



เครื่องควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบ 2 ควอดแรนต์ด้วยเพาเวอร์มอสเฟต



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2534

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

007764

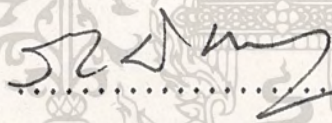
ปริญญาโท ประจำปีการศึกษา 2534

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
เรื่อง เครื่องควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบ 2 ควอดแดรนต์ด้วย เพา์วเอ

มอสเฟต

ผู้จัดทำ	1 นริศร์ ศิริวิมลภ	31-1127	4B
	2 พรศักดิ์ แต่งเจริญสุข	31-1172	4B
	3 สรการ พูลเจริญ	31-1315	4B



.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ร.ศ. วิริยะ นิสจุรณ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2534

เรื่อง เครื่องควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบ  
2 ควอดแรนต์ด้วยเพาเวอร์มอสเฟต



รศ. วิริยะ พิเชษฐาเจริญ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

บทที่	เรื่อง	หน้าที่
	บทคัดย่อ	1
	Abstract	3
1	บทนำ	4
2	ทฤษฎีการควบคุมความเร็วด้วย PLL และ ฟิลเอพเฟคทรานซิสเตอร์	7
3	การออกแบบวงจรควบคุมความเร็ว	40
4	การกำเนิดรูปคลื่น PWM	58
5	วงจรขับและวงจรถัก	65
6	การทดลองและผลการทดลอง	73
7	บทสรุปและวิจารณ์	78
	เอกสารอ้างอิง	79
	กิตติกรรมประกาศ	80
	ภาคผนวก	81

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง  
แบบ 2 ควอดแดรนต์ด้วยเพาเวอร์มอสเฟต

นริศร์ ศิริวัลลภ

พรศักดิ์ แต่งเจริญสุข

सरการ पुलเจริญ

รศ. ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ

อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2534

บทคัดย่อ

ปัญหานี้เป็นการทดลองการควบคุมความเร็วมอเตอร์กระแสตรงขั้วแม่เหล็กขนานแบบ 2 ควอดแดรนต์ (Two Quadrant) ความเร็วคงที่อาศัยเทคนิคการชอปเปอร์จากคลื่น PWM (Pulse Width Modulation) ที่ความถี่สูงกว่า 20 KHz โดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบมอสเฟต (Mosfet transistor) เป็นตัวสวิตซ์ตัดต่อกระแสไฟฟ้าที่ป้อนเข้าสู่มอเตอร์ เพื่อลดผลของเสียงรบกวนในระดับที่หูมนุษย์ได้ยิน และลดผลของการสูญเสียของการสวิตซ์ซึ่งที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์การสวิตซ์ชนิดอื่น ๆ เช่น ทรานซิสเตอร์ หรือ ไทริสเตอร์ ซึ่งทำให้เราสามารถลดขนาดของอุปกรณ์ในการระบายความร้อนของทรานซิสเตอร์ลงได้ นอกจากนี้วงจรขั้วมอสเฟตยังทำได้ง่ายและมีขนาดเล็กกว่าอีกด้วย

สำหรับการควบคุมความเร็วคงที่นั้น ได้ทำการทดลองโดยอาศัยเทคนิคของเฟสล็อกคูลูป (Phase Lock Loop) ซึ่งนิยมใช้ในระบบสื่อสารเช่นใช้ในการล็อก

ความถี่เป็นต้นนำมาทดลองใช้ในการสื่อความเร็วของมอเตอร์ในลักษณะ 2 ทิศทาง โดยการกำเนิดความถี่ควบคุมและกำหนดคำสั่งทิศทางที่ต้องการให้มอเตอร์หมุน ไป เปรียบเทียบกับความถี่ที่ถอดรหัสและทิศทางที่ตรวจจับได้ เป็นสัญญาณควบคุมสำหรับ ควบคุมคลื่น PWM สำหรับนำไปขับมอเตอร์ต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Abstract

This project is an experiment of the 2 Quadrant parallel poles DC Motor constant speed control. It was applied to the technique of chopper from PWM (Pulse Width Modulator ) wave at higher than 20 KHz. Its device is operated by using power MOSFET transistor to gain on-off switch position to feed to the motor. It reduces the high to the level of normal human clarity listening and reduces the effect of switching losses. This can become to reduce the size of heatsink to ventilate the heat from transistor and also its size is small. For the constant speed control, this device is operated by using the technique of Phase Lock Loop. It is the most widely used in the system of communication. For example, it is used to lock constant both clockwise and counterclockwise. The principle is by the generation of control frequency and defines the order as an aspire direction in order signal frequency. This is the control signal to control PWM wave (to continue )to drive the motor.

## บทที่ 1

### บทนำ

านเครื่องจักรบางชนิด เช่น Rolling mill, Mine winder ต้องการเครื่องกลไฟฟ้าต้นกำลังที่สามารถปรับเปลี่ยนความเร็ว และรักษาระดับความเร็ว นั้นได้อย่างแม่นยำและคงที่ นอกจากนั้นยังต้องสามารถกลับทิศทางการหมุนพร้อมกับการเบรคได้เป็นอย่างมาก ทางเลือก 3 ทางในการเลือกใช้เรามักจะไม่เลือกใช้เครื่องยนต์สันดาบ เช่น เครื่องยนต์เบนซินหรือเครื่องยนต์ดีเซล เนื่องจากมีขนาดใหญ่โตกว่า และต้องการบำรุงรักษามาก ซึ่งเรามักจะเลือกใช้เครื่องจักรต้นกำลังที่ใช้เป็นเครื่องจักรที่ใช้ไฟฟ้าคือ เอชเอ็มเตอร์ หรือ ดีซีเอ็มเตอร์ การเลือกใช้วงจรควบคุม เอชเอ็มเตอร์ให้สามารถทำงานได้ตามเงื่อนไขช่วงต้นสามารถทำได้ยากกว่า ดีซีเอ็มเตอร์ เช่นการใช้เฟสคอนโทรลสำหรับอินเวอร์ชันมอเตอร์ ดังนั้น ทางเลือกสุดท้ายคือการเลือกใช้ดีซีเอ็มเตอร์เป็น เครื่องต้นกำลัง โดยเลือกออกแบบวงจรควบคุมความเร็วด้วยเทคนิคของเฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop) และสามารถกลับทิศทางการหมุนได้โดยจัดวงจรขับเป็นวงจร ฟูลบริดจ์ (Full bridge loop) ซึ่งเทคนิคในการจัดวงจรและออกแบบวงจรควบคุมที่เหมาะสม จะทำให้เราสามารถได้วงจรควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบ 2 ควอดแดรนต์ (2 Quadrant) ที่สามารถแสดง block diagram โดยย่อได้ดังรูปที่ 1

สำหรับรายละเอียดของการศึกษาทดลองที่เรียบเรียงขึ้นนี้จะแยกออกเป็น 7 บทใหญ่ ๆ ดังนี้

บทที่ 2 กล่าวถึงวิธีการนำเอาระบบเฟสล็อคคูลูมาใช้ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์แบบที่สามารถกลับทางหมุนได้ หรือเรียกว่ามีการทำงานแบบ 4 ควอดแดรนต์ และกล่าวถึงการนำเอาเพาเวอร์มอสเฟตมาใช้เป็นอุปกรณ์ในการสวิตช์เพื่อลดผลของความสูญเสียจากการสวิตช์และลดผลของเสียงรบกวน

บทที่ 3 อธิบายถึงรายละเอียดต่างๆในการออกแบบระบบควบคุมความเร็วด้วยวิธีของ PPL ดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2

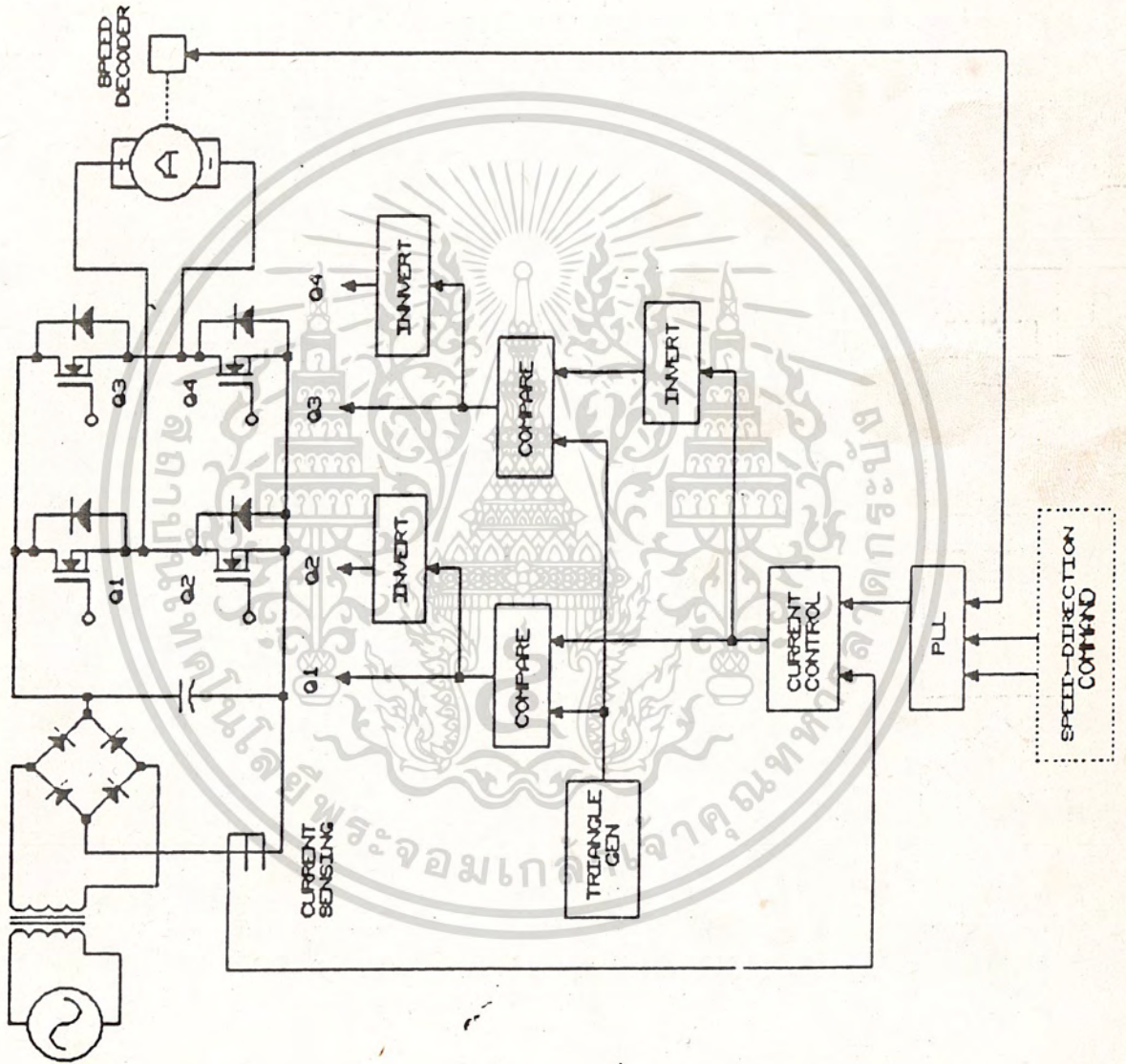
บทที่ 4 อธิบายถึงการออกแบบวงจรกำเนิดคลื่น PWM , การสร้างเดคโคม และวงจรที่ได้ออกแบบ

บทที่ 5 การออกแบบวงจรขับตัวเพาเวอร์มอสเฟต, การพิจารณาแหล่งจ่ายไฟในวงจร พูลบริดจ์ การออกแบบสร้างวงจรป้องกัน สเปคต์ และการศึกษาขนาดของเพาเวอร์มอสเฟตในการนำมาใช้งาน

บทที่ 6 การทดลอง และ ผลการทดลอง

บทที่ 7 บทวิจารณ์และสรุปผล

รูปที่ 1 แสดงไดอะแกรมการทำงานแต่ละส่วนของวงจรควบคุมมอเตอร์แบบ 4  
ควอดแดรนต์

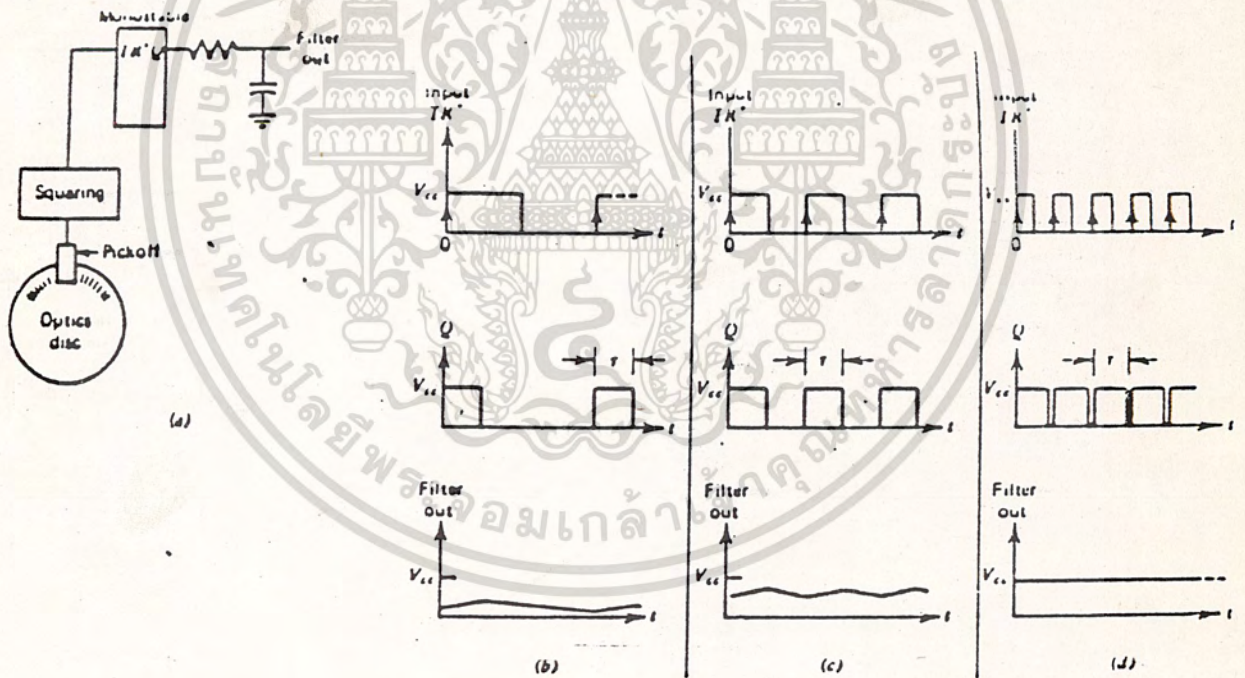


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทฤษฎีของการควบคุมความเร็วด้วย PLL และ ฟิลาเพคเทรานซิสเตอร์

การตรวจจับความถี่

วงจรการตรวจจับความถี่อย่างง่ายคือ การนำเอาวงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบเตอร์ (Mono stable multivibrator) มาประยุกต์ใช้เป็นวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1

a) แสดงวงจร F/V (frequency to voltage) คอนเวอเตอร์ ซึ่งใช้ขอบขาขึ้นของรูปคลื่นความถี่ที่ป้อนเข้าที่ขาทริก ทริกให้วงจร โวมินสเคเบิลทำงาน ได้พัลส์ที่เอาท์พุทและกรองแรงดันด้วยวงจร R-C

b) เมื่อสัญญาณความถี่ขาเข้ามีความถี่ต่ำ ก็จะทำให้ได้พัลส์ที่เอาท์พุทที่มีจำนวนลูกคลื่นเท่ากับ อินพุท ดังนั้นค่าเฉลี่ยของแรงดันที่ได้จึงมีค่าน้อย

c) ที่ความถี่กลางๆ จำนวนลูกคลื่นที่มาที่ขาทริกวงจรโวมินสเคเบิลมีค่ามากขึ้น ดังนั้น จำนวนลูกคลื่นทางด้านเอาท์พุทจึงมีจำนวนมากขึ้น ทำให้ค่าเฉลี่ยของแรงดันมีค่าสูงขึ้น

d) เมื่อความถี่ขาเข้าสูงสุด รูปคลื่นที่ได้ทางเอาท์พุทจะชิดกันมากจนเกือบชนกัน และค่าเฉลี่ยแรงดันที่ได้มีค่าเกือบเท่ากับแรงดันไฟเลี้ยงวงจรโวมินสเคเบิล (Vcc)

เมื่อวงจรเข้ารหัสความเร็วของมอเตอร์เป็นความถี่ที่แปรค่า ตามความเร็วแล้ว และความถี่จากการเข้ารหัสนี้เราเรียกว่า  $f_{tac}$  มลิกซ์เบสเพิลซ์ "สี่เหลี่ยมที่สมมาตรกัน จะถูกป้อนเข้าสู่ขาทริก (TR') ของวงจรโวมิน และทุก ๆ ขอบขาขึ้นของพัลส์อินพุทที่ เอาท์พุทของวงจรโวมินก็จะให้พัลส์ที่มีความกว้างของพัลส์ที่คงที่ (โดยให้ความกว้างของพัลส์นี้กว้างเท่ากับ T) ออกมาลูกคลื่นทุกครั้งหลังจากที่อินพุทได้รับสัญญาณทริก เมื่อมอเตอร์หมุนด้วยความเร็วต่ำ, ความถี่ที่เข้ารหัสได้ออกมาก็จะมีความถี่ต่ำด้วย โดยที่แรงดันค่าเฉลี่ยที่ได้จากขา Q ดังในรูปที่ 2.1 b) ก็จะมีค่าแรงดันต่ำด้วย ที่ความเร็วสูงขึ้น สัญญาณของขาขึ้นที่แปรตามความเร็วของมอเตอร์จะปรากฏที่ขาทริกของวงจรโวมินมากขึ้น ตามรูป 2.1 c) และทำให้ค่าเฉลี่ยทางแรงดันมีค่าสูงขึ้น พัลส์ที่ได้นี้จะถูกกรองให้เป็นระดับแรงดันเฉลี่ยด้วยวงจรกรอง R-C ซึ่งจะเห็นได้ว่า ระดับแรงดัน ดี ซี ทางเอาท์พุทนี้จะแปรตามค่าความถี่ที่ป้อนเข้าสู่ขาทริก และความถี่นี้จะแปรโดยตรงตามค่าความเร็วของมอเตอร์อย่าง



เป็นเชิงเส้นด้วย ซึ่งกล่าวได้ว่าระดับแรงดัน ดี ซี ที่ได้จากวงจรรองจะแปรเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความเร็วของมอเตอร์นั่นเอง

สมมติว่า ลูกคลื่นที่ได้ที่ขา Q เอาพุทของวงจรมอเตอร์จะให้แรงดันที่ลอจิกสูงเท่ากับ  $V_{cc}$  และให้ค่าลอจิกต่ำที่ระดับ 0 โวลต์ เราจะสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ว่า

$$V = T/t V_{cc}$$

เมื่อ  $T =$  คาบเวลาของวงจรมอเตอร์สเตเบิล (วินาที)

$t =$  คาบเวลาของความถี่ที่บ่อนเข้ามาที่รีจิสเตอร์จากการเข้ารหัสความเร็ว (วินาที)

$V_{cc} =$  แรงดันไฟฟ้าเลี้ยงของไอซีมอเตอร์สเตเบิล (โวลต์)

$V =$  ระดับแรงดันเฉลี่ยที่ได้ที่เอาพุท

ค่าของเวลา  $T$  นี้จะถูกเลือกให้มีค่าเกือบเท่ากับคาบเวลาสูงสุดของความถี่ที่บ่อนเข้า หรือ  $T_{max}$  หรือเราจะเขียนได้ว่า

$$T = 1/f_{max}$$

หรือกล่าวได้ว่า  $V = (1/f_{max}) / (1/f) V_{cc}$

$$V = f/f_{max} V_{cc}$$

เปลี่ยนเป็นเรเดียน ( $w = 2 f$ )

$$V/w = V_{cc}/W_{max} \quad k_m$$

เมื่อ  $k_m$  = เกนของการเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน (โวลต์/เรเคียน/วินาที) และเขียนเป็นฟังก์ชันส่งผ่านจากสมการ 2.4 ได้เป็น

$$V/w = k_m / (ST_m + 1)$$

เมื่อ  $T_m = P_c =$  ค่าคงตัวของวงจรของความถี่

$$k_m = V_{cc}/W_{max}$$

ซึ่งจะเห็นได้จากสมการว่าระดับแรงดันที่ได้จะแปรผันโดยตรง กับความถี่จากการเข้ารหัสความเร็วของมอเตอร์

### การตรวจจับทางเฟส - ความถี่แบบ 2 คาบต่อแตรนซ์

ในการควบคุมการทำงานของมอเตอร์ที่สามารถทำงานใน 2 คาบต่อแตรนซ์นั้น แรงดันควบคุมนอกจากจะต้องแปรเปลี่ยนระดับแรงดันควบคุมได้แล้ว ยังต้องสามารถเปลี่ยนขั้วของระดับแรงดันได้อีกด้วย เช่น เปลี่ยนแรงดันควบคุมจาก +6V เป็น -6V เพื่อเปลี่ยนทิศทางการหมุนของมอเตอร์ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดสัญญาณควบคุมทิศทางการหมุนของมอเตอร์ เพื่อเป็นคำสั่งในการกำหนดทิศทางการหมุนของมอเตอร์ว่าต้องการให้มอเตอร์หมุนไปในทิศทางตามเข็มนาฬิกา หรือทวนเข็มนาฬิกา และให้คำสั่งกำหนดทิศทาง เป็นสัญญาณระดับสูง ( $V_{cc}$  - โวลต์) หมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา นอกจากนั้น จึงจะต้องมีสัญญาณที่แสดงถึงทิศทางการหมุนในทิศทางใดอยู่

1. กิ่ง 1

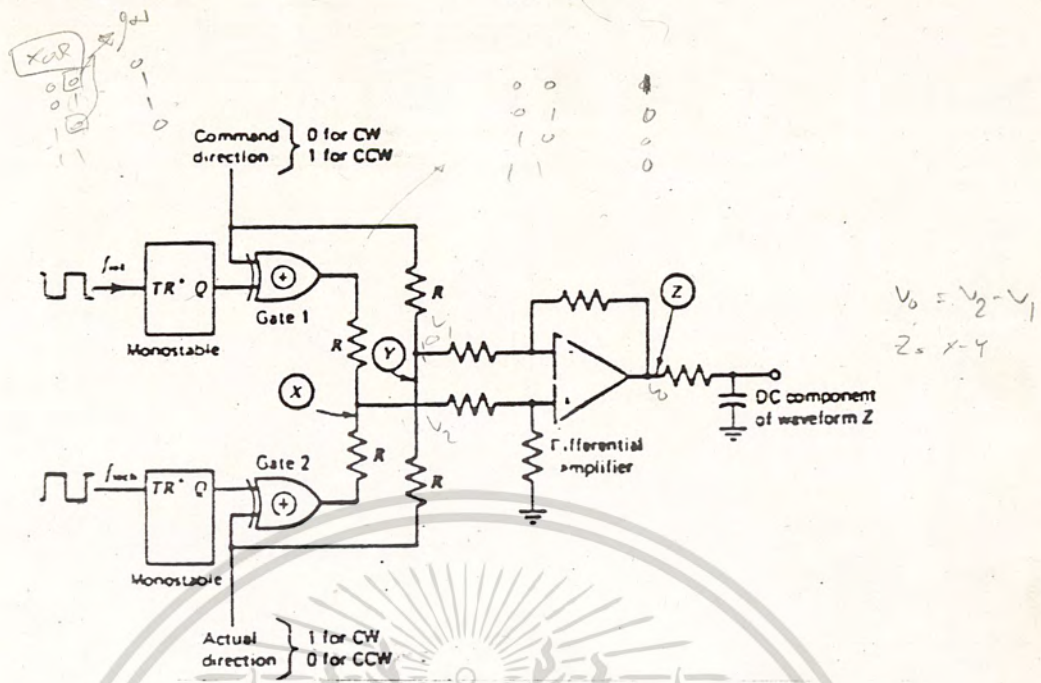
2. กิ่ง 2

โดยกำหนดให้สัญญาณแสดงทิศทางมีค่าเป็นสูง ( $V_{cc}$  โวลต์) เมื่อมอเตอร์กำลังหมุน  
 ไปในทิศทางตามเข็มนาฬิกา และแสดงระดับสัญญาณต่ำ (0 โวลต์) เมื่อมอเตอร์  
 กำลังหมุนไปในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา ซึ่งสรุปแสดงเป็นตารางได้ในรูปที่ 2.2

คำสั่งกำหนดทิศทาง	ทิศทางการหมุนของมอเตอร์
0 (cw)	1 (cw), หมุนปกติ
0 (cw)	0 (acw), เปลี่ยนแปลง
1 (cw)	1 (cw), ปกติ
1 (ccw)	0 (ccw), เปลี่ยนแปลง

รูปที่ 2.2 แสดงตารางคำสั่งกำหนดทิศทาง การหมุนมอเตอร์  
 และระดับสัญญาณตรวจทิศทาง การหมุนของมอเตอร์

และสามารถสร้างวงจรตรวจจับทางเฟส - ความถี่แบบ 2 ควอตแดรนท์ได้  
 ดังในรูปที่ 2.3 โดยมีลักษณะการทำงานของวงจรการตรวจจับดังนี้



รูปที่ 2.3 แสดงวงจรตรวจจับทางเฟส - ความถี่แบบ 2 บิต

ในขั้นต้นต้องพึงระลึกว่า สัญญาณควบคุมทิศทางและสัญญาณแสดงทิศทางการหมุนจะตรงกันข้ามกันเสมอ เช่น ถ้าส่งให้มอเตอร์หมุนตามเข็มนาฬิกาและสัญญาณควบคุมมีค่า 0 และเมื่อขณะนั้นมอเตอร์กำลังหมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกาอยู่ สัญญาณแสดงทิศทางก็จะมีค่า 1 แต่เมื่อเราสั่งเปลี่ยนทิศทางการหมุนมอเตอร์อย่างกะทันหันก็จะทำให้สัญญาณกำลังเปลี่ยนเป็น 1 แต่ทิศทางการหมุนของมอเตอร์ยังคงหมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกาอยู่ ซึ่งยังแสดงสัญญาณแสดงทิศเป็น 1 อยู่ ซึ่งจะมีโอกาสเป็นไปในกรณีต่างๆ กัน 4 ลักษณะ ดังแสดงในตารางรูปที่ 2.2 และจากรูปที่ 2.3 เมื่อสัญญาณคำสั่งและสัญญาณแสดงทิศทางรวมกันผ่านความต้านทานร่วม 2 ตัว ที่จุดกลางของความต้านทานจุด  $y$  จะได้ระดับแรงดันระดับต่าง ๆ กัน เป็น 4 ลักษณะ เช่นกัน ดังแสดงค่าของแรงดันที่จุด  $y$  (เมื่อเทียบกับกราวด์) ดังตารางรูปที่

2.4

คำสั่งทิศทาง	ทิศทางการหมุน	แรงค้ำที่จุด y
0 (cw)	V <sub>cc</sub> (cw)	V <sub>cc</sub> /2 ?
0 (cw)	0 (ccw)	0
✓ V <sub>cc</sub> (cw)	V <sub>cc</sub> (cw)	✓ V <sub>cc</sub>
✓ V <sub>cc</sub> (ccw)	0 (ccw)	✓ V <sub>cc</sub>

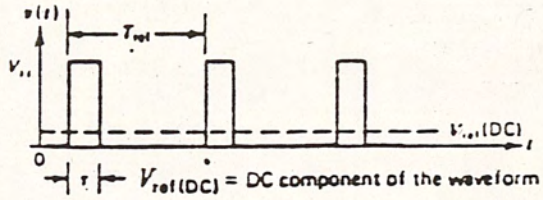
รูปที่ 2.1 แสดงระดับสัญญาณที่จุด y ของรูป 2.3

สำหรับการพิจารณาสัญญาณที่จุด x เริ่มต้นจากการสมมติว่าเราสั่งให้มอเตอร์ หมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา และสัญญาณมีค่า 0 ในขณะที่เอาต์พุตของเกทตัวที่ 1 จะได้เอาต์พุตซึ่งเป็นพัลส์ค่าสัญญาณเฉลี่ยเป็นสัดส่วนกับความถี่และจากการวิเคราะห์ ที่ผ่านมามีทำให้เราได้สัญญาณเอาต์พุตดังรูปที่ 2.5 โดยเขียนเป็นสมการความสัมพันธ์ ระหว่างแรงค้ำกับความถี่ เมื่อสัญญาณคำสั่งมีค่าเป็น 0 ดังนี้

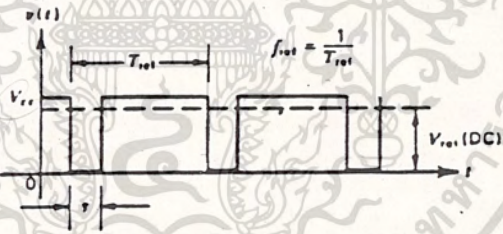
$$V_{ref} = V_{vv} T/T_{ref} = V_{cc} T/f_{ref} \quad (\text{คำสั่งกำหนดทิศทางเป็น 0}) \quad 2.6$$

เมื่อ T คาบเวลาโมโนสเตเบิล

$$\text{และ } f_{ref} = 1/T_{ref}$$



รูปที่ 2.5 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของ เกตตัวที่ 1 เมื่อสัญญาณควบคุมคำสั่งมีค่าเป็น 0 และเมื่อสัญญาณคำสั่งสั่งให้มอเตอร์หมุนกลับทิศ เป็นทิศทางตามเข็มนาฬิกา และสัญญาณมีค่าเท่ากับ  $V_{cc}$  ก็จะได้สัญญาณเอาต์พุตที่ เกต 1 เป็นพัลส์เป็นสัดส่วนกับความถี่ดังรูปที่ 2.6 และได้สัญญาณเอาต์พุต ดังนั้นสมการที่ 2.7



รูปที่ 2.6 แสดงเอาต์พุตที่ เกต 1 เมื่อคำสั่งกำหนดทิศทางเป็น 1 หรือ  $V_{cc}$

$$\begin{aligned}
 V_{ref} &= V_{cc} - V_{cc} T/T_{ref} && 2.7 \\
 &= V_{cc} (1-Tf_{ref}) && (\text{คำสั่งกำหนดทิศทางเป็น 1})
 \end{aligned}$$

ในทำนองเดียวกัน ที่เกท 2 จะได้สัญญาณเอาต์พุต เมื่อทิศทางการหมุนของมอเตอร์กำหนดเป็น 2 ลักษณะดังนี้

เมื่อทิศทางของมอเตอร์หมุนตามเข็มนาฬิกา สัญญาณแสดงทิศทางเป็น 1

$$V_{tach} = V_{cc}(1 - T_{ftach}) \quad 2.7$$

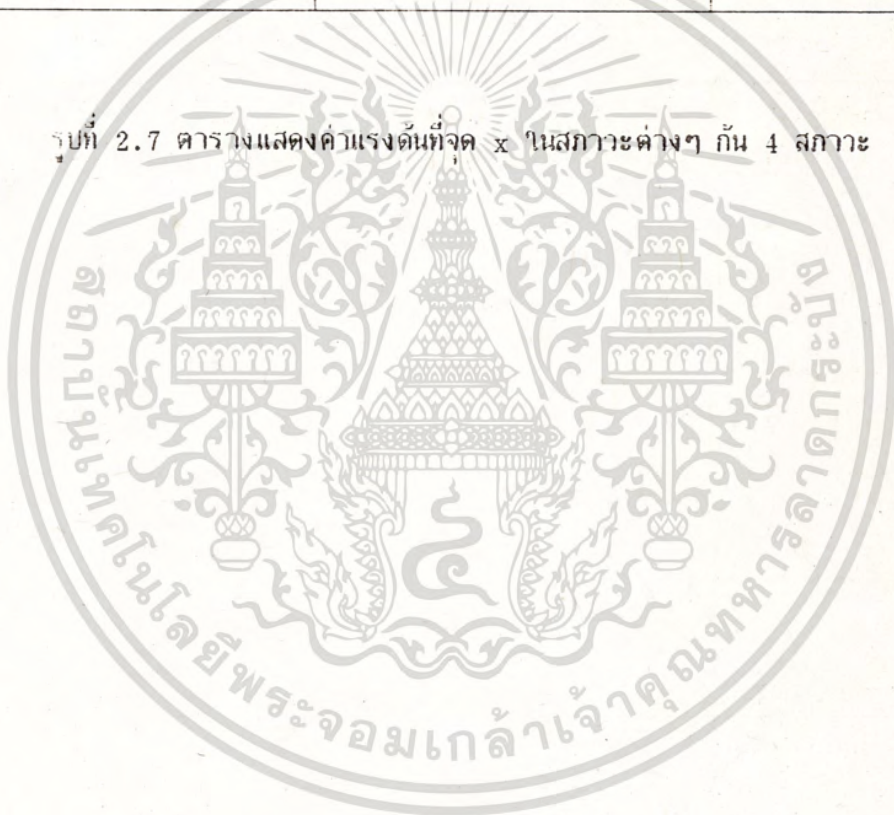
และมอเตอร์หมุนกลับทิศ สัญญาณทิศทางเป็น 0

$$V_{tach} = V_{cc} T_{ftach} \quad 2.9$$

สัญญาณทั้ง 2 จะถูกรวมเข้ากันโดยผ่านคู่ความต้านทาน 2 ตัว ในลักษณะแรงดันต่าง ๆ กัน ดังนั้นที่จุดกึ่งกลางของ ค่าความต้านทานที่จุด x จะได้ระดับแรงดันต่าง ๆ กัน ดังแสดงในตารางรูปที่ 2.7 พัลส์ที่ได้ที่จุด x และ y นี้จะถูกนำมาลบกันด้วยวงจรขยายความแตกต่าง (Diff Amp) ผลจากการลบบนี้จะแสดงดังตารางรูปที่ 2.8 แสดงให้เห็นว่าสามารถทำงานเป็น

กรณี	เอาท์พุทที่เลข 1	เอาท์พุทที่เลข 2	เอาท์พุทที่จุด x ( เลข 1 + เลข 2 )
1	$V_{ref} = V_{cc}T_{fref}(CW)$	$V_{tach} = V_{cc}(1-T_{ftach}(CW))$	$(V_{cc}/2)(T_{fref} - T_{ftach}+1)$
2	$V_{ref} = V_{cc}T_{fref}(CW)$	$V_{tach} = V_{cc}T_{ftach}(CCW)$	$(V_{cc}/2)(T_{fref} + T_{ftach}f)$
3	$V_{ref} = V_{cc}T_{fref}(CCW)$	$V_{tach} = V_{cc}(1-T_{ftach})(CW)$	$(-V_{cc}/2)(T_{fref} + T_{ftach}-2)$
4	$V_{ref} = V_{cc}T_{fref}(CCW)$	$V_{tach} = V_{cc}T_{ftach}(CCW)$	$(-V_{cc}/2)(T_{fref} - T_{ftach}-1)$

รูปที่ 2.7 ตารางแสดงค่าแรงดันที่จุด x ในสภาวะต่างๆ กัน 4 สภาวะ



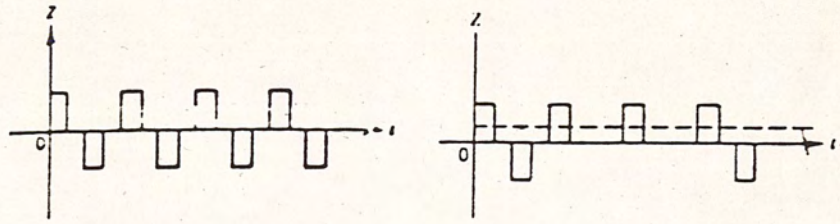
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณี	คำสั่งแสดงทิศ	ทิศทางการหมุน	เอาต์พุตของระบบ x-y
1	CW	CW	$(V_{cc}/2)T(f_{ref} - f_{tach})$
2	CW	CCW	$(V_{cc}/2)T(f_{ref} + f_{tach})$
3	CCW	CW	$(-V_{cc}/2)T(f_{ref} + f_{tach})$
4	CCW	CCW	$(-V_{cc}/2)T(f_{ref} + f_{tach})$

รูปที่ 2.8 แสดงตารางแสดงค่าเอาต์พุตระบบในกรณีต่างๆ

คำสั่งควบคุมได้ทั้ง 2 คาบอดแตรนัท และระดับแรงดันควบคุมก็จะเป็นสัดส่วน ผกผันโดยตรงกับความแตกต่างทางความถี่ของความถี่ควบคุม และความถี่จากการเข้ารหัสความเร็วของมอเตอร์

รูปคลื่นที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างแสดงให้เห็นได้ในรูปที่ 2.9 a) และ b) โดยที่ในรูปที่ 2.9 a) เกิดขึ้นเมื่อความถี่ควบคุม  $f_{ref}$  มีค่าสมมาตรกับความถี่จากการเข้ารหัส  $f_{tach}$  และความถี่นี้อยู่ในสภาวะการล็อก ฟัลซ์ที่ได้จากเอาต์พุตจุด z นี้ ฟัลซ์บวกจะมีความสมมาตรกับฟัลซ์ทางซีกลบ และทำให้แรงดันเอาต์พุตที่มีค่าระดับแรงดันเฉลี่ยเป็นศูนย์ ส่วนในรูปที่ 2.9 b)

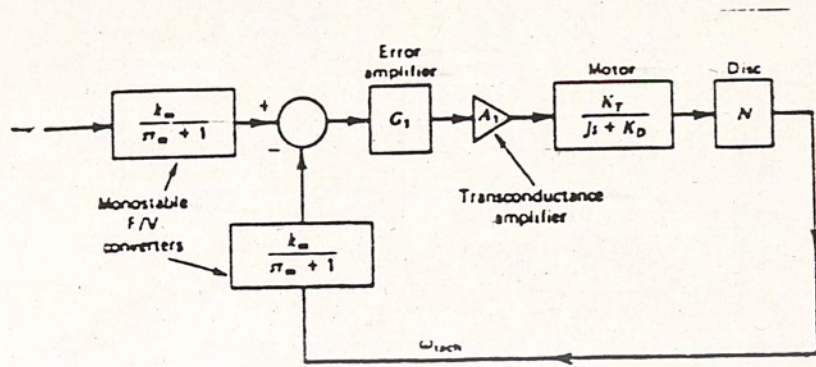


รูปที่ 2.9 a) แสดงรูปคลื่นเอาท์พุทที่จุด  $z$  ในกรณีที่ความถี่ของมอดูเลเตอร์อยู่ในสภาวะการล็อก และแรงดันเฉลี่ยมีค่าศูนย์

b) แสดงรูปคลื่นเอาท์พุทที่จุด  $z$  เมื่อมอดูเลเตอร์หมุนช้าลง และไม่อยู่ในสภาวะการล็อกเฟส - ความถี่ ทำให้เกิดค่าเฉลี่ยของแรงดันควบคุมเพื่อเร่งความเร็วของมอดูเลเตอร์ให้สูงขึ้น

เกิดขึ้นในกรณีที่มอดูเลเตอร์หมุนช้าลงมากจนกระทั่งทำให้มอดูเลเตอร์ลดความเร็วลงและความถี่และเฟสหลุดออกจากสภาวะการล็อก เกิดความแตกต่างทางความถี่ขึ้น ทำให้ค่าเฉลี่ยทางแรงดันทางเอาท์พุทที่จุด  $z$  มีค่าเป็นบวก ทำให้มอดูเลเตอร์เร่งความเร็วเพิ่มขึ้น เพื่อกลับไปยังสภาวะเฟสล็อกอีกครั้งหนึ่ง

รูปที่ 2.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมของทรานเฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer function) ของ PLL



รูปที่ 2.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมของทรานเซอร์พังก์ชั่น

เมื่อ  $k_m$  = mono stable gain (V/rad/sec)

$T_m$  = mono stable filter time constant (sec)

$G_1$  = Amplifier gain (V/V)

$A_1$  = transconductance (A/V)

$K_t$  = Motor torque constant

$N$  = Disc tun density

จากไดอะแกรมจะเห็นว่าในลูปความเร็วจะมีค่าความหน่วงแฝงอยู่ในมิลินิสเตเบิล เพื่อเสถียรภาพของระบบ จึงควรจะให้  $\omega_{tach\ min} > 20$  เท่าของความหน่วงของระบบหรืออนุโลมว่า

$$\omega_{tach\ min} > 20 \omega_n$$

2.10

เมื่อ  $w_n =$  ความถี่พื้นฐานลำดับ 2 ระบบ

และ  $w_{tach \ min} =$  แปรผันโดยตรงกับความเร็วยรอบต่ำสุดของมอเตอร์  
(mainimum rpm)

ดังนั้น

$$w_{tach \ min} = / N_{rpm \ min} \quad 2.11$$

เมื่อ  $N =$  จำนวนร่องของจานแสง

$rpm_{min} =$  ความเร็วยรอบของมอเตอร์ต่ำสุดที่ยอมรับได้

เมื่อเขียนทรานเฟอร์ฟังก์ชันของระบบได้เป็น

$$G(s) = kmG_1A_1K_t \times N / (sT_m + 1)(J_s + K) \quad 2.12$$

## 2. เพลย์เวอร์มอสเฟต (Power MOSFET)

มอสเฟตกำลัง เป็นทรานซิสเตอร์ชนิดที่เกสท์การขยาย เป็นแบบทรานคอนดัคแตนซ์ (Transconductance Amplifier) หรือเรียกได้ว่ามันเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมการไหลของกระแสที่ด้านเอาต์พุต ซึ่งต่างจากอุปกรณ์ประเภทไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ทั่วไปที่กระแสที่ไหลทางด้านเอาต์พุตถูกควบคุมด้วยกระแสทางอินพุต ความแตกต่างนี้เกิดขึ้นมาจากลักษณะทางโครงสร้างที่แตกต่างกันระหว่างอุปกรณ์ทั้ง 2 ซึ่งทำให้ มอสเฟตมีข้อดีกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในการใช้งานหลายประการ ไม่ว่าจะถูกนำไปใช้งานทางด้านวงจรถึงเส้นหรืองานทางด้านสวิทชิง ซึ่งแยกเป็นข้อ ๆ ได้ดังนี้

### ข้อดีทางด้านความเร็ว

เนื่องจากมันมีสตอเรจ์ไทม์ต่ำ (low storage time) ดังนั้นเวลาในการนำกระแสและหยุดการนำกระแส ( $t_{on}$ ,  $t_{off}$ ) จึงใช้เวลาน้อยกว่าไบโพล่า และทำให้สามารถทำการสวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูงกว่า และทำให้ความสูญเสียในการสวิตช์น้อยกว่าพื้นที่ของตัวกลางในการกระจายความร้อนก็จะน้อยลง

### ข้อดีทางคุณสมบัติของอินพุท

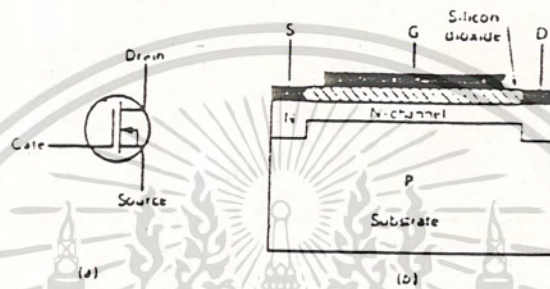
ขาเกทของมอสเฟตจะถูกแยกจากกันทางไฟฟ้ากับพื้นผิวของซอร์ส (source) ด้วยชั้นของออกไซด์ (Oxide layer) และมีความต้านทานทางไฟตรงสูงกว่า 40 ล้านโอห์ม ทำให้กระแสที่ไหลผ่านเกทมีค่าน้อยมาก และไม่ขึ้นกับกระแสเดรน (Drain current) ด้วยเหตุผลนี้ทำให้การออกแบบวงจรขั้วมอสเฟตกำลังสามารถทำได้ง่ายกว่าและใช้ข้ออุปกรณ์น้อยชิ้นกว่า และราคาของวงจรถับถูกกว่าวงจรถับของไบโพล่า

### การมี เดรน-ซอร์สไดโอด

เนื่องจากลักษณะทางโครงสร้างการวางชั้นของสารกึ่งตัวนำ จึงปรากฏสภาวะการเป็นไดโอดเสมือนต่อกลับทางกับขั้วเดรนและซอร์สอยู่เรียกว่า เดรน - ซอร์ส ไดโอด ซึ่งจะเกิดกับมอสเฟสทุกตัว ดังนั้นในการใช้งานควบคุมโหลดอินดักแตนซ์หรือมอเตอร์ด้วยวงจบบางชนิดที่ต้องต่อไดโอดกลับขั้วขนานกับอุปกรณ์สวิตช์ เมื่อใช้มอสเฟตก็ทำให้ความจำเป็นในการต่อไดโอดกลับขั้วก็ไม่มีความจำเป็น

## ง่ายต่อการต่อขาน

สามารถนำมาต่อขานกันได้จำนวนมาก เพื่อเพิ่มความสามารถในการจ่ายกระแสให้สูงขึ้นได้ง่าย



รูปที่ 2.11 แสดงสัญลักษณ์และโครงสร้างพื้นฐานของมอสเฟต

- a) สัญลักษณ์
- b) ตีพิมพ์ชั้นโหมดเพาเวอร์มอสเฟต

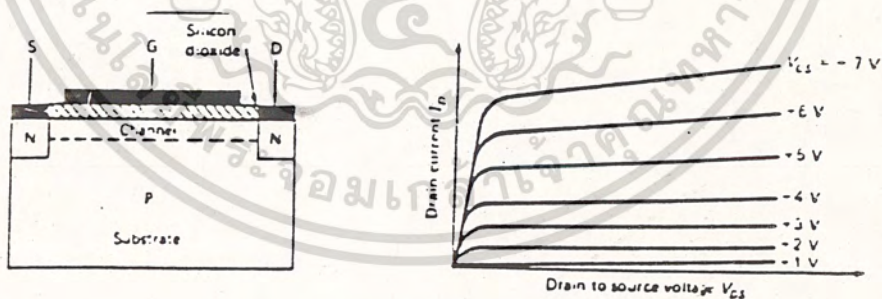
mosfet (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำชนิดรอยต่อเดียว (Unipolar Transistor) ที่ขั้วเกตจะไวโซเลทออกจากแชนแนล โดยออกไซด์ของโลหะ แบ่งออกตามโครงสร้างเป็น 2 ประเภทคือ ตีพิมพ์ชั้นโหมด (Depletion Mode) และเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด (Enhancement Mode )

ในแบบตีพิมพ์ชั้นโหมด จะมีสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น เชื่อมต่อระหว่างซอร์สและเดรนเรียกว่า เอ็นแชนแนล ดังรูปที่ 2.11 b) โดยที่กระแสที่ไหลผ่านแชนแนลจะ

แปรตามระดับแรงดันที่บ่อนเข้าสู่เกตส่วนในแบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดจะไม่มีแซนแนล  
เชื่อมต่อดังเช่นดีพลีทชันโหมดดังแสดงในรูปที่ 2.11 c ซึ่งจะขอกล่าวแต่ในลักษณะ  
ของเอ็นฮานซ์โหมดซึ่งนำมาใช้ในการพัฒนานี้เท่านั้น

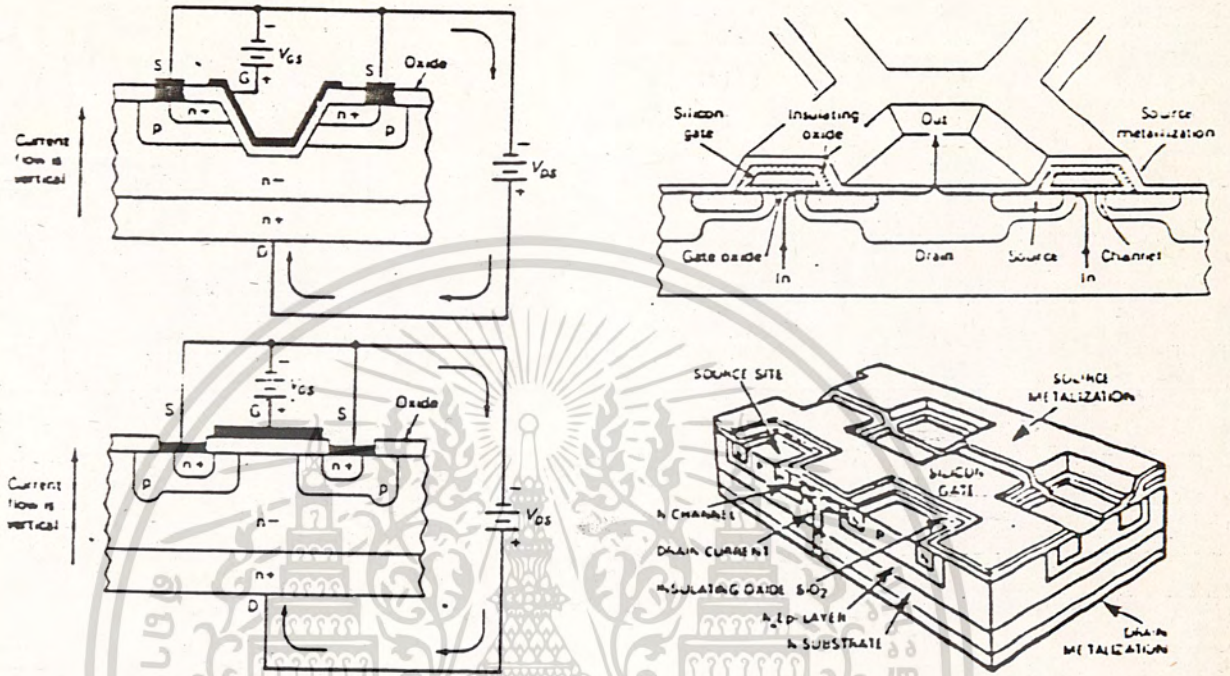
เอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟต

จากรูป 2.12 การบ่อนแรงดันบวกให้แก่เกตและซอร์ส แรงดันบวกที่เกตได้  
รับนี้จะไปผลักโฮลในบริเวณซัสเตรท ที่อยู่ใกล้กับเพลทจองแผ่นเกตและ เกิดสภาวะ  
ของแถบดีพลีทชัน (Depletion Region) เมื่อแรงดันบวกที่เกตมีค่าบวกมากเพียง  
พอลุ่มของอิเล็กตรอนจะมารวมกลุ่มหนาแน่นในบริเวณดีพลีทชันนี้ คล้ายกับแถบรอย  
ต่อเอ็นแซนแนลได้เกิดขึ้นในบริเวณนี้ระหว่างซอร์สและเดรนและกระแสสามารถไหล  
ผ่านได้ แต่การที่กระแสจะเริ่มไหลได้นั้นระดับแรงดันที่ขาเกตจะต้องมีค่าสูงกว่าค่า  
แรงดันค่าหนึ่งซึ่งเรียกว่าค่าแรงดันต่ำสุดที่จะมีกระแสไหล (Threshold voltage)  
 $V_T$  ระดับแรงดันนี้จะถูกระบุไว้ในค่าตัวของคู่มือมอสเฟตแต่ละ เบอร์



รูปที่ 2.12 a) แสดงการพอร์มแถบดีพลีทชันบริเวณขาเดรนและซอร์ส  
b) ค่าแรงคเตอร์ริสติกของ เอ็น-แซนแนล เอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟต

ลักษณะ โครงสร้างของเพอร์เวอร์มอสเฟต แบ่งออกได้เป็นหลายลักษณะ ดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 แสดงโครงสร้างของเพอร์เวอร์มอสเฟตแบบต่างๆ

- a) วี - มอสเฟต (V - MOSFET)
- b) ดี - มอสเฟต (D - MOSFET)
- c) เฮกซ์เฟต (HEXFET ลิขสิทธิ์ International Rectifier Company)
- d) ที - มอส (T -MOS)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.13 a) โครงสร้างของ วมอสเฟตจะทำโดยที่ร่องของชั้นสารกึ่งตัวนำเป็นรูปตัววีลึกลงไปชั้นสารผ่านชั้นของ  $n+$  และ  $p$  และบางส่วนของ  $n-$  ภายใต้อันนี้ด้วยชั้นของออกไซด์ของโลหะที่จะแยกชั้นของขั้วเกตออกจากชั้นสเตรทการจ่ายแรงดันโพลารเข้าสูขั้วเกตจะเป็นผลทำให้อิเล็กตรอนมาพอร์มตัวในแนวตั้งในบริเวณแถบของชั้น  $p$  เราจะเห็นว่าชั้นของ  $N$  จะกว้างและสั้นมาก ทำให้มันมีค่าความต้านทานในขณะทำงาน (Onresistance) ต่ำมาก

รูปที่ 2.13 b) โครงสร้างของดีมอสเฟต จะมีการวางขั้วเกตเป็นแนวระนาบกับพื้นเมื่อมีแรงดันที่ขั้วเกตค่าบวกเมื่อเทียบกับขอร์สก็จะทำให้เกิด แชนแนลชนิด  $N$  ที่สารชนิด  $p$  เช่นเดียวกันกับพื้น เมื่อมีแรงดันที่ขั้วเกตค่าบวกเมื่อเทียบกับขอร์สก็ทำให้เกิด แชนแนลชนิด  $N$  ที่สารชนิด  $p$  เช่นเดียวกันกับแบบ วมอสเฟต ซึ่งก็จะทำให้มีกระแสไหลจากขั้วเดรนไปขอร์สเป็นแนวกว้าง และมีความต้านทานขณะทำงานต่ำเช่นเดียวกัน

รูปที่ 2.13 c) โครงสร้างของเฮ็กเฟต จะคล้ายกับดีมอสเฟต แต่การวางแผ่นเกตจะวางเป็นรูป 6 เหลี่ยมต่อกันเป็นเซลล์ โดยมีความหนาแน่นมากกว่า 500,000 เซลล์ต่อตารางนิ้วทั้งนี้เพื่อให้ชั้นของสารกึ่งตัวนำบางชั้นนำกระแสเป็นแนวกว้าง และมีความต้านทานขณะทำงานต่ำ

รูปที่ 2.13 d) โครงสร้าง วมอสเฟต จะวางกลุ่มของเซลล์ออกเป็นตารางแบบเมตริกโดยมีจุดประสงค์คล้ายคลึงกับชนิดอื่นๆ ที่กล่าวมาแล้วคือ พยายามทำให้มีความสามารถทางกระแสโดยที่ขนาดลดลง ความต้านทานขณะทำงานต่ำ และทนแรงดันได้สูงขึ้นนั่นเอง

## คุณลักษณะทางไฟฟ้าของ เพลัวเวอร์มอสเฟต

คุณลักษณะทาง เอาก์พุทและทรานส์คอนดักแตนซ์เกณฑ์ของ เพลัวเวอร์มอสเฟต



รูป 2.14 แสดงกราฟคุณสมบัติทางด้านเอาก์พุทของ เพลัวเวอร์มอสเฟตโดยแบ่งเป็นบริเวณพื้นที่ A แสดงช่วงใช้งานเป็นเชิงเส้น (Ohmic, Onregion)

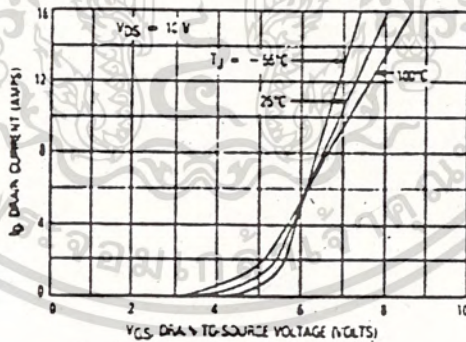
บริเวณพื้นที่ B แสดงพื้นที่ใช้งาน บริเวณแอคทีฟ (Active, Constant Current or Saturation Regions)

จากรูป แสดงคุณลักษณะทางเอาก์พุทของ เพลัวเวอร์มอสเฟต จะถูกแบ่งพื้นที่ใช้งานเป็น 2 ช่วงคือ บริเวณพื้นที่ A เป็นพื้นที่ ๆ ฎาใช้งานในลักษณะที่กระแสทางด้านออกหรือ  $I_D$  มีความสัมพันธ์ทางเชิงเส้นกับแรงดันควบคุมทางอินพุท ( $V_{GS}$ ) เรียกว่าเป็นช่วงใช้งานเป็นเชิงเส้นหรือแอคทีฟรีเลี่ยน (Active Region) ส่วน

ในบริเวณพื้นที่ B เป็นบริเวณพื้นที่ ๆ ถูกใช้งานในลักษณะที่เมื่อป้อนแรงดันควบคุมหรือค่าความต้านทานของชาเดรน-ซอร์ส มีค่าความต้านทานต่ำสุดซึ่ง เราใช้บริเวณพื้นที่ B นี้กำหนดค่าให้เพาเวอร์มอสเฟททำงานในลักษณะสวิทซ์ซึ่ง คือมีการทำงานในลักษณะปิดและเปิดวงจรด้วยความเร็วสูงเท่ากัน ดังนั้นการทำงานของมอสเฟทจะไม่ผ่านบริเวณพื้นที่ A เลย ส่วนมอสเฟท แรงดันนี้เรียกว่า แรงดันเกต-ซอร์สโวลเตจ ซึ่งความสัมพันธ์นี้เรียกว่าทรานส์คอนดักแตนซ์เกท (Transconductance)  $g_{fa}$  กำหนดโดยอัตราส่วนของการเปลี่ยนแปลงของกระแสเกรน ต่ออัตราส่วนของแรงดันเกต - ซอร์ส เขียนเป็นสมการได้ดังนี้ โดยในมอสเฟทแต่ละตัว

$$g_{fa} = dI_D / dV_{GS} \quad \text{โมห์} \quad 2.13$$

จะมีคุณลักษณะจำเพาะของทรานส์คอนดักแตนซ์ ที่เขียนเป็นกราฟโดยทั่วไปได้ดังรูปที่ 2.15

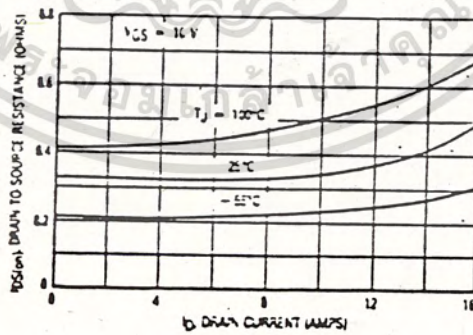


รูปที่ 2.15 แสดงคุณลักษณะพื้นฐานของเกทที่การขยายของมอสเฟท แบบเอ็นแชนซ์-เม้นท์มอสเฟท

แต่ทั้งนี้ได้กล่าวมาแล้วว่าในการออกแบบของเราสนใจแค่เพียงสภาวะการทำงานในลักษณะปิดและเปิด (ON-OFF STATE) เท่านั้น ดังนั้นค่าพารามิเตอร์คอนดักแตนซ์ที่กล่าวนี้จึงไม่ใช่จุดสนใจของเรา

ค่าความต้านทานในสภาวะการทำงาน ( On-Resistance),  $V_{ds}$

เมื่อมอสเฟตเปลี่ยนแปลงสภาวะจาก เปิดค้างจรซึ่งมีค่าความต้านทานทางเอาท์พุทสูง ไปสู่สภาวะปิดค้างจรซึ่งมีค่าความต้านทานทางเอาท์พุทต่ำ ค่าความต้านทานของชาเดรนและซอร์สจะมีค่าลดต่ำลงในขณะที่กระแสเดรนมีค่าเพิ่มสูงขึ้น ดังนั้นในสภาวะออนนี้ กำลังงานสูญเสียของเพทจะขึ้นอยู่กับผลคูณของกระแสยกกำลังสองคูณกับค่า  $V_{ds}$  ดังนั้นในการใช้งานมอสเฟตเป็นสวิตซ์จึงควรแน่ใจว่าค่า  $V_{ds}$  จะมีค่าสูงพอที่ทำให้  $V_{ds}$  มีค่าต่ำที่สุดและมอสเฟตมีการทำงานอยู่ในบริเวณพื้นที่ B หรือบริเวณอ้อมตัวของกราฟคุณลักษณะจากรูปที่ 3.12 แสดงความสัมพันธ์ของกระแสเดรนและความต้านทาน  $V_{ds}$  หรือความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สเป็นตัวแปรสำคัญของอุณหภูมิของจังก์ชันของมอสเฟต



รูปที่ 2.16 แสดงความสัมพันธ์ของกระแสและค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่มีผลต่ออุณหภูมิของรอยต่อ เนื้อสารของมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

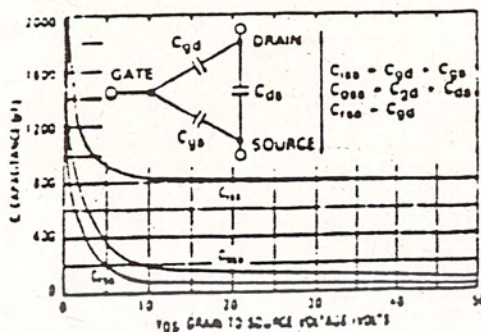
### เทรสโวลโวลเตจ ( Threshold Voltage)

แรงดันเทรสโวล คือค่าแรงดัน  $V_{as}$  ต่ำสุดที่ซึ่งมีผลทำให้กระแสเริ่มไหลผ่าน ขาเดรนซึ่งอาจกำหนดกระแสเดรนเป็นมิลลิแอมป์ก็ได้ การที่เพทัวเบอร์โทนมมีค่า  $V_{GS}$  ที่ต่ำย่อมหมายถึง ว่ามันต้องการกระแสจำนวนน้อยลงที่จะซาร์จประจุแฝงภายในเกตและทำให้สามารถสวิตช์ได้เร็วขึ้น แต่ในขณะที่เดียวกันการที่  $V_{GS}$  มีค่าเทรสโวลต่ำทำให้มันถูกสัณฐานรบกวนได้ง่าย เช่นการเปลี่ยนแปลงกระแสเดรนอย่างรวดเร็วอาจทำให้เกิดการถ่ายประจุข้ามประจุแฝงของขั้วเกต-เดรน (Gate to drain parasitic capacitance) และปรากฏแรงดันที่ขั้วเกต ทำให้มอสเพททำงานมีกระแสไหลได้อีกครั้ง โดยที่  $V_{GS}$  ยังคงมีค่าต่ำอยู่นั่นเอง ซึ่งมีวิธีแก้ไขง่าย ๆ ได้ด้วยการต่อซีเนอร์ไดโอดขนาดแรงดันต่ำกว่าแรงดันพิกของเกต และซอร์สคร่อมขั้วเกตและซอร์สเป็นต้น

### ค่าคาร์บาซิแดนซ์ภายในมอสเพท

ลักษณะทางโครงสร้างของมอสเพท สามารถแสดงได้เป็นค่าคาร์บาซิแดนซ์ระหว่างขั้วของมอสเพท เริ่มจากลักษณะทางโครงสร้างของเกตที่เป็นเพลทอออกไซด์ของโลหะ ซึ่งเป็นฉนวนความต้านทานสูง ทำให้เกิดค่าคาร์บาซิแดนซ์ซึ่งเกิดจากรอยต่อของสารพีและเอ็น (P-N Function) ระหว่างขั้วเดรนและซอร์ส ( $V_{GS}$ )

ค่าคาร์บาซิแดนซ์นี้สามารถกำหนดได้ว่าเป็นค่าคาร์บาซิแดนซ์ทางอินพุท ( $C_{iss}$ ) และค่าคาร์บาซิแดนซ์ทางเอาต์พุท ( $V_{oss}$ ) และค่าคาร์บาซิแดนซ์เหล่านี้มีความสัมพันธ์กับแรงดันที่ขั้วเดรนดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 ค่าคาร์ปาซิแตนซ์ กับแรงดันที่เข้าเดรน

ในการออกแบบวงจรขั้วมอสเฟสนั้น จึงมีความจำเป็นที่จะต้องคำนึงถึงค่าคาร์ปาซิแตนซ์ ทางอินพุทหรือ  $C_{iss}$  นี้อย่างมาก ค่าคาร์ปาซิแตนซ์นี้จะถูกชาร์จและดีสชาร์จประจุออกโดยวงจรขับ ถ้าวงจรขับสามารถจะชาร์จและดีสชาร์จได้ช้าวงจรขับมีอิมพีแดนซ์สูงก็จะเป็นผลทำให้การเทิร์นออนและเทิร์นออฟของมอสเฟตต้องใช้เวลาานาน และความถี่ที่ใช้ในการสวิตซ์ก็จะมีค่าต่ำ

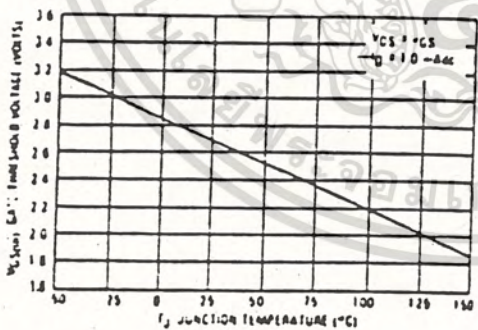
ดังนั้นถ้าวงจรขับมีอิมพีแดนซ์ต่ำก็ทำให้ความเร็วในการสวิตซ์มีค่าสูง ขึ้นนั่นเอง

**ขอบเขตใช้งานของมอสเฟต หรือ SOA (Safe operating area)**

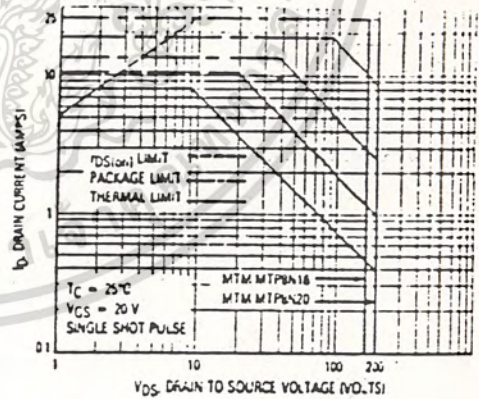
SOA ในมอสเฟตเหมือนกับ PN จั๋งชั้นทรานซิสเตอร์ กล่าวคือแบ่งออกตามลักษณะการไบแอสได้เป็น 2 ลักษณะคือ การทำงานในแบบเชิงเส้นหรือฟอวาร์ดไบแอสเอสไอหรือ FBSOA (Forward biase safe operating area ) และในลักษณะการทำงานแบบสวิตซ์ซิงโหมต หรือ SSOA (Switching safe

operating area) ซึ่งจะขอกำหนดเฉพาะในโหนดสวิทช์ซึ่ง ซึ่งนำมาใช้ในการทำงานนี้เท่านั้น และกราฟที่แสดงในหัวข้อนี้เป็นข้อมูลอ้างอิงของ มอสเฟต แบบ T-MOSFET ซึ่งเป็นลิขสิทธิ์ ของบริษัท MOTOLORA และนำมาใช้ในโครงการนี้เท่านั้น

ความสูญเสียในรูปของความร้อนในโหนดสวิทช์ซึ่งของมอสเฟตนั้นขึ้นอยู่กับตัวแปรสำคัญคือ ค่าความสูญเสียในสภาวะการออน ในขณะที่สวิทช์ซึ่งลอสนั้น จะมีค่าน้อยมาก เมื่อความถี่ในการสวิทช์ มีช่วงการสวิทช์ต่ำกว่า 40-50 kHz ดังนั้นจึงไม่นำมาคิดหาการสูญเสียภายในกรณีนี้สำหรับค่าความสูญเสียในขณะอนนั้น แปรตามค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์ส,  $r_{os}$  และโดยที่ค่าความต้านทาน  $r_{ds}$  นี้แปรผันโดยตรงกับอุณหภูมิเป็นบวก (Positive temperature coefficient) ซึ่งทำให้ความสูญเสียจาก  $I_D^2 R_{ds}$  มีค่าสูงตามค่าอุณหภูมิ (ซึ่งเป็นข้อเสียข้อเดียวของมอสเฟตที่ด้อยกว่าไบโพล่าทรานซิสเตอร์) ดังแสดงความสัมพันธ์ของ  $r_{ds}$  และอุณหภูมิที่รอยต่อของมอสเฟตใหญ่ 2.18 และรูป 2.19 แสดง SSOA ของมอสเฟต ซึ่งเห็นว่าขอบเขตของกระแสและแรงดัน,  $I$  และ  $V$  ในขณะทำการสวิทช์ซึ่งของมอสเฟตในรูปจะอยู่ที่ 25 A ในสภาวะออน และ แรงดันในสภาวะออฟจะต้องไม่สูงไปกว่า 200 V



รูปที่ 2.18



รูปที่ 2.19

กำลังสูญเสียของวงจรสวิตซ์ซิ่ง ( Power dissipation )

สำหรับการหาพลังงานสูญเสียจากการสวิตซ์และอุณหภูมิของจังก์ชันที่แท้จริง ในการสวิตซ์จะขึ้นอยู่กับรูปร่างของกระแสพัลส์,  $I_p$  ที่ผ่านทรานซิสเตอร์ ขนาดของตัวไดโอดเคลือบฟิล์ม และ อุณหภูมิที่รอยต่อ จึงสามารถหาได้จาก การเขียนวงจรสมมุยทางอุณหภูมิที่เกิดขึ้นที่ตัวจังก์ชันของตัวทรานซิสเตอร์ที่ระบายความร้อนผ่านออกมาสู่ตัวถัง (CASE) แผ่นระบายความร้อน (Heat sink) และสู่อากาศแวดล้อมต่อไป ดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 แสดงวงจรสมมุยทางความร้อนของทรานซิสเตอร์สู่อากาศ

- โดยที่  $P_{jc}$  คือ ค่าความต้านทานทางความร้อนจากจังก์ชันสู่ตัวถัง (c/w)
- $P$  คือ ค่าความต้านทานทางความร้อนจากตัวถังสู่แผ่นระบายความร้อน (c/w)

$P$  คือ ค่าความต้านทานทางความร้อนจากแผ่นระบายความร้อนสู่  
อากาศ ( $c/w$ )

$P_D$  คือ ค่ากำลังสูญเสียที่ฉนวนทอดออกมาเป็นความร้อน ( $watt/c$ )

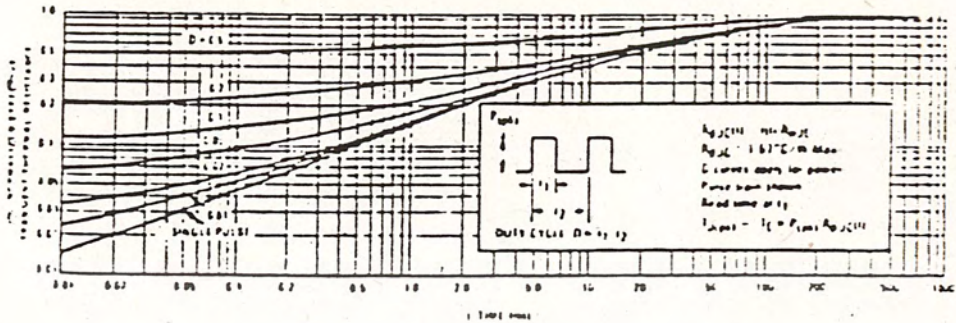
จากวงจรสมมูลนี้ ค่า  $P_D$  จะต้องหาจากค่าอุณหภูมิจิ้งจันของมอสเฟต ค่า

ความต้านทานทางความร้อนของจิ้งจันสู่ตัวถัง ค่าความต้านทานของขั้วเดรนและซอร์ส  
หรือ  $r_{DS}$  ทรานซิสเตอร์ ,  $I_d$  เท่ากับ 6 A. และกระแสมีตัวดีไซเคิลเท่ากับ 50%  
ความต้านทานทางอุณหภูมิของจิ้งจันสู่ตัวถัง ,  $R_{jc}$  เท่ากับ 0.83  $c/w$  ซึ่งเราจะ  
ต้องรักษาระดับอุณหภูมิของตัวถังไม่ให้เกินไปกว่า 80 ในขณะที่มีความถี่ในการสวิตช์  
เท่ากับ 20 kHz

ในขั้นต้น เนื่องจากพัลส์มีตัวดีไซเคิลเท่ากับ 50 ดังนั้นค่าเฉลี่ยของความต้าน  
ทานทางความร้อนเฉลี่ย  $R_{jc}(t)$  จะมีค่า  $r(t) R_{jc}$

เมื่อ  $r(t)$  คือ ค่าเฉลี่ยความต้านทานทางความร้อนชั่วขณะในสภาวะปกติ  
(Normalized effective transient thermal impedance) ซึ่งหาได้จาก  
การเปรียบเทียบกับตารางการตอบสนองทางความร้อนของมอสเฟตแต่ละตัว ดังรูปที่  
3.21

THERMAL RESPONSE



รูปที่ 2.21 แสดงการตอบสนองต่อความร้อนของมอสเฟตเบอร์ MTM8N20

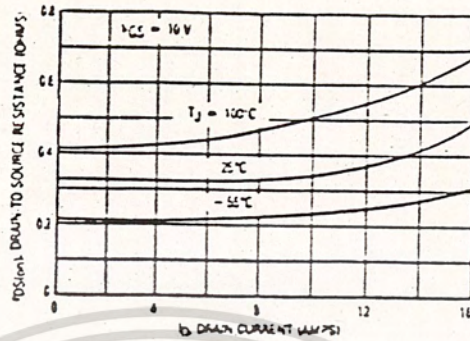
จากกราฟรูป 2.21 เมื่อ 1 ไซเคิลของการสวิตช์เท่ากับ 1/10,000 วินาที -0.1 วินาทีและค่าดีไซเคิลเท่ากับ 0.5 ก็จะได้  $r(t) = 0.52$

ดังนั้น  $R_{jc} = 0.62 \times 1.67 \text{ c/w}$   
 $= 0. \text{ c/w}$

ขั้นที่ 2 สมมติว่าเราให้อุณหภูมิของจังก์ชันมีค่าไม่เกินกว่า 120 หรือ  $T_j = 120$  ดังนั้นสัมประสิทธิ์ความร้อนของ  $r_{ds}$  (Thermal coefficient of  $r_{ds}$ ),  $C_r$  จะมีค่า

$$C = r_{ds(on)} / T_j \tag{2.15}$$

เมื่อ  $r_{ds}$  คือค่าความแตกต่างของความต้านทานของขั้วเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิสูงสุดที่เรากำหนดกับอุณหภูมิมุ่บระกัน (ที่ 25 C) ซึ่งสามารถหาได้จากกราฟความต้านทาน -กระแสเดรน ดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 แสดงกราฟความสัมพันธ์ของความต้านทาน ขยะออนกับ กระแสเดรนของ MTM8N40

จากกราฟรูป 2.22 เมื่อค่ากระแสเดรนเฉลี่ยมีค่า  $I_D = 6$  แอมป์ คิดที่  $T_J = 100^\circ\text{C}$  และ  $I_D = 12$  แอมป์ ได้  $r_{DS(on)} = 0.55$  และที่  $T_J = 25^\circ\text{C}$  ได้  $r_{DS(on)} = 0.37$

$$C_T = \frac{0.15 - 0.33}{100 - 25} = 0.0016 \text{ โหม้ม/}^\circ\text{C}$$

แล้วจึงคิดเทียบ  $C_T$  ที่  $120^\circ\text{C}$

$$\text{โดยที่ } r_{DS(on)} \mid T_J$$

ดังนั้น  $r_{DS(on)}$  ได้นี้จะถูกนำไปคูณกับค่าคงที่ที่ได้จากอัตราส่วนของ  $r_{DS(on)}$  สูงสุดที่อุณหภูมิ  $T_J$  เท่ากับ  $100^\circ\text{C}$  ที่กระแสเท่ากับ  $1/2$  ของกระแสเดรนที่มอสเฟตตัวนั้น หนได้ (คือ 4 แอมป์สำหรับ MTM8N40 ) ต่อ  $r_{DS(on)}$  ที่  $T_J = 25^\circ\text{C}$

$$\text{ค่าคูณของ } r_{DS(on)} = r_{DS(on)MAX} / r_{DS(on)TYP} \quad 2.17$$

$$\text{ค่าคูณจากรูปที่ 2.22} = 0.42 / 0.32 = 1.3$$

$$r_{DS(on)} \text{ ที่แท้จริงเท่ากับ } 1.3 * 0.45 \text{ โห์ม} \\ = 0.63 \text{ โห์ม}$$

$$\text{คำนวณ } P_D \text{ โดย } P_D = [ I_{RMS}^2 r_{DS(on)} ] \quad 2.18$$

$$P_D = B^2 \times 0.63$$

$$= 22.56 \text{ วัตต์}$$

ค่า  $P_D$  ที่ได้นี้จะถูกนำไปหาขนาดของแผ่นระบายความร้อนต่อไป  
การหาขนาดของแผ่นระบายความร้อน

ขนาดของแผ่นระบายความร้อนบอกได้เป็นความต้านทานทางอุณหภูมิจากระหว่างตัวแผ่นระบายความร้อน กับอากาศที่อยู่แวดล้อมตัวแผ่นระบายความร้อน ว่าแผ่นระบายความร้อน จะมีความสามารถในการระบายความร้อนจากตัวมันเองสู่อากาศได้ดีเพียงไรโดยจากรูปที่ 2.21 เราสามารถเขียนสมการทางความร้อนได้เป็น

$$P_D = T_j - T_A / R_{jc} + R_{cs} + R_{sa} \quad 2.19$$

โดยที่ส่วนใหญ่แล้ว เนื่องจากการติดตั้งแผ่นระบายความร้อน มักจะแยกกราฟต์  
ตัวถังกับตัวแผ่นระบายความร้อน ซึ่งต้องใช้วัสดุฉนวน เช่น โม่ก้ำรองระหว่างตัว  
อุปกรณ์กับแผ่นระบายความร้อน ดังนั้นค่า  $R$  จึงเปลี่ยนไป ตามชนิดของฉนวนซึ่งมี  
ค่าโดยประมาณดังตารางรูปที่ 2.23

ตัวถังอุปกรณ์	โม่ก้ำชนิด	โม่ก้ำหนา 0.65 มม.	โม่ก้ำหนา 0.08 มม.
TO-3 โม่ก้ำซิลิโคน		$0.5^{\circ}\text{C/W}$	$1.2^{\circ}\text{C/W}$
TO-3 โม่ก้ำซิลิโคน		$0.14^{\circ}\text{C/W}$	$0.33^{\circ}\text{C/W}$
TO-220 โม่ก้ำซิลิโคน		$1.2^{\circ}\text{C/W}$	$3.3^{\circ}\text{C/W}$
TO-220 โม่ก้ำซิลิโคน		$1.0^{\circ}\text{C/W}$	$1.5^{\circ}\text{C/W}$

รูปที่ 2.23 ตารางแสดงค่า  $R$  ของอุปกรณ์ที่มีตัวถัง TO-3 และ TO-220

เมื่อ ค่า  $P_d$  เราคำนวณได้จากหัวข้อการหาการสูญเสียของการสวิตช์

ค่า  $T_r$  เป็นค่าอุณหภูมิที่ค่าสูงสุดที่ยอมรับได้ว่าไม่ทำให้มอสเฟตเกิดความ  
เสียหาย (120 C)

ค่า  $T_A$  เป็นค่าอุณหภูมิแวดล้อมของแผ่นระบายความร้อน

ค่า  $R_{jc}$  เป็นค่าที่กำหนดโดยสเปคของตัวมอสเฟตแต่ละชนิดตัวถังและ เบอร์  
ของมัน

ค่า  $R_{cs}$  ได้จากตารางที่ 3.18

ดังนั้นที่เราต้องหาคือ  $R$  ที่จะเป็นตัวบอกขนาดของแผ่นระบายความร้อน  
จากสมการ 3 จัดใหม่ได้เป็น

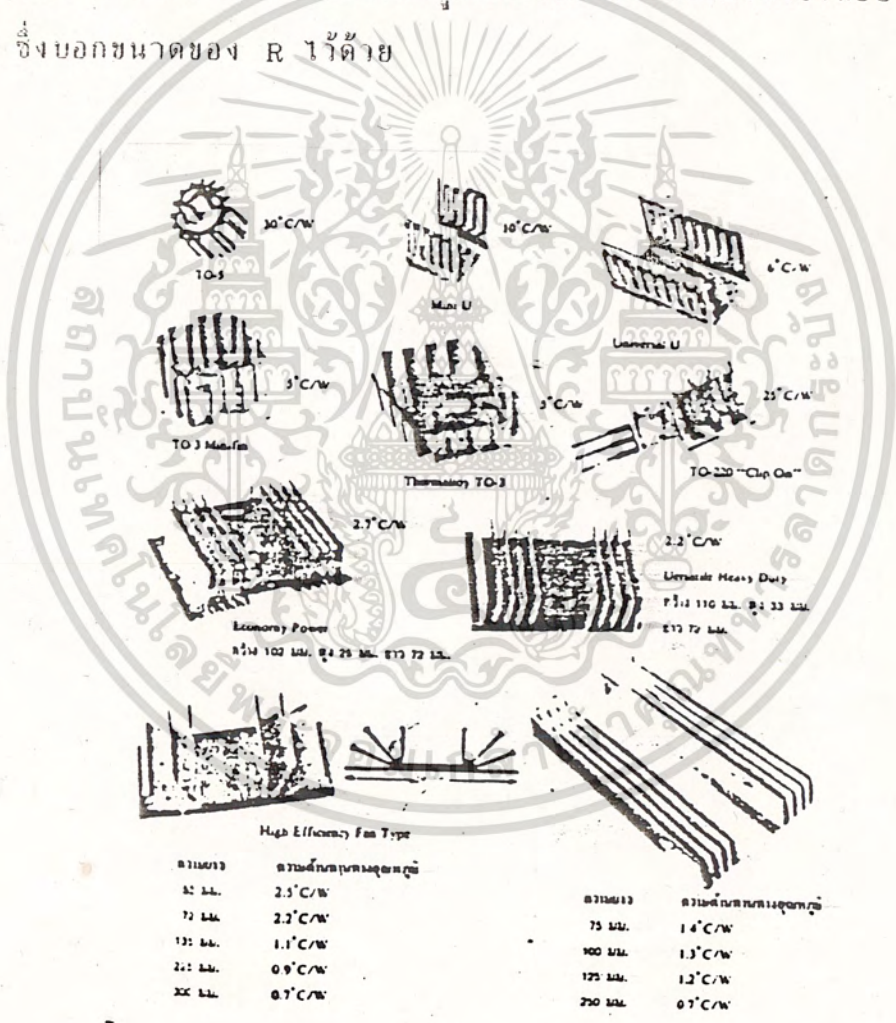
$$R = [T_j - T_A/P_D] - R_{jc} - R_{cs} \quad 2.20$$

ถ้าเราให้ R มีค่าเท่ากับ 0.14 c/w และอุณหภูมิแวดล้อม ,  $T_A = 30 \text{ C}$

$$R = 120 - 30/22.56 - 1.67 - 0.14$$

$$= 2.2 \text{ c/w}$$

ค่า R นี้จะสามารถนำไปเลือกหาขนาดแผ่นระบายความร้อนได้ต่อไป โดยที่สามารถนำไปเลือกได้จากสเปคของผู้ผลิตหรือทำการทดลองหรือเทียบเอาจากรูปที่ 2.24 ซึ่งบอกขนาดของ R ไว้ด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

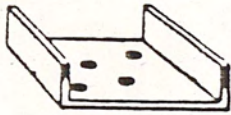


FIG 1  
T03 HEATSINK 14°C/W RATING

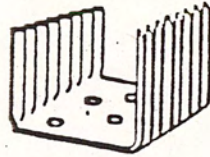


FIG 2  
T03 HEATSINK WITH TWISTED VANS  
3-1°C/W

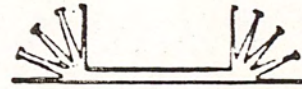


FIG 5  
HIGH POWER TYPE 2-3°C/W



FIG 3  
PLASTIC PACKAGE HEATSINK  
31°C/W



(a)



(b)

FIG 4  
T05 & T030 TYPES  
16-185°C/W 10-100°C/W

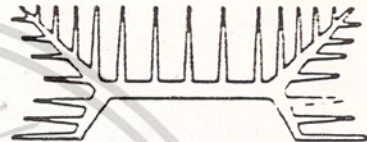


FIG 6  
HIGH POWER TYPE 8-23°C/W

รูปที่ 2.24 แสดงสเปกของแผ่นระบายความร้อนแบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบระบบควบคุมความเร็ว

การเข้ารหัสความเร็ว ทำได้โดยการติดตั้งแผ่นจานแสงยึดติดกับเพลลาของมอเตอร์ และแผ่นจานนี้จะหมุนเท่ากับความเร็วรอบของมอเตอร์ ลักษณะของแผ่นจานจะถูกเขาะร่องทะลุเป็นซี่เพื่อติดกับสวิทซ์แสง ดังแสดงให้เห็นดังรูป 3.1 โดยสวิทซ์แสงนี้ ทางด้านหนึ่งจะเป็นตัวกำเนิดแสง และอีกทางด้านหนึ่งจะเป็นตัวรับแสง เมื่อซี่ร่องของแผ่นจานแสงที่ยึดติดกับเพลลาของมอเตอร์หมุนมาตัดสวิทซ์แสง ให้อำนาจรับแสงสวิทซ์สัญญาณไฟฟ้าให้ ON และ OFF สลับกันไปด้วยความเร็วเท่ากับความเร็วของมอเตอร์คูณกับจำนวนของร่องซี่ของแผ่นจานแสง เขียนเป็นความสัมพันธ์ได้เป็น

$$f_{tach} = N_{rpm} / 60 = (N\omega) / 2\pi$$

- เมื่อ  $N$  = จำนวนร่องซี่ของแผ่นจานแสง
- $rpm$  = ความเร็วรอบของมอเตอร์
- $f_{tach}$  = ความถี่ของการเข้ารหัสที่ได้

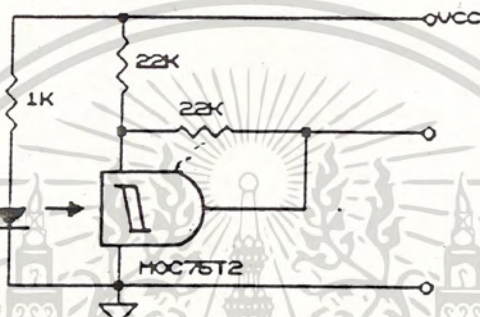
$f_{tach} \rightarrow N \omega$   
 $\omega \rightarrow rpm \text{ rev} \rightarrow N(rpm) / 60$   
 $\rightarrow \frac{N(rpm)}{60}$

ในทางปฏิบัติ จำนวนของซี่ฟันของแผ่นจานแสง จะอยู่ในช่วง 100-5000 ซี่ ซึ่งถ้าต้องการความถูกต้องของความเร็ว และความกว้างของความเร็วที่ต้องการควบคุมมากแล้ว จำนวนซี่ฟันก็ยิ่งต้องมากขึ้นตามสมการที่ 2.11 แต่การทำซี่ฟันจำนวนมากเป็นเรื่องที่ต้องการความละเอียดสูง เพราะถ้าการเขาะร่องของจานไม่ดีพอจะทำให้พัลส์ความถี่ที่ได้สั้น ทำให้การตรวจจับทิศทางหมุน ซึ่งต้องใช้สวิทซ์แสง 2 ตัว วางตัดจานทำมุมกัน 90 องศาทางไฟฟ้า ไม่สามารถทำได้ ดังนั้นในการพัฒนานี้จึงเสี่ยงวิธีการทำร่องซี่จำนวนมาก แต่ใช้วิธีการแปลงสัญญาณแทน ซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะกล่าวในภายหลัง และใช้จำนวนซี่จำนวน 36 ซี่ ( $N = 36$ ) เมื่อมอเตอร์หมุนด้วยความเร็ว 1500 rpm ก็จะได้ความถี่ในช่วง 0-1020 Hz

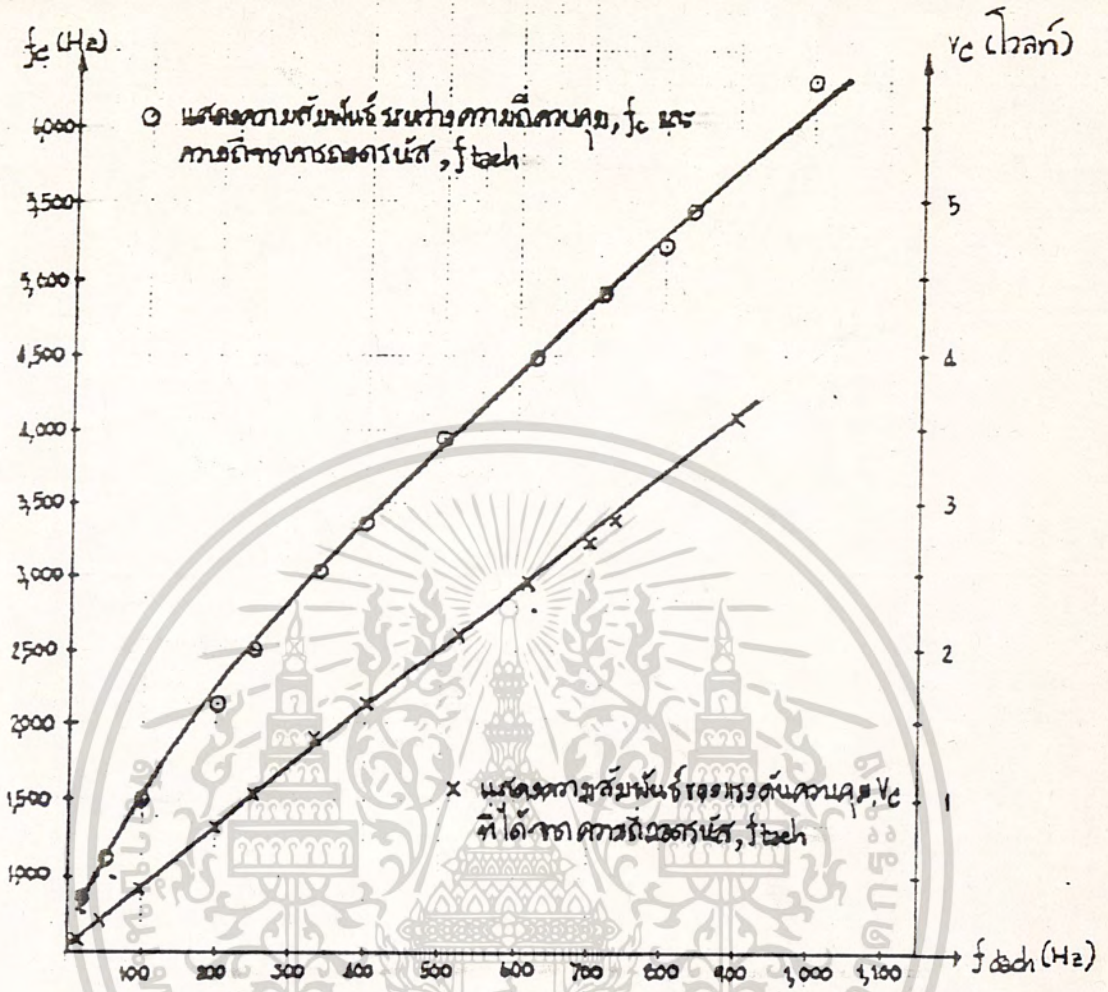
สำหรับสวิตช์แสงแสดงวงจรดังในรูป 3.1 โดยใช้ IC สวิตช์แสงเบอร์ MOC 75T2



รูป 3.1 แสดงวงจรตัวตรวจจับความเร็วรอบ

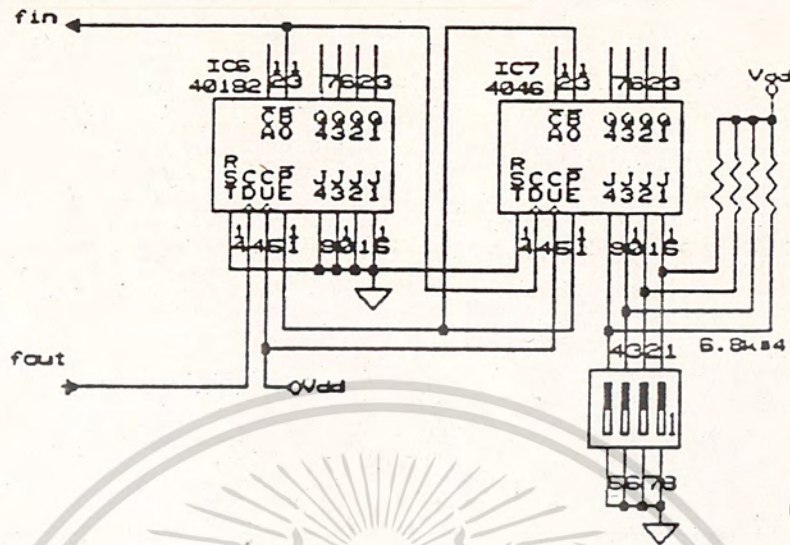
ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่า ความถี่ที่ได้จากเฟลาในขณะนี้มีค่าน้อยเกินไป ดังนั้น จะใช้วิธีแปลงความถี่ที่ได้นี้ให้สูงขึ้นและมีค่า ออฟเซทอยู่ในช่วงควบคุมความถี่แคบ ๆ หรือรักษาความเป็นเชิงเส้นด้วย โดยเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูป 3.2 และเลือกใช้ f/v คอนเวอร์เตอร์โดย IC LM 2917 ซึ่งเป็นวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน และแรงดันที่ได้นี้จะไปควบคุมวงจร VCO ของ IC PLL เบอร์ 4046 และจัดวงจรให้ความถี่ที่ได้มีช่วงออฟเซท แปรตามความถี่ที่ได้จากการเข้ารหัสของมอเตอร์ ดังแสดงเป็นวงจรดังรูป 3.3





รูปที่ 3.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ได้จากการถอดรหัสจากมอเตอร์และระดับแรงดันที่ได้จากวงจร  $f/v - b$ ) ความถี่จากการถอดรหัสและช่วงความถี่ของที่ได้จากการคูณความถี่

ความถี่ที่ได้ในช่วง 595kHz-833 kHz นี้จะถูกนำไปเข้าวงจรนับ-หาร ที่โปรแกรมได้ตั้งรูปร่างรูปที่ 3.5 โดยใช้ IC 40192 และจัดให้วงจรปรับค่าการหารเลขหลัก 10 ได้ โดยการปรับที่ DIP สวิตช์



รูปวงจรที่ 3.5 แสดงวงจรนับ-หาร ที่โปรแกรมได้ วงจรปรับแต่งรูปคลื่น

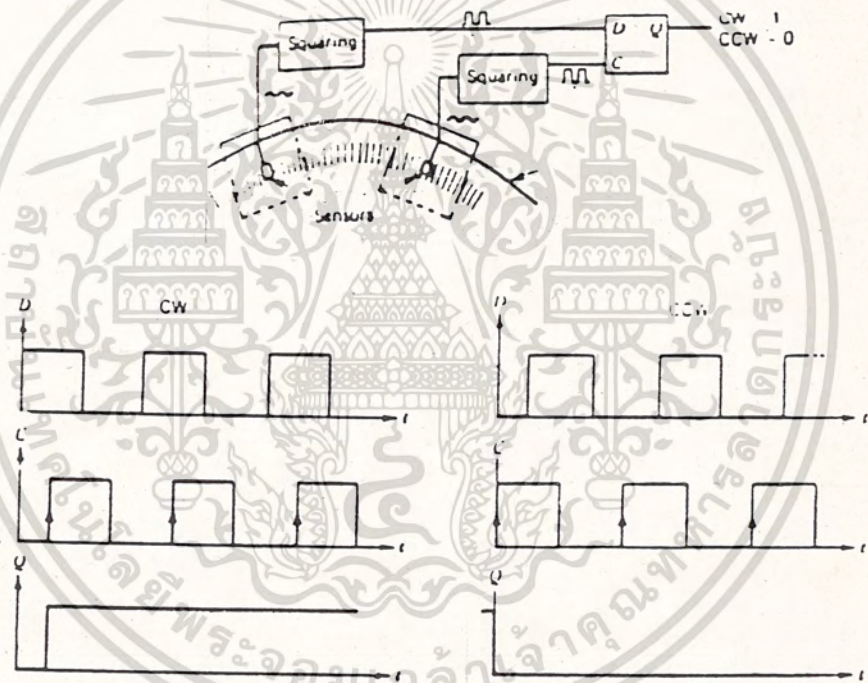
ความถี่ที่ถูกลดลงนี้ จะถูกป้อนเข้าสู่วงจรปรับแต่งรูปคลื่นให้เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีอัตรา 50% โดยไอซีเบอร์ 4013 D-FF จัดวงจรให้ทำงานเป็น T-FF โดยต่อขา Q เข้ากับขา D และรูปคลื่นที่ได้ 1 ลูกคลื่นต่อวงจรที่ขอบขาขึ้น 1 ลูกคลื่นเช่นกัน ซึ่งถือว่าเป็นวงจรหารด้วย 2 ตอนที่ความถี่ที่ได้จะอยู่ในช่วง 3700 Hz-5400 Hz ซึ่งเป็นความถี่ในช่วงเดียวกันกับความถี่ควบคุมในการปรับความเร็วรอบซึ่งจะได้กล่าวต่อไป

การตรวจจับทิศทางหมุนของมอเตอร์

จากรูปที่ 3.6

- a) โดยการวางสวิทช์แสงทำมุมกัน 90 องศาทางไฟฟ้า เมื่อมอเตอร์หมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา เราก็จะได้รูปคลื่นเอาต์พุตดังรูปที่ 3.6
- b) เมื่อนำสัญญาณความถี่ที่ได้ทั้งสองนี้ไปเข้าวงจร ดี-ฟลิปฟล็อปก็จะได้เอาต์พุตที่ขา Q เป็น 1 ตลอดเวลา ที่มอเตอร์หมุนในทิศทางนี้ เพราะทุกๆ ครั้งที่

ขาขาตัว "D"ปรากฏสัญญาณลอจิกสูงในช่วงนั้นขาคล็อก (CK) ก็ จะ เปลี่ยนสถานะจากต่ำเป็นสูงและนำสัญญาณที่ขาขาตัว A ไปปรากฏที่ขาเอาต์พุตแต่เมื่อมอเตอร์หมุนกลับทิศทางจากทิศตามเข็มนาฬิกา เป็นทิศทวนเข็มนาฬิกาทุก ๆ ครั้งที่ขาคล็อกเปลี่ยนสถานะจากต่ำเป็นสูงในช่วงนั้นสัญญาณที่ขาขาตัว A จะ เป็นลอจิกต่ำอยู่ตลอดเวลาที่มอเตอร์ยังคงหมุนอยู่ในทิศทางนี้ดังนั้นที่ขาเอาต์พุต จึงปรากฏระดับสัญญาณสถานะลอจิกต่ำอยู่ตลอดเวลาที่ตนเอง ดังรูปที่ 3.6 c) สัญญาณแสดงทิศทางนี้จะใช้ควบคุมการเปิดปิด EX-OR เกทของวงจรตรวจจับเฟส-ความถี่ต่อไป

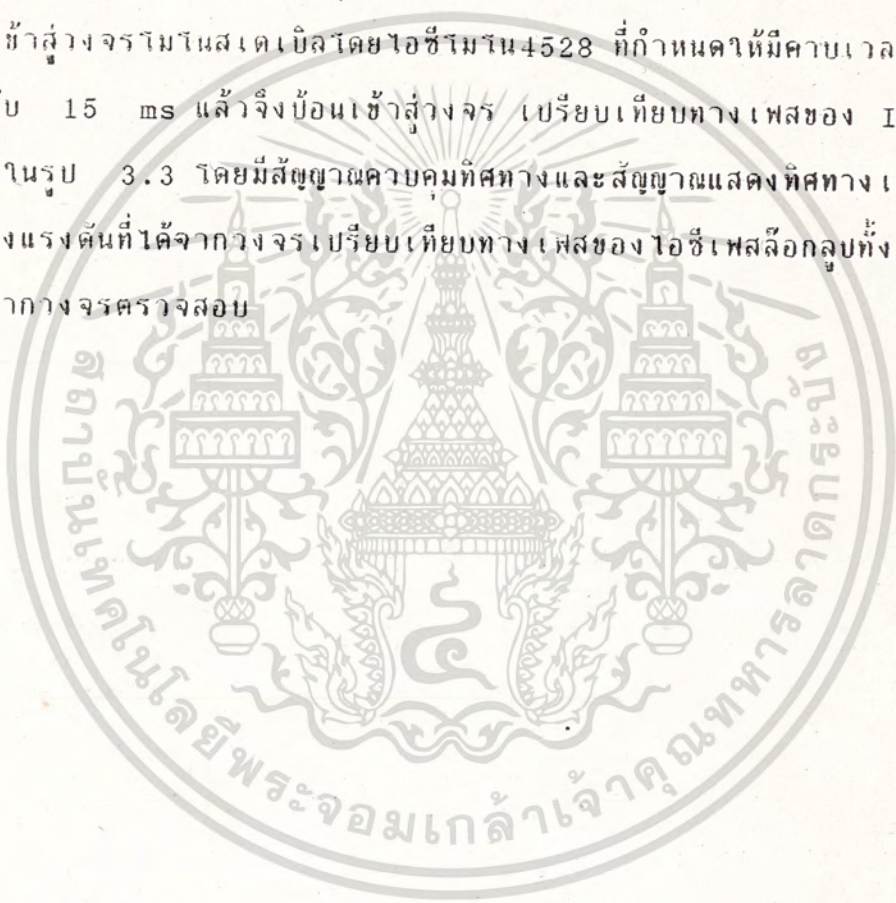


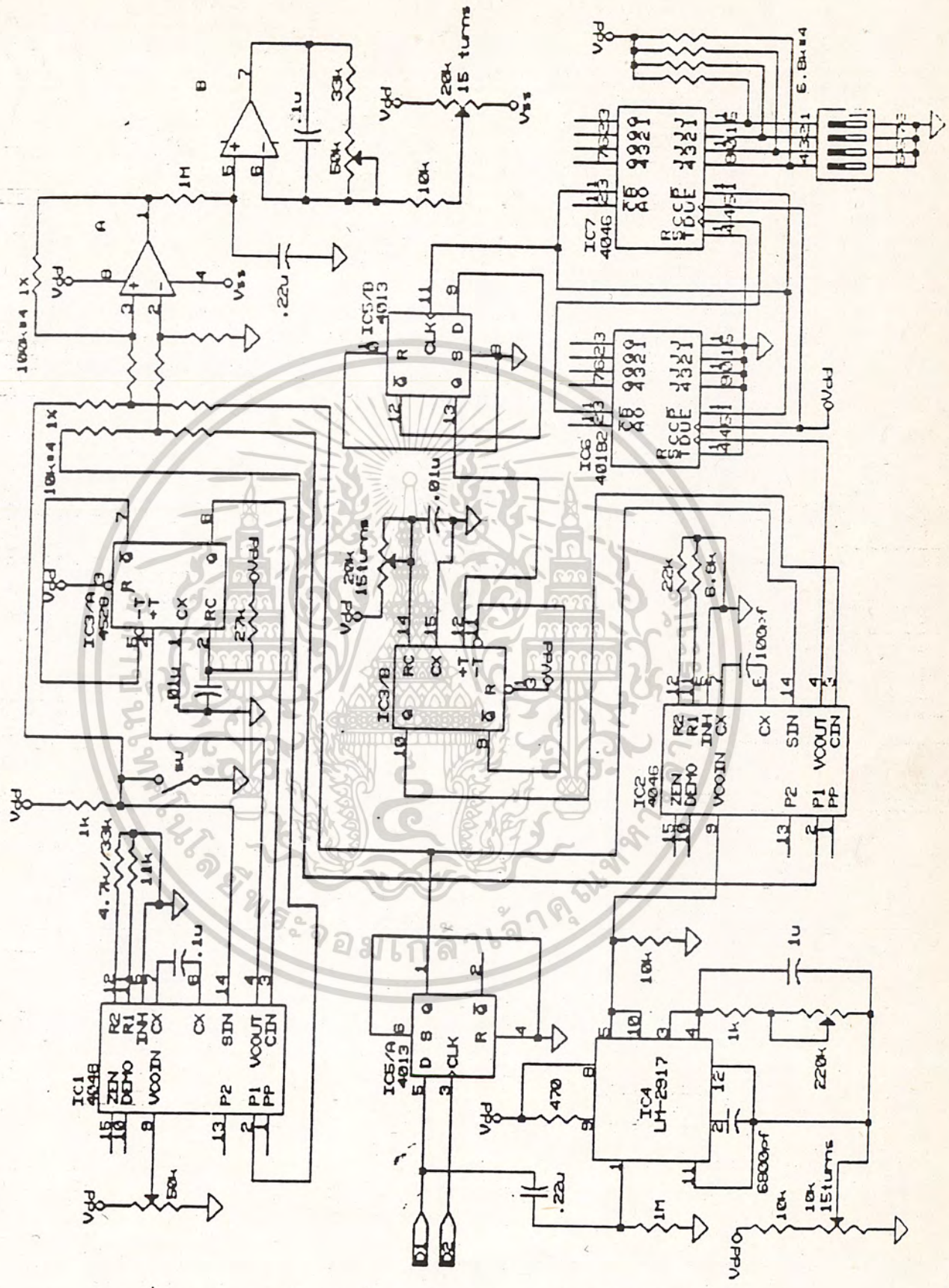
รูปที่ 3.6 รูปแสดง

- a) วิธีการตรวจจับทิศทางการหมุนของมอเตอร์
- b) เมื่อมอเตอร์หมุนตามเข็มนาฬิกา
- c) เมื่อมอเตอร์หมุนทวนเข็มนาฬิกา

วงจรรำกำเนิดความถี่ควบคุมวงจรมอนสเตอร์เดเบิลและการตรวจสอบเฟส-ความถี่

เพื่อลดผลของ ฮาร์โมนิก ความถี่ลำดับต่ำซึ่งไปรบกวนวงจรรควบคุมสัญญาณ PWM ดังนั้นวงจรรำกำเนิดความถี่ควบคุมนี้จึงกำหนดให้ความถี่ควบคุมอยู่ในช่วง 3.7 kHz-5.4kHz ซึ่งเป็นลำดับแถบช่วงความถี่ในช่วงเดียวกัน ความถี่ที่ได้จากการถอดรหัสแล้วนั่นเอง ความถี่ควบคุม  $f_{ref}$  และความถี่จากการเข้ารหัส  $f_{tech}$  จะถูกป้อนเข้าสู่วงจรมอนสเตอร์เดเบิลโดยไอซีโมโน4528 ที่กำหนดให้มีคาบเวลาของสัญญาณเท่ากับ 15 ms แล้วจึงป้อนเข้าสู่วงจร เปรียบเทียบทางเฟสของ IC 4046 ดังแสดงในรูป 3.3 โดยมีสัญญาณควบคุมทิศทางและสัญญาณแสดงทิศทางเป็นตัวควบคุม ขั้วของแรงดันที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบทางเฟสของไอซีเฟสล็อกทุกทั้ง 2 ตัวพัลส์ที่ได้จากวงจรถวายสอบ





รูปที่ 3.7 รูปแสดงวงจรการควบคุมความเร็วโดยเฟสล็อกกลุ๊ป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

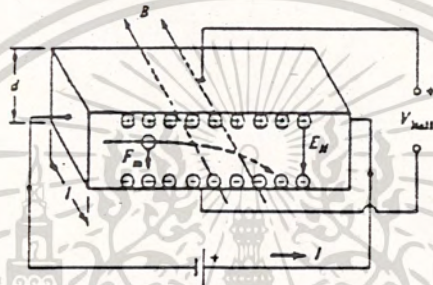
ทางเฟสตัวที่ 1 ของไอซีเฟสล็อกทั้ง 2 ตัวนี้ (IC1 และ IC2) ในรูปที่ 3.7 จะถูกป้อนเข้าสู่วงจรขยายความแตกต่าง IC 8/1 ถูกกรองสัญญาณให้เรียบร้อย่างวงจรกรองลำดับที่ 1 (R-C filter) และขยายระดับแรงดันคัตซีที่ได้มีระดับเหมาะสมด้วย IC 8/2 ซึ่งจัดวงจรเป็นวงจรถ่ายแบบไม่กลับสัญญาณระดับแรงดันที่ได้เป็นแรงดันควบคุมรูปคลื่น PWM ในภาคกำเนิดคลื่นดังที่จะกล่าวในบทที่ 4

### วงจรถ่ายตรวจสอบกระแสอาร์เมเจอร์ (Current limiter)

เพื่อลดสัญญาณรบกวนความถี่สูงออกจากระบบควบคุมทั้งหมด และหลีกเลี่ยงวิธีการแยกกราวด์สัญญาณตรวจจ่ายกระแสด้วยวิธีการเข้ารหัส เนื่องจากแรงดันที่สวิทช์เข้ามอเตอร์จะมีตัวดีไซเคิลแปรเปลี่ยนตั้งแต่ 0 จนถึง 100% ที่ความถี่เป็น 2 เท่าของสัญญาณพาหะที่ 25 kHz หรือ 50 kHz นั้นเอง โดยในทางปฏิบัติวิธีที่ง่ายที่สุดคือ การวัดค่ากระแสโดยตรวจจ่ายแรงดัน ตกคร่อม ความต้านทานค่าต่ำ ๆ ที่ต่ออนุกรมกับขดลวด อาร์เมเจอร์ และแปลงเป็นกระแสโดยสมการ  $I = E/R$  แต่วิธีนี้จะให้สัญญาณรบกวนปริมาณสูงถ้าไม่มีการแยกกราวด์ อีกวิธีหนึ่งคือใช้หม้อแปลงกระแสตรง แต่ก็มีข้อเสียอีกคือ ความเป็นเชิงเส้นของแกนเหล็กไม่เป็นเส้นตรงนักทำให้เกิดความผิดเพี้ยนได้

การพิจารณาจรถ่ายจ่ายกระแสจะใช้หลักการของการตรวจจ่ายสนามแม่เหล็กที่ปรากฏโดยรอบของสายตัวนำไฟฟ้าที่มีกระแสไหลผ่าน ตามกฎของฟาราเดย์ โดยที่ปริมาณของสนามแม่เหล็กนี้จะผกผันโดยตรงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวนำนั้น ดังสมการ

สนามแม่เหล็กที่เราตรวจวัดได้นี้จะถูกนำไปแปลง เป็นแรงดันไฟฟ้าอีกครั้งหนึ่ง โดยใช้หลักการของ ฮอลล์-เอฟเฟค (Hall-effect) ซึ่งมีหลักการเบื้องต้นว่าถ้า เราผ่านกระแสไฟฟ้าให้แก่วัสดุหนึ่งซึ่งตัวนำนั้นอยู่ในท่ามกลางของสนามแม่เหล็ก ที่ตั้งขวางอยู่ก็จะทำให้เกิดแรงดันขึ้นที่ระนาบตั้งฉากของสนามแม่เหล็ก และกระแสที่ ไหลผ่านนั้นดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 a) หลักการการเกิดแรงดันฮอลล์

โดยที่แรงดันฮอลล์,  $V_H$  ที่เกิดขึ้นจะมีค่าเท่ากับ

$$V_H = IB/nqeL$$

3.3

เมื่อ  $V_H$  = แรงดันฮอลล์ (Hall voltage)

$I$  = กระแสที่ที่ไหลผ่านตัวนำ

$B$  = สนามแม่เหล็กที่เราต้องการวัด (Magnetic flux density)

$n$  = อิเล็กตรอนอิสระต่ออะตอม (Free electron per atom)

$qe$  = ประจุไฟฟ้า (Electron charge )

ดังนั้นจาก 3.2 และ 3.3 เราจะได้ว่า

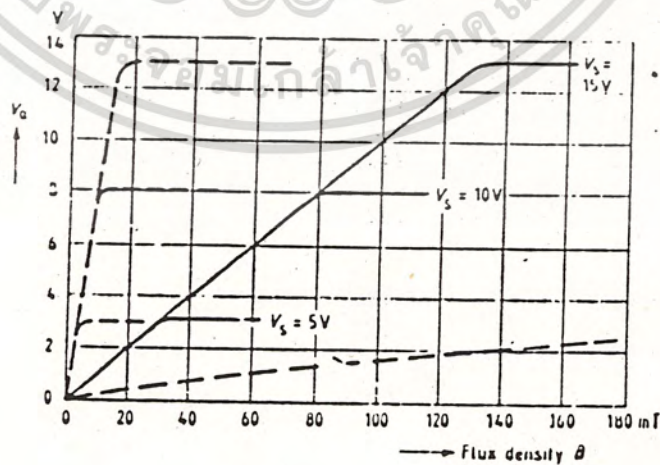
$$V = K I e \quad \text{เมื่อ } K \text{ เป็นค่าคงที่}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

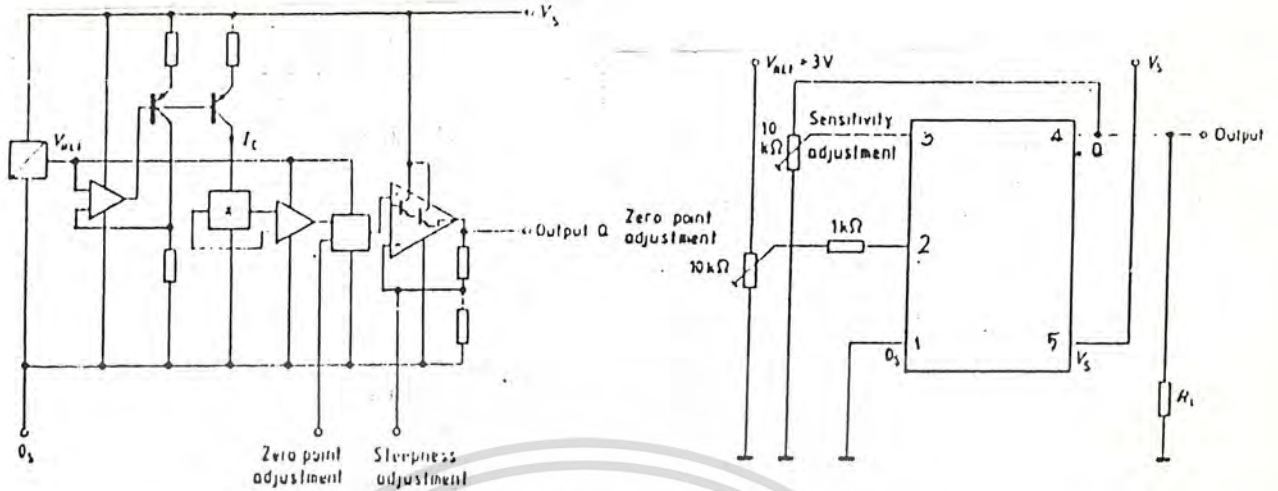
ไอซีเบอร์ SAS 231 W เป็นไอซีฮอลล์-เอฟเฟค ของบริษัทซีเมนต์ ซึ่งมีความสามารถในการให้แรงดันที่เข้าเอาท์พุทเป็นสัดส่วนโดยตรงกับสนามแม่เหล็ก ที่ตัดผ่านตัวมันเอง ซึ่งแสดงไดอะแกรมของตัวไอซีเบอร์นี้ดังรูปที่ 3.9 a) และ 3.9 b) เป็นกราฟแสดงแรงดันเอาท์พุทกับสนามแม่เหล็กที่ตัดผ่านตัวมันที่ระดับแรงดันที่บ่อน้ำที่แรงจรรยาต่าง ๆ กัน รูปที่ 3.9 c) เป็นวงจรพื้นฐานซึ่งใช้อุปกรณ์ประกอบบางจรรยาเพียงตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ 2 ตัวใช้ปรับความไวที่ขา 3 และปรับจุดศูนย์ที่ขา 2 โดยมี  $R_1$  เป็นตัวจำกัดกระแสที่ขา 2

รายละเอียดการใช้งานของไอซีเบอร์นี้จากคู่มือ (ดูรายละเอียดในบทแทรก) บอกเพียงแต่ว่าจะให้แรงดันเอาท์พุทเมื่อมีสนามแม่เหล็ก ที่เป็นขั้วได้ตัดผ่านทางด้านบนของตัวไอซีเท่านั้น

มีความผิดพลาดทางเชิงเส้นของการแปลงสนามแม่เหล็กเท่ากับ 2% การปรับแต่งวงจรจะกระทำโดยการปรับแต่งจุดศูนย์ เมื่อไม่มีสนามแม่เหล็กผ่านตัวไอซี และการปรับความไวจะเป็นการปรับความชันของกราฟในรูปที่ 3.9 b)



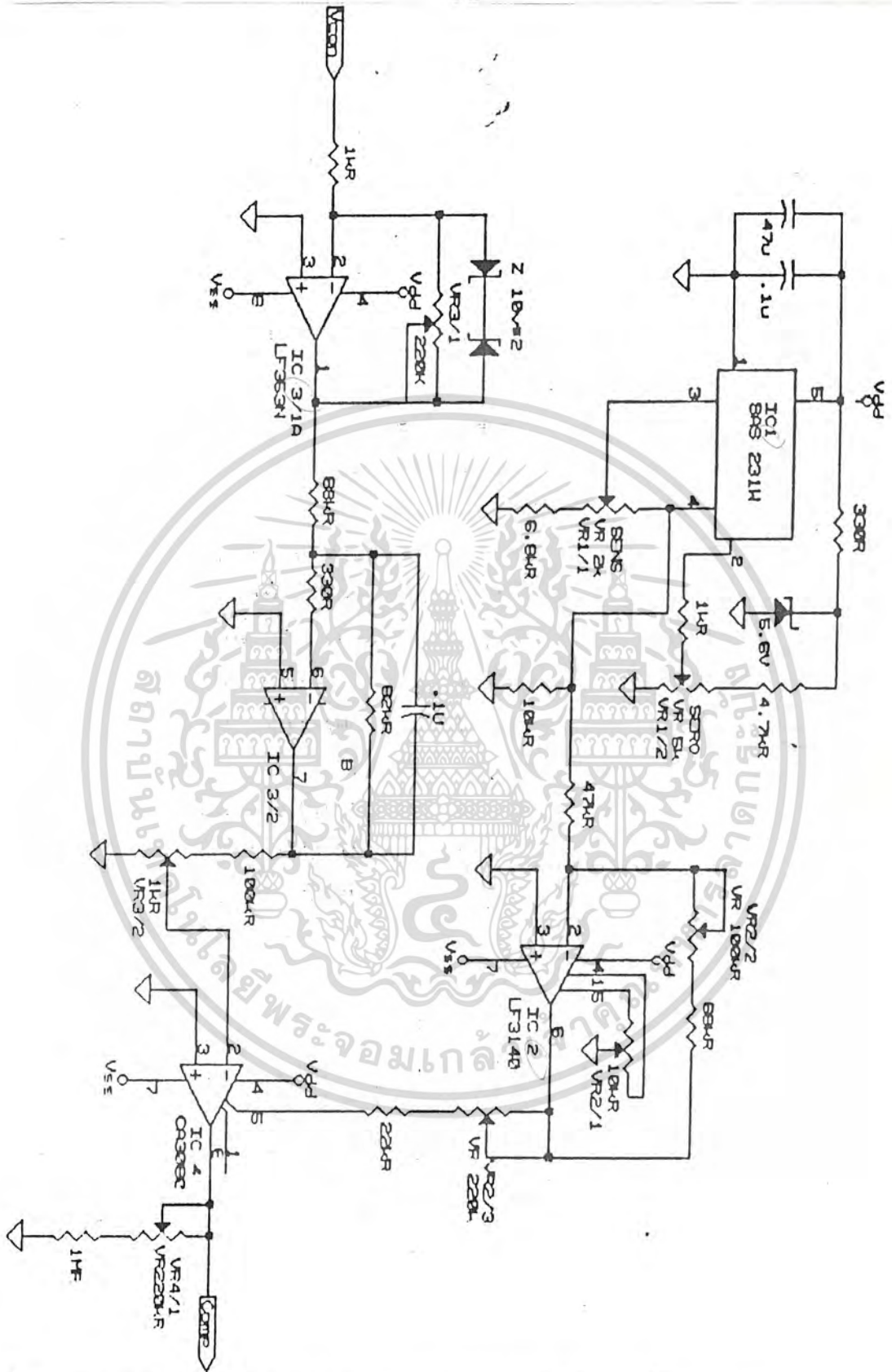
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 a) แสดงโครงสร้างของไอซีเบอร์ SAS231W  
 b) แสดงเอาต์พุตควแรคเทอร์ริสติกของตัวไอซี  
 c) แสดงวงจรใช้งานพื้นฐาน

ในการนำมาประยุกต์ใช้งานในการตรวจจับกระแส นั้น ตัวมอเตอร์ที่ใช้จะมีช่วงกระแสใช้งานในช่วง 20 A เท่านั้น ดังนั้นถ้าใช้สายตัวนำวางผ่านบนตัวไอซีโดยตรงจะทำให้ต้องปรับความไวมาก และทำให้แรงดันที่ได้ไม่มีเสถียรภาพเท่าที่ควร ดังนั้นเราจึงลดความไวของ ไอซีด้วยการเพิ่มสนามแม่เหล็กให้มีปริมาณมากขึ้น โดยพันลวดคล้องกับแกนเหล็กรูปวงกลมที่ผ่าเป็นช่องสำหรับวางไอซี หรือทำให้แกนเหล็กมีหน้าที่ยุบรวมสนามแม่เหล็กให้มีความหนาแน่นที่บริเวณตัวไอซีมากที่สุด และทำให้สนามแม่เหล็กรั่วไหลมีค่าลดลง

แรงดันที่ได้จากการตรวจจับกระแสจะนำไปสู่วงจรปรับแต่งแรงดัน โดยไอซีเบอร์ CA3040 และนำแรงดันที่ปรับแต่งแล้วไปควบคุมเกนซ์การขยายแรงดันควบคุมที่ควบคุมกระแสจ่ายให้มอเตอร์อีกทีหนึ่ง รูปที่ 3.10 แสดงวงจรควบคุมแบบ P1 โดยมี IC1, IC2 และ IC4 เป็นวงจรควบคุมกระแส และ IC3 เป็นวงจรควบคุมแบบ P1



รูปที่ 3.10 แสดงวงจรควบคุมแบบอัตราส่วนและอินทิเกรชัน , PI control และวงจรควบคุมการป้อนกลับของกระแส (Current control)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาวงจรควบคุมกระแส ตัว IC1 เป็นวงจรตรวจจับสนามแม่เหล็กที่นำให้แรงดันที่ขาออกเป็นสัดส่วนกับสนามแม่เหล็กที่ผ่านตัวมัน โดยเราสามารถปรับเกณฑ์การแปลงสนามแม่เหล็กเป็นแรงดันโดยการปรับ VR1/1 ส่วน VR1/2 เป็นตัวปรับแรงดันออฟเซตให้ได้เท่ากับ 0 เมื่อไม่มีสนามแม่เหล็กไหลผ่าน แรงดันที่แปลงตามสนามแม่เหล็กนี้จะถูกส่งผ่านให้กับ IC2 ซึ่งเป็นออปแอมป์ที่จัดวงจรเป็นอินเวอร์ตติ้งแอมป์ โดยใช้อิซีเบอร์ LF3140 ซึ่งมีภาคอินพุตเป็นเฟดและมีแรงดันเอาต์พุตที่สวิงในช่วงบวกลบได้กว้างจนถึงเท่ากับแรงดันแหล่งจ่ายที่ป้อนให้กับตัวมัน มี VR2/2 เป็นความต้านทานแบบปรับค่าได้ที่ปรับเกณฑ์การขยายของอินพุต ในการปรับแต่งเพื่อใช้งานเราจะต้องปรับ VR2/2 ให้เอาต์พุตมีค่าเท่ากับ (หรือเกือบเท่ากับ)  $V$  เมื่อกระแสที่เราต้องการควบคุมมีค่าสูงสุด โดยจะได้แรงดันเอาต์พุตที่ขา 6 หรือ IC2 เท่ากับเกณฑ์ขยายของ IC1, IC2 และ  $I$  ด้วยกัน

$$V_o (IC2) = K_1 K_2 I \quad 3.5$$

$$\text{โดย } K_1 = V_o / I \text{ ของ IC1}$$

$$\text{และ } K_2 = V_o / V \text{ ของ IC2}$$

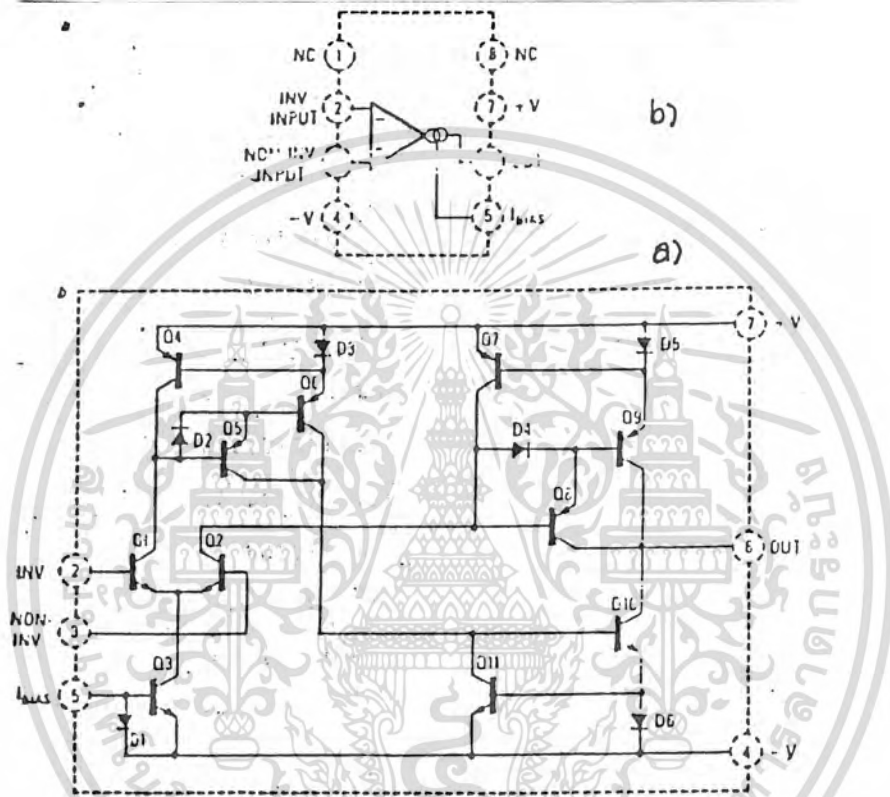
แรงดันที่ได้จาก IC2 นี้จะเป็นแรงดันจาก 0 ถึง  $V_{CC}$  (หรือ 0-(-12 V) จะถูกลดทอนกระแสตรงโดย VR2/3 และป้อนเข้าสู่ขาควบคุมของ IC4, CA3080 ซึ่งเป็นไอซี แบบทรานคอนดัคตแอมพลิฟายเออร์, OTA (Operational Transconductance Amplifiers) ซึ่งโดยปกติเกณฑ์ขยายของมันจะเป็นไปตามสมการ 3.6 , 3.7 ตั้งรูปวงจรมูลฐานของ OTA ในรูป 3.11

$$I_o = g_m (V_1 - V_2) \quad 3.6$$

$$= 20 I_{S1S2} (V_1 - V_2) \quad 3.7$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เมื่อ  $V_1$  และ  $V_2$  เป็นแรงดันที่ขั้วเข้าอินพุทของ OTA
- $g_m$  เป็นเกนขยายของระบบ
- $I_o$  เป็นกระแสที่ได้จากเอาต์พุท
- $I_{SIAS}$  เป็นกระแสควบคุมที่ขาดควบคุม



รูปที่ 3.11 a) วงจรภายใน OTA      b) วงจรพื้นฐานของ OTA

จากสมการ 3.7 จะเห็นว่าเราสามารถควบคุมอัตราขยายของระบบ โดยการเปลี่ยนค่ากระแสควบคุมหรือ  $I_{SIAS}$  นั้นหมายถึงกระแสที่ได้จากเอาต์พุท,  $I_o$  จะมีค่าแปรตาม  $I_{SIAS}$  โดยตรงเมื่อ  $V_{in}$  คงที่ กระแส  $I_o$  นี้จะถูกนำไปเปลี่ยนเป็นแรงดันโดยให้กระแสไหลผ่านความต้านทานคงที่ ดังนั้นเราจะได้เกนขยายของระบบเป็น

$$V_o = 20 R_L I_{S_{IAS}} (V_1 - V_2) \quad 3.8$$

โดย  $I_{S_{IAS}}$  เป็นตัวกำหนดเกณฑ์ขยายของตัว OTA

ในการใช้งานจริง เราจะสมมติว่า  $V_o$  จาก IC6 มีค่าสูงสุดเมื่อกระแสอาร์เมเจอร์มีค่าสูงสุดตามที่เรากำหนดที่กระแสสูงสุดนี้จะต้องทำให้ เกนขยายของ OTA เป็นศูนย์ หรือ  $I_{S_{IAS}} = 0$  จากรูปที่ 3.11  $I_{S_{IAS}}$  ได้ต่อเมื่อ  $V_o$  ของ IC6 เท่ากับ 0.7 โวลต์ หรือต่ำกว่า แรงดันตกคร่อมจังก์ชันของวงจรระแสคงที่ที่ขา  $I_{S_{IAS}}$  ของ IC, CA3080

ส่วนในสมการปกติที่กระแสอาร์เมเจอร์ผิดปกติ แรงดันที่ได้จาก IC2 จะต้องทำให้เกิด  $I_{S_{IAS}}$  ในระดับที่ทำให้เกณฑ์การขยายของ OTA เท่ากับ 1

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{20 R_L I_{S_{IAS}}}{I_{S_{IAS}} \cdot 1/20 R_L} = 1 \quad 3.9$$

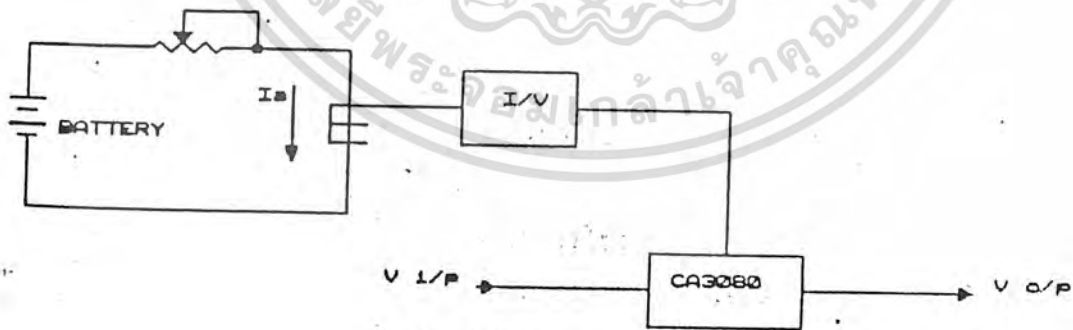
หรือ

โดยที่ในวงจร  $R_L$  สามารถปรับค่าได้ โดยวงจรปรับ VR4/1 และ  $I_{S_{IAS}}$  ก็ปรับได้เช่นกันโดย VR2/3,  $V_{in}$  ปรับได้โดย VR3/2 เพื่อการปรับระบบควบคุมสามารถทำได้ง่าย

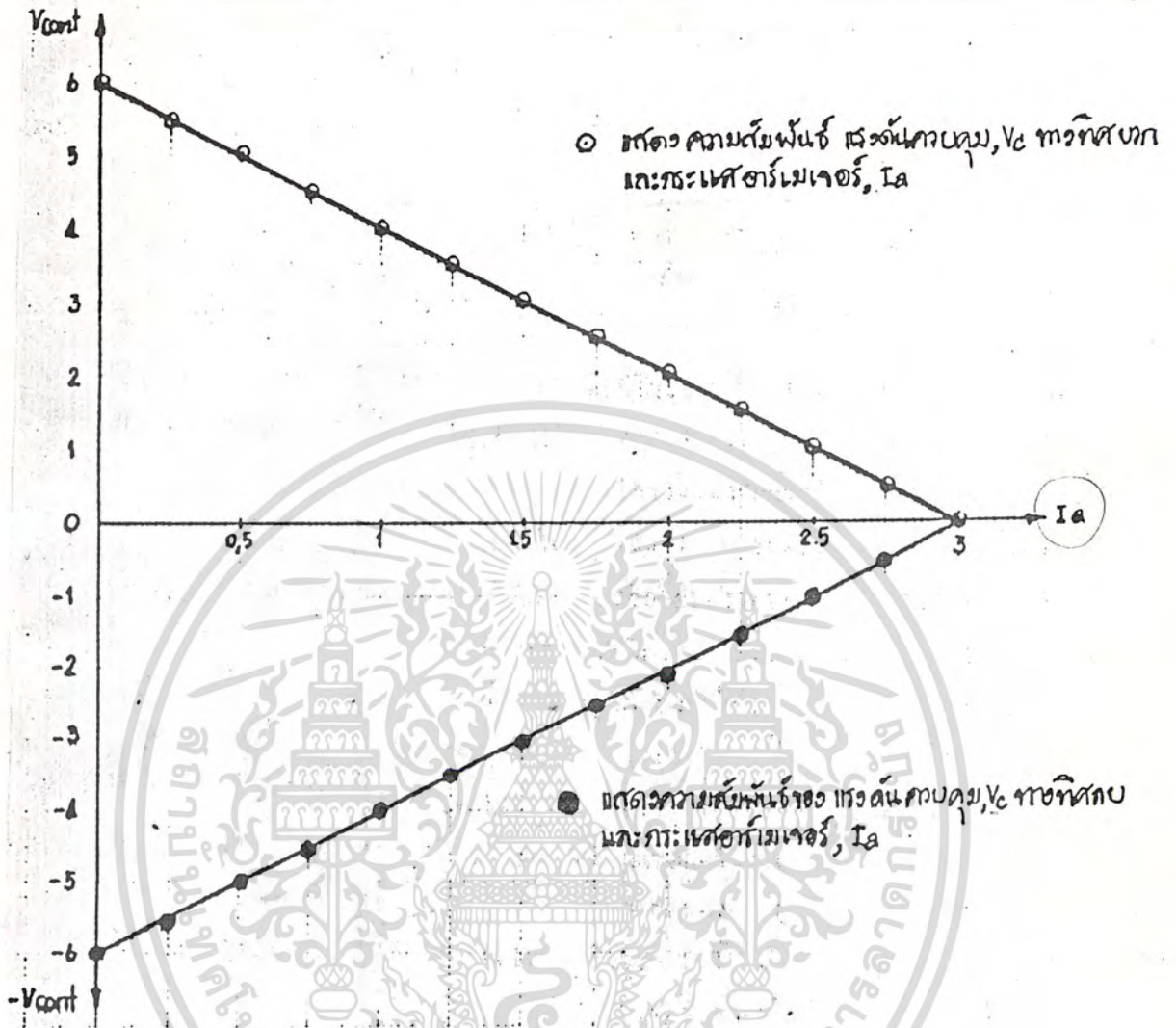
สำหรับวงจรจำกัดแรงดันและวงจรรักษาแบบอัตราส่วน (Proportional Control) กระทำโดย IC3/1 ระดับแรงดันเอาต์พุตจะถูกควบคุมให้อยู่ในช่วง -10 ถึง +10 โวลต์ เท่านั้น และ เกนขยายของระบบสามารถปรับได้ด้วย แรงดันที่ได้นี้

จะถูกนำไปอินทิเกรตด้วย วงจรออปแอมป์ที่จัดวงจรเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์, IC3/2 เพื่อลดผลความผิดพลาดต่อการเปลี่ยนแปลงชั่วขณะ ซึ่งทำให้ระบบทำงานโดยไม่มีเสถียรภาพ ลूपควบคุมแบบอัตราส่วนและอินทิเกรต (PI-control) นี้ใช้ออปแอมป์คู่ในตัวถังเดียวกันเบอร์ LF-353 ซึ่งมีอินพุตเป็น J-FET และมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก มีช่วงแรงดันสวิงที่กว้าง แรงดันที่ผ่านการควบคุมแบบ PI นี้จะถูกนำไปควบคุมแกนอีกครั้ง โดย IC4 ซึ่งเป็นวงจรควบคุมกระแสฮอลล์เมเจอร์ ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว

จากการทดลองความเป็นเชิงเส้นของวงจรควบคุมกระแส ได้กระทำ โดยแสดงวงจรการทดลองดังในรูป 3.12 a) โดยเมื่อเราสมมติให้แรงดันอินพุต  $V$  มีค่าเท่ากับ 6 โวลต์และกระแสฮอลล์เมเจอร์ควบคุมให้อยู่ในช่วง 0-3 แอมป์ (ปรับความไวโดย VR1/1) ซึ่งได้กราฟความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุตกับกระแสฮอลล์เมเจอร์ ดังรูป 3.12 b)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

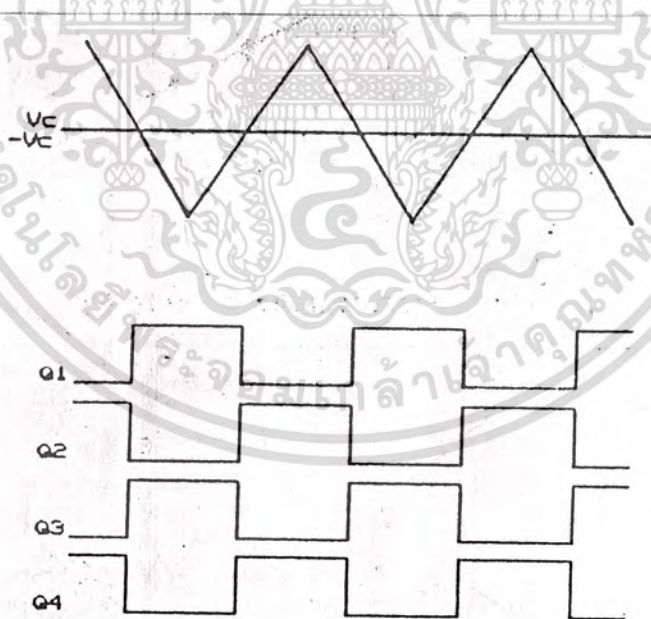


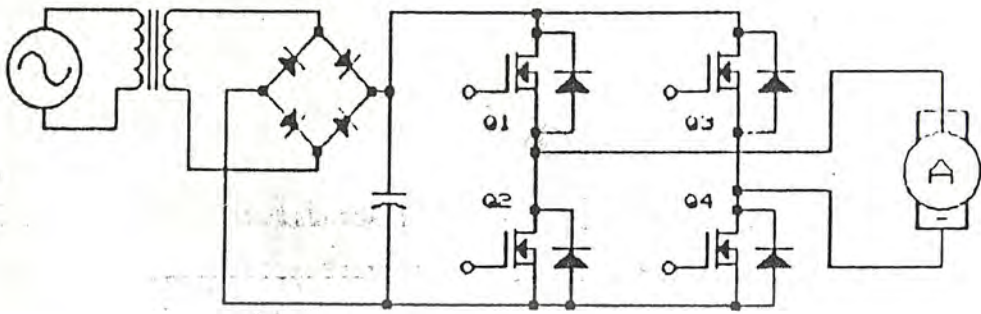
รูปที่ 3.13 a) รูปแสดงวงจรทดสอบบางจรควบคุมกระแสอาร์เมเจอร์  
 b) รูปแสดงกราฟความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตต่อกระแสโหลด

## บทที่ 4

### การกำเนิดรูปคลื่น PWM (Pulse Width Modulation)

การกำหนดรูปคลื่น PWM ใช้ซับเพอร์เวอริมอสเพท 4 ตัวนั้น รูปแบบของรูปคลื่นจะขึ้นอยู่กับแรงดันควบคุมซึ่งแปรเปลี่ยนในช่วงบวกและลบ โดยที่เมื่อแรงดันควบคุมมีค่าเท่ากับศูนย์ ก็จะทำให้ตัวไตรแอกิลของรูปคลื่นทั้ง 4 เปลี่ยนไป การควบคุมคลื่น PWM ที่กล่าวมานี้จะสามารถทำได้โดยการเปรียบเทียบแรงดันควบคุมกับรูปคลื่นสามเหลี่ยมซึ่งเป็นพาหะ (Carrier triangle wave) ที่มีความถี่คงที่ที่ 20 kHz ดังมีหลักการดังแสดงในไดอะแกรมรูปที่ 4.1





รูปที่ 4.1 a) รูปคลื่น PWM เมื่อ  $V_{cont} = 0$  V

b) รูปแสดงวงจร Full Bridge โดยเพาเวอร์ MOSFET 4 ตัว

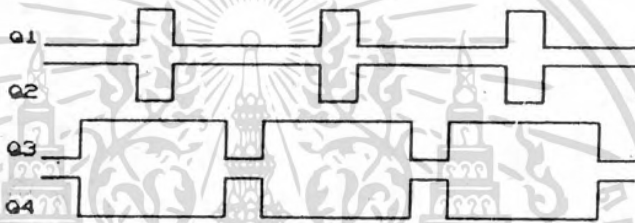
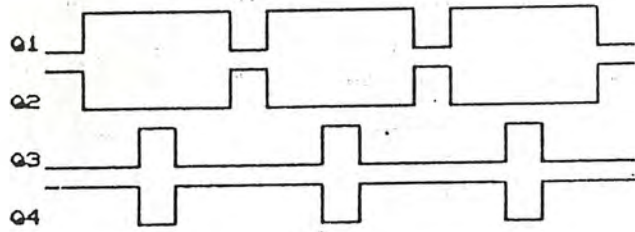
จากรูปที่ 4.1 a) ตัวไดโอดของ Q1-Q4 จะแปรตามระดับความสูงของ

แรงดันควบคุมซึ่งแบ่งการทำงานออกเป็น 2 ลักษณะ คือ

1. กรณีที่แรงดันควบคุมสั่งให้มอเตอร์หมุนตามเข็มนาฬิกา
2. กรณีที่แรงดันควบคุมสั่งให้มอเตอร์หมุนทวนเข็มนาฬิกา และ 2. กรณีที่แรงดันควบคุมสั่งให้มอเตอร์หมุนกลับทิศ โดยที่คลื่นต่างที่ได้ก็จะถูกบ่อนให้แก่ Q1-Q4 ดังรูป 4.1 b)

1) กรณีที่แรงดันควบคุมสั่งให้มอเตอร์หมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา กรณีนี้

แรงดันควบคุมจะแปรค่าจากระดับ 0 โวลต์จนถึงยอดคลื่นของสัญญาณพาหะสามเหลี่ยม ซึ่งตัวไดโอดของ G1 และ G4 ที่บ่อนให้ Q1 และ Q4 ที่บ่อนให้ จะมีค่าเกินไปกว่า 50% จนถึง 100% และทำให้กระแสเอาเมเจอร์ไหลในทิศทางตามเข็มนาฬิกา เพราะ Q1 และ Q4 นำกระแสพร้อมกัน 2 จังหวะ ใน 1 ไซเคิล ในขณะที่ Q2 และ Q3 ไม่มีโอกาสทำงานพร้อมกันเลย (ในรูป  $V_{cont}$  มีค่าเท่ากับ  $1/2$  ของแรงดันยอดคลื่นของสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมทำให้ตัวไดโอดของสัญญาณ PWM มีค่าประมาณ 25% สำหรับ G2 และ G3 และ 75% สำหรับ G1 และ G4 a) ดังแสดงในรูป 4.2 a



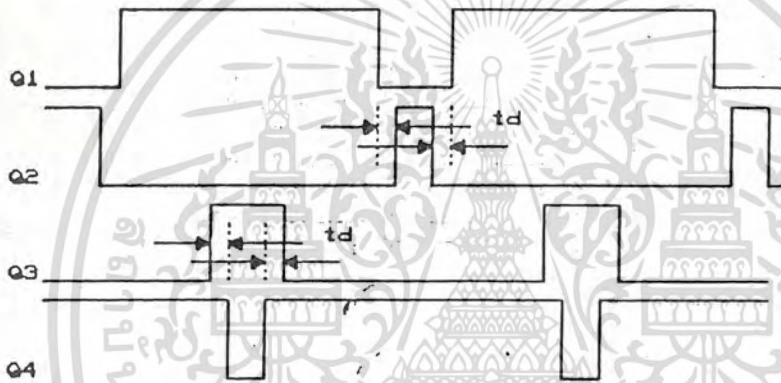
รูปที่ 4.2 a) แสดงพัลส์ PWM ที่ได้เมื่อแรงดันควบคุมมีค่าเป็นบวก และ G1-G4 มีโอกาสทำงานพร้อมกันและกระแสไหลผ่าน Q1-Q4 ทำให้มอเตอร์หมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา

b) แสดงพัลส์ PWM ที่ได้เมื่อแรงดันควบคุมมีค่าเป็นลบ และ G2-G3 มีโอกาสทำงานพร้อมกัน 2 ครั้งใน 1 ไซเคิลและกระแสไหลผ่าน Q2-Q3 ทำให้มอเตอร์หมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา

สำหรับในรูปที่ 4.2 b) แสดงรูปคลื่นของสัญญาณ PWM เมื่อแรงดันควบคุมมีค่าเป็นลบทำให้รูปคลื่น PWM ของ G2 และ G3 มีตัวชี้ไซเคิล 75% และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

25% สำหรับ Q1 และ Q4 เมื่อแรงดันควบคุมมีค่าเป็น  $-1/2$  ของแรงดันยอดคลื่นของสัญญาณพาหะ เนื่องจากในทางปฏิบัติ Q1-Q2 และ Q3-Q4 ทำงานพร้อมกันไม่ได้ ซึ่งจะทำให้เกิดการลัดวงจรขึ้นในเส้นทางนั้น ดังนั้นในทางปฏิบัติ สัญญาณของ Q1-Q2 และ Q3-Q4 ซึ่ง กลับเฟสกันอยู่จะต้องโอเวอร์แลปกันอยู่เล็กน้อย เวลาของการโอเวอร์แลปนี้เราเรียกว่า เดดไทม์ (Dead time) ดังรูป 4.3 โดยปกติจะมีค่าประมาณ 5-10% ของคาบเวลาการสวิตช์



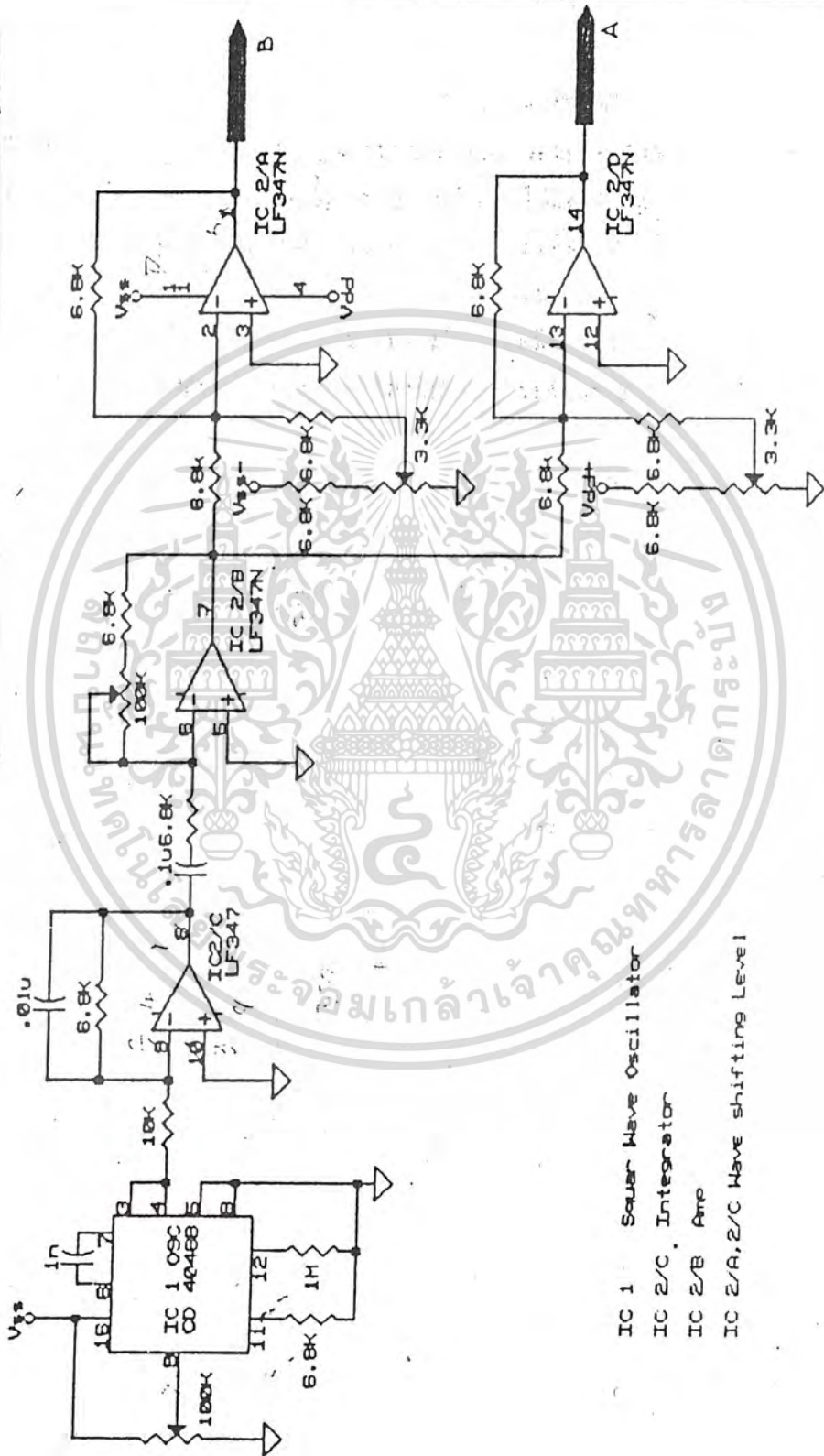
รูป 4.3 แสดงช่วงเวลาเดดไทม์ของ Q1-Q2 และ Q3-Q4

การสร้างเดดไทม์ในวงจรนี้ จะใช้หลักการแยกระดับสัญญาณพาหะออกเป็นสองระดับ โดยเราจะเลื่อนระดับสัญญาณให้สูงขึ้นเป็นสัญญาณหนึ่ง และเลื่อนระดับสัญญาณพาหะให้ลดระดับแรงดันลง เป็นอีกสัญญาณหนึ่ง ซึ่งระดับสัญญาณที่เลื่อนขึ้นและเลื่อนลงมานี้ จะเลื่อนในระดับที่เท่ากัน แรงดันควบคุมที่ได้ทั้งสองนี้ จะถูกป้อนเข้ากับวงจรเปรียบเทียบแรงดัน 4 วงจร เพื่อเปรียบเทียบกับแรงดันควบคุมได้เป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยมที่ควบคุมความกว้างของคลื่นได้และ เกิดช่วง โอเวอร์แลปขึ้น

รูปที่ 4.4 เป็นวงจรกำเนิดคลื่นพาหะสามเหลี่ยมความถี่ 20-50 kHz และ วงจรเลื่อนระดับแรงดัน โดยมี IC1 CD4046 เป็นวงจรกำเนิด ความถี่รูปคลื่นสี่เหลี่ยม บ้อนให้กับวงจร อินทรีเกรเตอร์ IC2/A เพื่อเปลี่ยนคลื่นสี่เหลี่ยมให้เป็นคลื่นสามเหลี่ยมที่มีความถี่เท่าเดิม แต่การอินทรีเกรททำให้ระดับแรงดันถูกลดทอนลง จึงต้องมีการ ปรับระดับแรงดันให้เหมาะสมด้วย IC2/B , IC2/C



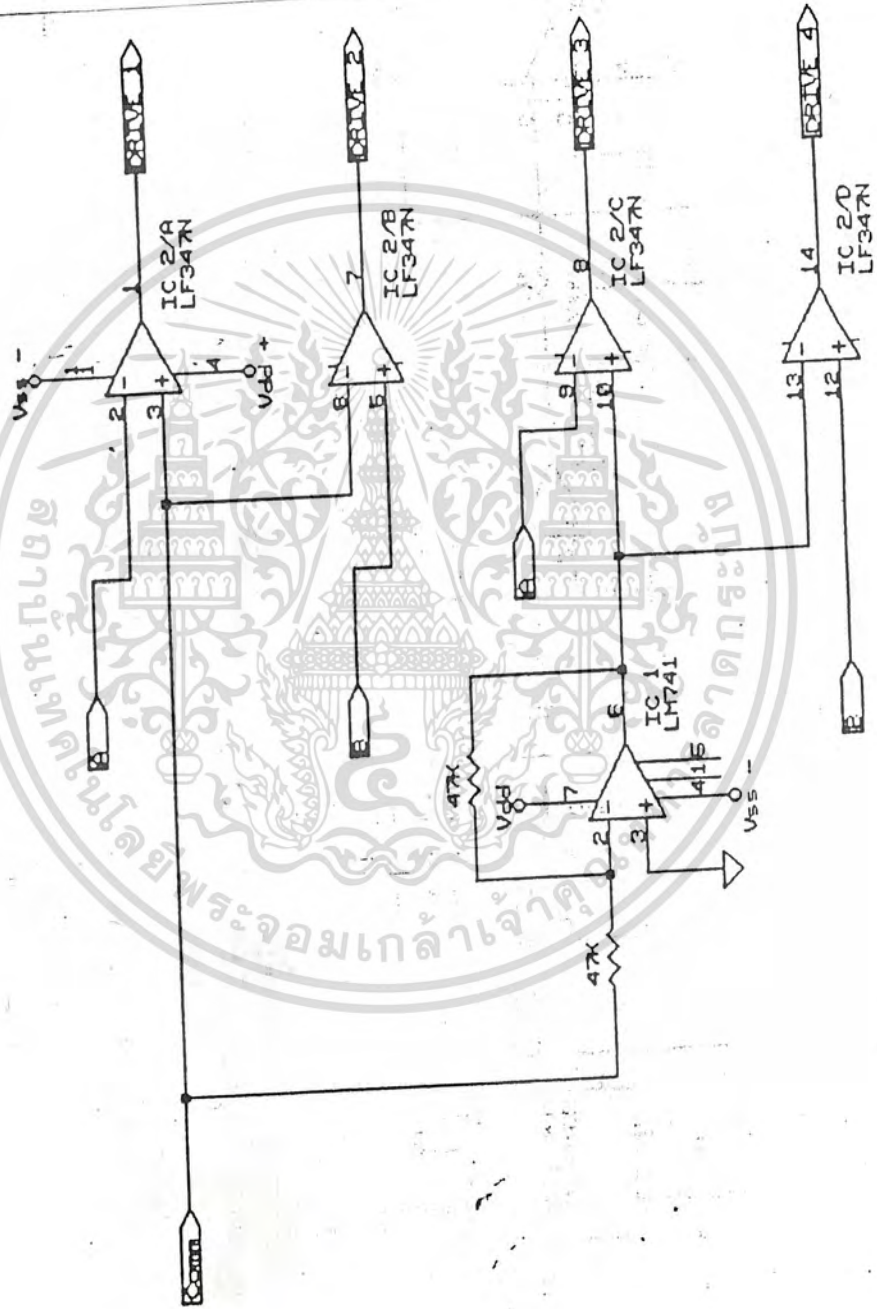
รูปที่ 4.4 วงจรกำเนิดคลื่น



- IC 1 Square Wave Oscillator
- IC 2/C, Integrator
- IC 2/B Amp
- IC 2/A, 2/C Wave shifting Level

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.5 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

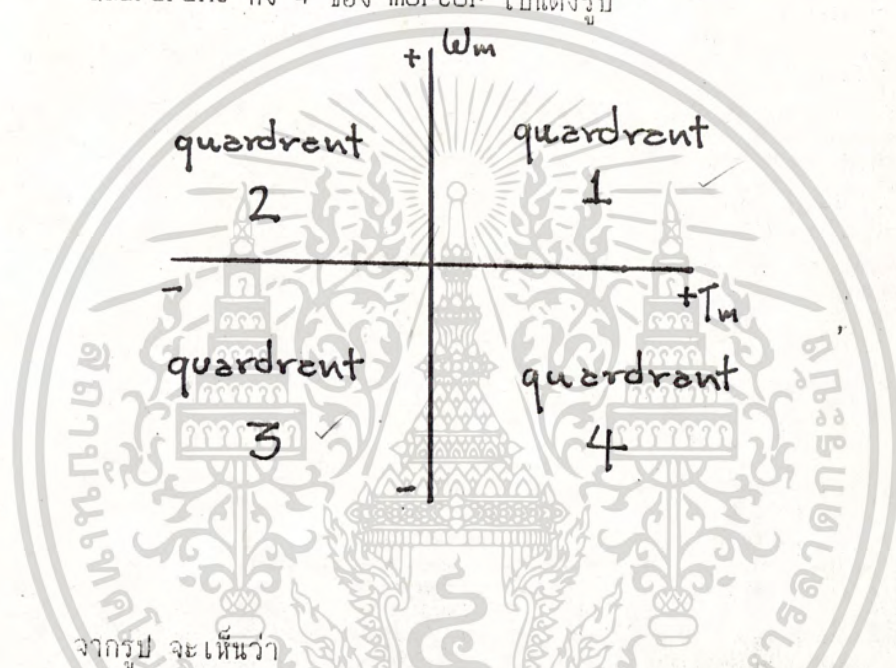


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ทฤษฎี 4 Quadrant

การขับ motor ของวงจรนี้จริงๆแล้วเป็นแบบ 2 Quadrant แต่ขณะที่ทำการกลับทิศ motor จะมีการกลับทิศ volt ที่ป้อนเข้า armature ขณะที่ motor หมุนอยู่ด้วยความเฉื่อย ดังนั้นช่วงเวลาขณะนั้นจึงเหมือนกับเป็นการ brake จึงจะอธิบายการทำงานของ motor ทั้ง 4 Quadrant

Quadrant ทั้ง 4 ของ motor เป็นดังรูป



1509 C  
0.1 MF  
630V

จากรูป จะเห็นว่า

quadrant ที่ 1 คือการที่ motor มีทิศทางของ  $w$  และ torque ในทิศทางเป็นบวก (forward) ทั้งคู่ ทำให้ motor หมุนในทิศทาง forward

quadrant ที่ 2 คือการที่ motor มีทิศทางของ  $w$  เป็นบวกและ torque ในทิศทางเป็นลบ ดังนั้น  $w$  จะตกลงเรื่อยจนเป็น 0

quadrant ที่ 3 คือการที่ motor มีทิศทางของ  $w$  และ torque ในทิศทางเป็นลบ (reword) ทั้งคู่ ทำให้ motor หมุนในทิศทาง reword

quadrant ที่ 4 คือการที่ motor มีทิศทางของ  $w$  เป็นลบ และ torque ในทิศทางเป็นบวก ดังนั้น  $w$  จะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆจนเป็น 0

สรุปแล้วในการทดลองนี้ ปกติแล้วจะ run อยู่ใน quadrant ที่ 1,3 ส่วนในขณะที่ motor กำลังกลับทิศ นั้นจะอยู่ใ้ Quadrant ที่ 2,4

วงจรขับและวงจรกำลัง

การทํางาน ของวงจรขับ

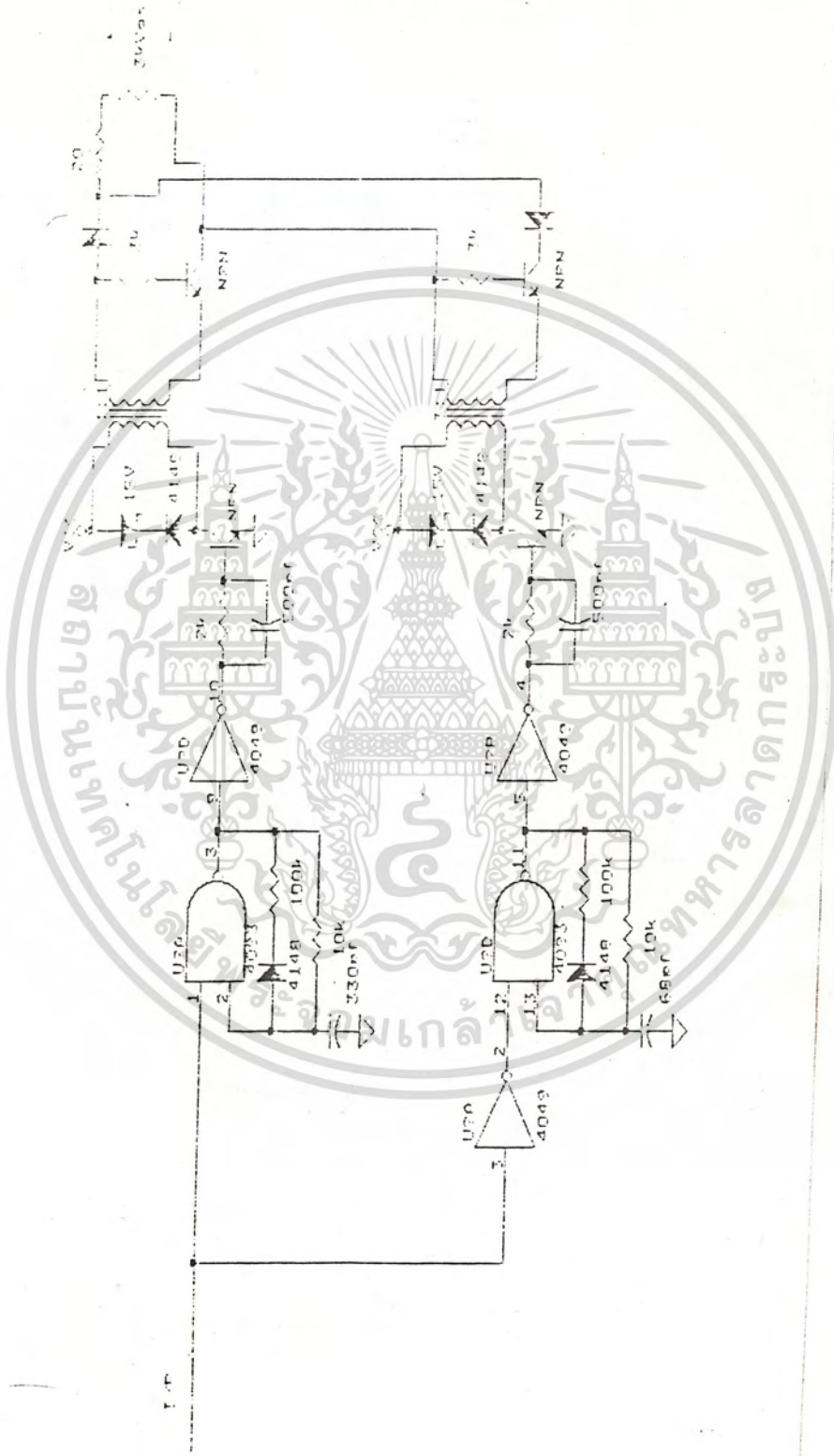
วิธีการป้อนสัญญาณพีคดับลิแวนต์ ที่ได้จากการสร้างสัญญาณจากวงจรเปรียบ  
เทียบสัญญาณ จากสัญญาณพื้นเหลี่ยม (Triangle) กับสัญญาณสี่เหลี่ยม สร้างสัญญาณสวิตซ์  
ซึ่งที่รวดเร็ว และมีความถี่สูง ซึ่งความถี่นี้จะกำหนดโดย ตัวเก็บประจุที่ค่า 2 ของ  
4093 และจะมีสัญญาณที่ผ่านอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ที่ค่า 3 ของ 4049  
และออกจากรขา 2 ไปยัง โมซีเบอร์ 4049 เพื่อสร้างสัญญาณสวิตซ์ซึ่งเหมือนกัน แต่จะ  
เคลื่อนเฟสไป 180 แล้วจะผ่านไปยังหม้อแปลงชนิดที่ลช้ออัตราส่วน 1 : 1 จะได้  
สัญญาณเหมือนทางทุติยภูมิ ซึ่งเป็นสัญญาณสวิตซ์ซึ่ง มีทั้งบวกและลบ และจะถูกทราน-  
ซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 เป็นตัวคัลสัญญาณด้านลบออก ซึ่งจะนำไปรวมกับสัญญาณที่  
เคลื่อนเฟสไป 180 ซึ่งจะผ่านหม้อแปลงชนิดที่ลช้อ อัตราส่วน 3:1 จะได้โวลเตจออก  
มาลดลง จะนำผลที่ได้รวมกับข้างต้น ซึ่งจะนำสัญญาณนี้ไปป้อนขาเกทอีกทีหนึ่ง

การเลือกใช้อุปกรณ์มอสเฟต

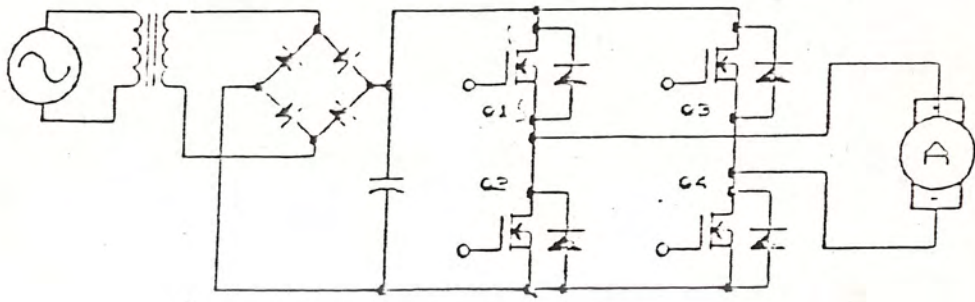
ในการพิจารณาเลือกใช้อุปกรณ์มอสเฟตเป็นสวิตซ์ เพื่อใช้ในการควบคุมแรงดันที่  
ป้อนให้กับมอเตอร์นั้น จะต้องคำนึงถึงแรงดันสูงสุด กระแสที่ใช้งานในภาวะปกติและ  
สูงสุดที่คาดว่า จะ เกิดขึ้นและกำลังงานสูญเสียที่จะ เกิดขึ้นกับตัวมอสเฟต ซึ่งค่าต่าง ๆ  
เหล่านี้จะขึ้นอยู่กับขนาดของโหลด ซึ่งต้องพิจารณาจากวงจรกำลัง และคลื่นพัลส์  
วิกรมอดตุเลชัน ที่ป้อนให้มอสเฟตแต่ละตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.1 วงจรขยับเพาเวอร์มอสเฟต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 แสดงวงจรกำลัง

กระแสที่เกิดขึ้นได้สูงสุด จะเกิดขึ้นในขณะที่มอเตอร์ได้รับคำสั่งให้หมุนกลับทิศทางทันทีทันใด เพราะว่ามีมอเตอร์ต้องการกำลังมาก เพื่อที่จะเอาชนะแรงที่กำลังหมุนอีกทิศทางหนึ่ง

ในโครงการนี้เราใช้มอเตอร์ขนาด 2 แรงม้า มีความต้านทานอาร์เมเจอร์เท่ากับ 2.7 โอห์ม และแรงดันอาร์เมเจอร์เท่ากับ 150 V

$$I_{MAX} = (E + E_a) / R_a \quad \text{แอมแปร์}$$

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

จะเห็นได้ว่ามีโอกาสที่จะเกิดกระแสสูงถึง 111.11 แอมแปร์ แต่กระแสนี้เป็นกระแสกระชากชั่วขณะ ซึ่งเป็นเหตุให้มอเตอร์เสียหายได้ ดังนั้น เราจึงต้องพิจารณากระแสสูงสุดของมอเตอร์ที่ทนได้

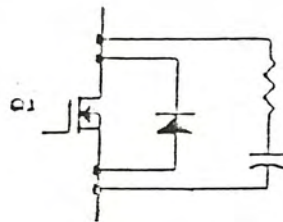
ส่วนกระแสสตาร์ทมอเตอร์ ซึ่งเป็นกระแสกระชากชั่วขณะเหมือนกัน ก็จะสามารถหาได้จาก

$$I_{start} = E/R_a \quad \text{แอมแปร์}$$

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

⇒ แต่เพราะว่ามอเตอร์มีราคาสูงมาก ดังนั้นในการพัฒนานี้จึงทดลองที่แรงดันไม่ถึงแรงดันที่ปกติของมอเตอร์ โดยเลือกใช้มอเตอร์เบอร์ MTM15N50 สามารถทนแรงดันไฟตรงได้ 500 โวลท์ ทนกระแสสูงสุด 65 แอมป์ และทนกระแสไฟตรงต่อเนื่องได้ 15 A ดังนั้นจึงป้อนแรงดันไฟฟ้ามอเตอร์ 80 โวลท์ ซึ่งจะทำให้เกิดกระแสสูงสุดชั่วขณะ 59.26 แอมป์

สำหรับขนาดของแรงดันมอเตอร์นั้นจะถูกกำหนดโดยแรงดันของแหล่งจ่ายไฟ โดยในวงจรแบบลิเนียร์มักใช้ค่าทนแรงดันเท่ากับสองเท่าของแรงดันแหล่งจ่ายไฟ แต่ในวงจรสวิตช์ซึ่งนั้น ควรจะเลือกค่าทนแรงดันของมอเตอร์เท่ากับสามเท่าของแหล่งจ่ายไฟซึ่งมอเตอร์เบอร์ MTM15N50 ก็สามารถทนได้ นอกจากขนาดของแรงดันแหล่งจ่ายเป็นตัวกำหนดแล้ว ยังมีแรงดันที่มีโอกาสเกิดขึ้นได้สูงสุดที่ชั่วเดรนชอร์ส เรียกว่า แรงดันสไปค (Sprike voltage) เราสามารถลดแรงดันสไปคได้โดยต่อวงจร snubber เบอร์ (Snubber) คู่กับชั่วเดรนชอร์ส

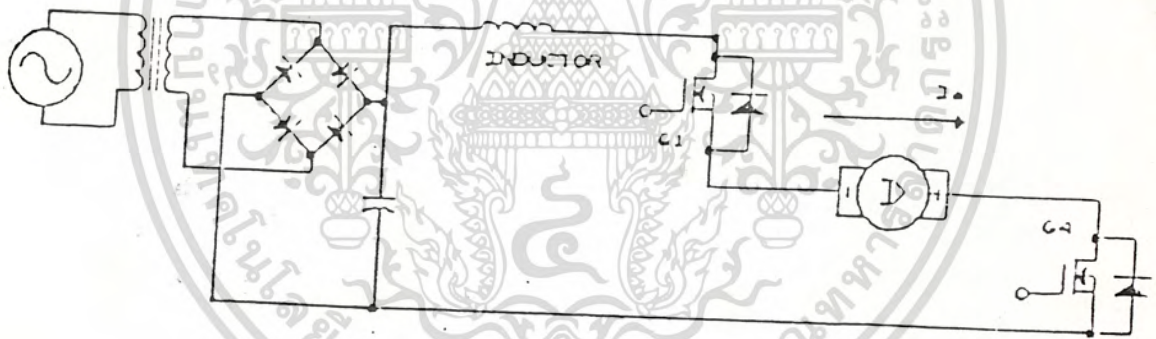


รูปที่ 5.3 แสดงการต่อวงจร snubber เบอร์ในวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### การป้องกันกระแสลัดวงจร

ตั้งที่ได้อีกแล้วมาได้ว่า กระแสสูงสุดนี้จะมีโอกาสเกิดขึ้นในขณะที่มอเตอร์ได้รับคำสั่งให้กลับทางอย่างทันทีทันใด และถึงแม้ว่าจะมีการป้องกันทางกระแสก็ตาม แต่วงจรก็มีค่าหน่วงเวลาเหมือนกัน ซึ่งอาจทำให้การป้องกันได้ไม่ทัน โดยวิธีง่าย ๆ ที่จะป้องกันกระแสลัดวงจรด้วยการต่ออินดักเตอร์ค่าที่เหมาะสมอนุกรม กับแหล่งจ่ายไฟฟ้านั้นี่ค่าประมาณ 4 mH



รูปที่ 5.4 แสดงวงจรป้องกันกระแสลัดวงจรชั่วคราว

### วงจรมอเตอร์

วงจรมอเตอร์ จะทำหน้าที่ลดคลื่นพลังงานจากการคายพลังงานของขดลวด (Voltage suppression) เมื่อมอเตอร์หยุดการทำงาน (turn off) และลดแรงดันสไปต์ที่เกิดขึ้น

สำหรับการหาค่าตัวเก็บประจุ (Ca) และค่าความต้านทาน (Ra) ในวงจรมอเตอร์ สามารถหาได้จากกฎการพิจารณาขนาดกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านมอเตอร์ และขนาดแรงดันที่ป้อนให้กับวงจร โดยขณะที่มอเตอร์เทิร์นออฟอย่างรวดเร็ว กระแสจะไหลเข้ามาประจุที่ตัวเก็บประจุ Ca

$$C_a = I_L \cdot t_{off} / 2 * V_a \dots\dots\dots (5.1)$$

เมื่อ  $I_L$  = กระแสไหลที่ไหลผ่านมอเตอร์

$t_{off}$  = เวลาในการเทิร์นออฟ

$V_a$  = แรงดันของแหล่งจ่าย

แรงดันที่ประจุตัวเก็บประจุในช่วงเทิร์นออฟ จะคายพลังงานออกผ่าน  $R_a$  เข้าสู่มอเตอร์ ในช่วงการเทิร์นออฟ ซึ่งจะเปลี่ยนพลังงานที่คายออกมานี้ไปเป็นรูปความร้อนเข้าสู่  $R_a$  ซึ่งจะหาค่า  $R_a$  ได้จาก

$$R_a \leq t_{on} / 3 \cdot C_a \dots\dots\dots (5.2)$$

ดังนั้น เราป้อนแรงดันแหล่งจ่ายไฟเท่ากับ 80 โวลต์ ซึ่งทำให้มีกระแสสูง  
สุด มีค่า 59.25 แอมป์ ในสภาวะกลับทิศทางการทำงาน และเวลาในการเก็บประจุ  
เท่ากับ 200 ns ทา

$$C_a = (59.25 * 0.2 \text{ s}) / 2 * 80 \text{ ฟารัด}$$

$$= 0.074 \text{ ไมโครฟารัด}$$

ดังนั้นเราเลือกใช้  $C_a = 0.1$  ไมโครฟารัด 630 โวลต์

ขณะ ton ซึ่งจะมีค่าต่ำสุดเป็นศูนย์ก็ได้ แต่เราจะให้เท่ากับ 5 % ของ  
คาบเวลาของพัลส์ที่ดับแล้ว

$$\text{ton} = 0.05 / 20 \text{ KHz} \text{ วินาที}$$

$$\text{ton} = 2.5 \text{ ไมโครวินาที}$$

ดังนั้น

$$R_a \leq (2.5 \text{ s}) / (3 * 0.1 \text{ F}) \text{ โอห์ม}$$

$$\leq 8.33 \text{ โอห์ม}$$

ดังนั้น เลือกใช้  $R_a = 5$  โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาพลังงานสะสมใน  $C_a$  ที่คายให้  $R_a$  ซึ่งแปลงออกมาเป็นความร้อน

(P)

$$\begin{aligned}
 P &= (1/2) * V_a^2 * C_a * f \\
 &= (3 * V^2 * C_a) / 2T \dots\dots\dots(5.3)
 \end{aligned}$$

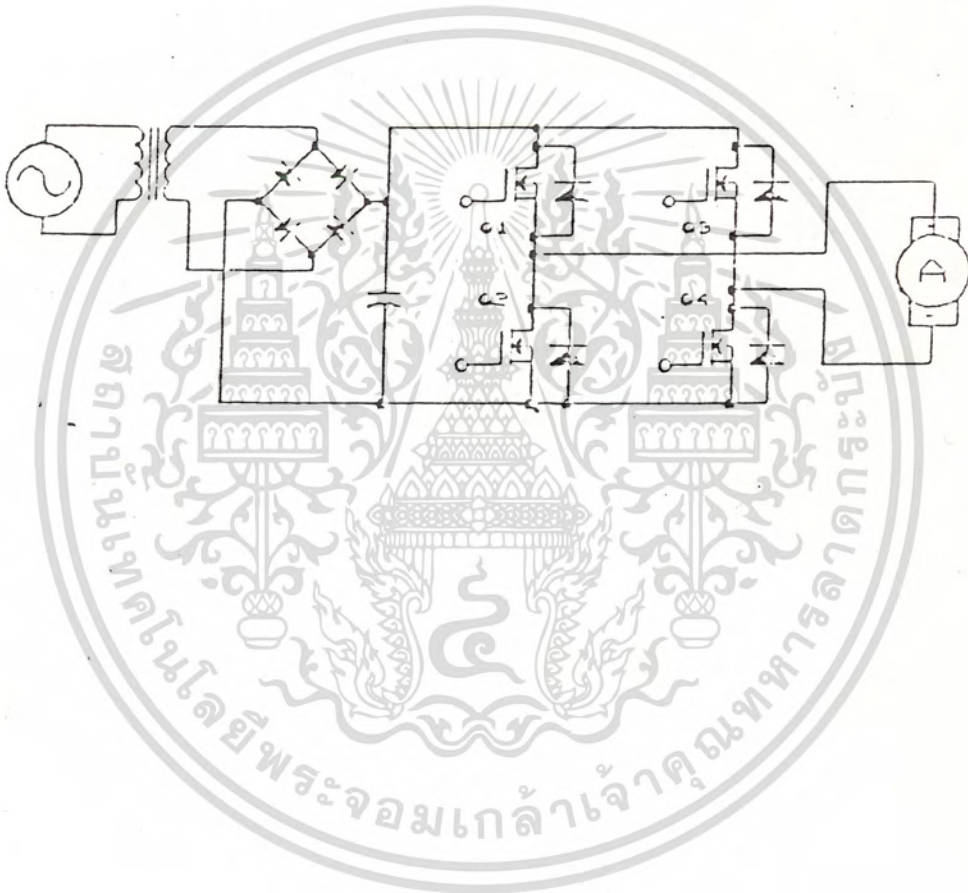
f คือ ความถี่ของการสวิตช์ Hz

$$\begin{aligned}
 P &= \{(80 \text{ V})^2 * (0.1 \text{ F}) * (20 \text{ KHz})\} / 2 \\
 &= 6.4 \text{ วัตต์}
 \end{aligned}$$

ดังนั้น เลือกใช้ ตัวความต้านทาน 250 โอห์ม 10 วัตต์ 10 ตัว ต่อขนานกัน ซึ่งจะทำให้ได้  $R_a$  เท่ากับ 25 โอห์ม รวม 100 W ถึงแม้ว่าจะไม่ตรงกับค่าที่คำนวณไว้ แต่จากการทดลองค่าความต้านทาน ณ จุดนี้ สามารถทำงานได้ดี

การทดลองและผลการทดลอง

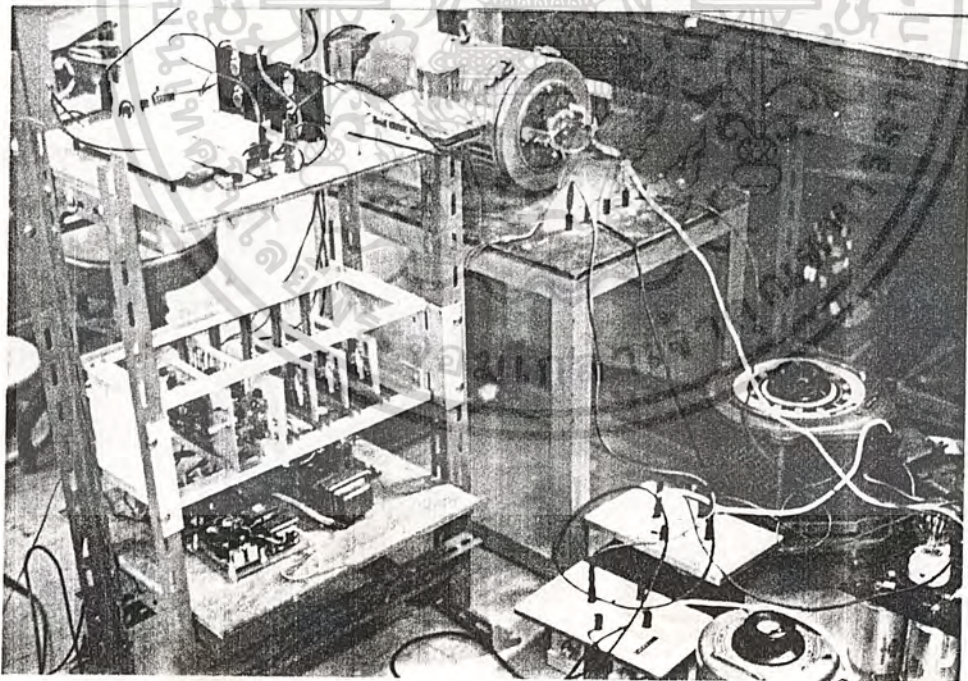
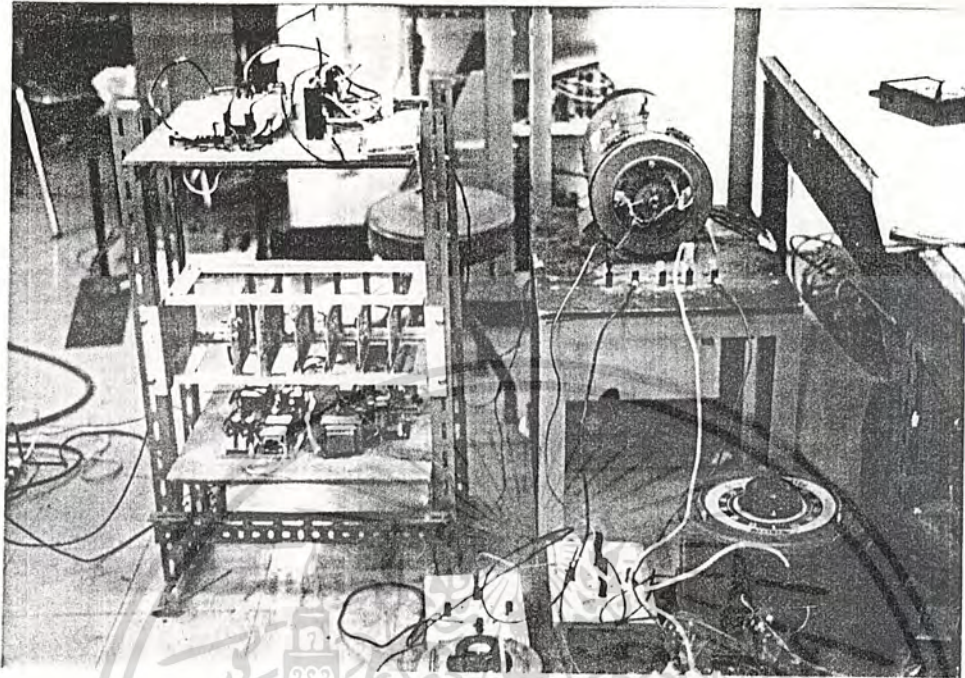
การทดลองได้ทำการต่อวงจรดังรูป 7.1 โดยป้อนแรงดัน 70 volt ให้กับวงจร



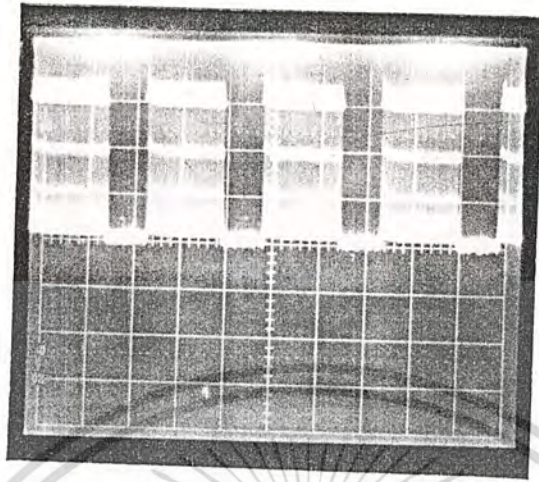
รูป 7.1 วงจรหลักของการทดลอง

ส่วนผลการทดลองได้ทำการถ่ายรูปของส่วนต่างๆของวงจรดังนี้

ภาพวงจรจริงที่ใช้ในการทดลอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

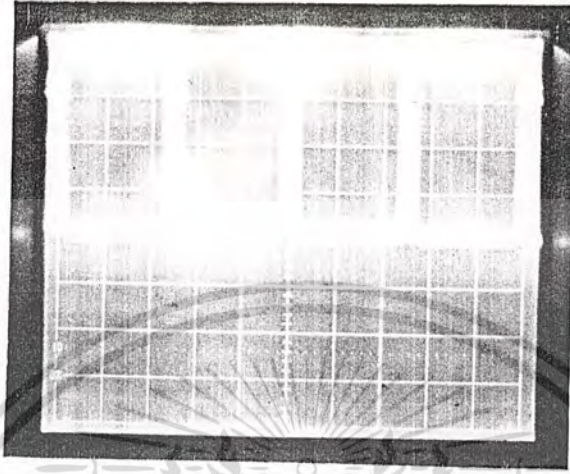


รูปที่ 1 แสดง volt คร่อมระหว่าง gate กับ source ของ Q1



รูปที่ 2 แสดง volt คร่อมระหว่าง gate กับ source ของ Q2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

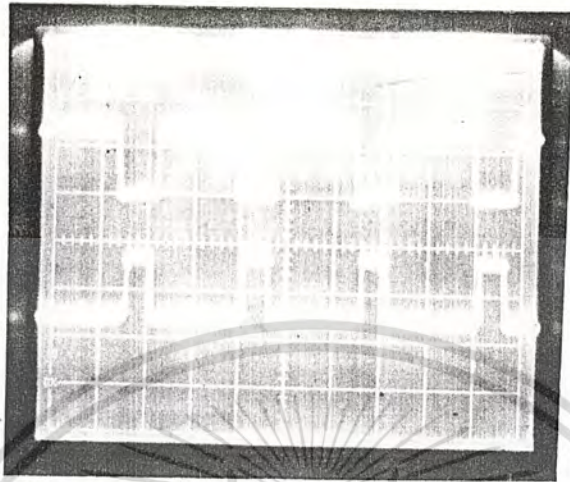


รูปที่ 3 แสดง volt คร่อมระหว่าง gate กับ source ของ Q3

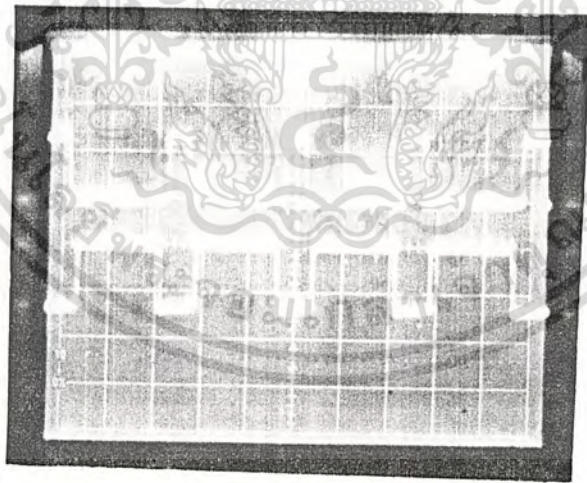


รูปที่ 4 แสดง volt คร่อมระหว่าง gate กับ source ของ Q4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

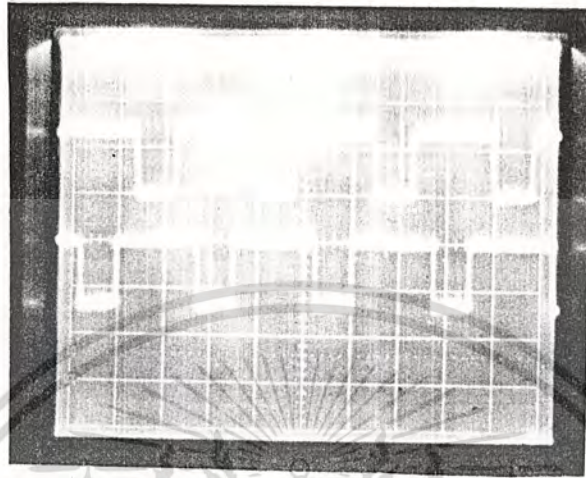


รูปที่ 5 เปรียบเทียบสัญญาณเข้าวงจรขับ mosfet ระหว่าง Q1 กับ Q2 (ที่ 10v/div, 20Ms)

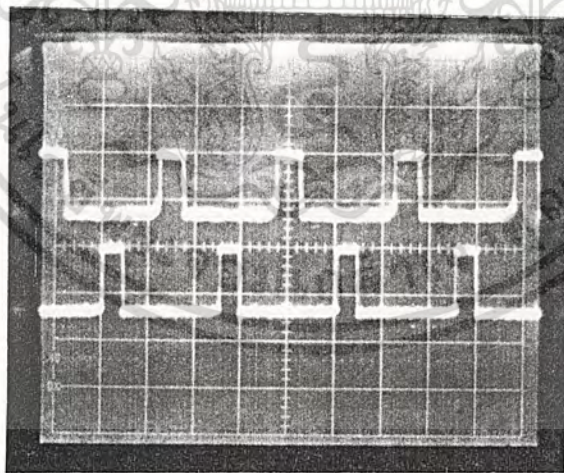


รูปที่ 6 เปรียบเทียบสัญญาณเข้าวงจรขับ mosfet ระหว่าง Q3 กับ Q4 (ที่ 10v/div, 20Ms)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7 เปรียบเทียบสัญญาณเข้าวงจรขับ mosfet ระหว่าง Q1 กับ Q4 (ที่ 10v/div, 20Ms)



รูปที่ 8 เปรียบเทียบสัญญาณเข้าวงจรขับ mosfet ระหว่าง Q2 กับ Q3 (ที่ 10v/div, 20Ms)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

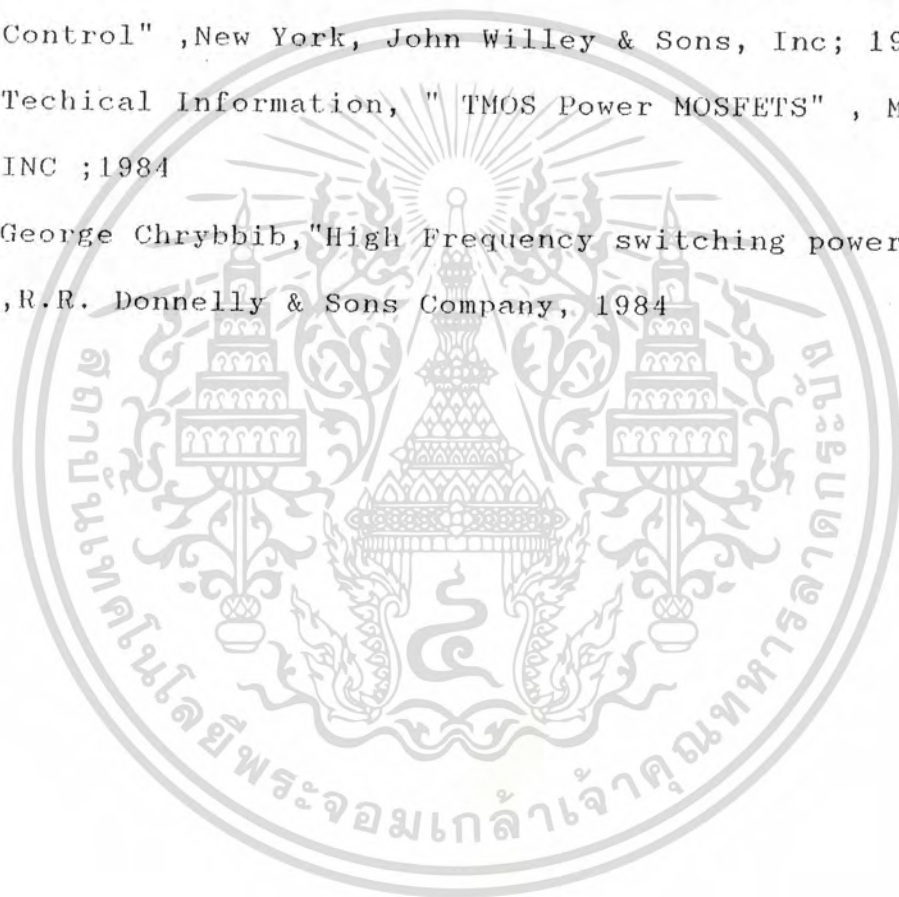
### บทสรุปและวิจารณ์

จากการทดลองวัดสัญญาณต่างๆ จะเห็นว่าขณะ open loop นั้น วงจรสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ แต่เมื่อทำการ close loop แล้ว สัญญาณที่จับได้นั้นมี noise รบกวนมากทำให้สัญญาณผิดเพี้ยนไปไม่สามารถ control ได้  
สิ่งที่ควรพัฒนาต่อไปคือการลด noise ในวงจร control ทั้งหมด เพื่อให้วงจรสามารถ control ได้อย่างมีประสิทธิภาพ



## เอกสารอ้างอิง

1. "ไอซีประจำฉบับ", วารสารอิเล็กทรอนิกส์ 79 , ปีที่ 11 ฉบับที่ 3 ,หน้าที่ 40
2. "วิเคราะห์เจาะสเปค",วารสารเซมิคอนดักเตอร์และอิเล็กทรอนิกส์, ฉบับที่ 92,หน้าที่ 92 ปี 2532
3. Diana F. Griger, " Phase Lock Loop for DC Motor speed Control" ,New York, John Willey & Sons, Inc; 1981
4. Techical Information, " TMOS Power MOSFETS" , MOTOROLA INC ;1984
5. George Chrybbib, "High Frequency switching power supply" ,R.R. Donnelly & Sons Company, 1984



กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้โดยมี รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ เป็น  
อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้ให้คำปรึกษา, คำแนะนำและเอาใจใส่ด้วยดีเสมอจนกระทั่ง  
การทดลองพัฒนาสำเร็จลง จึงขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ ที่นี้

ขอขอบคุณ บุพการี ครู อาจารย์ ที่ได้ประสาท คุณ ความรู้ ตลอดจน พี่ ๆ  
เพื่อนร่วมงาน ทุกท่านที่ได้ช่วยเหลือแนะนำ ให้กำลังใจมาตลอดจนโครงการนี้  
สำเร็จลงดังได้ตามเป้าหมาย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4046B  
SCL4446B



# CMOS PHASE-LOCKED LOOP

## FEATURES

- ◆ Very low power consumption – 70  $\mu$ 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

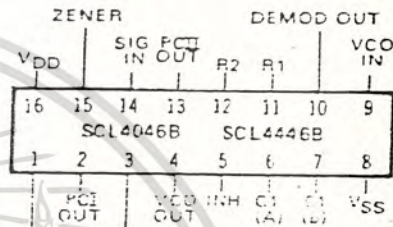
## APPLICATIONS

- ◆ 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  $PC_{I,OUT}$ , 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  $PC_{II,OUT}$  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  $C1_A$ ,  $C1_B$ ,  $R1$ , 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

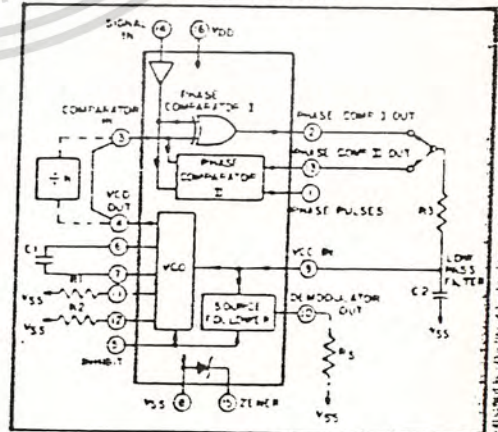


Fig. 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 ( $R_S$ ) 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 signals the signal must be capacitively coupled to the self-biasing amplifier at the signal input.

Phase comparator I is an exclusive-OR network; it operates analogously to an over-driven balanced mixer. To maximize the lock range, the signal and comparator input frequencies must have a 50% duty cycle. With no signal or noise on the signal input, this phase comparator has an average output voltage equal to  $V_{DD}/2$ . The low-pass filter connected to the output of phase comparator I supplies the averaged voltage to the VCO input, and causes the VCO to oscillate at the center frequency ( $f_0$ ).

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  $0^\circ$  and  $180^\circ$ , and is  $90^\circ$  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.

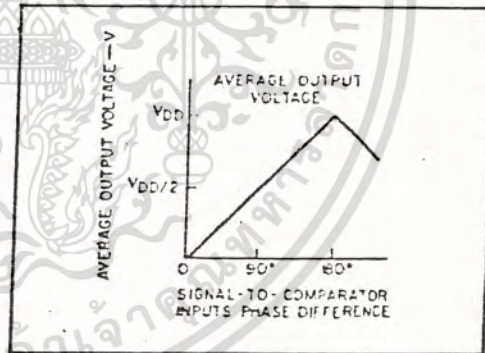


Fig. 2 - Phase-comparator I characteristics at low-pass filter output.

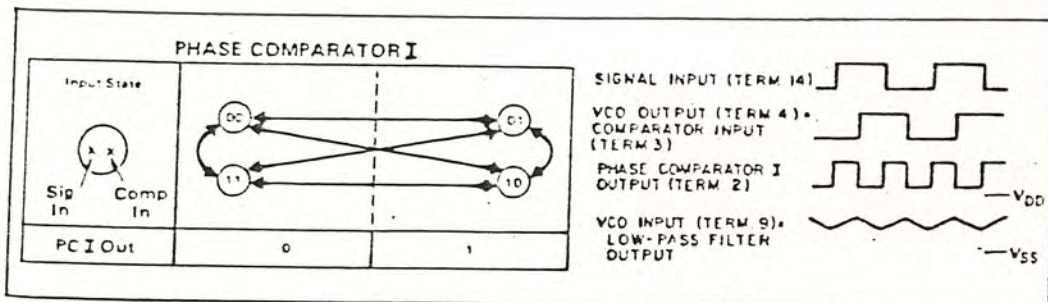


Fig. 3 - Typical waveforms employing phase comparator I in locked condition

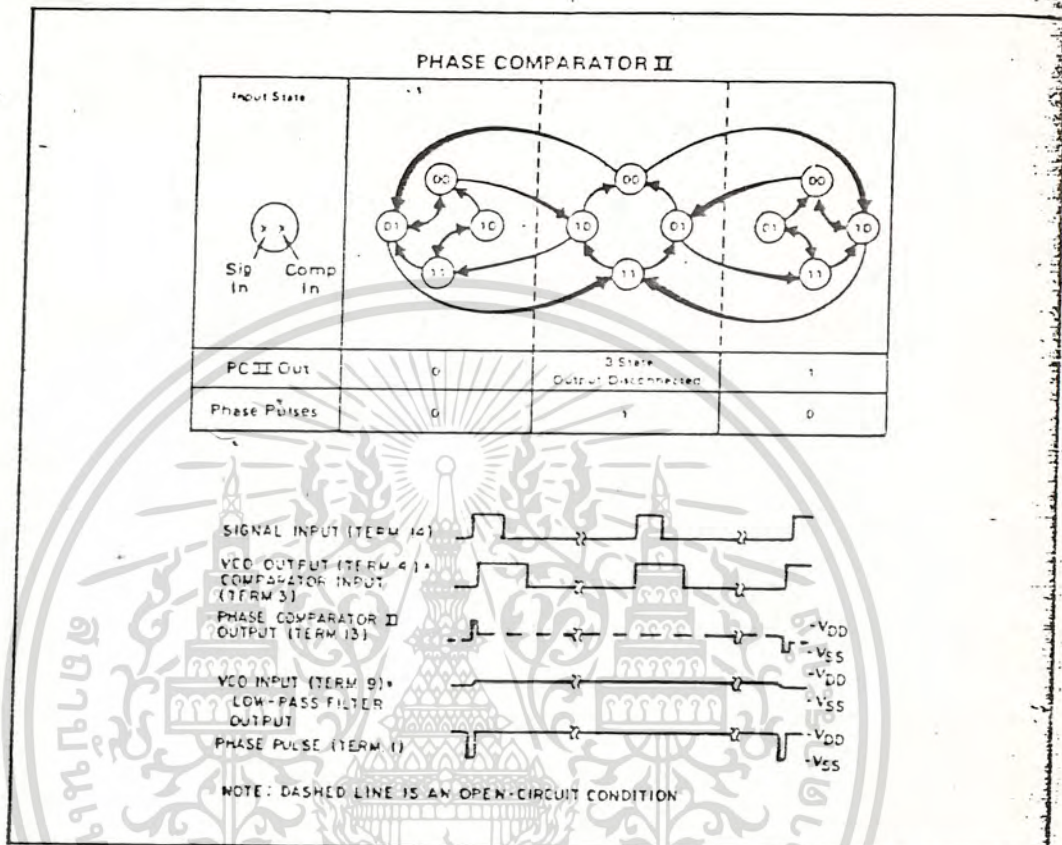


Fig. 4 – Typical waveforms employing phase comparator II in locked condition.

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:

$R1, R2 \geq 2k\Omega$ ,  $R5 \geq 10k\Omega$   
 $C1 \geq 15pF$

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 $R2 = \infty$	VCO WITH OFFSET	VCO WITHOUT OFFSET $R2 = \infty$	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, $2f_C$	$2f_C \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi f_0}{R3}}$		$f_C = f_L$	
Loop Filter Component Selection	For $2f_C$ , see Ref.			
Phase Angle between Signal and Comparator	$90^\circ$ at center frequency ( $f_0$ ), approximating $0^\circ$ and $180^\circ$ at ends of lock range ( $2f_L$ )		Always $0^\circ$ 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"> <li>- Given <math>f_0</math></li> <li>- Use <math>f_0</math> with Fig 5a to determine R1 and C1</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Given <math>f_0</math> and <math>f_L</math></li> <li>- Calculate <math>f_{min}</math> from the equation <math>f_{min} = f_0 - f_L</math></li> <li>- Use <math>f_{min}</math> with Fig 5b to determine R2 and C1</li> <li>- Calculate <math>\frac{f_{max}}{f_{min}}</math> from the equation <math>\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{f_0 + f_L}{f_0 - f_L}</math></li> <li>- Use <math>\frac{f_{max}}{f_{min}}</math> with Fig 5c to determine ratio R2/R1 to obtain R1</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Given <math>f_{max}</math></li> <li>- Calculate <math>f_0</math> from the equation <math>f_0 = \frac{f_{max}}{2}</math></li> <li>- Use <math>f_0</math> with Fig 5a to determine R1 and C1</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Given <math>f_{min}</math> &amp; <math>f_{max}</math></li> <li>- Use <math>f_{min}</math> with Fig 5b to determine R2 and C1</li> <li>- Calculate <math>\frac{f_{max}}{f_{min}}</math></li> <li>- Use <math>\frac{f_{max}}{f_{min}}</math> with Fig 5c to determine ratio R2/R1 to obtain R1</li> </ul>

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS <sup>1,3</sup>

PARAMETER	V <sub>DD</sub> (Vdc)	CONDITIONS	T <sub>LOW</sub> <sup>2</sup>		+25°C			T <sub>HIGH</sub> <sup>3</sup>		UNIT
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I <sub>DD</sub>	Inhibit = V <sub>DD</sub> Signal Input = V <sub>DD</sub>	5	5	-	0.05	5	-	150	μA <sub>dc</sub>
			10	10	-	0.01	10	-	300	
			15	20	-	0.2	20	-	600	
TOTAL POWER DISSIPATION	P <sub>1</sub>	Inh = V <sub>SS</sub> , VCO <sub>IN</sub> = V <sub>DD</sub> , f <sub>o</sub> = 10k Hz, <sup>2</sup> C <sub>L</sub> = 15pF, R1 = 1MΩ, R2 = R <sub>S</sub> = ∞	5	-	-	0.07	-	-	-	mW
			10	-	-	0.6	-	-	-	
			15	-	-	2.4	-	-	-	
			15	-	-	-	-	-	-	

NOTES: <sup>1</sup> Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".  
<sup>2</sup> T<sub>LOW</sub> = -55°C for C, D, F, H device.  
 = -40°C for E device.  
<sup>3</sup> T<sub>HIGH</sub> = +125°C for C, D, F, H device.  
 = + 85°C for E device.  
 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 <sub>DD</sub>	25°C			UNIT		
			Min.	Typ.	Max.			
VCO SECTION								
MAXIMUM OPERATING FREQUENCY SCL4046B	R2 = ∞ VCO <sub>IN</sub> = V <sub>DD</sub>	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	-		
	SCL446B	R2 = ∞ VCO <sub>IN</sub> = V <sub>DD</sub>	10k 50pF	5	0.7	1.0	-	MHz
				10	1.3	2.0	-	
				15	1.9	2.8	-	
5k 50pF			5	0.9	1.3	-	MHz	
			10	1.9	2.9	-		
			15	2.6	3.9	-		
2k 50pF	5	-	1.8	-	MHz			
	10	-	3.9	-				
	15	-	5.4	-				
LINEARITY	R2 = ∞ VCO <sub>IN</sub> = 2.5±0.3V, R1 > 10kΩ VCO <sub>IN</sub> = 5.0±2.5V, R1 > 200kΩ VCO <sub>IN</sub> = 7.5±5.0V, R1 > 1MΩ	5	-	1	-	%		
		10	-	1	-			
		15	-	1	-			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

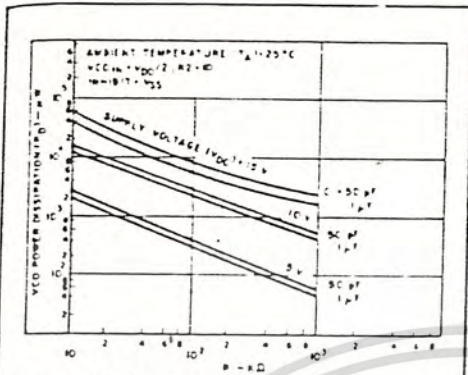


Fig. 6 (a) - Typical VCO power dissipation at center frequency vs R1.

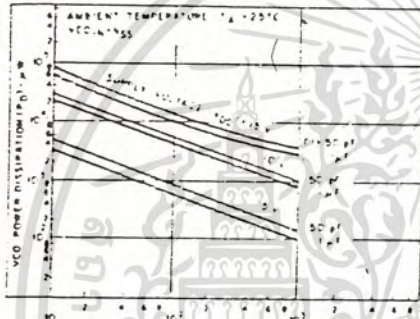


Fig. 6 (b) - Typical VCO power dissipation at  $f_{min}$  vs R2.

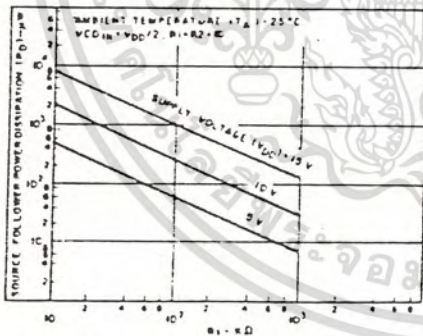


Fig. 6 (c) - Typical source follower power dissipation vs  $R_5$ .

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

$$P_D (\text{Total}) = P_D (f_0) + P_D (f_{MIN}) + P_D (R_5)$$

- Phase Comparator I

$$P_D (\text{Total}) = P_D (f_{MIN})$$

- Phase Comparator II

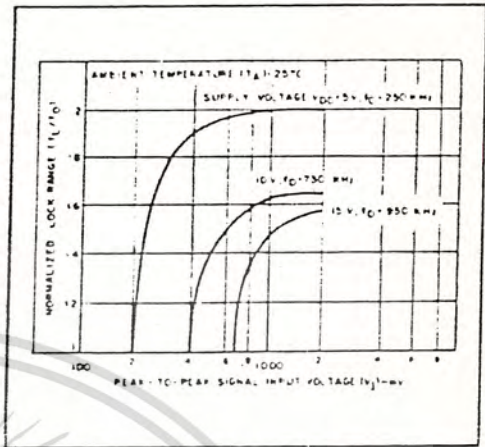


Fig. 7 - Typical lock range vs signal input amplitude

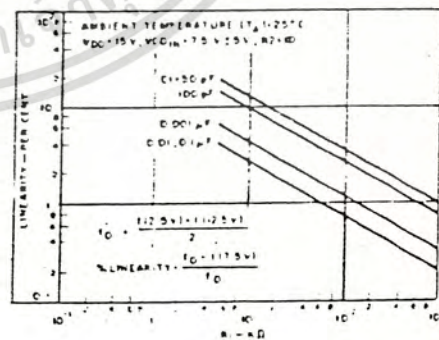
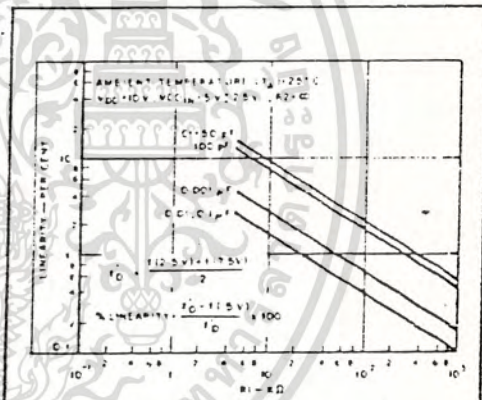


Fig. 8(a, b) - Typical VCO linearity vs R1 and C1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

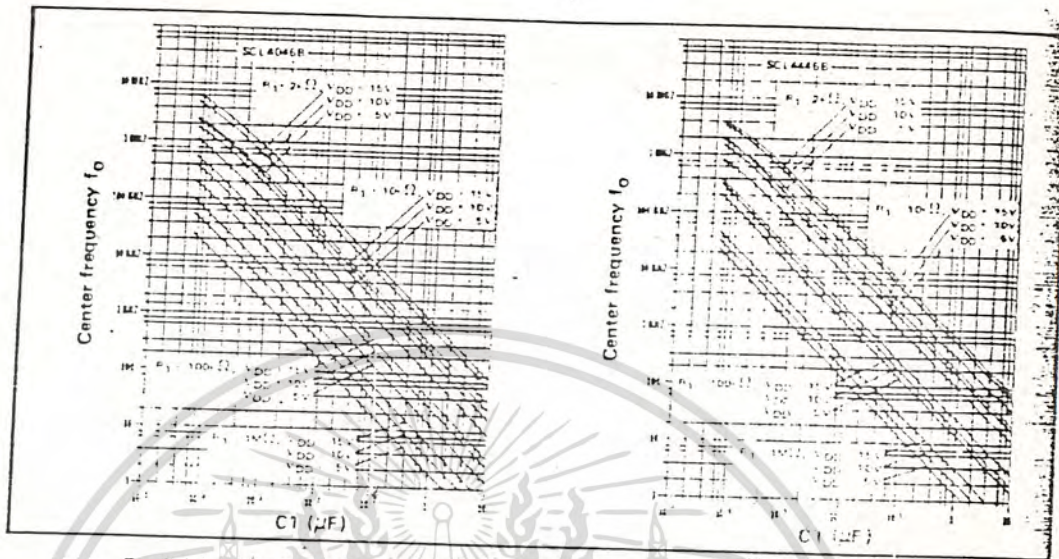


Fig. 5 (a) Typical center frequency ( $f_o$ ) vs  $C_1$  ( $R_2 = \infty$ ,  $V_{COIN} = \frac{V_{DD}}{2}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

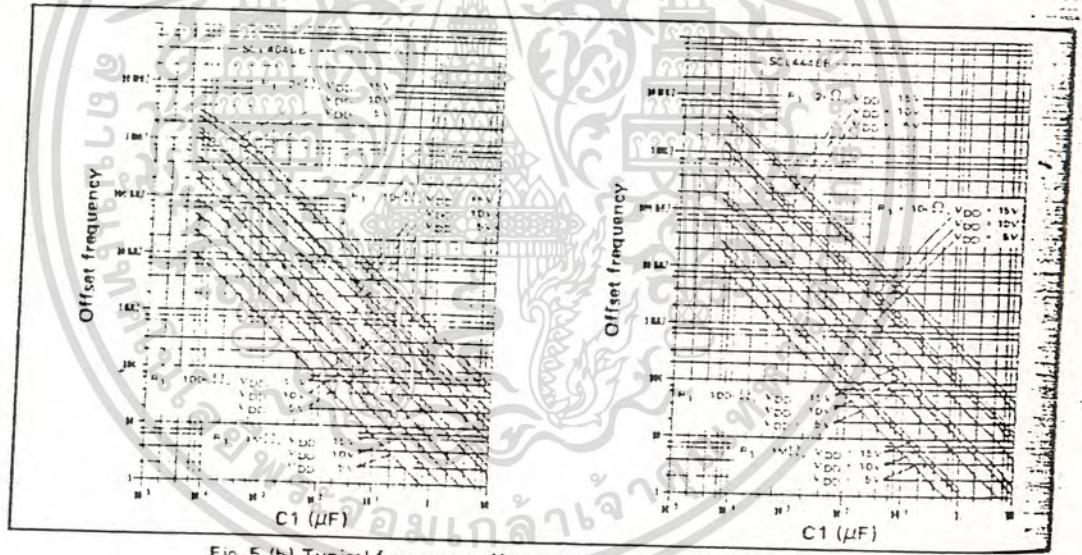


Fig. 5 (b) Typical frequency offset vs  $C_1$  ( $V_{COIN} = V_{SS}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

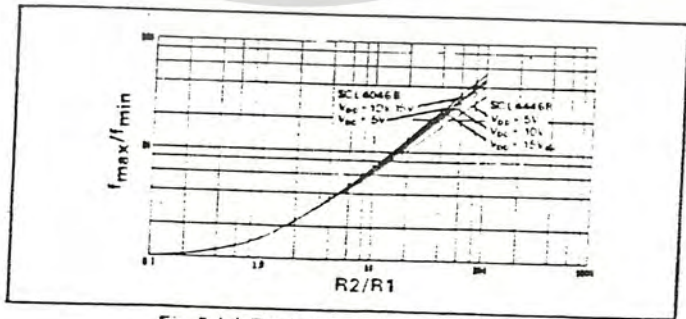


Fig. 5 (c) Typical  $f_{max}/f_{min}$  vs  $R_2/R_1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MTM15N45  
MTM15N50

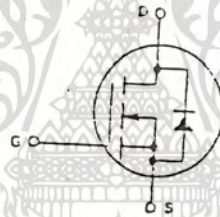


Designer's Data Sheet

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)

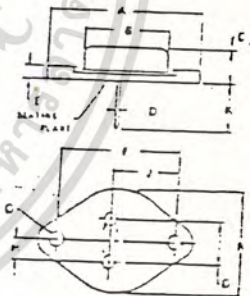


15 AMPERE  
N-CHANNEL TMOS  
POWER FET

$I_{D(on)}$  = 0.4 OHM  
450 and 500 VOLTS



MTM15N45  
MTM15N50



STYLE 1  
PIN 1, GATE  
2 SOURCE  
CASE DRAIN

Symbol	Value	Unit
$V_{DS}$	450	V
$V_{GS}$	±20	V
$I_{D(on)}$	15	A
$I_{DM}$	85	A
$I_{GM}$	1.8	A
$P_D$	250	W
$T_J, T_{stg}$	-65 to 150	°C
$R_{\theta JC}$	0.5	°C/W
$T_L$	275	°C

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MTM15N45	MTM15N50	Unit
Drain-Source Voltage	$V_{DS}$	450	500	Vdc
Drain-Gate Voltage ( $R_{GS} = 1.0$ M $\Omega$ )	$V_{DG}$	450	500	Vdc
Gate-Source Voltage	$V_{GS}$	±20		Vdc
Drain Current Continuous	$I_D$	15		Aoc
Pulsed	$I_{DM}$	85		A
Gate Current — Pulsed	$I_{GM}$	1.8		A
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Exceeds above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	250		Watts
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 microcircuits entirely from the information presented. Limitations — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate "worst case" design.

CASE 197-C1  
TO-264AE (TYPE)  
(TO-3 TYPE)

MOTOROLA TMOS POWER MOSFET DATA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MTM15N45, 50

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>C</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>				
Drain-Source Breakdown Voltage (V <sub>GS</sub> = 0, I <sub>D</sub> = 5.0 mA)	V <sub>DS(BR)</sub>	450	—	V <sub>DC</sub>
Zero Gate Voltage Drain Current (V <sub>DS</sub> = DES Rated V <sub>DS</sub> , V <sub>GS</sub> = 0) T <sub>J</sub> = 100°C	I <sub>DSS</sub>	—	0.25 2.5	mA <sub>DC</sub>
Gate-Body Leakage Current (V <sub>GS</sub> = 20 V <sub>DC</sub> , V <sub>DS</sub> = 0)	I <sub>GSS</sub>	—	500	nA <sub>DC</sub>

<b>ON CHARACTERISTICS*</b>				
Gate Threshold Voltage (I <sub>D</sub> = 1.0 mA, V <sub>DS</sub> = V <sub>GS</sub> ) T <sub>J</sub> = 100°C	V <sub>GS(th)</sub>	2.0	4.5	V <sub>DC</sub>
Drain-Source On-Voltage (V <sub>GS</sub> = 10 V) (I <sub>D</sub> = 7.5 A <sub>DC</sub> ) (I <sub>D</sub> = 15 A <sub>DC</sub> ) (I <sub>D</sub> = 7.5 A <sub>DC</sub> , T <sub>J</sub> = 100°C)	V <sub>DS(on)</sub>	—	3.0 7.5 1.0	V <sub>DC</sub>
Static Drain-Source On-Resistance (V <sub>GS</sub> = 10 V <sub>DC</sub> , I <sub>D</sub> = 7.5 A <sub>DC</sub> )	r <sub>DS(on)</sub>	—	—	Ohms
Forward Transconductance (V <sub>GS</sub> = 15 V, I <sub>D</sub> = 7.5 A)	g <sub>fs</sub>	4.0	—	m <sub>hos</sub>

<b>SAFE OPERATING AREAS</b>				
Forward Biased Safe Operating Area	FBSOA	See Figure 5		
Switching Safe Operating Area	SSOA	See Figure 10		

<b>DYNAMIC CHARACTERISTICS</b>				
Input Capacitance	C <sub>iss</sub>	—	3600	pf
Output Capacitance (V <sub>DS</sub> = 25 V, V <sub>GS</sub> = 0, f = 1.0 MHz)	C <sub>oss</sub>	—	70	pf
Reverse Transfer Capacitance	C <sub>rss</sub>	—	300	pf

<b>SWITCHING CHARACTERISTICS* (T<sub>J</sub> = 100°C)</b>				
Turn-On Delay Time	t <sub>don</sub>	—	120	ns
Rise Time	t <sub>r</sub>	—	300	ns
Turn-Off Delay Time	t <sub>doff</sub>	—	400	ns
Fall Time	t <sub>f</sub>	—	240	ns

<b>SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*</b>				
Forward On Voltage	V <sub>SD</sub>	1.5	—	V <sub>DC</sub>
Forward Turn-On Time	t <sub>on</sub>	175	—	ns
Reverse Recovery Time	t <sub>r</sub>	600	—	ns

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

RESISTIVE SWITCHING

FIGURE 1 - SWITCHING TEST CIRCUIT

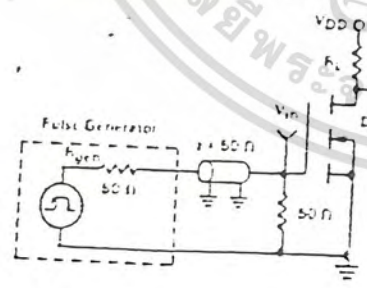
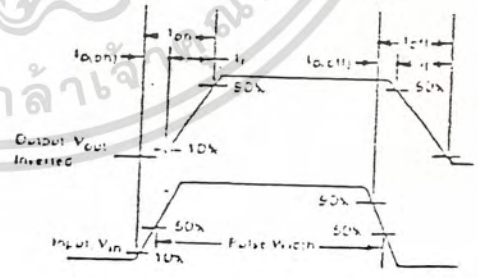


FIGURE 2 - SWITCHING WAVEFORMS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS

FIGURE 3 — OUTPUT CHARACTERISTICS

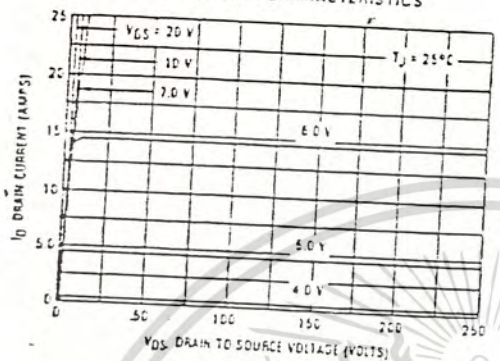


FIGURE 4 — ON-REGION CHARACTERISTICS

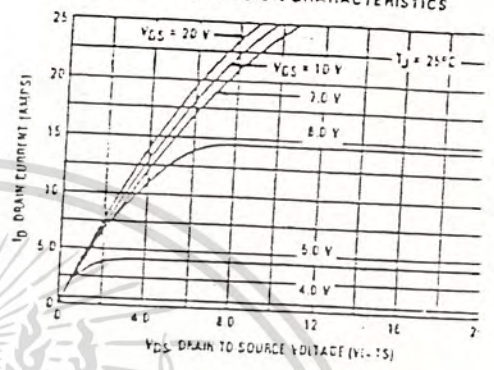


FIGURE 5 — GATE THRESHOLD VOLTAGE VARIATION WITH TEMPERATURE (NORMALIZED)

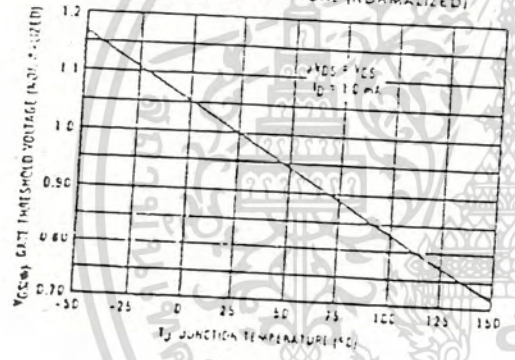


FIGURE 6 — TRANSFER CHARACTERISTICS

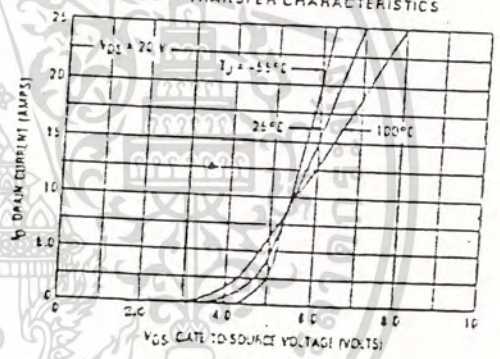


FIGURE 7 — ON-RESISTANCE versus DRAIN CURRENT

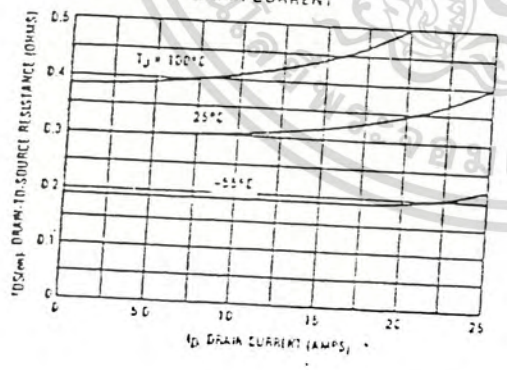
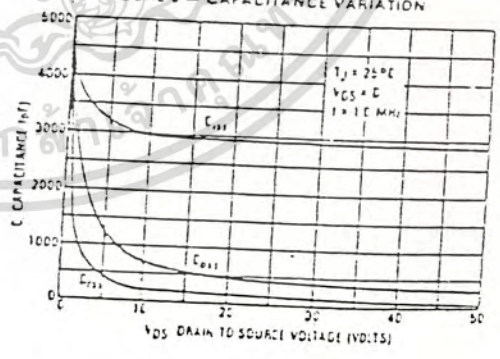


FIGURE 8 — CAPACITANCE VARIATION



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



SAFE OPERATING AREA INFORMATION

FIGURE 9 — MAXIMUM RATED FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

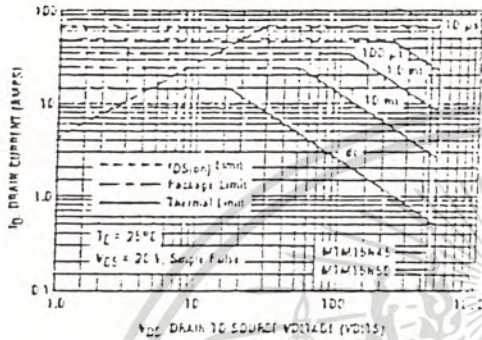
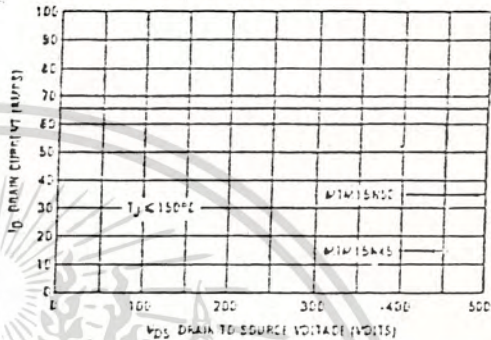


FIGURE 10 — MAXIMUM RATED SWITCHING SAFE OPERATING AREA



FORWARD BIASED SAFE OPERATING AREA

The dc data of Figure 9 is based on a case temperature (T<sub>C</sub>) of 25°C and a maximum junction temperature (T<sub>Jmax</sub>) 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<sub>DM</sub>) may be calculated with the aid of the following equation:

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

- where
- I<sub>D(25°C)</sub> = the dc drain current at T<sub>C</sub> = 25°C from Figure 9.
- T<sub>J(max)</sub> = rated maximum junction temperature.
- T<sub>C</sub> = device case temperature.
- P<sub>D</sub> = rated power dissipation at T<sub>C</sub> = 25°C.
- R<sub>θJC</sub> = rated steady state thermal resistance.
- (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<sub>DM</sub>, and the breakdown voltage, V(BR)DSS. 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-E, LM2917-E) 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

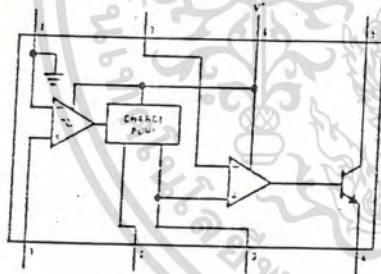
- Ground referenced tachometer input interfaces directly with variable reluctance magnetic pickups
- Op amp/comparator has floating transistor output
- 50 mA sink or source to operate relays, solenoids, meters, or LEDs

- 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

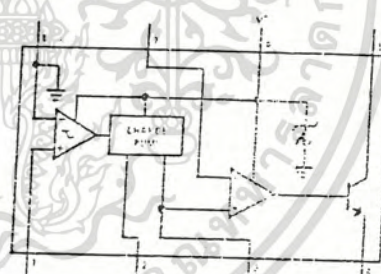
### Applications

- 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

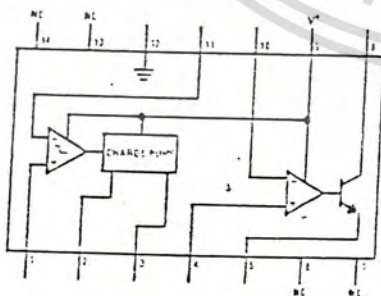
### Block and Connection Diagrams Dual-In-Line Packages, Top Views



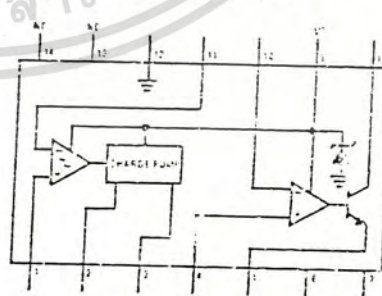
Order Number LM2907Jv-B  
See NS Package N06B



Order Number LM2917N-E  
See NS Package N025

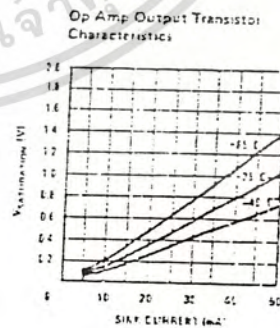
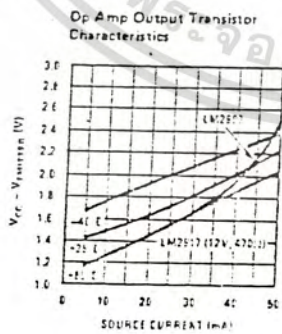
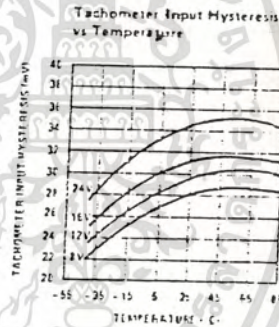
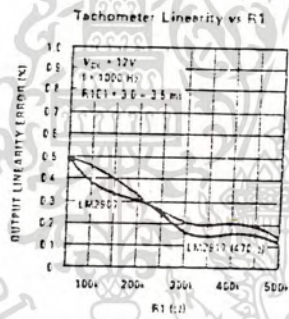
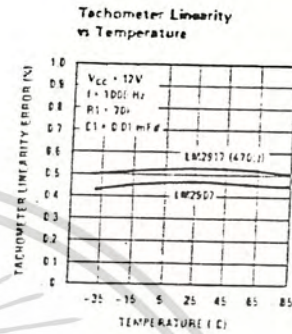
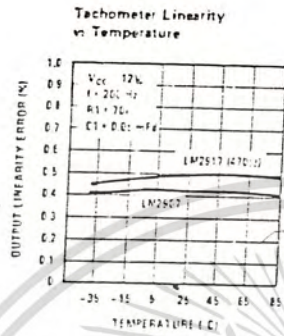


Order Number LM2907J  
See NS Package J14A  
Order Number LM2907N  
See NS Package N14A



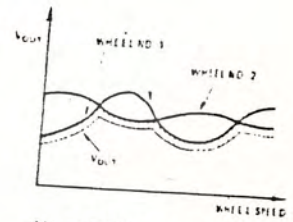
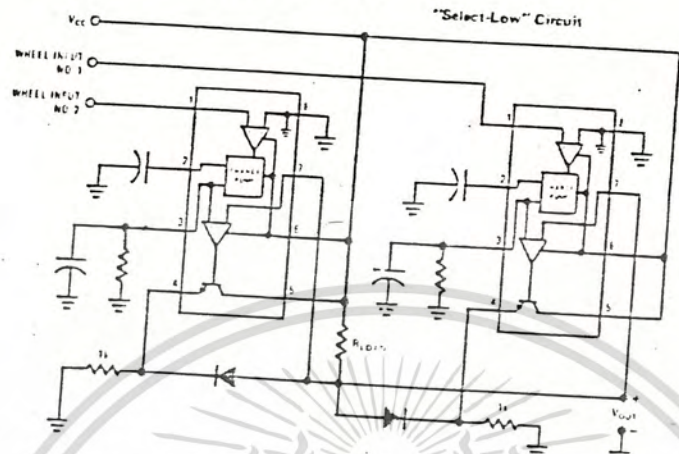
Order Number LM2917J  
See NS Package J14A  
Order Number LM2917N  
See NS Package N14A

## Typical Performance Characteristics (Continued)

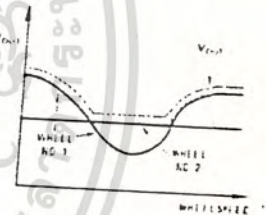
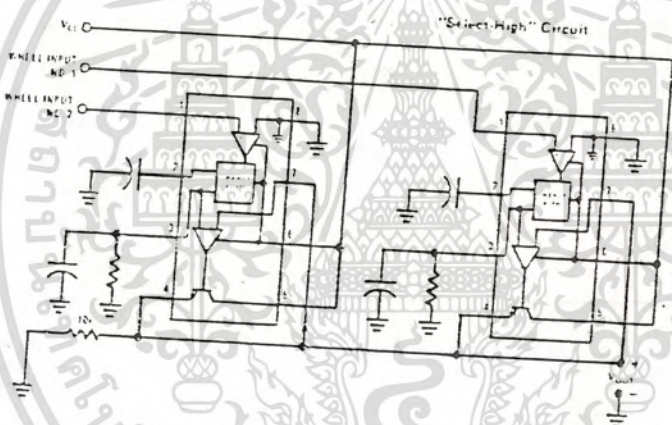


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

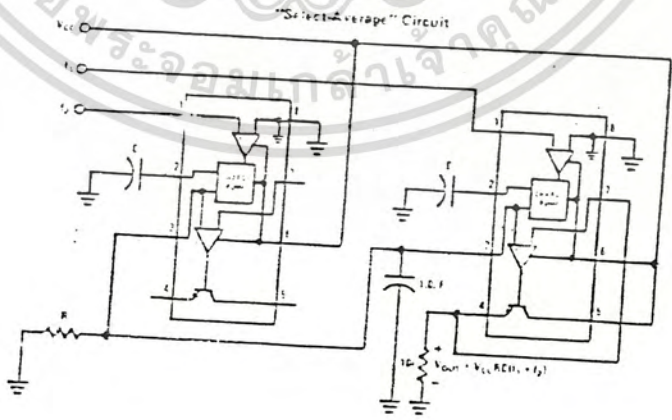
## Anti-Skid Circuit Functions



V<sub>OUT</sub> is proportional to the lower of the two input wheel speeds.



V<sub>OUT</sub> is proportional to the higher of the two input wheel speeds.



$$V_{OUT} = k_1(AE1) + k_2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## General Description (Continued)

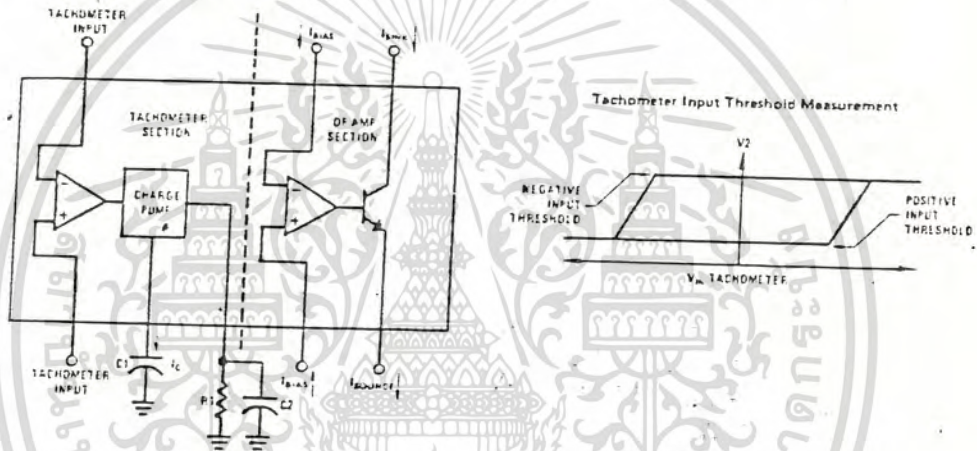
The op amp/comparator is fully compatible with the tachometer and has a floating transistor as its output. This feature allows either a ground or supply referred load of up to 50 mA. The collector may be taken above  $V_{CC}$  up to a maximum  $V_{CE}$  of 28V.

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:

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

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)

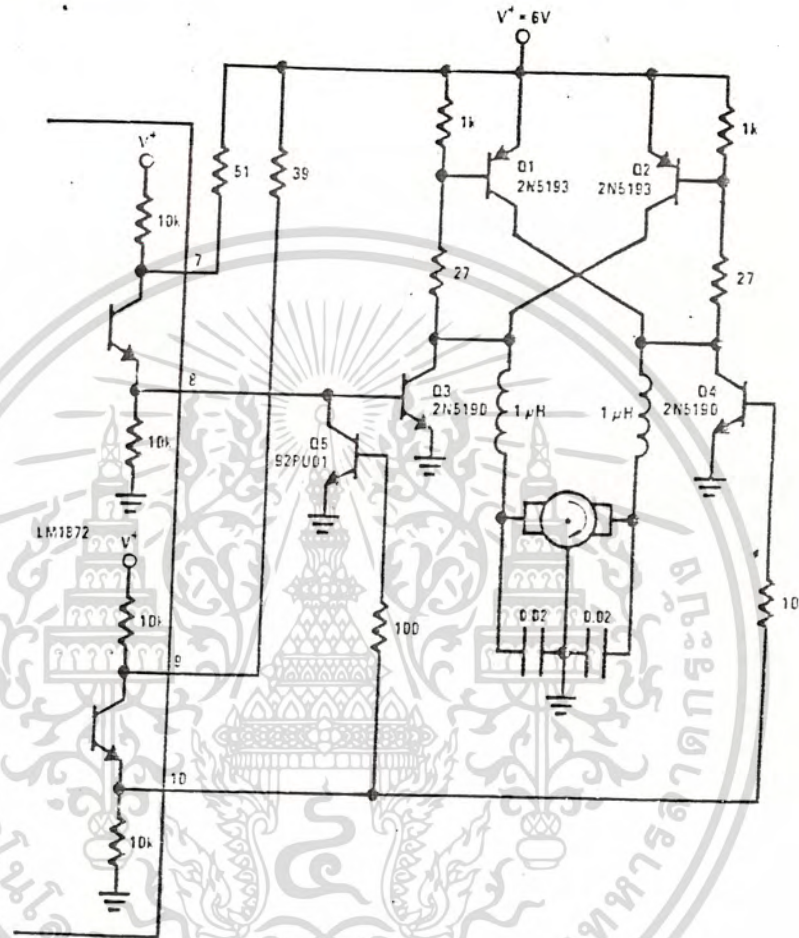
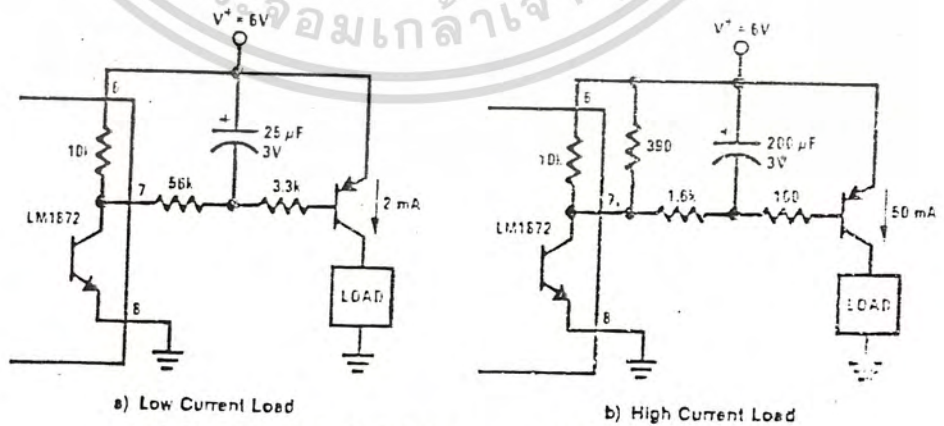


FIGURE 16. Digital Bridge Motor Drive



a) Low Current Load

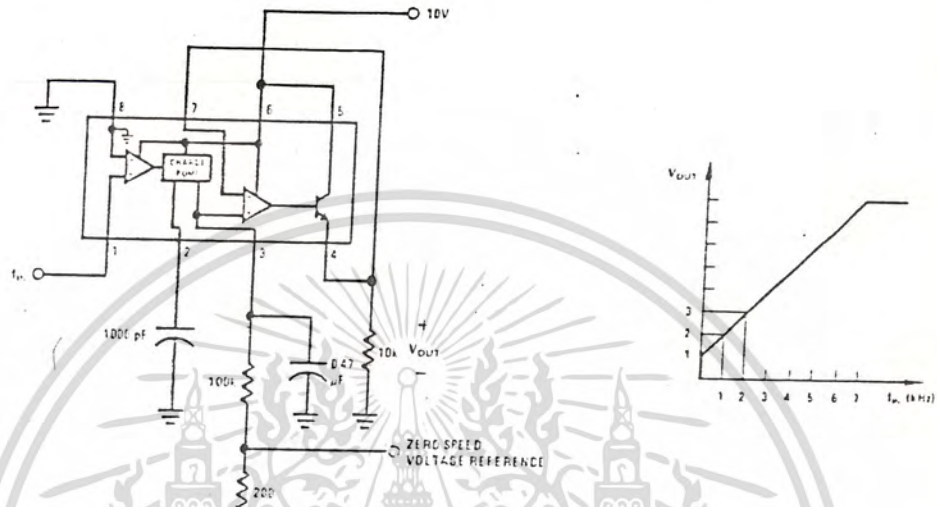
b) High Current Load

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

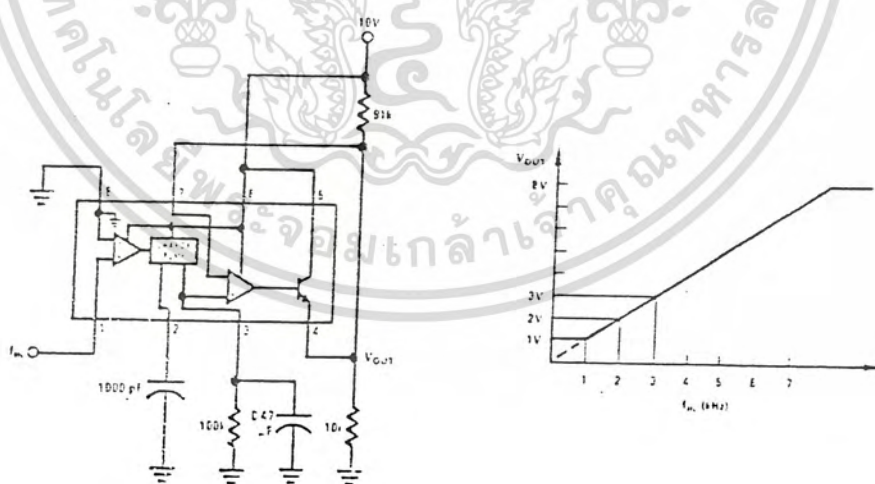
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Applications (Continued)

Changing the Output Voltage for an Input Frequency of Zero



Changing Tachometer Gain Curve on Clamping the Minimum Output Voltage

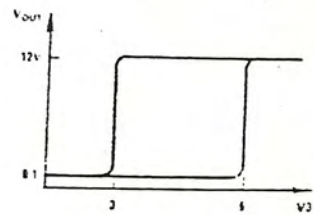
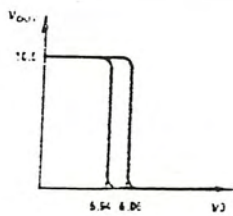
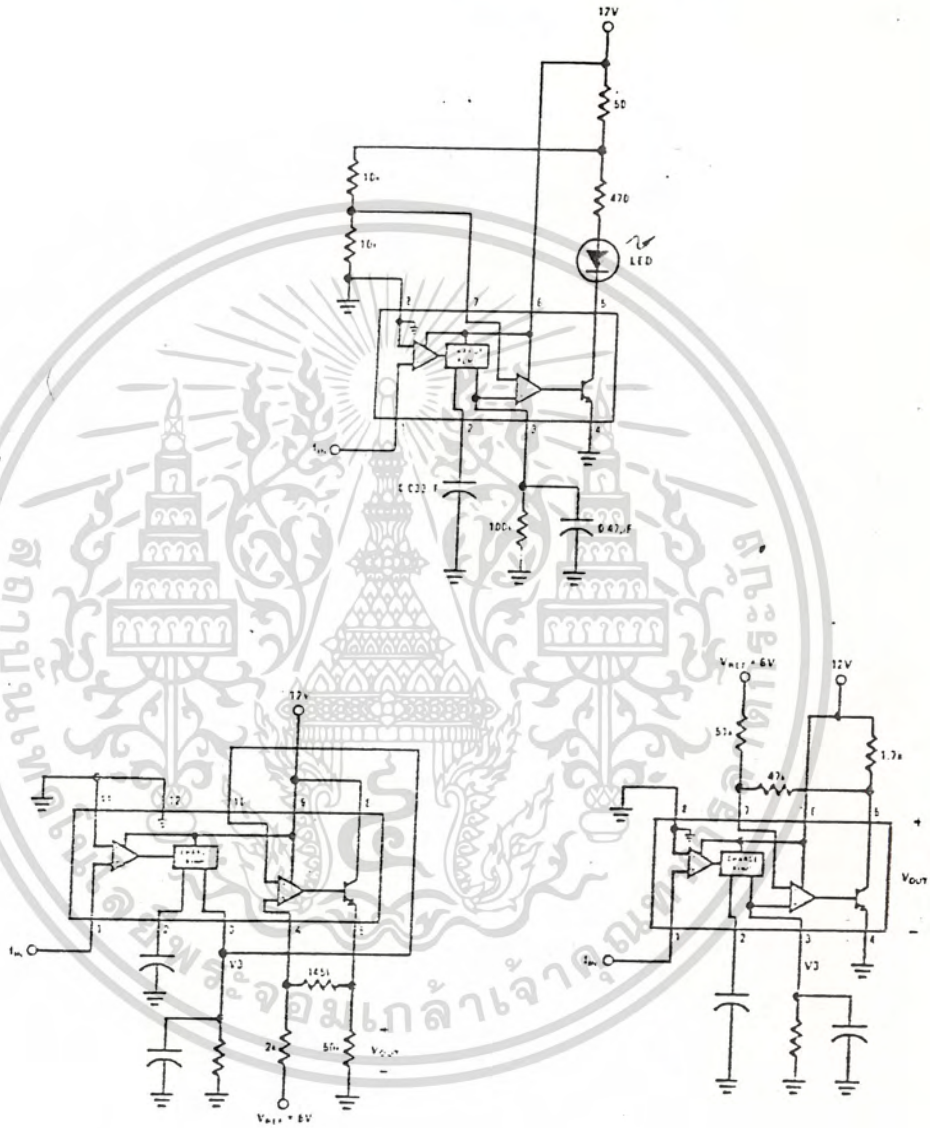


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## Typical Applications (Continued)

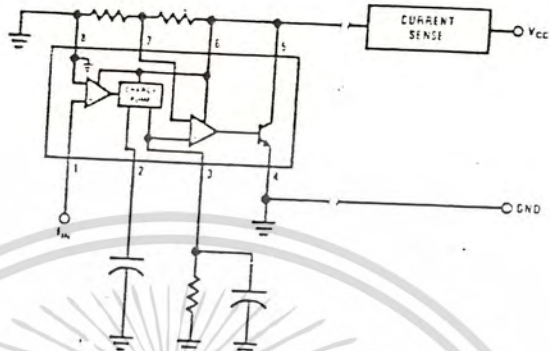
Some Frequency Switch Applications May Require Hysteresis in the Comparator Function Which Can Be Implemented in Several Ways:



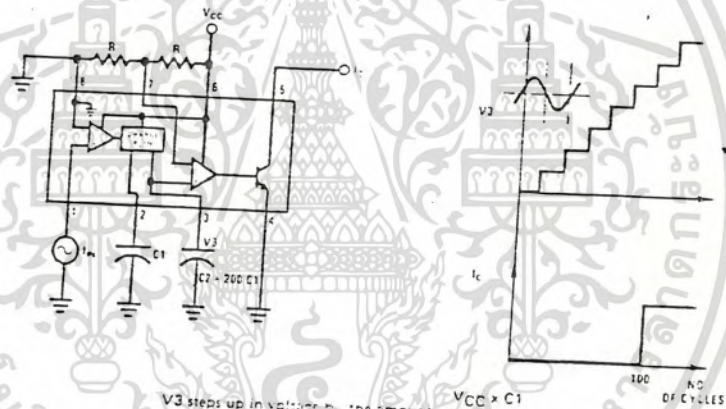
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Applications (Continued)

### Two-Wire Remote Speed Switch

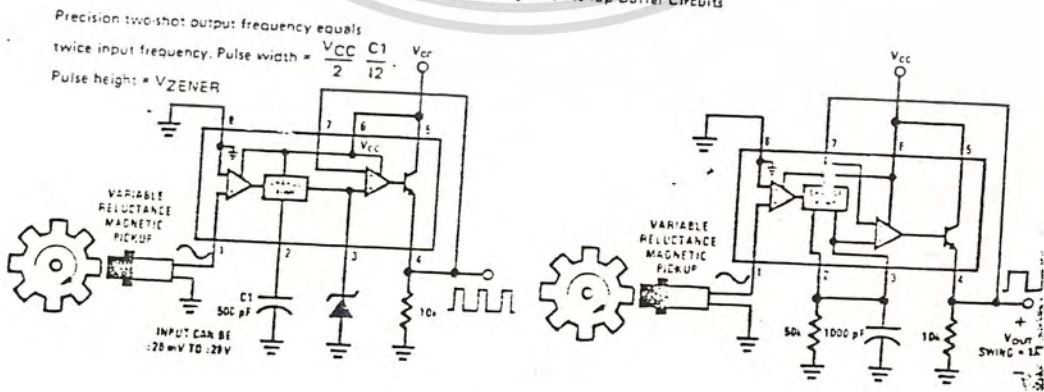


### 100 Cycle Delay Switch



$V_3$  steps up in voltage by the amount  $\frac{V_{CC} \times C_1}{C_2}$  for each complete input cycle (2 zero crossings)  
 Example:  
 If  $C_2 = 200 C_1$  after 100 consecutive input cycles,  
 $V_3 = 1/2 V_{CC}$

### Variable Reluctance Magnetic Pickup Buffer Circuits



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Hall-Effect IC with Output Voltage Proportional to Magnetic Field

Bipolar IC

Type	Ordering Code	Package
ESAS231 W	267000-A1468-W	Miniature plastic package, 6 pins

The IC SAS 231 generates an output voltage proportional to the magnetic flux density. The output voltage increases when the south pole of a magnet approaches the top surface of the chip. The zero point is adjusted by external components. The steepness of the characteristic curve  $V_o$  as a function of  $B$  can be varied by external components.

Maximum Ratings

Description	Symbol	Test condition	min	typ	max	Unit
Supply voltage	$V_S$		0		18	V
Output current	$I_o$				10	mA
Storage temperature	$T_{sto}$		-40		125	°C

Operating Range

Supply voltage	$V_S$	4.75	15	V
Output current	$I_o$		5	mA
Ambient temperature	$T_A$	0	70	°C

Electrical Characteristics

$V_S = 10\text{ V}$ ,  $T_A = 25\text{ °C}$ , unless otherwise specified

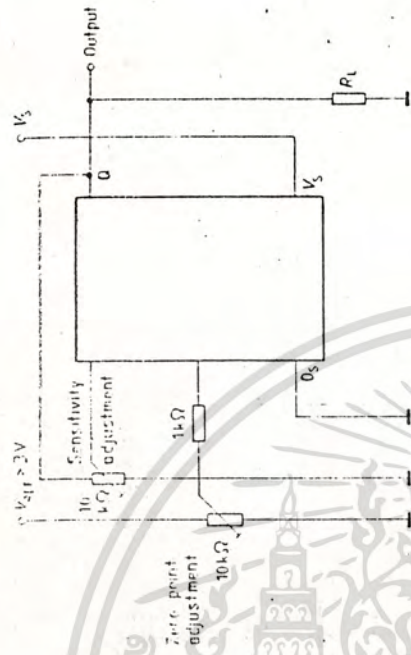
Open-loop supply current consumption	$I_S$	$R_L = \infty$	6	10	mA
Output voltage (without adjustment)	$V_o$	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	0.05	$V_S - 2$	V
"Zero" component	$S$		0.0	100	mV/mT
Linearity error (referred to $V_o = V_S - 1.5$ )	$B_0$	$V_o = 0.5\text{ V}$	-0.5	35	mT
Temperature coefficient	$\alpha$		2		%
		$T_A = 0\text{ °C to } 70\text{ °C}$	0.1		mT/K

Pin Configuration

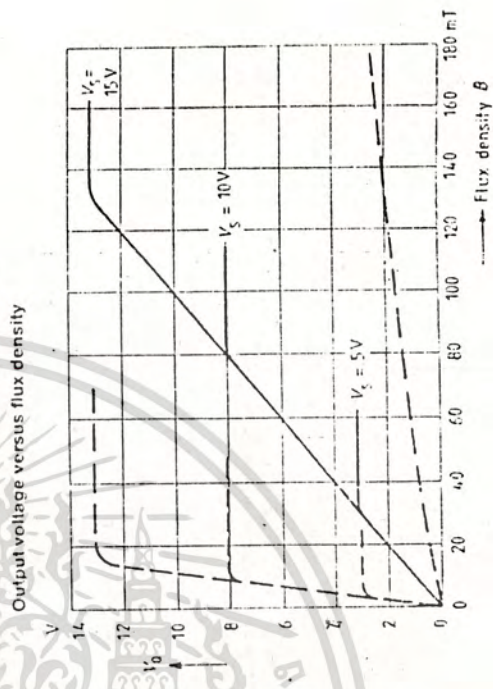


Not for new design

Application Circuit



Output Characteristic without Adjustment





DUAL 4 INPUT "NAND" GATE

The MC14012B and MC14012UB are constructed with P and N channel enhancement mode devices in a single monolithic structure (Complementary MOS). Their primary use is where low power dissipation and/or high noise immunity is desired.

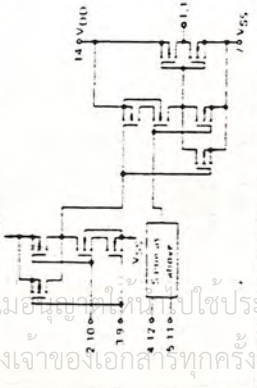
- Supply Volt-up Range - 3.0 Vdc to 18 Vdc
- All Outputs Buffered (MC14012B only)
- Capable of Driving Two Low-power TTL Loads or One Low-power Schottky TTL Load Over the Rated Temperature Range. (MC14012B only)
- Double-Diode Protection on All Inputs
- Pin for Pin Replacements for CD4012B and CD4012UB

Symbol	Parameter	Value	Unit
V <sub>DD</sub>	DC Supply Voltage	0.5 to +18.0	V
V <sub>OH</sub>	High Level Output Voltage (DC or Transient)	0.5 to V <sub>DD</sub> - 0.5	V
I <sub>OH</sub>	Output Current (DC or Transient) per Pin	± 10	mA
P <sub>D</sub>	Power Dissipation, per Package†	500	mW
T <sub>STG</sub>	Storage Temperature	-65 to +150	°C
T <sub>OP</sub>	Operating Temperature (B-Spec. only) (Soldering)	260	°C

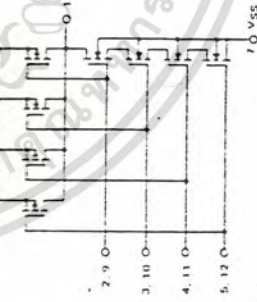
†Maximum ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Temperature Derating: Plastic P Package - 12mW/°C from 65°C to 85°C; Ceramic L Package - 12mW/°C from 100°C to 125°C.

See the MC14001B data sheet for complete characteristics of the B-Series device.  
See the MC14001UB data sheet for complete characteristics of the UB device.

CIRCUIT SCHEMATICS (1/2 of Device Shown)



CIRCUIT SCHEMATICS (1/2 of Device Shown)



CMOS SSI

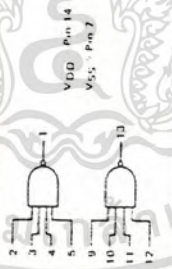
LOW-POWER COMPLEMENTARY MOS  
DUAL 4-INPUT "NAND" GATE



L SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 632  
P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 646

ORDERING INFORMATION  
A Series - 55°C to +125°C  
MC14012B (Ceramic Package Only)  
MC14012UB (Plastic Package Only)

LOGIC DIAGRAM



CMOS SSI

LOW-POWER COMPLEMENTARY MOS  
DUAL TYPE D FLIP-FLOP



L SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 632  
P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 646

ORDERING INFORMATION  
A Series - 55°C to +125°C  
MC14013B (Ceramic Package Only)  
C Series - 40°C to +10°C  
MC14013B (Plastic Package)  
MC14013B (Ceramic Package)

DUAL TYPE D FLIP-FLOP

The MC14013B dual type D flip flop is constructed with MOS P channel and N channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. Each flip flop has independent Data, (D), Direct-Set, (S), Direct-Reset, (R), and Clock (C) inputs and complementary outputs (Q and Q-bar). These devices may be used as shift register elements or as type T flip flops for counter and toggle applications.

- Static Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range - 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Logic Edge-Clocked Flip-Flop Design
- Logic state is retained indefinitely with clock level either high or low; information is transferred to the output only on the positive-going edge of the clock pulse
- Capable of Driving Two Low-power TTL Loads or One Low-power Schottky TTL Load Over the Rated Temperature Range
- Pin-for-Pin Replacement for CD4013B

Symbol	Parameter	Value	Unit
V <sub>DD</sub>	DC Supply Voltage	0.5 to +18.0	V
V <sub>OH</sub>	High Level Output Voltage (DC or Transient)	0.5 to V <sub>DD</sub> - 0.5	V
I <sub>OH</sub>	Output Current (DC or Transient) per Pin	± 10	mA
P <sub>D</sub>	Power Dissipation, per Package†	500	mW
T <sub>STG</sub>	Storage Temperature	65 to +150	°C
T <sub>OP</sub>	Operating Temperature (B-Spec. only) (Soldering)	260	°C

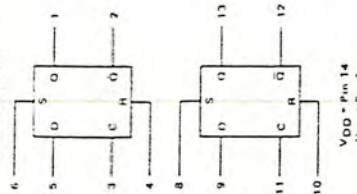
†Maximum ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Temperature Derating: Plastic P Package - 12mW/°C from 65°C to 85°C; Ceramic L Package - 12mW/°C from 100°C to 125°C.

TRUTH TABLE

CLOCK	INPUTS			OUTPUTS		
	DATA	RESET	SET	Q	Q-bar	
0	0	0	0	0	1	0
0	0	0	1	0	1	0
0	1	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0
X	X	0	0	0	0	0
X	X	1	0	0	1	0
X	X	0	1	1	0	0
X	X	1	1	1	1	0

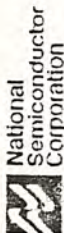
X = Don't Care  
1 = Level Change

BLOCK DIAGRAM









# LF147/LF347/LF347B Wide Bandwidth Quad JFET Input Operational Amplifiers

## General Description

The LF147 is a low cost, high speed quad JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (0.1 JFET input technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF147 is pin compatible with the standard LM148. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LF148 and LM148 designs.

The LF147 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift.

## Features

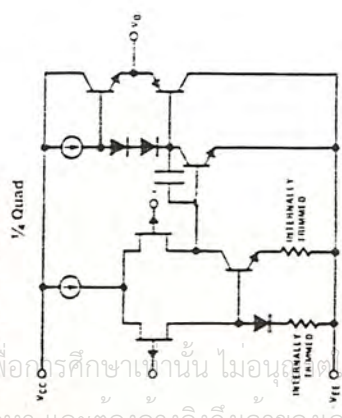
- Internally trimmed offset voltage
- Low input bias current
- Low input noise current
- Wide gain bandwidth
- High slew rate
- Low supply current
- Low 1/f input impedance
- High input impedance
- Low total harmonic distortion  $A_v = 10$ ,  $f_L = 10k, V_O = 20 Vp-p, BW = 20 Hz - 20 kHz$
- Low 1/f corner
- Fast settling time to 0.01%



JFET Technology

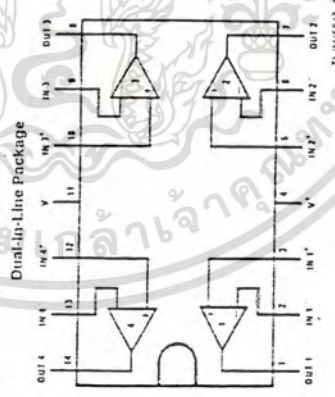
- 2 mV
- 50 pA
- 0.01 pA/Hz
- 4 MHz
- 13 V/μs
- 7.2 mA
- 10<sup>12</sup>Ω
- <0.02%

## Simplified Schematic



LM14547-19

## Connection Diagram



LM14547-1

Order Number LF147D, LF347D, LF147J, LF347BJ, LF347JM, LF347WM, LF347BH or LF347N  
See NS Package Number D14E, J14A, M14A, M14B or N14A

## Absolute Maximum Ratings

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

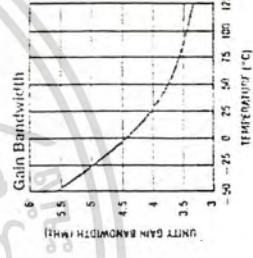
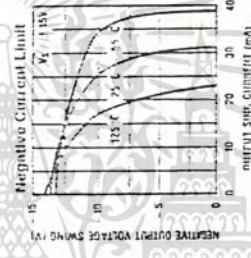
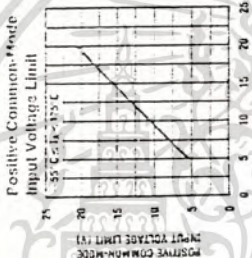
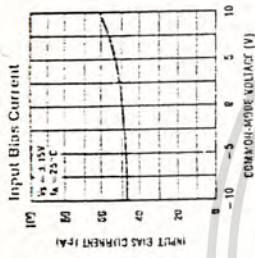
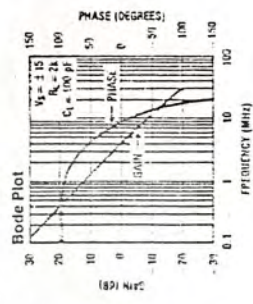
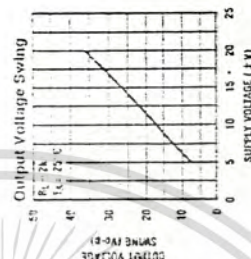
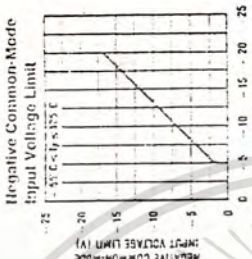
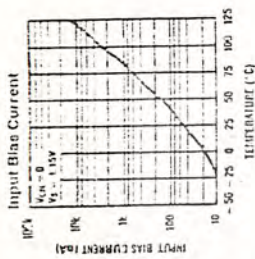
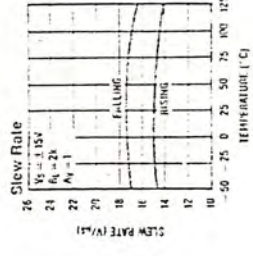
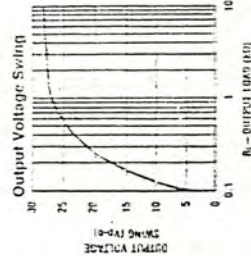
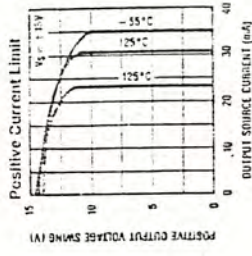
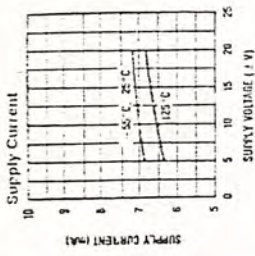
LF147	LF347B/LF347
Supply Voltage	±18V
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage Range (Note 1)	±19V
Output Short Circuit Duration (Note 2)	Continuous
Power Dissipation (Notes 3 and 5)	900 mW
$T_{jmax}$	150°C
$\beta_A$	105°C/W (Note 4)
Operating Temperature Range	1000 mW
	150°C
	90°C/W (Note 4)

## DC Electrical Characteristics (Note 5)

Symbol	Parameter	Conditions	LF147			LF347B			LF347			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
$V_{OS}$	Input Offset Voltage	$R_S = 10 k\Omega, T_A = 25^\circ C$ Over Temperature	1	5	5	3	5	5	10	10	mV	
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_S = 10 k\Omega$	10	8	7	10	10	10	10	10	mV/°C	
$I_{OS}$	Input Offset Current	$T_J = 25^\circ C, (Notes 5, 6)$ Over Temperature	25	100	100	25	100	25	100	100	nA	
$I_B$	Input Bias Current	$T_J = 25^\circ C, (Notes 5, 6)$ Over Temperature	50	200	200	50	200	50	200	200	nA	
$R_{IN}$	Input Resistance	$T_J = 25^\circ C$	10 <sup>12</sup>	10 <sup>12</sup>	10 <sup>12</sup>	10 <sup>12</sup>	10 <sup>12</sup>	10 <sup>12</sup>	10 <sup>12</sup>	10 <sup>12</sup>	Ω	
$A_{VOL}$	Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$ $V_O = \pm 10V, R_L = 2 k\Omega$ Over Temperature	50	100	100	50	100	50	100	100	V/mV	
$V_O$	Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15V, R_L = 10 k\Omega$ Over Temperature	±12	±13.5	±13.5	±12	±13.5	±12	±13.5	±13.5	V	
$V_{OM}$	Input Common-Mode Voltage Range	$V_S = \pm 15V$	±11	±15	±15	±11	±15	±11	±15	±15	V	
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	$R_S = 10 k\Omega$	80	100	100	80	100	80	100	100	dB	
$\psi_{DRI}$	Supply Voltage Rejection Ratio (Note 7)		80	100	100	80	100	80	100	100	dB	
$I_Q$	Supply Current		7.2	11	11	7.2	11	7.2	11	11	mA	



Typical Performance Characteristics



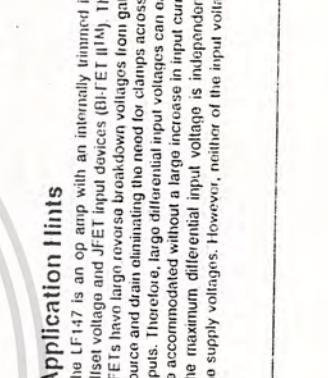
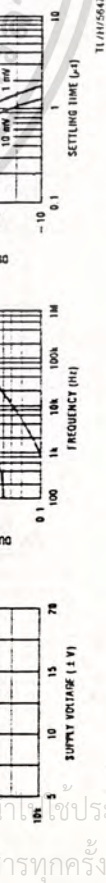
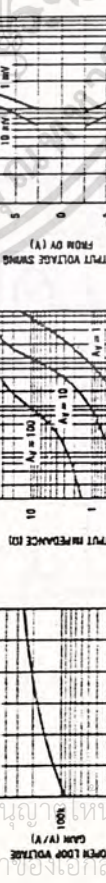
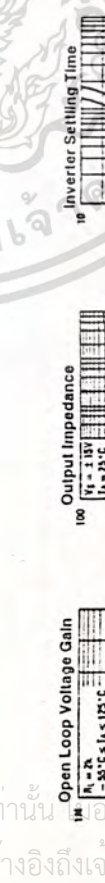
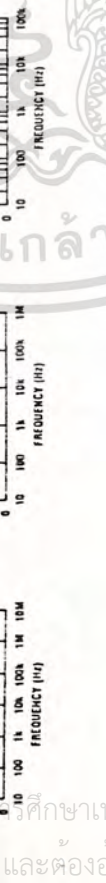
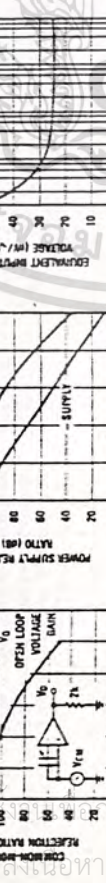
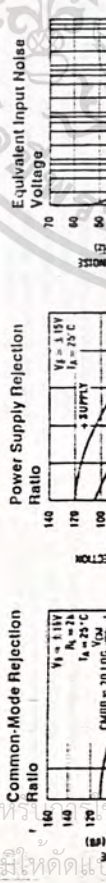
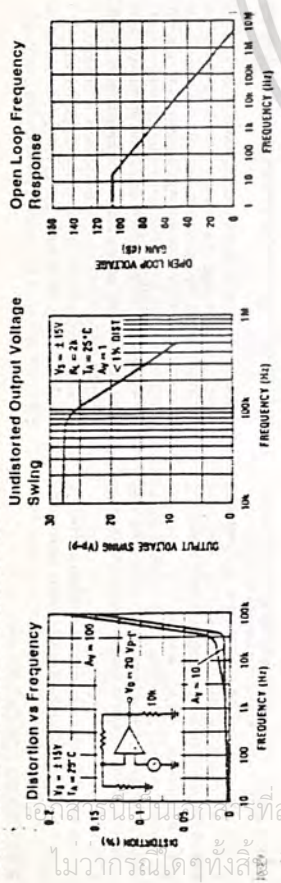
AC Electrical Characteristics (Note 5)

Symbol	Parameter	Conditions	LF147		LF347B		LF347		Units
			Min	Max	Typ	Max	Min	Typ	
A <sub>v</sub>	Amplifier to Amplifier Coupling	I <sub>A</sub> = 25 μA, f = 1 Hz, 20 kHz (Input Referred)	120		120		120		dB
S <sub>v</sub>	Slew Rate	V <sub>S</sub> = ±1.5V, T <sub>A</sub> = 25°C	13		13		13		V/μs
GBW	Gain-Bandwidth Product	V <sub>S</sub> = ±1.5V, T <sub>A</sub> = 25°C	4		4		4		MHz
E <sub>n</sub>	Equivalent Input Noise Voltage	T <sub>A</sub> = 25°C, R <sub>S</sub> = 100Ω, f = 1000 Hz	20		20		20		nV/√Hz
E <sub>i</sub>	Equivalent Input Noise Current	T <sub>A</sub> = 25°C, f = 1000 Hz	0.01		0.01		0.01		pA/√Hz

Note 1: Unless otherwise specified, the allowable maximum magnitude input voltage is equal to the negative power supply voltage.  
 Note 2: Any of the amplifier outputs can be shorted to ground indefinitely, however, more than one should not be simultaneously shorted as the maximum junction temperature will be exceeded.  
 Note 3: For spreading of elevated temperature, these devices need to be derated based on a thermal resistance of θ<sub>JA</sub>.  
 Note 4: The LF147 is available in the military temperature range: -55°C to +125°C, while the LF347B and the LF347 are available in the commercial temperature range: 0°C to +70°C. In 70°C above room temperature, maximum values to I<sub>AV</sub> max = 25°C.  
 Note 5: Unless otherwise specified, the specifications apply over the full temperature range and for V<sub>S</sub> = ±20V for the LF147 and for V<sub>S</sub> = ±15V for the LF347B, LF347, V<sub>OS</sub>, I<sub>b</sub>, and I<sub>q</sub>; are measured at V<sub>OS</sub> = 0.  
 Note 6: The input bias currents are junction-to-junction currents, which are approximately double for every 10°C increase in the junction temperature. I<sub>b</sub> can increase with production lot time, the input bias currents measured are completed for precision temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, T<sub>J</sub> = T<sub>A</sub> + θ<sub>JA</sub> P<sub>D</sub>, where θ<sub>JA</sub> is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a higher sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.  
 Note 7: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously, as indicated with common practice. I<sub>CMR</sub> = ±1.5V to ±15V for the LF147 and LF347B and from V<sub>S</sub> = ±20V to ±15V for the LF147.  
 Note 8: Refer to HEITS147X for LF147D and LF147J military specifications.  
 Note 9: Max. Power Dissipation is defined by the package characteristics. Operating the part near the Max. Power Dissipation may cause the part to operate outside guaranteed limits.

เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)



Application Hints

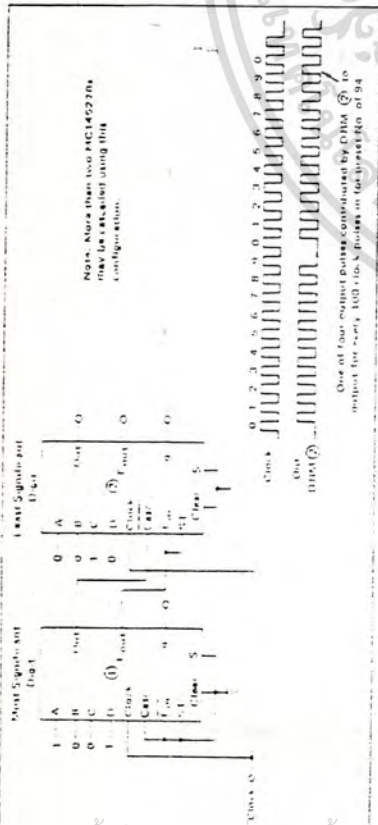
The LF147 is an op amp with an internally trimmed input offset voltage and JFET input devices (BI-FET II™). These JFETs have large reverse breakdown voltages from gate to source and drain eliminating the need for clamps across the inputs. Therefore, large differential input voltages can easily be accommodated without a large increase in input current. The maximum differential input voltage is independent of the supply voltages. However, neither of the input voltages

should be allowed to exceed the negative supply as this will cause large currents to flow which can result in a destroyed unit. Exceeding the negative common-mode limit on either input will force the output to a high state, potentially causing a reversal of phase to the output. Exceeding the negative common-mode limit on both inputs will force the amplifier



MOTOROLA

FIGURE 4 TWO MC14520B IN CASCADE WITH PULSE WIDTH OF 94



Note: Pulse width is 94 ns for MC14520B. One of two output pulses is produced by Output 1 in output for every 100-1000 ns for MC14520B at 94 ns.

### DUAL MONOSTABLE MULTIVIBRATOR

The MC14520B is a dual, retriggerable, resettable monostable multivibrator. It may be triggered from either edge of an input pulse, and produces an output pulse over a wide range of widths, the duration of which is determined by the external timing components, Cx and Rx.

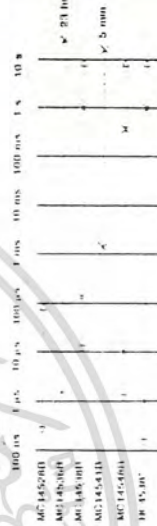
- Separate Reset Available
- Diode Protection on All Inputs
- Triggerable from Leading or Trailing Edge Pulse
- Supply Voltage Range - 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Capable of Driving Two Low Power TTL Loads or One Low Power Schottky TTL Load On the Rated Temperature Range
- Pin for Pin Replacement with the MC14520B and MC14510B

Symbol	Parameter	Value	Unit
VDD	DC Supply Voltage	0.5 to 18.0	V
VOL	Input or Output Voltage (TTL or Transistor)	0.5 to VDD • 0.5	V
IOL	Input or Output Current (TTL or Transistor), Low Pin	10	mA
PO	Power Dissipation, per Package	500	mW
Tg	Storage Temperature	-65 to +150	°C
Tl	Lead Temperature (6 Second Soldering)	260	°C

Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Temperature Limiting: Plastic Package: 125mW/°C from 85°C to 85°C. Ceramic Package: 125mW/°C from 100°C to 125°C.

THE MC14520B IS NOT RECOMMENDED FOR NEW DESIGNS

### ONE-SHOT SELECTION GUIDE



LIMITED OUTPUTS PER PAGE (2 BV)

Output Pulse Width Range: 10 ns to 10 μs. Recommended Pulse Width Range: 10 ns to 10 μs.

MC14520B

CMOS MSI

LOW POWER COMPLEMENTARY MOS  
DUAL  
RETRIGGERABLE/RESETTING  
MONOSTABLE MULTIVIBRATOR

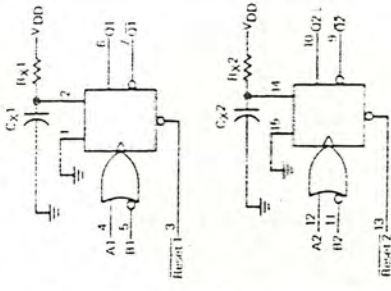


L-SUFFIX PLASTIC PACKAGE  
P-SUFFIX CERAMIC PACKAGE  
CASE 620 CASE 648

### ORDERING INFORMATION

- A-Suffix: -55°C to +125°C
- MC14520B (Ceramic Package Only)
- C-Suffix: 40°C to +85°C
- MC14520B (Plastic Package)
- MC14520B (Ceramic Package)

### BLOCK DIAGRAM



VDD: Pin 16  
VSS: Pin 1, Pin 8, Pin 15  
Rx1, Rx2: External Components

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>DD</sub> typical, V<sub>DD</sub> = 5V, V<sub>SS</sub> = 0V, unless otherwise specified)

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub>		I <sub>DD</sub>		25°C		I <sub>High</sub> *		Unit
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
Output Voltage	V <sub>OL</sub>	0	0.05	0	0.05	0	0.05	0	0.05	V <sub>IC</sub>
V <sub>OH</sub> or V <sub>IH</sub>	V <sub>OH</sub>	1.5	0.05	0	0.05	0	0.05	0	0.05	V <sub>IC</sub>
V <sub>IL</sub>	V <sub>IL</sub>	5.0	4.95	5.0	4.95	5.0	4.95	4.95	4.95	V <sub>IC</sub>
V <sub>OL</sub> - 0.5 or 4.5 V <sub>IC</sub>	V <sub>OL</sub>	5.0	4.95	5.0	4.95	5.0	4.95	4.95	4.95	V <sub>IC</sub>
V <sub>OH</sub> - 1.0 or 9.0 V <sub>IC</sub>	V <sub>OH</sub>	10	9.95	10	9.95	10	9.95	10	9.95	V <sub>IC</sub>
V <sub>IL</sub> - 1.5 or 13.5 V <sub>IC</sub>	V <sub>IL</sub>	15	14.95	15	14.95	15	14.95	15	14.95	V <sub>IC</sub>
V <sub>OL</sub> - 0.5 or 4.5 V <sub>IC</sub>	V <sub>OL</sub>	5.0	4.95	5.0	4.95	5.0	4.95	4.95	4.95	V <sub>IC</sub>
V <sub>OH</sub> - 1.0 or 9.0 V <sub>IC</sub>	V <sub>OH</sub>	10	9.95	10	9.95	10	9.95	10	9.95	V <sub>IC</sub>
V <sub>IL</sub> - 1.5 or 13.5 V <sub>IC</sub>	V <sub>IL</sub>	15	14.95	15	14.95	15	14.95	15	14.95	V <sub>IC</sub>
Output Drive Current (AL Device)	I <sub>OH</sub>	5.0	1.2	5.0	1.2	5.0	1.2	5.0	1.2	mA
(V <sub>OH</sub> = 2.5 V <sub>IC</sub> )	I <sub>OH</sub>	5.0	0.64	5.0	0.64	5.0	0.64	5.0	0.64	mA
(V <sub>OH</sub> = 4.6 V <sub>IC</sub> )	I <sub>OH</sub>	5.0	0.51	5.0	0.51	5.0	0.51	5.0	0.51	mA
(V <sub>OH</sub> = 9.5 V <sub>IC</sub> )	I <sub>OH</sub>	5.0	0.36	5.0	0.36	5.0	0.36	5.0	0.36	mA
(V <sub>OH</sub> = 13.5 V <sub>IC</sub> )	I <sub>OH</sub>	5.0	0.24	5.0	0.24	5.0	0.24	5.0	0.24	mA
(V <sub>OL</sub> = 0.4 V <sub>IC</sub> )	I <sub>OL</sub>	5.0	0.64	5.0	0.64	5.0	0.64	5.0	0.64	mA
(V <sub>OL</sub> = 0.5 V <sub>IC</sub> )	I <sub>OL</sub>	10	1.6	10	1.6	10	1.6	10	1.6	mA
(V <sub>OL</sub> = 1.5 V <sub>IC</sub> )	I <sub>OL</sub>	15	4.2	15	4.2	15	4.2	15	4.2	mA
(V <sub>OH</sub> = 2.5 V <sub>IC</sub> )	I <sub>OH</sub>	5.0	1.2	5.0	1.2	5.0	1.2	5.0	1.2	mA
(V <sub>OH</sub> = 4.6 V <sub>IC</sub> )	I <sub>OH</sub>	5.0	0.64	5.0	0.64	5.0	0.64	5.0	0.64	mA
(V <sub>OH</sub> = 9.5 V <sub>IC</sub> )	I <sub>OH</sub>	5.0	0.51	5.0	0.51	5.0	0.51	5.0	0.51	mA
(V <sub>OH</sub> = 13.5 V <sub>IC</sub> )	I <sub>OH</sub>	5.0	0.36	5.0	0.36	5.0	0.36	5.0	0.36	mA
(V <sub>OL</sub> = 0.4 V <sub>IC</sub> )	I <sub>OL</sub>	5.0	0.64	5.0	0.64	5.0	0.64	5.0	0.64	mA
(V <sub>OL</sub> = 0.5 V <sub>IC</sub> )	I <sub>OL</sub>	10	1.6	10	1.6	10	1.6	10	1.6	mA
(V <sub>OL</sub> = 1.5 V <sub>IC</sub> )	I <sub>OL</sub>	15	4.2	15	4.2	15	4.2	15	4.2	mA
Output Drive Current (CLCP Device)	I <sub>OH</sub>	5.0	1.0	5.0	1.0	5.0	1.0	5.0	1.0	mA
(V <sub>OH</sub> = 2.5 V <sub>IC</sub> )	I <sub>OH</sub>	5.0	0.52	5.0	0.52	5.0	0.52	5.0	0.52	mA
(V <sub>OH</sub> = 4.6 V <sub>IC</sub> )	I <sub>OH</sub>	5.0	0.36	5.0	0.36	5.0	0.36	5.0	0.36	mA
(V <sub>OH</sub> = 9.5 V <sub>IC</sub> )	I <sub>OH</sub>	5.0	0.24	5.0	0.24	5.0	0.24	5.0	0.24	mA
(V <sub>OH</sub> = 13.5 V <sub>IC</sub> )	I <sub>OH</sub>	5.0	0.16	5.0	0.16	5.0	0.16	5.0	0.16	mA
(V <sub>OL</sub> = 0.4 V <sub>IC</sub> )	I <sub>OL</sub>	5.0	0.64	5.0	0.64	5.0	0.64	5.0	0.64	mA
(V <sub>OL</sub> = 0.5 V <sub>IC</sub> )	I <sub>OL</sub>	10	1.6	10	1.6	10	1.6	10	1.6	mA
(V <sub>OL</sub> = 1.5 V <sub>IC</sub> )	I <sub>OL</sub>	15	4.2	15	4.2	15	4.2	15	4.2	mA
Input Current (AL Device)	I <sub>in</sub>	5	0.1	5	0.1	5	0.1	5	0.1	μA
(V <sub>in</sub> = 0)	I <sub>in</sub>	5	0.1	5	0.1	5	0.1	5	0.1	μA
Input Capacitance	C <sub>in</sub>	15	15	15	15	15	15	15	15	pF
(V <sub>in</sub> = 0)	C <sub>in</sub>	15	15	15	15	15	15	15	15	pF
Threshold Current (AL Device)	I <sub>DD</sub>	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	μA
(V <sub>DD</sub> = 5.0 V <sub>IC</sub> )	I <sub>DD</sub>	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	μA
Threshold Current (CLCP Device)	I <sub>DD</sub>	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	μA
(V <sub>DD</sub> = 5.0 V <sub>IC</sub> )	I <sub>DD</sub>	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	μA
Total Supply Current at an external Capacitance (C <sub>L</sub> ) and at External Timing Capacitance (C <sub>X</sub> )	I <sub>T</sub>	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	μA

I<sub>T</sub> (C<sub>L</sub>, C<sub>X</sub>) = (I<sub>DD</sub> + 0.26C<sub>L</sub>V<sub>DD</sub> + 2x10<sup>-8</sup> f<sub>in</sub>C<sub>X</sub>V<sub>DD</sub><sup>2</sup>) / (1 - 10<sup>-3</sup> V<sub>DD</sub> in V<sub>IC</sub>, f<sub>in</sub> in kHz is input frequency).

\* I<sub>High</sub> = 15°C for AL Device, -40°C for CLCP Device  
 † I<sub>High</sub> = 125°C for AL Device, 105°C for CLCP Device

†† The formulae given are for the typical characteristics only at 25°C

††† Data indicated ††† is not to be used for design purposes but is included as an indication of the IC's potential performance.

†††† This block contains production circuitry to guard against damage due to high static voltage levels. However, precautions must be taken to avoid applications of an external maximum rated voltage to this high-impedance input for proper operation and V<sub>DD</sub> should be connected to V<sub>DD</sub> (V<sub>OH</sub> or V<sub>OH</sub>) - V<sub>DD</sub> or V<sub>DD</sub> - V<sub>DD</sub> (V<sub>OL</sub> or V<sub>OL</sub>) - V<sub>DD</sub>. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (0 or 1).

††††† Unused outputs must be tied to V<sub>SS</sub> or V<sub>DD</sub>.

SWITCHING CHARACTERISTICS\*\* (C<sub>L</sub> = 50 pF, T<sub>A</sub> = 25°C)

Characteristic	Symbol	C <sub>X</sub>	V <sub>DD</sub>	Typ	Min	Max	Unit
Output Rise and Fall Time	t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	15	5.0	100	-	700	ns
(t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = 0.5 ns per C <sub>L</sub> + 25 ns)							
(t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = 0.25 ns per C <sub>L</sub> + 12.5 ns)							
(t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = 0.55 ns per C <sub>L</sub> + 9.5 ns)							
Turn-On/Off, Turn-On Delay Time - A or B to 0 or 1	t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	10000	5.0	325	-	650	ns
(t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = 0.05 ns per C <sub>L</sub> + 240 ns)							
(t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = 0.05 ns per C <sub>L</sub> + 87 ns)							
Turn-On/Off, Turn-Off Delay Time - A or B to 0 or 1	t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	10000	5.0	290	-	240	ns
(t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = 0.05 ns per C <sub>L</sub> + 65 ns)							
(t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = 0.05 ns per C <sub>L</sub> + 257 ns)							
(t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = 0.05 ns per C <sub>L</sub> + 185 ns)							
Input Pulse Width - A or B	t <sub>WH</sub> , t <sub>WL</sub>	15	5.0	150	75	30	ns
(t <sub>WH</sub> , t <sub>WL</sub> = 0.01 μF are formulae)							
(t <sub>WH</sub> , t <sub>WL</sub> = 0.2 f <sub>in</sub> C <sub>X</sub> in [V <sub>DD</sub> - V <sub>SS</sub> ])							
Pulse Width Margin between Outputs of the same package	t <sub>W</sub>	15	5.0	550	-	350	ns
(t <sub>W</sub> = 0.01 μF are formulae)							
Output Pulse Width - Q or 0	t <sub>W</sub>	10000	5.0	30	15	30	ns
(t <sub>W</sub> = 0.01 μF are formulae)							
Propagation Delay - A or B to Q or 0	t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	15	5.0	80	35	35	ns
(t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = 0.05 ns per C <sub>L</sub> + 25 ns)							
(t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub> = 0.05 ns per C <sub>L</sub> + 185 ns)							
Setup Time	t <sub>su</sub>	15	5.0	100	100	250	ns
Hold Time	t <sub>h</sub>	15	5.0	100	100	250	ns
External Timing Resistance	R <sub>X</sub>	-	-	-	-	-	kΩ
External Timing Capacitance	C <sub>X</sub>	-	-	-	-	-	μF

\*\* I<sub>DD</sub> is in Ohms, C<sub>X</sub> is in farads, V<sub>DD</sub> and V<sub>SS</sub> in volts, P<sub>DD</sub> in seconds.

†† I<sub>High</sub> = 15°C for AL Device, -40°C for CLCP Device

††† The formulae given are for the typical characteristics only at 25°C

†††† Data indicated †††† is not to be used for design purposes but is included as an indication of the IC's potential performance.

FUNCTION TABLE

Inputs	Outputs
A: H, L	Q: 0, 1
B: H, L	Q: 1, 0
C: H, L	Q: Not Triggered
D: H, L	Q: Not Triggered
E: H, L	Q: Not Triggered
F: H, L	Q: Not Triggered
G: H, L	Q: Not Triggered
H: X, X	Q: L, H
I: X, X	Q: Not Triggered





MOTOROLA

MC14529B

CMOS MSI  
LOW POWER COMPLEMENTARY MOS  
DUAL 4-CHANNEL ANALOG  
DATA SELECTOR  
OR  
8 CHANNEL ANALOG  
DATA SELECTOR

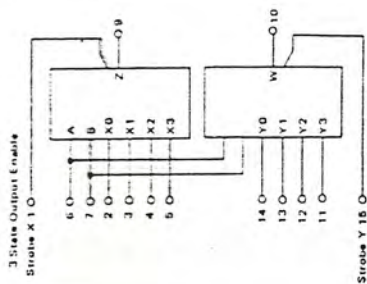


L SUFFIX P SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE PLASTIC PACKAGE  
CASE 620 CASE 848

ORDERING INFORMATION

A Series -55°C to +125°C  
MC14529BAC (Ceramic Package Only)  
C Series -40°C to +85°C  
MC14529BAC (Plastic Package)  
MC14529BDC (Ceramic Package)

BLOCK DIAGRAM



VDD = Pin 16  
VSS = Pin 8

DUAL 4-CHANNEL ANALOG DATA SELECTOR

The MC14529B analog data selector is a dual 4 channel or single 8 channel device depending on the input coding. The device is suitable for digital as well as analog applications, including various on-off and one of eight data selector functions. Since the device has bidirectional analog characteristics it can also be used as a dual binary to 1-of-4 or a binary to 1 of 8 decoder.

- Data Paths Are Bidirectional
- 3 State Outputs
- Linear "On" Resistance
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Capable of Driving Two Low-power TTL Loads or One Low-power Schottky TTL Load over the Rated Temperature Range.

Symbol	Parameter	Value	Unit
VDD	DC Supply Voltage	0.5 to 18.0	V
Vin	Input or Output Voltage (DC or Transient)	0.5 to VDD + 0.5	V
Iin	Input or Output Current (DC or Transient) per Pin	+10	mA
PD	Power Dissipation per Package	500	mW
Tstg	Storage Temperature	65 to +150	°C
Tc	Lead Temperature (if Soldered Soldering)	260	°C

Maximum Ratings: Voltages (referred to VSS)  
Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.  
Temperature Derating: Plastic, P Package: 120W/C from 65°C to 85°C  
Ceramic, C Package: 120W/C from 60°C to 125°C

TRUTH TABLE

S1 X	S1 Y	U	A	Z	W	Y0	Y1	Y2	Y3
1	1	1	0	X0	X0	0	0	0	0
1	1	1	1	X1	X1	0	0	0	0
1	1	0	0	X2	X2	0	0	0	0
1	1	0	1	X3	X3	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	1	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	0	0	0	0	0	0
0	0	0	X	X	X	High Impedance	High Impedance	High Impedance	High Impedance

X = Don't Care

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance input. For proper operation, Vin and Vout should be constrained to the range VSS + (Vin or Vout) = VDD. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either VSS or VDD). Unused outputs must be left open.

FIGURE 6 - NON-RETIGGERABLE MONOSTABLES CIRCUITRY

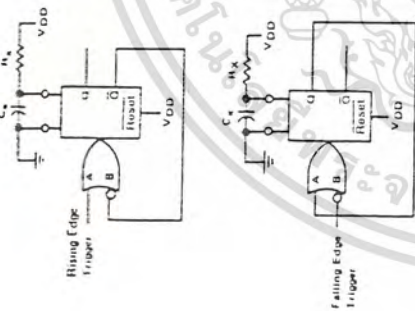


FIGURE 10 - CONNECTION OF UNUSED SECTIONS

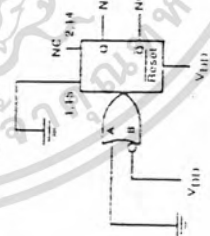


FIGURE 7 - RETIGGERABLE MONOSTABLES CIRCUITRY

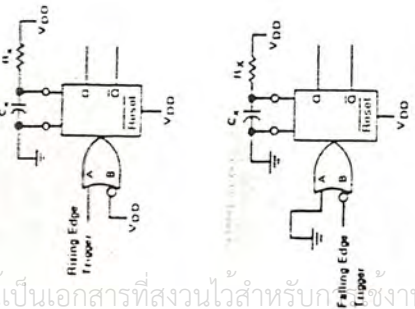
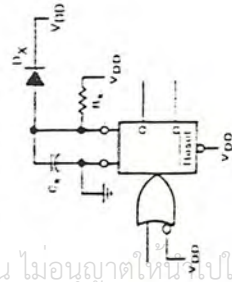


FIGURE 9 - USE OF A DIODE TO LIMIT POWER DOWN CURRENT SURGE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Supply Voltage	28V	Power Dissipation	1200 mW 1500 mW
Collector Current (2 inner Options)	25 mA	Operating Temperature Range	40°C to 145°C
Supply Current	28V	Storage Temperature Range	65°C to 150°C
Differential Input Voltage	28V	Soldering Information	
Tachometer	28V	Diagnose Line Package	
Op Amp/Comparator	28V	Soldering (10 seconds)	
Input Voltage Range	1.28V	Small Outline Package	260°C
Tachometer LM2907-B, LM2917-B	0.0V to 1.28V	Surface Mount Packages	215°C
Op Amp/Comparator LM2907, LM2917	0.0V to 1.28V	Infrared (15 seconds)	270°C

### Electrical Characteristics

V<sub>CC</sub> = 12 V<sub>DC</sub>, I<sub>A</sub> = 25°C, see test circuit

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>TACHOMETER</b>						
V <sub>TH</sub>	Input Thresholds	V <sub>TH</sub> = 2.0 mV p-p @ 1 kHz (Note 2)	1.10	1.25	1.40	mV
V <sub>HY</sub>	Hysteresis	V <sub>HY</sub> = 250 mV p-p @ 1 kHz (Note 2)		30		mV
V <sub>OFF</sub>	Offset Voltage	V <sub>OFF</sub> = 2.0 mV p-p @ 1 kHz (Note 2)		3.5	10	mV
V <sub>CM</sub>	Input Bias Current	V <sub>CM</sub> = 1.50 mV <sub>DC</sub>		5	15	μA
V <sub>IN</sub>	Pin 2	V <sub>IN</sub> = 1.125 mV <sub>DC</sub> (Note 3)		8.3		V
V <sub>CM</sub>	Pin 2	V <sub>CM</sub> = 125 mV <sub>DC</sub> (Note 3)		2.3		V
I <sub>OL</sub>	Output Current	V <sub>2</sub> = V <sub>TH</sub> = 6.0V (Note 4)	140	180	240	μA
I <sub>1</sub>	Load-reg. Current	I <sub>L</sub> = 0, V <sub>3</sub> = 0 (Note 5)		0.9	1.0	μA
K	Gain Constant	f <sub>IN</sub> = 1 kHz, 5 kHz, 10 kHz (Note 5)	1.0	0.3	1.10	%
<b>OP/AMP-COMPARATOR</b>						
V <sub>OH</sub>	Output High Voltage	V <sub>IN</sub> = 6.0V		1	10	mV
V <sub>OL</sub>	Output Low Voltage	V <sub>IN</sub> = 6.0V		50	500	mV
V <sub>IC</sub>	Input Common-Mode Voltage	V <sub>IC</sub> = 1.0	0		V <sub>CC</sub> - 1.5V	V
V <sub>OC</sub>	Output Slew Rate	V <sub>E</sub> = V <sub>CC</sub> - 2.0	40	200		V/mV
I <sub>OH</sub>	Output Source Current	I <sub>OH</sub> = 5 mA		50		μA
I <sub>OL</sub>	Saturation Voltage	I <sub>OL</sub> = 20 mA		0.1	0.5	V
I <sub>SH</sub>	Short-Circuit Current	I <sub>SH</sub> = 50 mA		1.0	1.0	V

## 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 ratio. The tachometer also uses a charge pump technique and offers frequency doubling for low ripple, full input protection in two versions (LM2907-B, LM2917-B) and its output swings in ground for a zero frequency input.

- ### Advantages
- Output swings to ground for zero frequency input
  - Easy to use: V<sub>OH</sub>, V<sub>OL</sub>, V<sub>IC</sub>, H<sub>1</sub>, H<sub>2</sub>, C<sub>1</sub>
  - Only one RC network provides frequency doubling
  - Zero resistor on chip provides accurate and stable frequency to voltage or current conversion (LM2917)

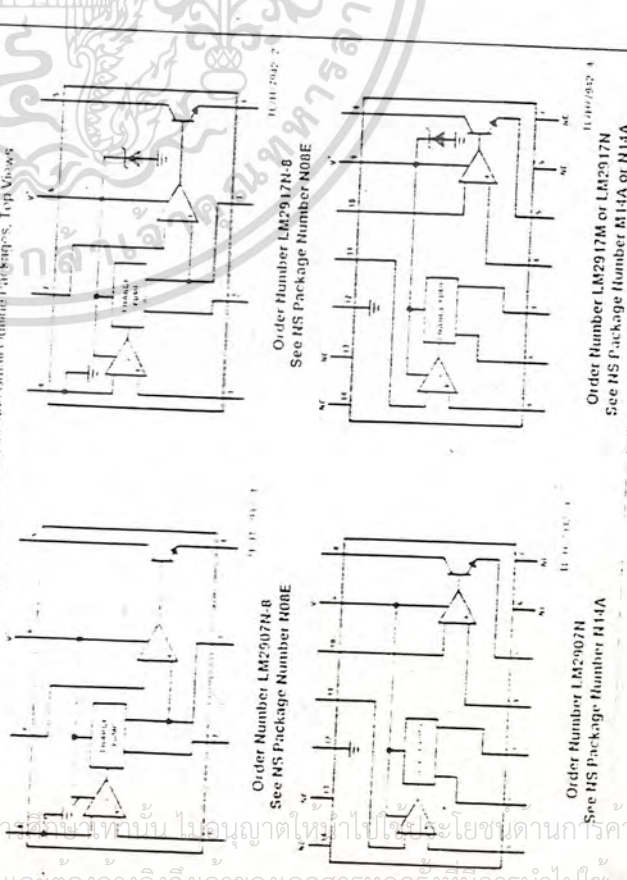
- ### Features
- Ground-referenced tachometer input interfaces directly with standard electronic inputs for relays
  - Op amp/comparator has loading factor for output relays, LEDs
  - 50 mA sink at source to operate relays, solenoids, etc.

- ### Applications
- Frequency doubling for low ripple
  - Tachometer has built-in hysteresis with either differential input or ground-referenced input
  - Built-in zener on LM2917
  - 10:1, linearly-typical
  - Ground-referenced tachometer is fully protected from damage due to swings above V<sub>CC</sub> and below ground

- ### Applications
- Over/under speed sensing
  - Frequency to voltage conversion (tachometer)
  - Spindometers
  - Breaker point dwell meters
  - Hand-held tachometer
  - Speed governors
  - Cruise control
  - Automotive door lock control
  - Clutch control
  - Horn control
  - Low level signal solenoids

### Block and Connection Diagrams

(Pin In Line and Small Outline Packages, Top Views)



Order Number LM2907N-8 See NS Package Number N08E  
 Order Number LM2917N-8 See NS Package Number N08E  
 Order Number LM2907M or LM2917N See NS Package Number M14A or N14A

# M2907/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 (2907-B, LM2917-B) and its output swings to ground for a frequency input.

## Advantages

- Output swings to ground for zero frequency input
- Easy to use;  $V_{OH} = V_{IH} + V_{CC} - R1 \cdot C1$
- Only one RC network provides frequency doubling
- Zero 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 3 mA sink or source to operate relays, solenoids, motors, or LEDs

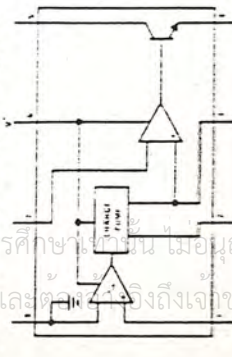
- Frequency doubling for low ripple
- Tachometer has built-in hysteresis with either differential input or ground referenced input
- Built-in zener on LM2917
- 1.0-3% inaccuracy typical
- Ground referenced tachometer is fully protected from damage due to swings above  $V_{CC}$  and below ground

## Applications

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

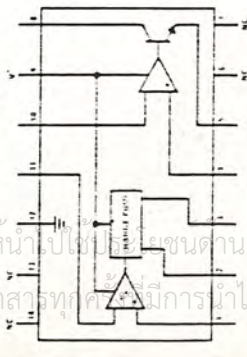
## Block and Connection Diagrams

Dual In-Line and Small Outline Packages, Top Views



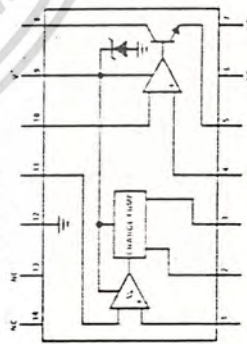
Order Number LM2907N-8  
See NS Package Number N08E

11-017947-1



Order Number LM2917N-8  
See NS Package Number N08E

11-017947-2



Order Number LM2917N-4  
See NS Package Number M14A or N14A

11-017947-4

## Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Supply Voltage	28V	Power Dissipation	1200 mW
Collector Voltage	28V	LM2907-8, LM2917-8	1500 mW
Differential Input Voltage	25 mA	(See Note 1)	
Tachometer	28V	Operating Temperature Range	-40°C to +185°C
Op Amp/Comparator	28V	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Input Voltage Range	0.0V to +28V	Soldering Information	
Tachometer LM2907-B, LM2917-B	0.0V to +28V	Dual In-Line Package	260°C
LM2907, LM2917	0.0V to +28V	Soldering (10 seconds)	
Op Amp/Comparator	0.0V to +28V	Small Outline Package	215°C
		Vapor Phase (60 seconds)	220°C
		Infrared (15 seconds)	

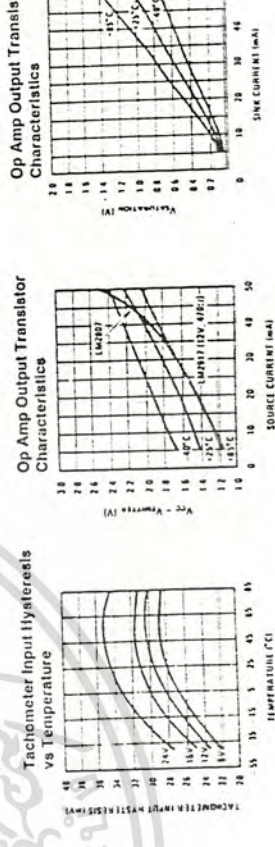
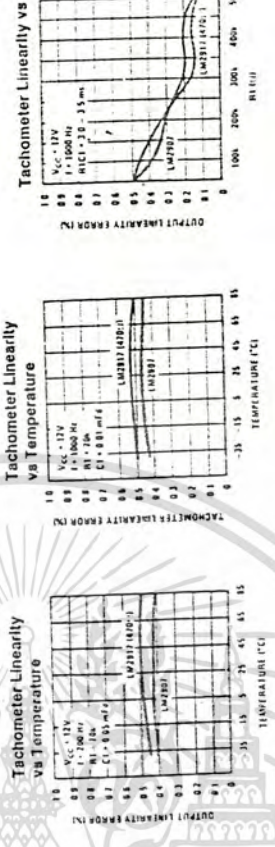
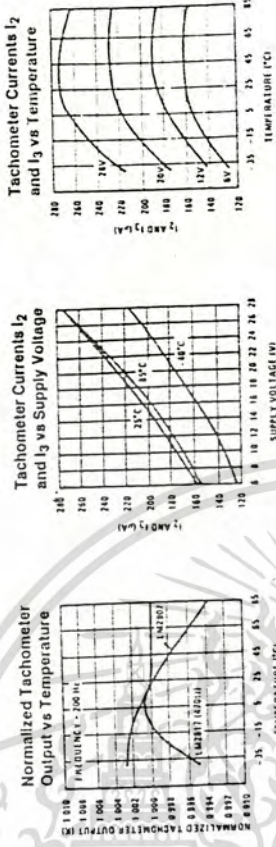
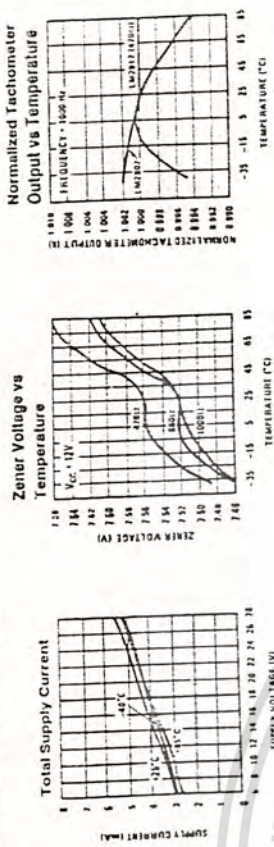
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

## Electrical Characteristics

$V_{CC} = 12 V_{DC}$ ;  $I_A = 25 \mu A$ ;  $T_A = 25^\circ C$ ; see test circuit

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>TACHOMETER</b>						
	Input Thresholds	$V_{IH} = 250 \text{ mV}_{pp} @ 1 \text{ kHz (Note 2)}$	1.10	1.25	1.40	mV
	Hysteresis	$V_{IH} = 250 \text{ mV}_{pp} @ 1 \text{ kHz (Note 2)}$		30		mV
	Offset Voltage	$V_{IH} = 250 \text{ mV}_{pp} @ 1 \text{ kHz (Note 2)}$		3.5	10	mV
	LM2907/LM2917			5	15	mV
	LM2907-8/LM2917-8			0.1	1	$\mu A$
$V_{OH}$	Input Bias Current	$V_{IH} = 1.50 \text{ mV}_{DC}$				V
$V_{OL}$	Pin 2	$V_{IH} = 1.25 \text{ mV}_{DC}$ (Note 3)		8.3		V
$I_{OL}$	Pin 2	$V_{IH} = 125 \text{ mV}_{DC}$ (Note 3)		2.3		V
$I_L$	Output Current	$V_2 = V_3 = 6.0V$ (Note 4)	1.40	180	2.40	$\mu A$
$K$	Leakage Current	$I_2 = 0, V_3 = 0$		0.1		$\mu A$
	Gain Constant	(Note 3)	0.9	1.0	1.1	%
	Linearity	$I_{IN} = 1 \text{ kHz, } 5 \text{ kHz, } 10 \text{ kHz (Note 5)}$	-1.0	0.3	1.0	%
<b>OP/AMP COMPARATOR</b>						
$V_{OS}$		$V_{IH} = 6.0V$		3	10	mV
$I_{IN}$	Input Common-Mode Voltage	$V_{IH} = 6.0V$	0	50	500	nA
	Voltage Gain			200		V/mV
	Output Sunk Current	$V_C = 1.0$	40	50		mA
	Output Source Current	$V_E = V_{CC} - 2.0$		10		mA
	Saturation Voltage	$I_{SINK} = 5 \text{ mA}$		0.1	0.5	V
		$I_{SINK} = 20 \text{ mA}$			1.0	V
		$I_{SINK} = 50 \text{ mA}$			1.5	V

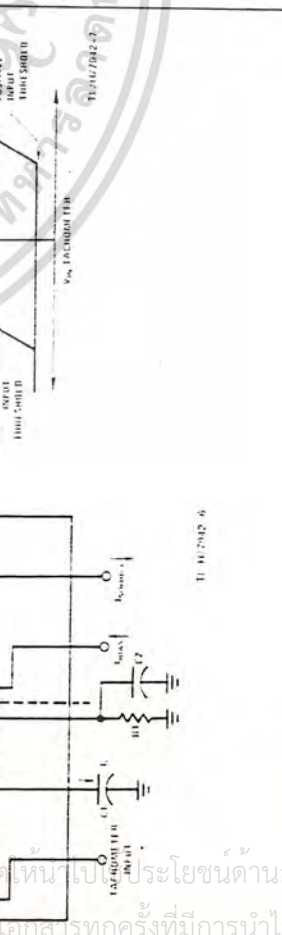
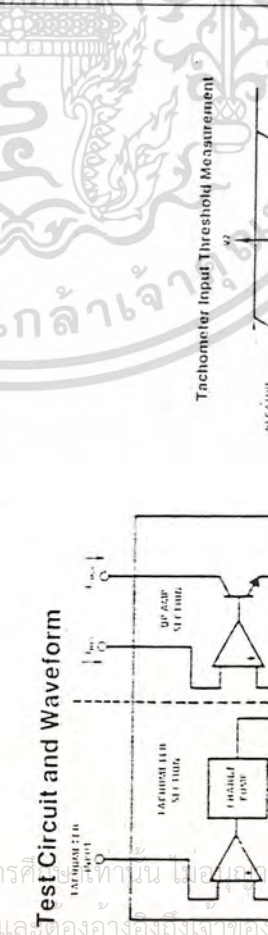
Typical Performance Characteristics



Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>ZENER REGULATOR</b>						
	Regulator Voltage	R <sub>LOAD</sub> = 470Ω		7.56		V
	Series Resistance			10.5	15	Ω
	Temperature Stability			1.1		mV/°C
	<b>TOTAL SUPPLY CURRENT</b>			3.8	6	mA

*Note 1:* The regulator is tested at temperatures above 25°C. The data sheet does not include data for a V<sub>Z</sub> of 1.2V, maximum junction temperature and a thermal resistance of 100°C/W. The test conditions are: V<sub>Z</sub> = 1.2V, I<sub>Z</sub> = 1000 Hz, R<sub>L</sub> = 10k, C<sub>L</sub> = 0.01 µF, and V<sub>IN</sub> = 10V. The test current is the sum of I<sub>Z</sub> and I<sub>Q</sub>.  
*Note 2:* The series resistance is the sum of V<sub>IN</sub> - V<sub>OUT</sub> divided by the current through it. The test current is the sum of I<sub>Z</sub> and I<sub>Q</sub>.  
*Note 3:* The test current is the sum of I<sub>Z</sub> and I<sub>Q</sub>.  
*Note 4:* The test current is the sum of I<sub>Z</sub> and I<sub>Q</sub>.  
*Note 5:* The test current is the sum of I<sub>Z</sub> and I<sub>Q</sub>.

**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<sub>Z</sub> up to a maximum V<sub>CE</sub> of 28V.  
 The two basic configurations offered include an 8 pin device with a *ground-referenced tachometer* input and an internal non-inverting input. This version is well suited for single speed-of-frequency switching or fully buffered frequency to voltage conversion applications.



### 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 ±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  $V_{CC}/2 \times C_1$ . The average amount of current pumped into or out of the capacitor then is:

$$I_{AO} = I_{(AVG)} = C_1 \times \frac{V_{CC}}{2} \times f_{in} = V_{CC} \times f_{in} \times C_1$$

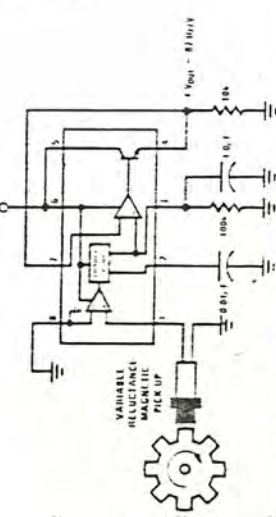
The output circuit mirrors this current very accurately into the load resistor  $R_L$ , connected to ground, such that if the pulses of current are integrated with a filter capacitor, then  $V_O = I_{AO} \times R_L$ , and the total conversion equation becomes:

$$V_O = V_{CC} \times f_{in} \times C_1 \times R_L \times K$$

Where K is the gain constant—typically 1.0.

### Typical Applications

Minimum Component Tachometer



The size of  $C_2$  is dependent only on the amount of ripple voltage allowable and the required response time.

### CHOOSING R1 AND C1

There are some limitations on the choice of  $R_1$  and  $C_1$  which should be considered for optimum performance. The timing capacitor also provides internal compensation for the charge pump and should be kept larger than 500 pF for very accurate operation. Smaller values can cause an error current on  $R_1$ , especially at low temperatures. Several considerations must be met when choosing  $R_1$ . The output current at pin 3 is internally fixed and therefore  $V_{CC}/R_1$  must be less than or equal to this value. If  $R_1$  is too large, it can become a significant fraction of the output impedance at pin 3 which degrades linearity. Also output ripple voltage must be considered and the size of  $C_2$  is affected by  $R_1$ . An expression that describes the ripple content on pin 3 for a single R1C2 combination is:

$$V_{RIPPLE} = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{C_1}{C_2} \times \left( 1 - \frac{V_{CC} \times f_{in} \times C_1}{I_2} \right) \text{ pk-pk}$$

It appears  $R_1$  can be chosen independent of ripple, however, or response time, or the time it takes  $V_{OUT}$  to stabilize at a new voltage increases as the size of  $C_2$  increases, so a compromise between ripple, response time, and linearity must be chosen carefully. As a final consideration, the maximum attainable input frequency is determined by  $V_{CC}$ ,  $C_1$ , and  $I_2$ :

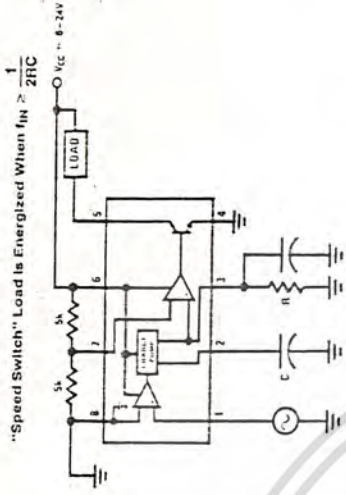
$$f_{MAX} = \frac{C_1 \times V_{CC}}{I_2}$$

### USING ZENER REGULATED OPTIONS (LM2917)

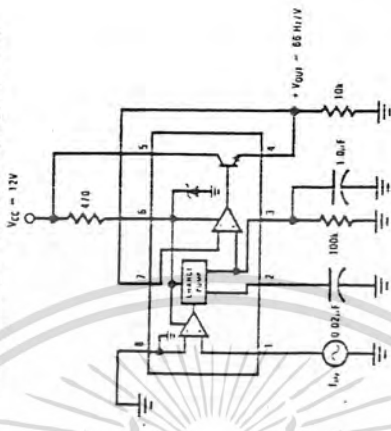
For those applications where an output voltage or current must be obtained independent of supply voltage variations, the LM2917 is offered. The most important consideration in choosing a dropping resistor from the unregulated supply to the device is that the tachometer and op-amp circuitry alone require about 3 mA at the voltage level provided by the zener. At low supply voltages there must be some current flowing in the resistor above the 3 mA circuit current to operate the regulator. As an example, if the raw supply varies from 9V to 18V, a resistance of 470Ω will minimize the zener voltage variation to 160 mV. If the resistance goes under 400Ω or over 600Ω, the zener variation quickly rises above 200 mV for the same input variation.



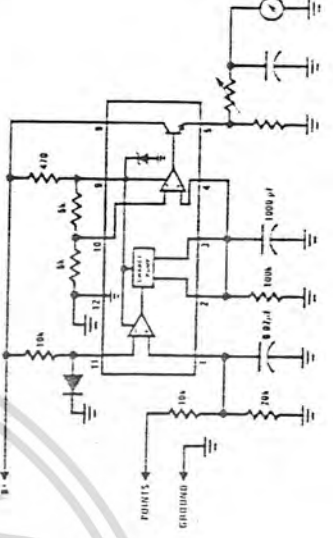
### Typical Applications (Continued)



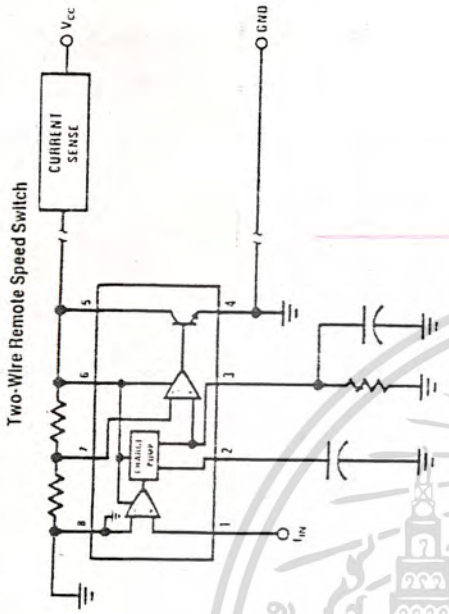
### Zener Regulated Frequency to Voltage Converter



### Breaker Point Dwell Meter



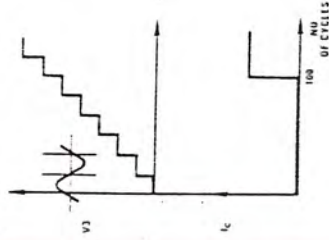
Typical Applications (Continued)



Two-Wire Remote Speed Switch

LM2907-15

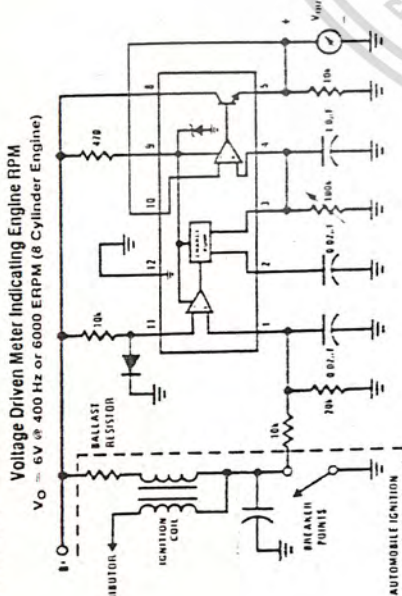
100 Cycle Delay Switch



LM2907-18

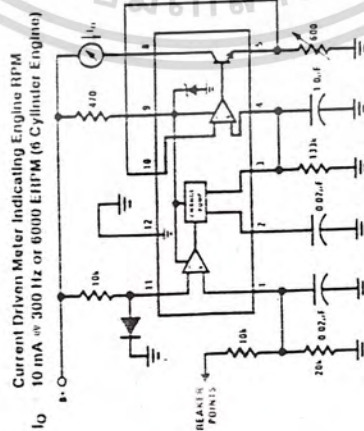
V3 steps up in voltage by the amount  $V_{CC} \times C1$  for each complete input cycle (2 zero crossings).  
 Example:  
 # C2 = 200 C1 after 100 consecutive input cycles.  
 V3 = 1/2 V<sub>CC</sub>

Typical Applications (Continued)



Voltage Driven Meter Indicating Engine RPM  
 $V_O = 6V$  @ 400 Hz or 6000 ERPM (6 Cylinder Engine)

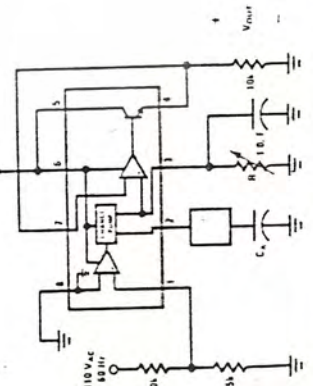
LM2907-12



Current Driven Meter Indicating Engine RPM  
 $I_O = 10 \text{ mA}$  @ 300 Hz or 6000 ERPM (6 Cylinder Engine)

LM2907-17

Capacitance Meter  
 $V_{OUT} = 1V - 10V$  for  $C_X = 0.01$  to  $0.1 \text{ mF}$   
 $(R = 111k)$

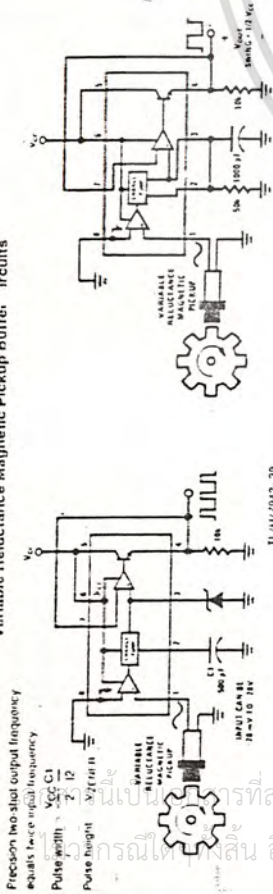


LM2907-14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าการแก้ไขใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

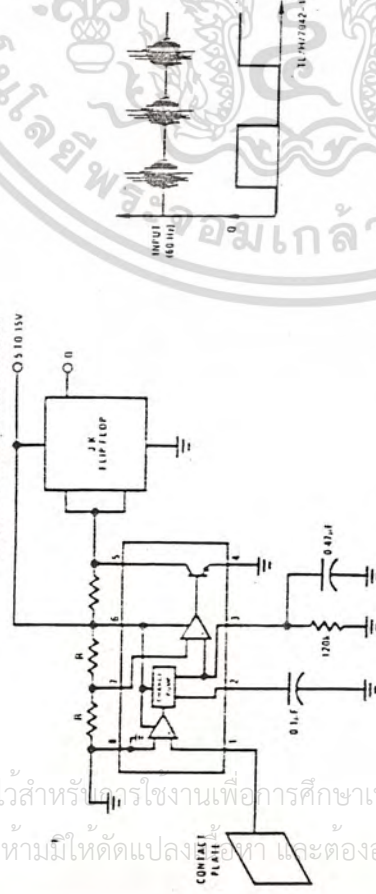
### Typical Applications (Continued)

Variable Reluctance Magnetic Pickup Buffer Circuits



TL/H/7942-19

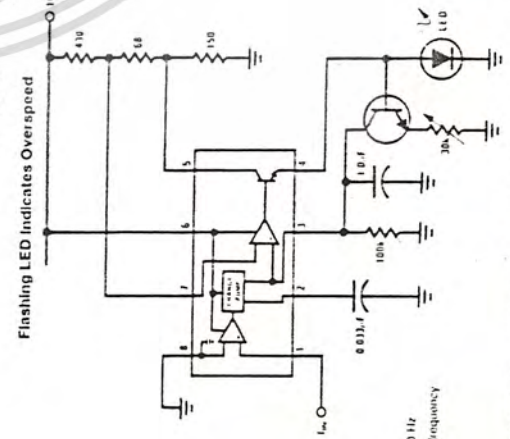
Finger Touch or Contact Switch



TL/H/7942-17

TL/H/7942-18

Flashing LED Indicates Overspeed

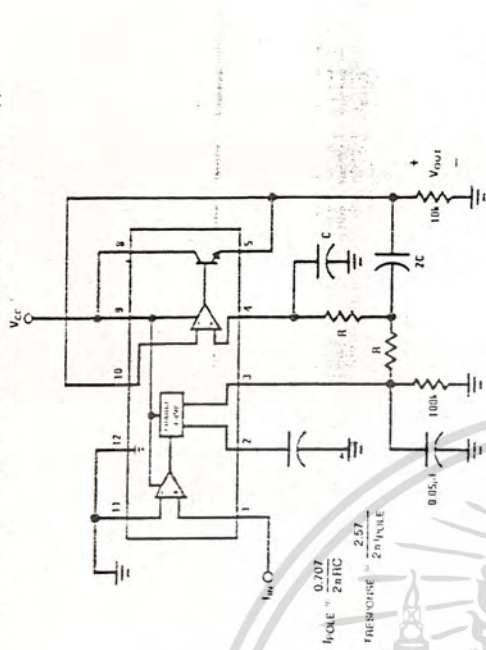


Flashing begins when  $f_{in} > 100 \text{ Hz}$   
 Flash rate increases with input frequency  
 increase beyond trip point

TL/H/7942-20

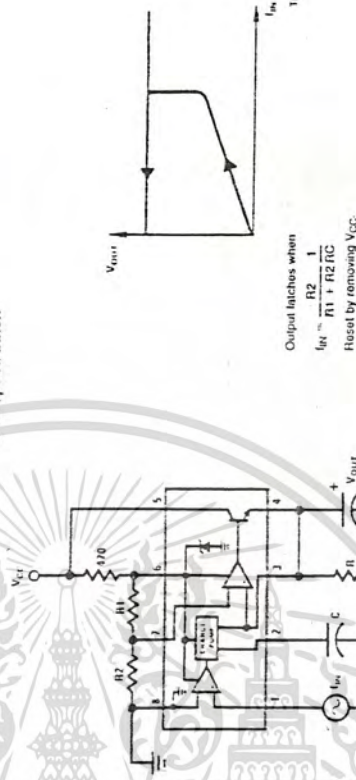
### Typical Applications (Continued)

Frequency to Voltage Converter with 2-Pole Butterworth Filter to Reduce Ripple



TL/H/7942-21

Overspeed Latch

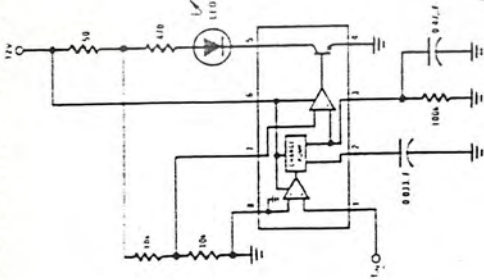


Output latches when  
 $f_{in} > \frac{R2}{R1 + R2} f_{IC}$   
 Reset by removing V<sub>CC</sub>

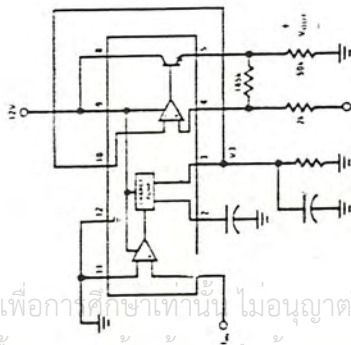
TL/H/7942-22

**Typical Applications (Continued)**

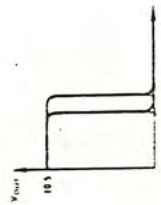
Some Frequency Switch Applications May Require Hysteresis in the Comparator Function Which can be Implemented in Several Ways:



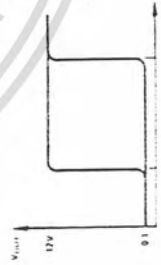
LM2902-24



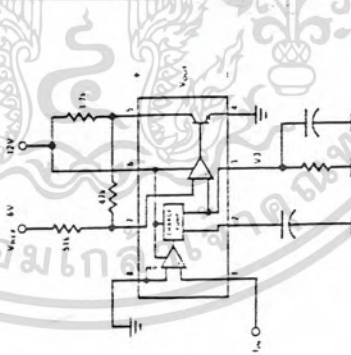
LM2902-25



LM2902-27



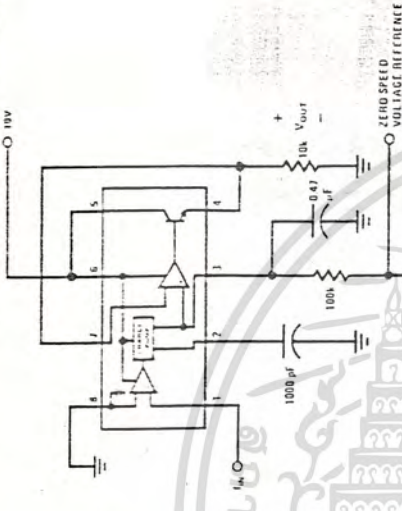
LM2902-28



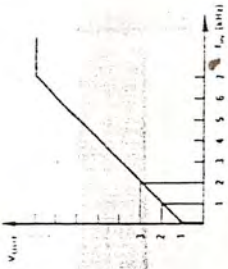
LM2902-28

**Typical Applications (Continued)**

Changing the Output Voltage for an Input Frequency of Zero

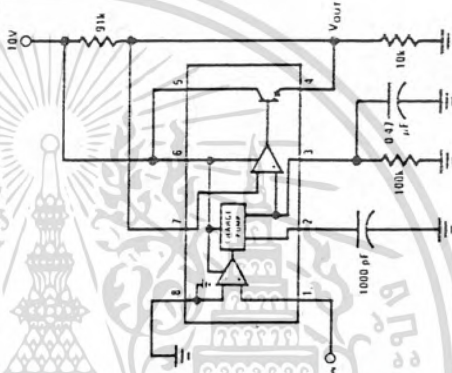


LM2902-29

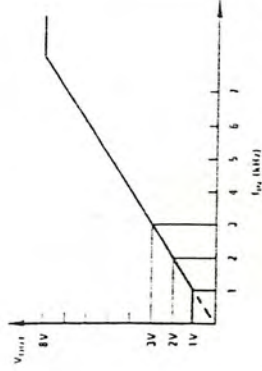


LM2902-29

Changing Tachometer Gain Curve or Clamping the Minimum Output Voltage



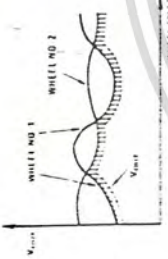
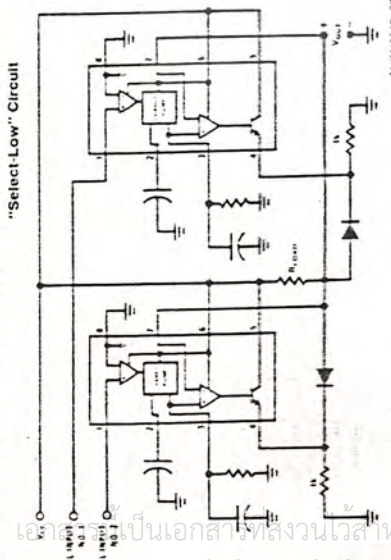
LM2902-31



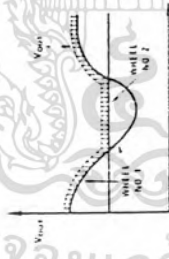
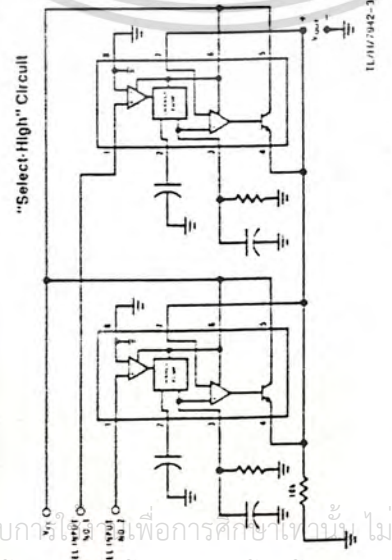
LM2902-32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

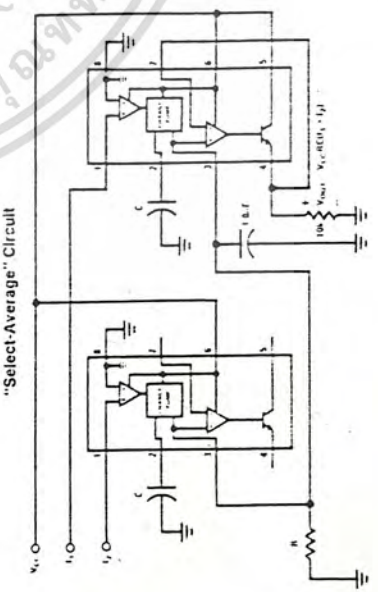
Anti-Skid Circuit Functions



WHEEL SPEED  
TL1107942-34  
Vout is proportional to the lower of the two input wheel speeds.

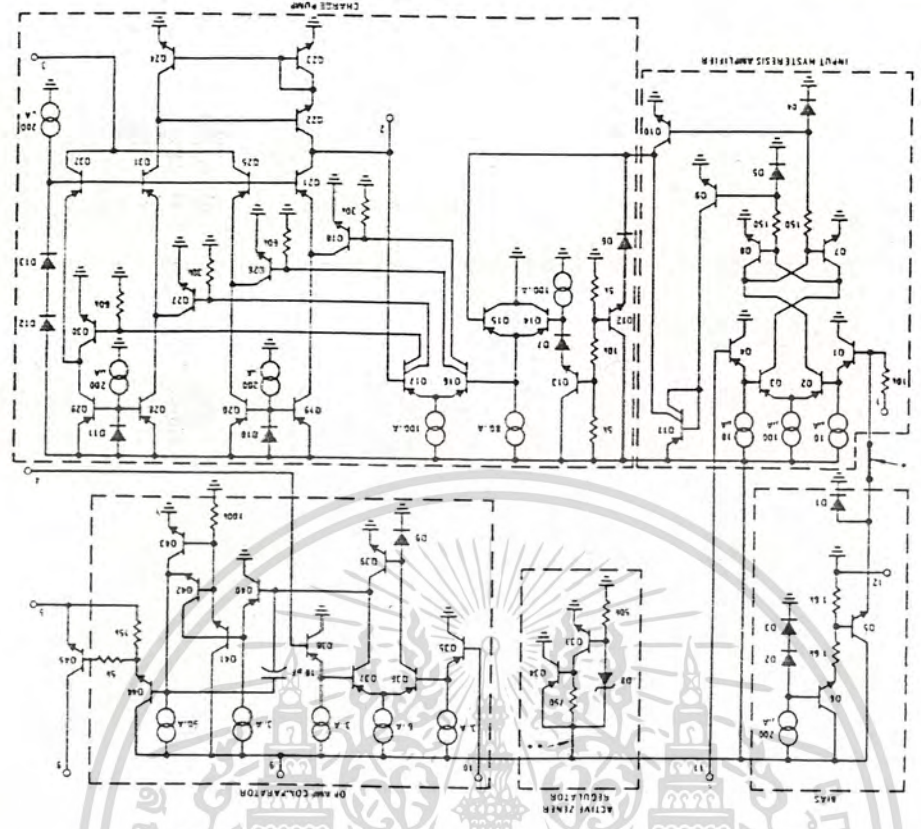


WHEEL SPEED  
TL1107942-35  
Vout is proportional to the higher of the two input wheel speeds.



"Select-Average" Circuit

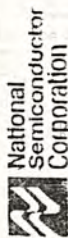
Equivalent Schematic Diagram



THIS CONNECTION MADE ON LM2907-B AND LM2917-B ONLY

TL1107942-36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่าในรูปแบบใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



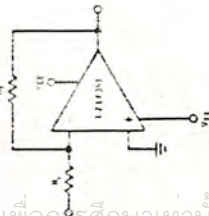
## LF353 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

### General Description

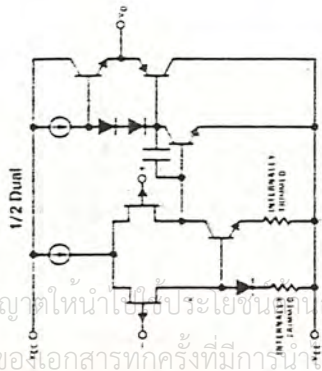
These devices are low cost, high speed, dual, JFET input operational amplifiers with an extremely low input offset voltage (0.1 mV typ. technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, with a high input impedance, JFET input devices receive very low input bias and offset currents. The LF353 is pin compatible with the standard LM741 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 and LM741C designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

### Typical Connection



### Simplified Schematic

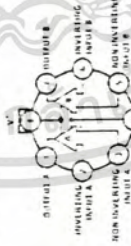


### Features

- Extremely low input offset voltage
- Low input bias current
- Low input offset voltage
- Low input noise current
- Wide gain bandwidth
- High slew rate
- Low supply current
- High input impedance
- Low total harmonic distortion Av = 10, BW = 20 Hz to 20 kHz
- Low EMI pickup
- Fast settling time to 0.01%

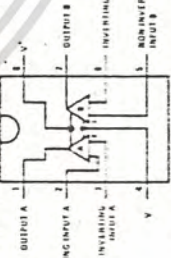
### Connection Diagrams

Metal Can Package (Top View)



Order Number LF353H  
See NS Package Number H08C

Dual-In-Line Package (Top View)



Order Number LF353L, LF353M or LF353N  
See NS Package Number J08A, M08A or R08E

### Absolute Maximum Ratings

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

Supply Voltage	± 18V	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Power Dissipation (Note 1)	0°C to +70°C	Lead Temp. (Soldering, 10 sec)	260°C
Operating Temperature Range	150°C	Soldering Information	
Tj(MAX)	± 30V	Dual-In-Line Package	
Differential Input Voltage	± 15V	Soldering (10 sec)	260°C
Input Voltage Range (Note 2)	Continuous	Small Outline Package	
Output Short-Circuit Duration		Vapor Phase (60 sec)	215°C
		Infrared (15 sec)	230°C

### DC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	LF353	Units
V <sub>OS</sub>	Input Offset Voltage	R <sub>S</sub> = 10kΩ, T <sub>A</sub> = 25°C Over Temperature	Typ 5 Max 10	mV
ΔV <sub>OS</sub> /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R <sub>S</sub> = 10kΩ	10	μV/°C
I <sub>OS</sub>	Input Offset Current	T <sub>J</sub> = 25°C, (Notes 4, 5) T <sub>J</sub> ≤ 70°C	25 100 4	pA
I <sub>B</sub>	Input Bias Current	T <sub>J</sub> = 25°C, (Notes 4, 5) T <sub>J</sub> ≤ 70°C	50 200 8	pA
R <sub>in</sub>	Input Resistance	T <sub>J</sub> = 25°C	10 <sup>12</sup>	Ω
A <sub>v(ol)</sub>	Large Signal Voltage Gain	V <sub>S</sub> = ± 15V, T <sub>A</sub> = 25°C V <sub>O</sub> = ± 10V, R <sub>L</sub> = 2kΩ Over Temperature	100	V/mV
V <sub>O</sub>	Output Voltage Swing	V <sub>S</sub> = ± 15V, R <sub>L</sub> = 10kΩ	1.12 ± 13.5	V/mV
V <sub>CM</sub>	Input Common-Mode Voltage Range	V <sub>S</sub> = ± 15V	± 11 -12	V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R <sub>S</sub> ≤ 10kΩ (Note 6)	70 100	dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio		70 100	dB
I <sub>S</sub>	Supply Current		3.6	mA

### AC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	LF353	Units
	Amplifier to Amplifier Coupling	T <sub>A</sub> = 25°C, f = 1 Hz - 20 kHz (Input to Output)	Min - Typ 120 Max -	dB
SR	Slow Rate	V <sub>S</sub> = ± 15V, T <sub>A</sub> = 25°C	8.0	V/μs
GBW	Gain Bandwidth Product	V <sub>S</sub> = ± 15V, T <sub>A</sub> = 25°C	2.7	MHz
θ <sub>h</sub>	Equivalent Input Noise Voltage	T <sub>A</sub> = 25°C, R <sub>S</sub> = 100Ω, f = 1000 Hz	25	nV/√Hz
i <sub>n</sub>	Equivalent Input Noise Current	T <sub>J</sub> = 25°C, f = 1000 Hz	0.01	pA/√Hz

Note 1: For operating at elevated temperatures, this chart must be derated based on a thermal resistance of 115°C/W typ junction to ambient for this package and 100°C/W typ junction to ambient for the H pin package.

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

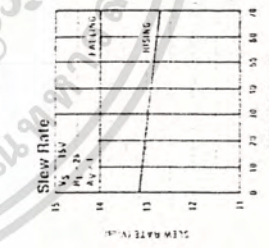
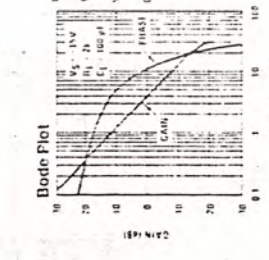
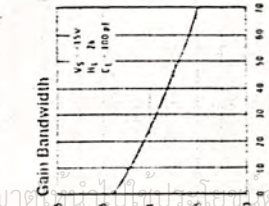
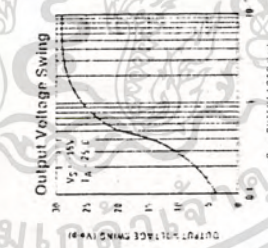
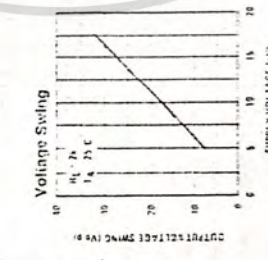
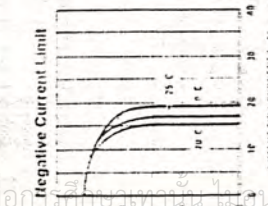
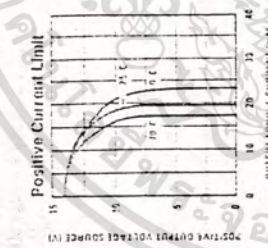
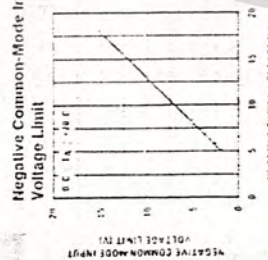
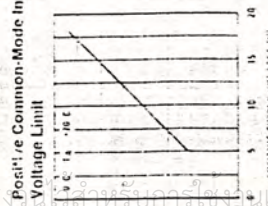
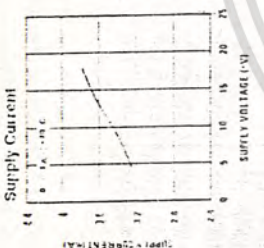
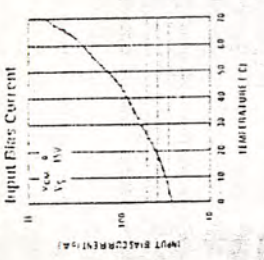
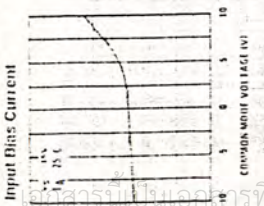
Note 3: The power dissipation limit, however, cannot be exceeded.

Note 4: These specifications apply for V<sub>S</sub> = ± 15V and 0°C < T<sub>A</sub> < 70°C. V<sub>OS</sub>, I<sub>B</sub> and I<sub>OS</sub> are measured at V<sub>CM</sub> = 0.

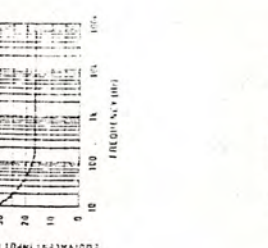
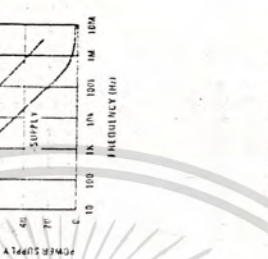
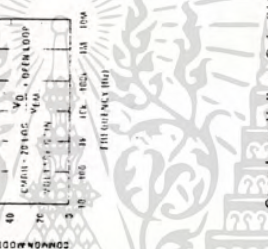
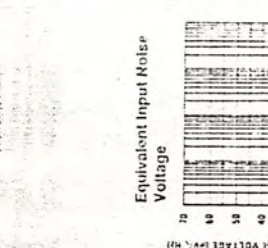
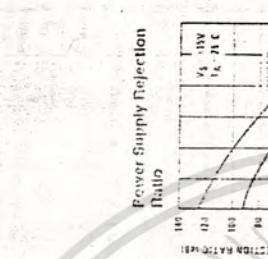
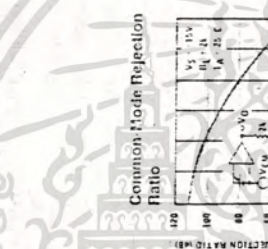
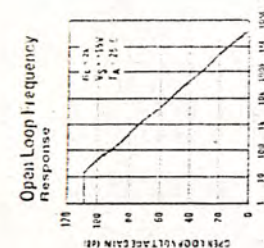
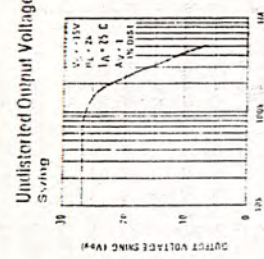
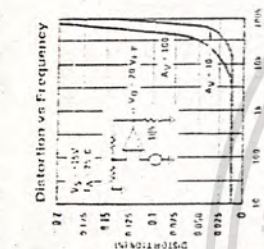
Note 5: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature. I<sub>B</sub> due to the loaded temperature test time, the input bias currents measured are corrected to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation. T<sub>J</sub> = T<sub>A</sub> + θ<sub>JA</sub> P<sub>D</sub> where θ<sub>JA</sub> is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 6: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. V<sub>S</sub> = ± 15V to ± 115V.

### Typical Performance Characteristics



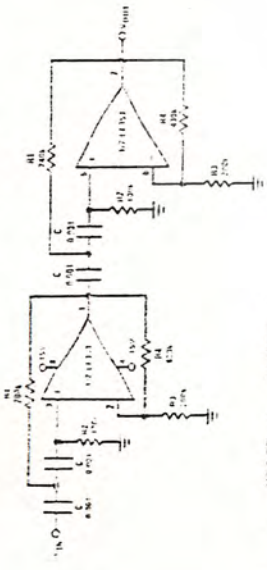
### Typical Performance Characteristics (Continued)







Fourth Order High Pass Butterworth Filter



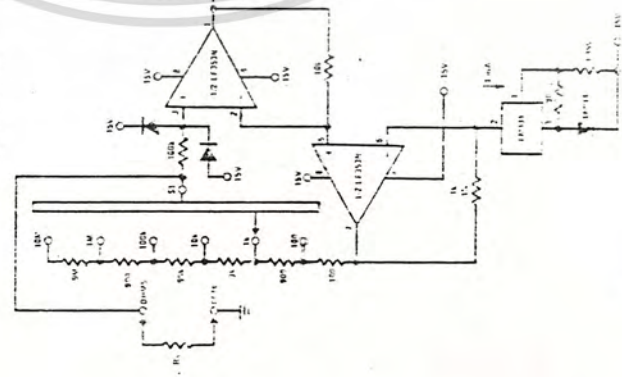
$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$R = \frac{1}{2\pi f_c C}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_c R}$$

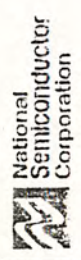
Component values for a filter with a corner frequency of 1 kHz and a passband gain of 10

Ohms to Volts Converter



10V  
100kΩ  
10kΩ  
1kΩ  
100Ω

Figure 2. Ohms to Volts Converter



PRELIMINARY

# LF400C Fast Settling JFET Input Operational Amplifier

## General Description

The LF400C is a fast settling (under 400 ns to 0.01% for a 10V output step) JFET operational amplifier. It also features 16 MHz bandwidth, 70 V/μs inverting slew rate and adjustable short circuit current limit, combining it to drive 600Ω loads easily.

## Applications

- DAC output amplifiers
- High speed ramp generators
- Fast buffers
- Sample-and-holds
- Fast integrators
- Piezoelectric transducer signal conditioners

## Typical Connection



## Connection Diagram

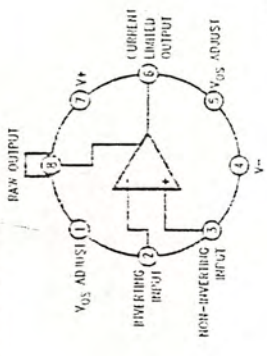


Figure 1

## Top View

Note: Pin 4 connected to case  
Order Number LF-990ACH, LF-400CH  
See NS Package Number H08A

## Simplified Schematic

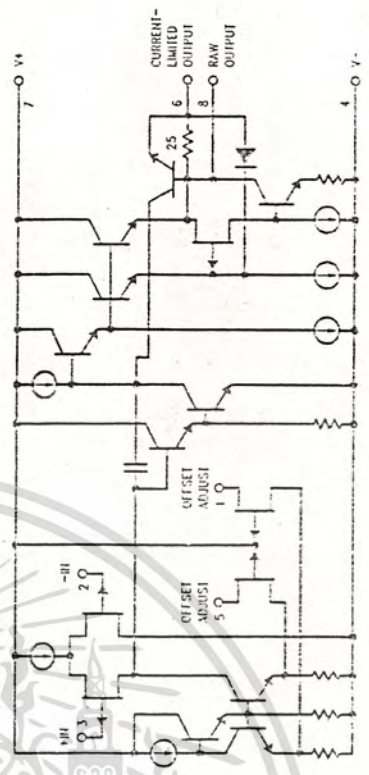


Figure 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



SWITCHING CHARACTERISTICS (C<sub>i</sub> = 50 pF, I<sub>A</sub> = 25°C)

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub>	Min	Typ #	Max	Unit
Output Rise Time	t <sub>PLH</sub>	5.0	—	100	200	ns
		10	—	50	100	
		15	—	40	80	
Output Fall Time	t <sub>PHL</sub>	5.0	—	100	200	ns
		10	—	50	100	
		15	—	40	80	
Propagation Delay Time	t <sub>PLH, tPHL</sub>	5.0	—	125	250	ns
		10	—	50	100	
		15	—	40	80	

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

FIGURE 1 - SWITCHING TIME TEST CIRCUIT AND WAVE FORMS

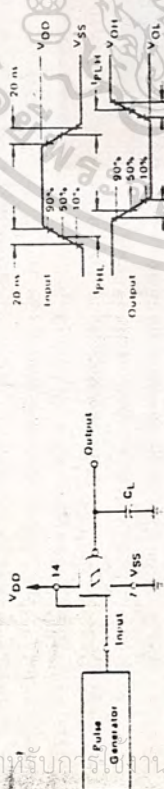
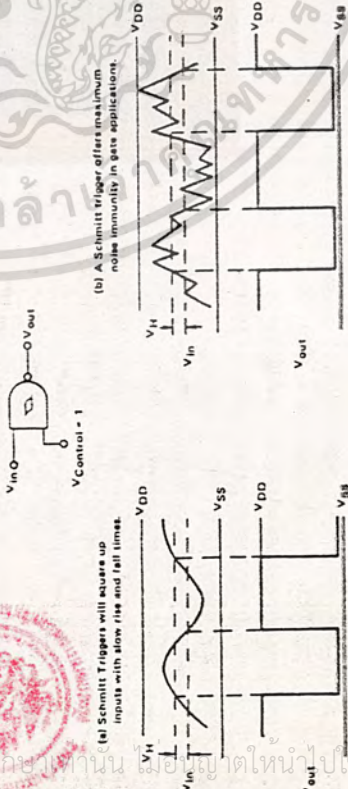


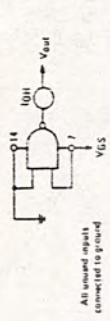
FIGURE 2 - TYPICAL SCHMITT TRIGGER APPLICATIONS



(a) Schmitt Triggers will square up inputs with slow rise and fall times.

(b) A Schmitt Trigger offers maximum noise immunity in gate applications.

FIGURE 3 - TYPICAL OUTPUT SOURCE CHARACTERISTICS TEST CIRCUIT



All unused inputs connected to ground

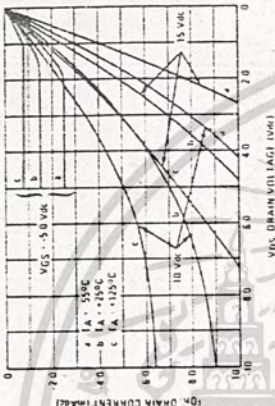
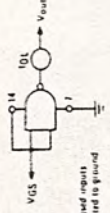


FIGURE 4 - TYPICAL OUTPUT SINK CHARACTERISTICS TEST CIRCUIT



All unused inputs connected to ground

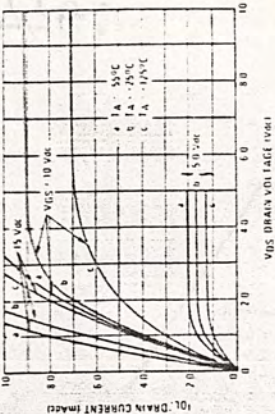
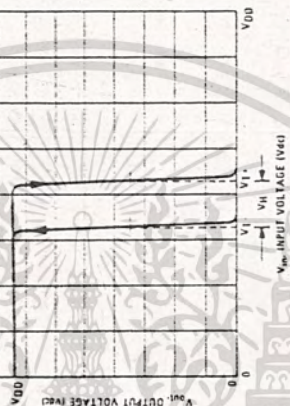


FIGURE 5 - TYPICAL TRANSFER CHARACTERISTICS



PIN ASSIGNMENT

