียจาก $I_D^2 * R_{DS}$ มีค่าสูงตามอุณหภูมิ (เป็นข้อเสียข้อเดียวของมอสเฟทที่ด้อยกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์) รูปที่ 3.9 แสดง SSOA ของมอสเฟทซึ่งจะเห็นได้ว่าขอบเขตของกระแสและแรงดัน (I_{Dmax}, V_{DSmax}) ในขณะทำการสวิตช์ของมอสเฟทในรูปกระแสจะไม่เกินไปกว่า 65 A ในขณะสถานะนำกระแส และแรงดันในสถานะหยุดนำกระแสจะต้องไม่สูงไปกว่า 500 A

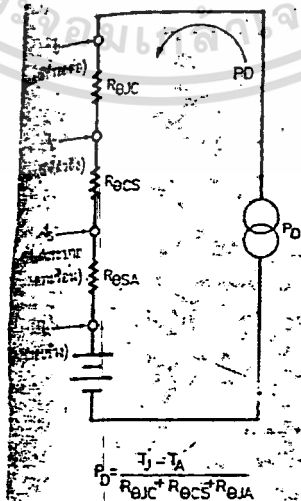
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 แสดง SSOA ของมอสเฟต

กำลังงานสูญเสียของวงจรวจรสวิทช์ซิ่ง (Power dissipation)

สำหรับการหา กำลังงานสูญเสียจากการสวิทช์และอุณหภูมิของจิ้งจั้นที่แท้จริง ในการสวิทช์ จะขึ้นอยู่กับรูปร่างของกระแสพัลส์, I_D ที่ผ่านมอสเฟตขนาดของคิวตี้ไอเดิลของพัลส์และอุณหภูมิที่รอยต่อจะสามารถหาได้จากสมการเขียนวงจรสมมุทธ์ทางอุณหภูมิ ที่เกิดขึ้นที่ตัวจิ้งจั้นของตัวมอสเฟตที่ระบายความร้อนผ่านออกมาสู่ตัวถัง (case) แผ่นระบายความร้อน (heat sink) และสู่อากาศแวดล้อมต่อไป ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 แสดงวงจรสมมุทธ์ทางความร้อนของตัวมอสเฟตสู่อากาศ

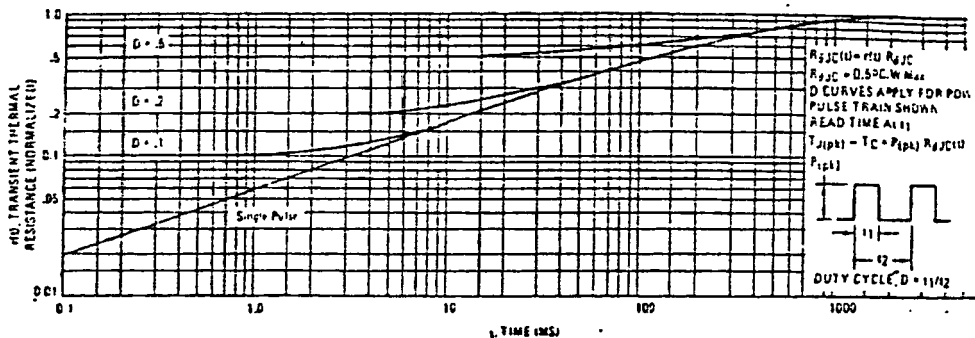
- โดยที่ $R_{\theta JC}$ คือค่าความต้านทานทางความร้อนจากจิ้งชั้นสู่ตัวถัง (c/w)
- $R_{\theta CS}$ คือความต้านทานทางความร้อนจากตัวถังสู่แผ่นระบายความร้อน (c/w)
- $R_{\theta SA}$ คือค่าความต้านทานทางความร้อนจากแผ่นระบายความร้อนสู่อากาศ (c/w)
- P_D คือค่ากำลังงานสูญเสียที่ถ่ายเทออกมาเป็นความร้อน (watt)

จากวงจรสมมุติค่า P_D จะต้องหาจากค่าอุณหภูมิ จิ้งชั้นของมอสเฟต ค่าความต้านทานทางความร้อนของจิ้งชั้นสู่ตัวถัง ค่าความต้านทานของขั้วเดรนและซอร์ส $R_{\theta CS}$ และรูปร่างของกระแสพัลส์ที่ไหลผ่าน เช่น ถ้าเราสมมุติว่ามีเพาเวอร์มอสเฟต เบอร์ MTM15N50 มีกระแสเดรน $I_D = 10$ A และกระแสมี ดิวตี้ไซเคิล 50 เปอร์เซ็นต์ ค่าความต้านทานทางอุณหภูมิของจิ้งชั้นสู่ตัวถัง $R_{\theta JC}$ เท่ากับ 0.5 c/w ซึ่งเราจะต้องรักษาอุณหภูมิตัวถังไม่ให้เกิน 80 C ในขณะที่ความถี่ในการสวิตช์ เท่ากับ 20 KHz

$$\text{จาก } R_{\theta JC}(t) = r(t) \cdot R_{\theta JC} \quad \dots (3.19)$$

โดยที่ $R_{\theta JC}(t)$ = ค่าเฉลี่ยของความต้านทานทางความร้อน
 $r(t)$ = ค่าเฉลี่ยของความต้านทานทางความร้อนชั่วขณะ
 ในสภาวะปกติ (Normalized effective transient thermal impedance)

ซึ่งค่า $r(t)$ นี้สามารถหาได้จากกราฟแสดงการตอบสนองความร้อนของมอสเฟต ดังรูปที่ 3.11



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 3.11 แสดงการตอบสนองต่อความร้อนของมอสเฟต เบอร์ MTM15N50
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกการนำไปใช้

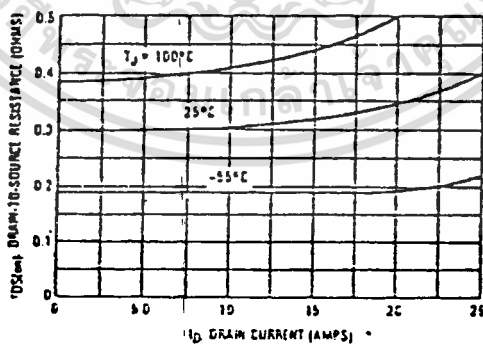
จากกราฟรูปที่ 3.11 ที่ 25 μs ค่าตัวชี้โซ่เคิล เท่ากับ 0.5 จะได้ $r(t)=0.5$
 ดังนั้น $R_{\text{จ.จ.}} = 0.5 * 0.5 \text{ c/w}$
 $= 0.25 \text{ c/w}$

เราสมมติให้อุณหภูมิของจังก์ชันมีค่าไม่เกินไปกว่า 120 C หรือ $T_j = 120. \text{ C}$
 ดังนั้นสัมประสิทธิ์ความร้อนของ $r_{\text{จ.จ.}}$ (Thermal coefficient of $r_{\text{จ.จ.}}$),

C_T จะมีค่าดังนี้

$$C_T = \frac{\Delta r_{\text{จ.จ. (CON)}}}{\Delta T_j} \dots (3.20)$$

เมื่อ $r_{\text{จ.จ.}}$ คือค่าความแตกต่าง ของความต้านทานของขั้วเดรนและซอร์ส
 ที่อุณหภูมิสูงสุดที่เรากำหนดกับอุณหภูมิมาตรฐาน (25 C)
 ซึ่งค่า $r_{\text{จ.จ.}}$ นี้สามารถหาได้จาก กราฟรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความต้านขดะออนกับกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้ภายในที่การศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ของมอสเฟตเบอร์ MTM15N50
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟรูปที่ 3.12 คิดที่ $I_{rms} = 20$ A ที่ $T_j = 100$ °C จะได้ $r_{d(on)} = 0.5$
 ที่ $T_j = 25$ °C ได้ $r_{d(on)} = 0.19$

$$\begin{aligned} C_T &= (0.5 - 0.19) / (100 - 25) \quad \Omega / ^\circ\text{C} \\ &= 0.0041 \quad \Omega / ^\circ\text{C} \end{aligned}$$

ที่ $T_j = 120$ °C

$$\begin{aligned} r_{d(on)} \Big|_{T_j=120\text{ }^\circ\text{C}} &= r_{d(on)} \Big|_{T_j=25\text{ }^\circ\text{C}} + (T_j - 25) C_T \quad \dots (3.21) \\ &= 0.19 + (120 - 25)(0.0041) \quad \Omega \\ &= 0.58 \quad \Omega \end{aligned}$$

ค่า $r_{d(on)}$ นี้ จะต้องถูกนำไปคูณกับค่าคงที่ที่ได้จากอัตราส่วนของ $r_{d(on)}$ สูงสุดที่อุณหภูมิ T_j เท่ากับ 100 °C ที่กระแสเท่ากับ 1/2 ของกระแสเดรนที่มอดเฟสค่านั้นแทนได้ (7.5 A สำหรับ MTM1SNSO R_{d(on)} ที่ $T_j = 25$ °C

$$\begin{aligned} \text{ตัวคูณของ } r_{d(on)} &= r_{d(on), \text{max}} / r_{d(on)} \quad \dots (3.22) \\ &= 0.4 / 0.3 \\ &= 1.33 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} r_{d(on)} \text{ ที่จริง} &= 1.33 * 0.58 \quad \Omega \\ &= 0.77 \quad \Omega \end{aligned}$$

คำนวณค่า P_D ได้โดย

$$\begin{aligned} P_D &= I_{rms}^2 \cdot r_{d(on)} \quad \text{วัตต์} \\ &= (10)^2 * 0.77 \quad \text{วัตต์} \\ &= 77 \quad \text{วัตต์} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ซึ่งค่า P_D จะถูกนำไปหาขนาดแผ่นระบายความร้อน
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหาขนาดของแผ่นระบายความร้อน

ขนาดของแผ่นระบายความร้อนบอกได้เป็นความต้านทานทางอุณหภูมิระหว่างตัวระบายความร้อนกับอากาศที่อยู่แวดล้อมแผ่นระบายความร้อน จะมีความสามารถในการระบายความร้อนจากตัวมันเองสู่อากาศได้เพียงไร โดยจากรูปที่ 3.10 เราสามารถเขียนสมการทางความร้อนได้เป็น

$$P_D = (T_J - T_A) / (R_{\theta Jc} + R_{\theta ca} + R_{\theta sa}) \quad \dots (3.23)$$

- P_D คือ ค่ากำลังที่สูญเสีย
- T_J คือ ค่าอุณหภูมิที่สูงสุดที่ยอมรับได้และจะไม่ทำให้มอสเฟตเกิดความเสียหาย
- T_A คือ ค่าอุณหภูมิแวดล้อมของแผ่นระบายความร้อน
- $R_{\theta Jc}$ คือ ค่าความต้านทานทางความร้อนจากจังก์ชันสู่ตัวถัง
- $R_{\theta ca}$ คือ ค่าความต้านทานทางความร้อนจากตัวถังสู่แผ่นระบายความร้อน ซึ่งหาได้จาก ตาราง 3.1

ตัวอุปกรณ์	ไม่ใช้ฉนวนกัน	ใช้แผ่นไมก้าหนา 0.05 มม.	ใช้แผ่นไมก้าหนา 0.08 มม.
TO-3 ไม่ใช้ครีมนิลโคน	0.5°C/W	1.2°C/W	1.3°C/W
TO-3 ใช้ครีมนิลโคน	0.14°C/W	0.33°C/W	0.36°C/W
TO-220 ไม่ใช้ครีมนิลโคน	1.2°C/W	3.3°C/W	3.6°C/W
TO-220 ใช้ครีมนิลโคน	1.0°C/W	1.5°C/W	1.7°C/W

ตาราง 3.1 แสดงค่า $R_{\theta ca}$ ของอุปกรณ์ที่มีตัวถัง TO-3 และ TO-220

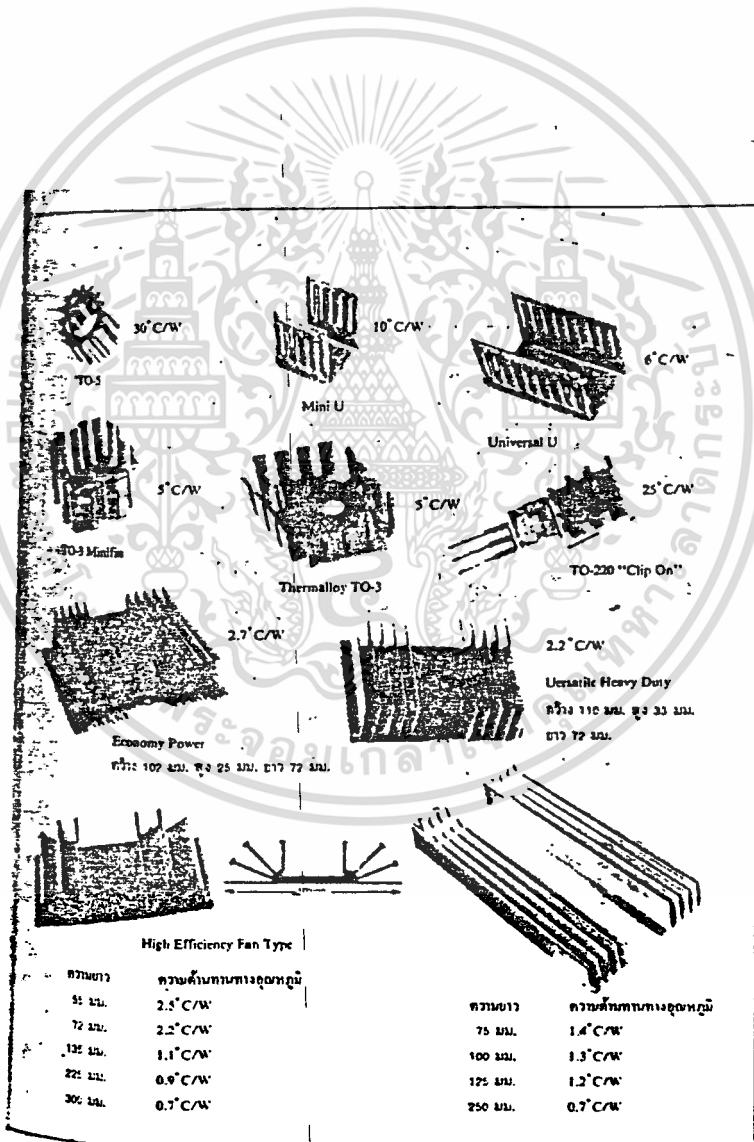
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นเราก็สามารถหาค่า R_{total} ได้ ซึ่งจะเป็นตัวบอกขนาดแผ่นระบายความร้อนได้จาก

$$R_{\text{total}} = [(T_j - T_a) / P_D] - R_{\text{j-c}} - R_{\text{c-f}} \dots (3.24)$$

ซึ่งจาก ค่า R_{total} นี้จะสามารถนำไปหาค่าแผ่นระบายความร้อนได้ต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.13 แสดงสเปคของแผ่นระบายความร้อน
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะทางโครงสร้างที่แตกต่างกันของมอสเฟท และไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จึงทำให้มี ข้อดีที่ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ หลายข้อ ทั้งจากการนำไปใช้งานใน วงจรเชิงเส้น และ งานทางด้านสวิทชิง ดังจะแจกแจงได้ดังนี้

ข้อดีทางด้านความเร็ว

เนื่องจากมีค่าสโตเรจไทม์ (low storage time) ดังนั้นเวลาในการนำ กระแสและหยุดนำกระแส (t_{on} , t_{off}) จึงใช้เวลาน้อยกว่าไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์และสามารถทำการสวิทชิงที่ความถี่สูงกว่า และจะทำให้ความสูญเสียใน ภาวสวิทชิงซึ่งน้อยกว่า ดังนั้นพื้นที่ของตัวกลางในการระบายความร้อนก็น้อยลง

ข้อดีทางคุณสมบัติทางอินพุท

ขาเกตของมอสเฟทจะถูกแยกออกจากกันทางไฟฟ้ากับพื้นที่ผิวของซอร์สด้วยชั้น ของออกไซด์ (oxide layer) และมีความต้านทานไฟตรงสูงกว่า 40 ล้านโอห์มทำให้ กระแสที่ไหลผ่านขาเกตมีค่าน้อยมาก และไม่ขึ้นกับกระแสเดรน ด้วยเหตุนี้ทำให้การออก แบบวงจรขั้วมอสเฟทกำลังสามารถทำได้ง่ายกว่าและใช้อุปกรณ์น้อยกว่า และราคาของ วงจรถูกกว่า

การมีเดรนซอร์สไดโอด

เนื่องจากลักษณะทางโครงสร้างการวางชั้นของสารกึ่งตัวนำจึงปรากฏสภาวะ การเป็นไดโอด เสมือนต่อกลับทางกับขั้วเดรนและซอร์สอยู่ เรียกว่าเดรนซอร์สไดโอด ซึ่งจะเกิดกับมอสเฟททุกตัว ดังนั้นในการใช้งานควบคุมโหลดอินดักแตนซ์ หรือมอเตอร์ ด้วยวงจรบางชนิดที่ต้องต่อไดโอดกลับขั้วกับอุปกรณ์สวิทชิง ซึ่งถ้าเราใช้มอสเฟทเป็นอุปกรณ์ ในการสวิทชิงก็ทำให้ความจำเป็นในการต่อไดโอดกลับขั้วไม่มีอีกต่อไป

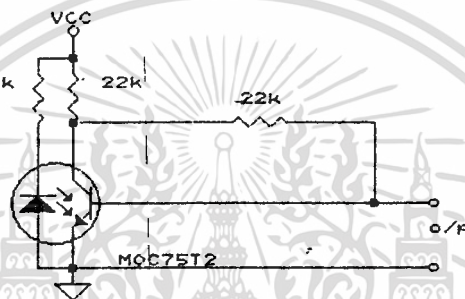
ง่ายต่อการขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารนำร่องสามารถนำต่อขนานกันได้เป็นจำนวนมาก เพื่อเพิ่มความสามารถในการ ใช้งาน ไม่จำกัดจำนวนขั้ว อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

วงจรระบบควบคุมความเร็ว

การกำหนดความเร็วโดยการติดตั้ง จานซึ่งเป็นซี่ ๆ ที่เพลลาของมอเตอร์ แล้วใช้สวิทช์แสง MOC 75T2 เป็นตัวสวิทช์ซึ่งให้สัญญาณเปิดเปิด โดยถ้าแสงสามารถผ่านได้ สวิทช์แสงจะเปิด และถ้าแสงไม่สามารถผ่านช่องสวิทช์ก็จะปิด สำหรับวงจรสวิทช์แสงได้แสดงในรูป 4.1



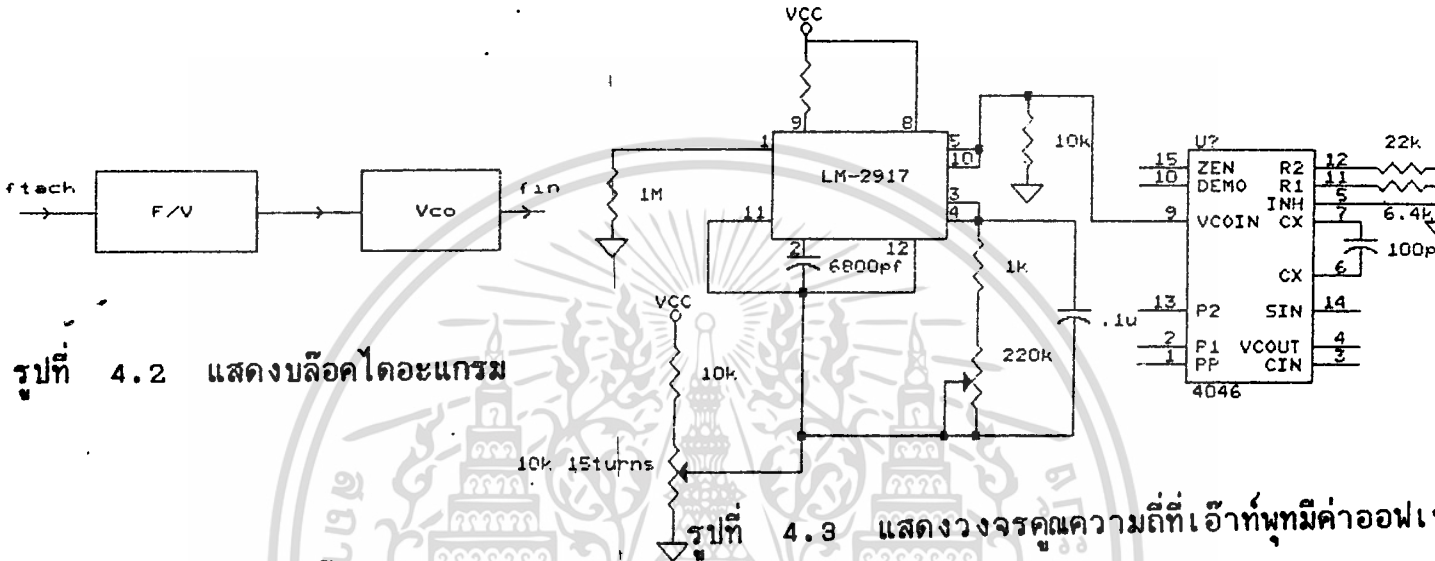
รูปที่ 4.1 แสดงวงจรตรวจจับความเร็วรอบ

สำหรับการตรวจสอบความเร็วเราจะแปลงเป็นความถี่ซึ่งหาได้จากสูตร

$$f_{tach} = (N * rpm) / 60 = Nw / 2\pi$$

เมื่อ	f_{tach}	คือความถี่ที่ได้จากการเข้ารหัส (Hz)
	N	คือจำนวนซี่ของแผ่นจานแสง
	rpm	คือความเร็วรอบของมอเตอร์
	w	คือความเร็วรอบของมอเตอร์ (rad/sec)

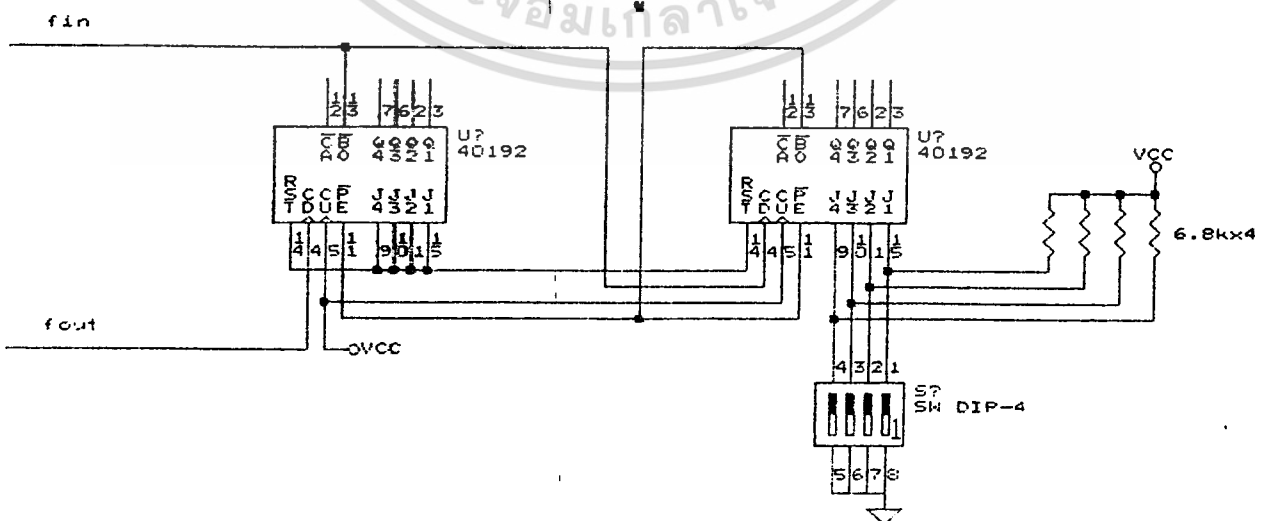
ตามความจริงเราไม่สามารถสร้างความถี่ที่ได้ตรงกับความถี่จริง เพราะถ้าเป็นเช่นนั้นจะต้องทำให้จำนวนร่องมีค่ามาก ซึ่งต้องใช้ความละเอียดสูง ดังนั้นจึงใช้จำนวนซี่ 36 ซี่ ($N = 36$) เมื่อหมุนด้วยความเร็ว 1500 rpm จะได้ความถี่ในช่วง 0-1020 Hz ดังนั้นจึงนำความถี่ที่ได้ผ่านไปสู่วงจรคูณความถี่ที่เอ้าท์พุทมีค่าออฟเซต ซึ่งวงจรได้แสดงบล็อกโคยะแกรมในรูป 4.2 และแสดงวงจรในรูป 4.3



รูปที่ 4.2 แสดงบล็อกโคยะแกรม

รูปที่ 4.3 แสดงวงจรคูณความถี่ที่เอ้าท์พุทมีค่าออฟเซต

วงจรนี้จะนำความถี่ป้อนเข้าขา 1 ของไอซี LM-2917 เพื่อแปลงความถี่เป็นแรงดัน แล้วนำแรงดันที่ได้ป้อนเข้าสูขา 9 ของไอซีเบอร์ 4046 เพื่อแปลงแรงดันเป็นความถี่เอ้าท์พุท ซึ่งมีค่าออฟเซตอยู่ช่วง 3.1-8 KHz ซึ่งจะเป็นเชิงเส้นที่สุด ซึ่งความถี่ที่ได้นี้จะนำไปเข้าวงจรหารความถี่โดยใช้ IC 40192 ซึ่งจัดการหารเลขหลัก 10 ได้โดยกำหนดโดย DIP สวิตช์ เป็นตัวป้อนค่าที่ต้องการ หาร สำหรับวงจรหารความถี่ แสดงในรูป 4.4



รูปที่ 4.4 แสดงวงจรนับ-หารที่โปรแกรมได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

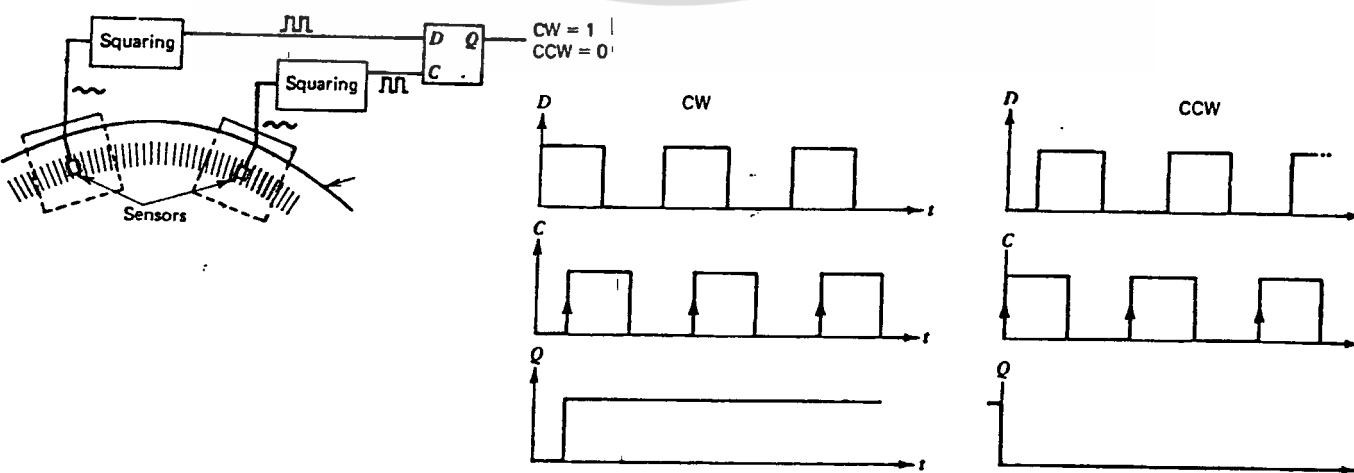
ความถี่ที่หารได้จะนำไปปรับแต่งคลื่นโดยใช้ไอซีเบอร์ 4013 ซึ่งจะได้คลื่นสี่เหลี่ยมมีอัตราส่วน 50 : 50 และการใช้ไอซีเบอร์ 4528 ซึ่งเป็นที่ผลิตผลอป โดยเข้าขา Q กับขา D ซึ่งจะเป็นวงจรหาร 2 ตอนนี้อัตราความถี่ที่ได้จะอยู่ในช่วง 3.7-5.4 KHz ซึ่งจะเป็นความถี่ช่วงเดียวกับความถี่ควบคุม ซึ่งจะใช้ในการควบคุมต่อไป วงจรปรับแต่งรูปคลื่นนี้

การตรวจจับทิศทางการหมุนของมอเตอร์

จากรูปที่ 4.5

ก) โดยการวางสวิทช์แสงทำมุมกัน 90 องศาทางไฟฟ้า เมื่อมอเตอร์หมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา เราจะได้รูปคลื่นเอ้าท์พุทดังรูป 4.5

ข) เมื่อนำความถี่ที่ได้ทั้งสองนี้ไปเข้าวงจรดี-ฟลิปฟลอป ก็จะได้เอ้าท์พุทที่ขา Q เป็น 1 ตลอดเวลาที่มอเตอร์หมุนในทิศทางนี้ เพราะทุก ๆ ครั้งที่ขา D ต่ำ "0" ปรากฏสัญญาณลอจิกสูง ในช่วงนั้นขาคล็อก (CK) ก็จะเปลี่ยนสถานะจากต่ำเป็นสูงและนำสัญญาณที่ขา D ต่ำไปปรากฏที่ขาเอ้าท์พุท แต่เมื่อมอเตอร์หมุนกลับทิศทางจากตามเข็มนาฬิกาเป็นทวนเข็มนาฬิกาทุก ๆ ครั้งที่ขาคล็อกเปลี่ยนสถานะจากต่ำเป็นสูง ในช่วงนั้นสัญญาณที่ขา D ต่ำจะเป็นลอจิกต่ำอยู่ตลอดเวลาที่มอเตอร์ยังคงหมุนอยู่ในทิศทางนี้ ดังนั้นที่ขาเอ้าท์พุทจึงปรากฏระดับสัญญาณสถานะลอจิกต่ำอยู่ตลอดเวลาอันเอง ดังรูปที่ 4.5 ค) สัญญาณแสดงทิศทางนี้จะไปควบคุมการเปิดปิด EX-OR เกท ของวงจรตรวจจับเฟส-ความถี่ต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.5 แสดง

- ก) วิธีการตรวจจับทิศทางการหมุนมอเตอร์
- ข) เมื่อมอเตอร์หมุนตามเข็มนาฬิกา
- ค) เมื่อมอเตอร์หมุนทวนเข็มนาฬิกา

วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมวงจรมอเตอร์แบบเบิลและการตรวจสอบเฟส-ความถี่

เพื่อลดผลของฮาร์โมนิก ความถี่ลำดับต่ำซึ่งไปรบกวนวงจรควบคุมสัญญาณ PWM ดังนั้นวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมนี้ จึงกำหนดให้ความถี่ควบคุมมีความถี่อยู่ในช่วง 3.7KHz - 5.4KHz ซึ่งเป็นลำดับแถบช่วงความถี่ในช่วงเดียวกัน ความถี่ที่ได้จากการถอดรหัสแล้วนั่นเอง ความถี่ควบคุม f_{control} และความถี่จากการเข้ารหัส f_{encode} จะป้อนเข้าสู่วงจร ไมโครสเตเบิลโดยไอซีโมโน 4528 ที่กำหนดให้มีคาบเวลาของสัญญาณเท่ากับ 15 ms แล้วจึงป้อนเข้าสู่วงจรเปรียบเทียบทางเฟสของไอซีเบอร์ 4046 ดังแสดงในรูป 4.3 โดยมีสัญญาณควบคุมทิศทางและสัญญาณแสดงทิศทางเป็นตัวควบคุมขั้วของ แรงดันที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบทางเฟสของ ไอซีเฟสล็อกอัพทั้ง 2 ตัวพัลส์ที่ได้จากวงจรตรวจสอบทางเฟสตัวที่ 1 ของไอซีเฟสล็อกอัพทั้ง 2 ตัวนี้ (IC1 และ IC2) ในรูปที่ 4.6 จะถูกป้อนเข้าสู่วงจรขยายความแตกต่าง ไอซีเบอร์ LF 353N,A เป็นตัวกรองสัญญาณให้เรียงด้วย วงจรกรองลำดับที่ 1 (R-C filter) และขยายระดับแรงดันคิกที่ได้นี้ให้มีระดับเหมาะสมด้วยไอซีเบอร์ LF 353N,B ซึ่งจัดวงจรเป็นวงจรขยายแบบไม่กลับสัญญาณระดับแรงดันที่ได้นี้เป็นแรงดันควบคุมรูปคลื่นพัลส์วิดมอดูเลชัน ในภาคกำเนิดคลื่นดังที่จะกล่าวในบทที่ 5

วงจรตรวจสอบกระแสอาร์เมเจอร์ (Current limiter)

เพื่อลดสัญญาณรบกวนความถี่สูงออกจากระบบควบคุมทั้งหมด และหลีกเลี่ยงวิธีการร้าวรั่วสัญญาณการตรวจจับกระแสด้วยวิธีการเข้ารหัส เนื่องจากแรงดันที่สวิทช์ขั้วมอเตอร์จะมีคิกดิไซเคิลแปรเปลี่ยนตั้งแต่ 0 จนถึง 100% ที่ความถี่เป็น 2 เท่าของสัญญาณพาหะที่ 25 KH หรือ 50 KH นั่นเอง โดยในทางปฏิบัติวิธีที่ง่ายที่สุดคือการวัดค่ากระแสโดยตรวจจับแรงดันตกคร่อม ความต้านทานค่าต่ำ ๆ ที่ต่อ

อนุกรมกับขดลวด อาร์เมเจอร์ และแปลงเป็นกระแสโดยสมการ $I = E/R$ แต่วิธีนี้จะให้สัญญาณรบกวนปริมาณสูง ถ้าไม่มีการแยกกราวด์ อีกวิธีหนึ่งคือใช้หม้อแปลงกระแสตรง แต่ก็มีข้อเสียอีกคือ ความเป็นเชิงเส้นของแกนเหล็กไม่เป็นเส้นตรงนักทำให้เกิดความผิดเพี้ยนได้

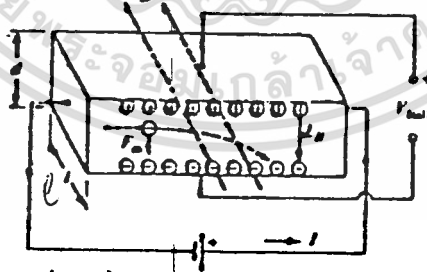
การพิจารณาวงจรตรวจจับสนามแม่เหล็กจะใช้หลักการของการตรวจจับสนามแม่เหล็กที่ปรากฏโดยรอบของสายตัวนำไฟฟ้าที่มีกระแสไหลผ่านตามกฎของบิโธ โดยที่ปริมาตรของสนามแม่เหล็กนี้จะผกผันโดยตรงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวนำนั้นดังสมการ

$$ds = (\mu * I * dl * \sin\theta) / 4\pi R^2 \quad \dots (4.2)$$

สนามแม่เหล็กที่เราตรวจจับสนามแม่เหล็กที่ปรากฏโดยรอบของสายตัวนำไฟฟ้าที่มีกระแสไหลผ่านตามกฎของบิโธ โดยที่ปริมาตรของสนามแม่เหล็กนี้จะผกผันโดยตรงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวนำนั้นดังสมการ

สนามแม่เหล็กที่เราตรวจจับสนามแม่เหล็กที่ปรากฏโดยรอบของสายตัวนำไฟฟ้าที่มีกระแสไหลผ่านตามกฎของบิโธ โดยที่ปริมาตรของสนามแม่เหล็กนี้จะผกผันโดยตรงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวนำนั้นดังสมการ

หนึ่ง โดยใช้หลักการของ ฮอลล์ - เอฟเฟค (Hall-effect) ซึ่งมีหลักการเบื้องต้นว่า ถ้าเราผ่านกระแสไฟฟ้าให้แก่ตัวนำนั้นอยู่ในท่ามกลางของสนามแม่เหล็กที่ตัดขวางอยู่ก็จะทำให้เกิดแรงดันขึ้นที่ระนาบตั้งฉากของสนามแม่เหล็ก และกระแสที่ไหลผ่านนั้น ดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 หลักการเกิดแรงดันฮอลล์

โดยที่แรงดันฮอลล์ V_H ที่เกิดขึ้นจะมีค่าเท่ากับ

$$V_H = IB / nq_e l \quad \dots(4.3)$$

เมื่อ V_H = แรงดันฮอลล์ (Hall voltage)

I = กระแสคงที่ที่ไหลผ่านตัวนำ

B = สนามแม่เหล็กที่เราต้องการวัด (Magnetic flux density)

n = อิเล็กตรอนอิสระต่ออะตอม (Free electron per atom)

q_e = ประจุไฟฟ้า (Electron charge)

ดังนั้นจาก 4.2 และ 4.3 เราจะได้ว่า

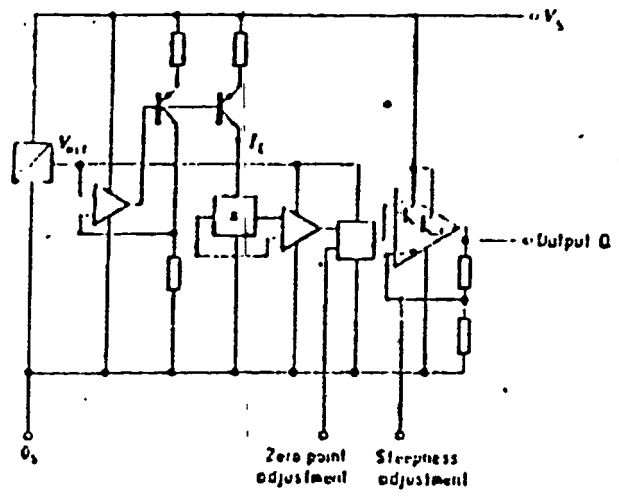
$$V_{control} \propto KI$$

เมื่อ K เป็นค่าคงที่

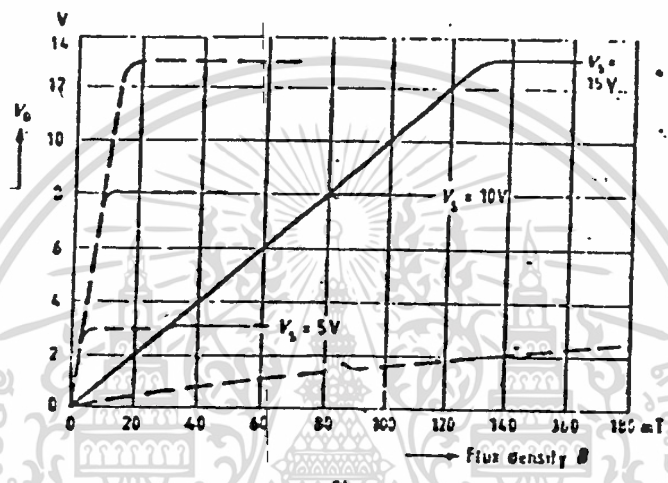
ไอซีเบอร์ SAS 321 W เป็นไอซีฮอลล์-เอฟเฟค ของบริษัทซีเมนส์ ซึ่งมีความสามารถในการให้แรงดันที่ชั่วเอ้าท์พุท เป็นสัดส่วนโดยตรงกับสนามแม่เหล็กที่ตัดผ่านตัวของมันเอง ซึ่งแสดงไดอะแกรมของไอซีเบอร์นี้ ดังรูปที่ 4.8 ก) และ 4.8 ข) เป็นกราฟแสดงแรงดันที่เอ้าท์พุทกับสนามแม่เหล็กที่ตัดผ่านตัวมันที่ระดับแรงดันที่ป้อนให้วงจรต่าง ๆ กัน รูปที่ 4.8 ค) เป็นวงจรพื้นฐานซึ่งใช้อุปกรณ์ประกอบวงจรเพียงตัวความต้านทานแบบปรับค่าได้ 2 ตัวใช้ปรับความไวที่ขา 3 และปรับจุดศูนย์ที่ขา 2 โดยมี R_1 เป็นตัวจำกัดกระแสที่ขา 2

รายละเอียดการใช้งานของไอซีเบอร์นี้จากคู่มือ บอกเพียงแต่ว่าจะให้แรงดันเอ้าท์พุท เมื่อมีสนามแม่เหล็กที่ชั่วได้ตัดผ่านทางด้านบนของตัวไอซีเท่านั้น มีความผิดพลาดทางเชิงเส้นของการแปลงสนามแม่เหล็กเท่ากับ 2% การปรับแต่งวงจรจะกระทำโดยการปรับแต่งจุดศูนย์ เมื่อไม่มีสนามแม่เหล็กผ่านตัวไอซี และการปรับความไวจะเป็นการปรับความชันของกราฟในรูป 4.8 ข)

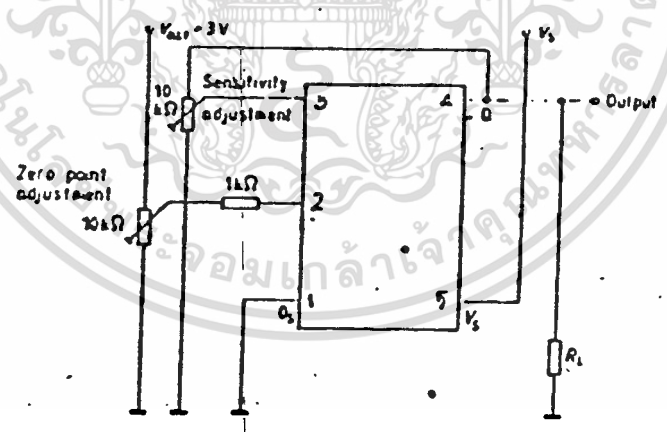
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก



ข



ค

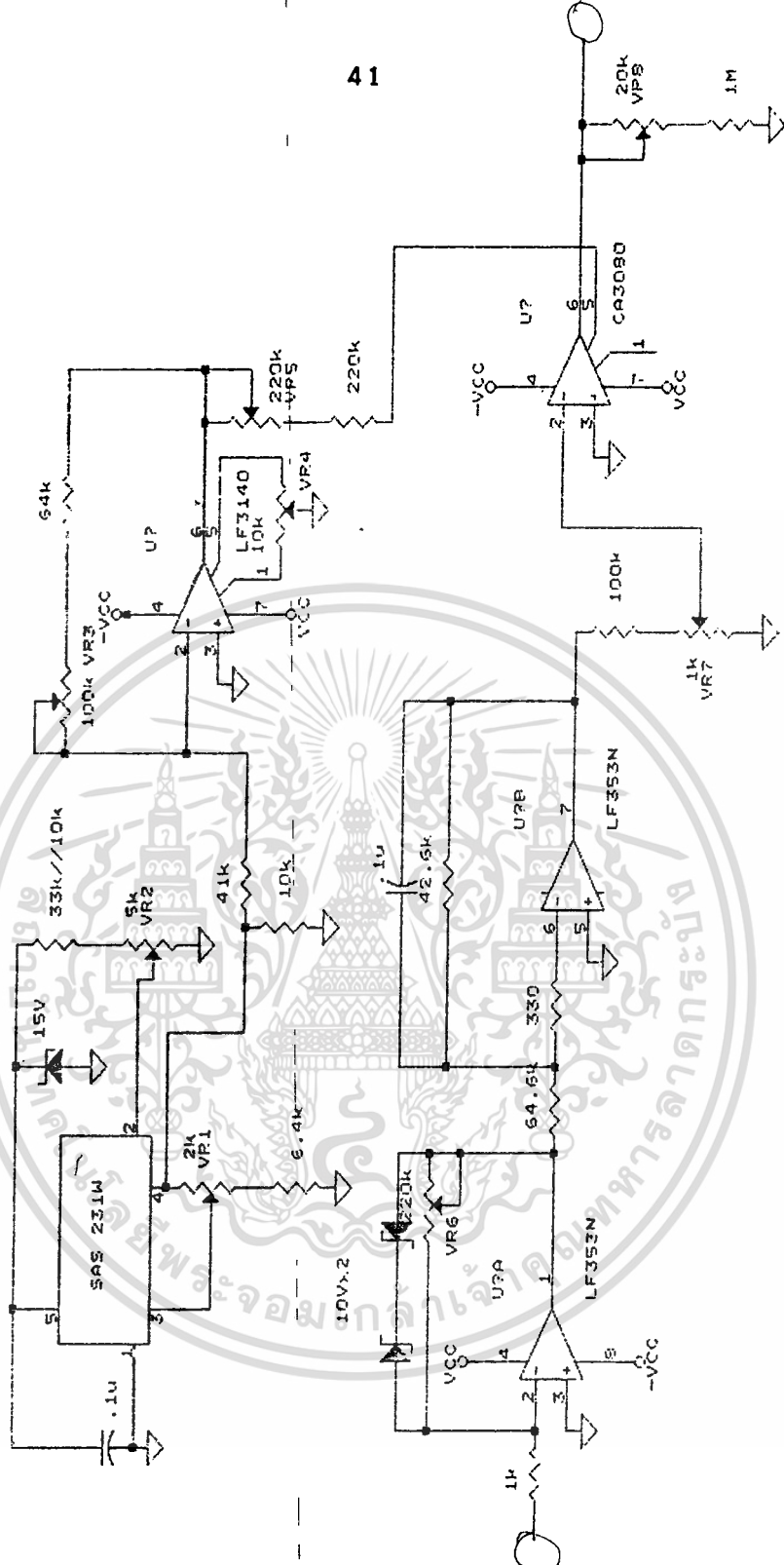
- รูปที่ 4.8 กว แสดงไดอะแกรมของไอซีเบอร์ SAS 321 W
 ข) แสดงเอาท์พุทของตัวคาแรคเทอริสติกของตัวไอซี
 ค) แสดงวงจรใช้งานพื้นฐาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการนำมาประยุกต์ใช้งานในการตรวจจذبกระแส นั้น ตัวมอเตอร์ที่ใช้
งานมีช่วงกระแสใช้งานในช่วง 20 A เท่านั้น ดังนั้นถ้าใช้สายตัวนำวางผ่านบนตัว
ไอซีไป จะทำให้ต้องปรับความไวมากขึ้น และทำให้แรงดันที่ได้ไม่มีเสถียรภาพเท่าที่
ควร ดังนั้นเราจึงลดความไวของไอซีด้วยการเพิ่มสนามแม่เหล็กให้มีปริมาณมากขึ้น
โคลนพันลวดคล้องกับแกนเหล็กรูปวงกลมที่ผ่าเป็นช่องสำหรับวางไอซี หรือให้แกนเหล็ก
มีหน้าที่รวบรวมสนามแม่เหล็กให้มีความหนาแน่นที่บริเวณตัวไอซีมากที่สุด และทำให้
สนามแม่เหล็กรั่วไหลมีค่าลดลง

แรงดันที่ได้จากการตรวจจذبกระแส นี้ จะนำไปเข้าสู่วงจรปรับแต่งแรงดันด้วย
ไอซีเบอร์ CA 3140 และนำแรงดันที่ปรับแต่งแล้วนี้ไปควบคุมเกณฑ์การขยายของ
แรงดันควบคุมที่ควบคุมกระแสจ่ายให้มอเตอร์อีกทีหนึ่ง รูปที่ 3.10 แสดงวงจรควบคุม
แบบอัตราส่วนและอินทิกรัล โดยมีไอซีเบอร์ SAS 231W , LF3140 และ
CA3080 เป็นวงจรควบคุมกระแส และ ไอซีเบอร์ LF 353N เป็นวงจรควบคุม
แบบอัตราส่วนและอินทิกรัล

พิจารณาวงจรควบคุมกระแส ไอซีเบอร์ SAS 231W เป็นวงจรตรวจจذب
สนามแม่เหล็กที่ให้แรงดันที่ขาออก เป็นสัดส่วนกับสนามแม่เหล็กที่ผ่านตัวมัน โดยเรา
สามารถปรับเกณฑ์การแปลงสนามแม่เหล็กเป็นแรงดันโดยการปรับ VR1 ส่วน VR2
เป็นตัวปรับแรงดันออฟเซตให้ได้เท่ากับ 0 เมื่อไม่มีสนามแม่เหล็กไหลผ่าน แรงดัน
ที่แปลงตามสนามแม่เหล็กนี้จะถูกผ่านให้กับ ไอซี LF 3140 ซึ่งเป็นออปแอมป์ที่จัด
วงจรเป็นอินเวอร์ตติ้งแอมป์ โดยใช้ไอซีเบอร์ LF 3140 ซึ่งมีภาคอินพุตเป็นเฟลท
และมีแรงดันเอาต์พุตที่สวิงในช่วงบวกลบได้กว้างจนถึงเท่ากับแรงดันแหล่งจ่ายที่ป้อนให้กับ
ตัวมัน มี VR3 เป็นความต้านทานแบบปรับค่าได้ที่ปรับเกณฑ์การขยายของอินพุต
ในการปรับแต่งเพื่อใช้งาน เราจะต้องปรับ VR3 ให้เอาต์พุตมีค่าเท่ากับ V_{cc}
เมื่อกระแสที่เราต้องการควบคุมมีค่าสูงสุด โดยจะได้แรงดันเอาต์พุตที่ขา 6 ของ
ไอซี LF 353N เท่ากับเกณฑ์ขยายของไอซี SAS 231W , LF 3140 และ 1_ คู่กัน



รูปที่ 4.9 แสดงวงจรควบคุมแบบอัตราส่วนและอินทิเกรชัน ,PI control และแสดงวงจรควบคุมป้อนกลับของกระแส(Current control)

$$V_o = K_1 K_2 I_{in} \quad \dots (4.4)$$

โดย $K_1 = V_o / I_{in}$ ของ IC2

$$K_2 = V_o / V_1 \text{ ของ IC2}$$

แรงดันที่ได้จากไอซี LF 3140 นี้จะเป็นแรงดันจาก 0 ถึง V_{CC} (หรือ 0 ถึง 12 V) จะถูกลดทอนกระแสแสงโดย VR5 และป้อนเข้าขาควบคุมของ ไอซี CA3080 , ไอซี CA3080 ซึ่งเป็นไอซีแบบทรานคอนดักแตนซ์แอมพลิไฟร์, OTA (Operational Transconductance Amplifiers) ซึ่งโดยปกติ เกณฑ์ขยายของมันจะเป็นไปตามสมการ 3.6 , 3.7 ดังรูปวงจรมูลฐานของ OTA ในรูป 3.11

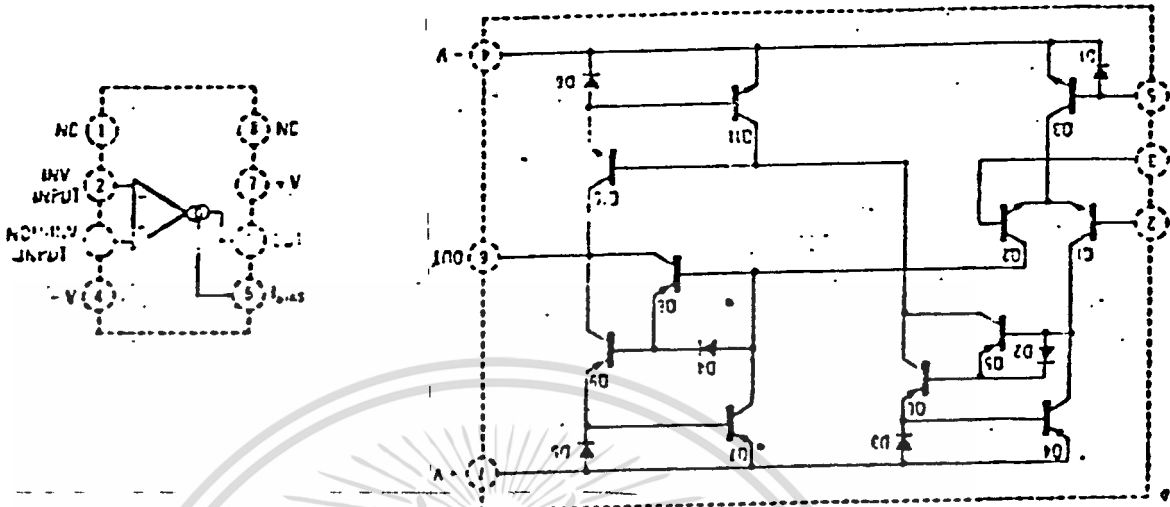
$$\begin{aligned} I_o &= g_m (V_1 - V_2) \\ &= 20 I_{bias} (V_1 - V_2) \end{aligned}$$

เมื่อ V_1 และ V_2 เป็นแรงดันที่ขั้วเข้าเอ๊าท์พุทของ OTA

g_m เป็นเกณฑ์ขยายของระบบ

I_o เป็นกระแสที่ได้จากเอ๊าท์พุท

I_{bias} เป็นกระแสควบคุมที่ขาควบคุม



รูปที่ 4.10 ก) วงจรภายใน OTA ข) วงจรพื้นฐานของ OTA

จากสมการ 3.7 จะเห็นว่าเราสามารถควบคุมอัตราขยายของระบบ โดยการเปลี่ยนค่ากระแสควบคุมหรือกระแสไบอัส (I_{bias}) นั้นหมายถึงกระแสที่ได้จาก เอ้าท์พุท I_o จะมีค่าแปรตามกระแสไบอัส โดยตรงเมื่อคงที่ กระแส I_o นี้จะถูกนำไปเปลี่ยนเป็นแรงดันโดยให้กระแสไหลผ่านความต้านทานคงที่ ดังนั้นเราจะ ได้เกนที่ขยายของระบบเป็น

$$V_o = 2OR_{1,2} \cdot I_{bias} \cdot (V_1 - V_2) \quad \dots (4.7)$$

โดย I_{bias} เป็นตัวกำหนดเกนที่ขยายของตัว OTA

ในการใช้งานจริง เราสมมติว่า V_o จากไอซี SAS 231W มีค่า สูงสุดเมื่อกระแสอาร์เมเจอร์มีค่าสูงสุด ตามที่เรากำหนดที่กระแสสูงสุดนี้จะต้องทำให้ เกนที่ขยายของ OTA เป็นศูนย์ หรือ $I_{bias} = 0$ จากรูป 3.11

$I_{B,100} = 0$ ได้ต่อเมื่อ V_o ของ IC6 เท่ากับ 0.7 โวลท์หรือต่ำกว่า แรงดันตกคร่อมรอยต่อของวงจรกระแสค้ำที่ขา $I_{B,100}$ ของไอซี CA 3080

ส่วนในสภาวะปกติที่กระแสอาร์เมเจอร์ปกติ แรงดันที่ได้จากไอซี LF 3140 จะต้องทำให้เกิด $I_{B,100}$ ในระดับที่ทำให้เกณฑ์การขยายของ OTA เท่ากับ 1

$$V_o/V_i = 20R_1 \cdot I_{B,100} = 1$$

หรือ
$$I_{B,100} = 1/(20 \cdot R_1) \quad \dots (4.8)$$

โดยที่ในวงจร R_1 สามารถปรับได้ โดยการปรับ VR8 และ $I_{B,100}$ ก็ปรับได้เช่นกันโดย VR5 เพื่อการปรับระบบควบคุมสามารถทำได้ง่าย

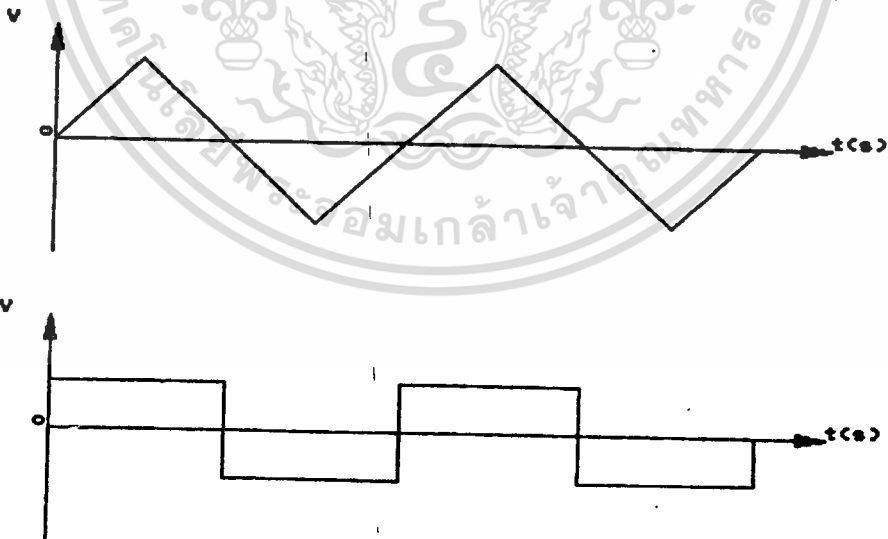
สำหรับวงจรจำกัดแรงดันและวงจรควบคุมแบบอัตราส่วน (Proportional Control) กระทำโดยไอซี LF 353N ระดับแรงดันเอาต์พุตจะถูกควบคุมให้อยู่ในช่วง -10 ถึง +10 โวลท์ เท่านั้น และเกณฑ์ขยายของระบบสามารถปรับได้ด้วย VR6 แรงดันที่ได้นี้จะถูกนำไปอินทิเกรตด้วยวงจรออปแอมป์ ที่จัดวงจรเป็นวงจรอินทิเกรตเตอร์ ไอซี LF 353N,B เพื่อลดผลการผิดพลาดต่อการเปลี่ยนแปลงชั่วขณะซึ่งให้ระบบทำงานโดยไม่มีเสถียรภาพ ควบคุมแบบอัตราส่วนและอินทิเกรตชัน (PI-Control) นี้ใช้ออปแอมป์คู่ในตัวถึงเดียวกันเบอร์ LF-353N ซึ่งมีอินพุตเป็น J-FET และมีอินพุตอินพีแดนซ์สูงมาก มีช่วงแรงดันสวิงที่กว้าง แรงดันที่ผ่านการควบคุมแบบอัตราส่วนและอินทิเกรตชันนี้ จะถูกนำไปควบคุมเกณฑ์อีกครั้ง โดยไอซี CA3080 ซึ่งเป็นวงจรควบคุมกระแสอาร์เมเจอร์ ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว

จากการทดลองความเป็นเชิงเส้นของวงจรควบคุมกระแส ได้กระทำ โดยแสดงวงจรทดลองดังในรูป 4.11 a)

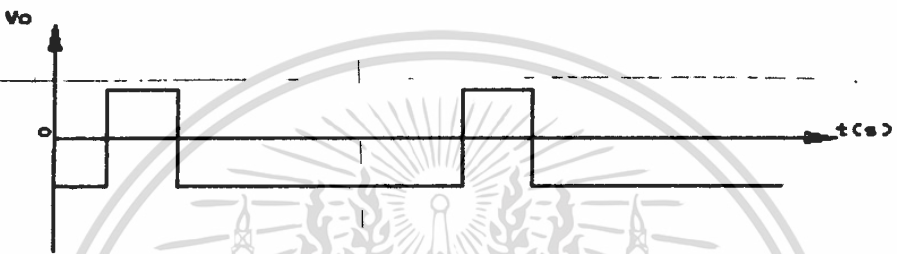
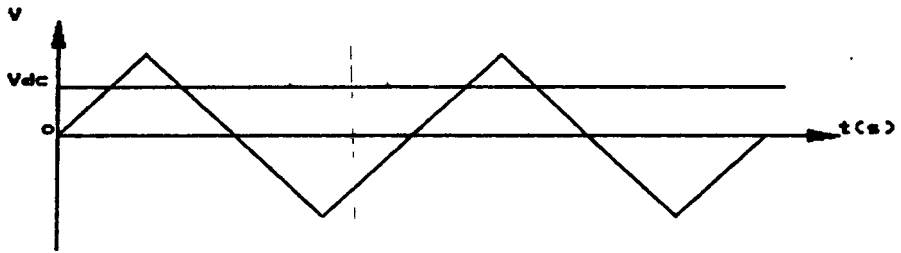
บทที่ 5

การสร้างคลื่นพัลส์บวลิวเอ็ม (Pulse width modulation), PWM

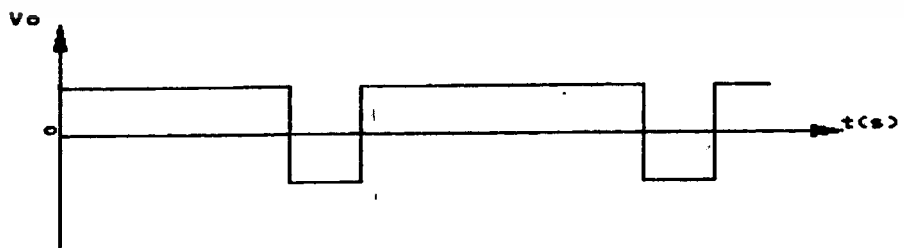
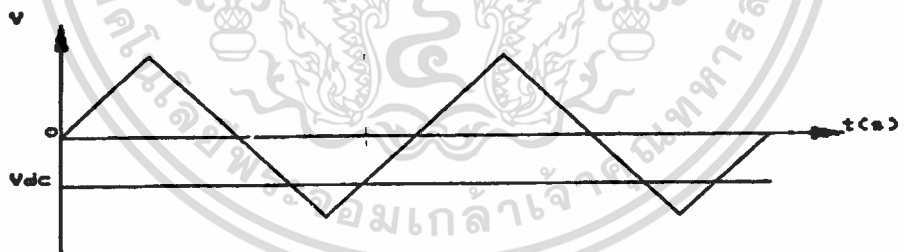
การสร้างคลื่นพัลส์บวลิวเอ็มของโครงงานนี้ จะสร้างคลื่นพัลส์บวลิวเอ็ม โดยใช้คลื่นฟันเลื่อย (TRIANGLE) เป็นคลื่นพาหะ ไปเปรียบเทียบกับแรงดันดิซี คลื่นฟันเลื่อยนี้จะมี ความถี่ 20 KHz และแรงดันดิซีนี้จะได้จากวงจรควบคุมอัตราส่วน และอินทิเกรชัน ซึ่งจะ มีผลทำให้ดิวตี้ไซเคิล (duty cycle) ของคลื่นพัลส์บวลิวเอ็ม มีค่าเปลี่ยนไป ในขณะที่ แรงดันดิซีเท่ากับศูนย์ จะทำให้ดิวตี้ไซเคิลเท่ากับ 50 เปอร์เซ็นต์ ดังรูปที่ 5.1 ก) ถ้า แรงดันดิซีมีค่ามากกว่าศูนย์ จะทำให้ดิวตี้ไซเคิลน้อยกว่า 50 เปอร์เซ็นต์ ดังรูปที่ 5.1 ข) และถ้าแรงดันดิซีมีค่าน้อยกว่าศูนย์ จะทำให้ดิวตี้ไซเคิลมีค่ามากกว่า 50 เปอร์เซ็นต์ ดังรูป 5.1 ค)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปที่ 5.1 ก) เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.1 ข)



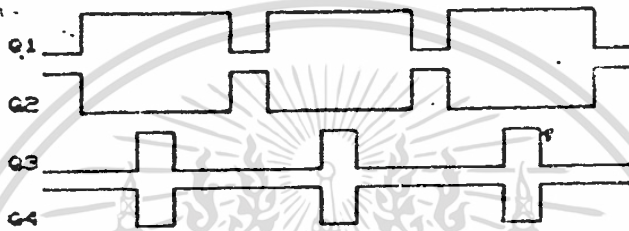
รูปที่ 5.1 ค)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหมุนมอเตอร์ในทิศทางตามเข็มนาฬิกา

สำหรับการหมุนมอเตอร์ในทิศทางตามเข็มนาฬิกาเราจะใช้ ดิวตี้ไซเคิลประมาณ 75 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งการทำงานจะเป็นดังรูป 5.2

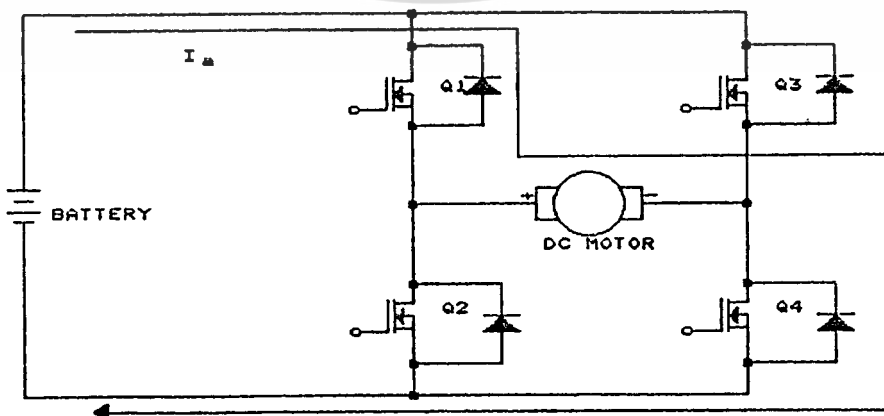


รูปที่ 5.2

การทำงานจะแบ่งออกเป็น 4 ช่วงคือ

ในช่วงที่ 1 เมื่อ Q_1 และ Q_4 ทำงาน จะทำให้กระแสไหลผ่านดังรูป

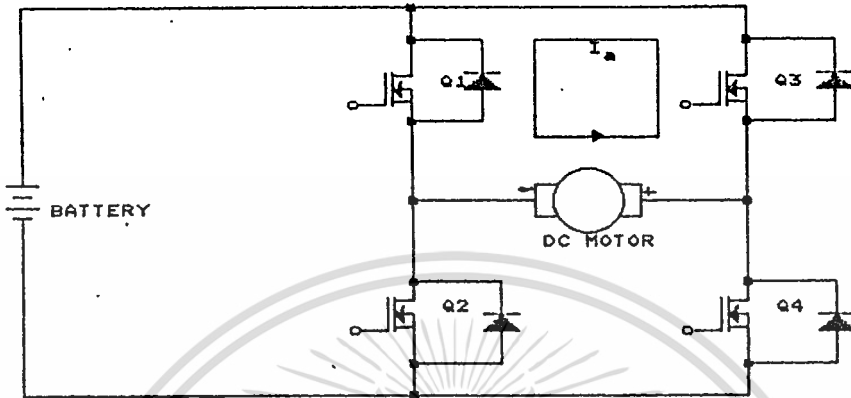
5.3 ก) ซึ่งจะทำให้มอเตอร์หมุนทิศทางตามเข็มนาฬิกา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่รูปที่ 5.3 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

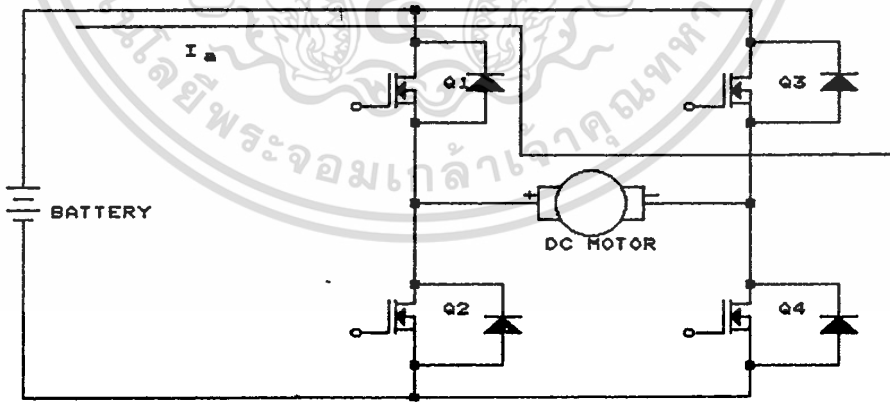
ในช่วงที่ 2 เมื่อ Q_1 กับ Q_2 ทำงานจะทำให้มีกระแสไหลวนรอบ ดังรูป

5.3 ข)



รูปที่ 5.3 ข)

ในช่วงที่ 3 เมื่อ Q_1 กับ Q_4 ทำงานจะเหมือนกับในช่วงที่ 1 ดังรูป 5.3 ค)

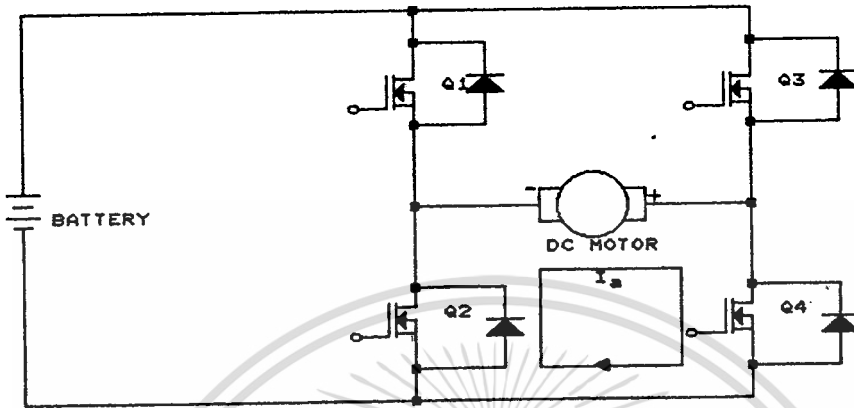


รูปที่ 5.3 ค)

ในช่วงที่ 4 เมื่อ Q_2 กับ Q_3 ทำงานจะทำให้มีกระแสไหลวนรอบ ดังรูปที่

5.3 ง)

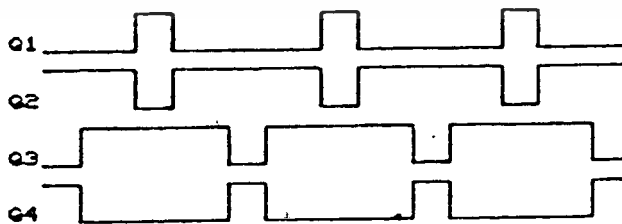
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 ง)

การหมุนของมอเตอร์ในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา

จะทำให้ Q_2 กับ Q_3 จะมีตัวไดโอด 75 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งการทำงานจะมีไฮเคิล ดังรูป 5.4

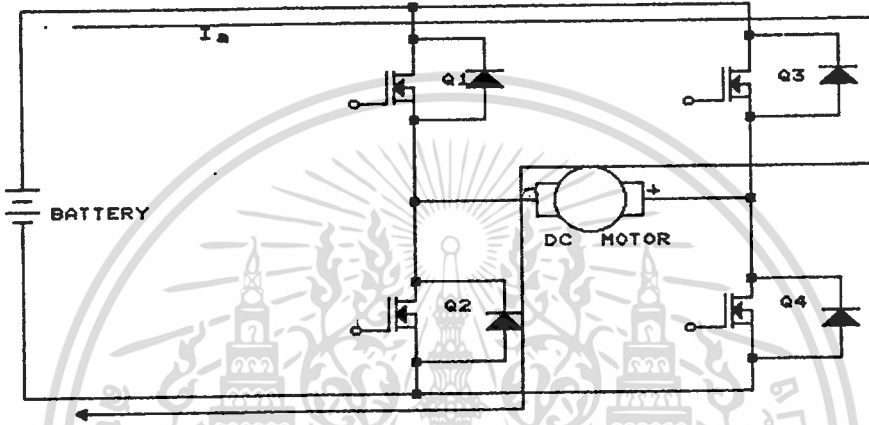


รูปที่ 5.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานจะแบ่งออกเป็น 4 ช่วงคือ

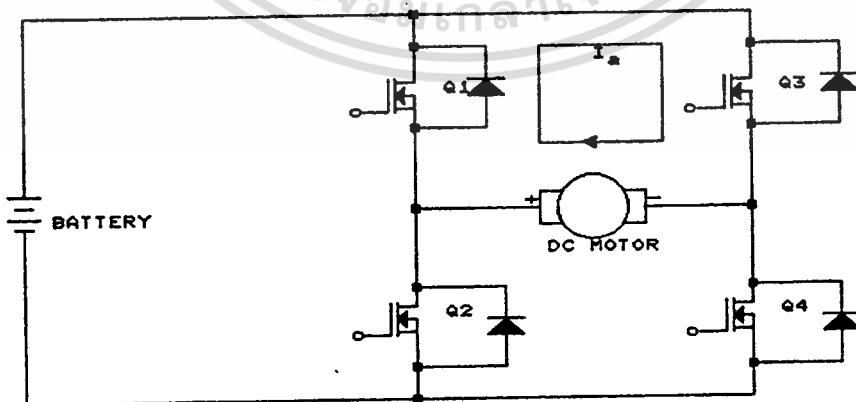
ในช่วงที่ 1 เมื่อ Q_1 และ Q_2 ทำงาน จะทำให้กระแสไหลในทิศทางกลับทิศทางกับในขณะหมุนทิศตามเข็มนาฬิกา ซึ่งจะทำให้เกิดการหมุนทิศทางทวนเข็มนาฬิกา ซึ่งแสดงในรูป 5.5 ก)



รูปที่ 5.5 ก)

ในช่วงที่ 2 เมื่อ Q_1 และ Q_4 ทำงาน จะทำให้กระแสไหลวนรอบดังรูป

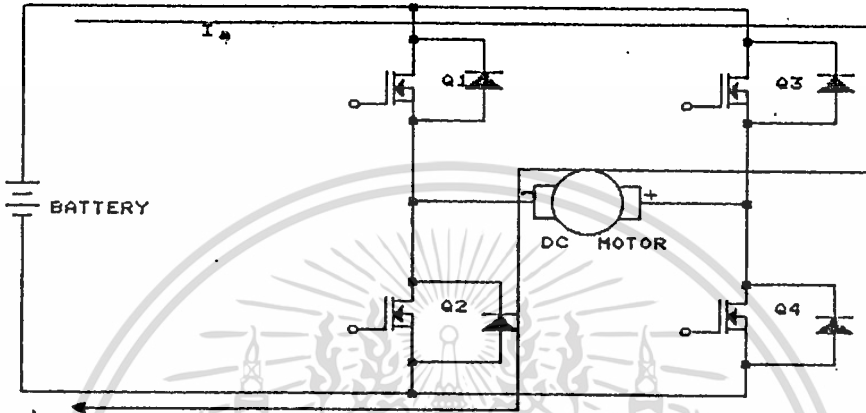
5.5 ข)



รูปที่ 5.5 ข)

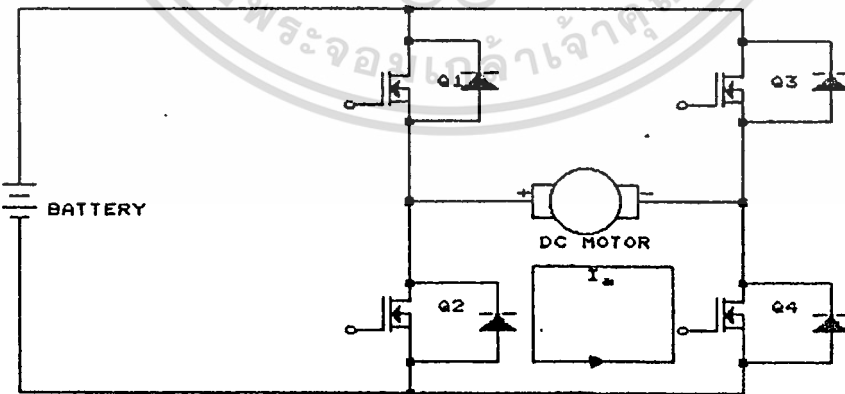
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในช่วงที่ 3 เมื่อ Q_2 และ Q_3 ทำงาน จะทำงานเหมือนกับช่วงที่ 1 แสดงในรูป 5.5 ค)



รูปที่ 5.5 ค)

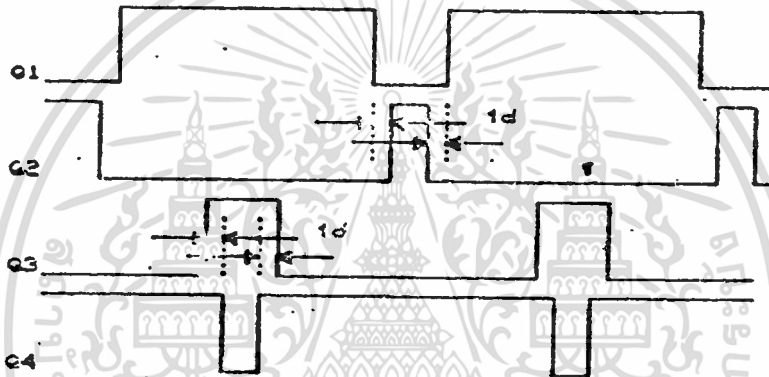
ในช่วงที่ 4 เมื่อ Q_2 และ Q_4 ทำงาน ทำให้เกิดกระแสไหลวนรอบดั่งรูป 5.5 ง)



รูปที่ 5.5 ง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางปฏิบัติ Q_1 กับ Q_2 และ Q_3 กับ Q_4 ทำงานพร้อมกันไม่ได้ เพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจร ดังนั้นจึงต้องมีการโอเวอร์แลป(over lap) กันอยู่เล็กน้อย ซึ่งเราเรียกว่า เดดไทม์(Dead time) จะทำได้โดยการทำให้คลื่นฟันเลื่อย เลื่อนระดับขึ้นลงในระดับที่เท่ากัน ก็จะทำให้มีเดดไทม์เกิดขึ้น ซึ่งค่านี้เราจะกำหนดให้มีค่าประมาณ 5-10 เปอร์เซ็นต์ของไซเคิลซึ่งเวลาเดดไทม์จะแสดงในรูป 5.6



รูปที่ 5.6

การทำงานของวงจรกำเนิดคลื่น

เราจะใช้ไอซี 4046 เป็นตัวสร้างคลื่นสี่เหลี่ยม โดยกำหนดแรงดันอินพุตที่ขา 9 ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดความถี่ให้ได้ 20 KHz แล้วใช้ไอซี LF347N เป็นตัวเปลี่ยนจากคลื่นสี่เหลี่ยม เป็นคลื่นฟันเลื่อยเพื่อ ส่งไปยังวงจรเปรียบเทียบสัญญาณหนึ่ง

สำหรับวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ เป็นการนำแรงดันดิฟเฟอเรนเชียลจากวงจรควบคุมอัตราส่วนและอินทิเกรชันมาเปรียบเทียบกับ LF347N และสำหรับ Q_1 กับ Q_2 จะเหมือนกัน แต่ Q_3 จะมีการยกระดับคลื่นฟันเลื่อยด้วยไอซี LM741 และ Q_4 กับ Q_2 จะเหมือนกันแต่กลับเฟสกับ Q_1 และ Q_3 จะยกระดับคลื่นมาเหมือนกันด้วย LM741 เช่นกันซึ่งจะเกิดเดดไทม์นั่นเอง

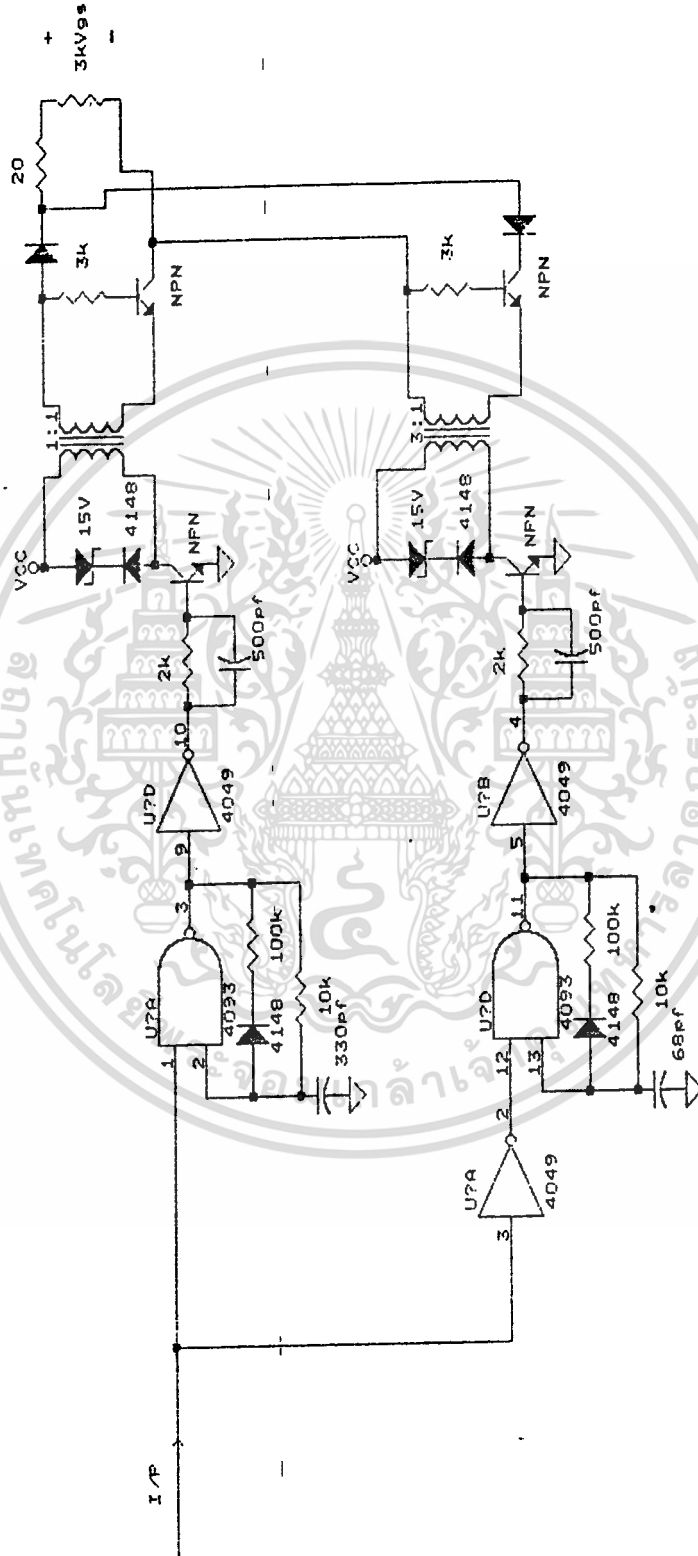
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6**วงจรขับและวงจรกำลัง**การทำงานของวงจรขับ

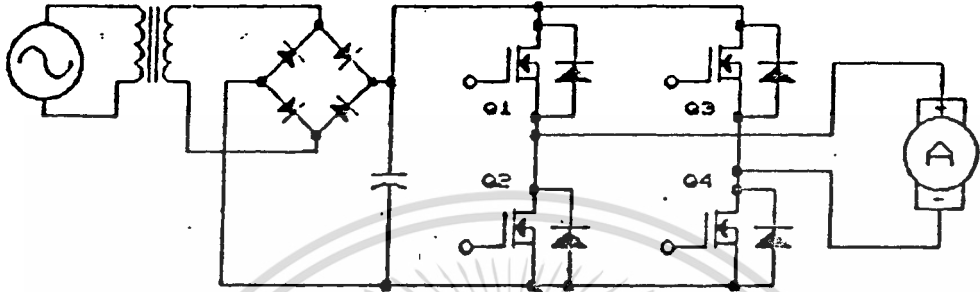
โดยการป้อนสัญญาณพัลส์บลิวเอ็ม ที่ได้จากการสร้างสัญญาณจากวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ จากสัญญาณพื้นเหลี่ยม (Triangle) กับสัญญาณคี่ซี มาสร้างสัญญาณสวิทช์ซึ่งที่รวดเร็ว และมีความถี่สูง ซึ่งความถี่นี้จะกำหนดโดยตัวเก็บประจุที่ขา 2 ของ 4093 และจะมีสัญญาณที่ผ่านอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ที่ขา 3 ของ 4049 และออกจากขา 2 ไปยัง ไอซีเบอร์ 4049 เพื่อสร้างสัญญาณสวิทช์ซึ่งเช่นกัน แต่จะเคลื่อนเฟสไป 180 แล้วจะผ่านไปยังหม้อแปลงชนิดฟลักซ์อัตราส่วน 1:1 จะได้สัญญาณเหมือนทางทฤษฎีซึ่งเป็นสัญญาณสวิทช์ซึ่งมีทั้งบวกและลบจะถูกรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 เป็นตัวตัดสัญญาณด้านลบออกซึ่งจะนำไปรวมกับสัญญาณที่เลื่อนเฟสไป 180 ซึ่งจะผ่านหม้อแปลงชนิดฟลักซ์ อัตราส่วน 3:1 จะได้โวลเตจออกมาลดลง จะนำผลที่ได้รวมกับข้างต้น ซึ่งจะนำสัญญาณนี้ไปป้อนขาเกตอีกทีหนึ่ง

การเลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟต

ในการพิจารณาเลือกใช้มอสเฟตเป็นสวิทช์ เพื่อใช้ในการควบคุมแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์นั้นจะต้องคำนึงถึงแรงดันสูงสุด กระแสที่ใช้งานในภาวะปกติ และสูงสุดที่คาดว่าจะเกิดขึ้น และกำลังงานสูญเสียที่จะเกิดขึ้นกับตัวมอสเฟต ซึ่งค่าต่างๆ เหล่านี้จะขึ้นอยู่กับขนาดของโหลด ซึ่งต้องพิจารณาจากวงจรกำลังและคลื่นพัลส์วิคมอดคูเลชั่น ที่ป้อนให้มอสเฟตแต่ละตัว



รูปที่ 6.1 วงจรขั้วบวกเวอ์มอดเพ



รูปที่ 6.2 แสดงวงจรกำลัง

กระแสที่เกิดขึ้นได้สูงสุดจะเกิดขึ้นในขณะที่มีมอเตอร์ได้รับคำสั่งให้หมุนกลับทิศทางทันทีทันใด เพราะว่ามีมอเตอร์ต้องการกำลังมากเพื่อที่จะเอาชนะแรงที่ก้ำกึ่งหมุนอีกทิศทางหนึ่ง

ในโครงการนี้เราใช้มอเตอร์ขนาด 2 แรงม้า มีความต้านทานอาร์เมเจอร์เท่ากับ 2.7 โอห์มและแรงดัน อาร์เมเจอร์เท่ากับ 150 V

$$I_{MAX} = (E+E_{\text{u}}) / R_{\text{u}} \quad \text{แอมแปร์}$$

$$I_{MAX} = (150+150) / 2.7 = 111.11 \quad \text{แอมแปร์}$$

จะเห็นได้ว่ามีโอกาที่จะเกิดกระแสสูงถึง 111.11 แอมแปร์ แต่กระแสนี้เป็นกระแสกระชากชั่วขณะซึ่งเป็นเหตุให้มอเตอร์เสียหายได้ ดังนั้นเราจึงต้องพิจารณากระแสสูงสุดของมอเตอร์ที่ทนได้

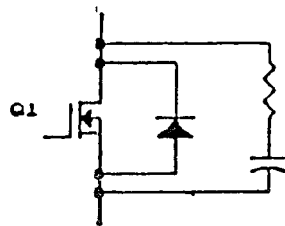
ส่วนกระแสสตาร์ทมอเตอร์ ซึ่งเป็นกระแสกระชากชั่วขณะเหมือนกัน ก็จะ
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
หาได้จาก ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{\text{max}} = E/R_u \quad \text{แอมแปร์}$$

$$I_{\text{max}} = 150/2.7 = 55.55 \quad \text{แอมแปร์}$$

แต่เพราะว่ามอสเฟทมีราคาสูงมาก ดังนั้นในการพัฒนานี้จึงทดลองที่แรงดันไม่ถึงแรงดันที่พิกัดของมอเตอร์ โดยเลือกใช้มอสเฟทเบอร์ MTM15N50 สามารถทนแรงดันไฟตรงได้ 500 โวลต์ ทนกระแสสูงสุด 65 แอมป์ และทนกระแสไฟตรงต่อเนื่องได้ 15 A ดังนั้นจึงป้อนแรงดันไฟ้ามอเตอร์ 80 โวลต์ ซึ่งจะทำให้เกิดกระแสสูงสุดชั่วขณะ 59.26 แอมป์

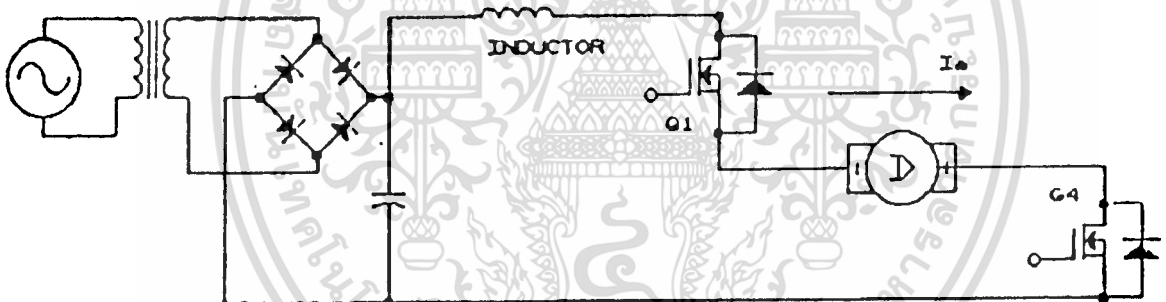
สำหรับขนาดของแรงดันมอสเฟทนั้นจะถูกกำหนดโดยแรงดันของแหล่งจ่ายไฟ โดยในวงจรแบบลิเนียร์มักใช้ค่าทนแรงดันเท่ากับสองเท่าของแรงดันแหล่งจ่ายไฟ แต่ในวงจรสวิทช์ซิ่งนั้น ควรจะเลือกค่าทนแรงดันของมอสเฟทเท่ากับ สามเท่าของแหล่งจ่ายไฟซึ่งมอสเฟทเบอร์ MTM15N50 ก็สามารถทนได้ นอกจากขนาดของแรงดันแหล่งจ่ายไฟเป็นตัวกำหนดคคแล้ว ยังมีแรงดันที่มีโอกาสเกิดขึ้นได้สูงสุดที่ขั้วเดรนซอร์ส เรียกว่าแรงดันสไปค์ (Sprike voltage) เราสามารถลดแรงดันสไปค์ได้โดยต่อวงจร snubber (Snubber) คร่อมขั้วเดรนซอร์ส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
รูปที่ 6.9 แสดงการต่อวงจร snubber ในวงจร

การป้องกันกระแสลัดวงจร

ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว การระแสสูงสุดนี้จะมีโอกาสเกิดขึ้นในขณะที่มอเตอร์ได้รับคำสั่งให้กลับทางอย่างทันทีทันใด และถึงแม้ว่าจะมีการป้องกันทางกระแสก็ตาม แต่วงจร ก็มีค่าหน่วงเวลาเหมือนกัน ซึ่งอาจทำให้การป้องกันได้ไม่ทัน โดยวิธีง่าย ๆ ที่จะป้องกันกระแสลัดวงจรด้วยการต่ออินดักเตอร์ค่าที่ เหมาะสมอนุกรมกับแหล่งจ่ายไฟในที่นี้ค่าประมาณ 4 mH



รูปที่ 6.4 แสดงวงจรป้องกันกระแสลัดวงจรชั่วคราว

วงจรสับเบอร์

วงจรสับเบอร์ จะทำหน้าที่ดูดกินพลังงานจากการคายพลังงานของขดลวด (Voltage suppression) เมื่อมอสเฟตหยุดการทำงาน (turn off) และลดแรงดันสไปด์ที่เกิดขึ้น

สำหรับการหาค่าคาร์ปาซิเตอร์ (C_u) และค่าความต้านทาน (R_u) ในวงจรสับเบอร์ สามารถหาได้จากการพิจารณาขนาดกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านมอสเฟต และขนาดแรงดันที่ป้อนให้กับวงจร โดยขณะที่มอสเฟตเทิร์นออฟอย่างรวดเร็ว กระแสจะไหลเข้ามาประจุที่คาร์ปาซิเตอร์ C_u

$$C_u = I_L \cdot t_{off} / 2 * V_u \quad \dots (6.1)$$

เมื่อ I_L = กระแสไหลดที่ไหลผ่านมอสเฟต

t_{off} = เวลาในการเทิร์นออฟ

V_u = แรงดันของแหล่งจ่าย

แรงดันที่ประจุคาร์ปาซิเตอร์ในช่วงเทิร์นออฟนี้ จะคายพลังงานออกผ่าน R_u เข้าสู่มอสเฟต ในช่วงการเทิร์นออน ซึ่งจะเปลี่ยนพลังงานที่คายออกมาเป็นไปในรูปความร้อนเข้าสู่ R_u ซึ่งจะหาค่า R_u ได้จาก

$$R_u \leq t_{on} / 3 \cdot C_u \quad \dots (6.2)$$

ดังนั้น เราป้อนแรงดันแหล่งจ่ายไฟเท่ากับ 80 โวลต์ ซึ่งทำให้มีกระแสสูงสุด มีค่า 59.25 แอมป์ ในสภาวะกลับทิศทางการหมุน และเวลาในการเทิร์นออฟเท่ากับ 200 ns หา

$$C_{\text{u}} = (59.25 * 0.2 \text{ } \mu\text{s}) / 2 * 80 \quad \text{ฟารัด}$$

$$= 0.074 \quad \text{ไมโครฟารัด}$$

ดังนั้นเราเลือกใช้ $C_{\text{u}} = 0.1$ ไมโครฟารัด 630 โวลต์

ขณะ t_{on} ซึ่งจะมีค่าต่ำสุดเป็นศูนย์ก็ได้ แต่เราจะให้เท่ากับ 5 x ของคาบเวลาของพัลส์ที่ดับบลิวเอ็ม

$$t_{\text{on}} = 0.05 / 20 \text{ KHz} \quad \text{วินาที}$$

$$t_{\text{on}} = 2.5 \quad \text{ไมโครวินาที}$$

ดังนั้น

$$R_{\text{u}} \leq (2.5 \text{ } \mu\text{s}) / (3 * 0.1 \text{ } \mu\text{F}) \quad \text{โอห์ม}$$

$$\leq 8.33 \quad \text{โอห์ม}$$

ดังนั้น เลือกใช้ $R_{\text{u}} = 5$ โอห์ม

พิจารณาพลังงานสะสมใน C_{u} ที่คายให้ R_{u} ซึ่งแปลงออกมาในรูปความร้อน (P)

$$P = (1/2) * V_{\text{u}}^2 * C_{\text{u}} * f$$

$$= (3 * V^2 * C_{\text{u}}) / 2T$$

... (6.3)

f คือความถี่ของการสวิตซ์ซิ่ง Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P = \{(80 \text{ V})^2 * (0.1 \text{ }\mu\text{F}) * (20 \text{ KHz})\} / 2$$

$$= 6.4$$

วัตต์

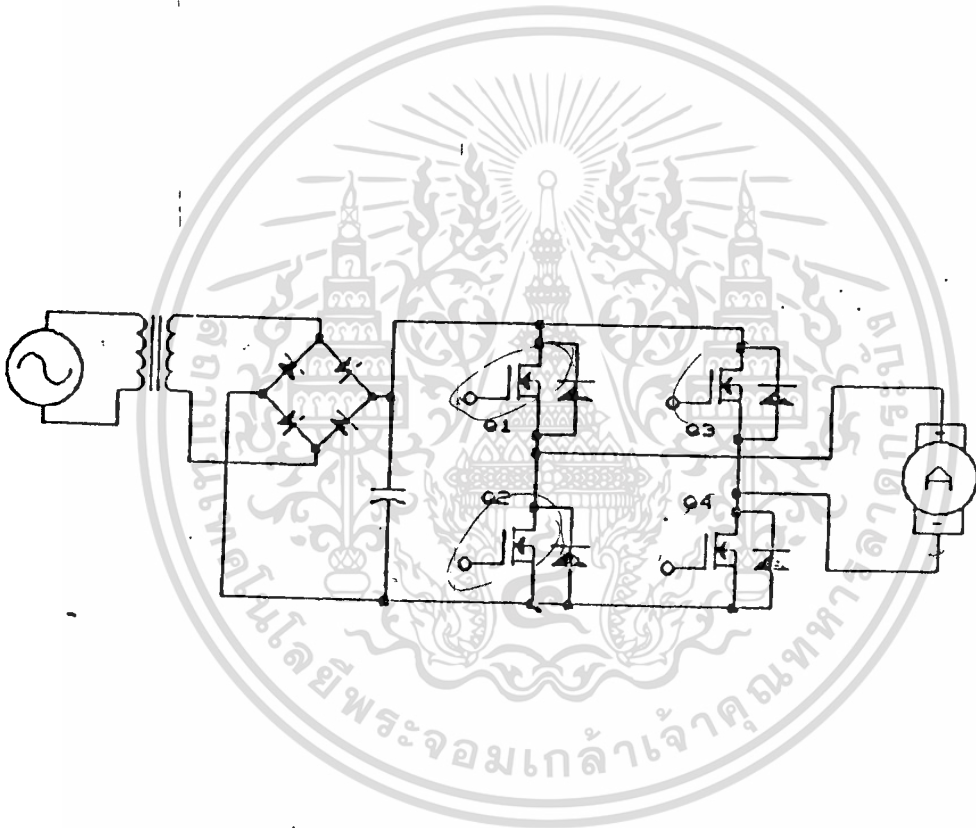
ดังนั้น เลือกใช้ ค่าความต้านทาน 250 โอห์ม 10 วัตต์ 10 ตัว ต่อ
ขนานกัน ซึ่งจะทำให้ได้ R_{Σ} เท่ากับ 25 โอห์ม รวม 100 W ถึงแม้ว่า
จะไม่ตรงกับค่าที่คำนวณไว้แต่จากการทดลองค่าความต้านทาน ณ. จุดนี้สามารถทำงานได้ดี



บทที่ 7

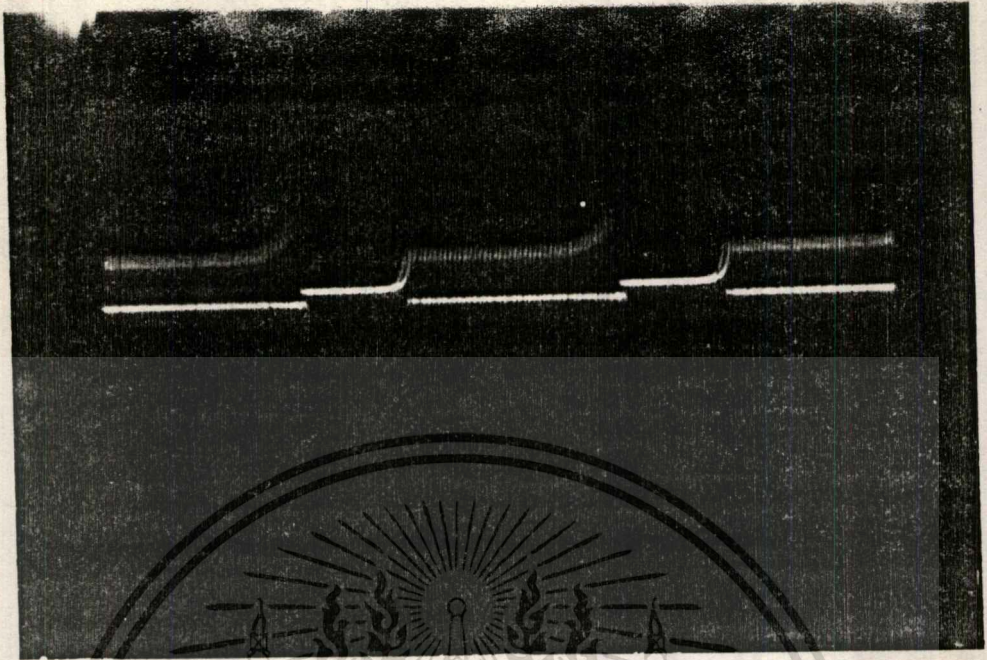
ผลการทดลอง

การทดลอง ได้ทำการต่อวงจรดังรูป 7.1 โดยป้อนแรงดันไฟตรง
80 โวลต์ให้กับวงจร

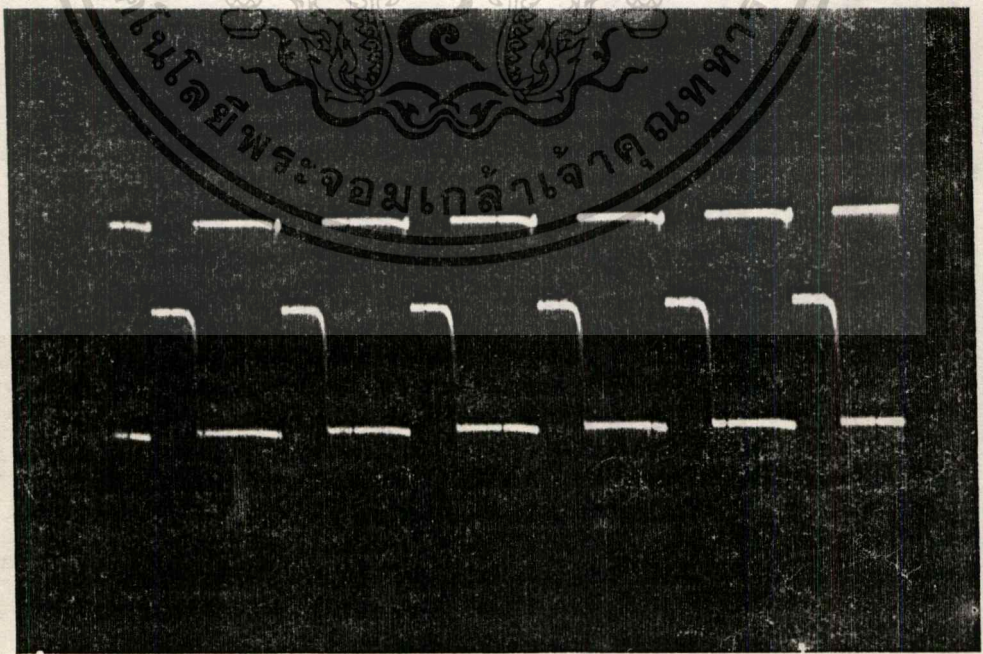


รูปที่ 7.1 วงจรหลักของการทดลอง

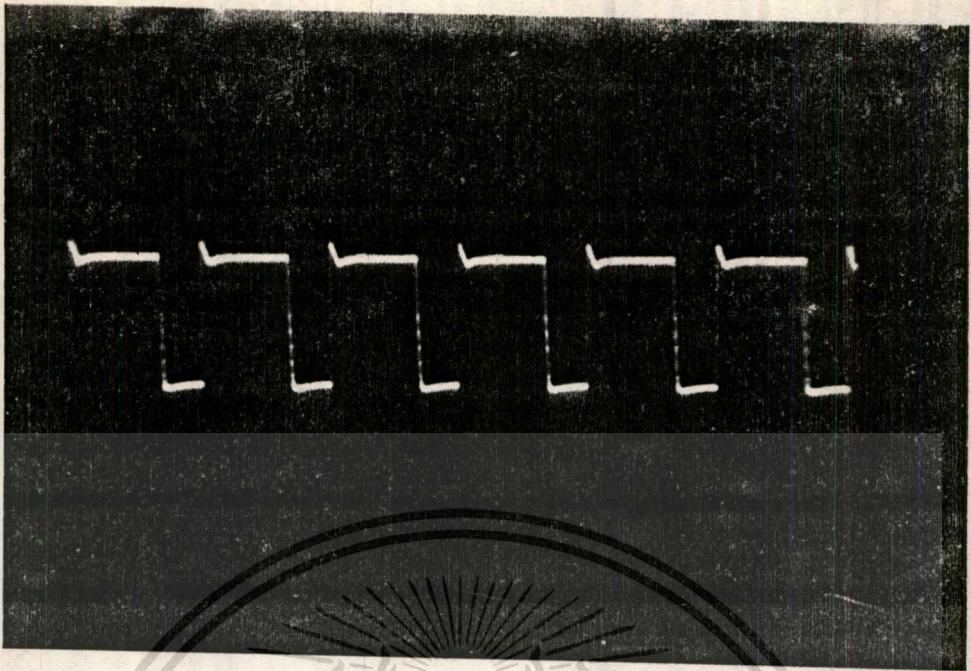
สำหรับการทดลอง — ส่วนของวงรีบวมสเฟทการตรวจจับทิศทางของการหมุน
ของมอเตอร์ ส่วนของการควบคุมความเร็วมอเตอร์สามารถแสดงได้ดังรูปและตาราง
ต่อไปนี้



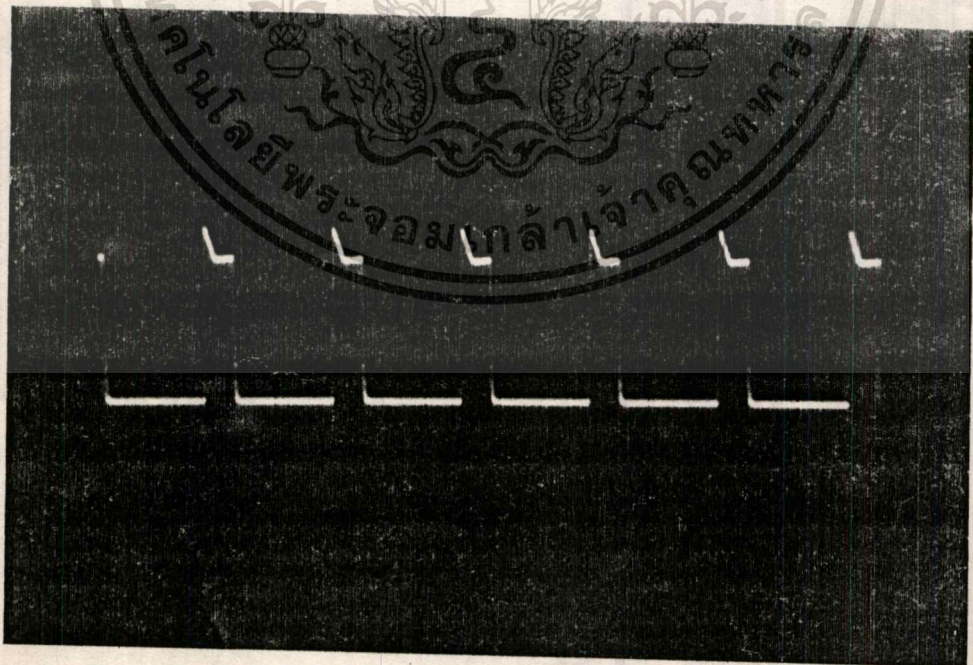
รูปที่ 7.2 แสดงโวลเตจคร่อมระหว่างขาเบสกับอิมิตเตอร์ของวงจรรับมอสเฟต
ที่ 5 V/DIV, 20 μ s



รูปที่ 7.3 แสดงโวลเตจคร่อมระหว่างขาคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์ของ
เอกสาร์นี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานเฉพาะเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้เป็นการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งวงจรรับมอสเฟตที่ 10 V/DIV, 50 μ s ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



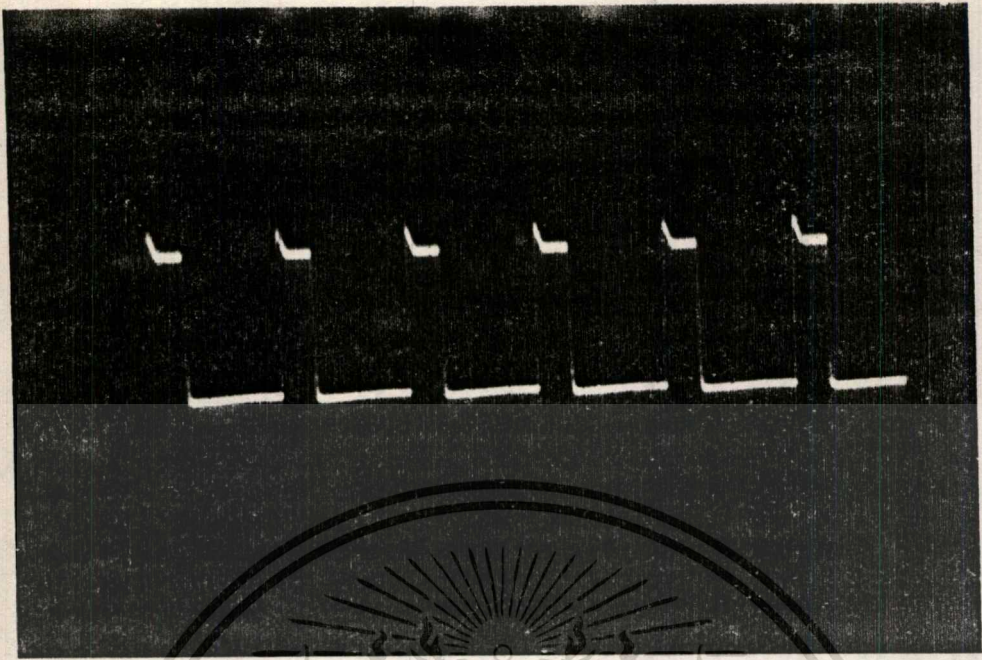
รูปที่ 7.4 แสดงโวลเตจคร่อมระหว่างขาเกตกับซอร์สของวงจรมอสเฟต
ตัวที่ 1 ที่ $10 \text{ V/DIV}, 50 \mu\text{s}$



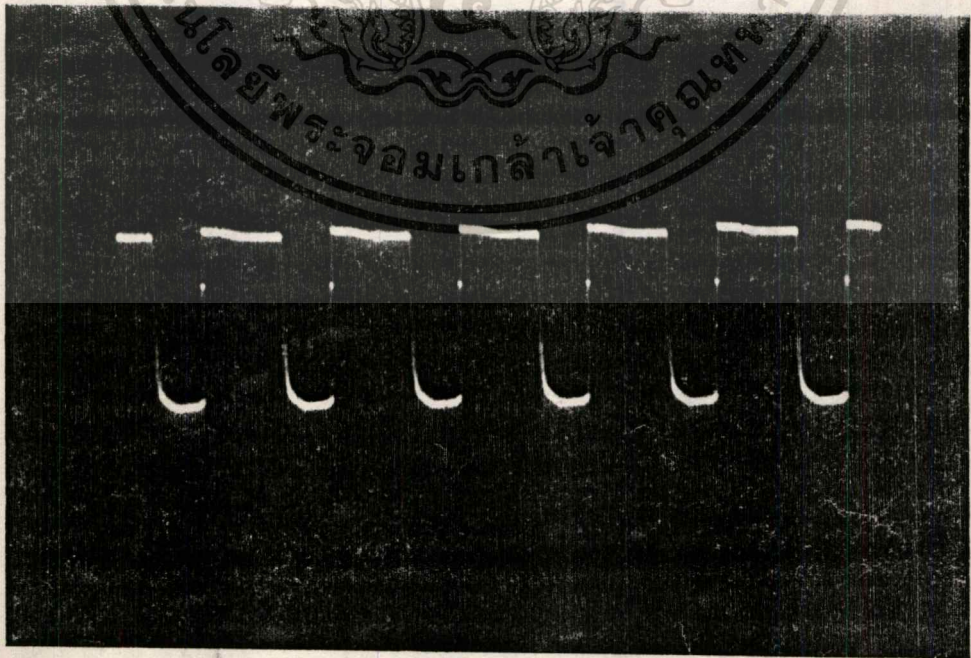
รูปที่ 7.5 แสดงโวลเตจคร่อมระหว่างขาเกตกับซอร์สของวงจรมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

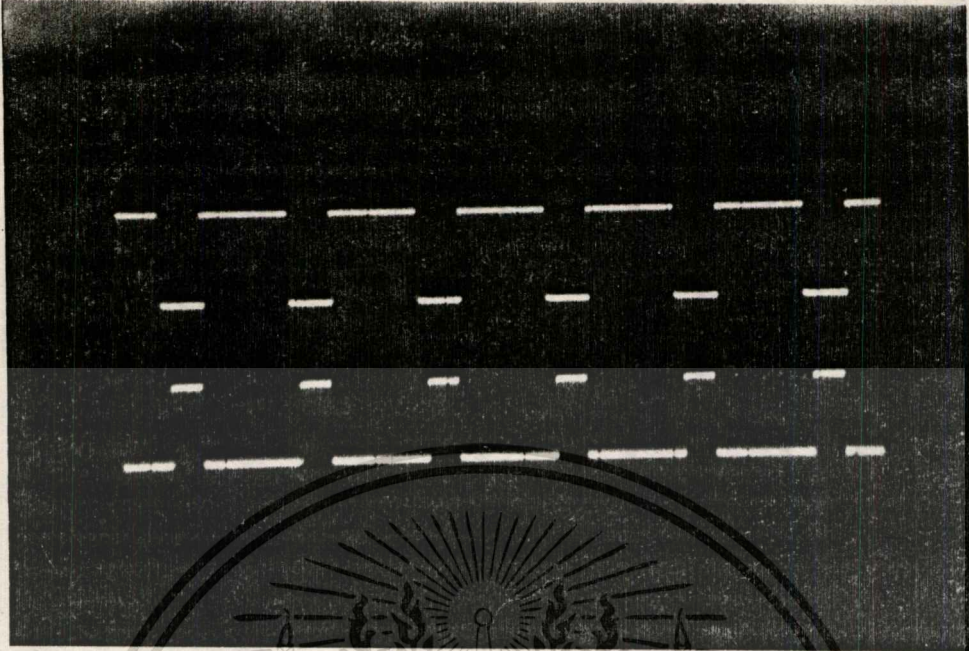
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



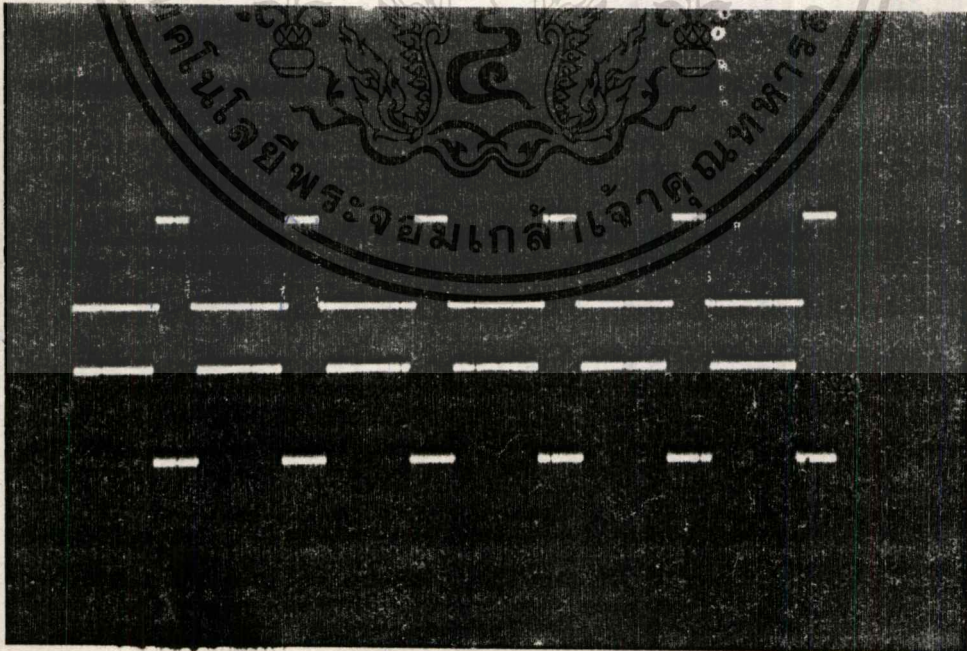
รูปที่ 7.6 แสดงโวลเตจคร่อมระหว่างขาเกตกับซอร์สของวงจรรับมอสเฟต
ตัวที่ 3 ที่ 10 V/DIV, 50 μ s



เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่วารณมิได้อะไรทั้งสิ้น อีตัวที่ 4 ที่ 10 V/DIV, 50 μ s

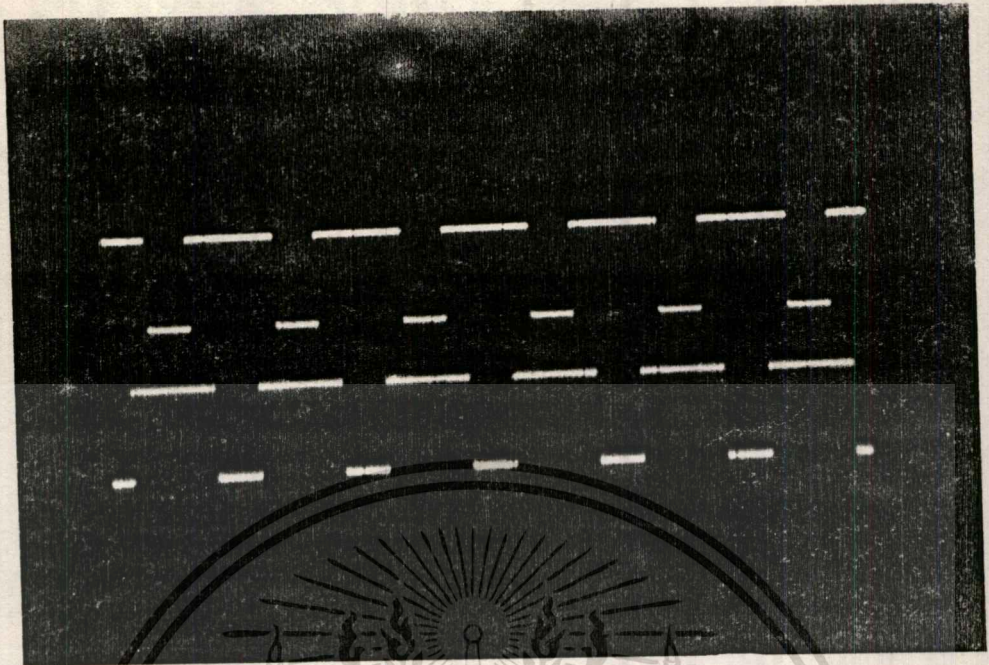


รูปที่ 7.8 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณที่ป้อนเข้าวงจรขั้วมอสเฟตระหว่าง
ตัวที่ 1 กับตัวที่ 2 (Q_1 กับ Q_2) ที่ 10 V/DIV, 50 μ s

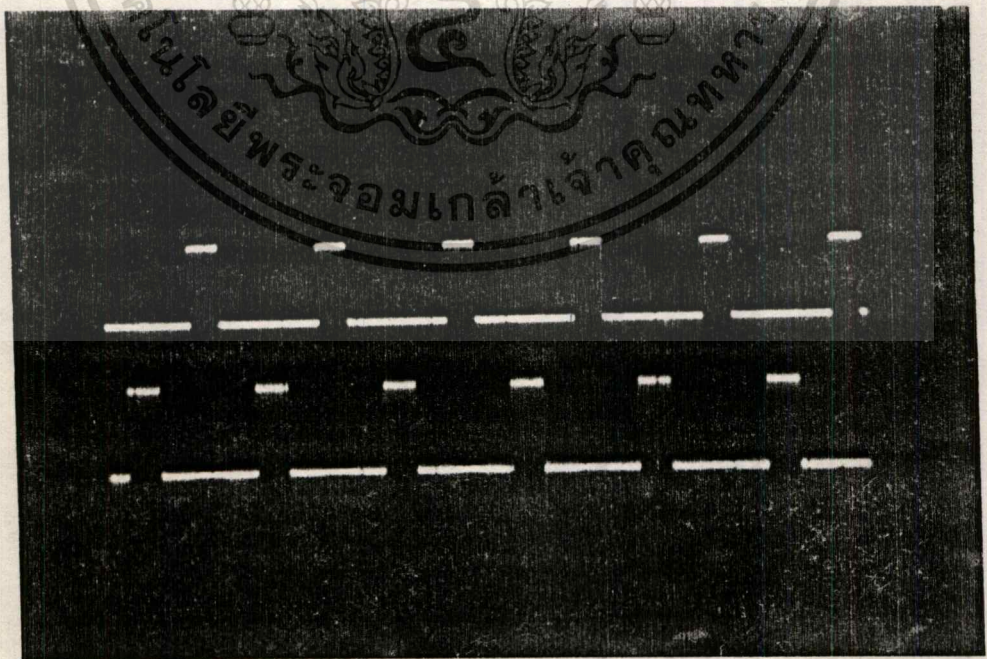


รูปที่ 7.9 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณที่ป้อนเข้าวงจรขั้วมอสเฟตระหว่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่วนตัวสำหรับงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ตัวที่ 3 กับตัวที่ 4 (Q_3 กับ Q_4) ที่ 10 V/DIV, 50 μ s
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.10 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณที่ป้อนเข้าวงจรนับมอสเฟทระหว่าง
ตัวที่ 1 กับตัวที่ 4 (Q_1 กับ Q_4) ที่ 10 V/DIV , $50 \mu\text{s}$



รูปที่ 7.11 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณที่ป้อนเข้าวงจรนับมอสเฟทระหว่าง
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในท้องถิ่น เฉพาะในเขตที่เห็นชื่อบริษัท เอ็นดีที ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งตัวที่ 2 กับตัวที่ 3 (Q_2 กับ Q_3) ที่ 10 V/DIV , $50 \mu\text{s}$ นำไปใช้



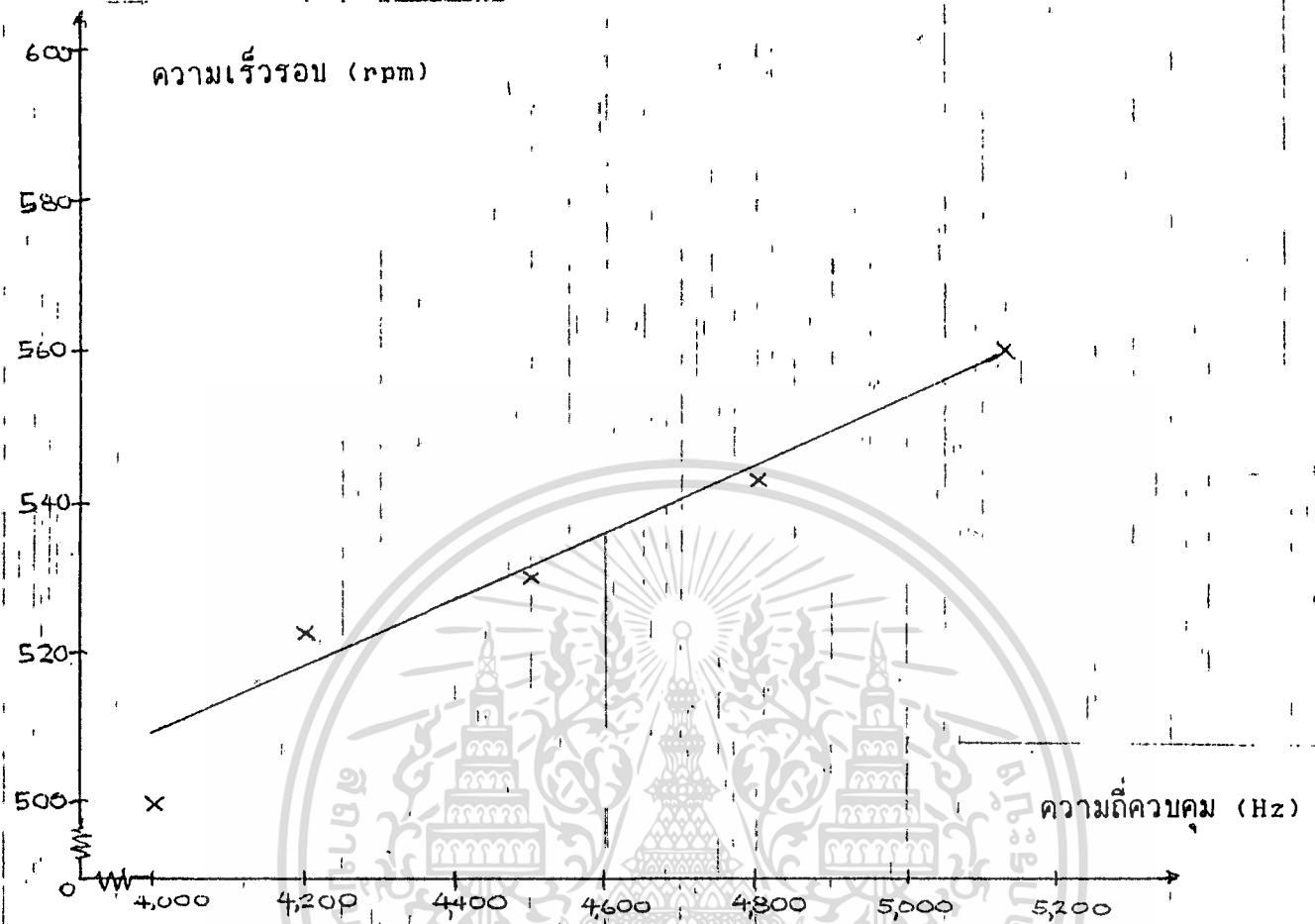
รูปที่ 7.12 ความถี่จากการถอดรหัสของวงจรตรวจจับความถี่ที่ 2 ตัวที่

ความเร็วรอบที่ 5 V/DIV, 1 ms

สำหรับการกลับทิศการหมุนของมอเตอร์ ก็สามารถกลับทิศการหมุนได้
และจะสามารถกลับสู่สภาวะการล็อกเฟสได้อีกครั้งหนึ่ง

ความถี่ควบคุม (Hz)	ความเร็วรอบ (rpm)
4000	500
4200	510
4500	530
4800	543
5128	560

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานานาชาติ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง การนำไปใช้
ตารางที่ 7.1 แสดงความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ความถี่ควบคุมต่างๆที่นำมาใช้



รูปที่ 7.13 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบของมอเตอร์กับความถี่ความคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

บทสรุปและวิจารณ์

จากการทดลองควบคุมความเร็วจะเห็นได้ว่า สามารถควบคุมความเร็วมอเตอร์ได้คงที่ และเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงความเร็วจาก 500 ถึง 560 rpm สำหรับที่ความเร็วต่ำกว่านี้ไม่สามารถควบคุมได้ก็เพราะ ความถี่อ้างอิงกับความถี่ที่ได้จากการถอดรหัสไม่สามารถล๊อคกันได้ ซึ่งเรียกว่าเป็นสภาวะหลุดจากการล๊อค ซึ่งอาจเป็นผลมาจากการสูญเสียของระบบ ทั้งจากการแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิตอล หรือจากดิจิตอลเป็นแอนาลอก

ส่วนของการตรวจจับทิศทางก็สามารถตรวจจับได้อย่างแม่นยำจึงทำให้ การควบคุมทิศทางของมอเตอร์ เป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพ

ส่วนของวงจรขับมอสเฟต ก็สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ และ ส่วนตัวของมอสเฟตเองก็สามารถทำการสวิตซ์ที่ความถี่ 20 kHz ได้อย่างดี ซึ่งเป็นผลมาจาก ความสูญเสียของการสวิตซ์ซึ่งของมอสเฟตมีค่าเล็กน้อยนั่นเอง ซึ่งจะทำให้ความสูญเสียของระบบน้อยลงไปด้วย

แต่อย่างไรก็ตาม การพัฒนาโครงการนี้ก็ควรจะมีต่อไป เพื่อเพิ่มเสถียรภาพของระบบ เพื่อให้สามารถทำงานได้ดีในทุกสภาวะ ทั้งในสภาวะมีโหลดและไม่มีโหลดของมอเตอร์ เพื่อจะสามารถใช้งานจริงได้อย่างไม่มีปัญหาซึ่งต้องทำการวิเคราะห์และพัฒนาต่อไป

กิติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงได้ดี ก็เพราะได้รับความร่วมมือ ความช่วยเหลือของหลาย ๆ ฝ่าย ซึ่งต้องขอขอบคุณมา ณ.ที่นี้ด้วย โดยเฉพาะขอขอบคุณ รศ.ดร. วิริยะ นิเชษฐจำเริญ ที่ได้ให้คำปรึกษามาตลอด ขอขอบคุณคณาจารย์ทุกท่าน ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ให้มาตลอด ขอขอบคุณรุ่นพี่ปริญญานิพนธ์ ที่ได้ให้คำแนะนำ และขอขอบคุณเพื่อน ๆ ทุกคน ที่ได้ให้ความช่วยเหลือในทุก ๆ ด้าน
สุดท้ายขอขอบคุณบุพการีที่ได้ให้การสนับสนุน ส่งเสริมและกำลังใจมาโดยตลอด

ผู้จัดทำ

เอกสารอ้างอิง

1. Diana F. Griger , "Phase lock loop for DC motor speed control", New York John Villey & Sons INC , 1981
2. Technical Information , "TMOS Power MOSFETS" , MOTOLOLA INC , 1984
3. Nagchoudhuri D. , "Semiconductor devices", Tata Megraw - Hill Publishing Company Limited , 1989
4. "วิเคราะห์เจาะเสปค" , วารสารเซมิคอนดักเตอร์ , ฉบับที่ 92 , หน้าที่ 226 , ปี 2532
5. Geoge ChrYSIS , "High Frequency switching Power Supply" , R.R Donnelly & Sons Company , 1984
6. "อินเวิร์สเตอร์ความถี่คงที่โดยใช้มอสเฟทกำลัง" , วารสารวิศวกรรมสาร , เล่มที่ 4 , หน้าที่ 63 , ปี 2531

SCL4046B
SCL4446B



CMOS PHASE-LOCKED LOOP

FEATURES

- ◆ Very low power consumption – 70 μ W (typ) @ $f_o = 10$ kHz, 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

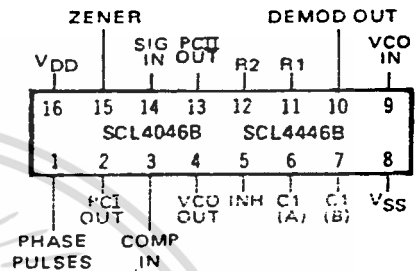
APPLICATIONS

- ◆ 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 PCI_{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	-55 to +125	°C
C, D, F, H Device		-40 to +85	°C
E Device			

BLOCK DIAGRAM

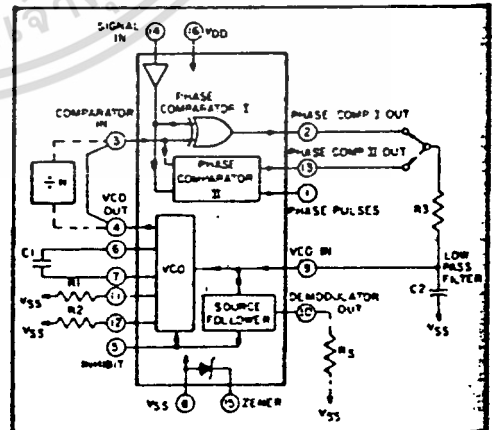


Fig. 1

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 (DEMODULA-

TOR OUTPUT). If this terminal is used, a load resistor (R_L) of $50k\Omega$ 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 inverter. 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_0).

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.

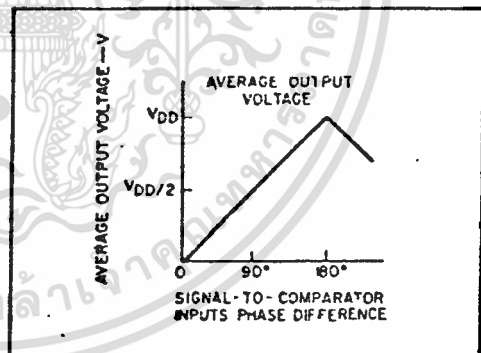


Fig. 2 - Phase-comparator I characteristics at low-pass filter output.

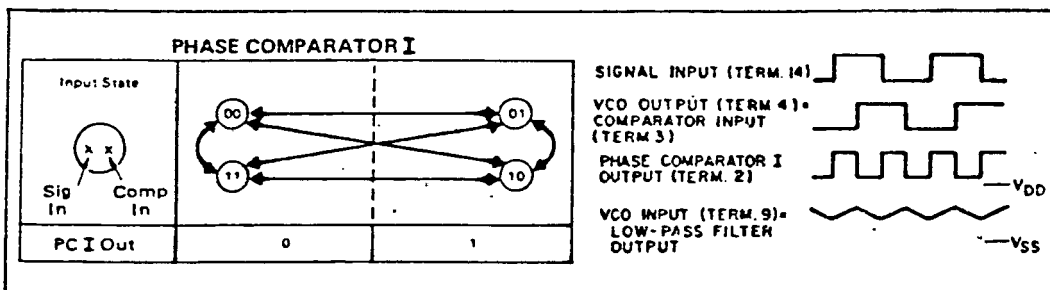


Fig. 3 - Typical waveforms employing phase comparator I in locked condition

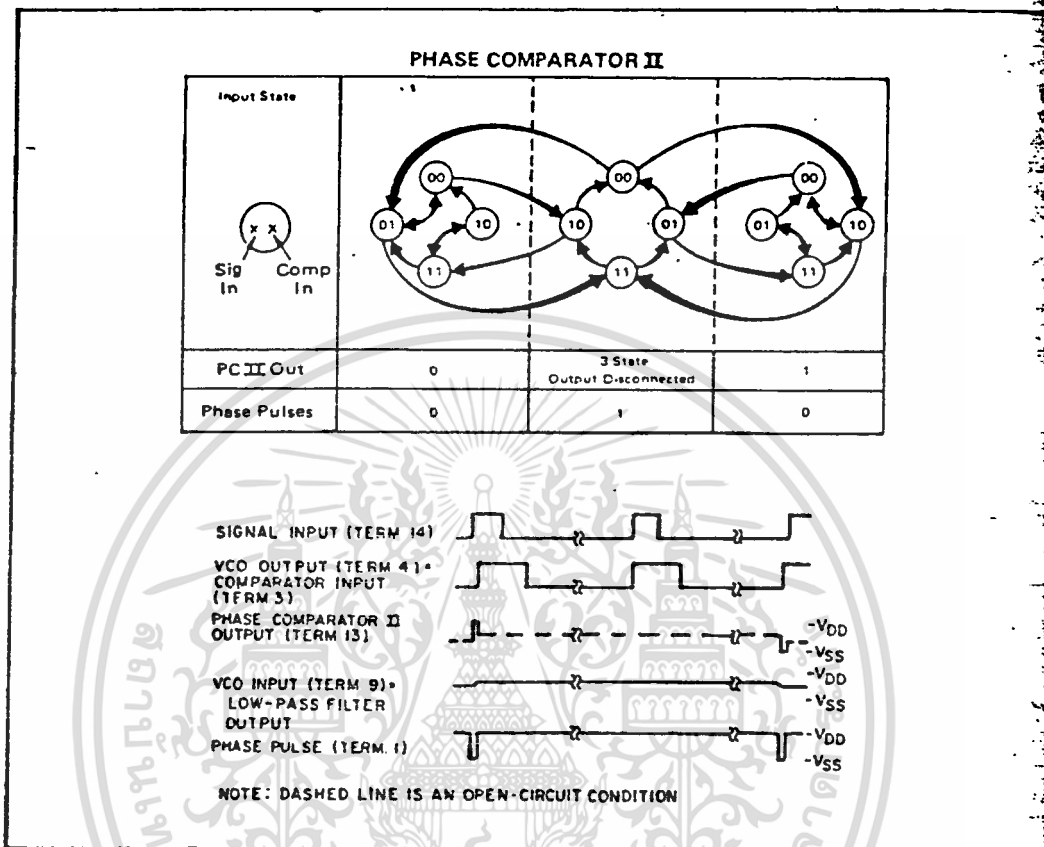


Fig. 4 – Typical waveforms employing phase comparator II in locked condition.

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 to its lowest frequency for phase comparator II. Figure 4 shows typical waveforms for a CMOS PLL employing phase comparator II in a locked condition.

DESIGN INFORMATION

This information is a guide for approximating 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_0		VCO in PLL system will adjust to lowest operating frequency, f_{min}	
Frequency Lock Range, $2f_L$	$2f_L = \text{full VCO frequency range}$ $2f_L = f_{max} - f_{min}$			
Frequency Capture Range, $2f_C$	$2f_C \approx \frac{1}{\pi R3 C2}$		$f_C = f_L$	
Loop Filter Component Selection	<p>For $2f_C$, see Ref.</p>			
Phase Angle between Signal and Comparator	90° at center frequency (f_0), approximating C° 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	<ul style="list-style-type: none"> - Given: f_0 - Use f_0 with Fig 5a to determine R1 and C1 	<ul style="list-style-type: none"> - Given: f_0 and f_L - Calculate f_{min} from the equation $f_{min} = f_0 - f_L$ - Use f_{min} with Fig 5b to determine R2 and C1 - Calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ from the equation $\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{f_0 + f_L}{f_0 - f_L}$ - Use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Fig 5c to determine ratio R2/R1 to obtain R1 	<ul style="list-style-type: none"> - Given: f_{max} - Calculate f_0 from the equation $f_0 = \frac{f_{max}}{2}$ - Use f_0 with Fig 5a to determine R1 and C1 	<ul style="list-style-type: none"> - 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.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ^{1,3}

PARAMETER	V _{DD} (V _{dc})	CONDITIONS	T _{LOW} ²		+25°C			T _{HIGH} ²		UNIT
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I _{DD}	Inhibit = V _{DD} Signal Input = V _{DD}	-	5	-	0.05	5	-	150	μA _{dc}
			-	10	-	0.01	10	-	300	
			-	20	-	0.2	20	-	600	
TOTAL POWER DISSIPATION	P _T	Inh = V _{SS} , VCO _{IN} = $\frac{V_{DD}}{2}$, f _o = 10kHz, ² C _L = 15pF, R ₁ = 1MΩ, R ₂ = R _S = ∞	-	-	-	0.07	-	-	-	mW
			-	-	-	0.6	-	-	-	
			-	-	-	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			UNIT		
			Min.	Typ.	Max.			
VCO SECTION								
MAXIMUM OPERATING FREQUENCY SCL4046B SCL4446B	f _{max} R ₂ = ∞ VCO _{IN} = V _{DD}	R ₁ C ₁ 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	-		
		R ₂ = ∞ VCO _{IN} = V _{DD}	R ₁ C ₁ 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	3.9	-			
	15		2.6	3.9	-			
2k 50pF	5	-	1.8	-	MHz			
	10	-	3.9	-				
	15	-	5.4	-				
LINEARITY	R ₂ = ∞ VCO _{IN} = 2.5±0.3V, R ₁ > 10kΩ VCO _{IN} = 5.0±2.5V, R ₁ > 400kΩ VCO _{IN} = 7.5±5.0V, R ₁ > 1MΩ	5	-	1	-	%		
		10	-	1	-			
		15	-	1	-			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	V _{DD}	+25°C			UNIT		
			Min.	Typ.	Max.			
VCO SECTION (Continued)								
TEMPERATURE-FREQUENCY STABILITY No Offset	R ₂ = ∞	5	—	0.12-0.24	—	% / °C		
		10	—	0.04-0.08	—			
		15	—	0.015-0.03	—			
	With Offset	R ₂ < 10X R ₁	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 _{TML}	C _L = 50pF	5	—	100	200	ns	
			10	—	50	100		
			15	—	40	80		
PHASE COMPARATORS								
INPUT RESISTANCE Signal Input	R _{IN}	5, 10, 15	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, 10, 15	5	—	200	400	mV	
			10	—	400	800		
			15	—	700	1400		
OUTPUT TRANSITION TIME	t _{TLH} , t _{TML}	C _L = 50pF	5	—	100	200	ns	
			10	—	50	100		
			15	—	40	80		
	Phase Pulses Output	t _{TLH} , t _{TML}	5, 10, 15	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	V _{dc}	
			10	—	1.6	2.2		
			15	—	1.8	2.2		
LINEARITY		R _S > 50kΩ VCO _{IN} = 2.5±0.3V VCO _{IN} = 5.0±2.5V VCO _{IN} = 7.5±5.0V	5	—	0.1	—	%	
			10	—	0.6	—		
			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 ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

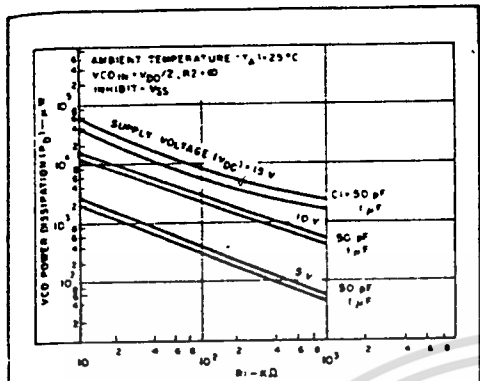


Fig. 6 (a) - Typical VCO power dissipation at center frequency vs R1.

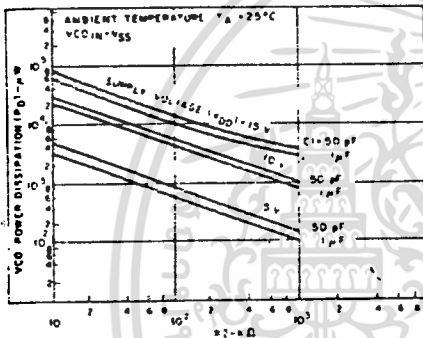


Fig. 6 (b) - Typical VCO power dissipation at f_{min} vs R2.

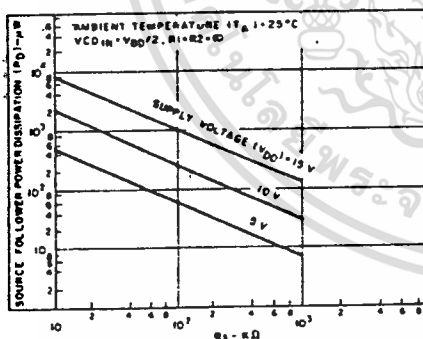


Fig. 6 (c) - Typical source follower power dissipation vs R_S .

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

$$P_D (\text{Total}) = P_D (f_o) + P_D (f_{MIN}) + P_D (R_S) - \text{Phase Comparator I}$$

$$P_D (\text{Total}) = P_D (f_{MIN}) - \text{Phase Comparator II}$$

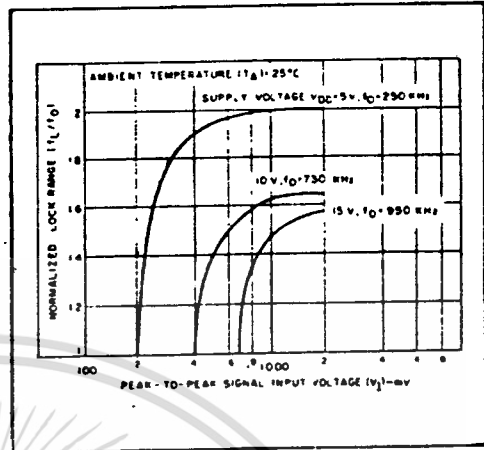


Fig. 7 - Typical lock range vs signal input amplitude

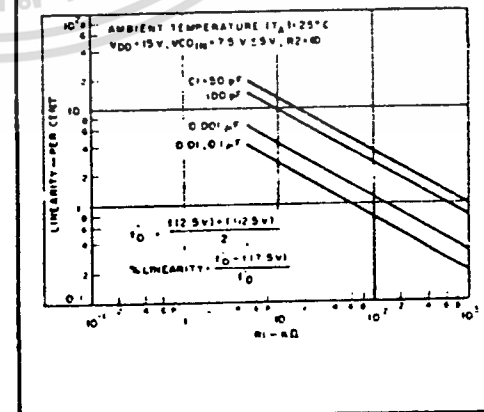
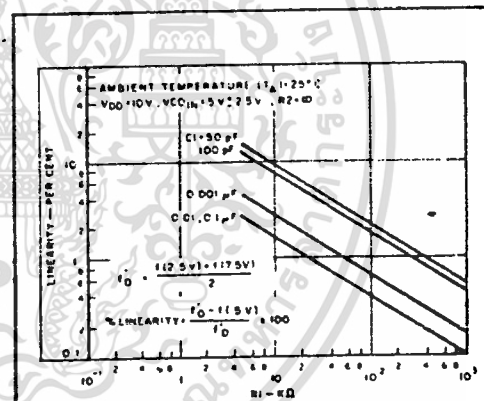


Fig. 8(a, b) - Typical VCO linearity vs R1 and C1

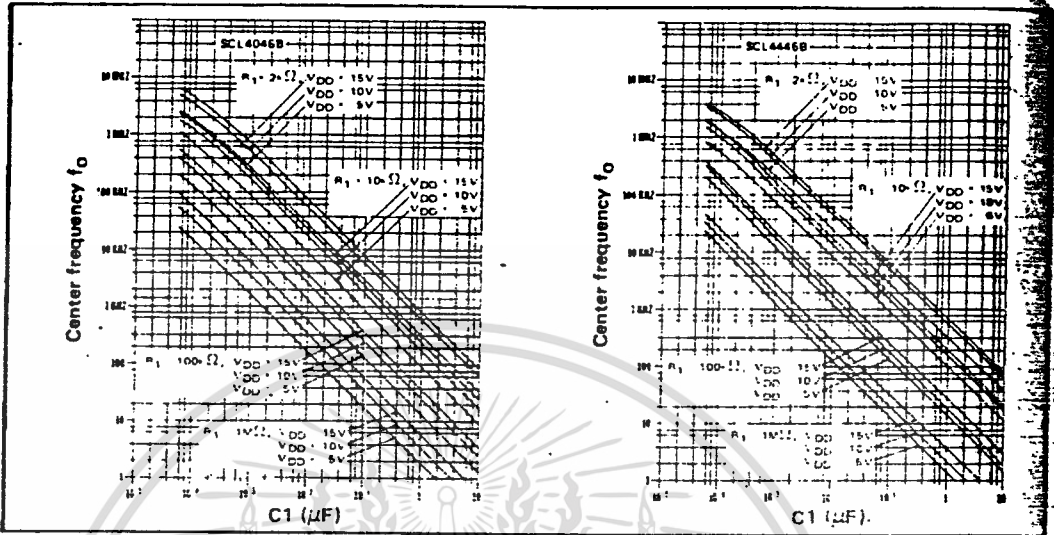


Fig. 5 (a) Typical center frequency (f_o) vs $C1$ ($R2 = \infty$, $V_{COIN} = \frac{V_{DD}}{2}$, $T_A = 25^\circ C$)

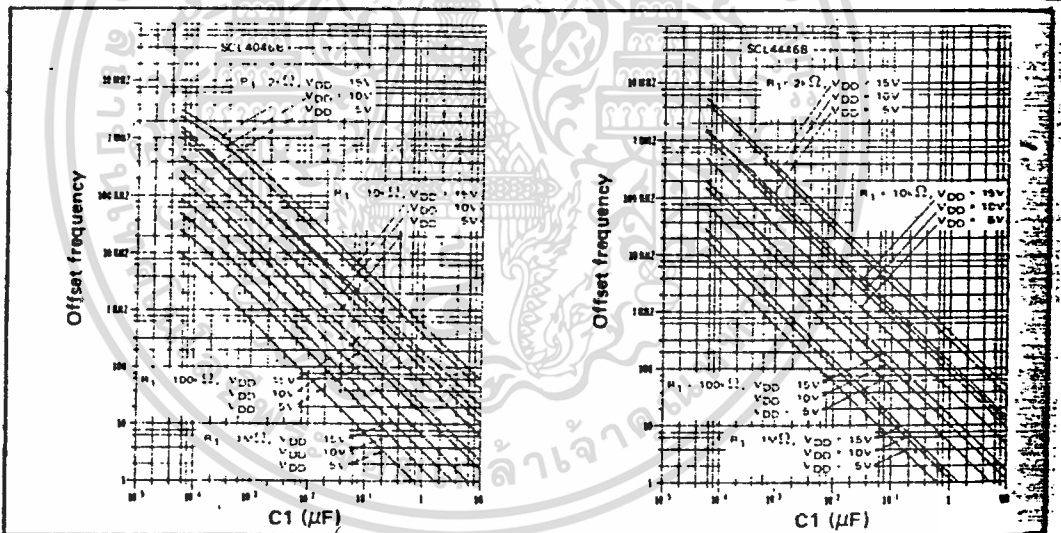


Fig. 5 (b) Typical frequency offset vs $C1$ ($V_{COIN} = V_{SS}$, $T_A = 25^\circ C$)

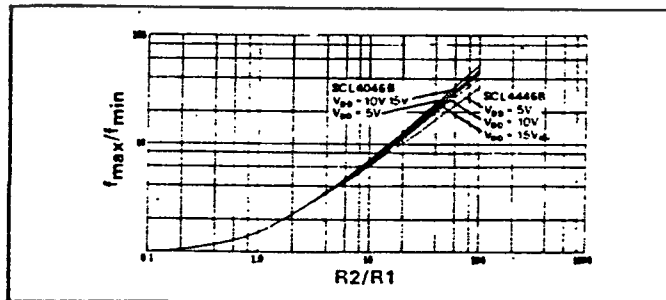


Fig. 5 (c) Typical f_{max}/f_{min} vs $R2/R1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MTM15N45
MTM15N50

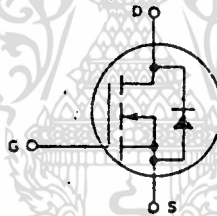
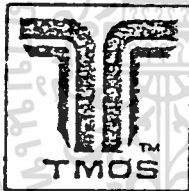


Designer's Data Sheet

**N-CHANNEL ENHANCEMENT MODE SILICON GATE
TMOS POWER FIELD EFFECT TRANSISTOR**

These TMOS Power FETs are designed for high voltage, high speed power switching applications such as line operated switching regulators, converters, and motor controls.

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds — Switching Times Specified at 100°C
- Designer's Data — I_{DSS} , $V_{DS(on)}$ and SOA Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads
- Low Drive Requirement, $V_{G(th)} = 4.5$ Volts (max)



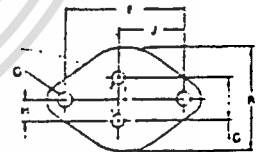
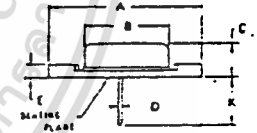
15 AMPERE

**N-CHANNEL TMOS
POWER FET**

$r_{DS(on)} = 0.4$ OHM
450 and 500 VOLTS



MTM15N45
MTM15N50



STYLE 1.
PIN 1, GATE
2, SOURCE
CASE DRAIN

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MTM15N45	MTM15N50	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DS}	450	500	Vdc
Drain-Gate Voltage ($R_{GS} = 1.0$ MΩ)	V_{DG}	450	500	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS}	±20		Vdc
Drain Current Continuous	I_D	15		Adc
Pulsed	I_{DM}	85		Adc
Gate Current — Pulsed	I_{GM}	1.8		Adc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	250	2.0	Watts W/°C
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to 150		°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$	0.5	°C/W
Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1/8" from case for 5 seconds	T_L	275	°C

Designer's Data for "Worst Case" Conditions

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

DIM	MILLIMETERS	INCHES
A	28.35	1.116
B	11.30	0.445
C	8.25	0.325
D	1.27	0.050
E	—	—
F	14.90	0.587
G	10.67	0.420
H	5.21	0.205
I	11.18	0.439
J	11.18	0.439
K	11.18	0.439
L	11.18	0.439

CASE 197-01
TO-204AE (TYPE)
(TO-3 TYPE)

MOTOROLA TMOS POWER MOSFET DATA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MTM15N45, 50

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_c = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Drain-Source Breakdown Voltage (V _{GS} = 0, I _D = 5.0 mA)	V _{(BR)DSS}	450 500	—	V _{dc}
Zero Gate Voltage Drain Current (V _{DS} = 0.85 Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0) T _J = 100°C	I _{DSS}	—	0.25 2.6	mA _{dc}
Gate-Body Leakage Current (V _{GS} = 20 V _{dc} , V _{DS} = 0)	I _{GSS}	—	500	nA _{dc}
ON CHARACTERISTICS*				
Gate Threshold Voltage (I _D = 1.0 mA, V _{DS} = V _{GS}) T _J = 100°C	V _{GS(th)}	2.0 1.5	4.5 4.0	V _{dc}
Drain-Source On-Voltage (V _{GS} = 10 V) (I _D = 7.5 A _{dc}) (I _D = 15 A _{dc}) (I _D = 7.5 A _{dc} , T _J = 100°C)	V _{DS(on)}	—	3.0 7.5 5.0	V _{dc}
Static Drain-Source On-Resistance (V _{GS} = 10 V _{dc} , I _D = 7.5 A _{dc})	r _{DS(on)}	—	4	Ohms
Forward Transconductance (V _{DS} = 15 V, I _D = 7.5 A)	g _{fs}	4.0	—	mhos
SAFE OPERATING AREAS				
Forward Biased Safe Operating Area	FBSOA	See Figure 9		
Switching Safe Operating Area	SSOA	See Figure 10		
DYNAMIC CHARACTERISTICS				
Input Capacitance	C _{iss}	—	3600	pF
Output Capacitance	C _{oss}	—	70	pF
Reverse Transfer Capacitance	C _{rss}	—	300	pF
SWITCHING CHARACTERISTICS* (T_J = 100°C)				
Turn-On Delay Time	t _{don}	—	120	ns
Rise Time	t _r	—	300	ns
Turn-Off Delay Time	t _{doff}	—	400	ns
Fall Time	t _f	—	240	ns
SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*				
Forward On-Voltage	V _{SD}	1.5	—	V _{dc}
Forward Turn-On Time	t _{on}	175	—	ns
Reverse Recovery Time	t _{rr}	600	—	ns

* Pulse Test: Pulse Width < 300 μs, Duty Cycle < 2%

RESISTIVE SWITCHING

FIGURE 1 — SWITCHING TEST CIRCUIT

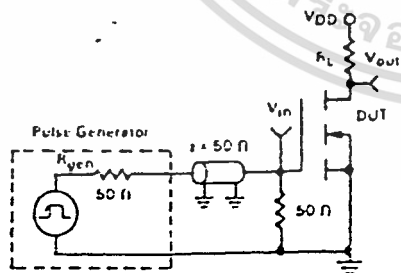
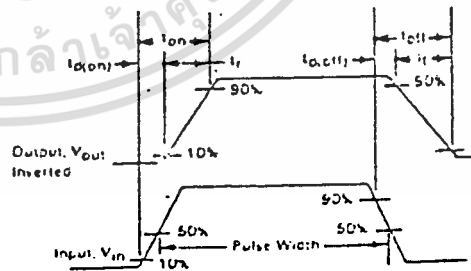


FIGURE 2 — SWITCHING WAVEFORMS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS

FIGURE 3 — OUTPUT CHARACTERISTICS

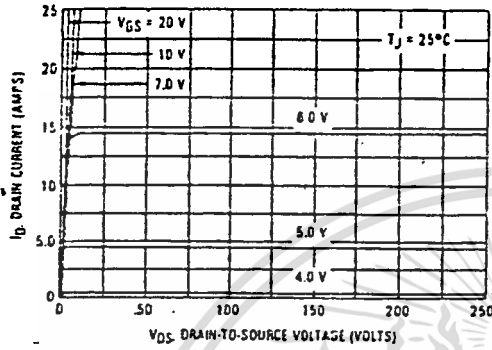


FIGURE 4 — ON-REGION CHARACTERISTICS

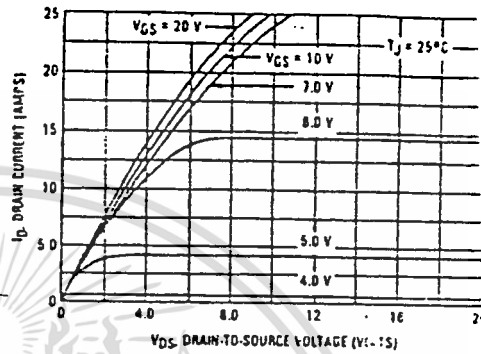


FIGURE 5 — GATE THRESHOLD VOLTAGE VARIATION WITH TEMPERATURE (NORMALIZED)

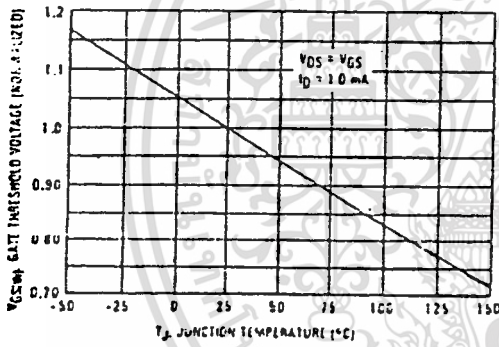


FIGURE 6 — TRANSFER CHARACTERISTICS

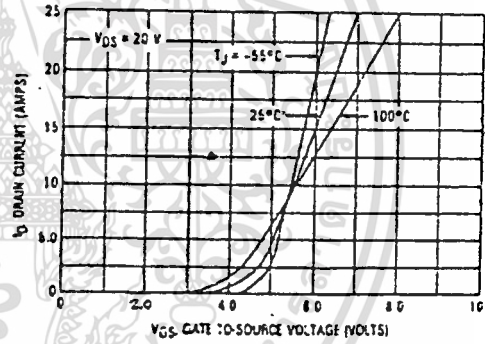


FIGURE 7 — ON-RESISTANCE versus DRAIN CURRENT

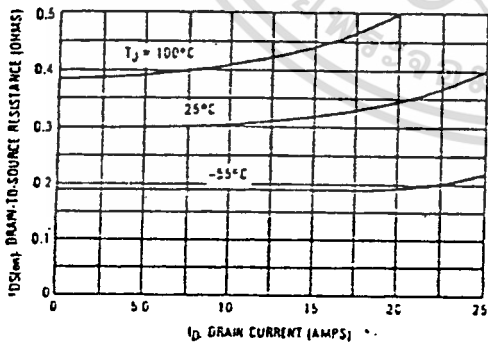
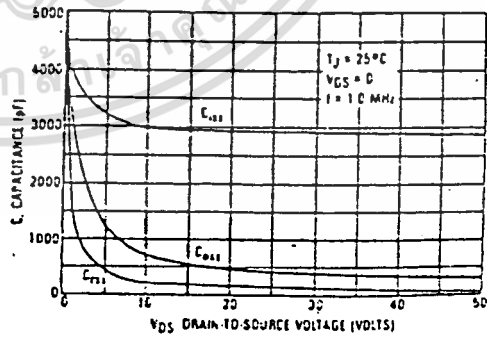
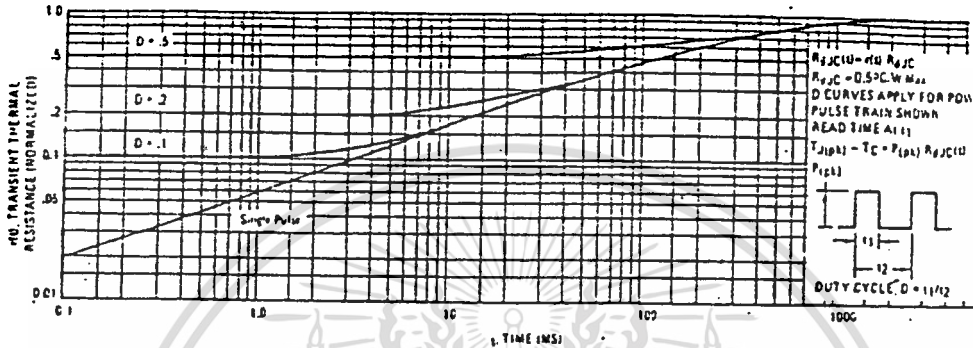


FIGURE 8 — CAPACITANCE VARIATION



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 11 — MTM15N45/MTM15N50



TMOS POWER FET CONSIDERATIONS

- Switching Speed** — The switching speeds of these devices are dependent on the driving impedance. Extremely fast switching speeds can be attained by driving the gate from a voltage source.
- Transfer Characteristics** — The transfer characteristics are linear at drain currents of 2.5 Amps. (See Figure 6.) Linear amplifiers with high frequency response can be designed using this product.
- Gate Voltage Rating** — Never exceed the gate voltage rating of ± 20 V. Exceeding the rated V_{GS} can result in permanent damage to the oxide layer in the gate region.
- Gate Termination** — The gate of these devices are essentially capacitors. Circuits that leave the gate open-circuited or floating should be avoided. These conditions can result in turn-on of the devices due to voltage build-up on the input capacitor due to leakage currents or pickup.
- Gate Protection** — These devices do not have an internal monolithic zener diode from gate to source. The addition of an internal zener diode may result in detrimental effects on the reliability of a power MOSFET. If gate protection is required, an external zener diode is recommended.
- Handling and Packaging** — MOS ICs are susceptible to damage from electrostatic charge. Experience has shown that these devices are more rugged than MOS ICs. This is primarily due to the comparatively larger capacitances associated with power devices, however, reasonable precautions in handling and packaging MOS devices should be observed.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SAFE OPERATING AREA INFORMATION

FIGURE 9 — MAXIMUM RATED FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

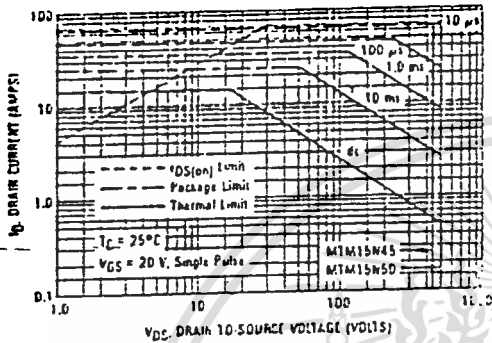
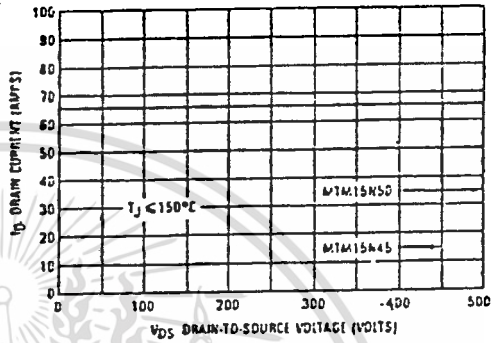


FIGURE 10 — MAXIMUM RATED SWITCHING SAFE OPERATING AREA



FORWARD BIASED SAFE OPERATING AREA

The dc data of Figure 9 is based on a case temperature (T_C) of 25°C and a maximum junction temperature ($T_{J(max)}$) of 150°. The actual junction temperature depends on the power dissipated in the device and its case temperature. For various pulse widths, duty cycles, and case temperatures, the peak allowable drain current (I_{DM}) may be calculated with the aid of the following equation:

$$I_{DM} = I_{D(25^\circ C)} \left[\frac{T_{J(max)} - T_C}{P_D \cdot R_{\theta JC} \cdot r(t)} \right]$$

where

- $I_{D(25^\circ C)}$ = the dc drain current at $T_C = 25^\circ C$ from Figure 9.
- $T_{J(max)}$ = rated maximum junction temperature.
- T_C = device case temperature.
- P_D = rated power dissipation at $T_C = 25^\circ C$.
- $R_{\theta JC}$ = rated steady state thermal resistance.
- $r(t)$ = normalized thermal response from Figure 11.

SWITCHING SAFE OPERATING AREA

The switching safe operating area (SOA) of Figure 10 is the boundary that the load line may traverse without incurring damage to the MOSFET. The fundamental limits are the peak current, I_{DM} and the breakdown voltage, $V_{(BR)DS6}$. The switching SOA shown in Figure 10 is applicable for both turn-on and turn-off of the devices for switching times less than one microsecond.

The power averaged over a complete switching cycle must be less than:

$$\frac{T_{J(max)} - T_C}{R_{\theta JC}}$$

LM2907, LM2917 Frequency to Voltage Converter

General Description

The LM2907, LM2917 series are monolithic frequency to voltage converters with a high gain op amp/comparator designed to operate a relay, lamp, or other load when the input frequency reaches or exceeds a selected rate. The tachometer uses a charge pump technique and offers frequency doubling for low ripple, full input protection in two versions (LM2907-8, LM2917-8) and its output swings to ground for a zero frequency input.

Advantages

- Output swings to ground for zero frequency input
- Easy to use; $V_{OUT} = f_{IN} \times V_{CC} \times R1 \times C1$
- Only one RC network provides frequency doubling
- Zener regulator on chip allows accurate and stable frequency to voltage or current conversion. (LM2917)

Features

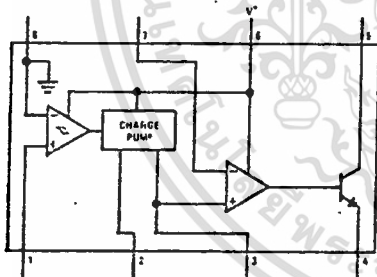
- Ground referenced tachometer input interfaces directly with variable reluctance magnetic pickups
- Op amp/comparator has floating transistor output
- 50 mA sink or source to operate relays, solenoids, meters, or LEDs

- Frequency doubling for low ripple
- Tachometer has built-in hysteresis with either differential input or ground referenced input
- Built-in zener on LM2917
- $\pm 0.3\%$ linearity typical
- Ground referenced tachometer is fully protected from damage due to swings above V_{CC} and below ground

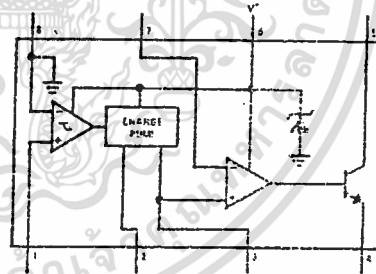
Applications

- Over/under speed sensing
- Frequency to voltage conversion (tachometer)
- Speedometers
- Breaker point dwell meters
- Hand-held tachometer
- Speed governors
- Cruise control
- Automotive door lock control
- Clutch control
- Horn control
- Touch or sound switches

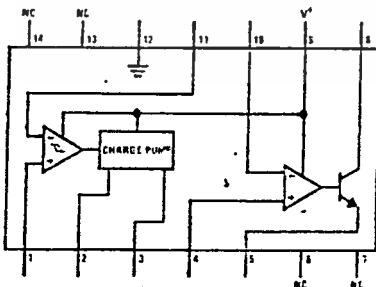
Block and Connection Diagrams Dual-In-Line Packages, Top Views



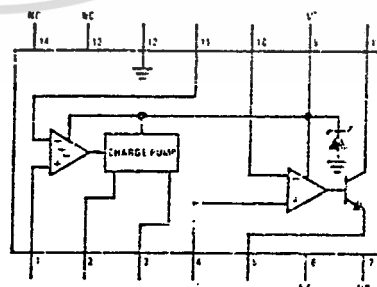
Order Number LM2907N-8
See NS Package N08B



Order Number LM2917N-8
See NS Package N08B

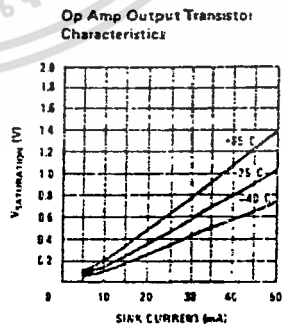
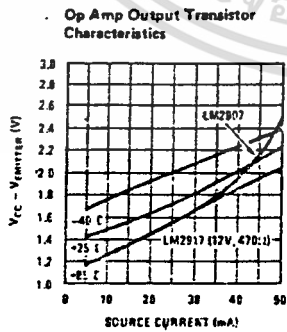
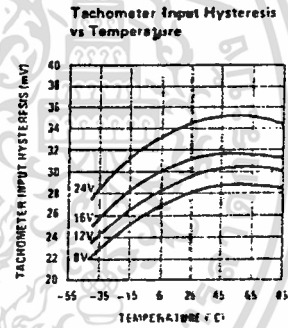
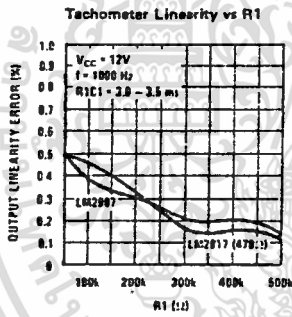
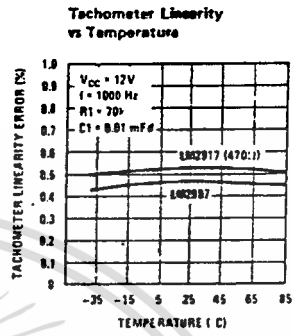
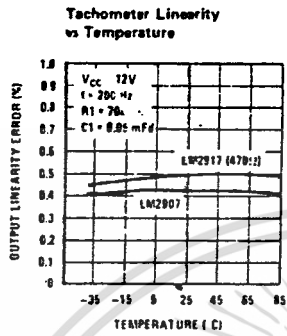


Order Number LM2907J
See NS Package J14A
Order Number LM2907N
See NS Package N14A



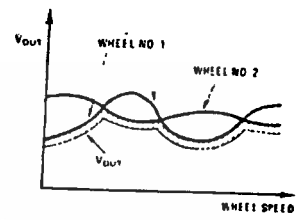
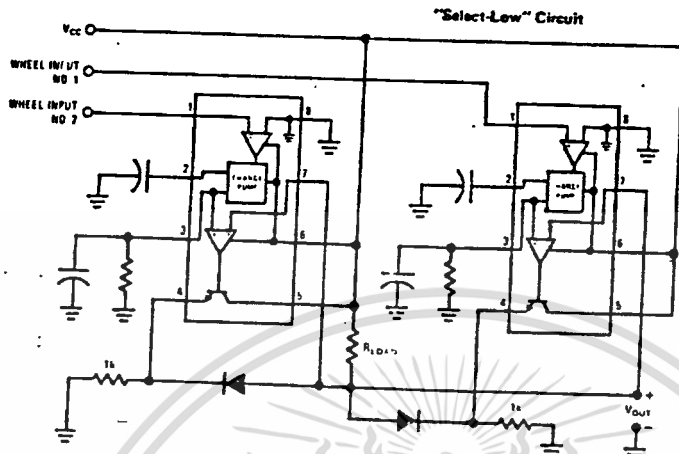
Order Number LM2917J
See NS Package J14A
Order Number LM2917N
See NS Package N14A

Typical Performance Characteristics (Continued)

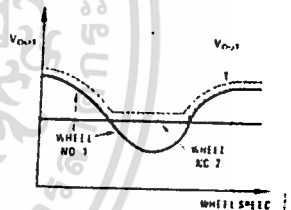
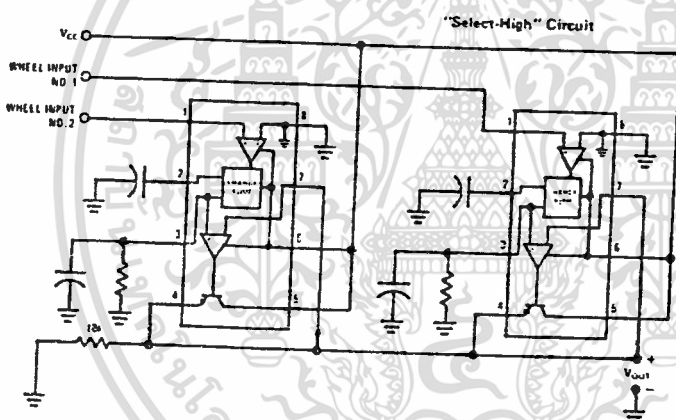


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

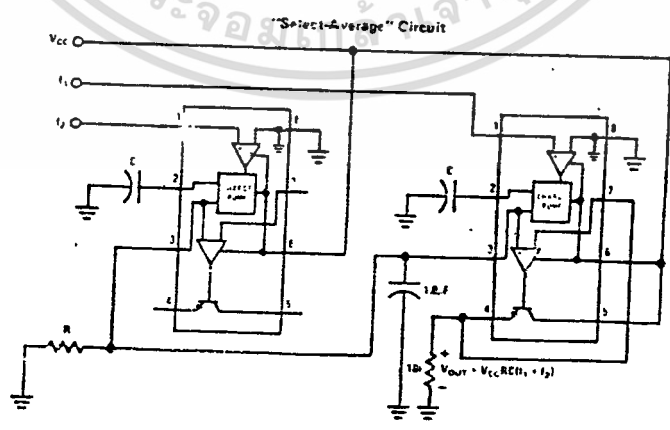
Anti-Skid Circuit Functions



V_{OUT} is proportional to the lower of the two input wheel speeds.



V_{OUT} is proportional to the higher of the two input wheel speeds.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

General Description (Continued)

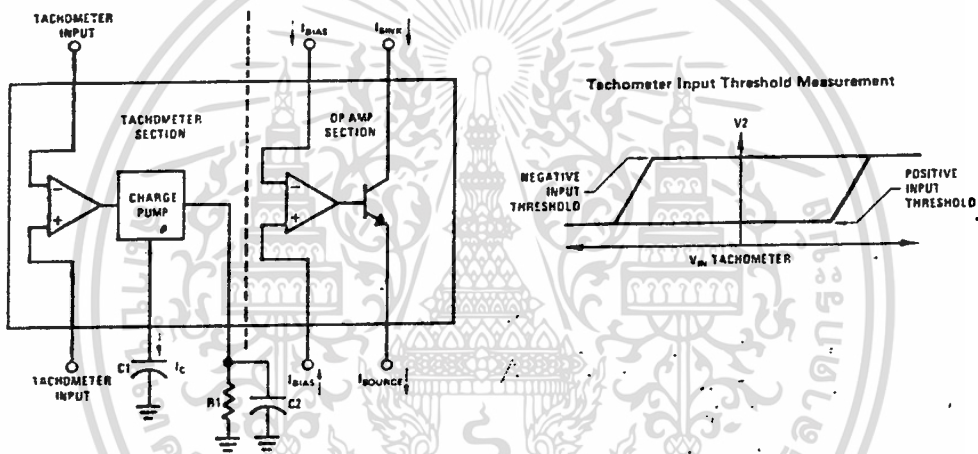
The op amp/comparator is fully compatible with the tachometer and has a floating transistor as its output. This feature allows either a ground or supply referred load of up to 50 mA. The collector may be taken above V_{CC} up to a maximum V_{CE} of 28V.

The two basic configurations offered include an 8-pin device with a *ground referenced tachometer input* and an internal connection between the tachometer output and the op amp non-inverting input. This version is well suited for single speed or frequency switching or fully buffered frequency to voltage conversion applications.

The more versatile configurations provide differential tachometer input and uncommitted op amp inputs. With this version the tachometer input may be floated and the op amp becomes suitable for active filter conditioning of the tachometer output.

Both of these configurations are available with an active shunt regulator connected across the power leads. The regulator clamps the supply such that stable frequency to voltage and frequency to current operations are possible with any supply voltage and a suitable resistor.

Test Circuit and Waveform



Applications Information

The LM2907 series of tachometer circuits is designed for minimum external part count applications and maximum versatility. In order to fully exploit its features and advantages let's examine its theory of operation. The first stage of operation is a differential amplifier driving a positive feedback flip-flop circuit. The input threshold voltage is the amount of differential input voltage at which the output of this stage changes state. Two options (LM2907-B, LM2917-B) have one input internally grounded so that an input signal must swing above and below ground and exceed the input thresholds to produce an output. This is offered specifically for magnetic variable reluctance pickups which typically provide a single-ended ac output. This single input is also fully protected against voltage swings to $\pm 28V$, which are easily attained with these types of pickups.

The differential input options (LM2907, LM2917) give the user the option of setting his own input switching level and still have the hysteresis around that level for excellent noise rejection in any application. Of course in order to allow the inputs to attain common-mode voltages above ground, input protection is removed

and neither input should be taken outside the limits of the supply voltage being used. It is very important that an input not go below ground without some resistance in its lead to limit the current that will then flow in the epi-substrate diode.

Following the input stage is the charge pump where the input frequency is converted to a dc voltage. To do this requires one timing capacitor, one output resistor, and an integrating or filter capacitor. When the input stage changes state (due to a suitable zero crossing or differential voltage on the input) the timing capacitor is either charged or discharged linearly between two voltages whose difference is $V_{CC}/2$. Then in one half cycle of the input frequency or a time equal to $1/2 f_{IN}$ the change in charge on the timing capacitor is equal to $V_{CC}/2 \times C1$. The average amount of current pumped into or out of the capacitor then is:

$$\frac{\Delta Q}{T} = I_{C(AVG)} = C1 \times \frac{V_{CC}}{2} \times (2f_{IN}) = V_{CC} \times f_{IN} \times C1$$

The output circuit mirrors this current very accurately into the load resistor R1, connected to ground, such that if the pulses of current are integrated with a filter

Applications (Continued)

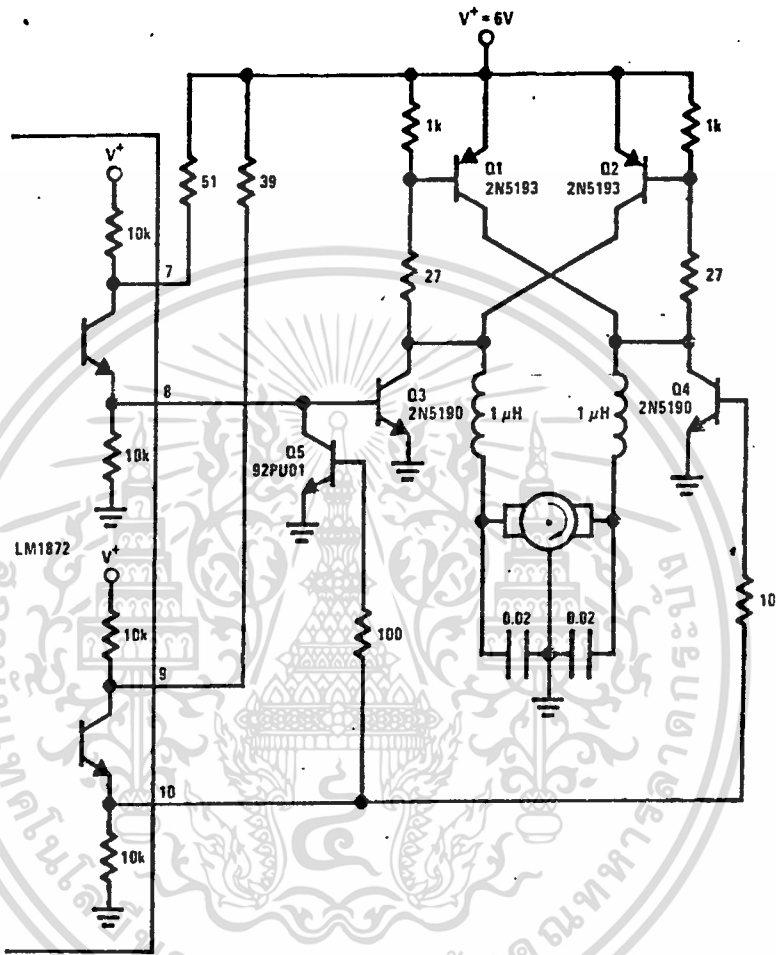


FIGURE 16. Digital Bridge Motor Drive

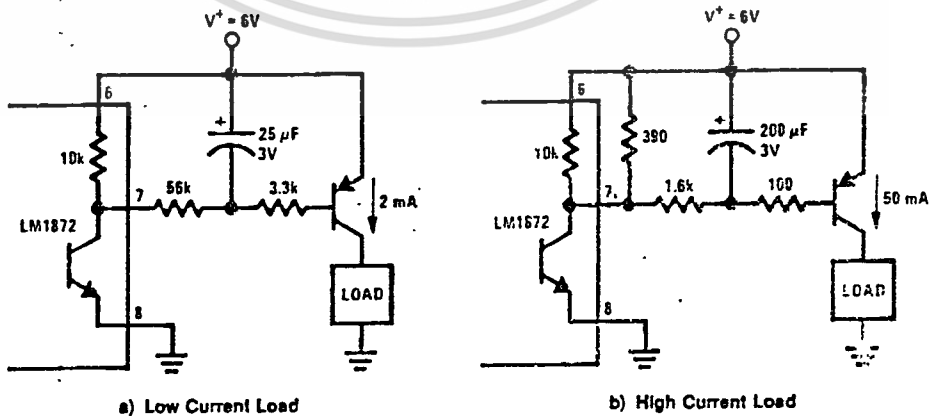
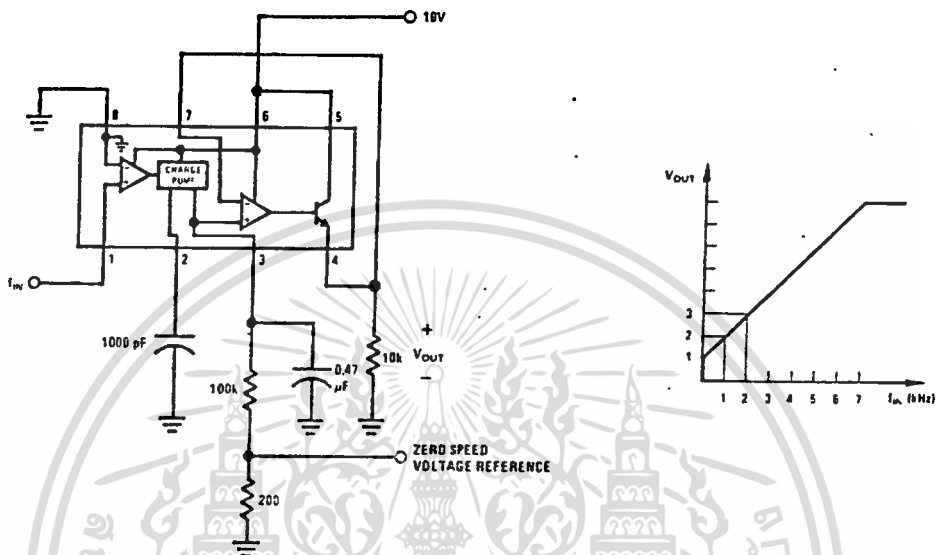


FIGURE 17. Integrating a Digital Channel Output to Achieve Noise Immunity

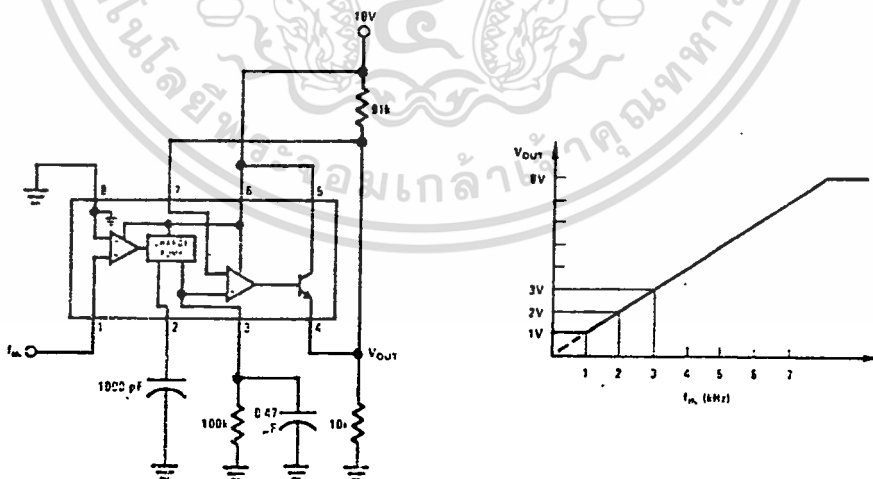
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

Changing the Output Voltage for an Input Frequency of Zero

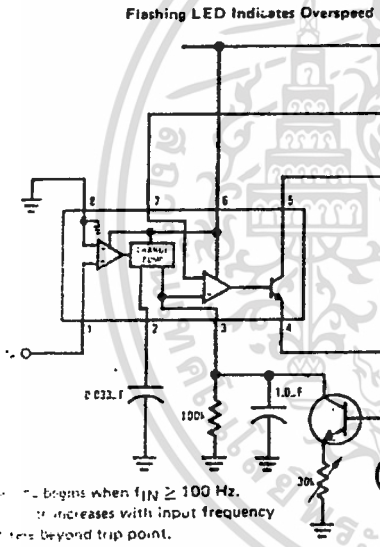
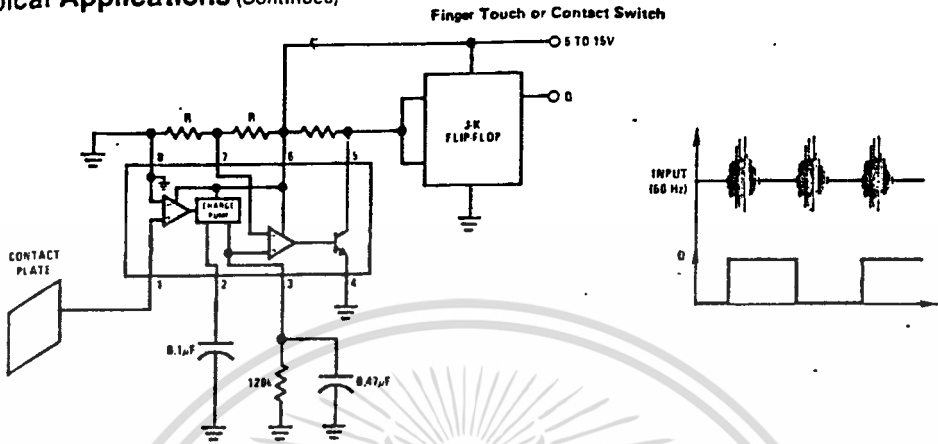


Changing Tachometer Gain Curve or Clamping the Minimum Output Voltage

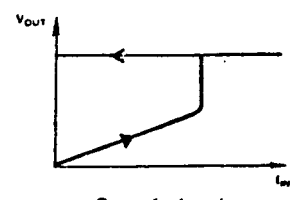
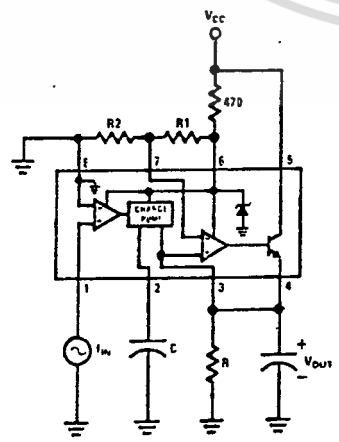
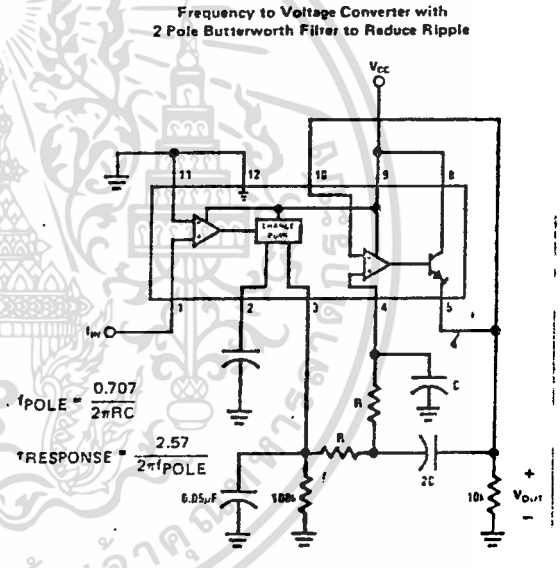


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)



Output begins when $f_{IN} \geq 100$ Hz.
 Output frequency increases with input frequency
 Output latches beyond trip point.

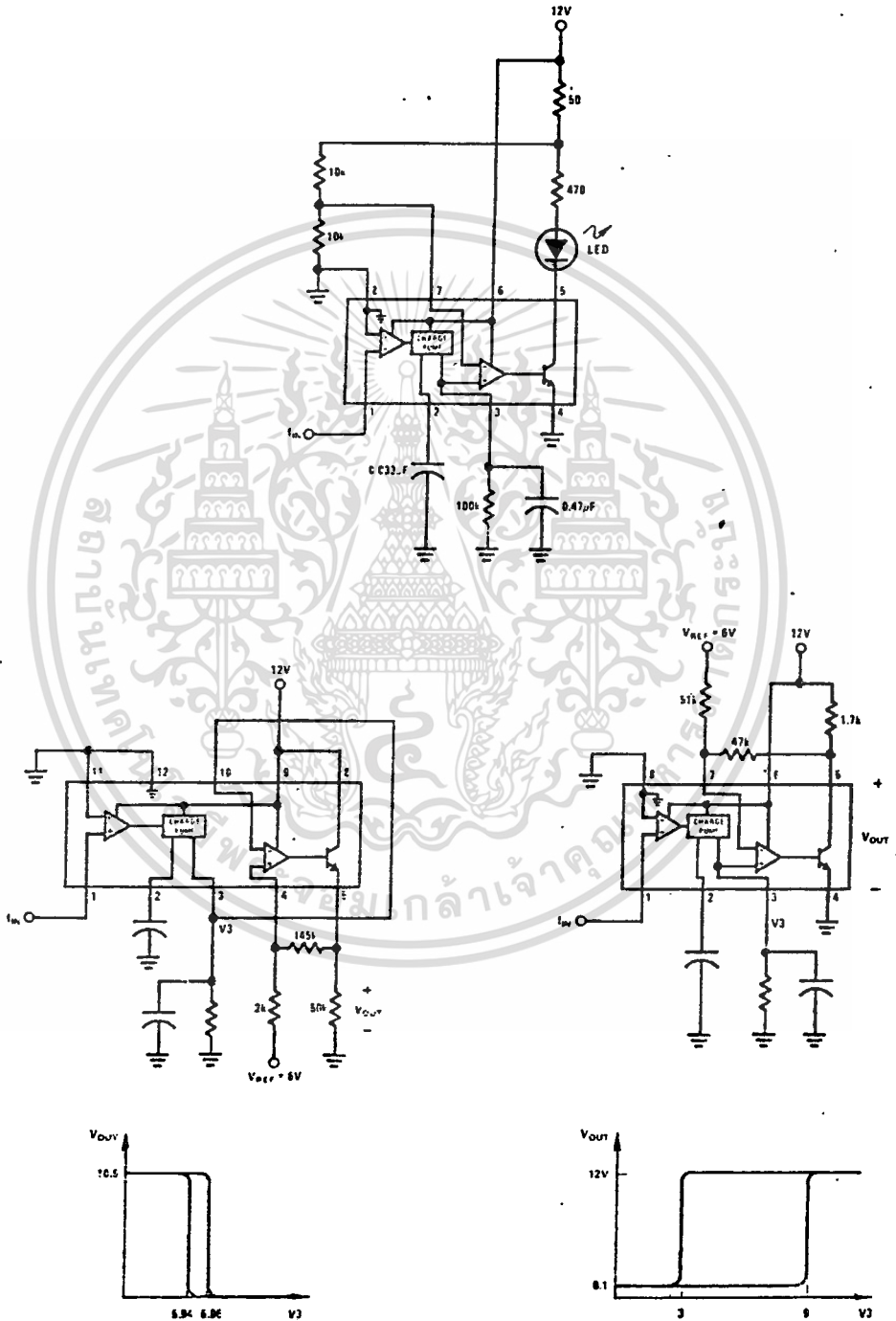


Output latches when
 $f_{IN} = \frac{R2}{R1 + R2} \frac{1}{RC}$
 Reset by removing VCC.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

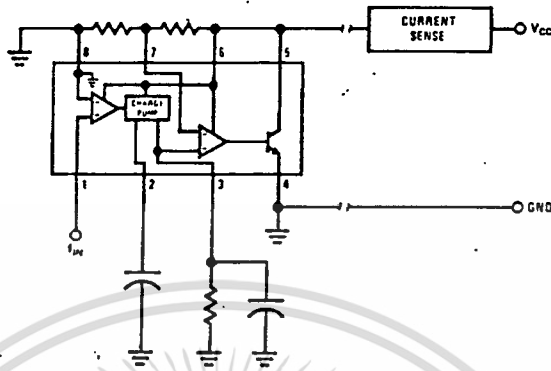
Some Frequency Switch Applications May Require Hysteresis in the Comparator Function Which Can Be Implemented in Several Ways:



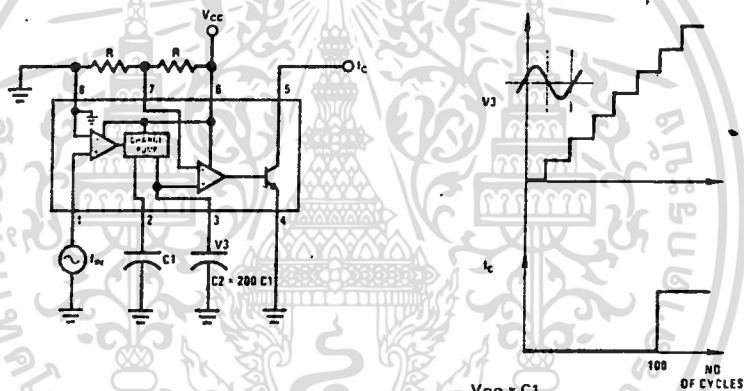
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

Two-Wire Remote Speed Switch

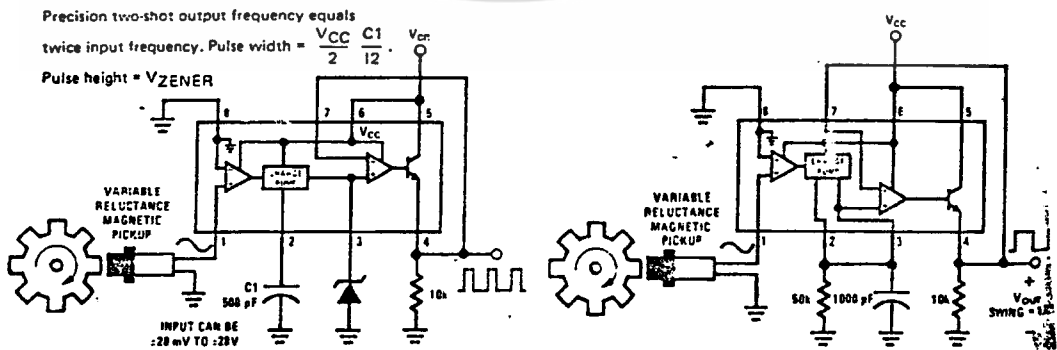


100 Cycle Delay Switch



V3 steps up in voltage by the amount $\frac{V_{CC} \times C1}{C2}$ for each complete input cycle (2 zero crossings)
 Example:
 If $C2 = 200 C1$ after 100 consecutive input cycles,
 $V3 = 1/2 V_{CC}$

Variable Reluctance Magnetic Pickup Buffer Circuits



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้