



ปีการศึกษา 2532

เรื่อง เครื่องควบคุมอุณหภูมิฟ้ากระแสนแรงแบบ
4 ควอเตอร์ด้วยเทอร์โมมิเตอร์



รศ. วิริยะ

พิเศษจำเริญ

ปริญญาโท ประจำปีการศึกษา 2532

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบ 4 ควอดแดรนต์
ด้วยเพาเวอโมลเพท

ผู้จัดทำ

1. ลุภชัย เพ็ชรคง
2. ประสิทธิ์ กุลวิโรจน์

(Handwritten signature)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(.....)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(.....)

สารบัญ

บทที่	เรื่อง	หน้าที่
	บทคัดย่อ	1
	Abstract	2
1	บทนำ	3
2	ทฤษฎีการควบคุมความเร็วด้วย PLL และ ฟิลเอเฟนคทรานซิสเตอร์	5
3	การออกแบบวงจรควบคุมความเร็ว	29
4	การกำเนิดรูปคลื่น PWM	44
5	วงจรขับและวงจรถูกำลัง	50
6	การทดลองและผลการทดลอง	61
7	บทสรุปและวิจารณ์	65
	เอกสารอ้างอิง	66
	กิตติกรรมประกาศ	67
	ภาคผนวก	68

เครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง
แบบ 4 ควอดแดรนต์ด้วยเพาเวอร์มอสเฟต

ลูกชัย เน็ชรคง
ประสิทธิ์ กุลวิโรจน์
รศ.ดร.วิริยะ พิเชษฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2532

บทคัดย่อ

บริษัทยานิพนธ์นี้เป็นการทดลองการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงขั้วแม่เหล็กขนานแบบ 4 ควอดแดรนต์ (Four Quadrant) ความเร็วคงที่ อาศัยเทคนิคการชอปเปอร์จากคลื่น PWM (Pulse Width Modulation) ที่ความถี่สูงกว่า 20 KHz โดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบมอสเฟต (MOSFET transistor) เป็นตัวสวิตช์ตัดต่อกระแสไฟฟ้าที่ป้อนเข้าสู่มอเตอร์ เพื่อลดผลของเสียงรบกวนในระดับที่หูของมนุษย์ได้ยิน และลดผลของการสูญเสียของการสวิตช์ซึ่งก็เกิดขึ้นกับอุปกรณ์การสวิตช์ชนิดอื่นๆ เช่น ทรานซิสเตอร์ หรือ ไทริสเตอร์ ซึ่งทำให้เราสามารถลดขนาดของอุปกรณ์ในการระบายความร้อนของทรานซิสเตอร์ลงได้ นอกจากนี้วงจรขั้วมอสเฟตยังทำได้ง่ายและมีขนาดเล็กลงกว่าอีกด้วย

สำหรับการควบคุมความเร็วคงที่นั้น ได้ทำการทดลองโดยอาศัยเทคนิคของ เฟลลอคลูป (Phase Lock Loop) ซึ่งนิยมใช้ในระบบสื่อสารเช่นใช้ในการล็อคความถี่คงที่เป็นต้น นำมาทดลองใช้ในการล็อคความเร็วของมอเตอร์ในลักษณะ 2 ทิศทาง โดยการกำเนิดความถี่ควบคุมและกำหนดคำสั่งทิศทางที่ต้องการให้มอเตอร์หมุน ไปเปรียบเทียบกับความถี่ที่ถูกรหัสและทิศทางที่ตรวจจับได้เป็นสัญญาณควบคุมสำหรับควบคุมคลื่น PWM สำหรับนำไปขับมอเตอร์ต่อไป

Abstract

This project is an experiment of the 4 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 hiss to the level of normal human clearly 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 frequency. It can be applied to operate to lock the speed of the motor both clockwise and counterclockwise. The principle is by the generation of control frequency and defines the order as an aspire direction in order to compare with the decode frequency and the direction of the detected signal frequency. This is the control signal to control PWM wave (to continue) to drive the motor.

บทที่ 1

ในเครื่องจักรบางชนิด เช่น Rolling mill, Mine winder ต้องการเครื่องกลไฟฟ้าต้นกำลังที่สามารถปรับเปลี่ยนความเร็ว และรักษาระดับตั้งความเร็วนั้นได้อย่างแม่นยำและคงที่ นอกจากนั้นยังต้องสามารถกลับทิศทางการทำงานพร้อมกับการเบรคได้เป็นอย่างมาก ทางเลือก 3 ทางในการเลือกใช้เรอัมมักจะไม่ใช่เลือกใช้ เครื่องยนต์สันดาป เช่น เครื่องยนต์เบนซินหรือเครื่องยนต์ดีเซล เนื่องจากมีขนาดใหญ่โตกว่า และต้องการบำรุงรักษามาก ซึ่งเรอัมมักจะเลือกใช้เครื่องจักรต้นกำลังที่ใช้เป็นเครื่องจักรที่ใช้ไฟฟ้าคือ เอซิมอเตอร์ หรือ ดีซีมอเตอร์ การเลือกใช้วงจรควบคุม เอซิมอเตอร์ให้สามารถทำงานได้ตามเงื่อนไขข้างต้นสามารถทำได้ยากกว่า ดีซีมอเตอร์ เป็นการใช้เฟลคอนโทรลสำหรับอินเวอร์เตอร์ ดังนั้น ทางเลือกสุดท้ายคือการเลือกใช้ดีซีมอเตอร์เป็นเครื่องกลต้นกำลังโดยเลือกออกแบบวงจรควบคุมความเร็วด้วยเทคนิคของเฟลลูป (Phase lode loop) และสามารถกลับทิศทางหมุนได้โดยจัดวงจรขั้วเป็นวงจร ฟูลบริดจ์ (Full bridge loop) ซึ่งเทคนิคในการจัดวงจรและออกแบบวงจรควบคุมที่เหมาะสม จะทำให้เราสามารถได้วงจรควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบ 4 ควอดแดรนต์ (4 Quadrant) ที่สามารถแสดง Block diagram โดยย่อได้ดังรูปที่ 1

สำหรับรายละเอียดของการศึกษาทดลองที่เรียบเรียงขึ้นนี้จะแยกออกเป็น 7 บท

ในรูป ดังนี้

บทที่ 2 กล่าวถึงวิธีการนำเอาระบบเฟลลูปมาใช้ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์แบบที่สามารถกลับทางหมุนได้ หรือ เรียกว่ามีการทำงานแบบ 4 ควอดแดรนต์ และกล่าวถึงการนำเอาเพอร์เวอโมลเฟทมาใช้เป็นอุปกรณ์ในการสวิตช์เพื่อลดผลของความสูญเสียจากการสวิตช์และลดผลของเสียงรบกวน

บทที่ 3 อธิบายถึงรายละเอียดต่างในการออกแบบระบบควบคุมความเร็วด้วยวิธีของ PPL ดังทฤษฎีที่กล่าวไว้ในบทที่ 2

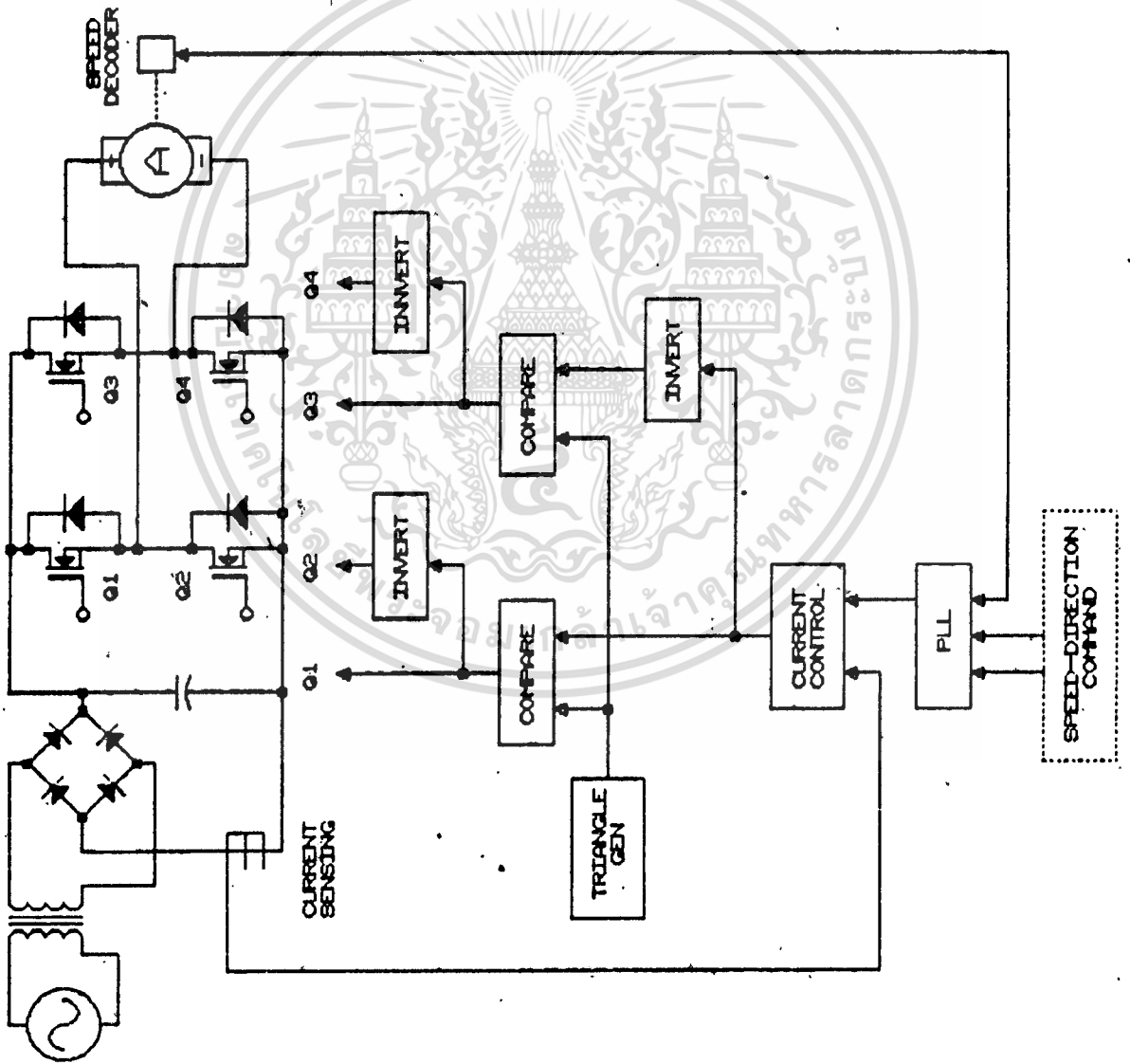
บทที่ 4 อธิบายถึงการออกแบบวงจรกำเนิดคลื่น PWM , การสร้างเทคโนโลยี และ วงจรที่ได้ออกแบบ

บทที่ 5 การออกแบบวงจรขับตัวเพอร์เวอโมลเฟท , การพิจารณาแหล่งจ่ายไฟในวงจร ฟูลบริดจ์, การออกแบบสร้างวงจรป้องกัน ลิปส์ และการพิจารณาขนาดของเพอร์เวอโมลเฟทในการนำมาใช้งาน และ การหาขนาดแผ่นระบายความร้อนของวงจรกำลัง

บทที่ 6 การทดลอง และ ผลการทดลอง

บทที่ 7 บทวิจารณ์และสรุปผล

รูปที่ 1 แสดงโคจรการทำงานแต่ละส่วนของวงจรควบคุมมอเตอร์แบบ 4 ควอเตอร์



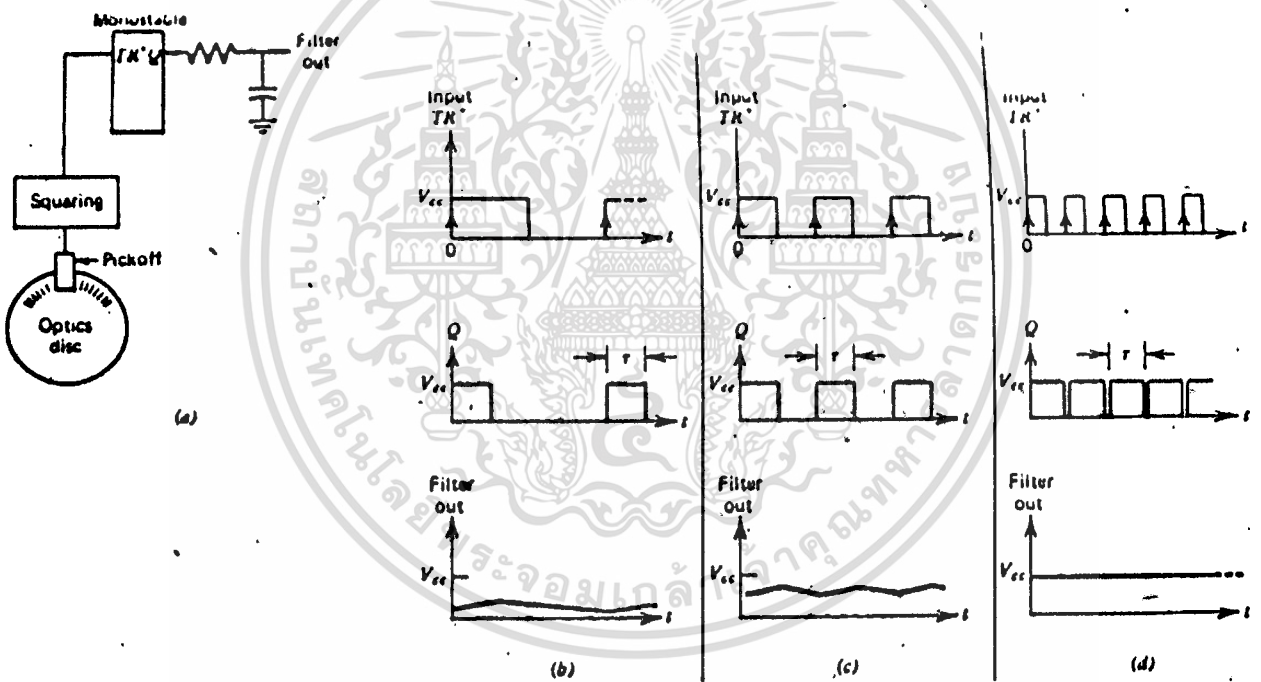
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีของการควบคุมความเร็วด้วย PLL และฟิลเอมเฟคทรานซิลเตอร์

การตรวจจับความถี่

วงจรการตรวจจับความถี่อย่างง่ายคือ การนำเอาวงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ (Mono stable multivibrator) มาประยุกต์ใช้เป็นวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1

- a) แลควงจร F/V (frequency to voltage) คอนเวอเตอร์ ซึ่งใช้รอบขาขึ้นของรูปคลื่นความถี่ที่ป้อนเข้าที่ขาทริก ทริกให้วงจร โมโนสเตเบิลทำงาน ได้พัลส์ที่เอาท์พุทและกรองแรงดันด้วยวงจร R-C
 - b) เมื่อสัญญาณความถี่ขาเข้ามีความถี่ต่ำ ก็จะทำให้ได้พัลส์ที่เอาท์พุทที่มีจำนวนลูกคลื่นเท่ากับ อินพุท ดังนั้นค่าเฉลี่ยของแรงดันที่ได้จึงมีค่าน้อย
 - c) ที่ความถี่กลาง ๆ จำนวนลูกคลื่นที่มาทริกวงจรโมโนสเตเบิลมีค่ามากขึ้น ดังนั้น จำนวนลูกคลื่นทางด้านเอาท์พุทจึงมีจำนวนมากขึ้น ทำให้ค่าเฉลี่ยของแรงดันมีค่าสูงขึ้น
- เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

d) เมื่อความถี่ขาเข้าสูงสุด รูปคลื่นที่ได้ทางเอาต์พุตจะบิดกันมากจนเกือบชนกัน และค่าเฉลี่ยแรงดันที่ได้มีค่าเกือบเท่ากับแรงดันไฟเลี้ยงวงจรโมโนสเตเบิล (V_{cc})

เมื่อวงจรเข้ารหัสความเร็วของมอเตอร์เป็นความถี่ที่แปรค่าตามความเร็วแล้ว และ ความถี่จากการเข้ารหัสนี้เราเรียกว่า f_{tach} มีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมที่สมมาตรกัน จะถูกป้อนเข้าสู่ขาทริก (T_R^+) ของวงจรโมโน และทุก ๆ ขอบขาขึ้นของพัลส์อินพุตที่เอาต์พุตของวงจรโมโนก็จะให้พัลส์ที่มีความกว้างของพัลส์ที่คงที่ (โดยให้ความกว้างของพัลส์นี้กว้างเท่ากับ T) ออกมาทุกคลื่นทุกครั้งหลังจากที่อินพุตได้รับสัญญาณทริก เมื่อมอเตอร์หมุนด้วยความเร็วต่ำ ความถี่ที่เข้ารหัสได้ออกมาก็จะมีความถี่ต่ำด้วย โดยที่แรงดันค่าเฉลี่ยที่ได้จากขา Q ดังในรูปที่ 2.1 b) ก็จะมีค่าแรงดันต่ำด้วย ที่ความเร็วสูงขึ้น ๆ สัญญาณของขาขึ้นที่เฟรตามเร็วของมอเตอร์จะปรากฏที่ขาทริกของวงจรโมโนมากขึ้น ตามรูป 2.1 c) และทำให้ค่าเฉลี่ยทางแรงดันมีค่าสูงขึ้น พัลส์ที่ได้นี้จะถูกกรองให้เป็นระดับแรงดันเฉลี่ยด้วยวงจรกรอง R-C ซึ่งจะเห็นได้ว่า ระดับแรงดัน ดี.ซี. ทางเอาต์พุตนี้จะแปรตามค่าความถี่ที่ป้อนเข้าสู่ขาทริก และความถี่นี้จะแปรโดยตรงตามค่าความเร็วของมอเตอร์อย่างเป็นเชิงเส้นด้วย ซึ่งกล่าวได้ว่าระดับแรงดัน ดี.ซี. ที่ได้จากรงจกรกรองจะแปรเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความเร็วของมอเตอร์นั่นเอง

สมมติว่า ลुकคลื่นที่ได้ที่ขา Q เอาต์พุตของวงจรโมโนจะให้แรงดันที่ลอจิกสูงเท่ากับ V_{cc} และให้ค่าลอจิกต่ำที่ระดับ 0 โวลต์ เราจะสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ว่า

$$V = \frac{T}{T + V_{cc}} \quad 2.1$$

เมื่อ T = คาบเวลาของวงจรโมโนสเตเบิล (วินาที)

T = คาบเวลาของความถี่ที่ป้อนเข้าสู่ขาทริกจากการเข้ารหัสความเร็ว (วินาที)

V_{cc} = แรงดันไฟฟ้าเลี้ยงของไอซีโมโนสเตเบิล (โวลต์)

V = ระดับแรงดันเฉลี่ยที่ได้ที่เอาต์พุต

ค่าของเวลา T นี้จะถูกเลือกให้มีความเกือบเท่ากับคาบเวลาสูงสุดของความถี่ที่ป้อนเข้า หรือ T_{max} หรือเราจะเขียนได้ว่า

$$T = 1/f_{max} \quad 2.2$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ผู้กั้ห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= P/P_{\max} V_{cc}$$

2.3

เปลี่ยนเป็นเรเดียน ($\omega = 2\pi f$)

$$V/v_r = V_{cc}/W_{\max} \triangleq km$$

2.4

เมื่อ km = เกณฑ์ของการเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน (โวลต์/เรเดียน/วินาที) และเขียนเป็นฟังก์ชันส่งผ่านจากสมการ 2.4 ได้เป็น

$$V/v_r = k_m / (ST_{m+1})$$

2.5

เมื่อ $T_m = P_m$ = ค่าคงตัวของวงจรของความถี่

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

ซึ่งจะเห็นได้จากสมการว่าระดับแรงดันที่ได้จะแปรผันโดยตรงกับความถี่จากการเข้ารหัสความเร็วของมอเตอร์

การตรวจจัมทางเฟล - ความถี่แบบ 4 ควอดแดรนต์

ในการควบคุมการทำงานของมอเตอร์ที่สามารถทำงานใน 4 ควอดแดรนต์นั้นแรงดันควบคุมนอกจากจะต้องแปรเปลี่ยนระดับแรงดันควบคุมได้แล้วยังต้องสามารถเปลี่ยนขั้วของระดับแรงดันได้อีกด้วย เช่น เปลี่ยนแรงดันควบคุมจาก +6V เป็น -6V เพื่อเปลี่ยนทิศทางการหมุนของมอเตอร์

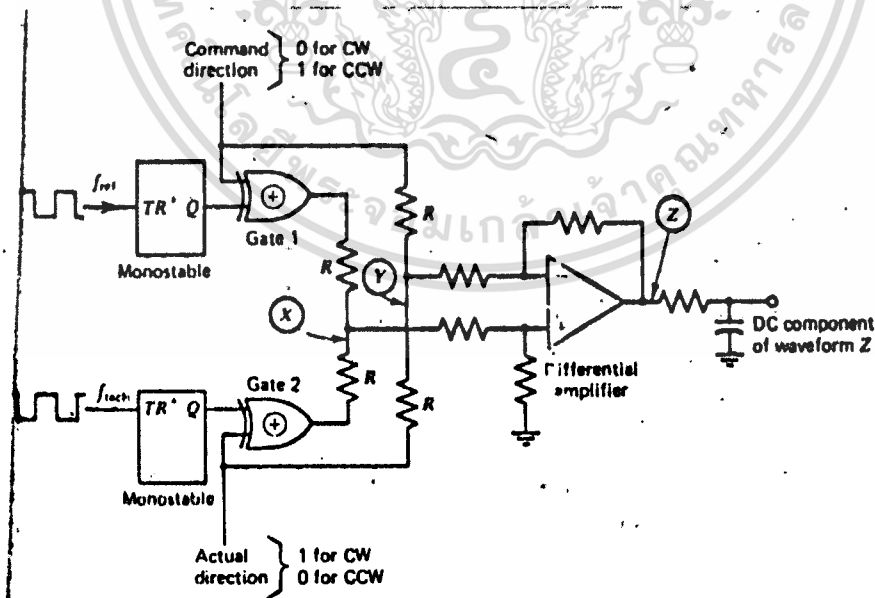
ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดสัญญาณควบคุมทิศทางการหมุนของมอเตอร์ เพื่อเป็นคำสั่งในการกำหนดทิศทางการหมุนของมอเตอร์ว่าต้องการให้มอเตอร์หมุนไปในทิศทางตามเข็มนาฬิกาหรือทวนเข็มนาฬิกา และให้คำสั่งกำหนดทิศทางเป็นสัญญาณระดับสูง (V_{cc} โวลต์) หมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา นอกจากนั้น จึงจะต้องมีสัญญาณที่แสดงถึงทิศทางการหมุนในทิศทางใดอยู่ โดยกำหนดให้สัญญาณแสดงทิศทางมีค่าเป็นสูง (V_{cc} โวลต์) เมื่อมอเตอร์กำลังหมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา และแสดงระดับสัญญาณต่ำ (0 โวลต์) เมื่อมอเตอร์กำลังหมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา ซึ่งสรุปแสดงเป็นตารางได้ในรูปที่ 2.2

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

รูปที่ 2.2 แสดงตารางคำสั่งกำหนดทิศทางการหมุนมอเตอร์ และระดับสัญญาณตรวจทิศทางการหมุนของมอเตอร์

และสามารถสร้างวงจรตรวจจับทางเฟล - ความถี่แบบ 4 ควอดแตรนท์ ได้ดังในรูปที่

2.3 โดยมีลักษณะการทำงานของวงจรการตรวจจับดังนี้



รูปที่ 2.3 แสดงวงจรตรวจจับทางเฟล - ความถี่แบบ 4 ควอดแตรนท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ในขั้นต้นต้องนิยามว่า สัญญาณควบคุมทิศทางและสัญญาณแสดงทิศทางการหมุนจะตรงกันข้ามกันเสมอ เช่น ถ้าส่งให้มอเตอร์หมุนตามเข็มนาฬิกาและสัญญาณควบคุมมีค่า 0 และเมื่อขณะนั้นมอเตอร์กำลังหมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกาอยู่ สัญญาณแสดงทิศทางก็จะมีค่า 1 แต่เมื่อเราสั่งเปลี่ยนทิศทางการหมุนมอเตอร์อย่างกะทันหันก็จะทำให้สัญญาณกำลังเปลี่ยนเป็น 1 แต่ทิศทางการหมุนของมอเตอร์ยังคงหมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกาอยู่ ซึ่งยังแสดงสัญญาณแสดงทิศเป็น 1 อยู่ ซึ่งจะมีโอกาสเป็นไปได้ต่าง ๆ กัน 4 ลักษณะ ดังแสดงในตารางรูปที่ 2.2 และจากรูปที่ 2.3 เมื่อสัญญาณคำสั่งและสัญญาณแสดงทิศทางรวมกันผ่านความต้านร่วม 2 ตัว ที่จุดกลางของความต้านทานจุด y จะได้ระดับแรงดันระดับต่าง ๆ กัน 4 ลักษณะเช่นกัน ดังแสดงค่าของแรงดันที่จุด y เมื่อเทียบกับกราวด์ ดังตารางรูปที่ 2.4

คำสั่งทิศทาง	ทิศทางการหมุน	แรงดันที่จุด y
0 (cw)	V_{cc} (cw)	$V_{cc}/2$
0 (ccw)	0 (ccw)	0
V_{cc} (ccw)	V_{cc} (cw)	V_{cc}
V_{cc} (cw)	0 (ccw)	$V_{cc}/2$

รูปที่ 2.4 แสดงระดับสัญญาณที่จุด y ของรูป 2.3

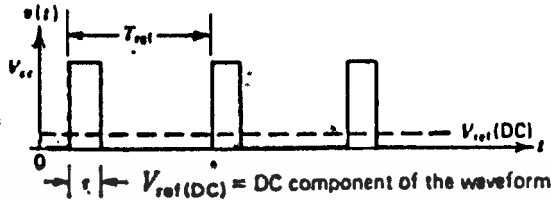
สำหรับการนิยามสัญญาณที่จุด x เริ่มต้นจากการสมมติว่าเราสั่งให้มอเตอร์หมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา และสัญญาณมีค่า 0 ในขณะที่เอาท์พุทของเกตตัวที่ 1 จะได้เอาท์พุทซึ่งเป็นพัลส์ที่ค่าสัญญาณเฉลี่ยเป็นสัดส่วนกับความถี่ และจากการวิเคราะห์ที่ผ่านมาทำให้เราได้สัญญาณเอาท์พุทดังรูปที่ 2.5 โดยเขียนเป็นสมการความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ เมื่อสัญญาณคำสั่งมีค่าเป็น 0 ดังนี้

$$V_{out} = V_{cc} T/T_{out} = V_{cc} \pi f_{out} \quad (2.6)$$

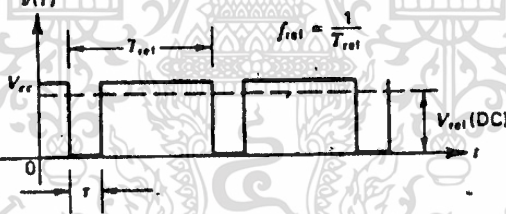
(คำสั่งกำหนดทิศทางเป็น 0)

เมื่อ T = คาบเวลาโมโนสเตเบิล

และ $f_{out} = 1/T_{out}$



รูปที่ 2.5 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของเกทตัวที่ 1 เมื่อสัญญาณควบคุมคำสั่งมีค่าเป็น 0 และเมื่อสัญญาณคำสั่งสั่งให้มอเตอร์หมุนกลับทิศเป็นทิศทางเข็มนาฬิกา และสัญญาณมีค่าเท่ากับ V_{cc} ก็จะได้สัญญาณเอาต์พุตที่เกท 1 เป็นพัลส์เป็นสัดส่วนกับความถี่ดังรูป 2.6 และได้สัญญาณเอาต์พุต ดังนั้น สมการที่ 2.7



รูปที่ 2.6 แสดงเอาต์พุตที่เกท 1 เมื่อคำสั่งกำหนดทิศทางเป็น 1 หรือ V_{cc}

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

ในทำนองเดียวกัน ที่เกท 2 จะได้สัญญาณเอาต์พุต เมื่อทิศทางหมุนของมอเตอร์กำหนดเป็น 2 ลักษณะดังนี้

เมื่อทิศทางของมอเตอร์หมุนตามเข็มนาฬิกา สัญญาณแสดงทิศทางเป็น 1

$$V_{L_{ccn}} = V_{cc} (1 - T f_{L_{ccn}}) \quad 2.8$$

และมอเตอร์หมุนกลับทิศ สัญญาณทิศทางเป็น 0

กรณี	เอาท์พุทที่เกท 1	เอาท์พุทที่เกท 2	เอาท์พุทที่จุด X (เกท 1 + เกท 2)
1	$V_{ref} = V_{cc} \cdot T \cdot F_{ref}(CW)$	$V_{tach} = V_{cc}(1 - T \cdot F_{tach})(CW)$	$V_{cc}/2 (T \cdot F_{ref} - T \cdot F_{tach} + 1)$
2	$V_{ref} = V_{cc} \cdot T \cdot f_{ref}(CW)$	$V_{tach} = V_{cc} \cdot T \cdot f_{tach}(CCW)$	$V_{cc}/2 \cdot (T \cdot f_{ref} + T \cdot f_{tach})$
3	$V_{ref} = V_{cc}(1 - T \cdot F_{ref})(CCW)$	$V_{tach} = V_{cc}(1 - T \cdot F_{tach})(CW)$	$-V_{cc}/2 (T \cdot F_{ref} + T \cdot F_{tach} - 2)$
4	$V_{ref} = V_{cc}(1 - T \cdot F_{ref})(CCW)$	$V_{tach} = V_{cc} \cdot T \cdot F_{tach}(CCW)$	$-V_{cc}/2 (T \cdot F_{ref} - T \cdot F_{tach} - 1)$

รูปที่ 2.7 ตารางแสดงค่าแรงดันที่จุด X ในสภาวะต่างกัน 4 สภาวะ

$$V_{Lacn} = V_{cc} T f_{Lacn}$$

2.9

สัญญาณทั้ง 2 จะถูกรวมเข้ากันโดยผ่านคู่ความต้านทาน 2 ตัว ในลักษณะแรงดันต่าง ๆ กัน ดังนั้นที่จุดกึ่งกลางของ ตัวความต้านทานที่จุด x จะได้ระดับแรงดันต่าง ๆ กัน ดังแสดงในตารางรูปที่ 2.7

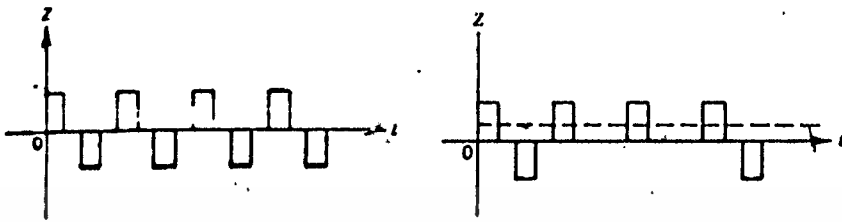
ผลลัพธ์ที่ได้ที่จุด x และ y นี้จะถูกนำมาลบกันด้วยวงจรขยายความแตกต่าง (Diff Amp) ผลจากการลงนี้จะแสดงดังตารางรูปที่ 2.8 แสดงให้เห็นว่าสามารถทำงานเป็น

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

รูปที่ 2.8 แสดงตารางแสดงค่าเอาต์พุตระบบในกรณีต่าง ๆ

คำสั่งควบคุมได้ทั้ง 4 ควบคุมแตรนที่ และระดับแรงดันควบคุมก็จะเป็นสัดส่วนผกผัน โดยตรงกันความแตกต่างทางความถี่ของความถี่ควบคุม และความถี่จากการเข้ารหัสความเร็วของมอเตอร์

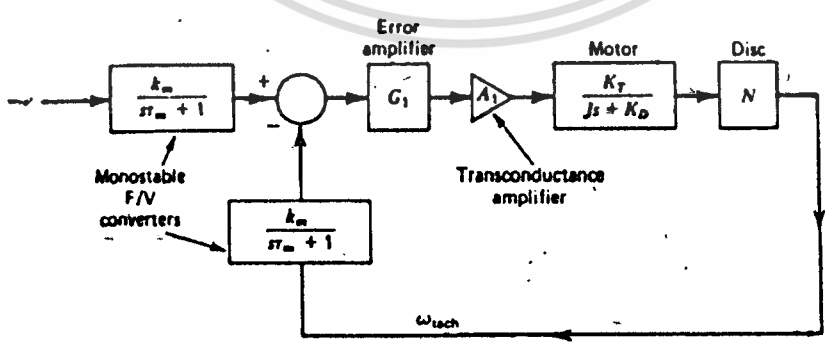
รูปคลื่นที่ได้จากวงจขยายความแตกต่างแสดงให้เห็นได้ในรูปที่ 2.9 a) และ b) โดยที่ในรูป 2.9 a) เกิดขึ้นเมื่อความถี่ควบคุม f_{ref} มีค่าสมมาตรกับความถี่จากการเข้ารหัส f_{Lacn} และความถี่นี้อยู่ในสถานะการล็อก ผลลัพธ์ที่ได้จากเอาต์พุตจุด z นี้ ผลลัพธ์บวกจะมีความสมมาตรกับผลลัพธ์ทางซิกลบ และทำให้แรงดันเอาต์พุตที่มีค่าระดับแรงดันเฉลี่ยเป็นศูนย์ ส่วนในรูปที่ 2.9 b



- รูปที่ 2.9
- a) แสดงรูปคลื่นเอาท์พุทที่จุด z ในกรณีที่มีความถี่ของมอเตอร์อยู่ในสภาวะการลอคและแรงดันเฉลี่ยมีค่าศูนย์
 - b) แสดงรูปคลื่นเอาท์พุทที่จุด z เมื่อมอเตอร์หมุนช้าลง และไม่อยู่ในสภาวะการลอคเฟล - ความถี่ ทำให้เกิดค่าเฉลี่ยของแรงดันควบคุมเพื่อเร่งความเร็วมอเตอร์ให้สูงขึ้น

เกิดขึ้นในกรณีที่มีโหลดมากขึ้นกระทันหัน ทำให้มอเตอร์ลดความเร็วลงและความถี่และเฟลหลุดออกจากสภาวะการลอค เกิดความแตกต่างทางความถี่ขึ้น ทนให้ค่าเฉลี่ยทางแรงดันทางเอาท์พุทที่จุด z มีค่าเป็นบวก ทำให้มอเตอร์เร่งความเร็วเพิ่มขึ้น เพื่อกลับไปอยู่ในสภาวะ เฟลลอคอีกครั้งหนึ่ง

รูปที่ 2.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมของทรานเฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer function) ของ PLL



รูปที่ 2.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมของทรานเฟอร์ฟังก์ชัน

เมื่อ k_m = mono stable gain (V/rad/sec)
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- T_m = mono stable filter time constant (sec)
 G_s = Amplifier gain (V/V)
 A_s = transconductance (A/V)
 K_T = Motor torque constant (oz-m/woorpm)
 N = Disc tun density

จากไดอะแกรมจะเห็นว่าในลูปความถี่จะมีค่าความหน่วงแฝงอยู่ในโมโนสเตเบิล ดังนั้น เพื่อเสถียรภาพของระบบ จึงควรจะให้ $\omega_{Lach\ min} > 20$ เท่าของความหน่วงของระบบ หรืออนุโลมว่า

$$\omega_{Lach\ min} \geq 20 \omega_n \quad 2.10$$

เมื่อ ω_n = ความถี่พื้นฐานลำดับ 2 ของระบบ
 และ $\omega_{Lach\ min}$ แปรผันโดยตรงกับความเร็วยรอบต่ำสุดของมอเตอร์ (minimum rpm) ดังนั้น

$$\omega_{Lach\ min} = \pi / 30 N rpm_{min} \quad 2.11$$

เมื่อ N = จำนวนร่องของจานแสง
 rpm_{min} = ความเร็วยรอบของมอเตอร์ต่ำสุดที่ยอมรับได้

และเขียนทรานเฟอร์ฟังก์ชันของระบบได้เป็น

$$G(s) = km G_s A_s K_t \times N / (sT_m + 1) (J_s + K_p) \quad 2.12$$

2. เพาเวอร์ MOSFET (Power MOSFET)

มอดเฟลกำลังเป็นทรานซิสเตอร์ชนิดที่เกณฑ์การขยายเป็นแบบทรานคอนดักแตนซ์ (Transconductance Amplifier) หรือเรียกได้ว่า มัน เป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมการไหลของกระแส เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แลที่ด้านเอาท์พุท ซึ่งต่างจากอุปกรณ์ประเภทไบโพล่าทรานซิสเตอร์ทั่วไปที่กระแสที่ไหลทางด้านเอาท์พุทถูกควบคุมด้วยกระแสทางอินพุท ความแตกต่างนี้เกิดขึ้นมาจากลักษณะทางโครงสร้างที่แตกต่างกันระหว่างอุปกรณ์ทั้ง 2 ซึ่งทำให้ มอสเฟตมีข้อดีกว่าไบโพล่าทรานซิสเตอร์ในการใช้งานหลายประการ ไม่ว่าจะถูกนำไปใช้งานทางด้านวงจรรเชิงเส้น หรืองานทางด้านสวิทชิง ซึ่งแยกเป็นข้อ ๆ ได้ดัง

ข้อดีทางด้านความเร็ว

เนื่องจากมันมีลิตอเรนจ์ที่ต่ำ (low storage time) ดังนั้นเวลาในการนำกระแสและหยุดการนำกระแส (t_{on} , t_{off}) จึงใช้เวลาน้อยกว่าไบโพล่า และทำให้สามารถทำการสวิทชิงในวงจรวสวิทชิงที่มีความถี่สูงกว่า และทำให้ความสูญเสียในการสวิทชิ่งน้อยกว่าพื้นที่ของตัวกลางในการกระจายความร้อนก็จะน้อยลง

ข้อดีทางคุณสมบัติของอินพุท

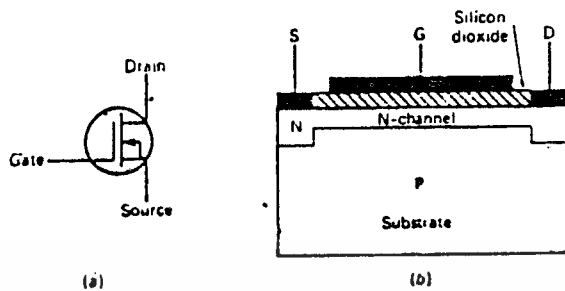
ขาเกตของมอสเฟตจะถูกแยกจากกันทางไฟฟ้ากับพื้นผิวของซอร์ส (source) ด้วยชั้นของออกไซด์ (Oxide layer) และมีความต้านทานไฟตรงสูงกว่า 40 ล้านโอห์ม ทำให้กระแสที่ไหลด้านเกตมีค่าน้อยมาก และไม่ขึ้นกับกระแสเดรน (Drain current) ด้วยเหตุผลนี้ทำให้การออกแบบวงจรรวมมอสเฟตกำลัง สามารถทำได้ง่ายกว่าและใช้ซิลิโคนน้อยกว่า และราคาของวงจรรวมต่ำกว่าวงจรรวมของไบโพล่า

การมี เทรน - ซอร์สไดโอด

เนื่องจากลักษณะทางโครงสร้างการวางชั้นของสารกึ่งตัวนำ จึงปรากฏสถานะการเป็นไดโอดเสมือนต่อกับขั้วเกต เทรนและซอร์สอยู่ เรียกว่า เทรน-ซอร์สไดโอด ซึ่งจะเกิดกับมอสเฟตทุกตัว ดังนั้นในการใช้งานควบคุมโหลดอิซท์แคตเคนซ์หรือมอเตอร์ด้วยวงจบบางชนิดที่ต้องต่อไดโอดกลับขั้วขนานกับอุปกรณ์สวิทชิง เมื่อใช้มอสเฟตก็ทำให้ความจำเป็นในการต่อไดโอดกลับขั้วก็ไม่มี ความจำเป็น

ง่ายต่อการต่อขนาน

สามารถนำมาต่อขนานกันได้จำนวนมาก เพื่อเพิ่มความสามารถในการจ่ายกระแสให้สูงขึ้นได้ง่าย



รูปที่ 2.11 แสดงสัญลักษณ์และโครงสร้างพื้นฐานของมอสเฟต

- a) สัญลักษณ์
b) เอ็นเอานซ์เม้นท์โหมดเพาเวอร์เวอมอสเฟต

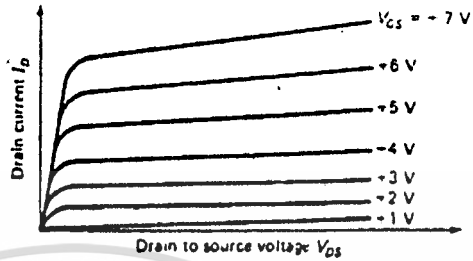
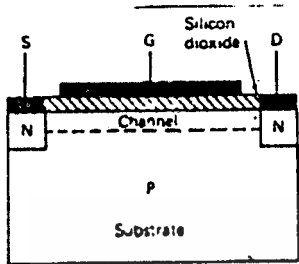
MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำชนิดรอยต่อเดียว (Unipolar Transistor) ที่ขั้วเกตจะไอโซเลตออกจากแชนแนล โดยออกไซด์ของโลหะ แบ่งออกตามโครงสร้างเป็น 2 ประเภทคือ ดินลิกชันโหมด (Depletion Mode) และเอ็นเอานซ์เม้นท์โหมด (Enhancement Mode)

ในแบบดินลิกชันโหมด จะมีสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น เชื่อมต่อระหว่างซอร์สและเดรน เรียกว่า เอ็นแชนแนล ดังรูป 2.11 b) โดยที่กระแสที่ไหลผ่านแชนแนลจะแปรตามระดับแรงดันที่ป้อนเข้าสู่เกต ส่วนในแบบเอ็นเอานซ์เม้นท์โหมดจะไม่มีแชนแนล เชื่อมต่อดัง เช่นดินลิกชันโหมดดังแสดงในรูป 2.11 c) ซึ่งจะขอกกล่าวแต่ในลักษณะของเอ็นเอานซ์เม้นท์โหมดซึ่งนำมาใช้ในการพัฒนานี้เท่านั้น

เอ็นเอานซ์เม้นท์มอสเฟต

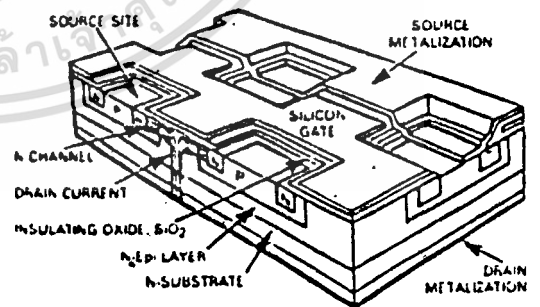
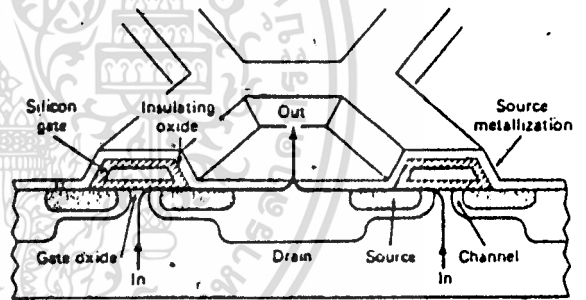
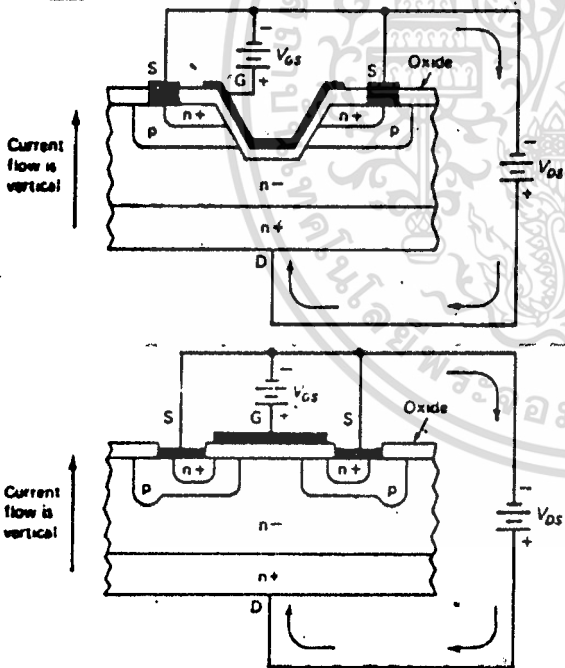
จากรูป 2.12 การป้อนแรงดันบวกให้แก่เกตและซอร์ส แรงดันบวกที่เกตได้รับนี้จะไปผลักอิเล็กตรอนในบริเวณนี้ซึ่งลแตรทบริเวณที่อยู่ใกล้กับเพลทจองแผ่นเกต และเกิดสภาพของแถบดินลิกชัน (Depletion Region) เมื่อแรงดันบวกที่เกตมีค่าบวกมากเพียงพอกลุ่มของอิเล็กตรอนจะมารวมกลุ่มหนาแน่นในบริเวณดินลิกชันนี้ คล้ายกับแถบรอยต่อเอ็นแชนแนลได้เกิดขึ้นในบริเวณนี้ระหว่างซอร์สและเดรน และกระแสสามารถไหลผ่านได้ แต่การที่กระแสจะเริ่มไหลได้นั้นระดับแรงดันที่ขั้วเกตจะต้องมีค่าสูงกว่าค่าแรงดันค่าหนึ่งซึ่งเรียกว่าค่าแรงดันต่ำสุดที่จะมีกระแสไหล

(Threshold voltage) V_T ระดับแรงดันนี้จะถูกระบุไว้ในคาตาของคู่มือมอสเฟตแต่ละเบอร์



รูปที่ 2.12 a) แสดงการฟอร์มแถบคิพลิตชั้นขึ้นบริเวณขาเดรนและซอร์ส
 b) คาแรคเตอร์ริสติกของ เอ็น-แชนแนล เอ็นเอานซ์เมนต์มอสเฟต

ลักษณะโครงสร้างของเพาเวอร์ MOSFET แบ่งออกได้เป็นหลายลักษณะดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 แสดงโครงสร้างของเพาเวอร์ MOSFET แบบต่าง ๆ

- a) วี - มอสเฟต (V - MOSFET)
- b) ดี - มอสเฟต (D - MOSFET)
- c) เฮกเฟต (HEXFET ลิขสิทธิ์ของ International Rectifier Compa)
- d) ที - มอส (T-MOS)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.13 a) โครงสร้างของ ทรานซิสเตอร์จะทำโดยที่ร่องของชั้นสารกึ่งตัวนำเป็นรูปตัววีลึกลงไปในชั้นสารผ่านชั้นของ $n+$ และ P และบางส่วนของ $n-$. ฉาบร่องนี้ด้วยชั้นของออกไซด์ของโลหะที่จะแยกชั้นของขั้วเกตออกจากชั้นสเตรท การจ่ายแรงดันไฟบวกเข้าสู่ขั้วเกตจะเป็นผลทำให้อิเล็กตรอนมาฟอร์มิตัวในแนวตั้งในบริเวณแถบของชั้น P และทำให้เกิดกระแสไหลในทิศทางตั้งฉากได้ จากขั้วเดรนสู่ขั้วซอร์ส จากลักษณะโครงสร้าง เราจะเห็นว่าชั้นของ N จะกว้างและล้นมาก ทำให้มันมีค่าความต้านทานในขณะทำงาน (Onresistance) ต่ำมาก

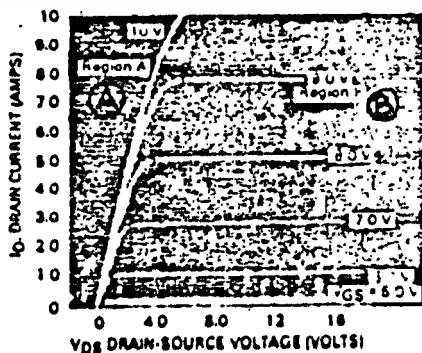
รูปที่ 2.13 b) โครงสร้างของทรานซิสเตอร์ จะมีการวางขั้วเกตเป็นแนวระนาบกับพื้น เมื่อมีแรงดันที่ขั้วเกตค่าบวกเมื่อเทียบกับซอร์สจะทำให้เกิด แชนแนลชนิด N ที่สารชนิด P เช่นเดียวกันกับพื้น เมื่อมีแรงดันที่ขั้วเกตค่าบวกเมื่อเทียบกับซอร์สจะทำให้เกิด แชนแนลชนิด N ที่สารชนิด P เช่นเดียวกันกับแบบ ทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะทำให้มีกระแสไหลจากขั้วเดรนไปซอร์สเป็นแนวกว้าง และมีความต้านทานขณะทำงานต่ำเช่นเดียวกัน

รูปที่ 2.13 c) โครงสร้างของเฮเทอโรทรานซิสเตอร์ จะคล้ายกับ ทรานซิสเตอร์ แต่การวางแผ่นเกตจะวางเป็นรูป 6 เหลี่ยมต่อกันเป็นเซลล์ โดยมีความหนาแน่นมากกว่า 500ม000 เซลล์ต่อตารางนิ้ว ทั้งนี้เพื่อให้ชั้นของสารกึ่งตัวนำบางชั้นนำกระแสเป็นแนวกว้าง และมีความต้านทานขณะทำงานต่ำ

รูป 2.13 d) โครงสร้าง ทรานซิสเตอร์ จะวางกลุ่มของเซลล์ออกเป็นตารางแบบเมตริก โดยจุดประจักษ์คล้ายคลึงกับชนิดอื่น ๆ ที่กล่าวมาแล้วคือ พยายามทำให้มีความสามารถทางกระแสโดยที่ขนาดลดลง ความต้านทานขณะทำงานต่ำ และทนแรงดันได้สูงขึ้นนั่นเอง

คุณลักษณะทางไฟฟ้าของเพาเวอร์ MOSFET

คุณลักษณะทางเอาท์พุทและทรานส์คอนดักแตนซ์เกณฑ์ของเพาเวอร์ MOSFET



รูป 2.14 แสดงกราฟคุณสมบัตินำทางด้านเอาท์พุทของเพาเวอร์ MOSFET โดยแบ่งเป็น

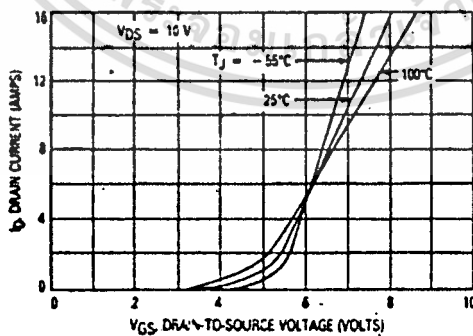
บริเวณพื้นที่ A แสดงช่วงใช้งานเป็นเชิงเส้น (Ohmic , Onregion) เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของ บริษัท เซ็นเซอร์ เทคโนโลยี จำกัด ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

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

จากรูป แสดงคุณลักษณะทางเอาท์พุทของเพอร์เวอร์มอสเฟต จะถูกแบ่งพื้นที่ใช้งานเป็น 2 ช่วงคือ บริเวณพื้นที่ A เป็นพื้นที่ ๆ ถูกใช้งานในลักษณะที่กระแสทางด้านออกหรือ I_D มีความสัมพันธ์ทางเชิงเส้นกับแรงดันควบคุมทางอินพุท (V_{GS}) เรียกว่าเป็นช่วงใช้งานเป็นเชิงเส้นหรือแอคทีฟรีเจียน (Active Region) ส่วนในบริเวณพื้นที่ B เป็นบริเวณพื้นที่ ๆ ถูกใช้งานในลักษณะที่เมื่อป้อนแรงดันควบคุมหรือค่าความต้านทานของชาเตรน-ซอร์ส มีค่าความต้านทานต่ำสุด ซึ่งเราใช้บริเวณพื้นที่ B นี้กำหนดให้เพอร์เวอร์มอสเฟตทำงานในลักษณะสวิทช์ซึ่ง คือมีการทำงานในลักษณะปิดและเปิดวงจรด้วยความเร็วสูงเท่านั้น ดังนั้นการทำงานของมอสเฟตจะไม่ผ่านบริเวณพื้นที่ A เลย ส่วนมอสเฟต แรงดันนี้เรียกว่า แรงดันเกต - ซอร์สโวลเตจ ซึ่งความสัมพันธ์นี้เรียกว่า ทรานส์คอนดักแตนซ์เกท (Transconductance) g_{m0} กำหนดโดยอัตราส่วนของการเปลี่ยนแปลงของกระแสเกรน ต่ออัตราส่วนของแรงดันเกต - ซอร์ส เขียนเป็นสมการได้ดังนี้ โดยในมอสเฟตแต่ละตัว

$$g_{m0} = dI_D / dV_{GS} \quad \text{โมห์} \quad 2.13$$

จะมีคุณลักษณะจำเพาะของทรานส์คอนดักแตนซ์ ที่เขียนเป็นกราฟโดยทั่วไปได้ดังรูปที่ 2.15



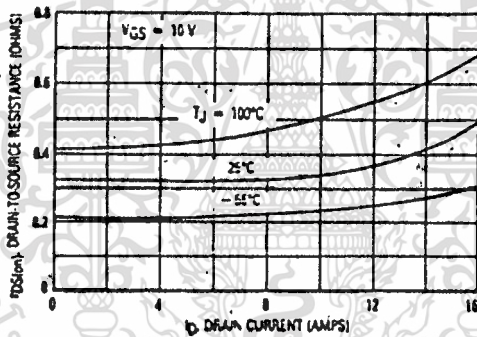
รูปที่ 2.15 แสดงคุณลักษณะพื้นฐานของเกทการขยายของมอสเฟต แบบเอ็นเอานซ์เม้นท์มอสเฟต

แต่ทั้งนี้ได้กล่าวมาแล้วว่าในการออกแบบของเราสนใจแต่เพียงสภาวะการทำงานในลักษณะปิดและเปิด (ON-OFF STATE) เท่านั้น ดังนั้นค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ที่กล่าวมาจึงไม่ใช่จุดสนใจของเรา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความต้านทานในสถานะการทำงาน (On-Resistance) , $V_{DS(on)}$

เมื่่อมอสเฟตเปลี่ยนแปลงสถานะจาก เปิดวงจรซึ่งมีค่าความต้านทานทางเอาต์พุตสูงไปสู่สถานะปิดวงจรซึ่งมีค่าความต้านทานทางเอาต์พุตต่ำ ค่าความต้านทานของขาเดรนและซอร์สจะมีค่าลดลงในขณะที่กระแสเดรนมีค่าเพิ่มสูงขึ้น ดังนั้นในสถานะอนันต์ กำลังงานสูญเสียของเฟตจะขึ้นอยู่กับผลคูณของกรแลยกกำลังสองคูณกับค่า $V_{DS(on)}$ ดังนั้นในการใช้งานมอสเฟตเป็นสวิตช์จึงควรแน่ใจว่าค่า $V_{DS(on)}$ จะมีค่าสูงพอที่จะทำให้ $V_{DS(on)}$ มีค่าต่ำที่สุดและมอสเฟตมีการทำงานอยู่ในบริเวณพื้นที่ B หรือบริเวณเอ็มตัวของกราฟคุณลักษณะจากรูปที่ 3.12 แสดงความสัมพันธ์ของกระแสเดรนและความต้านทาน $V_{DS(on)}$ หรือ ความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สเป็นตัวแปรสำคัญของอุณหภูมิของจังก์ชันของมอสเฟต



รูปที่ 2.16 แสดงความสัมพันธ์ของกระแสและค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่มีผลต่ออุณหภูมิของรอยต่อเนื้อสารของมอสเฟต

เทรลโวลเทจ (Threshold Voltage)

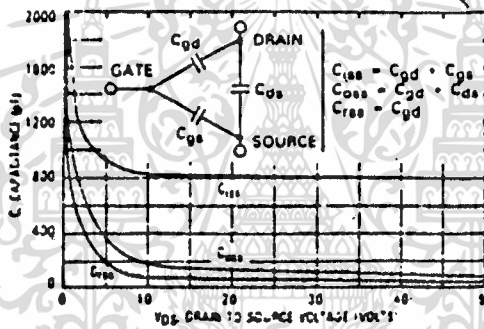
แรงดันเทรลโวล คือค่าแรงดัน V_{GS} ต่ำสุดที่ซึ่งมีผลทำให้กระแสเริ่มไหลผ่านขาเดรน ซึ่งอาจกำหนดกระแสเดรนเป็นมิลลิแอมป์ก็ได้ การที่เฟตตัวเบอร์ไหนมีค่า V_{GS} ที่ต่ำย่อมหมายถึงว่ามันต้องการกระแสจำนวนน้อยลงที่จะซาร์จประจุแฝงภายในเกตและทำให้สามารถสวิตช์ได้เร็วขึ้น แต่ในขณะเดียวกันการที่ V_{GS} มีค่าเทรลโวลต่ำทำให้มันถูกสัญญาณรบกวนได้ง่าย เช่นการเปลี่ยนแปลงกระแสเดรนอย่างรวดเร็วอาจทำให้เกิดการถ่ายประจุข้าม ประจุแฝงของขั้วเกต-เดรน (Gate to drain parasitic capacitance) และปรากฏแรงดันทำขาเกต ทำให้มอสเฟตทำงานมีกระแสเดรนไหลได้อีกครั้ง โดยที่ V_{GS} ยังคงมีค่าต่ำอยู่นั่นเอง ซึ่งมีวิธีแก้ไขง่าย ๆ ได้ด้วยการต่อซีเนอร์ไดโอดขนาดแรงดันต่ำกว่าแรงดันพังของเกตและซอร์สพร้อมขั้วเกตและซอร์สเป็นต้น

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าคาร์ปาซิแตนซ์ภายในมอสเฟต

ลักษณะทางโครงสร้างของมอสเฟต สามารถแสดงได้เป็นค่าคาร์ปาซิแตนซ์ระหว่างขั้วของมอสเฟต เริ่มจากลักษณะทางโครงสร้างของเกตที่เป็นเพลทอ็อกไซด์ของโลหะซึ่งเป็นฉนวน ความต้านทางสูง ทำให้เกิดค่าคาร์ปาซิแตนซ์ซึ่งเกิดจากรอยต่อของสารนิและเฮ็น (P-N Function) ระหว่างขั้วเดรนและซอร์ส (V_{DS})

ค่าคาร์ปาซิแตนซ์นี้สามารถกำหนดได้เป็นค่าคาร์ปาซิแตนซ์ทางอินพุต (C_{iss}) และค่าคาร์ปาซิแตนซ์ทางเอาท์พุท (V_{oss}) และค่าคาร์ปาซิแตนซ์เหล่านี้มีความสัมพันธ์กับแรงดันที่ขั้วเดรนดังรูปที่ 2.17



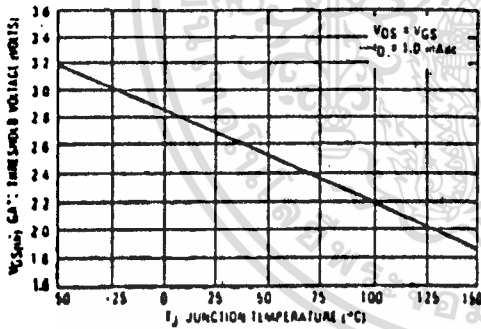
รูปที่ 2.17 ค่าคาร์ปาซิแตนซ์กับแรงดันที่ขั้วเดรน

ในการออกแบบวงจรขั้วมอสเฟตนั้น จึงมีความจำเป็นที่จะต้องคำนึงถึงค่าคาร์ปาซิแตนซ์ทางอินพุทหรือ C_{iss} นี้อย่างมาก ค่าคาร์ปาซิแตนซ์นี้จะถูกชาร์จและดิสชาร์จประจุออกโดยวงจรขับ ถ้าวงจรขับสามารถจะชาร์จและดิสชาร์จได้ช้า วงจรขับมีอิมพีแดนซ์สูงก็จะเป็นผลทำให้การเทอร์นอนและเทอร์นออกของมอสเฟตต้องใช้ระยะเวลาาน และความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์ก็จะมีค่าต่ำ ดังนั้นถ้าวงจรขับมีอิมพีแดนซ์ต่ำก็จะทำให้ความเร็วในการสวิตช์มีค่าสูงขึ้นนั่นเอง

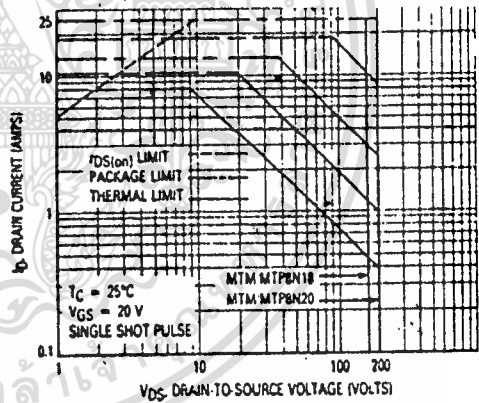
ขอบเขตใช้งานของมอสเฟต หรือ SOA (Safe operating area)

SOA ในมอสเฟตเหมือนกับ PN จังชันทรานซิสเตอร์ กล่าวคือแบ่งออกตามลักษณะการไบแอสได้เป็น 2 ลักษณะคือ การทำงานในแบบเชิงเส้นหรือฟอวาร์ดไบแอสเอลโอเอหรือ FBSOA (Forward bias safe operating area) และในลักษณะการทำงานแบบสวิตช์ซึ่งโหมค หรือ SSOA (Switching safe operating area) ซึ่งจะขอกกล่าวเฉพาะในโหมคสวิตช์ซึ่ง ซึ่งนำมาใช้ในการทำงานนี้เท่านั้น และกราฟที่แสดงในหัวข้อนี้เป็นข้อมูลอ้างอิงของ มอสเฟต แบบ T-
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOSFET ซึ่งเป็นลิขสิทธิ์ของบริษัท MOTOROLA และนำมาใช้ในโครงการนี้เท่านั้น ความสูญเสียในรูปของความร้อนในโหมทริทซ์ซึ่งของมอสเฟทนั้น ขึ้นอยู่กับตัวแปรสำคัญคือ ค่าความสูญเสียในสภาวะการออน ในขณะที่สวิตซ์ซึ่งลอลนั้น จะมีค่าน้อยมาก เมื่อความถี่ในการสวิตซ์ มีช่วงการสวิตซ์ต่ำกว่า 40-50 kHz ดังนั้นจึงไม่นำมาคิดหาการสูญเสียภายในกรณีนี้สำหรับค่าความสูญเสียในขณะออนนั้น แปรตามค่าความต้านทานระหว่างเกรนและซอร์ส $r_{DS(on)}$ และโดยที่ค่าความต้านทาน $r_{DS(on)}$ นี้ แปรผันโดยตรงกับอุณหภูมิเป็นบวก (Positive temperature coefficient) ซึ่งทำให้ความสูญเสียจาก $I_D^2 R_{DS(on)}$ มีค่าสูงตามค่าอุณหภูมิ (ซึ่งเป็นข้อเสียข้อเดียวของมอสเฟทที่ด้อยกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์) ดังแสดงความสัมพันธ์ของ $r_{DS(on)}$ และอุณหภูมิที่รอยต่อของมอสเฟทใหญ่ 2.18 และรูป 2.19 แสดง SSOA ของมอสเฟท ซึ่งเห็นว่า ขอบเขตของกระแสและแรงดัน $I_{D(peak)}$ และ $V_{DS(peak)}$ ในขณะทำการสวิตซ์ของมอสเฟทในรูปจะอยู่ที่ 25 A ในสภาวะออน และแรงดันในสภาวะออฟจะต้องไม่สูงไปกว่า 200 V



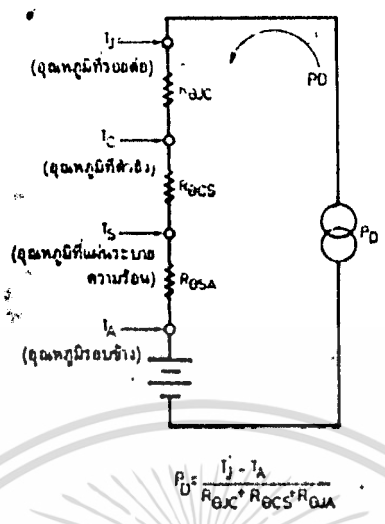
รูปที่ 2.18



รูปที่ 2.19

กำลังงานสูญเสียของวงจรสวิตซ์ (Power dissipation)

สำหรับการหาค่าพลังงานสูญเสียจากการสวิตซ์และอุณหภูมิของจังก์ชันที่แท้จริงในการสวิตซ์จะขึ้นอยู่กับรูปร่างของกระแสพัลส์ I_D ที่ผ่านทรานซิสเตอร์ ขนาดของคิวตีไซเคิลของพัลส์นั้นและอุณหภูมิที่รอยต่อ จึงสามารถหาได้จากกราฟเขียนวงจรมูลค่าทางอุณหภูมิที่เกิดขึ้นที่ตัวจังก์ชันของตัวทรานซิสเตอร์ที่ระบายความร้อนผ่านออกมาสู่ตัวถัง (CASE) ผ่านระบายความร้อน (Mounting) และสู่อากาศแวดล้อมต่อไป ดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 แสดง วงจรสมมูลย์ทางความร้อนของตัวทรานซิสเตอร์สี่อากาศ

- โดยที่ P_{j-c} คือ ค่าความต้านทานทางความร้อนจากจิ้งชั้นสู่ตัวถัง (c/w)
- P_{c-s} คือ ค่าความต้านทานทางความร้อนจากตัวถังสู่แผ่นระบายความร้อน (c/w)
- P_{s-a} คือ ค่าความต้านทานทางความร้อนจากแผ่นระบายความร้อนสู่อากาศ (c/w)
- P_a คือ ค่ากำลังงานสูญเสียที่ถ่ายทอดออกมาเป็นความร้อน (wall/ c)

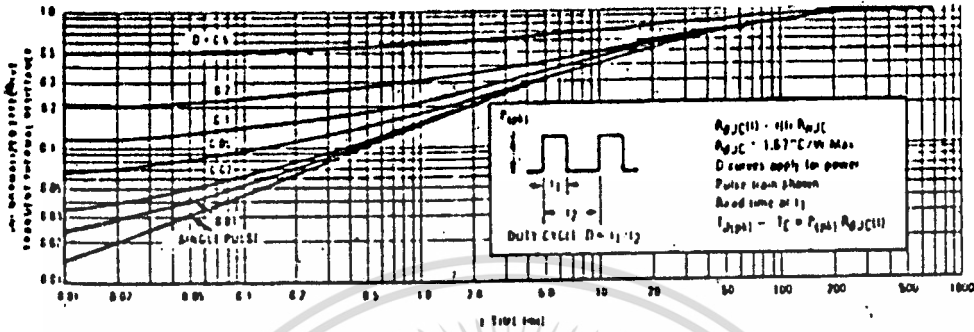
จากวงจรสมมูลย์นี้ ค่า P_a จะต้องหาจากค่าอุณหภูมิจิ้งชั้นของมอสเฟท ค่าความต้านทานทางความร้อนของจิ้งชั้นสู่ตัวถัง ค่าความต้านทานของขั้วเดรนและซอร์สหรือ r_{ds} และรูปร่างของกระแสพัลส์ที่ไหลผ่าน เช่น ถ้าเราสมมติว่ามีแอมป์มอสเฟทเบอร์ MTM8N40 ที่มีกระแสเดรน I_D เท่ากับ 6 A. และกระแสมีดิวตี้ไซเคิลเท่ากับ 50% . ความต้านทานทางอุณหภูมิของจิ้งชั้นสู่ตัวถัง R_{j-c} เท่ากับ 0.83 c/w ซึ่งเราจะต้องรักษาระดับอุณหภูมิของตัวถังไม่ให้เกินไปกว่า 80 ในขณะที่ความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 20 kHz.

ในขั้นต้น เนื่องจากพัลส์มีดิวตี้ไซเคิลเท่ากับ 50 ดังนั้นค่าเฉลี่ยของความต้านทานทางความร้อนเฉลี่ย $R_{j-c}(t)$ จะมีค่า $= r(t) R'_{j-c}$ 2.14

เมื่อ $r(t)$ คือ ค่าเฉลี่ยความต้านทานทางความร้อนชั่วขณะในภาวะปกติ (Normalized effective transient thermal impedance) ซึ่งหาได้จากการเทียบกับตารางการตอนลงของความร้อนของมอสเฟทแต่ละตัวถังรูปที่ 3.21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THERMAL RESPONSE



รูปที่ 2.21 แสดงการตอบสนองต่อความร้อนของมอสเฟตเบอร์ MTM8N20

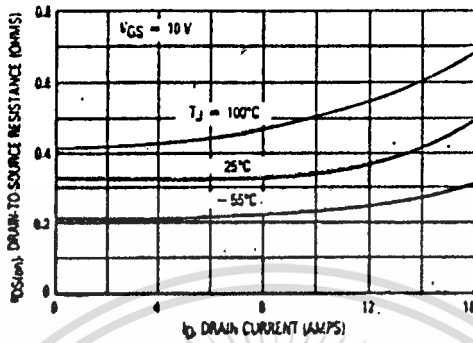
จากกราฟรูป 2.21 เมื่อ 1 ไซเคิลของการสวิทซ์เท่ากับ 1/10,000 วินาที - .1 วินาที และดิวตี้ไซเคิลเท่ากับ 0.5 ก็จะได้ $r(t) = 0.52$

ดังนั้น $k_{JC} = 0.52 \times 1.67 \text{ C/W}$
 $= 0.868 \text{ C/W}$

ขั้นที่ 2 สมมติว่าเราให้อุณหภูมิของจังก์ชันมีค่าไม่เกินไปกว่า 120 หรือ $T_j = 120$ ดังนั้น สัมประสิทธิ์ความร้อนของ r_{DS} (Thermal coefficient of r_{DS}), C_T จะมีค่า

$$C_T = \Delta r_{DS(on)} / \Delta T_j \quad 2.15$$

เมื่อ Δr_{DS} คือค่าความแตกต่างของความต้านทานของขั้วเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิ
 สูงสุดที่เรากำหนดกับอุณหภูมิประกัน (ที่ 25 C) ซึ่งสามารถหาได้
 จากกราฟความต้านทาน - กระแสเดรน ดังรูป 2.22



รูปที่ 2.22 แสดงกราฟความสัมพันธ์ของความต้านทานขณะร้อนกับกระแสครนของ MTM8N40

จากกราฟรูป 2.22 เมื่อค่ากระแสครนเฉลี่ยมีค่า $I_D = 6$ แอมป์ คิดที่ $T_J = 100$ °C และ $I_D = 12$ แอมป์ ได้ $r_{DS(on)}$ = 0.55 และที่ $T_J = 25$ ได้ $r_{DS(on)}$ = 0.37

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

แล้วจึงคิดเทียบ C_T ที่ 120 °C

$$\text{โดยที่ } r_{DS(on)} \Big|_{T_J = 120^\circ\text{C}} = r_{DS(on)} \Big|_{T_J = 25^\circ\text{C}} + (T_J - 25^\circ\text{C}) C_T \tag{2.16}$$

ดังนั้น $r_{DS(on)}$ ที่ได้นี้จะถูกนำไปคูณกับค่าคงที่ที่ได้จากอัตราส่วนของ $r_{DS(on)}$ สูงสุดที่อุณหภูมิ T_J เท่ากับ 100 ที่กระแสเท่ากับ 1/2 ของกระแสครนที่มอลเฟทตัวนั้นทนได้ (คือ 4 แอมป์สำหรับ MTM8N40) ต่อ $r_{DS(on)}$ ที่ $T_J = 25$

$$\text{ตัวคูณของ } r_{DS(on)} = r_{DS(on), MAX} / r_{DS(on), TYP} \tag{2.17}$$

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณ P_o โดย $P_o = [1 + \frac{R_{o,conv}}{R_{o,conv}}] P_o$

2.18

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

$$= 22.56 \text{ วัตต์}$$

ค่า P_o ที่ได้นี้จะถูกนำไปหาขนาดของแผ่นระบายความร้อนต่อไป

การหาขนาดของแผ่นระบายความร้อน

ขนาดของแผ่นระบายความร้อนบวกได้เป็นความต้านทานทางอุณหภูมิระหว่างตัวแผ่นระบายความร้อนกับอากาศที่อยู่แวดล้อมตัวแผ่นระบายความร้อน ว่าแผ่นระบายความร้อนจะมีความสามารถในการระบายความร้อนจากตัวมันเองสู่อากาศได้ดีเพียงไร โดยจากรูปที่ 2.21 เราสามารถเขียนสมการทางความร้อนได้เป็น

$$P_o = \frac{T_j - T_A}{R_{o,jc} + R_{o,ca} + R_{o,amb}} \quad 2.19$$

โดยที่ส่วนใหญ่แล้วเนื่องจากการติดตั้งแผ่นระบายความร้อนมากจะแยกกราวด์ตัวถังกับตัวแผ่นระบายความร้อน ซึ่งต้องใช้วัสดุฉนวน เช่น ไม้กั้นระหว่างตัวอุปกรณ์กับแผ่นระบายความร้อน ดังนั้นค่า $R_{o,ca}$ จึงเปลี่ยนไป ตามชนิดของฉนวนซึ่งมีค่าโดยประมาณดังตารางรูปที่ 2.23

ตัวถังอุปกรณ์	ไม่ใช้ฉนวนกั้น	ใช้แผ่นไม้กั้น หนา 0.05 มม.	ใช้แผ่นไม้กั้น หนา 0.08 มม.
TO-3 ไมโครชิปซิลิคอน	0.5°C/W	1.2°C/W	1.3°C/W
TO-3 ชิโครชิปซิลิคอน	0.14°C/W	0.33°C/W	0.36°C/W
TO-220 ไมโครชิปซิลิคอน	1.2°C/W	3.3°C/W	3.6°C/W
TO-220 ชิโครชิปซิลิคอน	1.0°C/W	1.5°C/W	1.7°C/W

รูปที่ 2.23 ตารางแสดงค่า $R_{o,ca}$ ของอุปกรณ์ที่มีตัวถัง TO-3 และ TO-220

เมื่อ ค่า P_o เราคำนวณได้จากหัวข้อการหาการสูญเสียของการสวิตช์

ค่า T_j เป็นค่าอุณหภูมิที่ค่าสูงสุดที่ยอมรับได้ว่าจะไม่ทำให้โมลเฟตเกิดความเสียหาย (120°C)

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า T_A เป็นค่าอุณหภูมิแวดล้อมของแผ่นระบายความร้อน

ค่า R_{j-c} เป็นค่าที่กำหนดโดยสเปคของตัวโมลเฟทแต่ละชนิดตัวถังและเบอร์ของมัน

ค่า R_{c-a} ได้จากตารางที่ 3.18

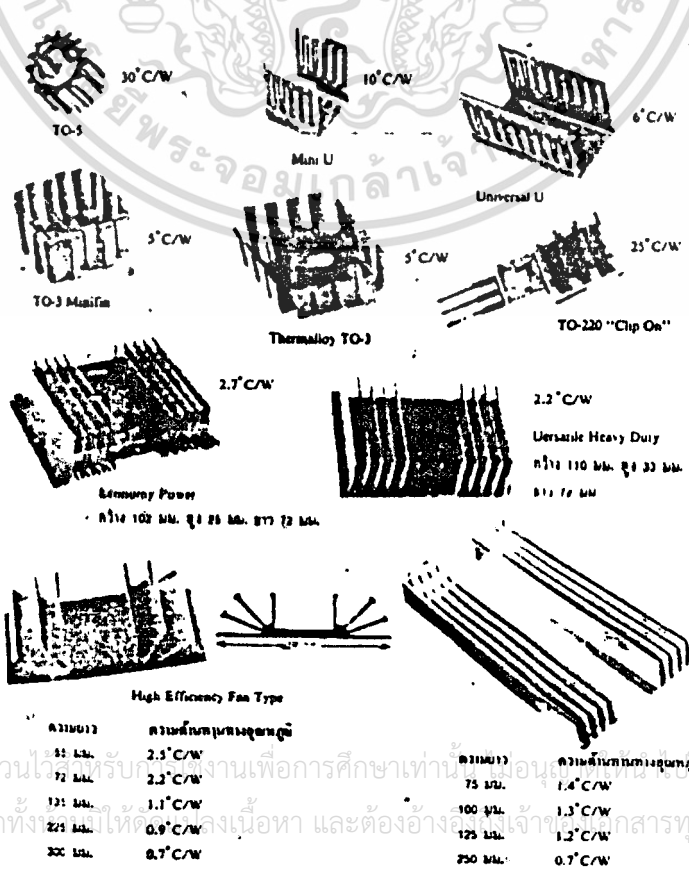
ดังนั้นที่เราต้องหาคือ R_{j-a} ก็จะเป็นตัวบอกขนาดของแผ่นระบายความร้อน จากสมการ 3 จัดใหม่ได้เป็น

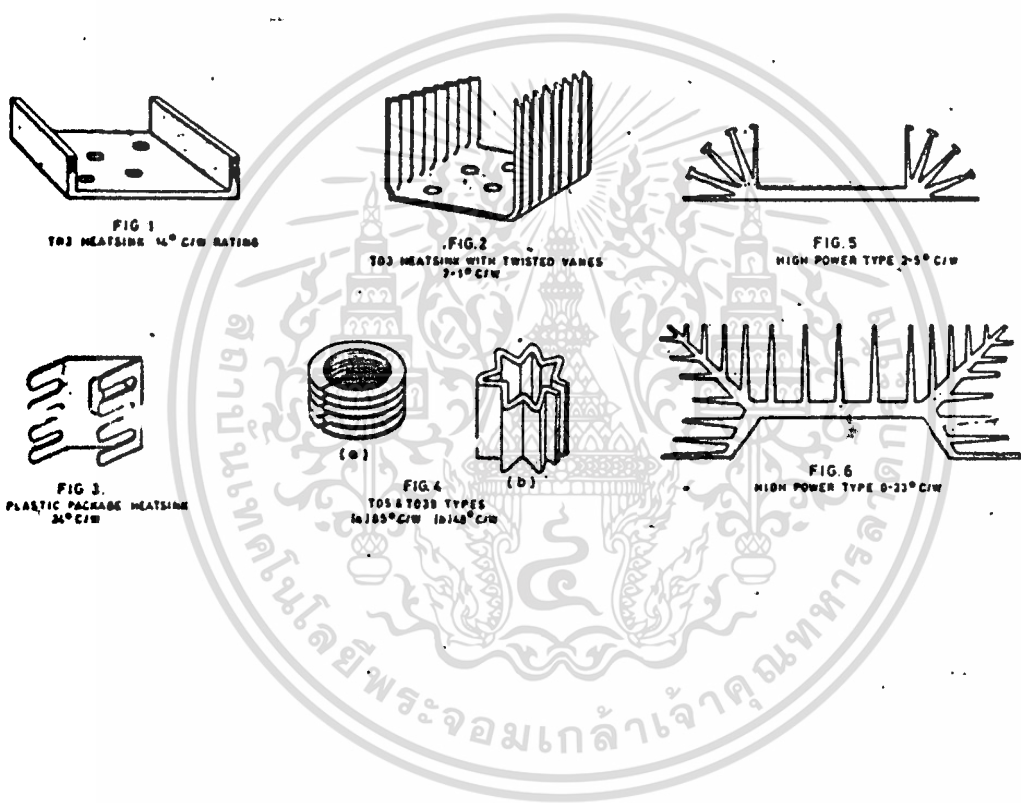
$$R_{j-a} = [T_j - T_A / P_D] - R_{j-c} - R_{c-a} \quad 2.20$$

ถ้าเราให้ R_{c-a} มีค่าเท่ากับ 0.14 c/w และอุณหภูมิแวดล้อม $T_A = 30$ c

$$\begin{aligned} R_{j-a} &= 120-30 / 22.56 - 1.67 - 0.14 \\ &= 2.2 \text{ c/w} \end{aligned}$$

ค่า R_{j-a} นี้จะสามารถนำไปเลือกหาขนาดแผ่นระบายความร้อนได้ต่อไป โดยที่นำมาเลือกได้จากสเปคของผู้ผลิตหรือทำการทดลองหรือเทียบเอาจากรูปที่ 2.24 ซึ่งบอกขนาดของ R_{j-a} ไว้ด้วย





รูปที่ 2.24 แสดงลูปของแผ่นระบายความร้อนแบบต่างๆ

บทที่ 3

การออกแบบระบบควบคุมความเร็ว

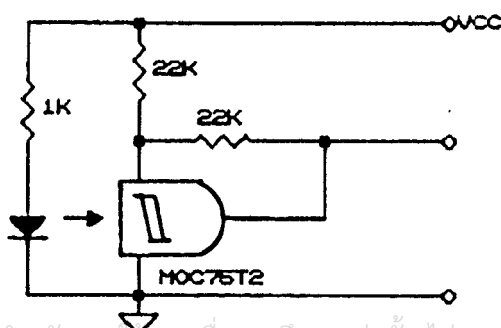
การเข้ารหัสความเร็ว ทำได้โดยการติดตั้งแผ่นจานแสงยึดติดกับเพลลาของมอเตอร์ และแผ่นจานนี้จะหมุนเท่ากับความเร็วรอบของมอเตอร์ ลักษณะของแผ่นจานจะมีถูกเซาะร่องทะลุเป็นซี่เพื่อตัดกับสิริทซ์แสง ดังแสดงให้เห็นดังรูป 3.1 โดยสิริทซ์แสงนี้ ทางด้านหนึ่งจะเป็นตัวกำเนิดแสง และอีกทางด้านหนึ่งจะเป็นตัวรับแสง เมื่อสิริทซ์ของแผ่นจากแสงที่ยึดติดกับเพลลาของมอเตอร์ หมุนมาตัดสิริทซ์แสงให้ตัวรับแสง สิริทซ์สัญญาณไฟฟ้าให้ ON และ OFF สลับกันไปด้วยความเร็วเท่ากับความเร็วของมอเตอร์คูณกับจำนวนของร่องซี่ของแผ่นจานแสง เขียนเป็นความสัมพันธ์ได้เป็น

$$f_{\text{แสง}} = N_{\text{ร่อง}} / 60 = N_{\text{ร่อง}} / 2\pi \quad 3.1$$

เมื่อ N = จำนวนร่องซี่ของแผ่นจานแสง
 rpm = ความเร็วรอบของมอเตอร์
 $f_{\text{แสง}}$ = ความถี่ของการเข้ารหัสที่ได้

ในทางปฏิบัติ จำนวนของซี่ฟันของแผ่นจานแสง จะอยู่ในช่วง 100-5000 ซี่ ซึ่งถ้าต้องการความถูกต้องของความเร็ว และความกว้างของความเร็วที่ต้องการควบคุมมากแล้ว จำนวนซี่ฟันก็ยิ่งต้องมากขึ้นตามสมการที่ 2.11 แต่การทำซี่ฟันจำนวนมากเป็นเรื่องที่ต้องการความละเอียดสูง เพราะถ้าการเซาะร่องของจานไม่ดีพอจะทำให้พัลส์ความถี่ที่ได้สั้น ทำให้การตรวจจับทิศทางการหมุน ซึ่งต้องใช้สิริทซ์แสง 2 ตัว วางตัดจานทำมุมกัน 90 องศา ทางไฟฟ้าไม่สามารถทำได้ ดังนั้นในการพัฒนานี้จึงเลือกใช้วิธีการทำร่องซี่จำนวนมาก แต่ใช้วิธีการแปลงสัญญาณแทน ซึ่งจะกล่าวในภายหลัง และใช้จำนวนซี่จำนวน 36 ซี่ ($N = 36$) เมื่อมอเตอร์หมุนด้วยความเร็ว 1500 rpm ก็จะได้ความถี่ในช่วง 0 - 1020 Hz

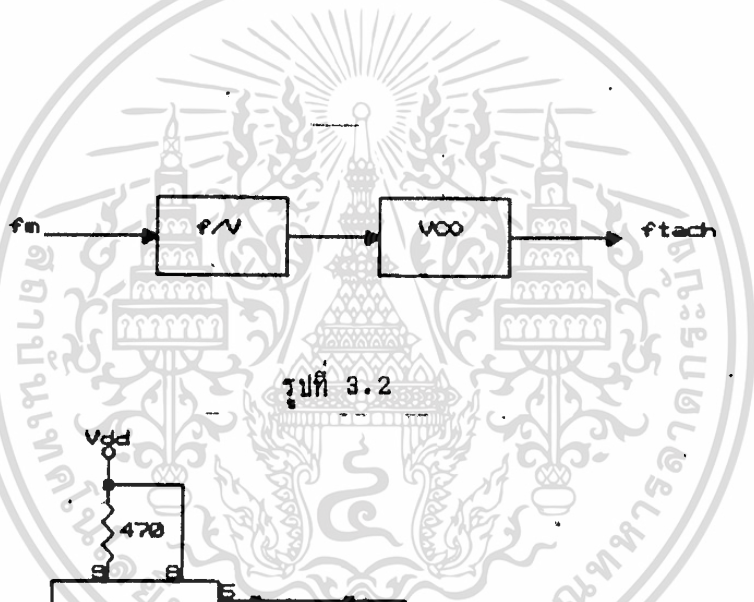
สำหรับสิริทซ์แสงแสดงวงจรดังในรูป 3.1 โดยใช้ IC สิริทซ์แสงเบอร์ MOC 75T₂



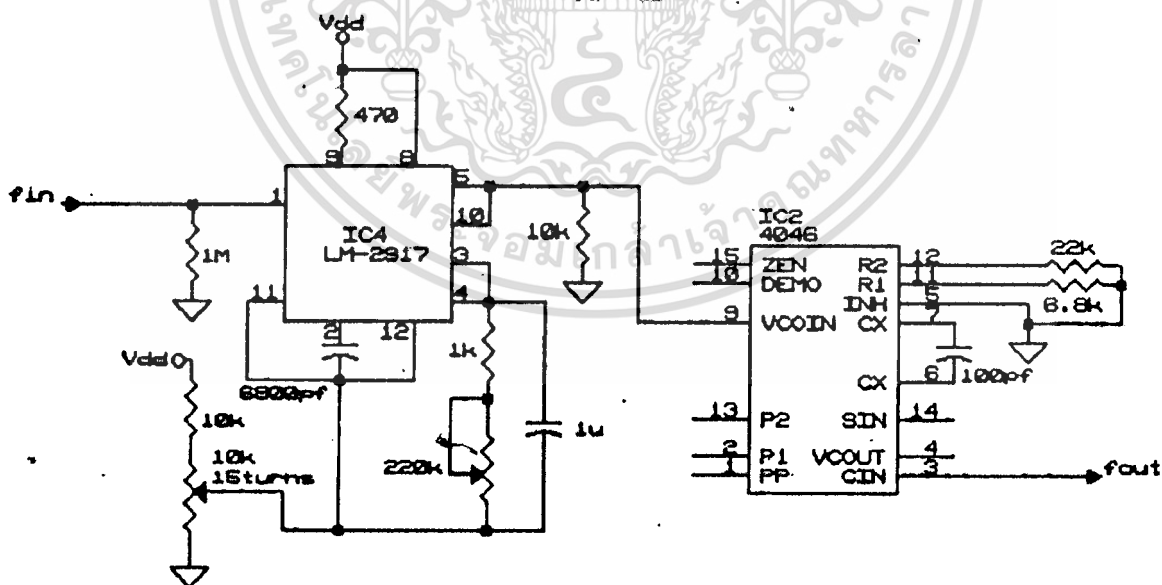
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 3.1 แสดงวงจรตัวตรวจจับความถี่รอบ

สิ่งที่ได้กล่าวมาแล้วว่า ความถี่ที่ได้จากเฟลาในขณะนี้มีค่าน้อยเกินไป ดังนั้นจะใช้วิธีแปลงความถี่ที่ได้นี้ให้สูงขึ้นและมีค่า ออฟเซต อยู่ในช่วงควบคุมความถี่แคบ ๆ หรือรักษาความเป็นเชิงเส้นด้วย โดยเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูป 3.2 และเลือกใช้ f/v คอนเวอร์เตอร์ โดย IC LM 2917 ซึ่งเป็นวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน และแรงดันที่ได้นี้จะไปควบคุมวงจร VCO ของ IC PLL เบอร์ 4046 และจัดวงจรให้ความถี่ที่ได้มีช่วงออฟเซต แปรตามความถี่ที่ได้จากการเข้ารหัสของมอเตอร์ ดังแสดงเป็นวงจรดังรูป 3.3



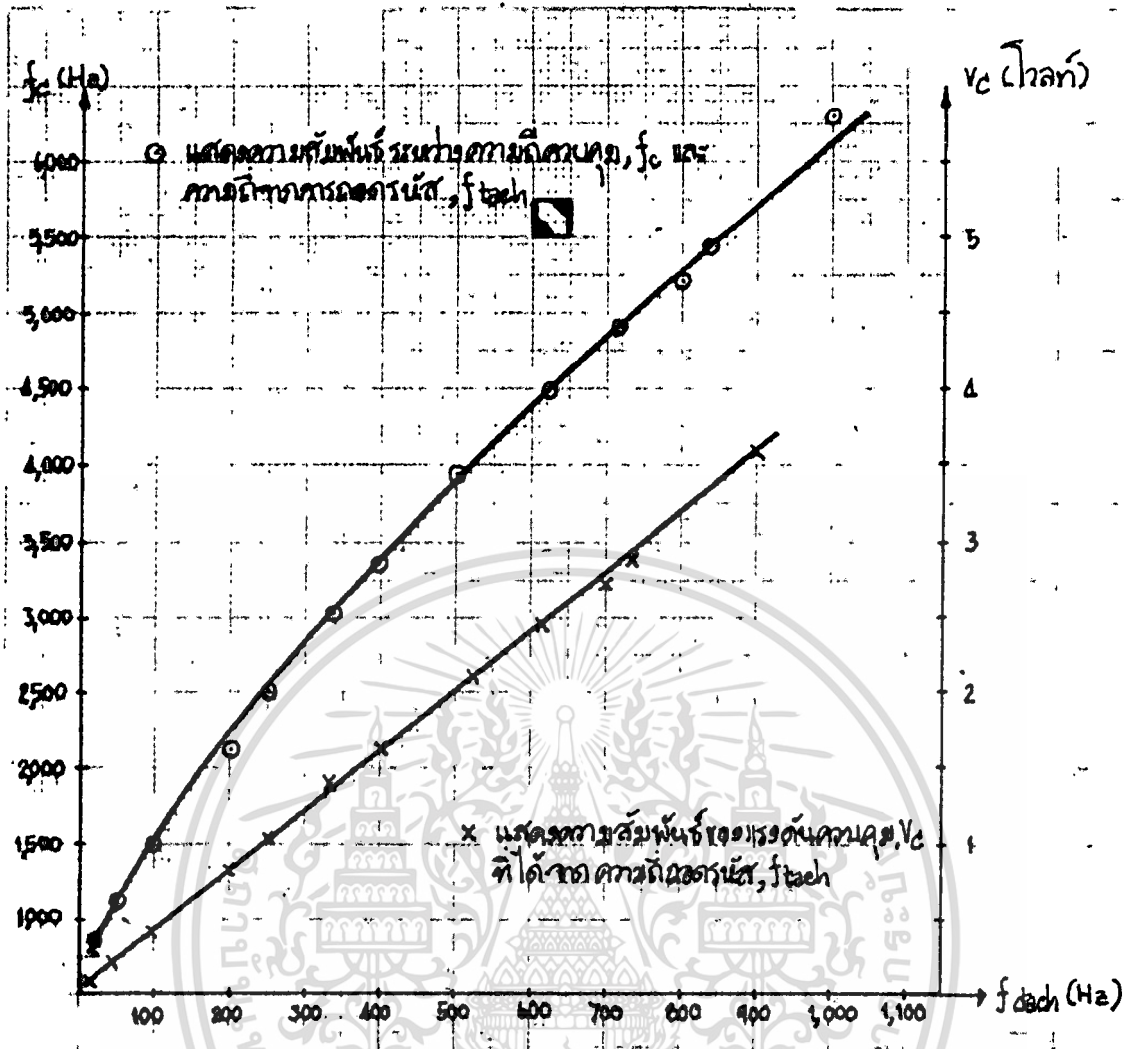
รูปที่ 3.2



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรควบคุมความถี่ที่เอาท์พุทมีค่าออฟเซต

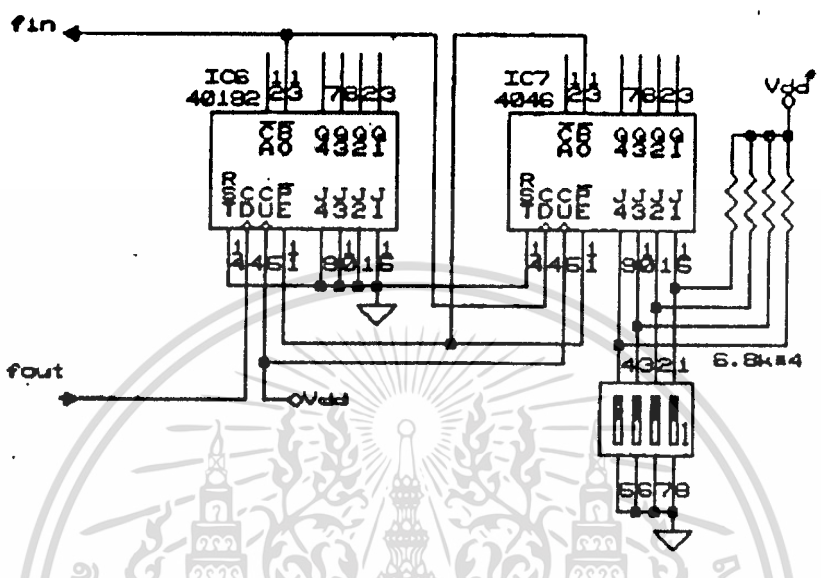
โดยความถี่เอาท์พุทที่ได้จะมีค่าความถี่อยู่ในช่วง 395 KHz - 633 KHz ซึ่งเป็นช่วงที่ให้ความถี่มีความเป็นเชิงเส้นดีที่สุด จากการทดลอง และพลอตเป็นกราฟได้ดังตารางรูปที่ 3.4

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ได้จากการถอดรหัสจากมอดูเลเตอร์และระดับแรงดันที่ได้จากวงจร f/v - b) ความถี่จากการถอดรหัสและช่วงความถี่ของที่ได้จากการควบคุมความถี่

ความถี่ที่ได้ในช่วง $595 \text{ KHz} - 833 \text{ KHz}$ นี้จะถูกนำไปเข้าวงจรนับ - ทหารที่โปรแกรมได้ตั้งรูปวงจรรูปที่ 3.5 โดยใช้ IC 40192 และจัดให้วงจรรับค่าการหารเลขหลัก 10 ได้ โดยการรับที่ DIP สวิตซ์



รูปวงจรที่ 3.5 แลตงวงจรรีบ - หารที่โปรแกรมได้ วงจรรีบแต่งรูปกลัน

ความถี่ที่ถูกหารลงนี้ จะถูกป้อนเข้าสู่วงจรรีบแต่งรูปคลื่นให้เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีควัตไซเคล 50% โดยไอซีเบอร์ 4013 D-FF จัตวงจรให้ทำงานเป็น T-FF โดยต่อขา Q เข้ากับขา D และรูปคลื่นที่ได้ 1 ลูกคลื่นต่อการทริกที่ขอบขาขึ้น 1 ลูกคลื่นเช่นกัน ซึ่งถือเป็นวงจรหารด้วย 2 ตอนนี้ความถี่ที่ได้จะอยู่ในช่วง 3700 Hz - 5400 Hz ซึ่งเป็นความถี่ในช่วงเดียวกันกับความถี่ควบคุมในการปรับความเร็วรอบซึ่งจะได้กล่าวต่อไป

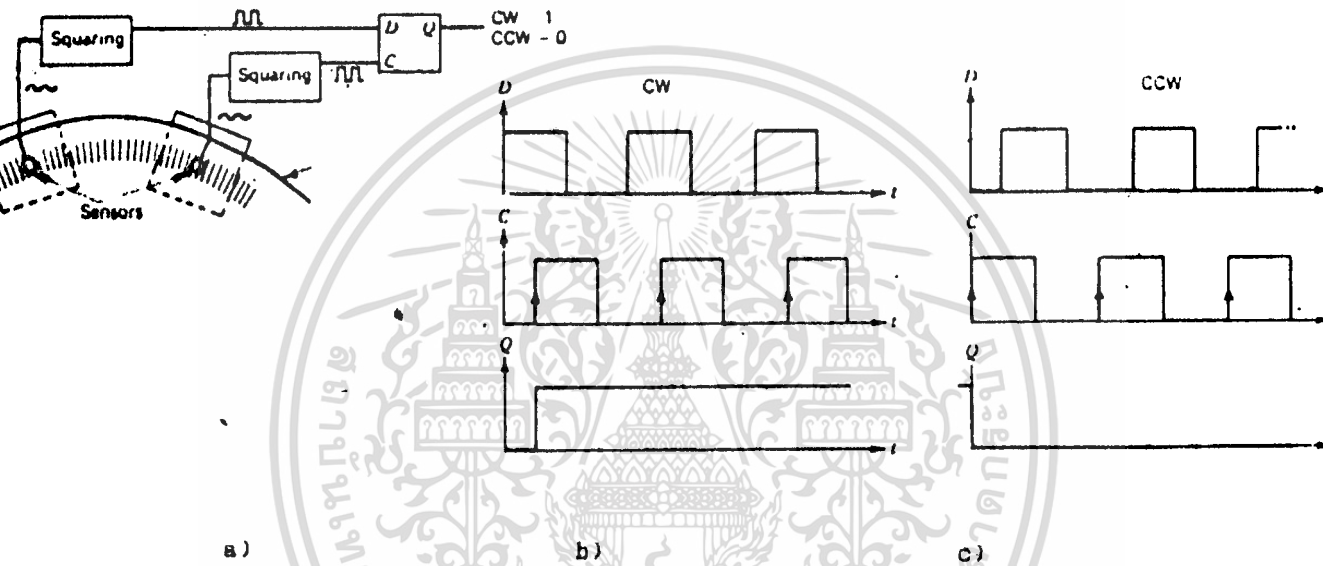
การตรวจจับทิศทางการหมุนของมอเตอร์

จากรูปที่ 3.6

- a) โดยการวางลวทรซ์แสงทำมุมกัน 90 องศา ทางไฟฟ้า เมื่อมอเตอร์หมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา เราก็จะได้รูปคลื่นเอาท์พุทดังรูป 36
- b) เมื่อนำสัญญาณความถี่ที่ได้ทั้งลงนี้ไปเข้าวงจรตี - พลลฟลอบ ก็จะได้เอาท์พุทที่ขา Q เป็น 1 ตลอดเวลาที่มอเตอร์หมุนในทิศทางนี้ เพราะทุก ๆ ครั้งทีขาตาต้า "D" ปรากฏสัญญาณลจกลูง ในช่วงนั้นขาคล็อก (CK) ก็จะไปเปลี่ยนสถานะจากต่ำเป็นสูงและนำสัญญาณที่ขาตาต้าไปปรากฏที่ขาเอาท์พุท แต่เมื่อมอเตอร์หมุนกลับทิศทางจากทิศตามเข็มนาฬิกาเป็นทิศทวนเข็มนาฬิกา เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทุก ๆ ครั้งที่ขาคล้อกลเปลี่ยนสถานะจากต่ำเป็นสูง ในช่วงนั้นสัญญาณที่ขาตาต่ำจะเป็นลอจิกต่ำอยู่ตลอดเวลาที่มอเตอร์ยังคงหมุนอยู่ในทิศทางนี้ ดังนั้นที่ขาเอาต์พุตจึงปรากฏระดับสัญญาณสถานะลอจิกต่ำอยู่ตลอดเวลานั่นเอง ดังรูปที่ 3.6 c) สัญญาณแสดงทิศทางนี้จะไปควบคุมการเปิดปิด EX-OR เกท ของวงจรถรวจจับเฟส-ความถี่ต่อไป



รูปที่ 3.6 รูปแสดง

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

วงจรถ่ายเฟสความถี่ควบคุมวงจรมอนิเตอร์และการทำงานของเฟส-ความถี่

เพื่อลดผลของ ฮาร์โมนิก ความถี่ลำดับต่ำซึ่งไปรบกวนวงจรถวลสัญญาณ PWM ดังนั้นวงจรถ่ายเฟสความถี่จึงกำหนดให้ความถี่ควบคุมมีความถี่อยู่ในช่วง $3.7KHz - 5.4KHz$ ซึ่งเป็นลำดับแถบช่วงความถี่ในช่วงเดียวกัน ความถี่ที่ได้จากการถอดรหัสแล้วนั่นเอง ความถี่ควบคุม f_{ref} และความถี่จากการเข้ารหัส f_{enc} จะถูกป้อนเข้าสู่วงจรมอนิเตอร์โดยไอซีโมโน 4528 ที่กำหนดให้มีคาบเวลาของสัญญาณเท่ากับ 15 ms แล้วจึงป้อนเข้าสู่วงจรถวลสัญญาณของ IC 4046 ดังแสดงในรูป 3.3 โดยมี สัญญาณควบคุมทิศทางและสัญญาณแสดงทิศทางเป็นตัวควบคุมขั้วของแรงดันที่ได้จากวงจรถวลสัญญาณเปรียบเทียบทางเฟสของไอซีเฟสล็อกทุกทั้ง 2 ตัว

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.7 รูปแสดงวงจรการควบคุมความเร็วโดยเฟสล็อกกลูบ

ทางเฟลตวัที่ 1 ของไอซีเฟสล็อกทั้ง 2 ตัวนี้ (IC1 และ IC2) ในรูปที่ 3.7 จะถูกป้อนเข้าสู่ วงจรขยายความแตกต่าง IC 8/1 ถูกกรองสัญญาณให้เรียบด้วย วงจรกรองลำดับที่ 1 (R-C filter) และขยายระดับแรงดันคิซึที่ได้นี้ให้มีระดับเหมาะสมด้วย IC 8/2 ซึ่งจัดวงจรเป็น วงจรขยายแบบไม่กลับสัญญาณระดับแรงดันที่ได้นี้เป็นแรงดันควบคุมรูปคลื่น PWM ในภาคกำเนิดคลื่นที่ จะกล่าวในบทที่ 4

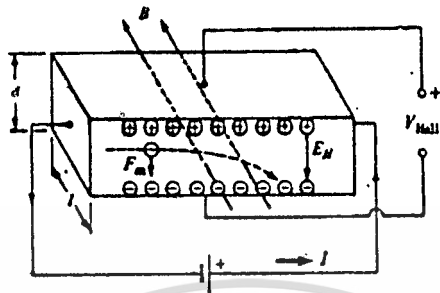
วงจรตรวจสอบกระแสอาร์เมเจอร์ (Cuwent limiter)

เมื่อลคสัญญาณรบกวนความถี่สูงออกจากระบบควบคุมทั้งหมด และหลัก เลียงวิธีการ แยกกราวด์สัญญาณการตรวจจับกระแสด้วยวิธีการเข้ารหัส เนื่องจากแรงดันที่ลริทซ์เข้ามอเตอร์จะมีคิตีไซเคิลแปรเปลี่ยนตั้งแต่ 0 จนถึง 100% ที่ความถี่เป็น 2 เท่าของสัญญาณพาหะที่ 25 kHz หรือ 50 kHz นั้นเอง โดยในทางปฏิบัติวิธีง่ายที่สุดคือการวัดค่ากระแสโดยตรวจจับแรงดัน ตกคร่อม ความต้านทานค่าต่ำ ๆ ที่ต่ออนุกรมกับขดลวด อาร์เมเจอร์ และแปลงเป็นกระแสโดยสม การ $I = E/R$ แต่วิธีนี้จะให้สัญญาณรบกวนปริมาณสูงถ้าไม่มีการแยกกราวด์ อีกวิธีหนึ่งคือใช้หม้อ แปลงกระแสตรง แต่ก็มีข้อเสียอีกคือ ความเป็นเชิงเส้นของแกนเหล็กไม่เป็นเส้นตรงนักทำให้เกิด ความผิดเพี้ยนได้

การนิจรรณาวงจรตรวจจับกระแส นี้ จะใช้หลักการของการตรวจจับสนามแม่เหล็กที่ ปรากฏโดยรอบของสายตัวนำไฟฟ้าที่มีกระแสไหลผ่านตามกฎของพาราเคย์ โดยที่ปริมาณของสนาม แม่เหล็กนี้จะผกผันโดยตรงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวนำนั้นดังสมการ

$$ds = \mu * I * dl * \text{Sine} / 4\pi * R^2$$

สนามแม่เหล็กที่เราตรวจจับได้นี้ จะถูกนำไปแปลงเป็นแรงดันไฟฟ้าอีกครึ่งหนึ่ง โดยให้หลักการของ ฮอลล์-เอฟเฟค (Hall-effect) ซึ่งมีหลักการเบื้องต้นว่าถ้าเราผ่านกระแส ไฟฟ้าให้แกตัวนำตัวหนึ่งซึ่งตัวนำนั้นอยู่ในท่ามกลางของสนามแม่เหล็กที่ตัดขวางอยู่ก็จะทำให้เกิด แรงดันขึ้นที่ระนาบตั้งฉากของสนามแม่เหล็กและกระแสที่ไหลผ่านนั้นดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 a) หลักการการเกิดแรงดันฮอลล์

โดยที่แรงดันฮอลล์ V_H ที่เกิดขึ้นจะมีค่าเท่ากับ

$$V_H = IB / nq_e l$$

3.3

เมื่อ V_H = แรงดัน ฮอลล์ (Hall voltage)

I = กระแสคงที่ที่ไหลผ่านตัวนำ

B = สนามแม่เหล็กที่เราต้องการวัด (Magnetic flux density)

n = อิเล็กตรอนอิสระต่ออะตอม (Free electron per atom)

q_e = ประจุไฟฟ้า (Electron charge)

ดังนั้นจาก 3.2 และ 3.3 เราจะได้ว่า

$$V_{control} \propto KI_m$$

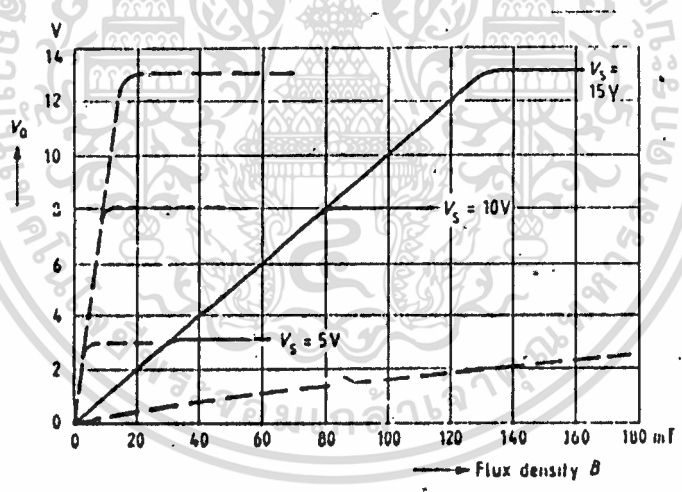
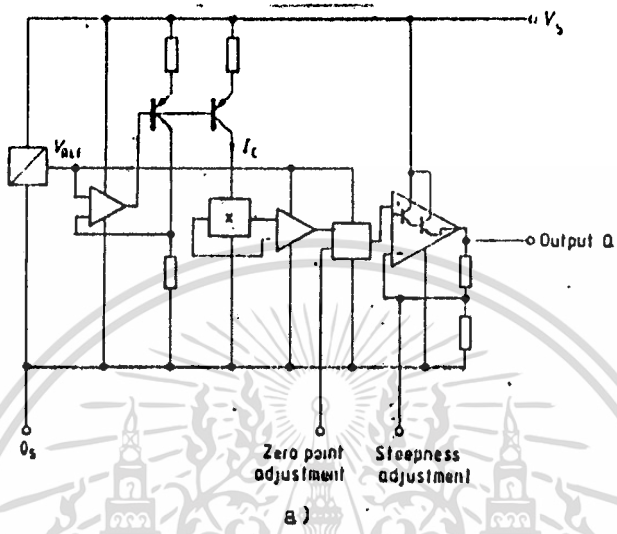
เมื่อ K เป็นค่าคงที่

ไอซีเบอร์ SAS 231 W เป็นไอซีฮอลล์-เอฟเฟค ของบริษัทซีเมนต์ ซึ่งมีความสามารถในการให้แรงดันที่ชั่วเอาท์พุท เป็นสัดส่วนโดยตรงกับสนามแม่เหล็กที่ตัดผ่านตัวมันเอง ซึ่งแสดงโดยแอมพลิจูดของตัวไอซีเบอร์นี้ดังรูปที่ 3.9 a) และ 3.9 b) เป็นกราฟแสดงแรงดันเอาท์พุทกับสนามแม่เหล็กที่ตัดผ่านตัวมันที่ระดับแรงดันที่ป้อนให้วงจรต่าง ๆ กัน รูปที่ 3.9 c) เป็นวงจรพื้นฐานซึ่งใช้อุปกรณ์ประกอบวงจรเพียงตัวความต้านทานแบบปรับค่าได้ 2 ตัว ใช้ปรับความไวที่ขา 3 และปรับจุดศูนย์ที่ขา 2 โดยมี R_1 เป็นตัวจำกัดกระแสที่ขา 2

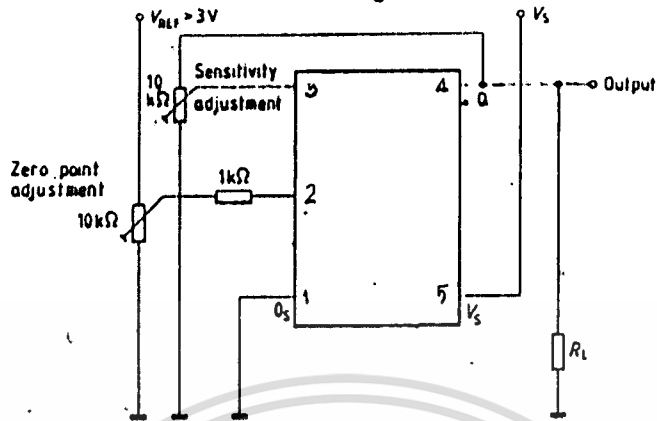
รายละเอียดการใช้งานของไอซีเบอร์นี้จากคู่มือ (ดูรายละเอียดในบทแทรก) นอกเหนือแต่บอกว่าจะให้แรงดันเอาท์พุทเมื่อมีสนามแม่เหล็กที่เป็นชั่วไต้ตัดผ่านทางด้านบนของตัวไอซีเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีความผิดพลาดทางเชิงเส้นของการแปลงสนามแม่เหล็กเท่ากับ 2% การปรับแต่งวงจรจะกระทำโดยการปรับแต่จุดศูนย์ เมื่อไม่มีสนามแม่เหล็กผ่านตัวไอซี และการปรับความไวจะเป็นการปรับความชันของกราฟในรูป 3.9 b)



b)

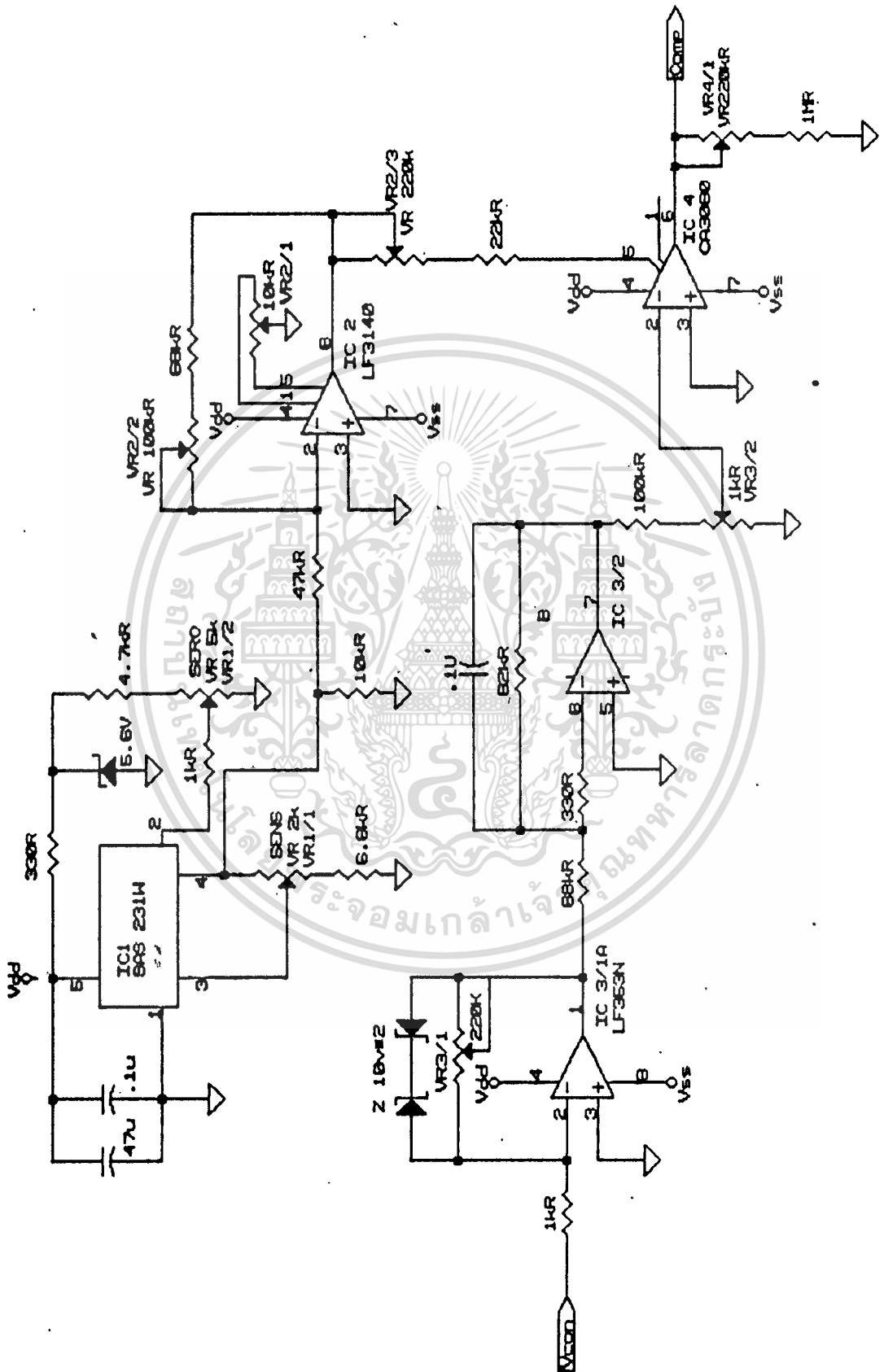


c)

- รูป 3.9
- แสดงไดอะแกรมของไอซีเบอร์ SAS231W
 - แสดงเอาต์พุตค่าแรงคเทอริสติกของตัวไอซี
 - แสดงวงจรใช้งานพื้นฐาน

ในการนำมาประยุกต์ใช้งานในการตรวจจ่ายกระแส นั้น ตัวมอเตอร์ที่ใช้งานมีช่วงกระแสใช้งานในช่วง 20 A เท่านั้น ดังนั้นถ้าใช้สายตัวนำวางผ่านบนตัวไอซีไป จะทำให้ต้องปรับความไวมาก และทำให้แรงดันที่ได้ไม่มีเสถียรภาพเท่าที่ควร ดังนั้นเราจึงลดความไวของไอซีด้วยการเพิ่มลนวมแม่เหล็กให้มีปริมาณมากขึ้น โดยพันลวดคล้องกับแกนเหล็กรูปวงกลมที่ผ่าเป็นช่องสำหรับวางไอซี หรือให้แกนเหล็กมีหน้าที่รวบรวมลนวมแม่เหล็กให้มีความหนาแน่นที่บริเวณตัวไอซีมากที่สุด และทำให้ลนวมแม่เหล็กไหลมีค่าลดลง

แรงดันที่ได้จากการตรวจจ่ายกระแสจะนำไปเข้าสู่วงจรปรับแต่งแรงดันโดยไอซีเบอร์ CA3040 และนำแรงดันที่ปรับแต่แล้วนี้ไปควบคุมเกณฑ์การขยายของแรงดันควบคุมที่ควบคุมกระแสจ่ายให้มอเตอร์อีกทีหนึ่ง รูปที่ 3.10 แสดงวงจรควบคุมแบบ PI โดยมี IC1, IC2 และ IC4 เป็นวงจรควบคุมกระแส และ IC3 เป็นวงจรควบคุมแบบ PI



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.10 แสดงวงจรควบคุมแบบอัตราส่วนและอินทิเกรชัน , PI control และวงจรควบคุมการป้อนกลับของกระแส (Current control)

พิจารณาวงจรควบคุมกระแส ตัว IC1 เป็นวงจรตรวจจับสนามแม่เหล็กที่ให้แรงดันที่ขาออกเป็นสัดส่วนกับสนามแม่เหล็กที่ผ่านตัวมัน โดยเราสามารถปรับเกณฑ์การแปลงสนามแม่เหล็กเป็นแรงดันโดยการปรับ VR1/1 ส่วน VR1/2 เป็นตัวปรับแรงดันออฟเซตให้ได้เท่ากับ 0 เมื่อไม่มีสนามแม่เหล็กไหลผ่าน แรงดันที่แปลงตามสนามแม่เหล็กนี้จะถูกส่งผ่านให้กับ IC2 ซึ่งเป็นออปแอมป์ที่จัดวงจรเป็นอินเวอร์ทติ้งแอมป์ โดยใช้ไอซีเบอร์ LF3140 ซึ่งมีภาคอินพุตเป็นเฟตและมีแรงดันเอาท์พุทที่ลวิงในช่วงบวกลบได้กว้างจนถึงเท่ากับแรงดันแหล่งจ่ายที่ป้อนให้กับตัวมัน มี VR2/2 เป็นความต้านทานแบบปรับค่าได้ที่ปรับเกณฑ์การขยายของอินพุต ในการปรับแต่งเพื่อให้งานเราจะต้องปรับ VR2/2 ให้เอาท์พุทมีค่าเท่ากับ (หรือเกือบเท่ากับ) V_{ref} เมื่อกระแสที่เราต้องการควบคุมมีค่าสูงสุด โดยจะได้แรงดันเอาท์พุทที่ขา 6 ของ IC2 เท่ากับเกณฑ์ขยายของ IC1 , IC2 และ I_{bias} คู่กัน

$$V_o (IC2) = K_1 K_2 I_{bias} \quad 3.5$$

โดย $K_1 = V_o / I_{bias}$ ของ IC1
และ $K_2 = V_o / V_{ref}$ ของ IC2

แรงดันที่ได้จาก IC2 นี้จะเป็นแรงดันจาก 0 ถึง V_{ref} (หรือ 0-(-12)V) จะถูกลดทอนกระแสลงโดย VR2/3 และป้อนเข้าสู่ขาควบคุมของ IC4 , CA3080 ซึ่งเป็นไอซีแบบทรานคอนดัคแตนซ์แอมพลิไฟเออร์ , OTA (Operational Transconductance Amplifiers) ซึ่งโดยปกติเกณฑ์ขยายของมันจะเป็นไปตามสมการ 3.6, 3.7 ดังรูปวงจรมันฐานของ OTA ในรูป 3.11

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

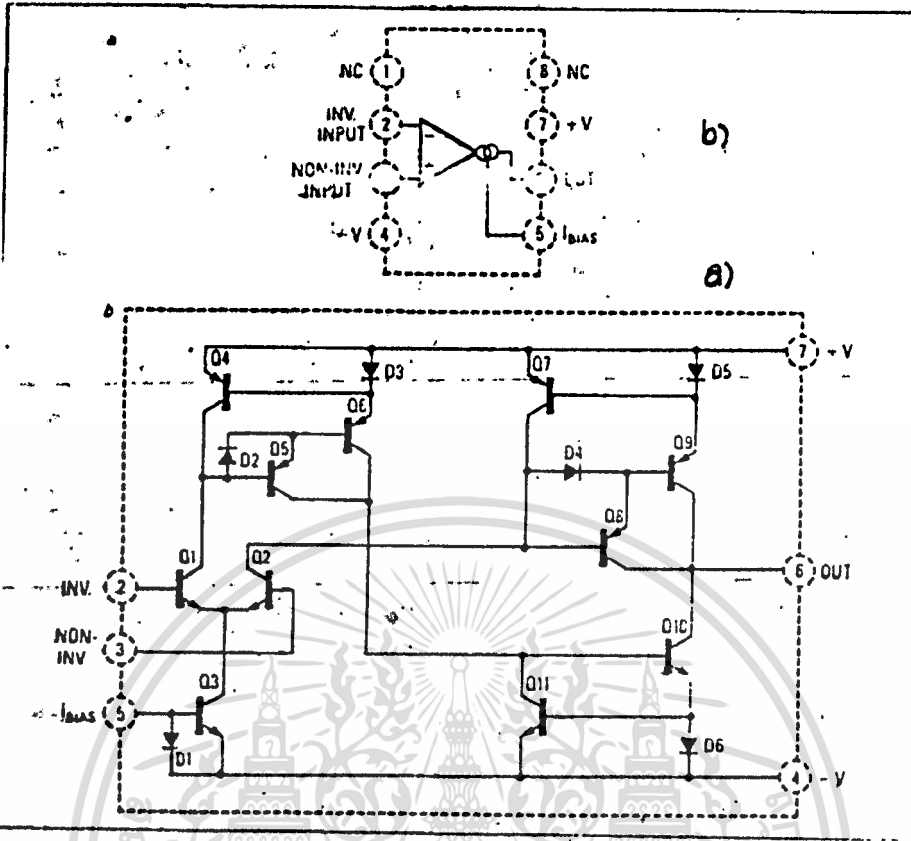
$$20 I_{bias} (V_1 - V_2) \quad 3.7$$

เมื่อ V_1 และ V_2 เป็นแรงดันที่ขั้วเข้าอินพุทของ OTA

g_m เป็นเกณฑ์ขยายของระบบ

I_o เป็นกระแสที่ได้จากเอาท์พุท

I_{bias} เป็นกระแสควบคุมที่ขาควบคุม



รูปที่ 3.11 a) วงจรภายใน OTA b) วงจรพื้นฐานของ OTA

จากสมการ 3.7 จะเห็นว่าเราสามารถควบคุมอัตราขยายของระบบโดยการเปลี่ยนค่ากระแสควบคุมหรือ I_{BIAS} นั้นหมายถึงกระแสที่ได้จากเอาต์พุต I_o จะมีค่าแปรตาม I_{BIAS} โดยตรงเมื่อ ΔV_{in} คงที่ กระแส I_o นี้จะถูกนำไปเปลี่ยนเป็นแรงดันโดยให้กระแสไหลผ่านความต้านทานคงที่ ดังนั้นเราจะได้เกณฑ์ขยายของระบบเป็น

$$V_o = 20 R_L I_{BIAS} (V_1 - V_2) \tag{3.8}$$

โดย I_{BIAS} เป็นตัวกำหนดเกณฑ์ขยายของตัว OTA

ในการใช้งานจริง เราจะสมมติว่า V_o จาก IC6 มีค่าสูงสุดเมื่อกระแสอาร์เมเจอร์มีค่าสูงสุดตามที่เรากำหนดที่กระแสสูงสุดนี้จะต้องทำให้ เกณฑ์ขยายของ OTA เป็นศูนย์ หรือ $I_{BIAS} = 0$ จากรูป 3.11 $I_{BIAS} = 0$ ได้ต่อเมื่อ V_o ของ IC6 เท่ากับ 0.7 โวลต์ หรือต่ำกว่าแรงดันตกคร่อมจังก์ชันของวงจรกระแสคงที่ที่ขา I_{BIAS} ของ IC, CA3080

ส่วนในสถานะการปกติที่กระแสไอเมเจอร์ปกติ แรงดันที่ได้จาก IC2 จะต้องทำให้เกิด I_{bias} ในระดับที่ทำให้เกณฑ์การขยายของ OTA เท่ากับ 1

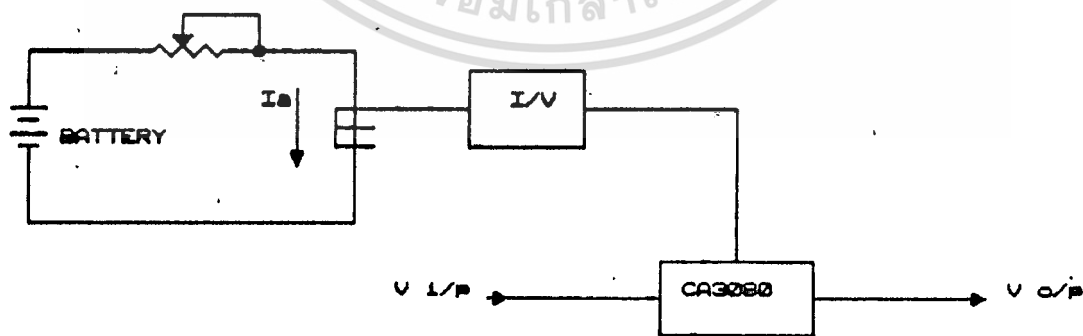
$$V_o/V_i \sim 20 R_L I_{bias} = 1$$

หรือ $I_{bias} \sim 1/20 R_L \quad 3.9$

โดยที่ในวงจร R_L สามารถปรับได้ โดยการปรับ VR4/1 และ I_{bias} ก็ปรับได้เช่นกันโดย VR2/3 V_{in} ปรับได้โดย VR3/2 เพื่อการปรับระบบควบคุมสามารถทำได้ง่าย

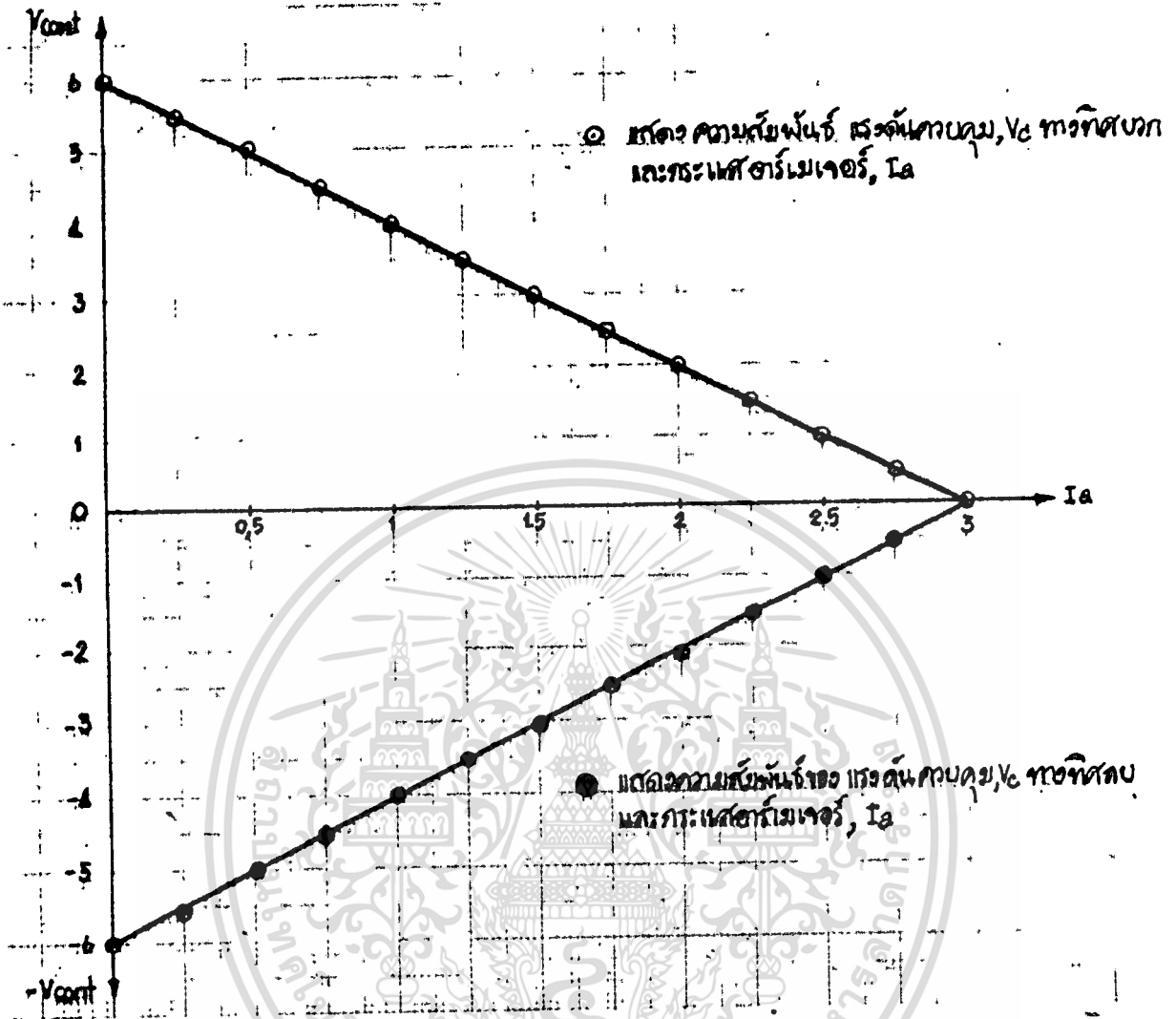
สำหรับวงจรจำกัดแรงดันและวงจรควบคุมแบบอัตราส่วน (Proportional Control) กระทำโดย IC3/1 ระดับแรงดันเอาท์พุทจะถูกควบคุมให้อยู่ในช่วง -10 ถึง +10 โวลต์ เท่านั้น และเกณฑ์ขยายของระบบสามารถปรับได้ด้วย VR3/1 แรงดันที่ได้นี้จะถูกนำไปอินทิเกรตด้วย วงจรออปแอมป์ที่จัดวงจรเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ IC3/2 เพื่อลดผลความผิดพลาดต่อการเปลี่ยนแปลงชั่วขณะซึ่งทำให้ระบบทำงานโดยไม่มีเล็ทเทอรีชัน ควบคุมแบบอัตราส่วนและอินทิเกรต (PI-Control) นี้ใช้ออปแอมป์คู่ในตัวถังเดียวกันเบอร์ LF-353 ซึ่งมีอินพุทเป็น J-FET และมีอินพุทอิมพีแดนซ์สูงมาก มีช่วงแรงดันสวิงที่กว้าง แรงดันที่ผ่านการควบคุมแบบ PI นี้ จะถูกนำไปควบคุมเกณฑ์อีกครั้ง โดย IC4 ซึ่งเป็นวงจรควบคุมกระแสไอเมเจอร์ ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว

จากการทดลองความเป็นเชิงเส้นของวงจรควบคุมกระแส ได้กระทำ โดยแสดงวงจร การทดลองดังในรูป 3.12 a) โดยเมื่อเราสมมติให้แรงดันอินพุท V_{in} มีค่าเท่ากับ 6 โวลต์ และกระแสไอเมเจอร์ควบคุมให้อยู่ในช่วง 0-3 Amps (ปรับความไวโดย VR1/1) ซึ่งได้ กราฟความสัมพันธ์ระหว่างเอาท์พุทกับกระแสไอเมเจอร์ดังรูป 3.12 b)



a)

b)

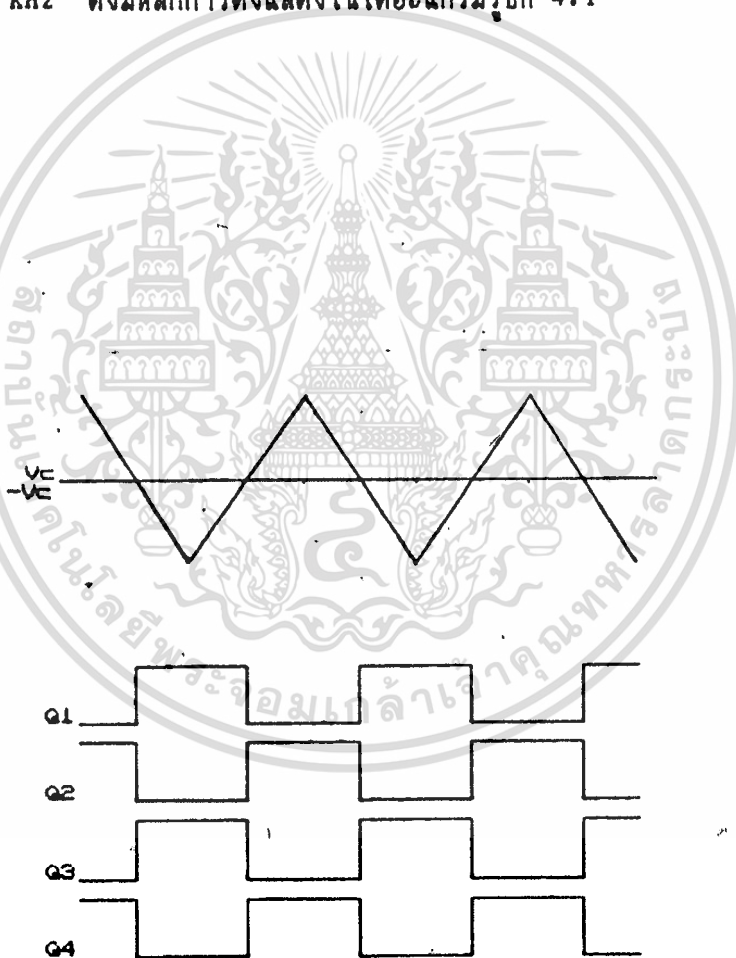


รูปที่ 3.13 a) รูปแสดงวงจรทดลองวงจรควบคุมกระแสอาร์มีเจอร์
 b) รูปแสดงกราฟความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตต่อกระแสตรง

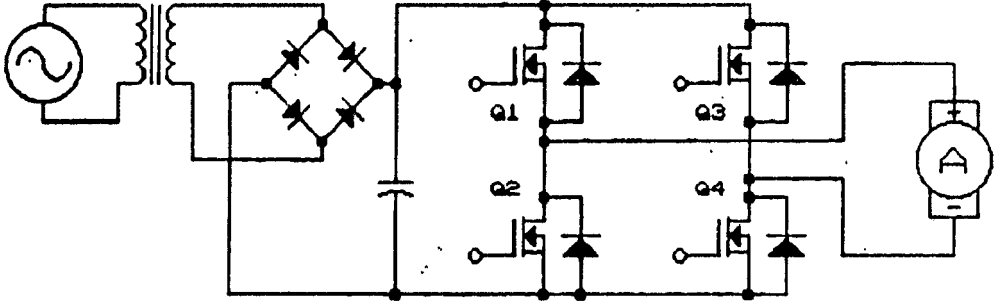
บทที่ 4

การกำเนิดรูปคลื่น PWM (Pulse Width Modulation)

การกำเนิดรูปคลื่น PWM ใช้ขั้วนำเวอร์มอลเฟต 4 ตัวนั้น รูปแบบของรูปคลื่นจะขึ้นอยู่กับแรงดันควบคุมซึ่งแปรเปลี่ยนในช่วงบวกและลบ โดยที่เมื่อแรงดันควบคุมมีค่าเท่ากับศูนย์ ก็จะทำให้ตัวไดโอดของรูปคลื่นทั้ง 4 เปลี่ยนไป การควบคุมคลื่น PWM ที่กล่าวมานี้จะสามารถทำได้ โดยการเปรียบเทียบแรงดันควบคุมกับรูปคลื่นสามเหลี่ยมซึ่งเป็นพาหะ (Carrier triangle wave) ที่มีความถี่คงที่ที่ 20 KHz ดังมีหลักการดังแสดงในไดอะแกรมรูปที่ 4.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



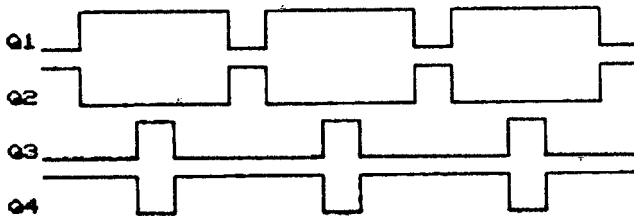
b)

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

b) รูปแสดงวงจร Full Bridge โดยพาวเวอร์ MOSFET 4 ตัว

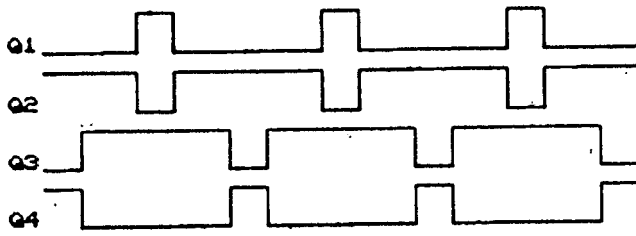
จากรูปที่ 4.1 a) สวิตช์ไซเคิลของ Q1-Q4 จะแปรตามระดับความสูงของแรงดันควบคุม ซึ่งแบ่งการทำงานออกเป็น 2 ลักษณะ คือ 1) กรณีที่แรงดันควบคุมสั่งให้มอเตอร์หมุนตามเข็มนาฬิกา 2) กรณีที่แรงดันควบคุมสั่งให้มอเตอร์หมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา และ 2) กรณีที่แรงดันควบคุมสั่งให้มอเตอร์หมุนกลับทิศ โดยที่คลื่นต่างที่ได้ก็จะถูกป้อนให้แก่ Q_1-Q_4 ดังรูป 4.1 b)

1) กรณีที่แรงดันควบคุมสั่งให้มอเตอร์หมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา 0วินาที
แรงดันควบคุมจะแปรค่าจากระดับ 0 โวลต์จนถึงยอดคลื่นของสัญญาณนาฬิกาสองเหลี่ยม ซึ่งสวิตช์ไซเคิลของ G1 และ G4 ที่ป้อนให้ Q1 และ Q4 ที่ป้อนให้ Q1 และ Q4 จะมีค่าเกินไปกว่า 50% จนถึง 100% และทำให้กระแสแอมเพอร์ไหลในทิศทางตามเข็มนาฬิกา เพราะ Q1 และ Q4 นำกระแสพร้อมกันใน 2 ช่วงภายใน 1 ไซเคิล ในขณะที่ Q2 และ Q3 ไม่มีโอกาสทำงานพร้อมกันเลย (ในรูป V_{cont} มีค่าเท่ากับ 1/2 ของแรงดันยอดคลื่นของสัญญาณนาฬิกาสองเหลี่ยม ทำให้สวิตช์ไซเคิลของสัญญาณ PW มีค่าประมาณ 25% สำหรับ G2 และ G3 และ 75% สำหรับ G1 และ G4 a) ดังแสดงในรูป 4.2 a



a)

b)

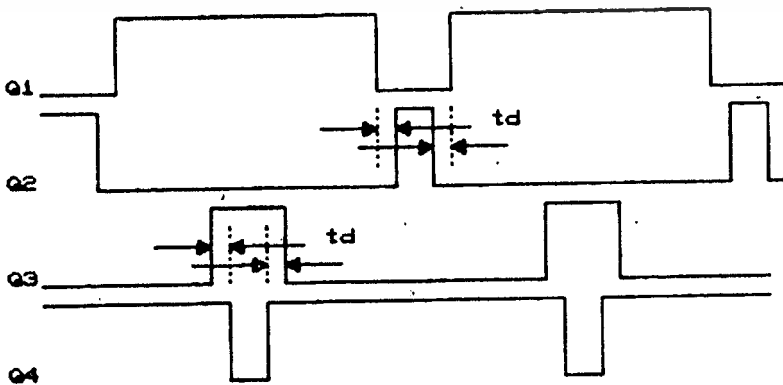


b)

- 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 ไซเคิล และกระแสไหลผ่าน Q2-Q3 ทำให้มอเตอร์หมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา

สำหรับในรูปที่ 4.2 b) แสดงรูปคลื่นของสัญญาณ PWM เมื่อแรงดันควบคุมมีค่าเป็นลบทำให้รูปคลื่น PWM ของ G2 และ G3 มีดิวตีไซเคิล 75% และ 25% สำหรับ Q1 และ Q4 เมื่อแรงดันควบคุมมีค่าเป็น $-1/2$ ของแรงดันยอดคลื่นของสัญญาณพาหะ

เนื่องจากในทางปฏิบัติ Q1-Q2 และ Q3-Q4 ทำงานพร้อมกันไม่ได้ ซึ่งจะทำให้เกิดการลัดวงจรขึ้นในเส้นทางนั้น ดังนั้นในทางปฏิบัติ สัญญาณของ Q1-Q2 และ Q3-Q4 ที่กลับเฟสกันอยู่จะต้องโอเวอร์แล็ปกันอยู่เล็กน้อย เวลาของการโอเวอร์แล็ปนี้เราเรียกว่า เดดไทม์ (Dead time) ดังรูป 4.3 โดยปกติจะมีค่าประมาณ 5-10% ของคาบเวลาการสวิตช์



รูป 4.3 แสดงช่วงเวลาเดดไทม์ของ Q1-Q2 และ Q3-Q4

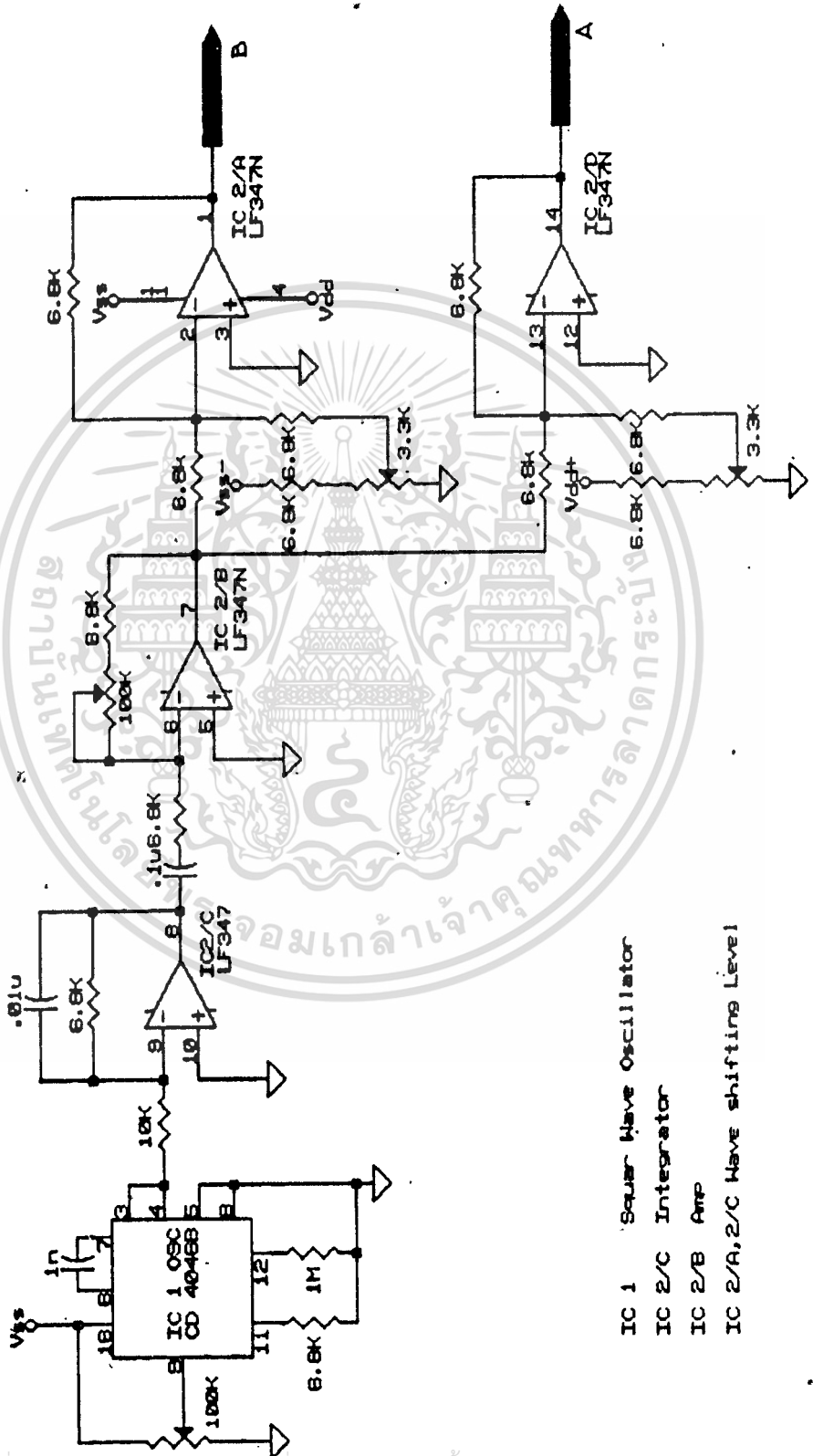
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่... ไม่ว่ากรณใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสร้างเตตโทมในวงจรนี้ใช้หลักการแยกระดับสัญญาณพาหะออกเป็นสองระดับโดยเราจะเลื่อนระดับสัญญาณพาหะให้สูงขึ้นเป็นสัญญาณหนึ่ง และเลื่อนระดับสัญญาณพาหะให้ลดระดับต้นลงเป็นอีกสัญญาณหนึ่ง ซึ่งระดับสัญญาณที่เลื่อนขึ้นและเลื่อนลงมานี้จะเลื่อนในระดับที่เท่ากัน แรงดันควบคุมที่ได้ทั้งสองนี้จะถูกป้อนเข้ากับวงจรเปรียบเทียบแรงดัน 4 วงจร เพื่อเปรียบเทียบกับแรงดันควบคุมได้ เป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยมที่ควบคุมความกว้างของคลื่นได้และเกิดช่วงโอเวอร์แลปขึ้น

รูปที่ 4.4 เป็นวงจรกำเนิดคลื่นพาหะสามเหลี่ยมความถี่ 20-50 KHz และวงจรเลื่อนระดับแรงดัน โดยมี IC1 CD4046 เป็นวงจรกำเนิดความถี่รูปคลื่นสี่เหลี่ยม ป้อนให้กับวงจร อินทิเกรเตอร์ IC2/A เพื่อเปลี่ยนคลื่นสี่เหลี่ยมให้เป็นคลื่นสามเหลี่ยมที่มีความถี่เท่าเดิม แต่การอินทิเกรตทำให้ระดับแรงดันถูกลดทอนลงจึงต้องมีการปรับระดับแรงดันให้เหมาะสมด้วย IC2/B , IC2/C



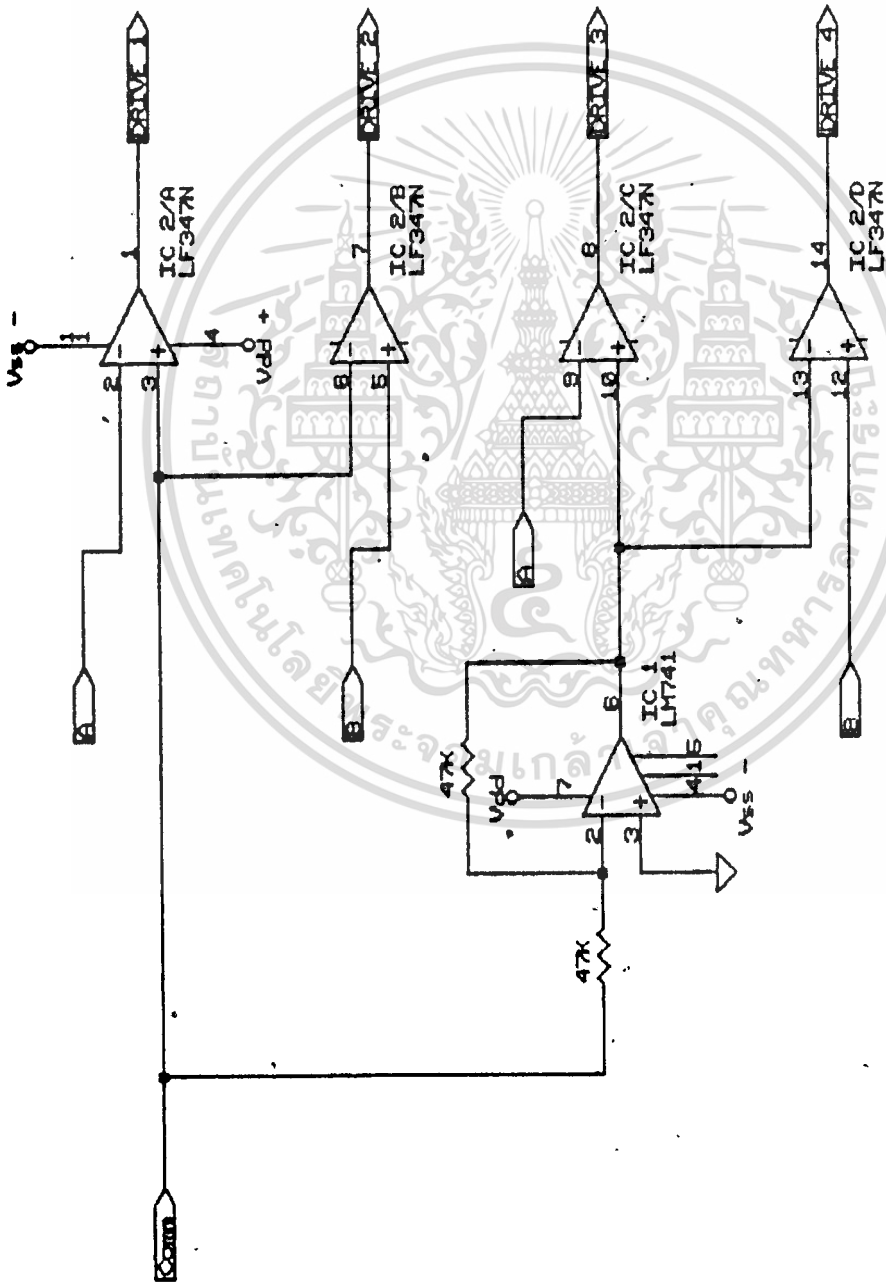
รูปที่ 4.4 วงจรกำเนิดคลื่น



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.5 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ ๕ วงจรขับและวงจรถูกเลี้ยง

5.1 วงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟต

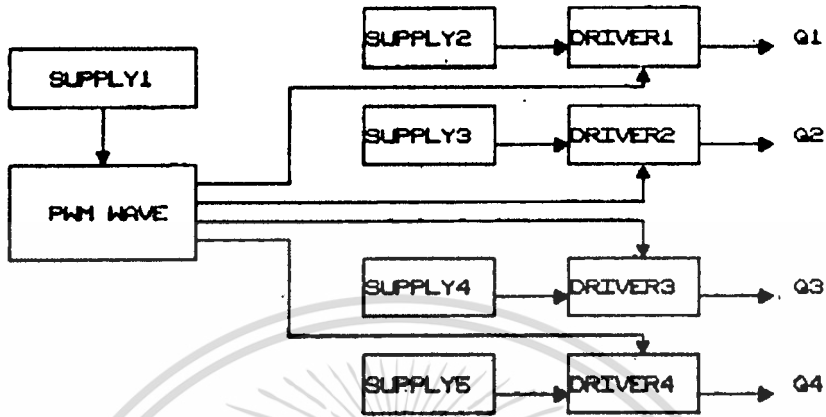
เนื่องจากสัญญาณพัลส์ควบคุมแบบ PWM ถูกสร้างขึ้น เป็นวงจรที่มีระดับความแรงของสัญญาณต่ำ และมีความไวต่อสัญญาณรบกวน ดังนั้นถ้าต่อวงจรสร้างสัญญาณควบคุมร่วมกับวงจรขับโดยใช้ทรานส์ฟอร์มเมอร์ก็อาจทำให้เกิดสัญญาณรบกวนจากการลัดวงจรของระบบกำลังได้ ซึ่งจะเห็นยวเข้ามากทางลายกราวด์ซึ่งต่อร่วมกัน ดังนั้นในการพัฒนาเครื่องต้นแบบนี้จึงใช้วิธีการเชื่อมต่อสัญญาณควบคุมของวงจรขับโดยวิธีการเชื่อมโยงทางแสง (Optical Isolator) ดังแสดงให้เห็นดังรูป 4.7 ซึ่งแสดงวงจรถูกเลี้ยงกราวด์ด้วยตัวเชื่อมโยงทางแสง และวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟต

การออกแบบวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟต

การออกแบบวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตในการออกแบบนี้แบ่งออกเป็น 3 สเตจ เริ่มตั้งแต่ได้รับสัญญาณพัลส์จากการส่งผ่านตัวเชื่อมโยงทางแสงโดย IC # 4N25 ที่ขา 5 สัญญาณนี้จะกลับเฟสกับสัญญาณพัลส์ที่จ่ายให้กับวงจรเชื่อมโยงทางแสง แต่เนื่องจากตัวเชื่อมโยงทางแสงนี้มีเวลาที่ขอบขาขึ้น, t_{r} และขอบขาลง, t_{f} เท่ากับ $2 \mu s$ ซึ่งเท่ากับประมาณ 8% ของพัลส์ที่ตัวดีไอเคิล 50% (ในเงื่อนไขที่ t_{r}, t_{f} ของภาคอินพุทของวงจรเชื่อมโยงทางแสงมีค่าน้อยมาก) ซึ่งมีค่าน้อยและยอมรับได้ในระดับการลัดวงจรที่ 20 KHz แต่ตามความเป็นจริงวงจรเปรียบเทียบเฟสทางวงจรถูกเลี้ยงพัลส์ควบคุมที่เป็นวงจรเปรียบเทียบโดยวงจร ออปแอมป์เบอร์ LF-347 ที่มีสวิตชิ่งเร็ว $13 \mu s$ ทำให้พัลส์ที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบไม่ได้เป็นพัลส์สี่เหลี่ยมที่มี t_{r}, t_{f} ที่ดีพอและเมื่อป้อนเข้าตัวเชื่อมโยงทางแสงทำให้เอาต์พุตจากตัวเชื่อมโยงทางแสงมี t_{r} และ t_{f} มีค่าสูง จึงต้องมีการแต่งรูปคลื่นให้ดีขึ้น

วงจรถูกเลี้ยงในภาคสุดท้าย ถูกจัดวงจรเป็นแบบพูน (Push pull) เพื่อให้เอาต์พุตอินพุทของวงจรขับมีค่าต่ำที่สุดและที่จุดนี้สัญญาณขับจะถูกป้อนเข้าสู่ความต้านทานค่า 100 โอห์ม เข้าสู่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตต่อไป

การจัดการวงจรแหล่งจ่ายไฟ



รูปที่ 5.2 แสดงไดอะแกรมการต่อวงจรแหล่งจ่ายไฟ

ในการแยกระบบกราวด์ของวงจรกำลังและวงจรควบคุมโดยทั่วไป เรามักนิยมใช้หม้อแปลงพัลส์ (Pulse Transformer) กันอย่างกว้างขวาง เนื่องจากมันมีต้นทุนที่ต่ำและใช้อุปกรณ์น้อยชิ้น ซึ่งเหมาะสำหรับงานที่ต้องการดีวีไอเคิลคงที่ 50% แต่ในการควบคุมพัลส์รีดของคลื่น PWM ในการควบคุมมอเตอร์แบบ 4 ควอดแรนต์นี้ ดีวีไอเคิลของสัญญาณควบคุมมีค่าแปรเปลี่ยนตั้งแต่ 0-100% ดังนั้นจึงไม่สามารถใช้หม้อแปลงพัลส์และวงจรขับเรียงชุดเดียวได้ ในการพัฒนาจึงต้องเลือกที่จะจัดวงจรขับเป็น 4 ชุด สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละชุด และแยกแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงจากกันอย่างเด็ดขาดเป็นจำนวน 4 ชุดเช่นกัน โดยที่แหล่งจ่ายไฟในภาคกำเนิดคลื่นควบคุมก็จะใช้แหล่งจ่ายไฟแยกจากกันต่างหากอีกหนึ่งชุด ซึ่งทำให้ในวงจรควบคุมปราศจากสัญญาณรบกวนโดยเด็ดขาด

5.2 การเลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟต

การพิจารณาขนาดของเพาเวอร์มอสเฟตมาใช้ในงานควบคุมมอเตอร์จะต้องคำนึงถึงขนาดแรงดันสูงสุด, Breakdown voltage กระแสใช้งานในสถานะปกติและสูงสุดที่คาดว่าจะได้รับ (Maximum Drain current) และกำลังงานสูญเสียที่คาดว่าจะเกิดขึ้นกับตัวเพาเวอร์มอสเฟต (Power dissipation) ในเงื่อนไขที่อาจเกิดขึ้นในการใช้งานจริงที่อุณหภูมิแวดล้อมที่จุดนั้น ค่าคุณสมบัติต่างๆ เหล่านี้จะถูกกำหนดโดยขนาดของโหนดที่เราใช้งานนั้น ซึ่งเราจะพิจารณาดังต่อไปนี้

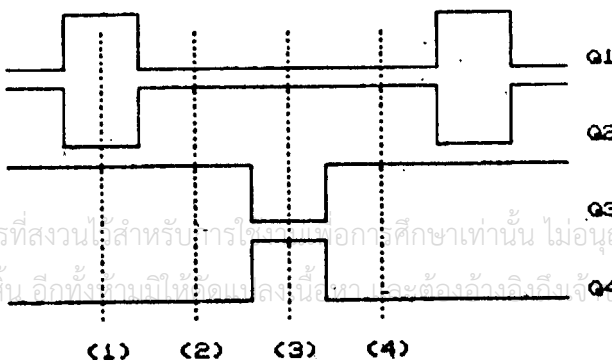
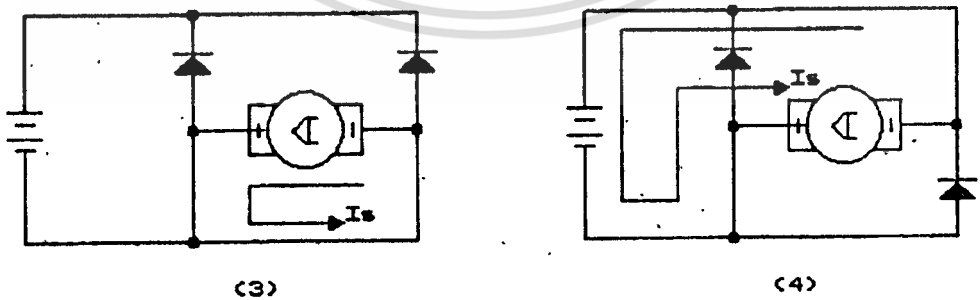
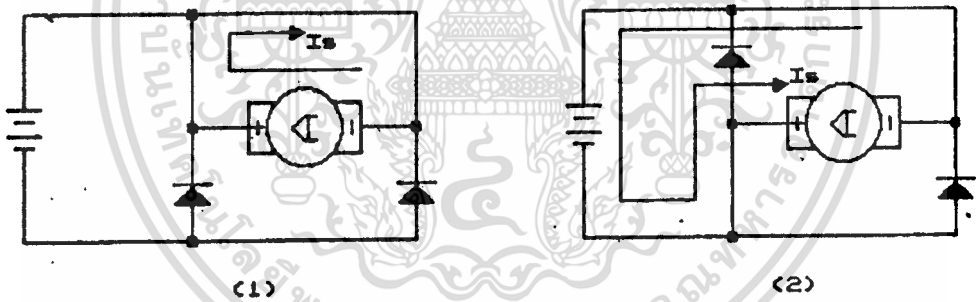
5.2.1 ขนาดกระแสตรงของเพาเวอร์มอสเฟต, ในการพิจารณาขนาดกระแสสูงสุดจะต้องพิจารณาถึงสถานะการทำงานมอเตอร์ในขณะที่มันกำลังทำงานในควอดแรนต์ที่ 2 และ 4 นั่นคือขณะที่มอเตอร์กำลังเบรคมันเอง และจะต้องพิจารณาถึงลักษณะของพัลส์ที่ป้อนเข้าสู่ตัวมอเตอร์ด้วย ดังเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 5.3 ซึ่งแสดงลวิที่ปิดเปิดตามจังหวะการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตลักษณะต่างๆ

- 1) ควบคุมกรณีที่ 1. มอเตอร์กำลังเพิ่มความเร็วหรือจ่ายกำลังงานเมื่อเอาชนะกำลังของโหลดในทิศทางหมุนตามเข็มนาฬิกา
- 2) ควบคุมกรณีที่ 2. มอเตอร์พยายามจ่ายกำลังหมุนในทิศทางหมุนตามเข็มนาฬิกาแต่ไม่สามารถเอาชนะแรงที่โหลดหมุนกลับทิศทางไปได้ หรือ เกิดขึ้นในกรณีที่มีมอเตอร์กำลังหมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกาแต่ได้รัยคำสั่งให้หมุนในทิศทางหมุนตามเข็มนาฬิกาอย่างทันทีทันใด
- 3) ควบคุมกรณีที่ 3. มอเตอร์เพิ่มความเร็วหรือจ่ายกำลังงานให้กับโหลดเมื่อเอาชนะกำลังของโหลดในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา
- 4) ควบคุมกรณีที่ 4. เหมือนกับในควบคุมกรณีที่ 2 แต่ทิศทางที่เกิดขึ้น จะมีทิศทางตรงกันข้ามกัน

ซึ่งกรณีการเกิดกระแสลุดจะเกิดขึ้นในควบคุมกรณีที่ 2-4 คือในลักษณะที่มีมอเตอร์กำลังเบรคนั่นเอง



รูปที่ 5.3 แสดงทิศทางกระแสที่ไหลในสภาวะการเบรคของมอเตอร์ที่ตำแหน่งพัลส์ต่างๆ เนื้อหาขนาดกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตในควอดแรนต์ที่ 2 และ 4

จากรูป 5.4 ในสภาวะการเบรค พิจารณาในตำแหน่งพัลส์ที่ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานในจังหวะต่างๆ ได้ดังตารางรูปที่ 5.5 เมื่อในสภาวะการเบรคไม่ว่าในควอดแรนต์ที่ 2 หรือ 4 ก็จะมีจังหวะพัลส์ที่เหมือนกัน

	สวิทช์ที่ออน	แรงที่ทำให้ทำให้เกิดกระแสเบรค	กระแสเบรค, I_a
1	S1-S3	E_a	E_a/R_a
2	S2-S3	$E+E_a$	$(E+E_a)/R_a$
3	S2-S4	E_a	E_a/R_a
4	S2-S3	$E+E_a$	$(E+E_a)/R_a$

รูปที่ 5.4 ตารางแสดงสภาวะการทำงานและกระแสเบรคที่เกิดขึ้น

จากตารางแสดงสภาวะกระแส จังหวะพัลส์ที่ 2 และ 4 จะมีโอกาสเกิดกระแสสูงสุด คือ $E+E_a/R_a$ ดังนั้นในการพัฒนาเครื่องต้นแบบนี้เราใช้มอเตอร์ฟลูเย่ MIKI ขนาด 2 แรงม้า มีความต้านทานของอาเมเจอร์เท่ากับ 2.7 โอห์ม และแรงดันในการทดสอบเท่ากับ 150 V ดังนั้นเราจะได้กระแสเบรคในขณะมอเตอร์หมุนด้วยความเร็วสูงสุดเท่ากับ

$$I_{\text{brake}} = \frac{150+150}{2.7} \text{ แอมป์}$$

$$= 111 \text{ แอมป์}$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าเป็นกระแสที่สูงมาก ถึงแม้ว่าเราจะมีการตรวจสอบกระแสแล้วก็ตาม แต่กระแสนี้ก็จะเป็นกระแสกระชากชั่วขณะนี้อาจทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเสียหายได้ ดังนั้นเราจะต้องพิจารณาค่ากระแสในการเลือกขนาดกระแสสูงสุดของเพาเวอร์มอสเฟตที่เราจะเลือกใช้ ส่วนกระแสสตาร์ทมอเตอร์จะมีค่าเท่ากับแรงดันของแหล่งจ่ายหารด้วยความต้านทานของอาเมเจอร์

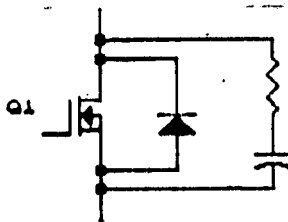
$$I_{\text{break}} = \frac{E}{R_{\text{th}}}$$

$$= \frac{150}{2.7} = 55 \text{ แอมป์}$$

ส่วนค่ากระแสที่จะใช้เลือกขนาดของเพาเวอร์มอสเฟตคือกระแสที่เป็นอัตราสูงสุดที่มอเตอร์กำหนดซึ่งในมอเตอร์ที่ใช้ทดลองนี้มีขนาดจำกัดกระแสเท่ากับ 10 แอมป์

แต่เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตมีราคาค่อนข้างสูงเมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ขนาดกระแสเท่ากัน ดังนั้นในการพัฒนาจึงจำเป็นต้องลดต้นทุนการทดลองโดยลดขนาดกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตลง โดยเลือกขนาดกระแสสูงสุดไม่เกิน 50 แอมป์ และกระแสที่ต่อเนื่องไม่เกิน 10 แอมป์ ซึ่งเราเลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ MTM9N18 ที่มีขนาดกระแสสูงสุด 25 แอมป์ 2 ตัวต่อขนานกัน โดยที่แต่ละตัวมีกระแสจำกัดทางไฟตรงเท่ากับ 8 แอมป์ ซึ่งทำให้เราต้องลดขนาดแรงดันทดลองที่ป้อนเข้าสู่มอเตอร์ให้ไม่เกินไปกว่า 60 โวลต์ ซึ่งจะทำให้กระแสกระชากมีโอกาสเกิดขึ้นด้วยขนาดกระแส 44 แอมป์

5.2.2 ขนาดแรงดันของเพาเวอร์มอสเฟต จะถูกกำหนดโดยขนาดแรงดันของแหล่งจ่าย และโอกาสของการเกิดแรงดันสูงสุดที่อาจเกิดขึ้นได้ ที่จะตกคร่อมขั้วไดรอนและซอลซ์ ถึงแม้ว่าค่าแรงดันนี้จะเป็นแรงดันลูป (Spike voltage) ก็ตามก็อาจทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเสียหายได้ สำหรับในวงจรแบบดิเเนียร์มักจะใช้ค่าทนแรงดันเท่ากับ 2 เท่าของแรงดันแหล่งจ่ายไฟ แต่ในวงจรสวิตซ์ซึ่งแล้วควรจะต้องเลือกค่าทนแรงดันของเพาเวอร์มอสเฟต (Break down voltage) เท่ากับ 3 เท่าในกรณีที่ไม่โหลดเป็นอินดักทีฟ โดยที่จะต้องมียังวงจรที่จะทำหน้าที่ดูดกลืนพลังงานจากการคายของขดลวด (Voltage suppression) เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตหยุดการทำงานอย่างทันที (Turn off) ซึ่งเรียกว่าวงจรล้นเบอ (Snubber circuit) ต่อกับขั้วไดรอนและซอลซ์อยู่กับเพาเวอร์มอสเฟตทั้ง 4 ชุดดังแสดงในรูป 5.5



รูปที่ 5.5 วงจรล้นเบอที่ต่อกับในวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อในการทดลองเราเลือกขนาดแรงดันแหล่งจ่าย 60 โวลต์ ดังนั้นเราจึงเลือกขนาดแรงดันที่เพาเวอร์มอสเฟตทนได้ V_{GS} เท่ากับ $3 \times 60 = 180 \text{ V}$ ดังนั้นเราจึงเลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ MTH8N18 จำนวน 2 ตัวต่อขนานกัน ทำให้มันมีขนาดกระแสทนได้สูงสุดเท่ากับ 50 A และกระแสต่อเนื่องทางไฟตรงที่ 16 A

สำหรับการหาค่าคาปาซิเตอร์, C_S และค่าความต้านทาน, R_S ในวงจรสับเบออร์ สามารถหาได้จากการพิจารณาขนาดกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟต และขนาดแรงดันที่ป้อนให้กับวงจร โดยที่เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเทอร์นออฟอย่างรวดเร็วกระแสไหลผ่านมอเตอร์จะไหลผ่านไดโอด, D_S มาประจุที่คาปาซิเตอร์ C_S

$$C_S = \frac{I_{off} \cdot t_{off}}{2 \Delta V} \quad (8.1)$$

เมื่อ I_{off} = กระแสไหลที่ไหลผ่านมอเตอร์
 t_{off} = เวลาในการเทอร์นออฟ
 ΔV = แรงดันของแหล่งจ่าย

แรงดันที่ประจุคาปาซิเตอร์ในช่วงเทอร์นออฟนี้จะคายพลังงานออกผ่านเพาเวอร์มอสเฟตเข้าสู่ความต้านทาน R_S ในช่วงการเทอร์นออฟ และเปลี่ยนพลังงานออกเป็นรูปความร้อนออกไป แต่พลังงานที่ประจุนี้จะต้องคายพลังงานออกหมดเข้าสู่ R_S ในช่วงเวลาการเทอร์นออฟด้วย ซึ่งเราจะหาค่า R_S ได้จาก

$$R_S \leq \frac{V_{on}}{I_C} \quad (8.2)$$

ดังนั้นเมื่อเรากำหนดแรงดันแหล่งจ่ายไฟไว้เท่ากับ 60 V และกระแสสูงสุดมีค่า 44 Amp ในภาวะการเบรกหรือกลับทิศทางหมุน และเวลาในการเทอร์นออฟเท่ากับ 200 ns

$$\begin{aligned} C_S &= (44 \text{ A} \cdot 0.2 \mu\text{s}) / 2 \cdot 60 \text{ V} \\ &= 0.073 \mu\text{F} \end{aligned}$$

โดยที่เราเลือก $C_S = 0.1 \mu\text{F}$

เมื่อ t_{on} อาจจะมีค่าต่ำสุดที่อาจเกิดขึ้นเท่ากับ 0 แต่เราจะกำหนดให้เท่ากับ 5% ของคาบเวลาของพัลส์ ซึ่งไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$= 2.5 \mu\text{S}$$

$$\text{ฉะนั้น } R_s < (2.5 \mu\text{S}) / (3 * 0.1 \mu\text{F})$$

$$< 8.3 \text{ โอห์ม}$$

$$\text{เลือกใช้ } R_s = 5 \text{ โอห์ม}$$

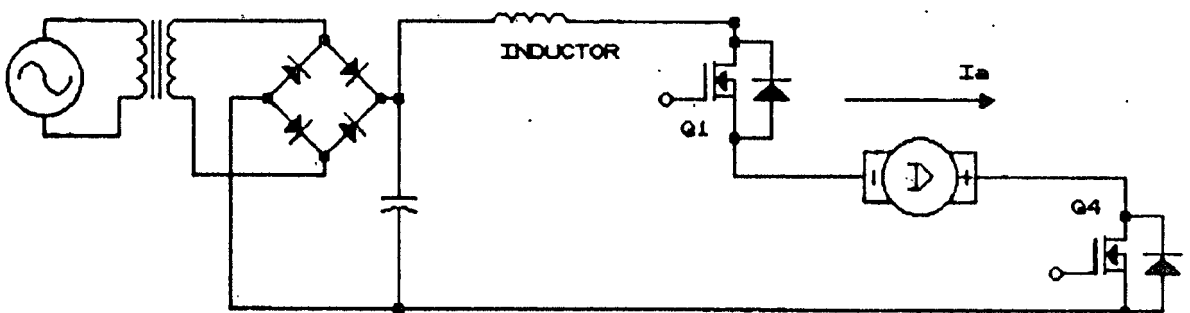
ขนาดกำลังงานสะสมใน C_s ที่คอยให้ R_s แปลงพลังงานออกเป็นรูปความร้อนนั้นจะมีค่าเท่ากับ P โดยที่

$$\begin{aligned} P &= I^2 * R \\ &= (3 * V^2 * C_s) / 2T \end{aligned} \quad (5.3)$$

$$\begin{aligned} \text{โดยที่ } T &= [3(60V)^2 * 0.1 \mu\text{F}] / 2(1/20\text{KHz}) \\ &= 10 \text{ Watts} \end{aligned}$$

เลือกใช้ ความต้านทาน 50 W 3 ตัว และ 100 W 3 ตัว ต่อขนานกัน แต่ละตัวมีขนาด 10 W ทำให้ได้ R_s เท่ากับ 11 โอห์ม รวม 60 W

การป้องกันกระแสลัดวงจร ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อของกระแสตรงว่ากระแสสูงสุดที่เป็นไปได้ในกรณีการเบรค หรือกลับทางหมุนจะมีค่าสูงถึง $2E/R_a$ และถึงแม้ว่าเราจะมีวงจรถูกกันทางกระแสอยู่ด้วยก็ตาม แต่วงจรตรวจจับกระแสก็จะต้องมีค่าการหน่วงเวลาเช่นกัน อาจทำให้ไม่สามารถทำงานป้องกันได้ทัน วิธีง่าย ๆ ที่จะป้องกันกระแสลัดวงจรในช่วงสั้นนี้คือ หน่วงกระแสลัดวงจรโดยการต่ออินดักเตอร์ค่าที่พอเหมาะกับแหล่งจ่ายแรงดัน ดังรูปที่ 5.6 ในการทดลองใช้ค่าประมาณ 4 mH เมื่อ Q1-Q4 ออพร้อมกัน



รูปที่ 5.6 วงจรป้องกันกระแสลัดวงจรชั่วคราว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

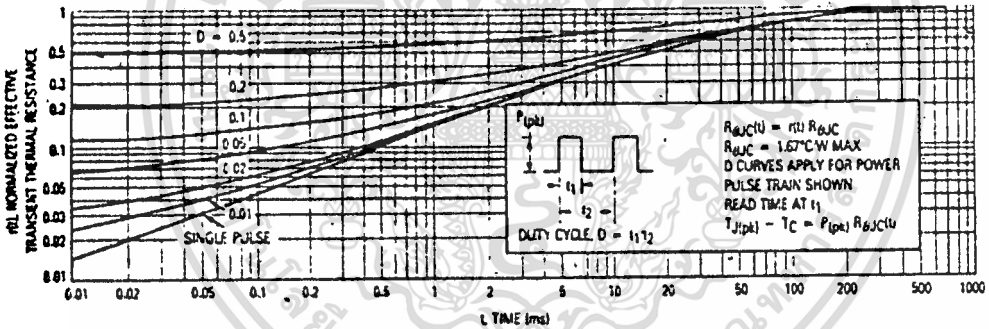
5.3 การคำนวณขนาดแผ่นระบายความร้อน

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 ในเรื่องการกระจายความร้อนของเพอร์เวอมอส เพทออกสู่อากาศรอบข้างนั้น โดยส่วนใหญ่จะเกิดขึ้นจากการอเนเท่านั้น ส่วนการสูญเสียจากการเปลี่ยนแปลงจากการอเนไปออฟ หรือจากการออฟไปอเนจะมีค่าการสูญเสียน้อยจนเราอาจไม่นำมาคิดก็ได้ เพราะเพอร์เวอมอสเพทใช้เวลาในการลritch ได้เร็วมาก

เมื่อเพอร์เวอมอสเพทที่ถูกเลือกในการพัฒนานี้ใช้มอลเฟทของบริษัท โมโตโลลว่า เบอร์ MTM8N18 (ดูค่าจากภาคผนวกท้ายเล่ม) เราจะสามารถหาค่าการกระจายความร้อนที่สภาวะการใช้งานปกติได้ตามลำดับขั้นดังนี้

1). หาค่าความต้านทานทางความร้อนจากจ้งชั้นของสารกึ่งตัวนำไปสู่ตัวถังของตัวเพอร์เวอมอสเพทจากสมการ 2.14 ค่าความต้านทานทางความร้อนที่แท้จริง, $R_{\theta jc}(t)$ จะมีค่าเท่ากับ

$$R_{\theta jc}(t) = r(t) R_{\theta jc}$$



รูปที่ 5.7 แสดงกราฟการตอบสนองทางอุณหภูมิของเพอร์เวอมอสเพท เบอร์ MTM8N18

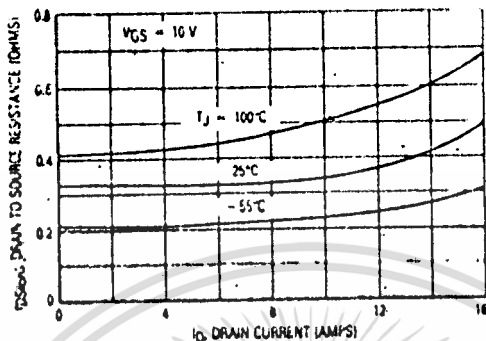
จากตารางการตอบสนองทางอุณหภูมิของ MTM8N18 รูป 5.7 จะได้ $r(t) = 1$ เมื่อตัวที่ไซเคิลของพัลส์ควบคุมอาจแปรเปลี่ยนเป็นค่าสูงสุด = 1 ได้ ดังนั้นจึงให้ $r(t) = 1$ และเมื่อ $R_{\theta jc}$ จากข้อมูลจำเพาะของมอลเฟทมีค่า 1.67 C/W ดังนั้น

$$\begin{aligned} R_{\theta jc}(t) &= 1 * 1.67 \text{ C/W} \\ &= 1.67 \text{ C/W} \end{aligned}$$

2). ข้อมูลจำเพาะกำหนดให้อุณหภูมิของจ้งชั้นจะอยู่ในช่วง -65 ~ 150 C , ถ้าเราเลือกอุณหภูมิสูงสุดที่ยอมได้เท่ากับ 130 C และจากการทดลองเมื่อกระแสของมอเตอร์ที่แรงดัน

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายเท่ากับ 50 V จะทำให้กระแสเดรนตกอยู่ในช่วง 1-4 แอมป์



รูปที่ 5.8 กราฟ $R_{DS(on)}$ กับ I_D ที่อุณหภูมิต่างๆ

จากกราฟรูปที่ 5.8 เมื่อ $I_D = 4$ A และอุณหภูมิจังก์ชัน $T_J = 100$ C จะได้ $R_{DS(on)} = 0.43$ โอห์ม และที่ $T_J = 25$ C จะได้ $R_{DS(on)} = 0.32$ โอห์ม

จากสมการ 2.15 เราจะได้ C_T แล้วยกเท่ากับ

$$C_T = \frac{\Delta R_{DS(on)}}{\Delta T_J}$$

$$= \frac{(0.43 - 0.32)}{(100 - 25)}$$

$$= 0.0015 \text{ ohm/C}$$

จาก 2.16 เราจะคำนวณหา $R_{DS(on)}$ ที่อุณหภูมิจังก์ชันเท่ากับ 130 C ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{จาก } R_{DS(on)} \Big|_{T_J=130 \text{ C}} &= (R_{DS(on)} \Big|_{T_J=25 \text{ C}}) + [(T_J - 25 \text{ C}) * C_T] \\ &= 0.32 + (130 - 25) * 0.0015 \\ &= 0.474 \text{ โอห์ม} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{แต่ ค่าเฉลี่ยของ } R_{DS(on)} &= 0.43 / 0.32 \\ &= 1.3 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น } R_{DS(on)} \text{ ที่ } 120 \text{ C} &= 0.474 * 1.3 \\ &= 0.62 \text{ โอห์ม} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3). คำนวณค่า P_D จากสมการ 2.18

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ } P_D &= (I_{rms}^2 * R_{DS(on)}) \\ &= 4^2 * 0.62 \\ &= 9.86 \text{ Watts} \end{aligned}$$

4). หาค่าความต้านทานทางความร้อน, $R_{\theta JC}$ ของแผ่นระบายความร้อนเพื่อที่จะระบายความร้อน P_D นี้ได้เพียงพอ

จากสมการ 2.20
$$P_D = (T_J - T_a) / (R_{\theta JC} + R_{\theta SA} + R_{\theta CA})$$

เมื่อ คำนวณค่า $P_D = 9.86 \text{ W}$, $R_{\theta JC} = 1.67 \text{ C/W}$

กำหนดอุณหภูมิ $T_J = 130 \text{ C}$

$T_a = 40 \text{ C}$

$R_{\theta CA} = 0.33 \text{ C/W}$ (จากตารางรูปที่ 2.22)

ฉะนั้นแทนค่าได้ดังนี้

$$9.86 \text{ W} = (130 - 40) / (1.67 + 0.33 + R_{\theta SA})$$

$$9.86(2 + R_{\theta SA}) = 90$$

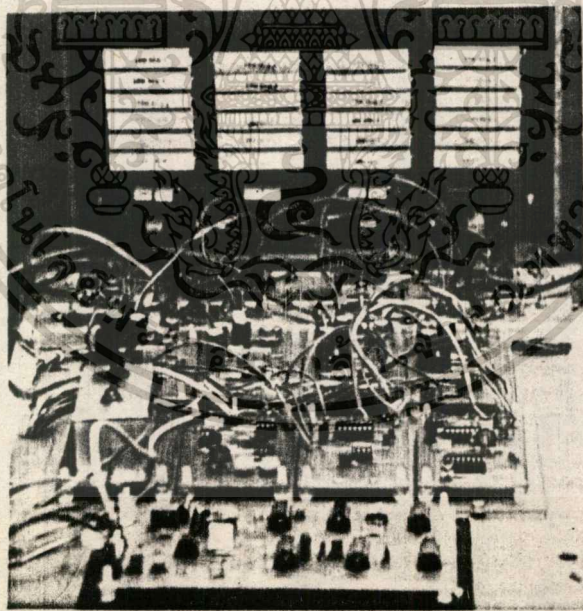
$$R_{\theta SA} = 7.13 \text{ C/W}$$

ในทางปฏิบัติ เราใช้เนวาร์เวอมอลเฟท 2 ตัวต่อขนานกัน เนื้อแข็งเบาภาระกระแส ดังนั้นขนาด P_D ก็จะต้องมีขนาดคงเดิม ดังนั้นจึงไม่มีผลต่อความต้านทานทางความร้อน และยังคงใช้ $R_{\theta SA}$ ขนาดเท่าเดิม

จากรูป ที่ 2.23 จากการเปรียบเทียบจะเห็นว่าเราสามารถเลือกใช้แผ่นระบายความร้อนที่มีขนาดเล็กมากได้ โดยที่ยังสามารถระบายความร้อนได้อย่างพอเพียง ซึ่งเราใช้เพียงแผ่นระบายความร้อนเป็นอลูมิเนียมขนาด 30 ซม. x 10 ซม. x 2 มม. แผ่นเตี้ยยึดเนวาร์เวอมอลเฟททั้ง 4 คู่ จำนวน 8 ตัว รวมอยู่ด้วยกัน

บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลอง

การทดลอง ในเครื่องต้นแบบที่สร้างขึ้นนี้ ได้สร้างส่วนควบคุมต่างๆให้ง่ายต่อการปรับแต่งระบบได้ง่ายเพื่อลดผลการรบกวนต่อสัญญาณและแก้ไขระบบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโพลหรือขนาดของมอเตอร์ ดังที่ได้แสดงให้เห็นในส่วนวงจรประกอบต่างๆมาแล้วในบทก่อนๆ และดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่ามอเตอร์ที่ใช้ทดลองเป็นมอเตอร์ขนาด 2 แรงม้า ขนาดแรงดันอาร์เมเจอร์ 160 โวลต์ แต่ได้ลดขนาดขนาดแรงดันลงเหลือ 60 โวลต์เพื่อลดขนาดกระแสที่เพาเวอร์มอสเฟตจะต้องรับภาระลงให้เหลือขนาดที่เพาเวอร์มอสเฟตจะทนได้ เนื่องจากขนาดมอสเฟตที่ใช้มีขนาดทนกระแสต่อเนื่องได้เพียง 15 แอมป์ และการวัดการตอบสนองของระบบที่สภาวะโพลต่างๆไม่สามารถทำได้เนื่องจากขาดเครื่องมือในการทดสอบ ดังนั้นการวัดการตอบสนองจึงทำได้เพียงการทดลองหานิสัยการล็อกที่ความถี่ควบคุมต่างๆในสภาวะไม่มีโพล และการทดสอบการกระจายความร้อนที่เกิดขึ้นกับแผ่นระบายความร้อน และสำหรับเครื่องต้นแบบที่สร้างขึ้นได้แสดงดังรูปที่ 6.



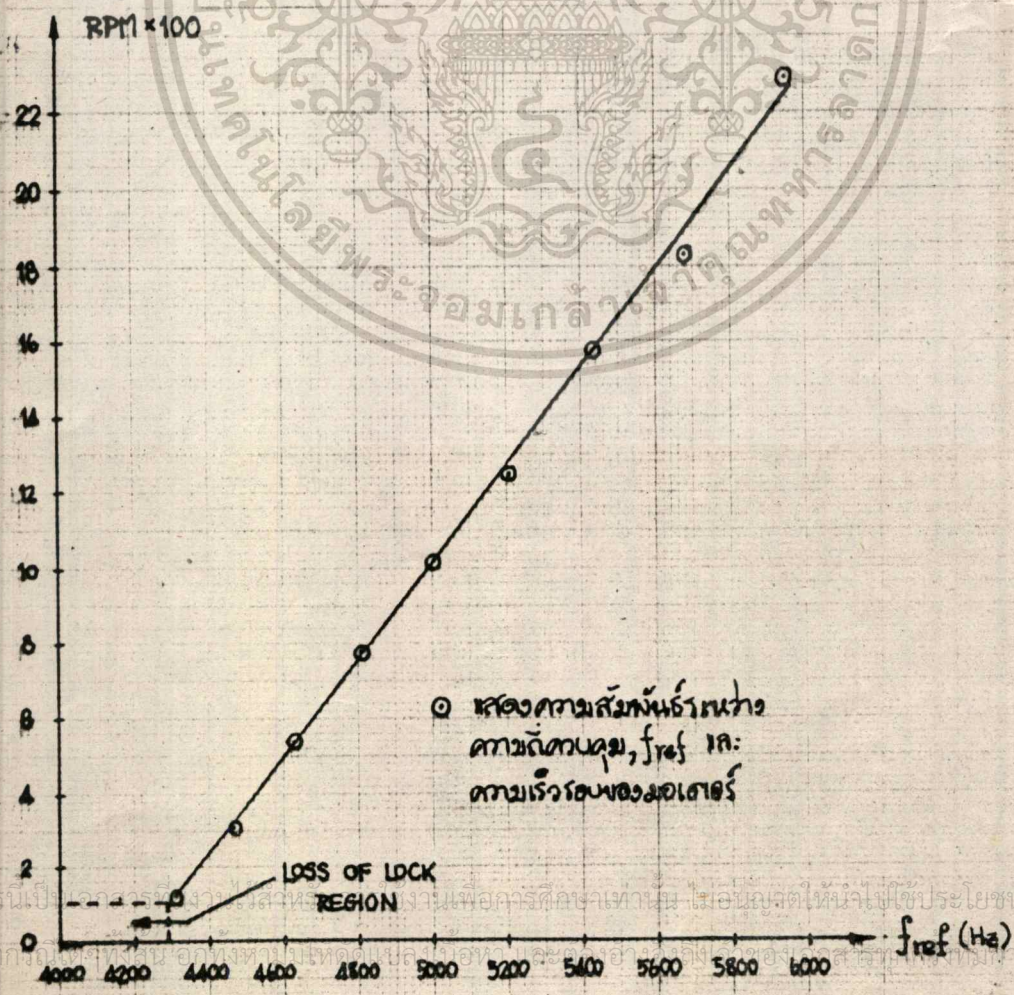
รูปที่ 6.1 เครื่องต้นแบบที่ได้พัฒนาขึ้น

ผลการทดลอง ในการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ ทำได้โดยปรับความถี่ควบคุมเข้าไป แล้ววัดความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ความถี่ควบคุมต่างๆในสภาวะการล็อกดังตารางที่ 6.2 และแสดงเป็นกราฟดังรูปที่ 6.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ควรตีพิมพ์หรือทำซ้ำ ห้ามนำไปทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ควบคุม (Hz)	ความเร็วรอบ (RPM)
5952	2295
5682	1830
5435	1580
5208	1250
5000	1020
4807	780
4629	540
4464	310
4310	120
4167	Loss of Lock

รูปที่ 6.2 แสดงตารางความเร็วของมอเตอร์ที่ความถี่ควบคุมต่างๆ



รูปที่ 6.3 กราฟแสดงความถี่ความคุมและความเร็วรอบจากตาราง 6.2
ในสถานะไม่มีโหลด

ในสถานะการลือกความถี่ที่ควบคุมและความถี่ที่ได้จากการถอครหัสจะแสดงได้ดังรูปที่

6.4 a) และ 6.4 b)



รูปที่ 6.4 a) แสดงความถี่ควบคุมที่ 205 μ S
b) แสดงความถี่ที่ได้จากการถอครหัส ที่ 210 μ S
(Scale 5V/DIV, 50 μ S/DIV)

จากรูปที่ 6.4 จะเห็นว่าความถี่ควบคุมและความถี่จากการถอครหัสจะมีความแตกต่างทางเฟสเพียง 5 μ s ในสถานะไม่มีโหลด เนื่องจากมอเตอร์ต้องการกระแสจำนวนเล็กน้อยเพื่อที่จะรักษาระดับความเร็วรอบเอาไว้ ขนาดของความแตกต่างทางเฟสนี้ไม่สามารถทำให้เป็น ศูนย์ได้ง่ายดังเช่นที่สามารถทำได้ง่ายในระบบสื่อสาร เนื่องจากระบบของมอเตอร์มีความเฉื่อยจำนวนมาก เมื่อเทียบกับระบบสื่อสาร แต่ก็ยังมีทางที่จะสามารถลดความคลาดเคลื่อนนี้ลงได้อีกโดยการเพิ่มแกนขยายของระบบในลูปทางตรงให้มากขึ้น แต่ก็อาจทำให้เสถียรภาพของระบบลดลงได้

สำหรับการทดลองการกลับทางหมุน ก็ปรากฏว่า วงจรขับสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพโดยสามารถเบรคก่อนการกลับทางหมุนได้อย่างปลอดภัยและกลับทิศทางหมุนเข้าสู่การลือกได้อย่างรวดเร็วพอสมควร

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของศูนย์วิจัยการศึกษาด้านพลังงาน เมื่ออนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

องศาเมื่อเราทดลองการไหลคอมเพอร์จนมอเตอร์ระดับความเร็วลง ประมาณ 8 x ที่กระแสอาร์เมเจอร์ 6 แอมป์ เป็นเวลานาน 5 นาที จะทำให้อุณหภูมิที่แผ่นระบายความร้อนมีอุณหภูมิไม่เกินกว่า 80 องศา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7 บทสรุป และ วิจารณ์

จากกราฟรูปที่ 6.3 จะเห็นได้ว่าการควบคุมมอเตอร์จะสามารถทำได้เป็นอย่างดีเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงของการล็อกจากความเร็วยรอบสูงสุดที่ 2295 รอบ ลดลงมาถึงที่ความเร็วยรอบ 150 รอบ และที่ความเร็วต่ำกว่านี้จะเป็นช่วงที่ความถี่ควบคุมและความถี่จากการถอยหลังไม่สามารถล็อกกันได้ ซึ่งเรียกว่าสภาวะ การหลุดจากการล็อก (Loss of Lock) เป็นความเร็วที่ไม่สามารถควบคุมได้ อาจเกิดขึ้นจากการสูญเสียเสถียรภาพของระบบจากวงจรการแปลงสัญญาณทางดิจิตอลเป็นอนาล็อก และการแปลงสัญญาณทางอนาล็อกเป็นดิจิตอล ซึ่งมีอยู่หลายแห่งในระบบ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับการปรับแต่งระบบให้มีเสถียรภาพด้วย

ส่วนการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น ไม่มีความบกพร่องใดเกิดขึ้นไม่ว่าจะมีการทดลองการกลับทางหมุนหรือเบรคในลักษณะใดก็ตาม ในขณะที่เดียวกันเสียงรบกวนที่เกิดจากการสวิทช์ก็สูงเกินกว่าที่ระดับที่มนุษย์จะได้ยินทำให้ปราศจากเสียงรบกวน นอกจากนั้นแผ่นระบายความร้อนซึ่งใช้เพียงแผ่นอลูมิเนียมขนาดเด็กก็ยังสามารถระบายความร้อนได้อย่างพอเพียงซึ่งนั้นหมายถึงการสูญเสียจากการสวิทช์มีค่าน้อยมากนั่นเองทำให้ความสูญเสียรวมของระบบลดลงตามไปด้วย และประหยัดเนื้อที่ของอุปกรณ์ลงมากซึ่งบรรลุถึงวัตถุประสงค์ของการทดลอง

แต่การพัฒนาการควบคุมด้วยระบบเฟสล็อกก็ยังคงควรจะต้องพัฒนากันไปเพื่อลดความผิดพลาดที่เกิดขึ้นและเพิ่มเสถียรภาพของระบบให้สูงขึ้นจนถึงขั้นที่ทำให้ความผิดพลาดเป็นศูนย์

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. Technical Information , " T MOS Power MOSFETS" , MOTOLOLA INC; 1984
5. George Chryssis, " High Frequency switching power supply" , ,R.R.Donnelly & Sons Company, 1984



พิธีกรรมประกาศ

ปริญญาโทฉบับนี้สำเร็จลงได้โดยมี รศ.ดร.วิริยะ นิเชฐจำเริญ เป็นอาจารย์ที่ปรึกษา
ที่ได้ให้คำปรึกษา, คำแนะนำและเอาใจใส่ด้วยดีเสมอจนกระทั่งการทดลองพัฒนาสำเร็จลง จึง
ขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ. ที่นี้

ขอขอบคุณ บุณการี ,ครุ อาจารย์ ที่ได้ประสาท คุณ ความรู้ ตลอดจน ฝึกๆ เนื่องร่วม
งาน ทุกท่านที่ได้ช่วยเหลือแนะนำ ให้กำลังใจมาตลอดจนโครงการนี้สำเร็จลุล่วงได้ตามเป้าหมาย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

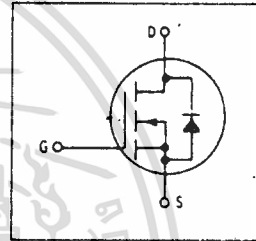


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA**
**Designer's Data Sheet
Power Field Effect Transistor
N-Channel Enhancement
Mode Silicon Gate TMOS**

These TMOS Power FETs are designed for medium voltage, high speed power switching applications such as switching regulators, converters, solenoid and relay drivers.

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


**MTM8N18
MTM8N20
MTP8N18
MTP8N20**
**TMOS POWER FETs
8 AMPERES
 $r_{DS(on)} = 0.4 \text{ OHM}$
180 and 200 VOLTS**

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MTM or MTP		Unit
		8N18	8N20	
Drain-Source Voltage	V_{DS}	180	200	Vdc
Drain-Gate Voltage ($R_{GS} = 1 \text{ M}\Omega$)	V_{DGR}	180	200	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS}	± 20		Vdc
Drain Current — Continuous	I_D	8		Adc
— Pulsed	I_{DM}	25		
Total Power Dissipation ($\theta_{TC} = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C)	P_D	75	0.6	Watts W/C
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to 150		°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance			°C/W
Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.67	
Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	30	
	TO-220	62.5	
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/8" from case for 5 seconds	T_L	275	°C


**MTM8N18
MTM8N20
CASE 1-04
TO-204AA
(TO-3)**

**MTP8N18
MTP8N20
CASE 221A-02
TO-220AB**

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

MOTOROLA TMOS POWER MOSFET DATA

3-460

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MTM/MTP8N18, 20

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
OFF CHARACTERISTICS					
Drain-Source Breakdown Voltage ($V_{GS} = 0, I_D = 0.25 \text{ mA}$)	$V_{(BR)DSS}$	180 200	—	Vdc	
Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{DS} = \text{Rated } V_{DSS}, V_{GS} = 0,$ $V_{GS} = 0.8 \text{ Rated } V_{DSS}, V_{GS} = 0, T_J = 125^\circ\text{C}$)	I_{DSS}	—	0.2 1	mAdc	
Gate-Body Leakage Current, Forward ($V_{GS} = 20 \text{ Vdc}, V_{DS} = 0$)	I_{GSSF}	—	100	nAdc	
Gate-Body Leakage Current, Reverse ($V_{GS} = 20 \text{ Vdc}, V_{DS} = 0$)	I_{GSSR}	—	100	nAdc	
ON CHARACTERISTICS*					
Gate Threshold Voltage ($V_{DS} = V_{GS}, I_D = 1 \text{ mA}$) $T_J = 100^\circ\text{C}$	$V_{GS(th)}$	2 1.5	4.5 4	Vdc	
Static Drain-Source On-Resistance ($V_{GS} = 10 \text{ Vdc}, I_D = 4 \text{ Adc}$)	$r_{DS(on)}$	—	0.4	Ohm	
Drain-Source On-Voltage ($V_{GS} = 10 \text{ V}$) ($I_D = 8 \text{ Adc}$) ($I_D = 4 \text{ Adc}, T_J = 100^\circ\text{C}$)	$V_{DS(on)}$	—	4 3.6	Vdc	
Forward Transconductance ($V_{DS} = 15 \text{ V}, I_D = 4 \text{ A}$)	g_{FS}	3	—	mhos	
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Input Capacitance	$(V_{DS} = 25 \text{ V}, V_{GS} = 0,$ $f = 1 \text{ MHz})$ See Figure 11	C_{iss}	—	800	pF
Output Capacitance		C_{oss}	—	300	
Reverse Transfer Capacitance		C_{rss}	—	100	
SWITCHING CHARACTERISTICS* ($T_J = 100^\circ\text{C}$)					
Turn-On Delay Time	$(V_{DD} = 25 \text{ V}, I_D = 0.5 \text{ Rated } I_D,$ $R_{\theta jn} = 50 \text{ ohms})$ See Figures 9, 13 and 14	$t_{d(on)}$	—	40	ns
Rise Time		t_r	—	150	
Turn-Off Delay Time		$t_{d(off)}$	—	200	
Fall Time		t_f	—	100	
Total Gate Charge		Q_g	15 (Typ)	30	
Gate-Source Charge	Q_{gs}	8 (Typ)	—		
Gate-Drain Charge	Q_{gd}	7 (Typ)	—		
SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*					
Forward On-Voltage	$(I_S = \text{Rated } I_D,$ $V_{GS} = 0)$	V_{SD}	1 (Typ)	2.5	Vdc
Forward Turn-On Time		t_{on}	Limited by stray inductance		
Reverse Recovery Time		t_{rr}	325 (Typ)	—	ns
INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE (TO-204)					
Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on the header closer to the source pin and the center of the die)	L_d	5 (Typ)	—	nH	
Internal Source Inductance (Measured from the source pin, 0.25" from the package to the source bond pad)	L_s	12.5 (Typ)	—	nH	
INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE (TO-220)					
Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on tab to center of die) (Measured from the drain lead 0.25" from package to center of die)	L_d	3.5 (Typ) 4.5 (Typ)	—	nH	
Internal Source Inductance (Measured from the source lead 0.25" from package to source bond pad.)	L_s	7.5 (Typ)	—		

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

MOTOROLA T MOS POWER MOSFET DATA

3-461

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

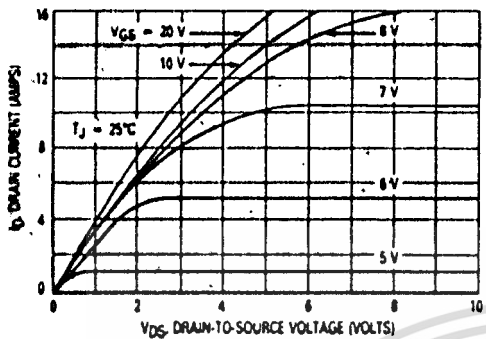


Figure 1. On-Region Characteristics

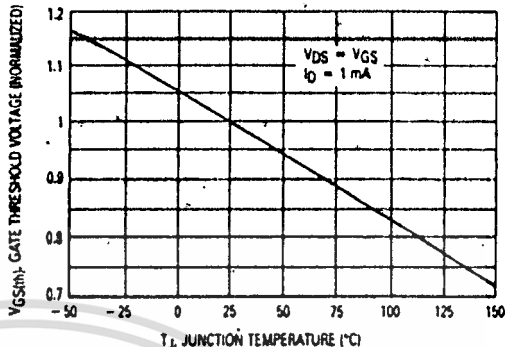


Figure 2. Gate-Threshold Voltage Variation With Temperature

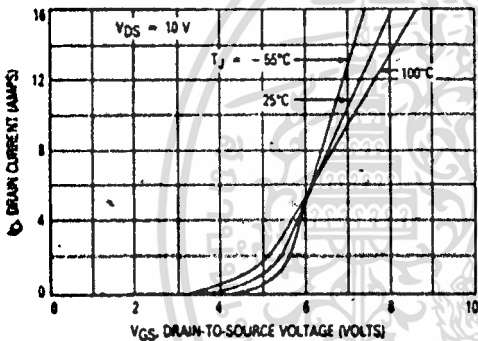


Figure 3. Transfer Characteristics

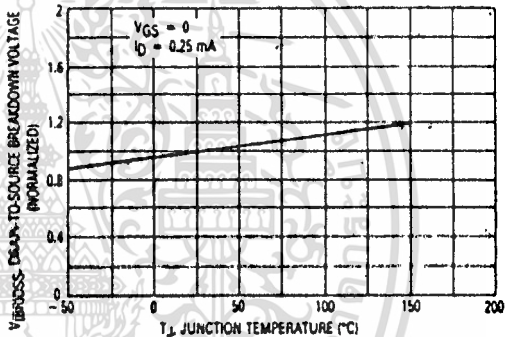


Figure 4. Breakdown Voltage Variation With Temperature

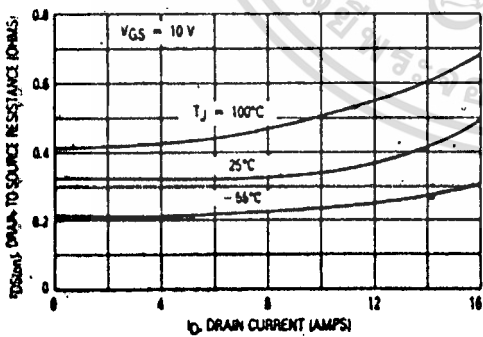


Figure 5. On-Resistance versus Drain Current

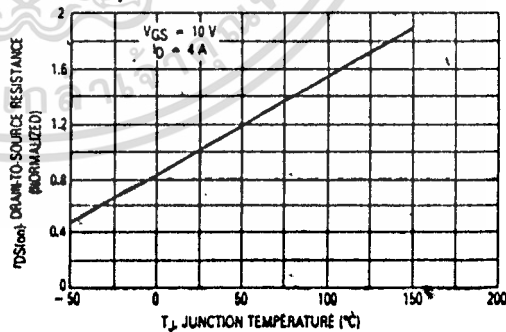


Figure 6. On-Resistance Variation With Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MTM/MTP8N18, 20

SAFE OPERATING AREA INFORMATION

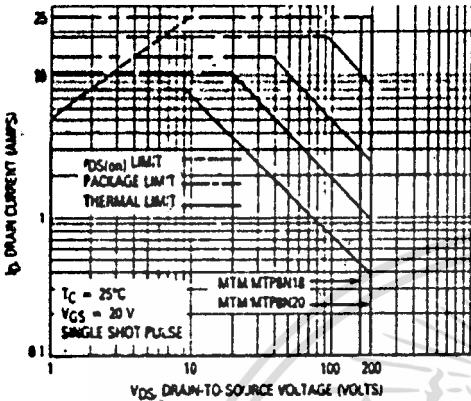


Figure 7. Maximum Rated Forward Biased Safe Operating Area

FORWARD BIASED SAFE OPERATING AREA

The FBSOA curves define the maximum drain-to-source voltage and drain current that a device can safely handle when it is forward biased, or when it is on, or being turned on. Because these curves include the limitations of simultaneous high voltage and high current, up to the rating of the device, they are especially useful to designers of linear systems. The curves are based on a case temperature of 25°C and a maximum junction temperature of 150°C. Limitations for repetitive pulses at various case temperatures can be determined by using the thermal response curves. Motorola Application Note, AN569, "Transient Thermal Resistance-General Data and Its Use" provides detailed instructions.

SWITCHING SAFE OPERATING AREA

The switching safe operating area (SOA) of Figure 8 is the boundary that the load-line may traverse without incurring damage to the MOSFET. The fundamental limits are the peak current, I_{DM} and the breakdown voltage, $V_{(BR)DSS}$. The switching SOA shown in Figure 8 is applicable for both turn-on and turn-off of the devices for switching times less than one microsecond.

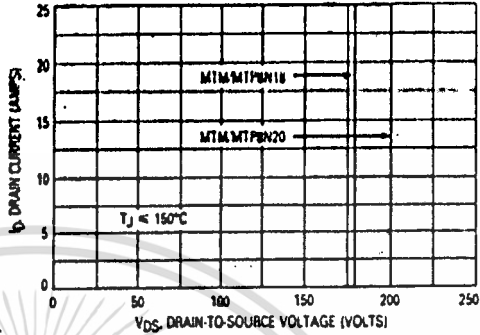


Figure 8. Maximum Rated Switching Safe Operating Area

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

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

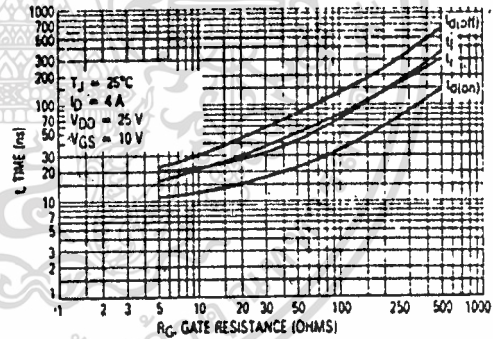


Figure 9. Resistive Switching Time versus Gate Resistance

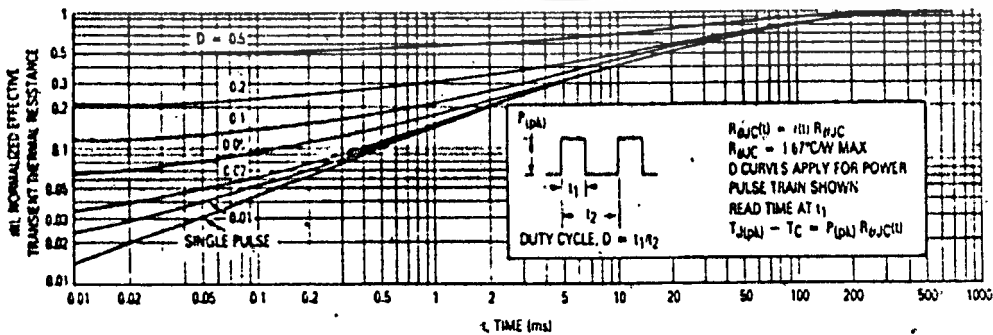


Figure 10. Thermal Response

MOTOROLA T MOS POWER MOSFET DATA

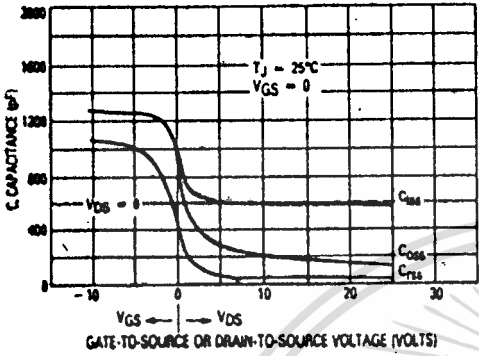


Figure 11. Capacitance Variation

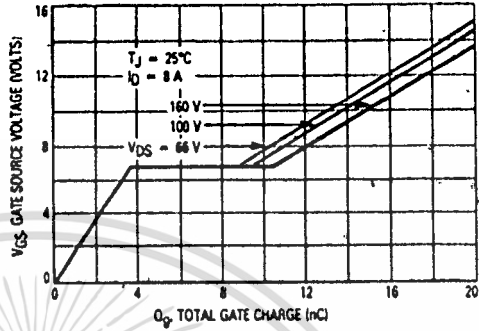


Figure 12. Gate Charge versus Gate-to-Source Voltage

RESISTIVE SWITCHING

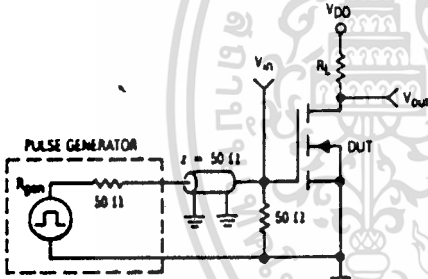


Figure 13. Switching Test Circuit

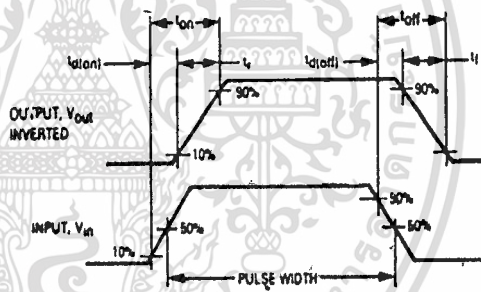


Figure 14. Switching Waveforms

OUTLINE DIMENSIONS

DIMENSIONS		DIMENSIONS	
MIL	MIL	MIL	MIL
A	20.31	—	1.78
B	—	21.31	—
C	4.83	1.52	1.78
D	4.83	1.52	1.52
E	1.40	1.20	0.85
F	20.15 BSC	1.92 BSC	—
G	18.32 BSC	1.58 BSC	—
H	14.85 BSC	0.71 BSC	—
J	14.85 BSC	1.00 BSC	—
K	11.18	12.19	0.40
L	2.81	0.28	0.34
M	—	20.32	—
N	2.54	3.00	0.10
V	2.81	4.78	0.13

NOTES:
 1. DIMENSIONS V AND SURFACE ϕ ARE OUTLINES.
 2. POSITIONAL TOLERANCES FOR ϕ 1.0 (1) ϕ 1.0 (2) ϕ 1.0 (3) ϕ 1.0 (4) ϕ 1.0 (5) ϕ 1.0 (6) ϕ 1.0 (7) ϕ 1.0 (8) ϕ 1.0 (9) ϕ 1.0 (10) ϕ 1.0 (11) ϕ 1.0 (12) ϕ 1.0 (13) ϕ 1.0 (14) ϕ 1.0 (15) ϕ 1.0 (16) ϕ 1.0 (17) ϕ 1.0 (18) ϕ 1.0 (19) ϕ 1.0 (20) ϕ 1.0 (21) ϕ 1.0 (22) ϕ 1.0 (23) ϕ 1.0 (24) ϕ 1.0 (25) ϕ 1.0 (26) ϕ 1.0 (27) ϕ 1.0 (28) ϕ 1.0 (29) ϕ 1.0 (30) ϕ 1.0 (31) ϕ 1.0 (32) ϕ 1.0 (33) ϕ 1.0 (34) ϕ 1.0 (35) ϕ 1.0 (36) ϕ 1.0 (37) ϕ 1.0 (38) ϕ 1.0 (39) ϕ 1.0 (40) ϕ 1.0 (41) ϕ 1.0 (42) ϕ 1.0 (43) ϕ 1.0 (44) ϕ 1.0 (45) ϕ 1.0 (46) ϕ 1.0 (47) ϕ 1.0 (48) ϕ 1.0 (49) ϕ 1.0 (50) ϕ 1.0 (51) ϕ 1.0 (52) ϕ 1.0 (53) ϕ 1.0 (54) ϕ 1.0 (55) ϕ 1.0 (56) ϕ 1.0 (57) ϕ 1.0 (58) ϕ 1.0 (59) ϕ 1.0 (60) ϕ 1.0 (61) ϕ 1.0 (62) ϕ 1.0 (63) ϕ 1.0 (64) ϕ 1.0 (65) ϕ 1.0 (66) ϕ 1.0 (67) ϕ 1.0 (68) ϕ 1.0 (69) ϕ 1.0 (70) ϕ 1.0 (71) ϕ 1.0 (72) ϕ 1.0 (73) ϕ 1.0 (74) ϕ 1.0 (75) ϕ 1.0 (76) ϕ 1.0 (77) ϕ 1.0 (78) ϕ 1.0 (79) ϕ 1.0 (80) ϕ 1.0 (81) ϕ 1.0 (82) ϕ 1.0 (83) ϕ 1.0 (84) ϕ 1.0 (85) ϕ 1.0 (86) ϕ 1.0 (87) ϕ 1.0 (88) ϕ 1.0 (89) ϕ 1.0 (90) ϕ 1.0 (91) ϕ 1.0 (92) ϕ 1.0 (93) ϕ 1.0 (94) ϕ 1.0 (95) ϕ 1.0 (96) ϕ 1.0 (97) ϕ 1.0 (98) ϕ 1.0 (99) ϕ 1.0 (100) ϕ 1.0 (101) ϕ 1.0 (102) ϕ 1.0 (103) ϕ 1.0 (104) ϕ 1.0 (105) ϕ 1.0 (106) ϕ 1.0 (107) ϕ 1.0 (108) ϕ 1.0 (109) ϕ 1.0 (110) ϕ 1.0 (111) ϕ 1.0 (112) ϕ 1.0 (113) ϕ 1.0 (114) ϕ 1.0 (115) ϕ 1.0 (116) ϕ 1.0 (117) ϕ 1.0 (118) ϕ 1.0 (119) ϕ 1.0 (120) ϕ 1.0 (121) ϕ 1.0 (122) ϕ 1.0 (123) ϕ 1.0 (124) ϕ 1.0 (125) ϕ 1.0 (126) ϕ 1.0 (127) ϕ 1.0 (128) ϕ 1.0 (129) ϕ 1.0 (130) ϕ 1.0 (131) ϕ 1.0 (132) ϕ 1.0 (133) ϕ 1.0 (134) ϕ 1.0 (135) ϕ 1.0 (136) ϕ 1.0 (137) ϕ 1.0 (138) ϕ 1.0 (139) ϕ 1.0 (140) ϕ 1.0 (141) ϕ 1.0 (142) ϕ 1.0 (143) ϕ 1.0 (144) ϕ 1.0 (145) ϕ 1.0 (146) ϕ 1.0 (147) ϕ 1.0 (148) ϕ 1.0 (149) ϕ 1.0 (150) ϕ 1.0 (151) ϕ 1.0 (152) ϕ 1.0 (153) ϕ 1.0 (154) ϕ 1.0 (155) ϕ 1.0 (156) ϕ 1.0 (157) ϕ 1.0 (158) ϕ 1.0 (159) ϕ 1.0 (160) ϕ 1.0 (161) ϕ 1.0 (162) ϕ 1.0 (163) ϕ 1.0 (164) ϕ 1.0 (165) ϕ 1.0 (166) ϕ 1.0 (167) ϕ 1.0 (168) ϕ 1.0 (169) ϕ 1.0 (170) ϕ 1.0 (171) ϕ 1.0 (172) ϕ 1.0 (173) ϕ 1.0 (174) ϕ 1.0 (175) ϕ 1.0 (176) ϕ 1.0 (177) ϕ 1.0 (178) ϕ 1.0 (179) ϕ 1.0 (180) ϕ 1.0 (181) ϕ 1.0 (182) ϕ 1.0 (183) ϕ 1.0 (184) ϕ 1.0 (185) ϕ 1.0 (186) ϕ 1.0 (187) ϕ 1.0 (188) ϕ 1.0 (189) ϕ 1.0 (190) ϕ 1.0 (191) ϕ 1.0 (192) ϕ 1.0 (193) ϕ 1.0 (194) ϕ 1.0 (195) ϕ 1.0 (196) ϕ 1.0 (197) ϕ 1.0 (198) ϕ 1.0 (199) ϕ 1.0 (200) ϕ 1.0 (201) ϕ 1.0 (202) ϕ 1.0 (203) ϕ 1.0 (204) ϕ 1.0 (205) ϕ 1.0 (206) ϕ 1.0 (207) ϕ 1.0 (208) ϕ 1.0 (209) ϕ 1.0 (210) ϕ 1.0 (211) ϕ 1.0 (212) ϕ 1.0 (213) ϕ 1.0 (214) ϕ 1.0 (215) ϕ 1.0 (216) ϕ 1.0 (217) ϕ 1.0 (218) ϕ 1.0 (219) ϕ 1.0 (220) ϕ 1.0 (221) ϕ 1.0 (222) ϕ 1.0 (223) ϕ 1.0 (224) ϕ 1.0 (225) ϕ 1.0 (226) ϕ 1.0 (227) ϕ 1.0 (228) ϕ 1.0 (229) ϕ 1.0 (230) ϕ 1.0 (231) ϕ 1.0 (232) ϕ 1.0 (233) ϕ 1.0 (234) ϕ 1.0 (235) ϕ 1.0 (236) ϕ 1.0 (237) ϕ 1.0 (238) ϕ 1.0 (239) ϕ 1.0 (240) ϕ 1.0 (241) ϕ 1.0 (242) ϕ 1.0 (243) ϕ 1.0 (244) ϕ 1.0 (245) ϕ 1.0 (246) ϕ 1.0 (247) ϕ 1.0 (248) ϕ 1.0 (249) ϕ 1.0 (250) ϕ 1.0 (251) ϕ 1.0 (252) ϕ 1.0 (253) ϕ 1.0 (254) ϕ 1.0 (255) ϕ 1.0 (256) ϕ 1.0 (257) ϕ 1.0 (258) ϕ 1.0 (259) ϕ 1.0 (260) ϕ 1.0 (261) ϕ 1.0 (262) ϕ 1.0 (263) ϕ 1.0 (264) ϕ 1.0 (265) ϕ 1.0 (266) ϕ 1.0 (267) ϕ 1.0 (268) ϕ 1.0 (269) ϕ 1.0 (270) ϕ 1.0 (271) ϕ 1.0 (272) ϕ 1.0 (273) ϕ 1.0 (274) ϕ 1.0 (275) ϕ 1.0 (276) ϕ 1.0 (277) ϕ 1.0 (278) ϕ 1.0 (279) ϕ 1.0 (280) ϕ 1.0 (281) ϕ 1.0 (282) ϕ 1.0 (283) ϕ 1.0 (284) ϕ 1.0 (285) ϕ 1.0 (286) ϕ 1.0 (287) ϕ 1.0 (288) ϕ 1.0 (289) ϕ 1.0 (290) ϕ 1.0 (291) ϕ 1.0 (292) ϕ 1.0 (293) ϕ 1.0 (294) ϕ 1.0 (295) ϕ 1.0 (296) ϕ 1.0 (297) ϕ 1.0 (298) ϕ 1.0 (299) ϕ 1.0 (300) ϕ 1.0 (301) ϕ 1.0 (302) ϕ 1.0 (303) ϕ 1.0 (304) ϕ 1.0 (305) ϕ 1.0 (306) ϕ 1.0 (307) ϕ 1.0 (308) ϕ 1.0 (309) ϕ 1.0 (310) ϕ 1.0 (311) ϕ 1.0 (312) ϕ 1.0 (313) ϕ 1.0 (314) ϕ 1.0 (315) ϕ 1.0 (316) ϕ 1.0 (317) ϕ 1.0 (318) ϕ 1.0 (319) ϕ 1.0 (320) ϕ 1.0 (321) ϕ 1.0 (322) ϕ 1.0 (323) ϕ 1.0 (324) ϕ 1.0 (325) ϕ 1.0 (326) ϕ 1.0 (327) ϕ 1.0 (328) ϕ 1.0 (329) ϕ 1.0 (330) ϕ 1.0 (331) ϕ 1.0 (332) ϕ 1.0 (333) ϕ 1.0 (334) ϕ 1.0 (335) ϕ 1.0 (336) ϕ 1.0 (337) ϕ 1.0 (338) ϕ 1.0 (339) ϕ 1.0 (340) ϕ 1.0 (341) ϕ 1.0 (342) ϕ 1.0 (343) ϕ 1.0 (344) ϕ 1.0 (345) ϕ 1.0 (346) ϕ 1.0 (347) ϕ 1.0 (348) ϕ 1.0 (349) ϕ 1.0 (350) ϕ 1.0 (351) ϕ 1.0 (352) ϕ 1.0 (353) ϕ 1.0 (354) ϕ 1.0 (355) ϕ 1.0 (356) ϕ 1.0 (357) ϕ 1.0 (358) ϕ 1.0 (359) ϕ 1.0 (360) ϕ 1.0 (361) ϕ 1.0 (362) ϕ 1.0 (363) ϕ 1.0 (364) ϕ 1.0 (365) ϕ 1.0 (366) ϕ 1.0 (367) ϕ 1.0 (368) ϕ 1.0 (369) ϕ 1.0 (370) ϕ 1.0 (371) ϕ 1.0 (372) ϕ 1.0 (373) ϕ 1.0 (374) ϕ 1.0 (375) ϕ 1.0 (376) ϕ 1.0 (377) ϕ 1.0 (378) ϕ 1.0 (379) ϕ 1.0 (380) ϕ 1.0 (381) ϕ 1.0 (382) ϕ 1.0 (383) ϕ 1.0 (384) ϕ 1.0 (385) ϕ 1.0 (386) ϕ 1.0 (387) ϕ 1.0 (388) ϕ 1.0 (389) ϕ 1.0 (390) ϕ 1.0 (391) ϕ 1.0 (392) ϕ 1.0 (393) ϕ 1.0 (394) ϕ 1.0 (395) ϕ 1.0 (396) ϕ 1.0 (397) ϕ 1.0 (398) ϕ 1.0 (399) ϕ 1.0 (400) ϕ 1.0 (401) ϕ 1.0 (402) ϕ 1.0 (403) ϕ 1.0 (404) ϕ 1.0 (405) ϕ 1.0 (406) ϕ 1.0 (407) ϕ 1.0 (408) ϕ 1.0 (409) ϕ 1.0 (410) ϕ 1.0 (411) ϕ 1.0 (412) ϕ 1.0 (413) ϕ 1.0 (414) ϕ 1.0 (415) ϕ 1.0 (416) ϕ 1.0 (417) ϕ 1.0 (418) ϕ 1.0 (419) ϕ 1.0 (420) ϕ 1.0 (421) ϕ 1.0 (422) ϕ 1.0 (423) ϕ 1.0 (424) ϕ 1.0 (425) ϕ 1.0 (426) ϕ 1.0 (427) ϕ 1.0 (428) ϕ 1.0 (429) ϕ 1.0 (430) ϕ 1.0 (431) ϕ 1.0 (432) ϕ 1.0 (433) ϕ 1.0 (434) ϕ 1.0 (435) ϕ 1.0 (436) ϕ 1.0 (437) ϕ 1.0 (438) ϕ 1.0 (439) ϕ 1.0 (440) ϕ 1.0 (441) ϕ 1.0 (442) ϕ 1.0 (443) ϕ 1.0 (444) ϕ 1.0 (445) ϕ 1.0 (446) ϕ 1.0 (447) ϕ 1.0 (448) ϕ 1.0 (449) ϕ 1.0 (450) ϕ 1.0 (451) ϕ 1.0 (452) ϕ 1.0 (453) ϕ 1.0 (454) ϕ 1.0 (455) ϕ 1.0 (456) ϕ 1.0 (457) ϕ 1.0 (458) ϕ 1.0 (459) ϕ 1.0 (460) ϕ 1.0 (461) ϕ 1.0 (462) ϕ 1.0 (463) ϕ 1.0 (464) ϕ 1.0 (465) ϕ 1.0 (466) ϕ 1.0 (467) ϕ 1.0 (468) ϕ 1.0 (469) ϕ 1.0 (470) ϕ 1.0 (471) ϕ 1.0 (472) ϕ 1.0 (473) ϕ 1.0 (474) ϕ 1.0 (475) ϕ 1.0 (476) ϕ 1.0 (477) ϕ 1.0 (478) ϕ 1.0 (479) ϕ 1.0 (480) ϕ 1.0 (481) ϕ 1.0 (482) ϕ 1.0 (483) ϕ 1.0 (484) ϕ 1.0 (485) ϕ 1.0 (486) ϕ 1.0 (487) ϕ 1.0 (488) ϕ 1.0 (489) ϕ 1.0 (490) ϕ 1.0 (491) ϕ 1.0 (492) ϕ 1.0 (493) ϕ 1.0 (494) ϕ 1.0 (495) ϕ 1.0 (496) ϕ 1.0 (497) ϕ 1.0 (498) ϕ 1.0 (499) ϕ 1.0 (500) ϕ 1.0 (501) ϕ 1.0 (502) ϕ 1.0 (503) ϕ 1.0 (504) ϕ 1.0 (505) ϕ 1.0 (506) ϕ 1.0 (507) ϕ 1.0 (508) ϕ 1.0 (509) ϕ 1.0 (510) ϕ 1.0 (511) ϕ 1.0 (512) ϕ 1.0 (513) ϕ 1.0 (514) ϕ 1.0 (515) ϕ 1.0 (516) ϕ 1.0 (517) ϕ 1.0 (518) ϕ 1.0 (519) ϕ 1.0 (520) ϕ 1.0 (521) ϕ 1.0 (522) ϕ 1.0 (523) ϕ 1.0 (524) ϕ 1.0 (525) ϕ 1.0 (526) ϕ 1.0 (527) ϕ 1.0 (528) ϕ 1.0 (529) ϕ 1.0 (530) ϕ 1.0 (531) ϕ 1.0 (532) ϕ 1.0 (533) ϕ 1.0 (534) ϕ 1.0 (535) ϕ 1.0 (536) ϕ 1.0 (537) ϕ 1.0 (538) ϕ 1.0 (539) ϕ 1.0 (540) ϕ 1.0 (541) ϕ 1.0 (542) ϕ 1.0 (543) ϕ 1.0 (544) ϕ 1.0 (545) ϕ 1.0 (546) ϕ 1.0 (547) ϕ 1.0 (548) ϕ 1.0 (549) ϕ 1.0 (550) ϕ 1.0 (551) ϕ 1.0 (552) ϕ 1.0 (553) ϕ 1.0 (554) ϕ 1.0 (555) ϕ 1.0 (556) ϕ 1.0 (557) ϕ 1.0 (558) ϕ 1.0 (559) ϕ 1.0 (560) ϕ 1.0 (561) ϕ 1.0 (562) ϕ 1.0 (563) ϕ 1.0 (564) ϕ 1.0 (565) ϕ 1.0 (566) ϕ 1.0 (567) ϕ 1.0 (568) ϕ 1.0 (569) ϕ 1.0 (570) ϕ 1.0 (571) ϕ 1.0 (572) ϕ 1.0 (573) ϕ 1.0 (574) ϕ 1.0 (575) ϕ 1.0 (576) ϕ 1.0 (577) ϕ 1.0 (578) ϕ 1.0 (579) ϕ 1.0 (580) ϕ 1.0 (581) ϕ 1.0 (582) ϕ 1.0 (583) ϕ 1.0 (584) ϕ 1.0 (585) ϕ 1.0 (586) ϕ 1.0 (587) ϕ 1.0 (588) ϕ 1.0 (589) ϕ 1.0 (590) ϕ 1.0 (591) ϕ 1.0 (592) ϕ 1.0 (593) ϕ 1.0 (594) ϕ 1.0 (595) ϕ 1.0 (596) ϕ 1.0 (597) ϕ 1.0 (598) ϕ 1.0 (599) ϕ 1.0 (600) ϕ 1.0 (601) ϕ 1.0 (602) ϕ 1.0 (603) ϕ 1.0 (604) ϕ 1.0 (605) ϕ 1.0 (606) ϕ 1.0 (607) ϕ 1.0 (608) ϕ 1.0 (609) ϕ 1.0 (610) ϕ 1.0 (611) ϕ 1.0 (612) ϕ 1.0 (613) ϕ 1.0 (614) ϕ 1.0 (615) ϕ 1.0 (616) ϕ 1.0 (617) ϕ 1.0 (618) ϕ 1.0 (619) ϕ 1.0 (620) ϕ 1.0 (621) ϕ 1.0 (622) ϕ 1.0 (623) ϕ 1.0 (624) ϕ 1.0 (625) ϕ 1.0 (626) ϕ 1.0 (627) ϕ 1.0 (628) ϕ 1.0 (629) ϕ 1.0 (630) ϕ 1.0 (631) ϕ 1.0 (632) ϕ 1.0 (633) ϕ 1.0 (634) ϕ 1.0 (635) ϕ 1.0 (636) ϕ 1.0 (637) ϕ 1.0 (638) ϕ 1.0 (639) ϕ 1.0 (640) ϕ 1.0 (641) ϕ 1.0 (642) ϕ 1.0 (643) ϕ 1.0 (644) ϕ 1.0 (645) ϕ 1.0 (646) ϕ 1.0 (647) ϕ 1.0 (648) ϕ 1.0 (649) ϕ 1.0 (650) ϕ 1.0 (651) ϕ 1.0 (652) ϕ 1.0 (653) ϕ 1.0 (654) ϕ 1.0 (655) ϕ 1.0 (656) ϕ 1.0 (657) ϕ 1.0 (658) ϕ 1

SCL4046B
SCL4446B



CMOS PHASE-LOCKED LOOPS

FEATURES

- ◆ Very low power consumption – 70 μ W (typ)
@ $f_0 = 10$ kHz, 5Vdc
- ◆ Operating frequency range (no offset) –
Up to 3MHz (typ) @ 10Vdc (SCL4046B)
Up to 4MHz (typ) @ 10Vdc (SCL4446B)
- ◆ Low frequency drift – 0.04%/ $^{\circ}$ C (typ) @ 10Vdc
- ◆ Choice of two phase comparators:
 1. Exclusive-OR network
 2. Edge-controlled memory network with phase-pulse output for lock indication
- ◆ VCO Inhibit control for ON-OFF keying and ultra-low standby power consumption
- ◆ High VCO linearity 1% (typ)
- ◆ Source-follower output of VCO control input (Demodulator Output)
- ◆ Zener Diode to assist Supply Regulation
- ◆ Balanced Output Drive Current Specifications

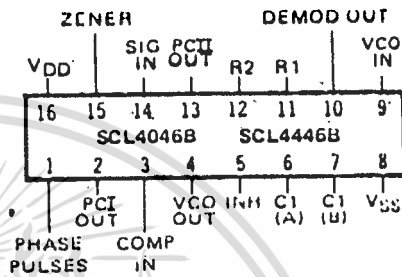
APPLICATIONS

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

DESCRIPTION

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

CONNECTION DIAGRAM
(all packages)



Add suffix for package:

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

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

DC Supply Voltage	$V_{DD} - V_{SS}$	3 to 15	V _{dc}
Operating Temperature	T_A	-55 to +125	$^{\circ}$ C
C, D, F, H Device		-40 to +85	$^{\circ}$ C
E Device			

BLOCK DIAGRAM

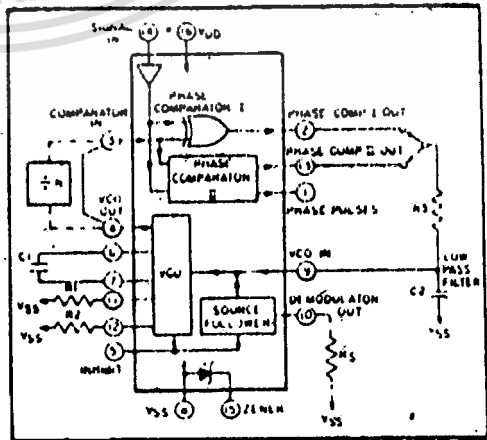


Fig. 1

SCL4046B, SCL4446:

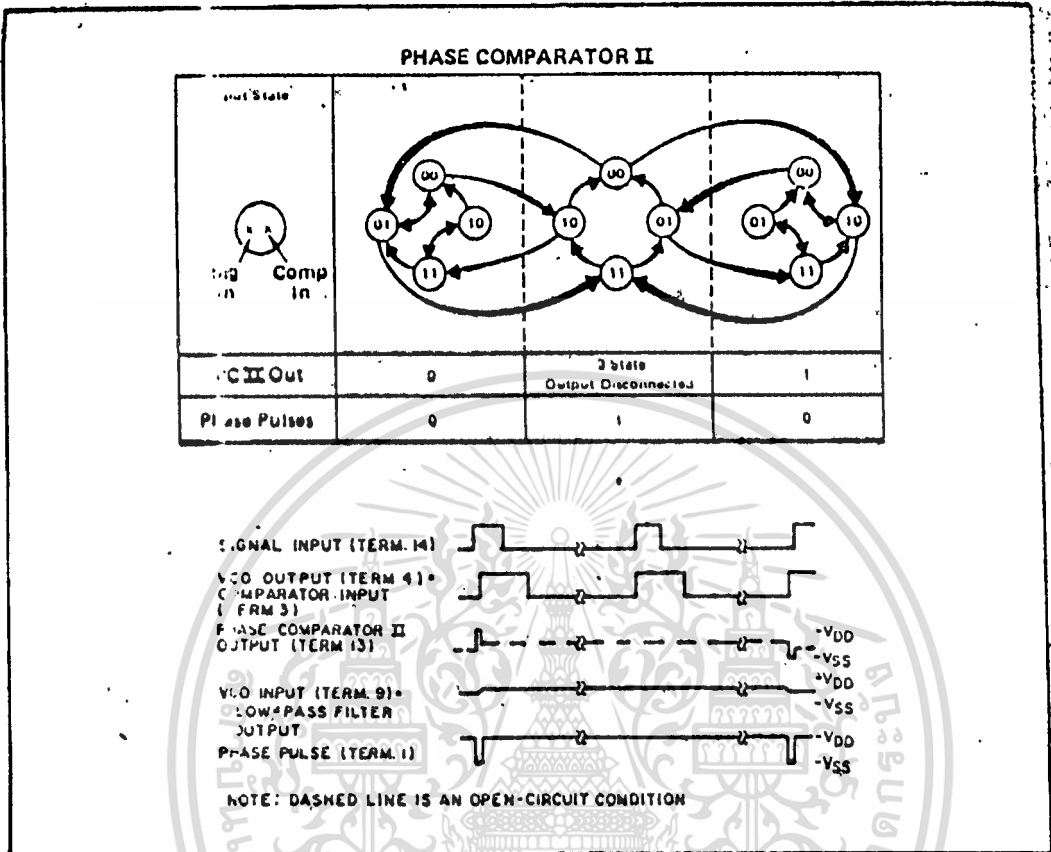


Fig. 4 - Typical waveforms employing phase comparator II in locked condition.

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.

SCL4046B, SCL4446D

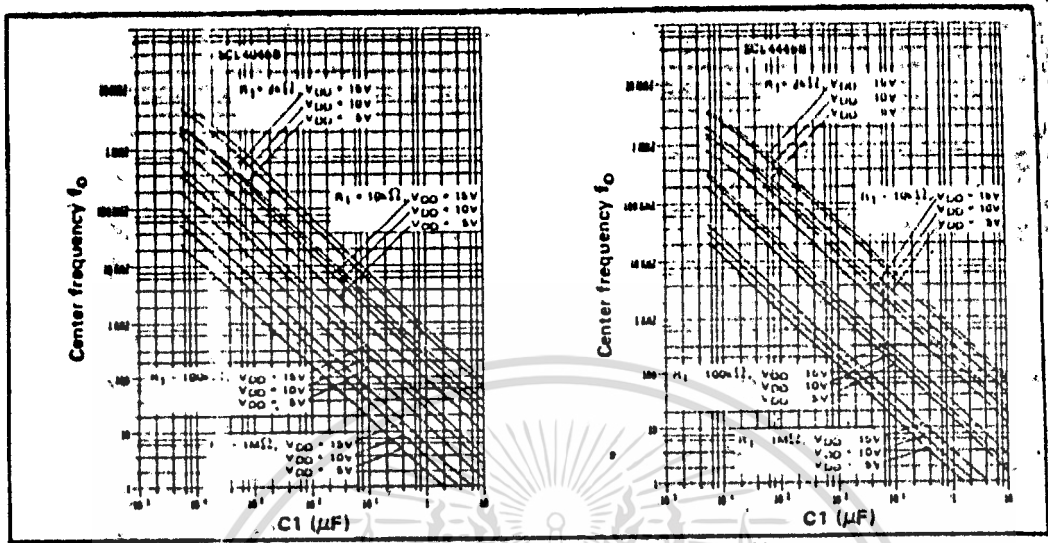


Fig. 5 (a) Typical center frequency (f_0) vs C_1 ($R_2 = \infty$, $V_{COIN} = \frac{V_{DD}}{2}$, $T_A = 25^\circ C$)

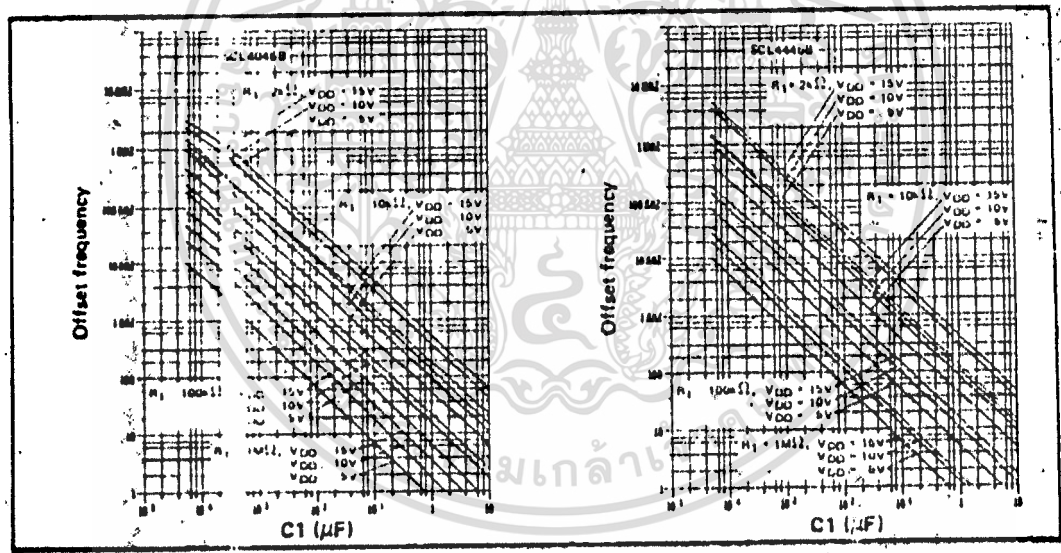


Fig. 5 (b) Typical frequency offset vs C_1 ($V_{COIN} = V_{SS}$, $T_A = 25^\circ C$)

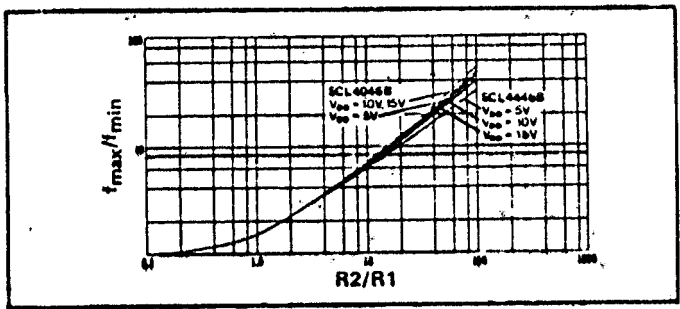


Fig. 5 (c) Typical f_{max}/f_{min} vs R_2/R_1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้