



**การควบคุมดีซีมอเตอร์**  
**(D.C. MOTOR CONTROL)**



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาด้านหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขา วิศวกรรมระบบควบคุม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2535

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

032690

ปริญญาโทปีการศึกษา 2535

ภาควิชา วิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การควบคุมดีซีมอเตอร์

ผู้จัดทำ



.....*[Signature]*.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร.โยชิน เปรมปราณีรัตน์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

032699

การควบคุมดีซีมอเตอร์

สมบุญ อนันต์สิริวุฒิ

สหพันธ์ วิศวกรรม

รศ.ดร.โยธิน เปรมปราณีรัตน์ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2535

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นโครงการที่เกี่ยวกับการควบคุมดีซีมอเตอร์โดยหลักการในการควบคุมในโครงการนี้ กล่าวถึงการควบคุมความเร็วรอบโดยหลักการของ PWM และทิศทางเท่านั้น การควบคุมเป็นแบบฮันนิโพลาร์ ซึ่งวงจรถับมอเตอร์ ต่อแบบฟูลบริดจ์ สามารถให้แรงบิดทอร์คที่เที่ยงตรงสำหรับตลอดย่านความเร็วที่กำหนด และลดความสูญเสียทางความร้อน เนื่องจากวงจรถับไม่ได้ on ตลอดเวลา นอกจากนี้ได้ใช้ความถี่สูงถึง 3 kHz สำหรับสัญญาณ PWM ซึ่งทำให้ความสูญเสียน้อยลงมาก จึงสามารถเลือกชุดระบายความร้อน และพิกัดอุปกรณ์ได้เล็กลง ทำให้ลดงบประมาณลงไปได้ สำหรับชุดที่ทำหน้าที่ในการควบคุมความเร็ว (คอนโทรลเลอร์) ใช้ไอซี PLL (PHASE LOCKED LOOP) NO.4046 ซึ่งได้แนบข้อมูลสำหรับ IC ตัวนี้มาด้วยแล้ว การใช้เฟสล็อกคูลูปมาควบคุม ทำให้ได้ความเร็วที่คงที่มาก เนื่องจากมีการป้อนกลับของสัญญาณจากความเร็ว โดยแปลงสัญญาณเป็นความถี่ ซึ่งถูกรบกวนจากสัญญาณภายนอกได้น้อยกว่าสัญญาณอนาล็อก

DC.MOTOR CONTROL

SOMBOON ANUNSIRIVOOT

SUPOJ JEWSUWAN

YOTHIN PREMPRANEERACH; ADVISOR

1992

Abstract

This thesis is about how to control the speed of dc motor. The principle that our group have used is called PWM. There are three kinds of PWM. One is bipolar, another is unipolar, the other is limitunipolar. In our case, we use unipolar. The driving circuit of this project is full-bridge which give the the correct torque on the range of the velocity that we have already specified and this circuit also have the capability of reducing the heat.

For the part which is used for controlling the speed, we have used the method called phase locked loop. We have selected IC.No 4046 for this purpose. The advantage of PLL is that it is not sensitive to the noise and by this, causes the velocity of the motor constant all the time

กิตติกรรมประกาศ

สำหรับการจัดทำโครงการนี้ สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีด้วยคำแนะนำ และความรู้ที่  
ได้จากการสอนของ รศ.ดร.โยธิน เปรมปราณีรัชต์ จึงขอกราบขอบพระคุณมา ณ ที่นี้ด้วย  
และขอขอบคุณพี่ๆปริญญาโทโดยเฉพาะพี่ชาติที่คอยให้คำปรึกษาในโครงการนี้เป็นอย่างดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ.....	[I]
Abstract.....	[II]
กิตติกรรมประกาศ.....	[III]
บทที่ 1 บทนำ.....	[1]
บทที่ 2 เซอร์โวแอมพลิไฟเออร์.....	[2]
บทที่ 3 คุณสมบัติของดีซีเซอร์โวมอเตอร์.....	[14]
บทที่ 4 เฟสล็คคัลคูล.....	[23]
บทที่ 5 การทำงานของวงจร.....	[32]
บทที่ 6 ผลการทดลอง.....	[40]
บทที่ 7 สรุปผลและวิจารณ์.....	[49]
หนังสืออ้างอิง.....	[50]
ภาคผนวก.....	[51]

บทที่ 1บทนำ

ปัจจุบันนี้ดีซีมอเตอร์ได้ถูกผลิตขึ้นจำนวนมากมาหลายขนาดแรงดัน พิกัดแรงดันมีให้เลือกใช้ตามความเหมาะสม นอกจากนั้นการควบคุมความเร็ว หรือตำแหน่งกระทำได้ง่ายกว่าและมีความซับซ้อนของวงจรควบคุมน้อยกว่าเอซีมอเตอร์โดยเฉพาะถ้าเป็นเอซีมอเตอร์สามเฟส หรือวงจรของขดลวดภายในที่แตกต่างกันสำหรับเอซีมอเตอร์ ดังนั้น การใช้ดีซีมอเตอร์มาประยุกต์ใช้กับการขับเคลื่อน จึงเป็นที่นิยมค่อนข้างสูง โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องการใช้แทน สเต็ปปีงมอเตอร์ซึ่งต้องการตำแหน่งที่แน่นอนในการควบคุม แต่สเต็ปปีงมีพิกัดแรงบิดต่ำและมีขนาดให้เลือกใช้ได้น้อยกว่า

ในโครงการนี้ ได้ทำการศึกษาและทดลองการควบคุมความเร็วซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 2 เป็นรายละเอียดเกี่ยวกับหลักการทํางาน และการควบคุมเซอร์โวแอมพลิไฟเออร์ โดยวิธี PWM ซึ่งได้เปรียบเทียบข้อแตกต่างไว้ทั้ง 3 ชนิด คือ ทั้งแบบไบโพลาร์ อนุโพลาร์ และลิมิตอนุโพลาร์ โดยในโครงการนี้ได้เลือกใช้แบบอนุโพลาร์

บทที่ 3 กล่าวถึงคุณสมบัติของดีซีเซอร์โวมอเตอร์ ทั้งในทางสถิตติค และทางไดนามิค และได้แสดงถึง ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของดีซีมอเตอร์ ในรูปแบบที่ง่ายต่อการคำนวณ

บทที่ 4 เป็นทฤษฎีและหลักการทํางานของตัวคอนโทรลเลอร์ ซึ่งที่ใช้ในที่นี้คือ Phase locked loop(IC PLL No 4046)

บทที่ 5 แสดงการทํางานของวงจร

บทที่ 6 เป็นบทที่แสดงถึงผลการทดลอง

บทที่ 7 สรุปและวิจารณ์

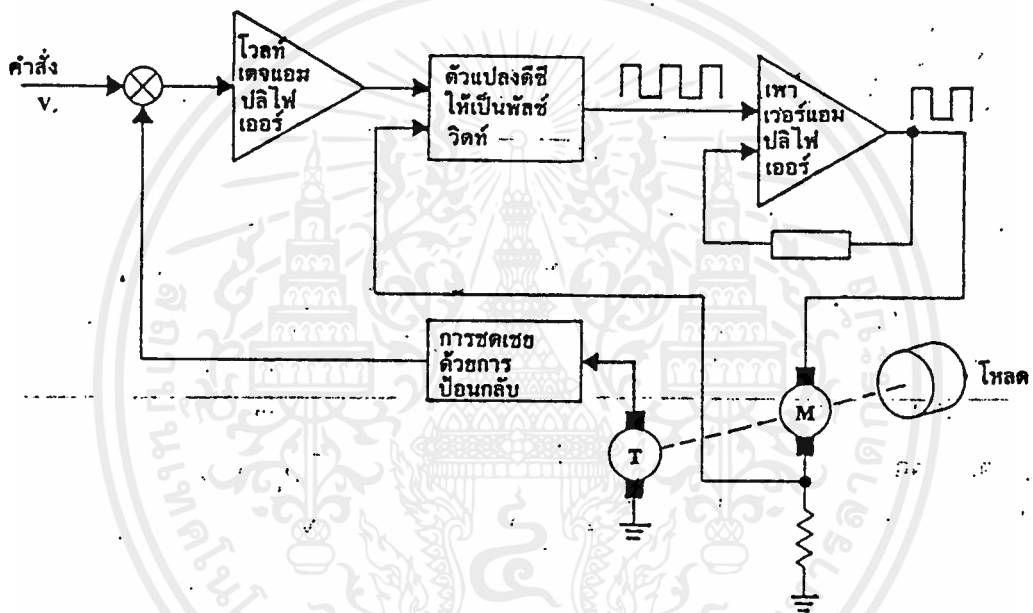
และส่วนสุดท้าย คือภาคผนวกซึ่งเป็น data sheet ของ IC ต่างๆที่ใช้ในการทดลอง และพิกัดของมอเตอร์

บทที่ 2

เซอร์โวแอมพลิไฟเออร์

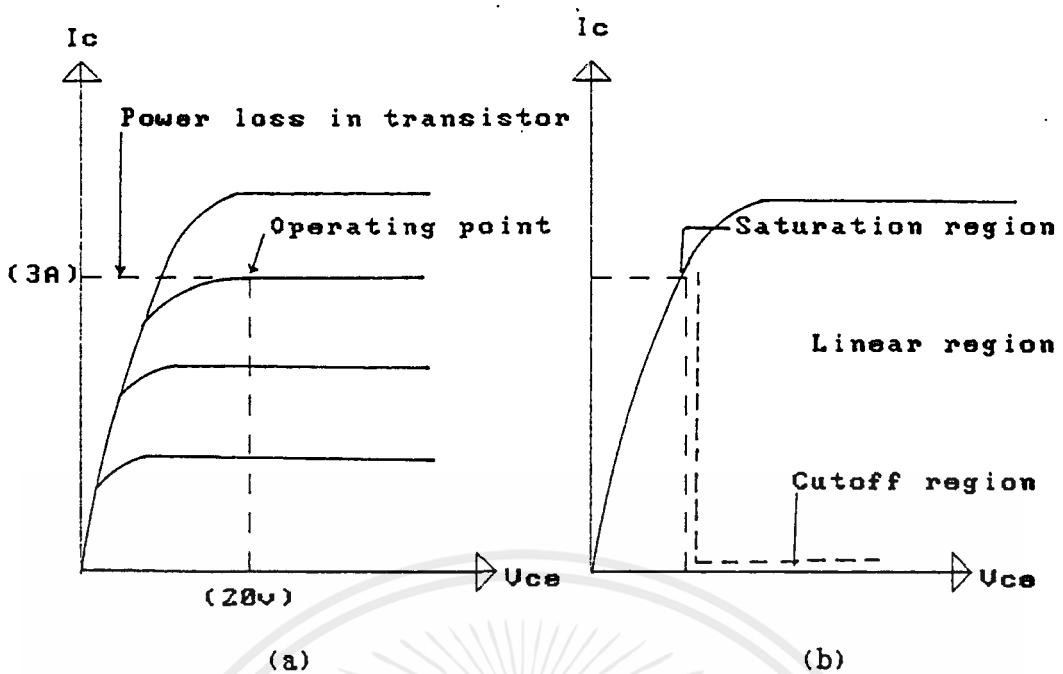
(Servo Amplifier)

ในระบบ ดิจีเซอร์โว แอมพลิไฟเออร์มีหน้าที่ควบคุมกระแสและโวลต์เตจที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ เพื่อให้ได้ค่าความเร็วตามที่ต้องการ



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบคอนโทรลความเร็วแบบ PWM

ในที่นี้จะศึกษาถึง "สวิทช์ซิงแอมพลิไฟเออร์" โดยสวิทช์ซิงแอมพลิไฟเออร์จะทำหน้าที่เป็นสวิทช์อย่างรวดเร็วจากสถานะที่ไม่นำกระแสไปสู่สถานะการนำกระแสเต็มที่ ดังนั้นจะทำให้ภาคเอาต์พุตทำงานในย่านที่มีการสูญเสียน้อยที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับแบบ Linear Amplifier ตาม รูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 พลังงานสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์

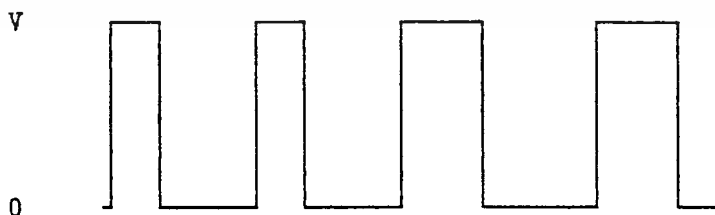
(a). Linear Amplifier

(b). PWM Amplifier

การคอนโทรลเพาเวอร์ด้วยสวิทซ์ซึ่งแอมพลิฟายเออร์กระทำได้ 3 วิธีคือ

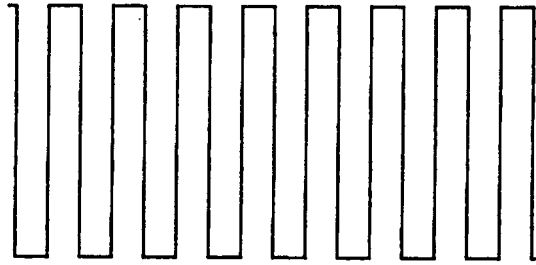
- 1.พัลส์วิดโมดูเลชั่น(PWM)
- 2.พัลส์พีเคานซ์โมดูเลชั่น(PFM)
- 3.ซิลิคอน คอนโทรลเร็คตีไฟเออร์(SCR)

ในที่นี้จะศึกษาโดยการใช้ PWM ระบบ PWM จะใช้ ดิซี-ซีพหลายเป็นตัวสวิทซ์ซึ่งซีพหลายโวลเตจให้ ON และ OFF ที่ความถี่คงที่ และมีส่วนของมุม ON ที่ปรับค่าได้( $\alpha$ ) ดังแสดงในรูปที่ 2.3 เราสามารถปรับค่าโวลต์เดจเฉลี่ยที่จ่ายให้โหลด

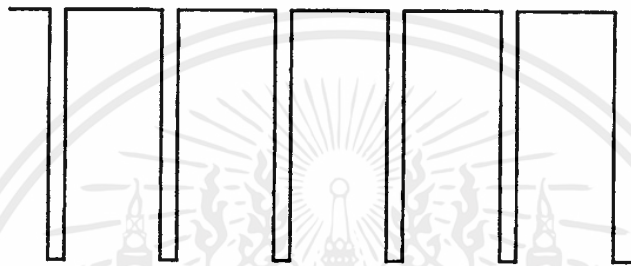


รูปที่ 2.3 แสดงลูกคลื่นโวลต์เดจของ PWM AMPLIFIER

ปริมาณของเพาเวอร์ที่ส่งผ่านให้โหลดจะขึ้นอยู่กับสวิตช์ซึ่งเรท (switching rate) และอินดักแตนซ์ของโหลด



(a). โวลต์ เเฉขณะไม่มีโหลด



(b). โวลต์ เเฉขณะมีโหลดมาก

รูปที่ 2.4 PWM AMPLIFIER จะเปลี่ยนค่าความถี่ไซเคิลไปตามโหลด

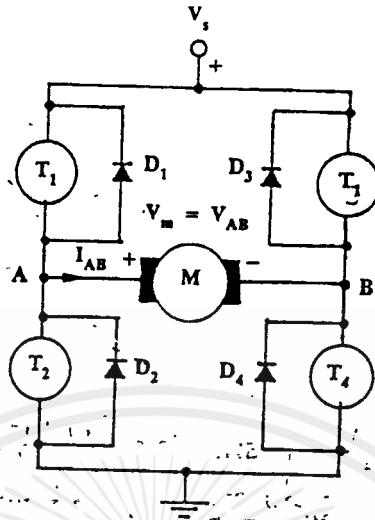
เมื่อโหลดเพิ่มขึ้นความถี่ของ PWM Amplifier จะคงที่ แต่จะเปลี่ยนค่าความถี่ไซเคิลไปตามโหลดดังรูปที่ 2.4

#### การทำงานของพัลส์วิดโมดูลเลชันแอมพลิไฟเออร์

แอมพลิไฟแบบ PWM สามารถแบ่งได้ 3 แบบ ตามลักษณะของการทำงานคือ แบบ ไบโพลาร์ แบบยูนิโพลาร์ แบบลิมิตยูนิโพลาร์ สำหรับแบบไบโพลาร์ซึ่งเป็นแบบที่ง่ายที่สุดจะดูการทำงานได้ตามรูปที่ 2.5 โดยเราจะกำหนดให้มีความถี่การสวิตช์เป็น  $f_s$   $t_{on}$  ที่เกิดขึ้นในส่วนแรก และ  $t_{off}$  เกิดในส่วนหลังโดย

$$t_{on} \text{ เมื่อ } 0 < t < t_1$$

$$t_{off} \text{ เมื่อ } t_1 < t < t_2$$



รูปที่ 2.5 PWM Amplifier สำหรับมอเตอร์

แบบไฮโพลาร์ จะมี  $T_1$  และ  $T_4$  นำกระแสระหว่างเฟส on ส่วน  $T_2$  และ  $T_3$  จะนำกระแสขณะเฟส off จะได้ฟังก์ชันตกคร่อมมอเตอร์เป็น

$$V_m = V_{AB} = \begin{cases} V_m & \text{เมื่อ } t_{on} \\ -V_m & \text{เมื่อ } t_{off} \end{cases}$$

แบบฮันิโพลาร์ จะลดจำนวนทรานซิสเตอร์ในการสวิตช์ลง การสวิตช์จะขึ้นอยู่กับ  $V_{in}$  เป็นบวกหรือลบ เมื่อ  $V_{in}$  เป็นบวก  $T_4$  จะนำกระแสตลอดคาบในขณะที่  $T_1$  นำกระแสในช่วงเฟส on และ  $T_2$  นำกระแสในช่วงเฟส off เมื่อ  $V_{in}$  เป็นลบ  $T_2$  จะนำกระแสตลอดคาบโดยมี  $T_3$  และ  $T_4$  สลับกันทำงาน เมื่อ  $V_{in}$  เป็นบวกได้

$$V_{in} = \begin{cases} V_m & \text{เมื่อ } t_{on} \\ 0 & \text{เมื่อ } t_{off} \end{cases}$$

การแสดงค่า  $V_{in}$  ในทางลบก็เช่นกันเพียงแต่  $V_{in}$  เป็นลบเท่านั้น

จากลักษณะของ 2 แบบที่กล่าวมานั้นมีประโยชน์เหมือนกัน ซึ่งในแต่ละกรณีจะมีทรานซิสเตอร์คู่หนึ่ง ( $T_1, T_2$ ) หรือ ( $T_3, T_4$ ) จะหยุดนำกระแสขณะที่อีกคู่นำกระแสซึ่งมีเวลาเก็บสะสมและเวลาปล่อยออกของทรานซิสเตอร์เกิดขึ้นและมันอาจเป็นไปได้ที่ทรานซิสเตอร์ทั้งหมดจะนำกระแสในเวลาเดียวกัน ซึ่งจะทำให้เกิดการลัดวงจรของชิพพลาซ เราจำเป็นต้องหลีกเลี่ยงภาวะดังกล่าว ซึ่งสามารถทำได้โดยการสร้าง delay time ระหว่างการหยุดและนำกระแสของทรานซิสเตอร์ และด้วยเหตุผลดังกล่าวความถี่ของการสวิตช์จะถูกจำกัดในวงที่แคบลง

แบบลิมิตศูนย์โวลต์ จะแสดงให้เห็นคือมีความจำเป็นต้องมีช่วง delay ซึ่งการสวิตช์ขึ้นกับค่า  $V_{in}$  เมื่อ  $V_{in}$  เป็นบวก  $T_4$  จะนำกระแสตลอด  $T_1$  จะสวิตช์เป็น on ในช่วงเฟส on ดังนั้นในช่วงเฟส on ทั้ง  $T_1$  และ  $T_4$  จะ on ซึ่งผลแก่โวลต์เตจของมอเตอร์  $V_m$  คือ

$$V_m = V_m \text{ เมื่อ } t_{on}$$

ระหว่างเฟส off จะมี  $T_4$  นำกระแสเพียงตัวเดียวเป็นผลให้  $V_m$  ขึ้นกับ  $I_{nb}$  คราบใดที่  $I_{nb} > 0$  ซึ่งเป็นภาวะปกติเมื่อ  $V_{nb} > 0$  กระแส  $I_{nb}$  จะไหลผ่าน  $D_2$  และ  $T_4$  เป็นผลให้  $V_m = 0$  และ

$$V_m = V_{nb} = 0 \text{ เมื่อ } t_{off}$$

$$I_{nb} > 0$$

ในกรณีที่  $I_{nb}$  เป็นลบ กระแสจะไหลผ่าน  $D_1$  และ  $D_4$  เป็นผลให้  $V_m = V_m$  และ

$$V_m = V_{nb} = V_m \text{ เมื่อ } t_{off}$$

$$I_{nb} < 0$$

เราสามารถสรุป mode การทำงานและผลของโวลต์เตจได้ดังตารางที่ 1

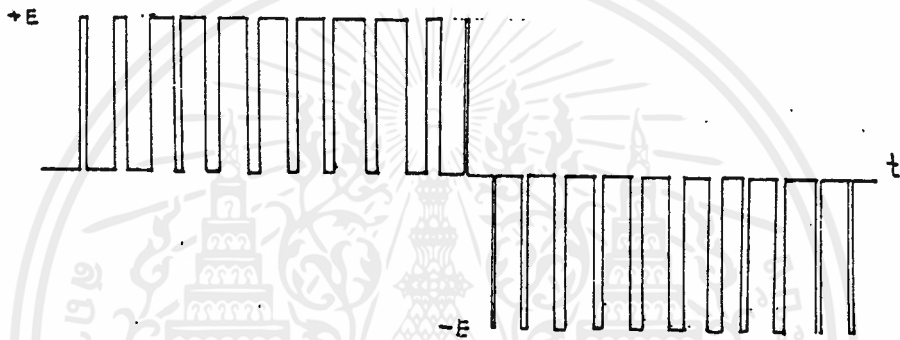
การทำงานและ อินพุทโวลต์เดจ	ภาวะของทรานซิสเตอร์และโวลต์เดจของมอเตอร์	
	เฟส on	เฟส off
ไบโพลาร์โทมด	$T_1, T_4$ on $T_2, T_3$ off $V_m = V_s$	$T_2, T_3$ on $T_1, T_4$ off $V_m = -V_s$
ยูนิโพลาร์ $V_{in} > 0$	$T_1, T_4$ on $T_2, T_3$ off $V_m = V_s$	$T_2, T_4$ on $T_1, T_3$ off $V_m = 0$
ยูนิโพลาร์ $V_{in} < 0$	$T_2, T_3$ on $T_1, T_4$ off $V_m = -V_s$	$T_2, T_4$ on $T_1, T_3$ off $V_m = 0$

ตารางที่ 1 แสดงการทำงานของแอมพลิไฟแบบพัลส์วิดท์โมดูเลชั่น

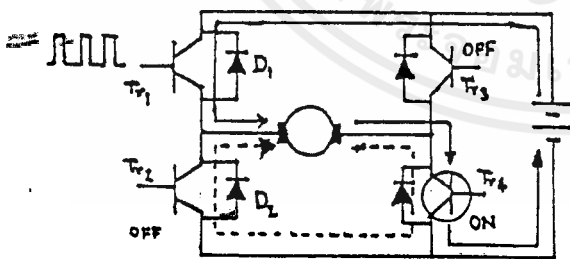
โดยในการศึกษาในที่นี้จะใช้โวลต์เดจแอมพลิไฟเออร์ แบบยูนิโพลาร์ ซึ่งจะได้รูปคลื่นตามรูปที่ 2.6(a) โดยใช้ทรานซิสเตอร์ 4 ตัวดังรูป b ถึง e เป็นการต่อสวิตคาไฟฟ้าบวกเข้ากับมอเตอร์ ให้  $Tr_4$  ทำงาน (on) ส่วน  $Tr_2$  และ  $Tr_3$  ไม่ทำงาน ในขณะที่  $Tr_1$  ทำงานตาม switching mode ในรูป (a) ต่อไปจะพิจารณารายละเอียดว่ากระแสในมอเตอร์ไหลอย่างไรตามผังวงจร ขณะที่  $Tr_1$  ทำงานทางเดินของกระแสจะเป็นดังเส้นทึบในรูปและแหล่งจ่ายไฟจ่ายไฟให้มอเตอร์โดยสมมติให้ไม่คิด diode forward voltage ในอีกกรณีหนึ่งเมื่อ  $Tr_1$  ไม่ทำงานจะมีเพียง  $Tr_4$  ทำงานกระแสของมอเตอร์จะเป็นดังเส้นประซึ่งไหลผ่านมอเตอร์  $Tr_4$  และ  $D_2$  อันเนื่องมาจากผลกระทบจากการเหนี่ยวนำของมอเตอร์ รูป(c) เป็นอีกวงจรหนึ่งโดยให้  $Tr_1$  ทำงานอยู่ตลอด และ  $Tr_4$  ทำงานตาม swiching mode ส่วนรูป (d) และ (e) เป็นกรณีที่ใช้สวิตคาไฟฟ้าลบกับมอเตอร์

ซึ่งเมื่อพิจารณาเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของทั้งวิธีไบโพลาร์ และวิธียูนิโพลาร์ วิธีแรกเป็นการเปลี่ยนศักดาไฟฟ้าผ่านศูนย์กลางเป็นไปอย่างราบรื่นในทั้งสองทิศทาง (จากลบเป็นบวกหรือในทำนองกลับกัน) การเปลี่ยนผ่านที่ราบรื่นเช่นนี้เป็นความจำเป็นที่สำคัญมากสำหรับ servo amplifier ในทางตรงกันข้ามวิธีที่สองอาจทำให้เกิดการเปลี่ยนศักดาข้ามศูนย์กลางแบบทันทีทันใด อันเป็นผลมาจากความแตกต่างเล็กน้อยเกี่ยวกับพฤติกรรมการ switching ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวที่ใช้

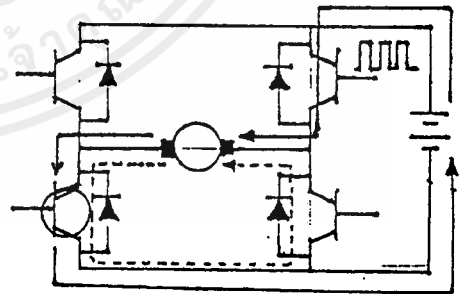
จุดเด่นของวิธีหลังคือ เปอร์เซนต์การ ripple ของกระแสมอเตอร์เป็นครึ่งหนึ่งของวิธีแรก ๗ ที่ความถี่และกระแสเฉลี่ยเดียวกัน



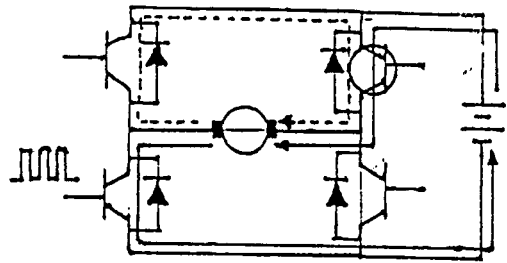
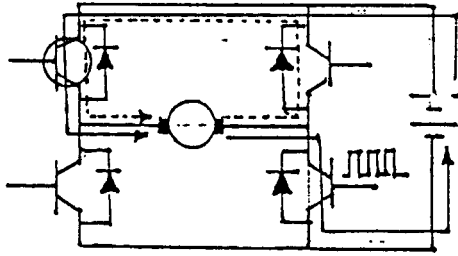
(a) PWM waveform



(b)



(d)



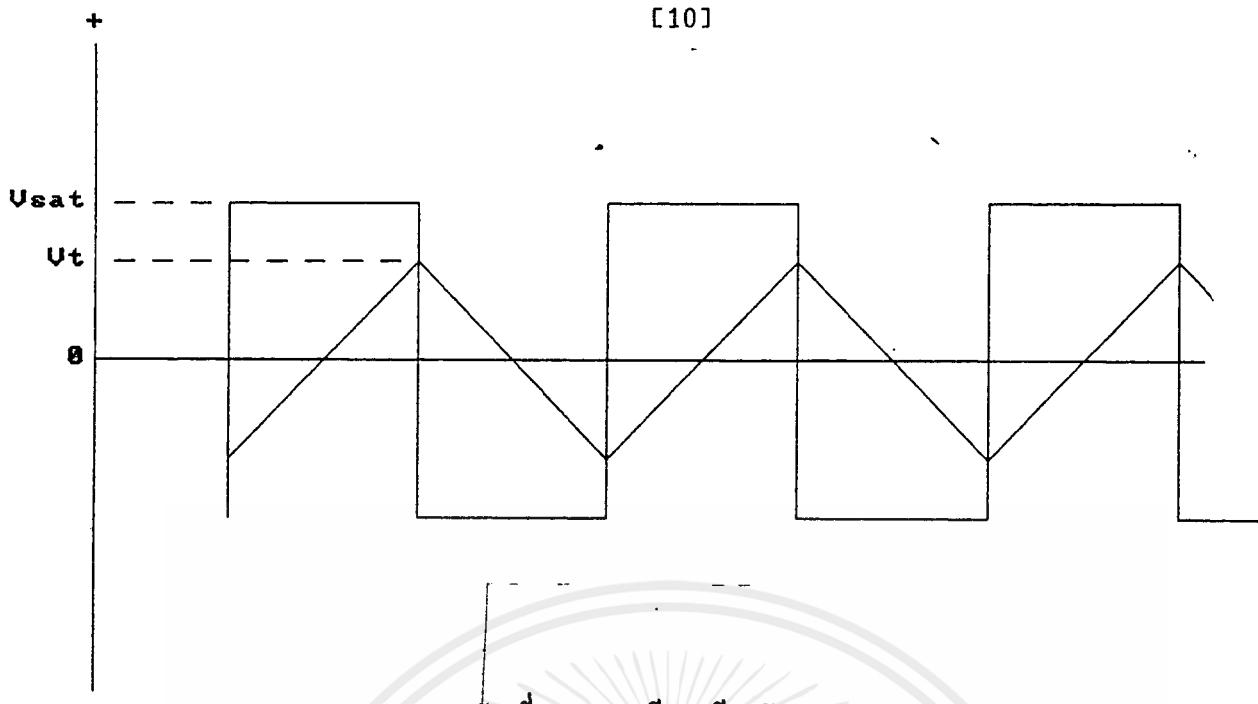
(c)

(e)

รูปที่ 2.6 (a) PWM WAVEFORM

(b)  $Tr_4$  on และ  $Tr_1$  เป็น PWM mode(c)  $Tr_1$  on และ  $Tr_4$  เป็น PWM mode(d)  $Tr_2$  on และ  $Tr_3$  เป็น PWM mode(e)  $Tr_3$  on และ  $Tr_2$  เป็น PWM modeชุดสร้างสัญญาณ PWM

สัญญาณ PWM ซึ่งสร้างได้จากการนำสัญญาณสามเหลี่ยมมาทำการเปรียบเทียบในระดับอ้างอิงเพื่อให้ได้สัญญาณตามต้องการ สัญญาณสามเหลี่ยมในวงจรสร้างได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมป้อนเข้าวงจรอินทิเกรตและมีการ feedback ทางบวกเพื่อให้เกิดการ oscillate ของสัญญาณสามเหลี่ยมโดยในที่นี้ใช้ op amp #353 ซึ่งเป็น op amp ชนิด JFET มี offset ต่ำมาใช้ในการสร้างสัญญาณ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้เป็นสามเหลี่ยมออกทางขา 7 ของ op amp และสัญญาณสี่เหลี่ยมออกทางขา 1 ของ op amp ซึ่งสัญญาณทั้งสองจะมีข้อเหมือนและแตกต่างกันดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 เปรียบเทียบสัญญาณ

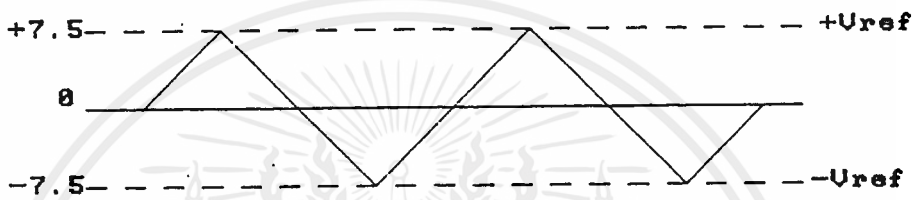
จากรูป  $V_T = V_{sat}/R_f/R_i$ ,  $t = 2V_T(RC)/V_{sat} = T/2$ ,  $f = V_{sat}/4V_T(RC)$

โดยปกติ  $V_{sat}$  คือแรงดันอิ่มตัวของ op amp ที่ระดับ high ซึ่งประมาณได้ว่ามีค่า  $+V_{cc} - 1.5$  ค่า  $V_T$  สามารถตั้งค่าได้ตามความเหมาะสมโดยเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน  $R_f$  และ  $R_i$  ความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมจะมีค่าเท่ากันเสมอ ในวงจรปรับความถี่ที่ใช้มีค่าประมาณ 1.2 kHz. จากนั้นนำสัญญาณสามเหลี่ยมเข้าวงจรบวกแรงดันอัตราขยายเท่ากับ 1 โดยบวกเข้ากับสัญญาณจากชุดควบคุมความเร็วแบบ Phase locked loop (PLL) ซึ่งจะอธิบายต่อไป สัญญาณที่บวกกันทำให้สัญญาณสามเหลี่ยมถูกเลื่อนขึ้นลงตามค่าสัญญาณจากชุดควบคุมความเร็ว เมื่อทำการเปรียบเทียบกับระดับสัญญาณอ้างอิงทั้งด้านบวกและลบ โดยใช้ op amp comparator 311 ซึ่งจะได้สัญญาณเอาต์พุตที่จะใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์ได้ซึ่งสามารถอธิบายพอสังเขปได้ดังนี้

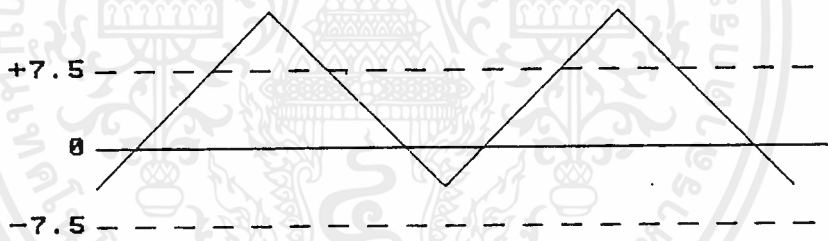
จากรูปที่ 2.8 เมื่อไม่มีสัญญาณจากชุดควบคุมความเร็ว ระดับสัญญาณสามเหลี่ยมจะมีค่าน้อยกว่าระดับแรงดันอ้างอิงเสมอ วงจรเปรียบเทียบจะให้ระดับสัญญาณ low (-15 v)

จากรูปที่ 2.9 เมื่อชุดควบคุมความเร็วส่งสัญญาณเพื่อเพิ่มความเร็วของมอเตอร์ระดับสัญญาณสามเหลี่ยมจะถูกบวกให้เลื่อนขึ้นตามสัญญาณจากชุดควบคุมความเร็ว ขณะนี้มีสัญญาณสามเหลี่ยมบางส่วนจะมากกว่าระดับแรงดันอ้างอิง ทำให้มีสัญญาณเอาต์พุตออกทาง A โดยเมื่อระดับสัญญาณสามเหลี่ยมมากกว่าระดับอ้างอิง จะให้เอาต์พุตเป็น high (+15v) จากนั้นเมื่อเพิ่มสัญญาณควบคุมความเร็วมากขึ้นอีก สัญญาณสามเหลี่ยมก็ถูกเลื่อนขึ้นมากขึ้น ช่วงสัญญาณสามเหลี่ยมที่มากกว่าระดับอ้างอิงมีเพิ่มขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.10 ดังนั้นสัญญาณ

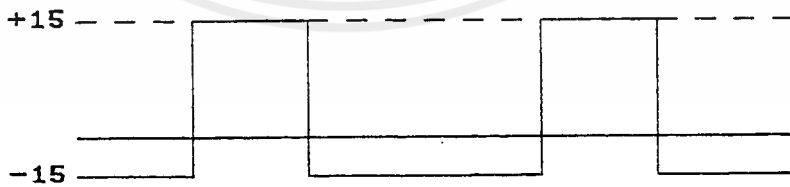
เอาท์พุทที่ A มีค่า high ช่วงกว้างขึ้นซึ่งเป็นการ on ช่วงเวลายาวขึ้นนั่นเอง ทำให้มอเตอร์หมุนเร็วขึ้นและมีความเร็วสูงสุดเมื่อระดับสัญญาณสามเหลี่ยมมากกว่าระดับอ้างอิง ตลอดช่วงดังแสดงในรูปที่ 2.11 ทำให้สัญญาณเอาท์พุทที่ A เป็น high ตลอดช่วงดังในรูปที่ 2.12 ซึ่งจะ on ตลอด มอเตอร์ก็จะมีความเร็วสูงสุด



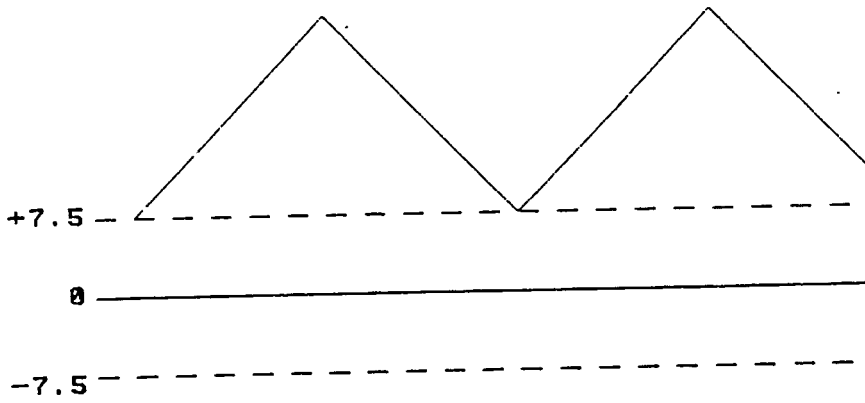
รูปที่ 2.8 A และ B จะมีค่า LOW มอเตอร์ไม่หมุน



รูปที่ 2.9



รูปที่ 2.10 สัญญาณที่ A มีค่าHIGH และ B มีค่าLOW มอเตอร์หมุนตามค่าสัญญาณ A



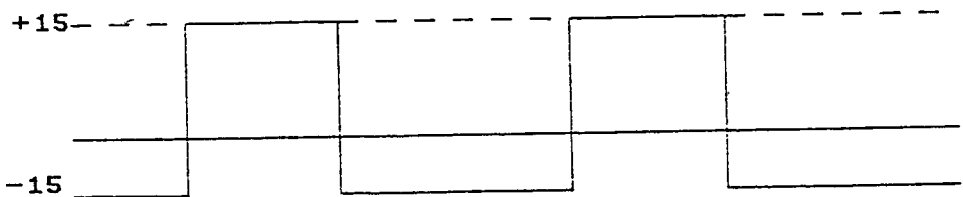
รูปที่ 2.11



รูปที่ 2.12. สัญญาณที่ A มีค่า HIGH และ B มีค่า LOW มอเตอร์หมุนเร็วสุด

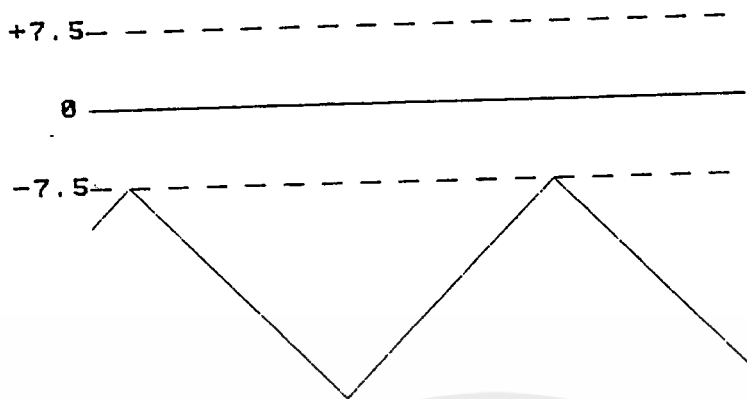


รูปที่ 2.13

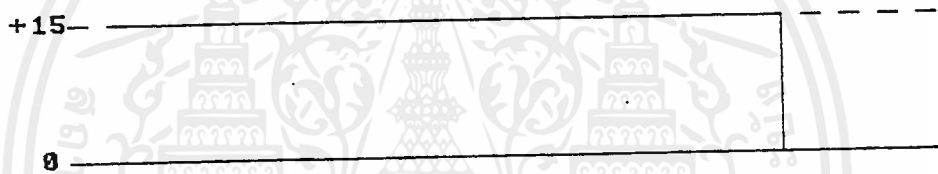


รูปที่ 2.14 สัญญาณที่ B มีค่าHIGH และ A มีค่าLOW มอเตอร์หมุนตามค่าสัญญาณ B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15



รูปที่ 2.16 สัญญาณที่ B มีค่า HIGH และ A มีค่า LOW มอเตอร์หมุนเร็วสุด

เมื่อระดับสัญญาณจากชุดควบคุมความเร็วลดลง จะทำให้สัญญาณสามเหลี่ยมเลื่อนลง เมื่อระดับสัญญาณสามเหลี่ยมมีค่าต่ำกว่าระดับอ้างอิงดังแสดงในรูปที่ 2.13 สัญญาณเอาต์พุตที่ B จะมีค่า high ดังแสดงในรูปที่ 2.14 ขณะนี้มอเตอร์จะหมุนทิศทางตรงข้ามกับกรณีแรกที่กล่าวไปแล้ว โดยมีสัญญาณเอาต์พุตที่ B ทำหน้าที่ควบคุมความเร็ว โดยเมื่อสัญญาณสามเหลี่ยมถูกเลื่อนลงมากขึ้น สัญญาณที่ B จะเกิดช่วง high กว้างขึ้นการ on มีมากขึ้น มอเตอร์ก็จะหมุนเร็วขึ้น จนระดับแรงดันสามเหลี่ยมมีค่าน้อยกว่าระดับอ้างอิงตลอดช่วง ดังแสดงในรูปที่ 2.15 สัญญาณเอาต์พุตที่ B จะมีช่วง high ตลอดช่วงทำให้มอเตอร์หมุนเร็วสุด

## บทที่ 3

คุณสมบัติของดีซีเซอร์โวมอเตอร์

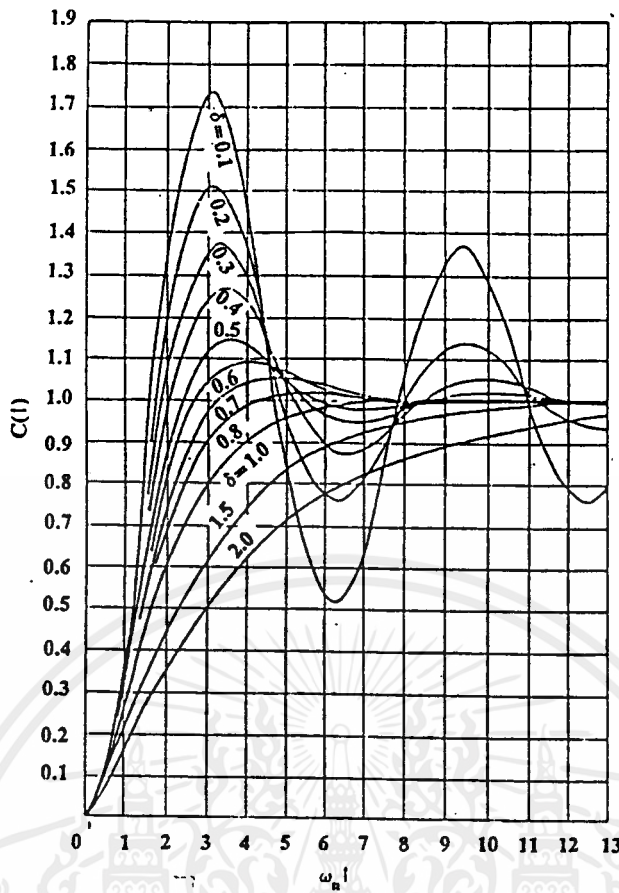
ระบบเซอร์โวคือระบบการคอนโทรลเครื่องจักรกลที่ไปขับโหลดให้มีการเคลื่อนไหวในลักษณะเป็นไดนามิกของตำแหน่ง ความเร็วรอบ และแรงบิด (ทอร์ก) เป็นต้น ระบบเซอร์โวจะต้องตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของตัวแปรอินพุท หรือต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด ดังนั้นการวิเคราะห์ระบบเซอร์โวโดยทั่วไปเราจะต้องพิจารณาถึงคุณสมบัติของการทำงานเหล่านี้ด้วย ซึ่งคุณสมบัติการทำงานของระบบสามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภท คือ คุณสมบัติทางไดนามิก และคุณสมบัติทางสถิตยศาสตร์(คงที่) ของระบบ

1. คุณสมบัติไดนามิกของระบบเซอร์โว หมายถึง ผลตอบสนองของระบบต่อการเปลี่ยนแปลงของตัวแปรอินพุท หรือผลตอบสนองของระบบต่อการเปลี่ยนแปลงโหลด ผลตอบสนองของระบบเซอร์โวต่อการเปลี่ยนแปลงของสเตปอินพุทมีลักษณะเป็นไดนามิกแบ่งออกได้เป็น 3 ลักษณะดังแสดงในรูปที่ 3.1

ก. ผลตอบสนองของระบบจะมีการเปลี่ยนแปลงลดลงเป็นไซเคิล เมื่อแค้นป์ปิ่งแฟคเตอร์ ( $\zeta$ ) ของระบบมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง ( $\zeta < 1$ )

ข. ผลตอบสนองของระบบจะมีการเปลี่ยนแปลงลดลงเป็นวิกฤต เมื่อแค้นป์ปิ่งแฟคเตอร์ ( $\zeta$ ) ของระบบมีค่าเท่ากับหนึ่ง ( $\zeta = 1$ )

ค. ผลตอบสนองของระบบจะมีการเปลี่ยนแปลงลดลงอย่างช้าๆ เมื่อแค้นป์ปิ่งแฟคเตอร์ ( $\zeta$ ) ของระบบมีค่ามากกว่าหนึ่ง ( $\zeta > 1$ )



รูปที่ 3.1 ผลตอบสนองของระบบเซอร์โวต่อการเปลี่ยนแปลงของสเตปอินพุท

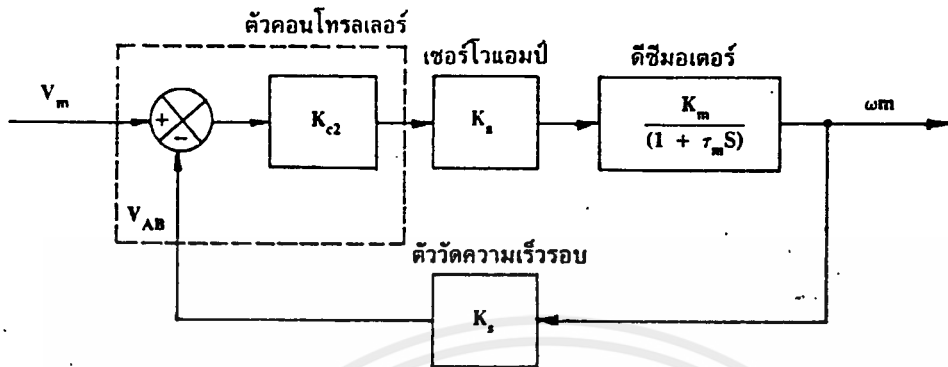
2. คุณสมบัติสถิตของระบบเซอร์โว คือคุณสมบัติของระบบเมื่อผลตอบสนองของระบบเข้าสู่สถานะคงตัว (steady state) แล้ว ซึ่งแสดงอยู่ในรูปของเออร์เรอร์ที่สถานะคงที่ หรือความแตกต่างระหว่างตัวแปรอินพุท และตัวแปรเอาต์พุท เมื่อเวลาเข้าใกล้อนันต์ หมายถึงความเที่ยงตรงของระบบ

ซึ่งหลังจากนี้เราจะวิเคราะห์ระบบเซอร์โวเฉพาะรูปการคอนโทรลความเร็ว โดยจะพิจารณาดังคุณสมบัติไดนามิกและคุณสมบัติสถิตของระบบเป็นหลัก

#### บล็อกไดอะแกรมของรูปคอนโทรลความเร็วรอบ

ส่วนประกอบของรูปคอนโทรลความเร็วรอบ ดังแสดงในรูปที่ 3.2

1. ตัวคอนโทรลเลอร์
2. เซอร์โวแอมป์
3. ดีซีมอเตอร์
4. ตัววัดความเร็วรอบ



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของลูปคอนโทรลความเร็วรอบ

### ตัวคอนโทรลเลอร์

ตัวคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ในระบบเซอร์โวนั้นมีหลายแบบโดยทั่วไปจะเป็น ตัวคอนโทรลเลอร์แบบ P, PI, PD หรือ PID แต่สำหรับการทดลองนี้จะใช้เฟสล็คคูลูปเป็นตัวคอนโทรลเลอร์ ซึ่งรายละเอียดของระบบเฟสล็คคูลูปจะได้อธิบายต่อไปในบทที่ 4

### เซอร์โวนแอมป์

เซอร์โวนแอมป์ในที่นี้เป็นแอมพลิไฟเออร์แบบฮุนโทลาร์ตามที่กล่าวรายละเอียดไปแล้วในบทที่ 2

### ดีซีมอเตอร์

ดีซีเซอร์โวนอเตอร์ที่ใช้ในระบบนี้สามารถเขียนเป็นวงจรมูลฐานได้ดังรูปที่ 3.3

### สมการพื้นฐานของคีมอเตอร์

สมการพื้นฐานของคีมอเตอร์ได้จากลูปของอาร์มาเจอร์

$$V_a(t) = R_a i_a(t) + L_a di_a(t)/dt + V_x(t) \quad \text{----- (3.1)}$$

เทอมโวลต์เตจ  $V_x(t)$  ในสมการ (3.1) คือโวลต์เตจย้อนกลับของมอเตอร์ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อเส้นลวดตัวนำของอาร์มาเจอร์หมุนตัดเส้นแรงแม่เหล็กซึ่งเกิดขึ้นโดยกระแสของฟิลด์ ( $i_f$ ) ตามกฎของฟาราเดย์ของเส้นลวดตัวนำหมุนในฟิลด์แม่เหล็กคงที่จะมีการเหนี่ยวนำโวลต์เตจขึ้นในขดลวดนั้น

$$V_x(t) = d\lambda(t)/dt \quad \text{----- (3.2)}$$

เมื่อ  $\lambda(t)$  เส้นแรงแม่เหล็กที่วิ่งไปยังขดลวดและ  $t$  คือเวลาในการหมุนของคีมอเตอร์ของมอเตอร์ การควบคุมวงจรแต่ละส่วนของตัวนำโวลต์เตจจะเกิดโวลต์เตจขึ้นในส่วนของตัวนำนั้นตามสมการ (3.2) เมื่อ  $d\lambda(t)/dt$  จะเป็นสัดส่วนต่อเส้นแรงแม่เหล็กในช่องว่างอากาศและความเร็วเชิงมุม  $w(t)$  หรือเราจะได้ว่า

$$V_x(t) = K_\phi(t) w(t) \quad \text{----- (3.3)}$$

สมมติให้กระแสของฟิลด์มีค่าคงที่และไม่คิดถึงส่วนของการเปลี่ยนแปลงในเส้นแรงฟิลด์เนื่องจากอาร์มาเจอร์รีแอคชั่นเส้นแรงฟิลด์ก็จะมีค่าคงที่ดังนั้นสมการ (3.3) ก็จะกลายเป็น

$$V_x(t) = K_w w(t) \quad \text{----- (3.4)}$$

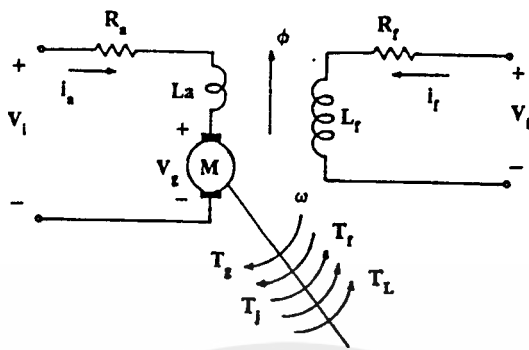
เมื่อเราสมมติให้เส้นแรงของฟิลด์มีค่าคงที่ แรงบิดของแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งเกิดขึ้นแก่โวลต์เตจของมอเตอร์จะเป็นสัดส่วนกับกระแสอาร์มาเจอร์

$$T_x(t) = K_t i_a(t) \quad \text{----- (3.5)}$$

เมื่อ  $K_t$  คือค่าคงที่ของแรงบิดของมอเตอร์ กำลังงานเชิงกลที่เกิดขึ้นในโวลต์เตจคือผลคูณของแรงบิดที่เกิดขึ้นและความเร็วเชิงมุม

$$P_x(t) = T_x(t) w(t) \quad \text{----- (3.6)}$$

กำลังงานเชิงกลที่เกิดขึ้นในโวลต์เตจทั้งหมดนี้จะจ่ายให้ไปยังโหลดที่ต่ออยู่กับเพลลาของมอเตอร์ แต่กำลังงานนี้บางส่วนจะสูญเสียไปในมอเตอร์ การสูญเสียเนื่องมาจากแรงเสียดทาน หมายถึงความหน่วงเนื่องจากลมที่มีต่อโวลต์เตจ แรงเสียดทานตัวรองรับโวลต์เตจ กระแสที่ไหลวนในเหล็กของโวลต์เตจและฮีสเทอริซิส จากรูปที่ (3.4) แสดงให้เห็นถึงแรงบิดต่างๆที่เกิดขึ้นต่อโหลดและมอเตอร์ คือ



รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลของดีซีมอเตอร์

ส่วนสำคัญของดีซีมอเตอร์คือ

$R_a$  : ความต้านทานของอาร์มาเจอร์

$L_a$  : อินдукแตนซ์ของอาร์มาเจอร์

$V_t$  : โวลต์เตจกำเนิดในอาร์มาเจอร์ (โวลต์เตจย้อนกลับ)

$R_f$  : ความต้านทานของฟิลด์

$L_f$  : อินдукแตนซ์ของฟิลด์

$\phi$  : ช่องว่างอากาศของเส้นแรงสนามแม่เหล็ก

$\omega$  : ความเร็วของเพลอาร์มาเจอร์

$T_s$  : แรงบิดที่พัฒนาขึ้นในมอเตอร์

$T_f$  : แรงบิดเสียดทานของมอเตอร์

$T_i$  : แรงเฉื่อยของมอเตอร์

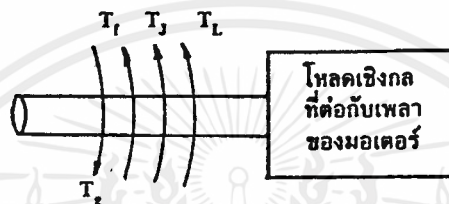
$T_L$  : แรงบิดโหลดบนเพลของมอเตอร์

$T_x(t)$ : แรงบิดของมอเตอร์

$T_f(t)$ : แรงบิดที่ต้องชนะการสูญเสียเนื่องจากการเสียดทาน

$T_a(t)$ : แรงบิดเพื่อใช้เพิ่มอัตราเร่งแก่ความเฉื่อยของโหลด

$T_L(t)$ : แรงบิดโหลด



รูปที่ 3.4 แสดงถึงแรงบิดต่างๆ ที่เกิดขึ้นต่อโหลดของมอเตอร์

ในช่วงเวลาใดๆก็ตามแรงบิดของมอเตอร์จะต้องเท่ากับและทิศทางตรงข้ามกับผลรวมของแรงบิด  $T_f(t)$   $T_a(t)$  ดังนั้น

$$T_x(t) = T_f(t) + T_a(t) + J dw(t)/dt$$

เมื่อ  $J$  คือผลรวมของโมเมนต์ความเฉื่อยของโรเตอร์และโหลดที่ต่ออยู่ที่เพลาของมอเตอร์ ผลรวมของแรงบิดเสียดทานที่ประกอบกันขึ้นที่เพลาของมอเตอร์เป็นลิเนียร์ฟังก์ชันกับความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์ เรียกว่า ส่วนประกอบของวิสกอสฟริกชันและมักจะอยู่ในเทอมที่แยกออกจากฟริกชันอื่นๆ ซึ่งแสดงได้ด้วยสมการต่อไปนี้

$$T_x(t) = T_f(t) + T_L(t) + J dw(t)/dt + Bw(t)$$

เมื่อ  $B$  คือสัมประสิทธิ์ของวิสคอสฟริกชันของมอเตอร์และโหลดที่ต่ออยู่กับเพลามอเตอร์  $T_r(f)$  คือผลรวมของฟริกชันของโหลดและของมอเตอร์ทั้งหมด มีแรงต้านของลมและการสูญเสียกำลังในเหล็กของเพลามอเตอร์ยกเว้นวิสคอสฟริกชัน

สมการ (3.1) (3.4) (3.5) และ (3.8) เป็นชุดสมการพื้นฐานของดีซีมอเตอร์และจากสมการเหล่านี้เราสามารถจะหาทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของดีซีมอเตอร์ได้ โดยใส่ลาปลาซทรานสฟอร์มทั้งสองข้างของชุดสมการพื้นฐานและเขียนได้ใหม่เป็น

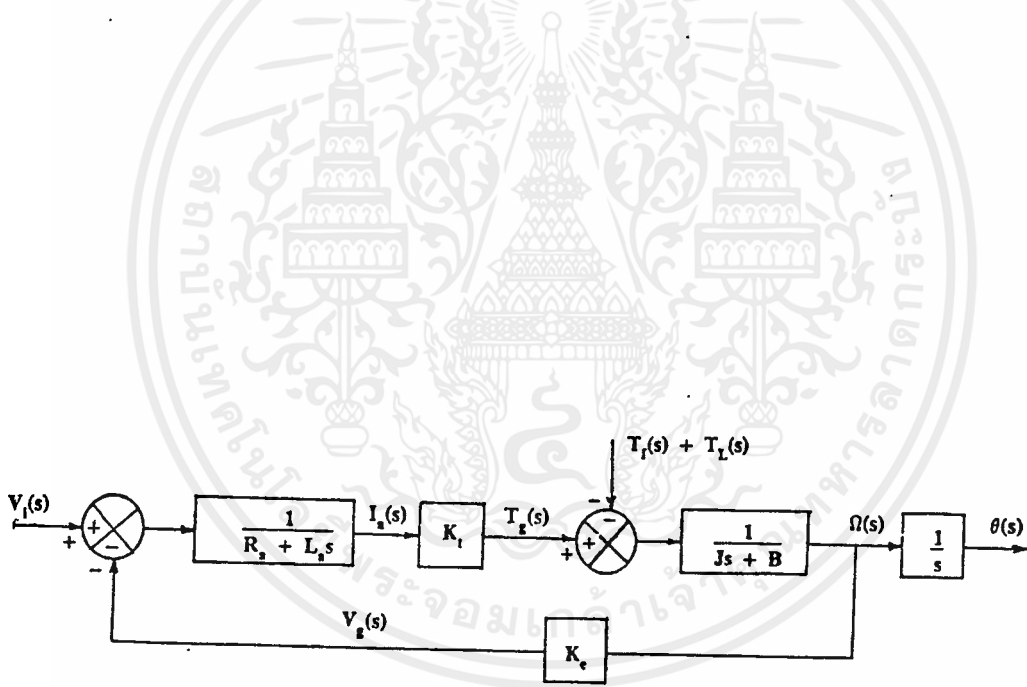
$$V_1(s) - V_a(s) = (R_a + sL_a) I_a(s) \quad \text{----- (3.9)}$$

$$V_a(s) = K_w \omega(s) \quad \text{----- (3.10)}$$

$$T_a(s) = K_t I_a(s) \quad \text{----- (3.11)}$$

$$T_a(s) - T_r(s) - T_L(s) = (B + sJ) \omega(s) \quad \text{----- (3.12)}$$

บล็อกไดอะแกรมที่แสดงถึงสมการพื้นฐานเหล่านี้แสดงได้ดังรูป (3.5)



รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมของดีซีมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของดีซีมอเตอร์

จากบล็อกไดอะแกรมของรูปที่ 3.5 แสดงถึงระบบที่มีสองอินพุท และมีเอาต์พุทเป็นทั้งความเร็วเชิงมุม  $w$  และการเคลื่อนที่เชิงมุม  $\theta$  จากรูป 3.5 ความเร็วเอาต์พุทของระบบเขียนได้เป็น

$$w(s) = G_1(s)V_1(s) + G_2(s)[T_f(s) + T_L(s)] \quad \text{----- (3.13)}$$

เมื่อ

$$G_1(s) = w(s)/V_1(s) \quad \text{----- (3.14)}$$

$$T_f(s) + T_L(s) = 0$$

$$G_2(s) = w(s)/T_f(s) + T_L(s) \quad \text{----- (3.15)}$$

$$V_1(s) = 0$$

$G_1(s)$  คือทรานสเฟอ์ฟังก์ชันระหว่างโวลต์เตจและความเร็ว

$$\begin{aligned} G_1(s) = w(s)/V_1(s) &= K_m / (L_m s + R_m) (J s + B) + K_t K_m \\ &= K_m / \alpha s^2 + \beta s + 1 \end{aligned} \quad \text{----- (3.16)}$$

เมื่อ

$$K_m = K_t / R_m B + K_t K_m$$

$$\alpha = L_m J / R_m B + K_t K_m$$

$$\beta = R_m J + L_m B / R_m B + K_t K_m$$

สมการ (3.16) เป็นโวลต์เตจทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของดีซีมอเตอร์ในเมื่อสมมติว่า  $T_f$  และ  $T_L$  มีค่าเป็นศูนย์สมการ (3.16) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$G_1(s) = K_m / R_m B (1 + \tau_m s) (1 + \tau_m s) + K_t K_m$$

เมื่อ

$$\tau_m = L_m / R_m = \text{ไทม์คอนสแตนท์ทางไฟฟ้า}$$

$$\tau_m = J / B = \text{ไทม์คอนสแตนท์ทางเชิงกล}$$

ถ้าอินดักแตนซ์ของอาร์มาเจอร์มีค่าน้อย ไทม์คอนสแตนท์ทางไฟฟ้าสามารถตัดทิ้งได้และสมการ (3.16) ได้เป็น

$$G_v(s) = w(s)/V_i(s) = K_v/R_m(Js+B)+K_vK_m$$

$$= K_m/\tau s+1$$

----- (3.17)

เมื่อ

$$\tau = R_m J/R_m B+K_vK_m$$

ในสมการ (3.17) ค่าคงที่  $K_m$  อาจเรียกได้ว่าเป็นค่าคงที่ของมอเตอร์

### ตัววัดความเร็วรอบ

ตัววัดความเร็วรอบในที่นี้เราใช้มอเตอร์ที่มีพัลส์เจนเนอเรเตอร์อยู่ในตัวดังนั้นตัวทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของบล็อกนี้ก็คือค่าคงที่ ของจำนวนพัลส์นั่นเอง

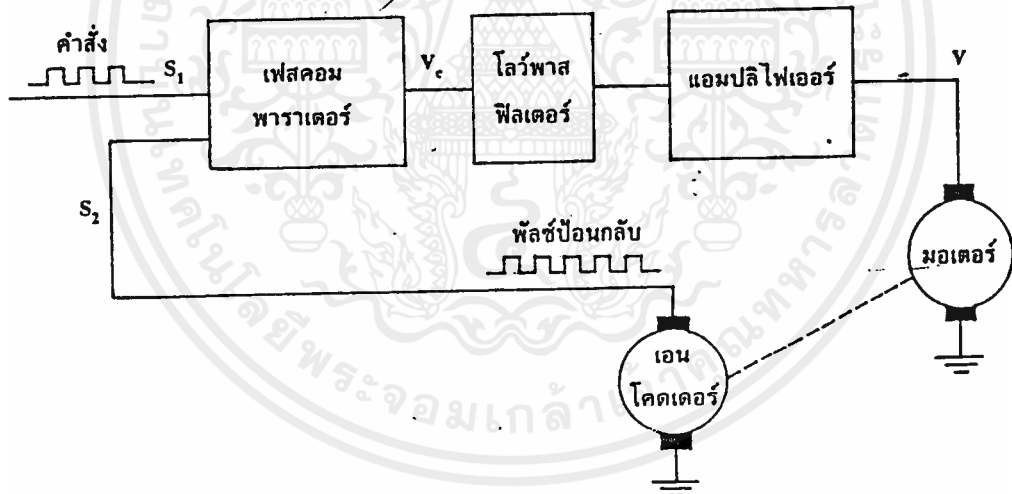


## บทที่ 4

## ระบบเฟสล็อกคัลปเซอร์โว

(Phase Locked Loop Servo System)

ระบบการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ด้วยเฟสล็อกคัลปเป็นระบบการควบคุมความเร็วที่มีความเที่ยงตรงสูง เพราะว่ามันให้คุณสมบัติการเรีคลูเลทความเร็วดีเป็นเลิศ และการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์มีผลกระทบต่อการทำงานของระบบน้อยมาก ระบบการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ด้วยเฟสล็อกคัลป และส่วนประกอบของระบบแสดงดังรูปที่ 4.1 เมื่อระบบอยู่ที่ ภาวะลอค ความถี่ของสัญญาณบังคับ และสัญญาณป้อนกลับจะมีค่าเท่ากัน และถ้าสัญญาณคำสั่งมีค่าคงที่ระบบก็จะมีความเร็วของมอเตอร์คงที่ด้วย



รูปที่ 4.1 ระบบการคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์ด้วยเฟสล็อกคัลป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทราบเท่าที่ระบบยังคงภาวะเฟสล็อกอยู่ ความเร็วของมอเตอร์จะเป็นไปตามความถี่ของสัญญาณบังคับ และเป็นอิสระต่อการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ในตัวมอเตอร์ และในแอมพลิไฟ คุณสมบัติดังกล่าวเป็นผลรับรองถึงการไร้คู่แข่งความถี่ของมอเตอร์ ซึ่งจะดีเลิศเท่ากับความถี่เสถียรภาพของความถี่ของสัญญาณบังคับ

จากที่กล่าวมาแล้วว่า ระบบเฟสล็อกจะใช้เพื่อการบังคับความเร็วของมอเตอร์ แต่ที่แท้จริงแล้วระบบดังกล่าวเป็นระบบการบังคับตำแหน่งที่ผลการบังคับตำแหน่งเป็นไปอย่างต่อเนื่อง จึงยังผลให้เกิดเป็นการบังคับความเร็วนั่นเอง

### ส่วนประกอบของระบบเฟสล็อกคูลูเปอร์โวล

ระบบการบังคับความเร็วของมอเตอร์แบบเฟสล็อกคูลูเปอร์มีส่วนประกอบในระบบดังต่อไปนี้

1. เฟสคอมพาราเตอร์
2. โวลท์พาสฟิลเตอร์
3. แอมพลิไฟ
4. มอเตอร์
5. เอนโคเดอร์

ซึ่งการทำงานของส่วนประกอบเหล่านี้ได้อธิบายต่อไป

#### เฟสคอมพาราเตอร์

จุดมุ่งหมายของเฟสคอมพาราเตอร์คือ เพื่อตีเท็คความต่างเฟสระหว่างสัญญาณบังคับและสัญญาณป้อนกลับ และผลิตสัญญาณเออร์เรอร์ที่เป็นสัดส่วนกับความต่างเฟสของสัญญาณทั้งสองดังกล่าว เฟสคอมพาราเตอร์บางแบบได้รับการออกแบบเพื่อตีเท็คความแตกต่างของความถี่ได้เท่ากับความต่างเฟสระหว่างสัญญาณบังคับและสัญญาณป้อนกลับ และให้เอาท์พุทโวลท์เตจที่เป็นฟังก์ชันกับเฟสเออร์เรอร์และควี่แควนซีเออร์เรอร์ ดีเท็คเตอร์ดังกล่าวมักจะเรียกว่า เฟส-ควี่แควนซีคอมพาราเตอร์

การวิเคราะห์ต่อไปนี้ จะแสดงถึงสมการทางคณิตศาสตร์ของเฟสคอมพาราเตอร์อย่างง่าย คือ ตัวคูณ(multiplier) สมมุติว่าทั้งสัญญาณบังคับและสัญญาณป้อนกลับมีลักษณะเป็นลูกคลื่นไซน์ ซึ่งจะให้ผลเช่นเดียวกับสัญญาณแบบลูกคลื่นสี่เหลี่ยม กำหนดให้สัญญาณบังคับ และสัญญาณป้อนกลับเป็น  $S_1(t)$  และ  $S_2(t)$  ตามลำดับ และกำหนดให้อัตราขยายของตัวคูณเท่ากับ  $K_m$  เอาท์พุทของตัวคูณได้เป็น

$$V_c = K_m S_1 S_2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากสัญญาณบังคับเป็นลูกคลื่นไซน์จึงสามารถเขียนได้เป็น

$$S_1 = -V_m \cos \theta_1$$

กำหนดให้  $\theta_m$  เป็นตำแหน่งเชิงมุมของเฟลามาเตอร์ และ  $\theta_o$  เป็นมุมการเคลื่อนที่ของเอนโคคเตอร์ ดังนี้

$$\theta_o = n\theta_m$$

เมื่อ  $n$  คือ จำนวนพัลส์ซึ่งกำเนิดขึ้นเนื่องจากการหมุนของเอนโคคเตอร์ในแต่ละรอบ สัญญาณย้อนกลับ  $S_2$  เขียนได้เป็น

$$S_2 = V_o \sin \theta_o$$

เอาท์พุทโวลต์เตจของคอมพาราเตอร์  $V_c$  ก็จะกลายเป็น

$$V_c = -K_m V_m V_o \cos \theta_1 \sin \theta_o$$

จากสมการนี้สามารถเขียนได้เป็น

$$V_c = K_m V_m V_o / 2 [\sin(\theta_1 - \theta_o) - \sin(\theta_1 + \theta_o)]$$

ขนาดของโวลต์เตจที่เป็นสัดส่วนกับ  $\sin(\theta_1 + \theta_o)$  จะเป็นลูกคลื่นไซน์ที่มีความถี่สูง และถูกรองออกไปโดยโวล์ฟาสฟิลเตอร์ ดังนั้นเราอาจไม่นำมันมาคิด และพิจารณาแต่เทอมที่เป็นสัดส่วนกับ  $\sin(\theta_1 - \theta_o)$  และกำหนดให้อัตราขยายของคอมพาราเตอร์  $K_o$  เท่ากับ

$$K_o = K_m V_m V_o / 2$$

ดังนั้นเอาท์พุทโวลต์เตจของคอมพาราเตอร์ได้เป็น

$$V_c = K_o \sin(\theta_1 - \theta_o) \quad \text{-----(4.1)}$$

กำหนดให้เฟสเออร์เรอร์  $\theta_e$  เท่ากับ

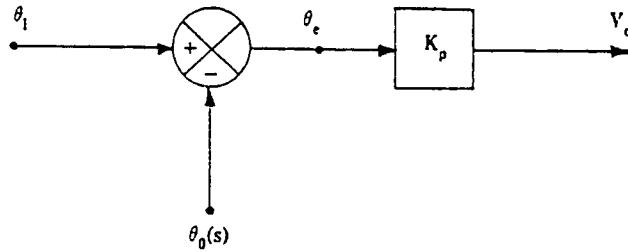
$$\theta_e = \theta_1 - \theta_o$$

และสังเกตได้ว่าเมื่อ  $\theta_o$  มีค่าน้อย สมการ (4.1) อาจประมาณได้โดย

$$V_c = K_o (\theta_1 - \theta_o) = K_o \theta_e \quad \text{-----(4.2)}$$

สมการ (4.2) แสดงได้ว่า เมื่อเฟสเออร์เรอร์มีค่าน้อย เอาท์พุทของคอมพาราเตอร์จะเป็นสัดส่วนกับความต่างเฟส สมการนี้อาจแสดงได้ดังรูปที่ (4.2)

จากสมการ(4.2)ได้สร้างขึ้นสำหรับตัวคูณ แต่มันก็ใช้ได้กับเฟสคอมพาราเตอร์ทุกแบบตามเท่าที่เฟสเออร์เรอร์  $\theta_e$  มีค่าน้อย



รูปที่ 4.2 ลิเนียร์โมเดลของเฟสคอมพาราเตอร์

โลว์พาสฟิลเตอร์

จุดประสงค์หลักของลูปฟิลเตอร์คือ การกรองเอาคอมโพเนนต์ต่างๆ ซึ่งเป็นสัญญาณที่ไม่ต้องการและมีความถี่ห่างไกลจากความถี่พรีรันนิ่ง คุณลักษณะดังกล่าวนี้แสดงถึงคุณสมบัติการกำจัดสัญญาณรบกวนของระบบเฟสลอคคูลูป หรือพูดอีกอย่างหนึ่งได้ว่าระบบเฟสลอคคูลูปจะมีคุณสมบัติในการแคปเจอร์เฉพาะสัญญาณที่มีความถี่ใกล้เคียงกับความถี่พรีรันนิ่งเท่านั้น ซึ่งหมายความว่าผลต่างของความถี่ จะต้องมามีค่าโดยประมาณอยู่ในแบนด์วิดท์ของลูปฟิลเตอร์

ฟังก์ชันที่สำคัญอีกอันหนึ่งของโลว์พาสฟิลเตอร์คือ มันจะเป็นตัวเก็บความจำได้ในช่วงเวลาสั้นๆ ของระบบเฟสลอคคูลูป เพื่อช่วยให้ระบบสามารถแคปเจอร์สัญญาณได้ใหม่อย่างรวดเร็ว ถ้าระบบหลุดออกไปจากการลอคในช่วงเวลาสั้นๆ เนื่องจากการรบกวนในช่วงขณะ

สำหรับการเลือกชนิดของฟิลเตอร์ขั้นสุดท้ายจะกระทำได้บนพื้นฐานการออกแบบลูป ซึ่งจะแสดงให้เห็นต่อไปในส่วนของการออกแบบระบบเฟสลอคคูลูป

แอมพลิไฟ

แอมพลิไฟใช้สำหรับเพิ่มระดับกำลังของสัญญาณเออร์เรอร์ เพื่อใช้สำหรับขับมอเตอร์ โดยทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของแอมพลิไฟในที่นี้จะกำหนดให้สามารถปรับค่าได้

มอเตอร์

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของมอเตอร์จะเป็นไปตามที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 ในการวิเคราะห์ต่อไปนี้เรากำหนดทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของมอเตอร์  $G(s) = K_m / (1 + s\tau_m)$  เมื่อ  $K_m$  คือตัวคงที่ของมอเตอร์ และ  $\tau_m$  เป็น time constant ในทางเชิงกลของมอเตอร์

เอนโคคเตอร์

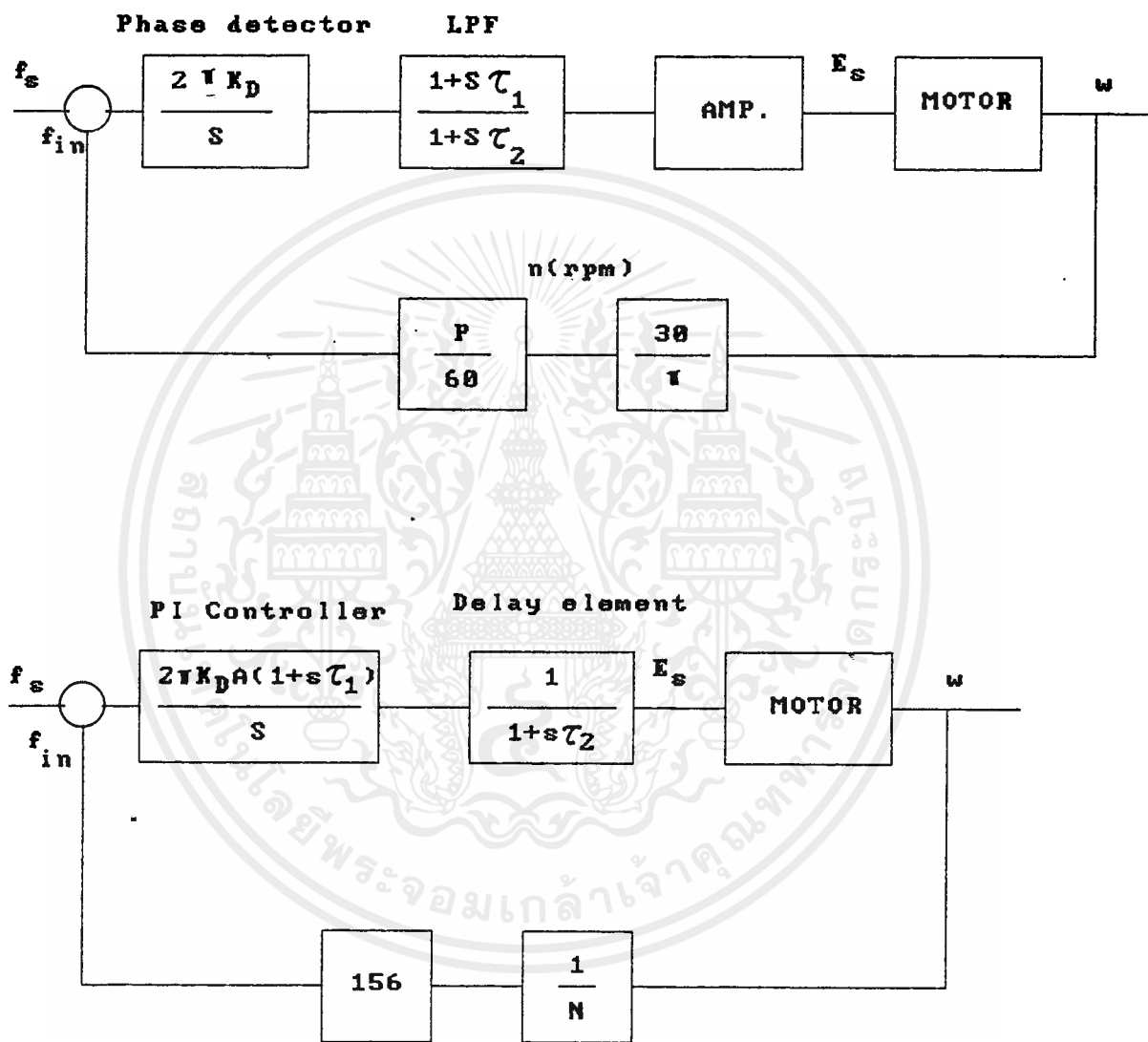
ทำหน้าที่เปลี่ยนความเร็วรอบของมอเตอร์เป็นสัญญาณความถี่หรือสัญญาณอนาลอก โดย

ให้ค่าเพิ่มแปรตามค่าของความเร็วรอบ สัญญาณดังกล่าวนี้จะใช้ป้อนกลับเพื่อเปรียบเทียบกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนใจสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
สัญญาที่กำหนดไว้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ขอสงวนสิทธิ์ในให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบระบบเฟสล็อกคูล



รูป 4.3 แสดงลูปควบคุม DC MOTOR ในการทดลองนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากบล็อกไดอะแกรมแสดงแต่ละส่วนแยกออกให้เห็นการทำงาน ซึ่งแยกอธิบายได้ดังนี้  
 จากรูปจะเห็นว่าระบบเป็น PI Controller ซึ่งเกิดส่วนประกอบของ first order  
 delay element ซึ่งมาจากวงจร Passive filter ที่สร้างขึ้นมานั่นเอง  
 ในส่วนของ feedback path ค่าของ  $n$ (rpm) ซึ่งคือค่าความเร็วรอบต่อนาทีของมอเตอร์  
 สามารถหาได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{จาก } \omega &= 2\pi f \\ f &= \omega/2\pi \text{ รอบต่อวินาที} \\ n &= 60f \\ &= 30\omega/\pi \end{aligned}$$

ส่วนค่าของ  $P$  คือ จำนวนพัลส์ต่อรอบจาก pulse generator ซึ่งวัดออกมามีค่า 980  
 ดังนั้น ค่าความถี่จาก pulse generator หาได้ดังนี้

$$\begin{aligned} F_i &= (p/60) * (30/\pi) * \omega \\ &= (980/60) * (30/\pi) * \omega \\ &= 156\omega \text{ รอบต่อวินาที} \end{aligned}$$

นอกจากนี้ ตัวหารความถี่  $N$  มีค่าเท่ากับ 10

จากบล็อกไดอะแกรมแสดงแต่ละส่วนแยกออกให้เห็นการทำงาน ซึ่งแยกอธิบายได้ดังนี้  
 จากรูปจะเห็นว่าระบบเป็น PI Controller ซึ่งเกิดส่วนประกอบของ first order  
 delay element ซึ่งมาจากวงจร Passive filter ที่สร้างขึ้นมานั่นเอง  
 ในส่วนของ feedback path ค่าของ  $n$  (rpm) ซึ่งคือค่าความเร็วรอบต่อนาทีของมอเตอร์  
 สามารถหาได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{จาก } \omega &= 2\pi f \\ f &= \omega/2\pi \text{ รอบต่อวินาที} \\ n &= 60f \\ &= 30\omega/\pi \end{aligned}$$

ส่วนค่าของ  $P$  คือ จำนวนพัลส์ต่อรอบจาก pulse generator ซึ่งวัดออกมามีค่า 980  
 ดังนั้น ค่าความถี่จาก pulse generator หาได้ดังนี้

$$\begin{aligned} f_i &= (p/60) * (\omega/2\pi) * \omega \\ &= (980/60) * (\omega/2\pi) * \omega \\ &= 156\omega \text{ รอบต่อวินาที} \end{aligned}$$

นอกจากนี้ ตัวหารความถี่  $N$  มีค่าเท่ากับ 10

PI Controller นี้ สามารถปรับเกณฑ์ตามความต้องการ(ปรับค่า A) เกณฑ์ก็คือ  $2\pi K_p$  โดย  $K_p$  คือ Detectpr Phase gain ซึ่งกำหนดได้มาจาก data sheet ของ PLL IC. #4046 มีค่า 0.111 ซึ่งในที่นี้ได้เลือกใช้ PLL IC เบอร์นี้ สำหรับค่า A นี้มีขีดจำกัด เนื่องจากไม่สามารถปรับให้สูงได้ กล่าวคือ เกณฑ์ A จาก filter มีค่ามากที่สุดคือ 1 เท่านั้น แต่อย่างไรก็ตาม เนื่องจากลูปกเกณฑ์มีค่าสูงอยู่แล้วในช่วงแบนด์ที่ใช้งานจึงจำเป็นต้องลดเกณฑ์ลง ดังนั้นปัญหาในการที่จะปรับเกณฑ์ A จึงหมดไป โดยได้เน้นการปรับเกณฑ์ในส่วน ของ feedback path แทน โดยการหาความถี่ซึ่งสะดวกกว่าการเปลี่ยนแปลงเกณฑ์ A ซึ่งต้องพิจารณาแหล่งจ่ายไฟให้สูงพอสำหรับค่าเกณฑ์ A ที่สูงด้วย

ค่าของเกณฑ์ A ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ค่าเกณฑ์ได้จากวงจร filter ดังที่ได้กล่าวแล้วข้างต้น และจากวงจร drive ซึ่งทำหน้าที่เป็น Power Amplifier สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ให้ทำงาน เนื่องจากมอเตอร์สามารถใช้แหล่งจ่ายไฟได้สูงได้ถึง 75 V สำหรับโครงการนี้ป้อนแหล่งจ่ายไฟ 35 V สำหรับมอเตอร์ ส่วนวงจรควบคุมต่างๆ ใช้แรงดัน  $\pm 5$  V และ  $\pm 15$  V ค่าเกณฑ์ที่เกิดขึ้นจากวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ สามารถหาได้ ดังจะได้อธิบายดังต่อไปนี้

สัญญาณสามเหลี่ยมซึ่งควบคุมความเร็วของมอเตอร์ โดยการใช้สัญญาณ PWM ซึ่งเป็นรูปแบบที่ใช้ในการควบคุมมอเตอร์ ซึ่งได้อธิบายรายละเอียดไปแล้วในบทที่ 2 ในที่นี้จะแสดงให้เห็น wave form อีกครั้งเพื่อความเข้าใจในการคำนวณสิ่งขึ้นดังรูปที่ 5.3

จากรูป 5.3 A ในช่วง  $0 < t < t/2$  และได้ว่า  $V_{Tr1} = 2V_f t/T$

จากรูป 5.3 B ค่า  $t_u$  คือ เวลา  $t$  ที่  $V_{Tr1}$  เพิ่มขึ้นจนมีค่าเท่ากับ  $V_{ref}$

$$\begin{aligned} \text{คำนวณหา } t_u \quad V_{ref} &= V_{Tr1} + V_{in} \\ &= 2V_f t_u/T + V_{in} \\ t_u &= T/2V_f (V_{ref} - V_{in}) \end{aligned}$$

สัญญาณรูป 5.3 C เป็นสัญญาณ PWM ที่ได้เพื่อนำไปขับเคลื่อนมอเตอร์ ซึ่งมี

$$\begin{aligned} V_{average} &= V_D t_{on}/T \\ t_{on} &= 2(T/2 - t_u) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น} \quad V_{average} &= 2V_D/T [T/2 - T/2V_f (V_{ref} - V_{in})] \\ &= V_D - V_D/V_f (V_{ref} - V_{in}) \end{aligned}$$

เนื่องจาก  $V_D$  คือ แรงดันแหล่งจ่ายซึ่งป้อนให้กับมอเตอร์ซึ่งมีค่า +35 V

$V_f$  คือ แรงดันขอดถึงขอด ( $V_{D-}$ ) ของสัญญาณสามเหลี่ยมซึ่งมีค่า 5 V

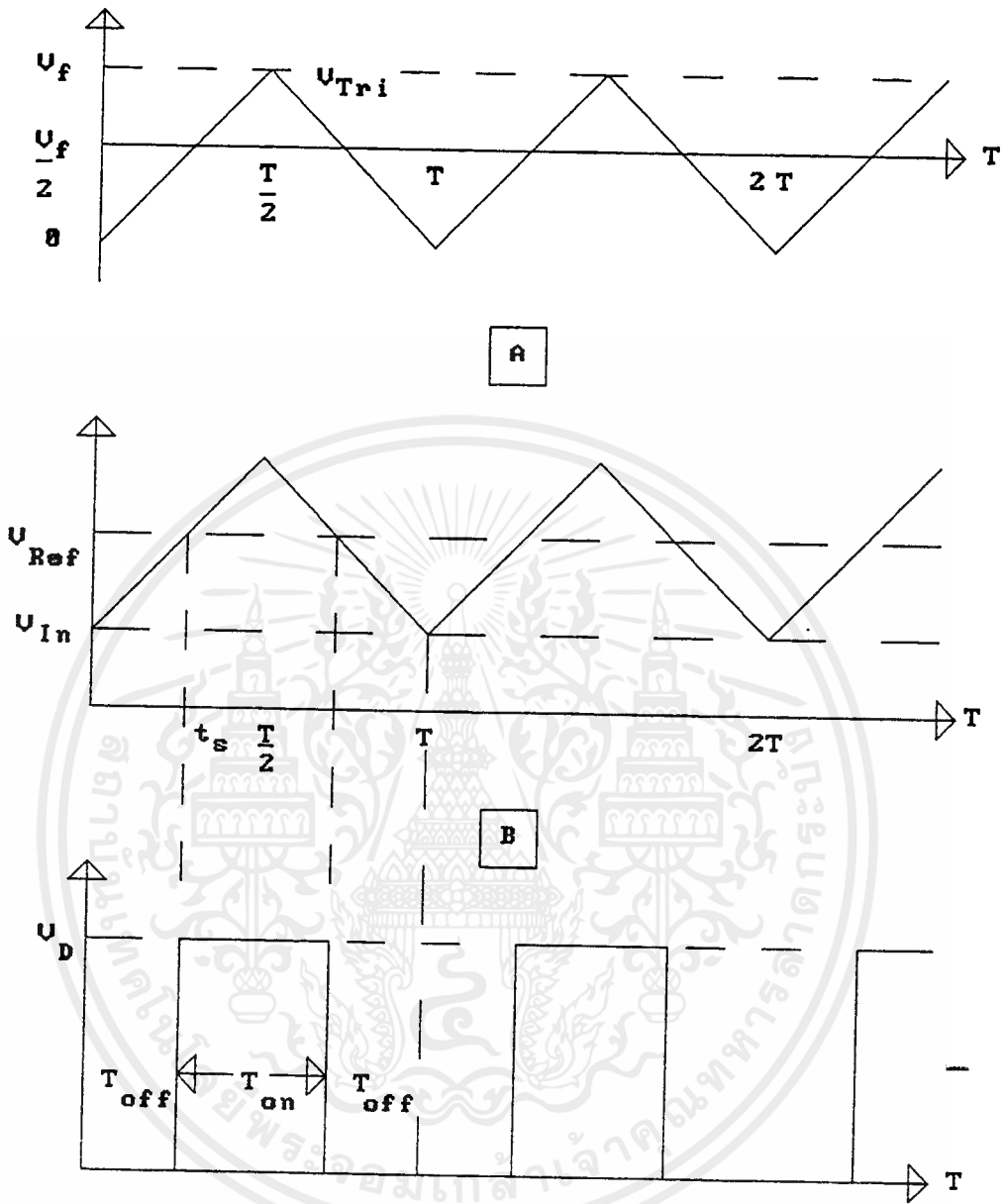
นั่นคือ  $V_r = +10 \text{ V}$

และ  $V_{\text{ref}}$  คือ แรงดันซึ่งได้ทำการตั้งค่าคงที่ไว้มีค่า  $+10 \text{ V}$

จากทั้ง 3 ค่าข้างต้นซึ่งคงที่ ทำให้  $V_{\text{average}}$  เปลี่ยนแปลงตามค่า  $V_{in}$  ซึ่งเป็นแรงดันควบคุม โดยให้ค่าของ  $V_{\text{average}}$  แปรตามค่า  $V_{in}$  ด้วยค่าเกน

$$V_D/V_r = 35/10 = 3.5$$





รูปที่ 4.4 สัญญาณ PWM ที่ใช้ในการควบคุมมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

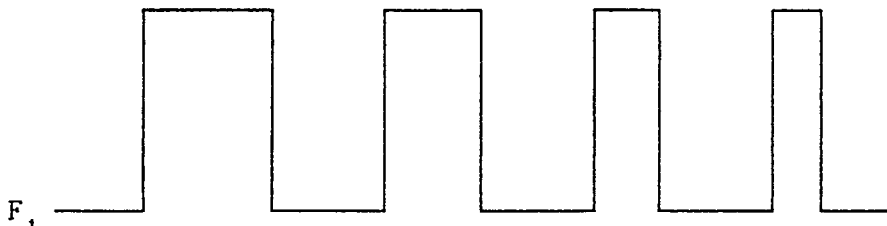
## บทที่ 5

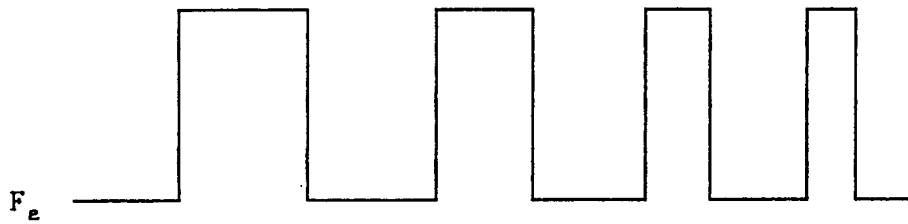
แสดงการทำงานของวงจรชุดควบคุมความเร็วและทิศทาง

จากวงจรใช้ระบบการควบคุมเชิงความถี่ทั้งหมด โดยใช้ IC PLL4046 ซึ่งใช้ phase detector ของ IC จับระดับความถี่ที่ต้องการ แล้วผ่านวงจร active filter เพื่อกรองให้ได้ระดับแรงดัน DC ที่เอาท์พุทขา 6 ของ LF 356

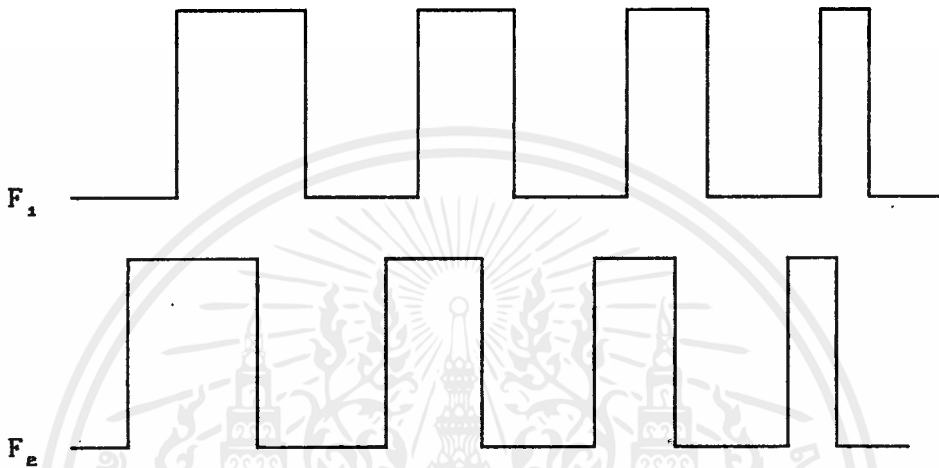
ชุดสร้างความถี่เพื่อตั้งระดับความเร็วที่ต้องการสร้างจากโดยใช้ IC V/F#331 ทำหน้าที่แปลงคำสั่งความเร็วที่เป็น analog ให้เป็นคำสั่งความเร็วที่เป็นความถี่ออกทางขา 3 ของ IC สามารถปรับความถี่ที่เหมาะสมกับมอเตอร์หรือช่วงที่ต้องการโดยปรับค่า R 10k ได้ สัญญาณความเร็วที่เป็นความถี่นี้จะผ่านเกทควบคุมต่างๆ ซึ่งทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณซึ่งจะเปรียบเทียบกับสัญญาณความถี่จากมอเตอร์เข้าวงจรของ IC PLL อินพุททางขา 14 และขา 3 นอกจากนี้ยังสามารถรับสัญญาณควบคุมอื่นอีก คือ หยุดการหมุน และ แปรเปลี่ยนทิศทางได้

การควบคุมทิศทางของวงจร รับสัญญาณจาก 2 ส่วน ส่วนแรกจากมอเตอร์ ส่วนที่ 2 จากการควบคุมของเราเอง เมื่อเรากดสวิทช์ direction สัญญาณความถี่จาก LM331 จะส่งผ่านทางเกท AND อีกตัวหนึ่งแทน ขณะนี้วงจร PLL จะตรวจวัด Phase ได้เอาท์พุทไปควบคุมให้มอเตอร์กลับทิศทางจากเดิม เมื่อมอเตอร์กลับทิศทางสัญญาณ Pulse gen: (รูปที่ 5.1) จากมอเตอร์ก็จะสลับกัน ซึ่ง D F/F จะตรวจจับการเปลี่ยนแปลงนี้ และให้เอาท์พุทสลับตามด้วยเป็นการเปลี่ยนการส่งผ่านสัญญาณ Pulse gen. ผ่านเกทอีกตัวหนึ่งเข้าวงจร PLL เข้าทำการเปรียบเทียบกับความถี่จาก LM331 ได้





(a) มอเตอร์หมุนตามเข็มนาฬิกา (cw)



(b) มอเตอร์หมุนทวนเข็มนาฬิกา (ccw)

รูปที่ 5.1 แสดงสัญญาณ Pulse gen. จากมอเตอร์  
จากรูปจะเห็นว่าเมื่อหมุน cw สัญญาณ  $F_1$  จะนำหน้า  $F_e$  เมื่อหมุน ccw  $F_e$  นำหน้า  $F_1$

#### ชุดขับ Darlington power transistor ระบบแยกกราวด์

ชุดขับนี้แยกกราวด์และไฟจ่ายออกจากชุดไฟขับมอเตอร์ เพื่อมิให้เกิด noise จากมอเตอร์รบกวนชุดควบคุมมอเตอร์โดยใช้อุปกรณ์ optocoupler NO.4N26 เป็นตัวแยกออกจากกัน ทรานซิสเตอร์ภายใน 4N26 จะ on และ off state ตามสัญญาณที่ป้อนให้แก่ LED ซึ่งเป็นการป้อนคำสั่งผ่านทางแสงที่ไปกระตุ้นรอยต่อของทรานซิสเตอร์ โดยไม่เชื่อมโชนติดต่อกันเลย สัญญาณรบกวนต่างๆจากมอเตอร์จึงผ่านเข้ามาไม่ได้ สัญญาณที่ on และ off ทรานซิสเตอร์ภายใน 4N26 จะส่งออกมาเพื่อป้อนเข้าวงจรขยายกระแสเพื่อขับ Power transistor ต่อไป

ชุด D/A ปรับ Duty cycle ด้วย counter IC

IC D/A 0800 ทำหน้าที่แปลงสัญญาณดิจิตอลจาก counter เป็นระดับสัญญาณไฟ dc ตามค่าดิจิตอลทาง op amp 356 counter ที่ใช้สามารถนับขึ้นหรือลงได้เพื่อเพิ่มความเร็วหรือลดลงได้ตามต้องการ โดยการสั่งให้กำเนิดพัลส์เข้า counter ทำการนับค่าวงจรกำเนิดพัลส์สร้างจาก TIMER 555

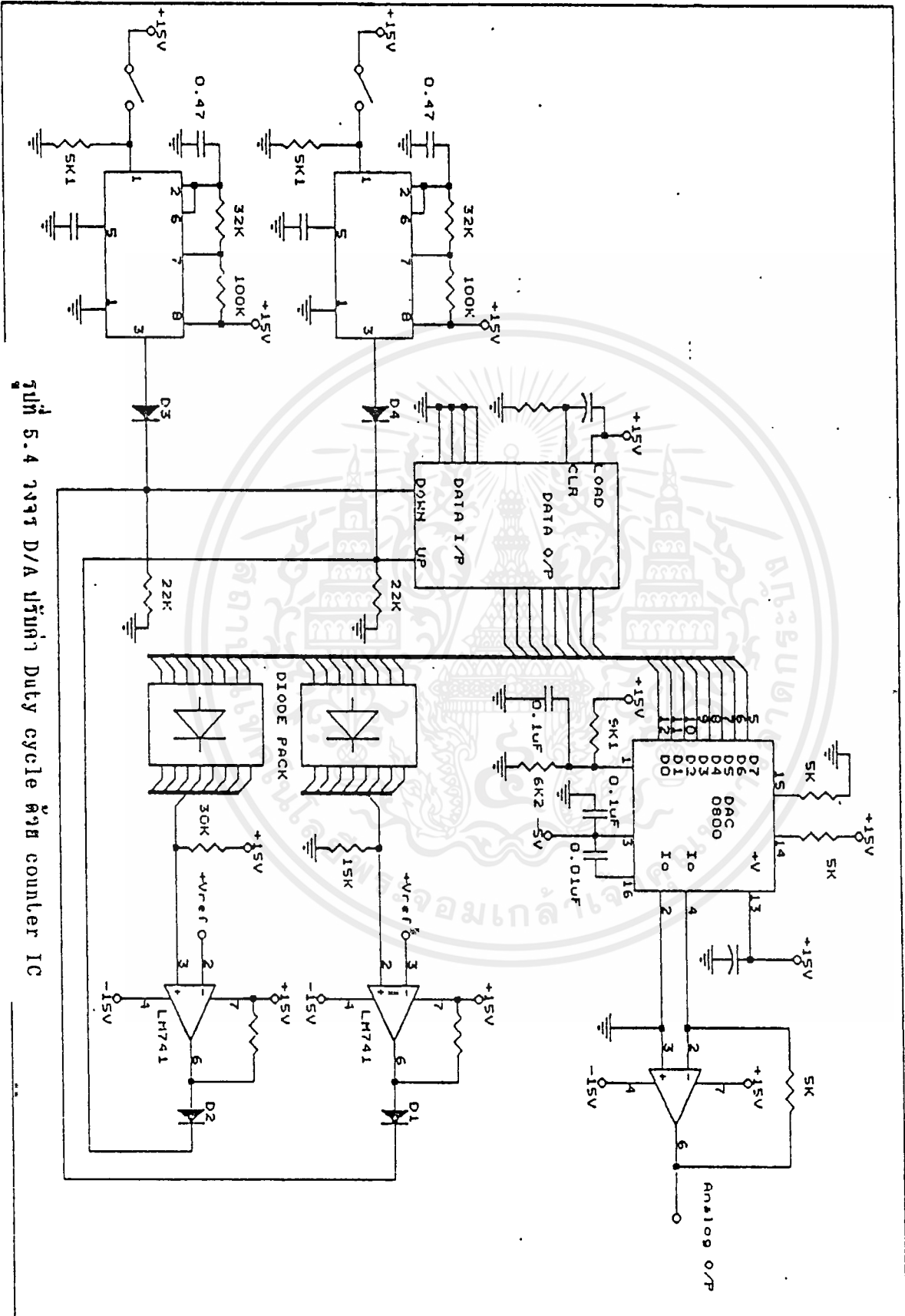
ชุดสร้างสัญญาณ PWM และวงจรขับเพาเวอร์ของดีซีมอเตอร์

การทำงานของวงจรดังได้อธิบายไปแล้วในบทที่ 2





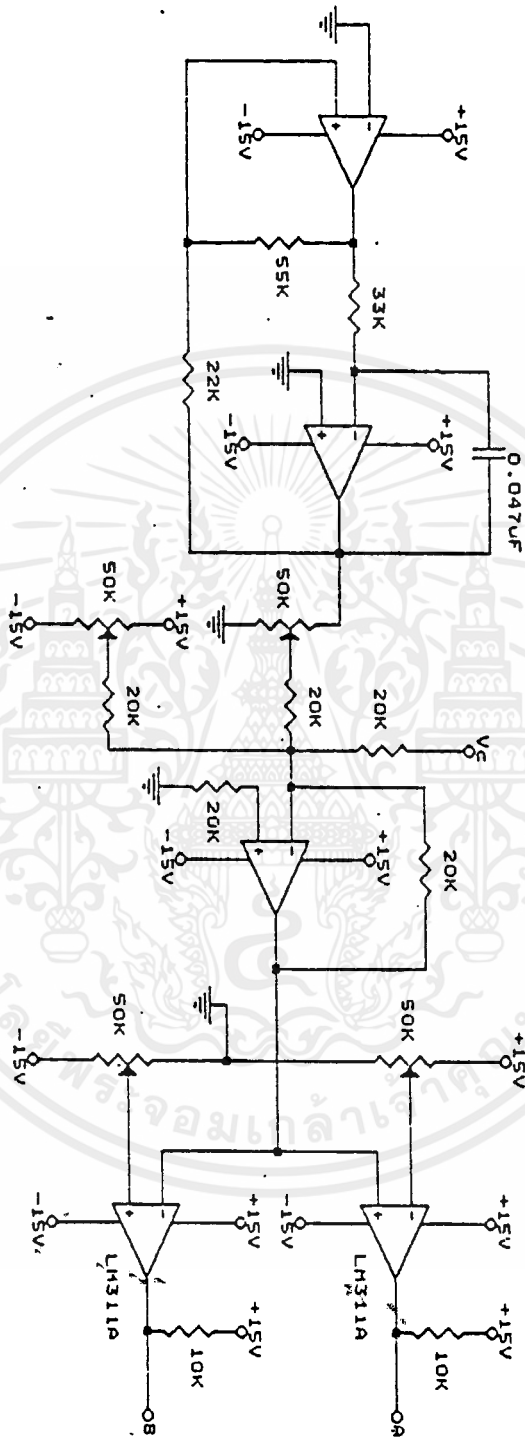




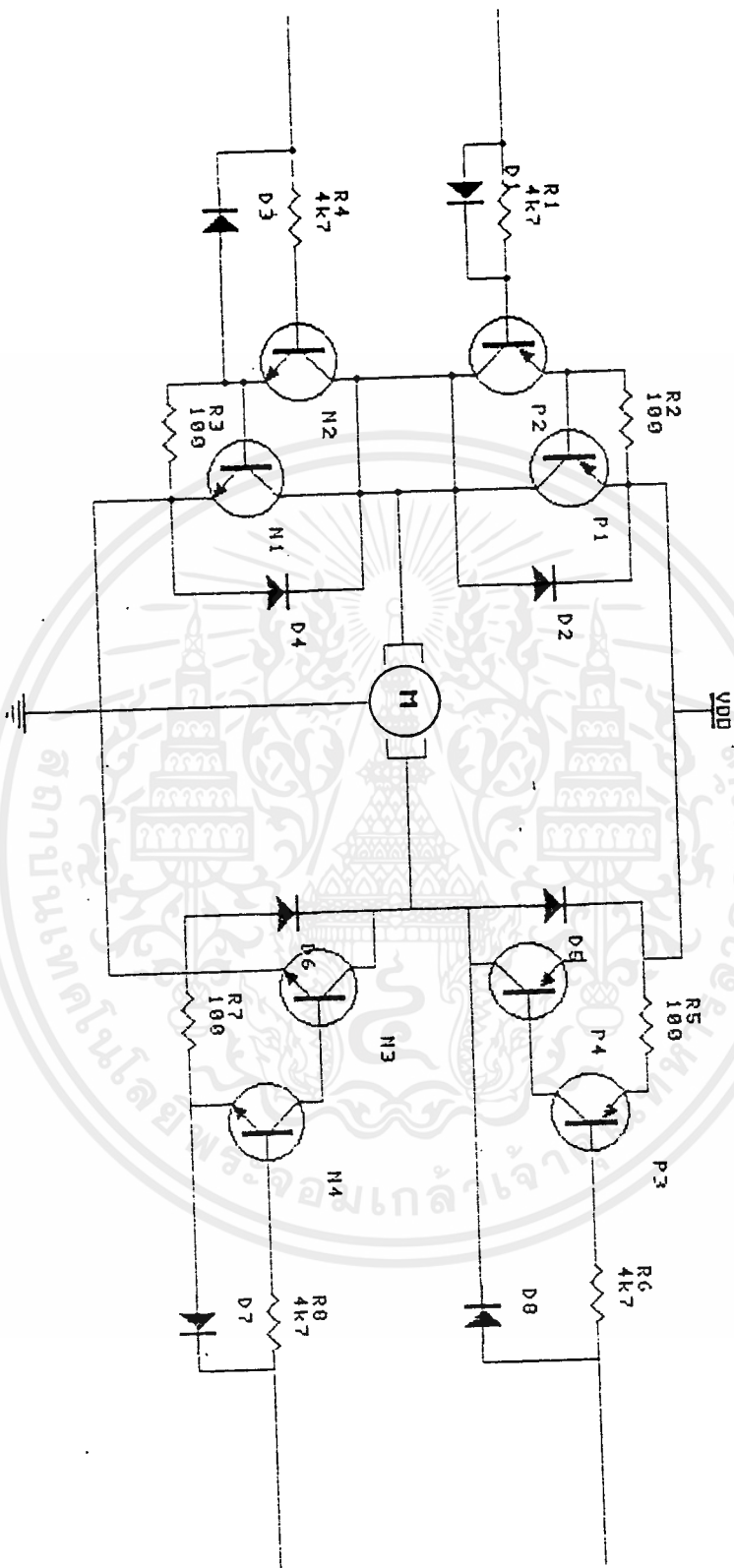
รูปที่ 5.4 วงจร D/A ปรังค์ำ Duty cycle ด้วย counter IC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.5 ชุดสร้างสัญญาณ PWM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 วงจรขับเฟาเวอร์ของตีมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 6 ผลการทดลอง

จากการทดลองโดยป้อน  $f_u = 667$  Hz เมื่อระบบอยู่ในภาวะลื่นจะได้  $f_{ln} = 667$  Hz ซึ่งสามารถหา  $n$  ได้คือ

$$n = 60N/P = 60 \cdot 10 / 980 = 0.6 f_{ln} = 408 \text{ rpm}$$

และได้ว่า  $\omega_m =$  ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์

$$= f_{ln} / 15.6$$

$$= 42.75 \text{ rad/s}$$

ซึ่งค่าของ  $n$  เมื่อทำการวัดด้วยเครื่องวัดความเร็วรอบได้ค่าใกล้เคียงคือ 415 rpm ซึ่งข้อผิดพลาดเกิดจากค่าของ  $P$  แสดงว่าระบบสามารถถูกลื่นเข้ากับสัญญาณอินพุต  $f_u$  ได้

#### ผลการตอบสนองของระบบ

จากรูปที่ 6.1 Root locus plot เมื่อ  $K$  มากขึ้นเส้นกราฟจะลู่เข้าแกนเส้นอะซิมโทต ซึ่งทำมุม  $+90^\circ$  และที่  $K = 1$  ซึ่งสามารถหาแอมป์บิงของระบบได้  $= 0.411$  และ  $\omega_m = 74.96 \text{ rad/s}$

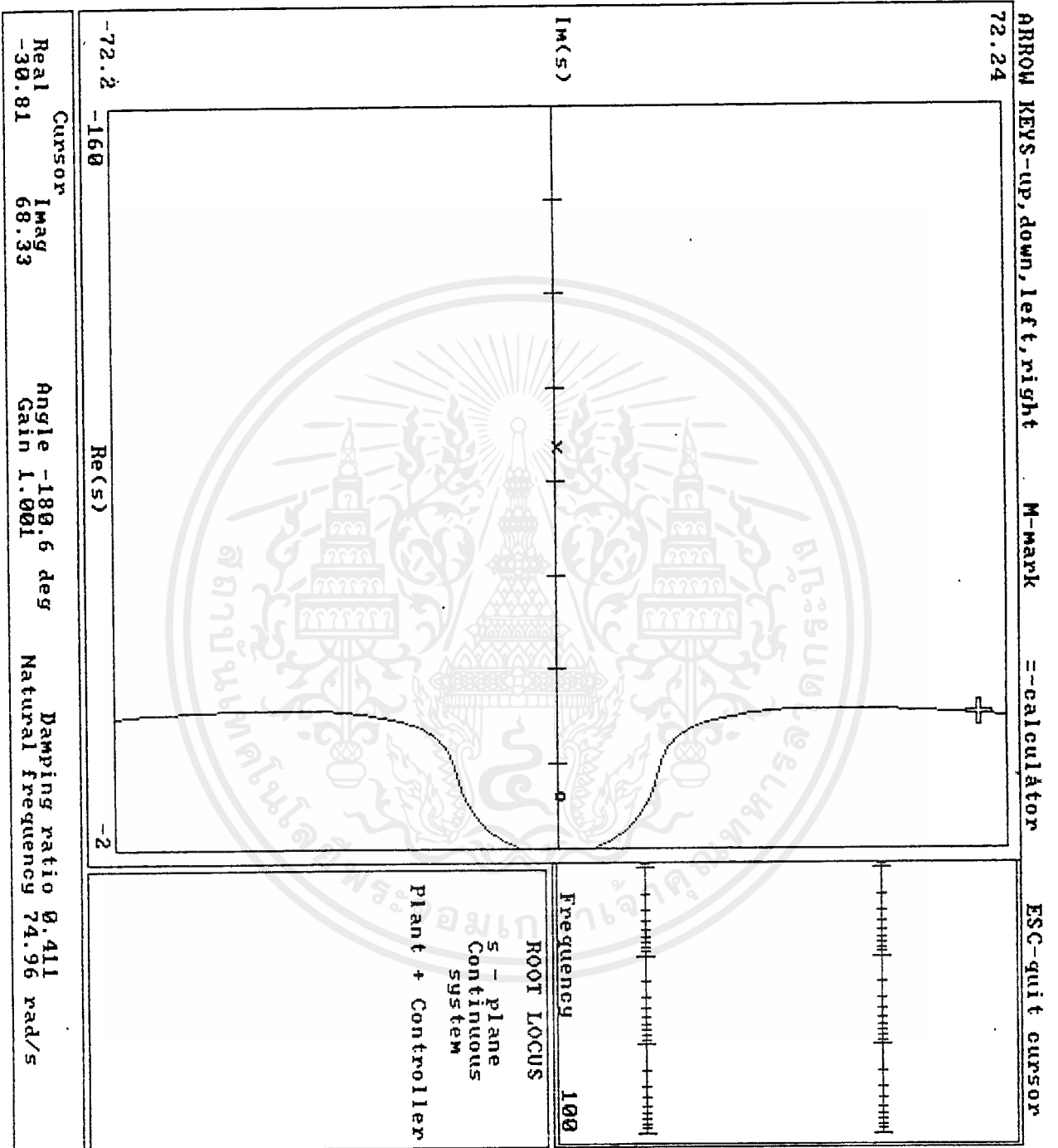
รูปที่ 6.2-6.5 เป็น Time domain มีการตอบสนองให้ค่า %overshoot = 39 %  
 $t_d = 0.016 \text{ s}$ ,  $t_r = 0.028 \text{ s}$  และ  $t_s(5\%) = 0.095 \text{ s}$

รูปที่ 6.6-6.7 เป็น Frequency domain ให้ผลตอบสนองโดยมี

$$\text{Phase margin} = 180 - 142 = +38$$

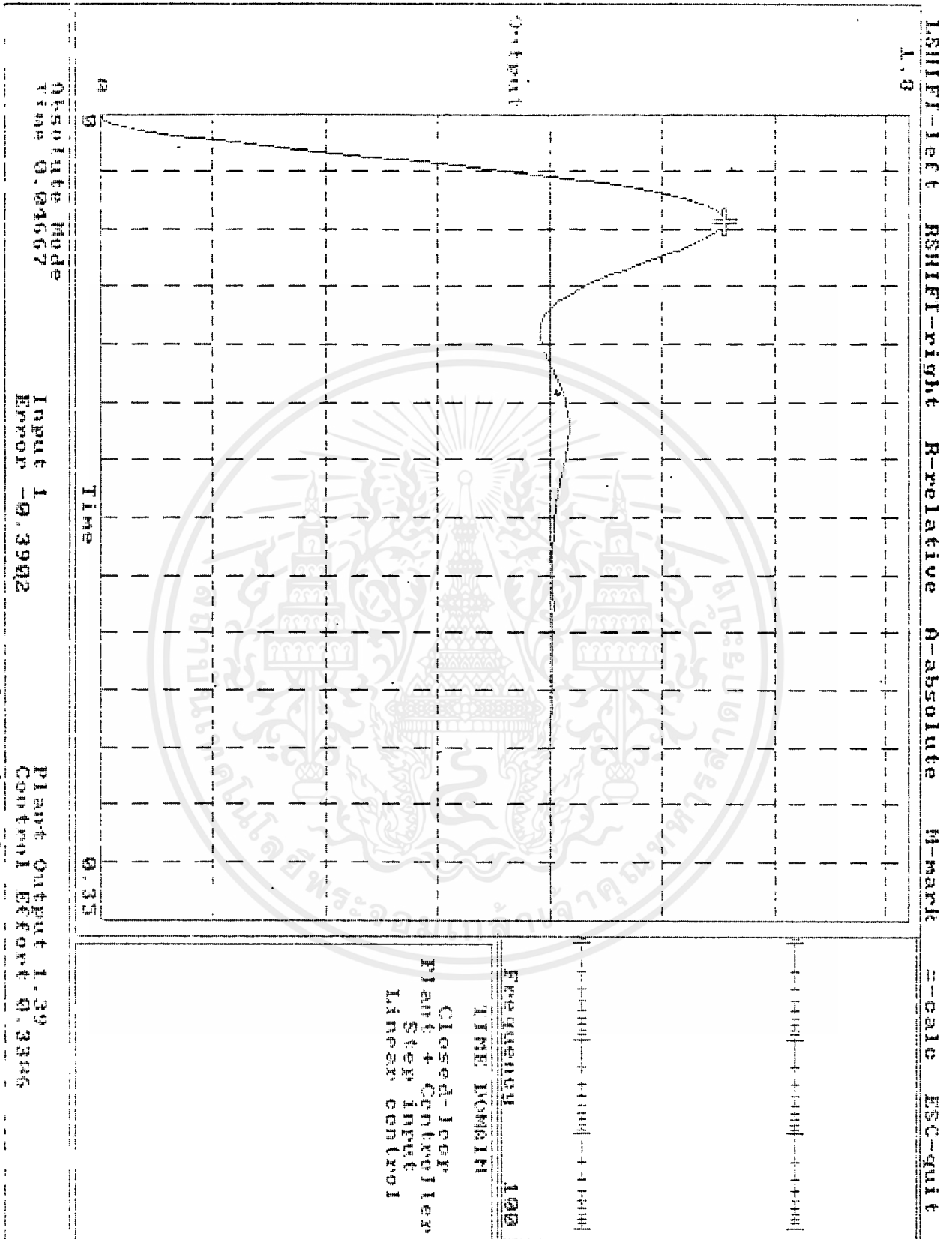
$$\text{Gain margin} = -17.3 \text{ dB}$$

จากผลที่ได้ phase margin มีค่าเป็นบวกและ gain margin มีค่าเป็นลบ แสดงให้เห็นว่าระบบมีเสถียรภาพดี สำหรับลูบปิดซึ่งสามารถหาช่วงการตอบสนองความถี่ (Bandwidth)  $= 109.8 \text{ rad/s} = 17.5 \text{ Hz}$  ดังรูปที่ 6.8 นั่นคือสำหรับระบบนี้สามารถให้ค่าความเร็ว  $\omega_m$  สูงสุด  $= 109.8 \text{ rad/s}$  หรือประมาณ 1050 rpm ซึ่งเป็นค่าสูงสุดที่จะลื่นความถี่ได้นั่นเอง



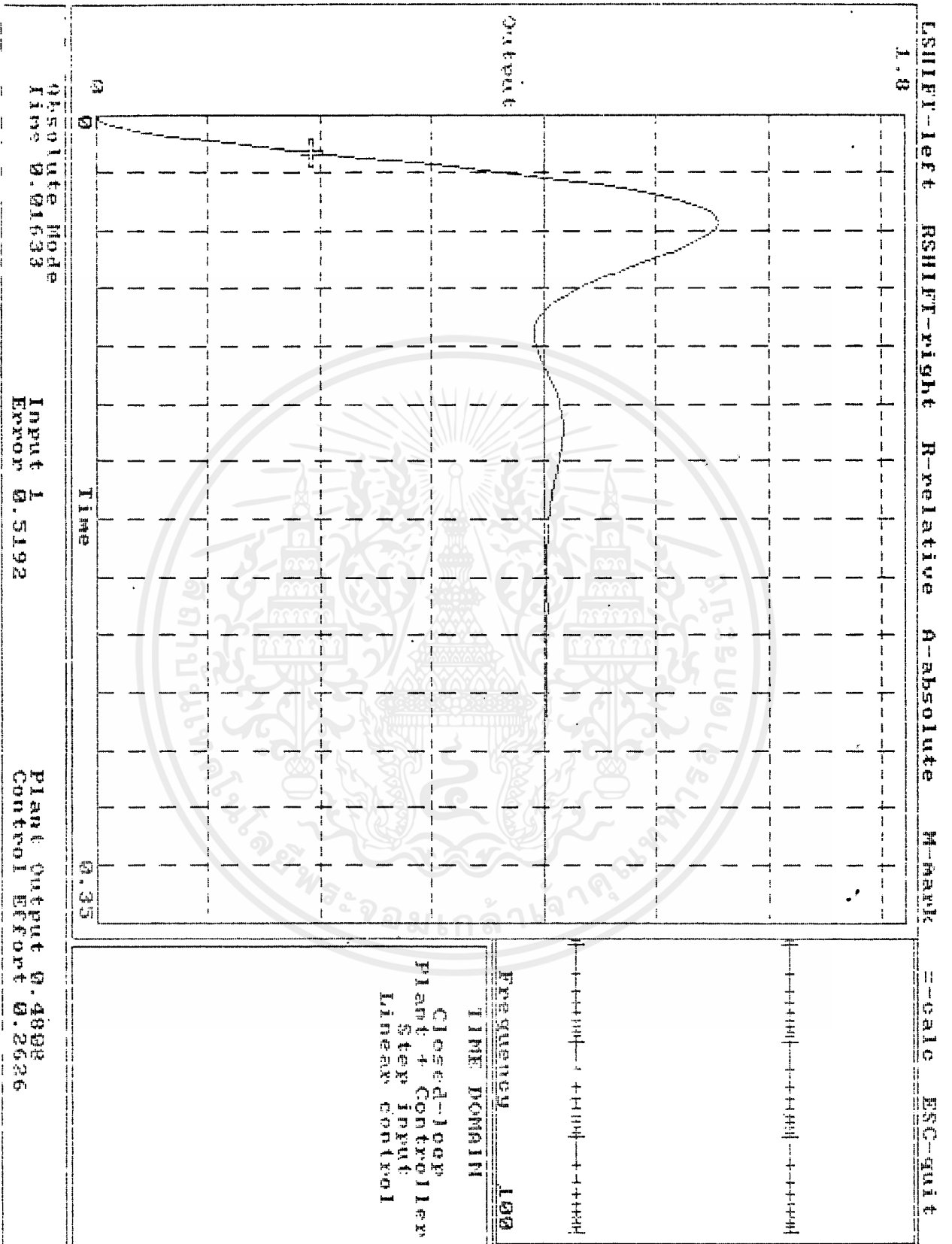
รูปที่ 6.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



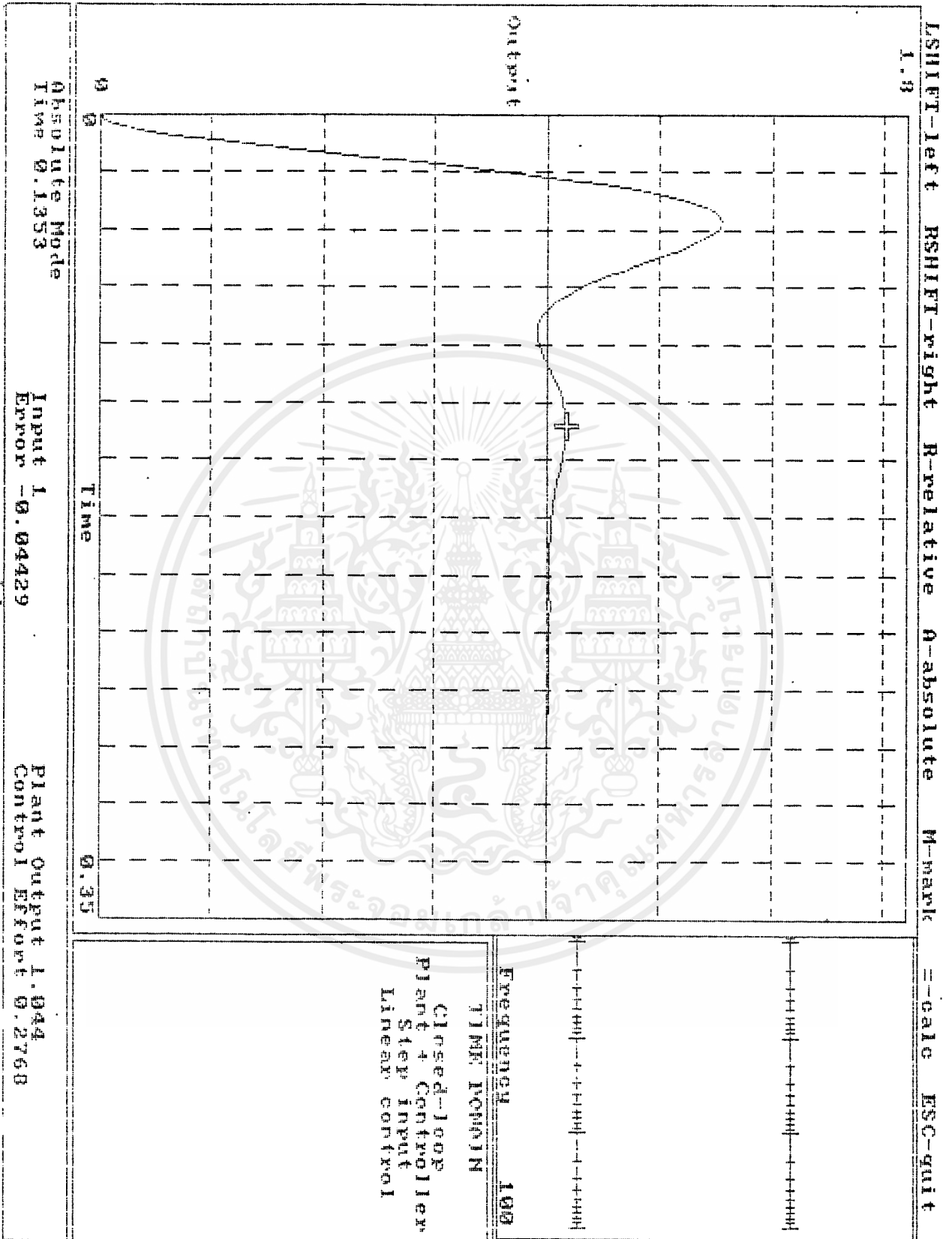
รูปที่ 6.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

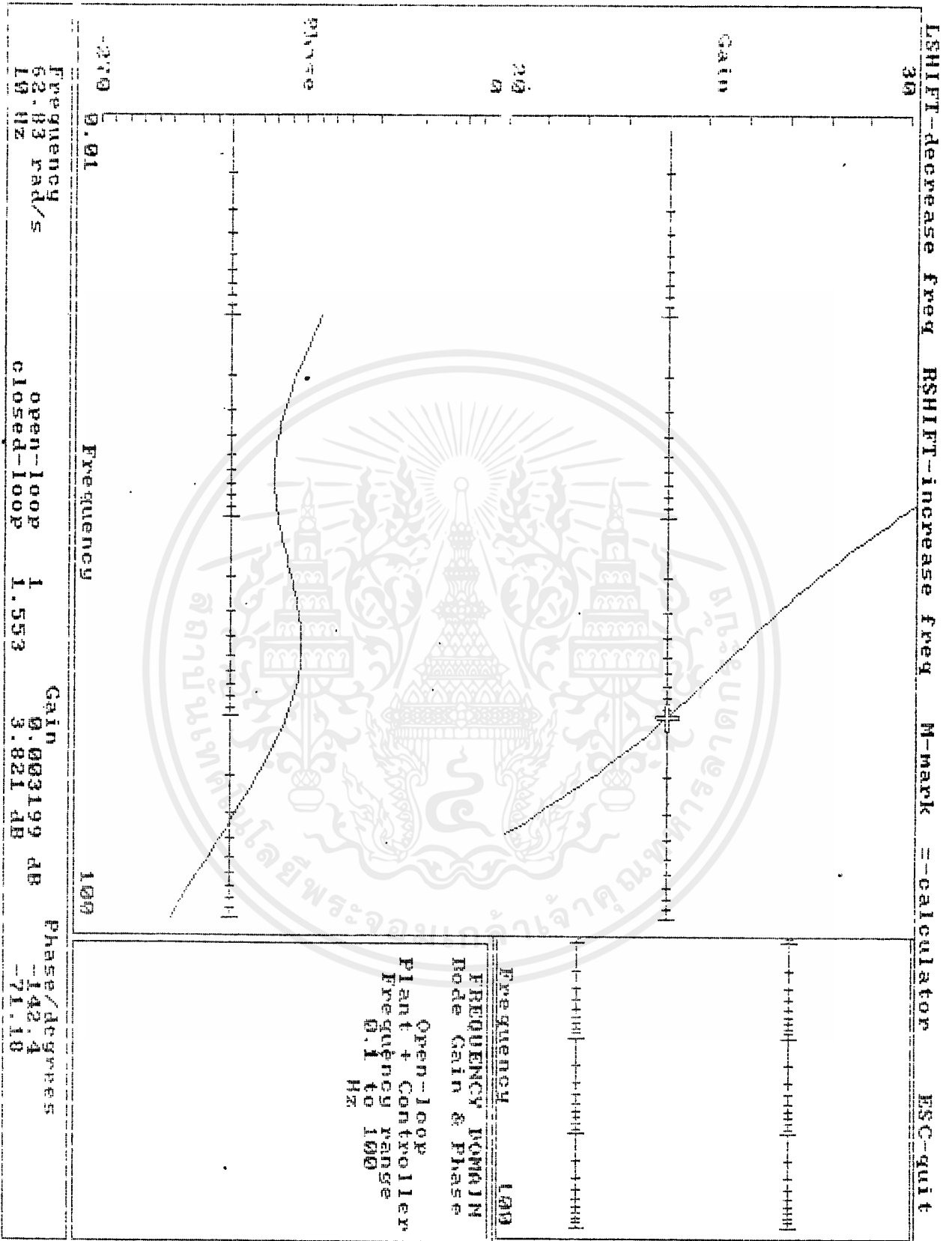


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

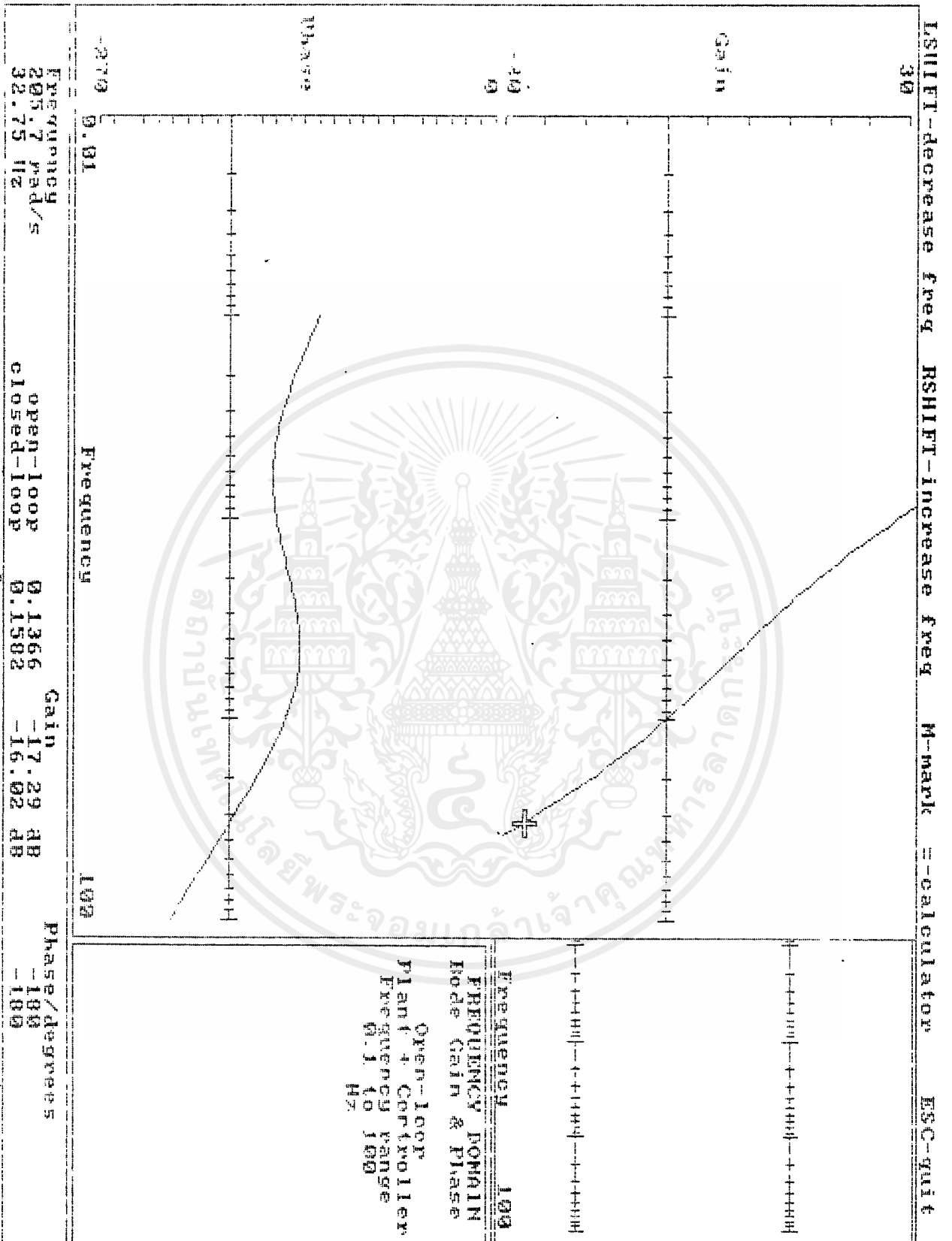




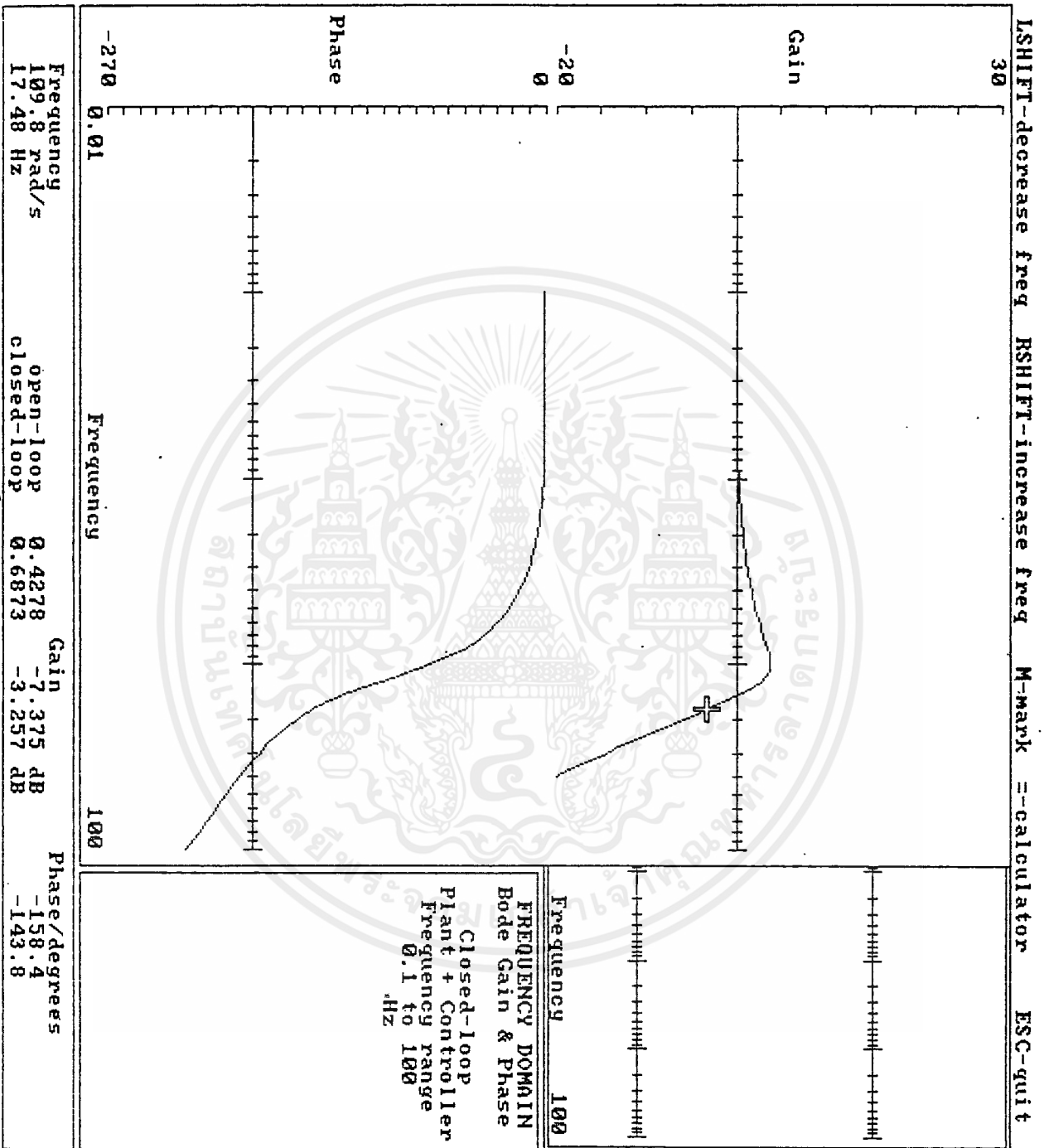
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อรูปที่ 6.5 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อวัตถุประสงค์อื่นเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อวัตถุประสงค์เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 7 สรุปผลและวิจารณ์

จากผลการทดลองที่ผ่านมาจะเห็นว่าเมื่อทำการทดสอบเสถียรภาพของระบบแล้ว ไม่ว่าจะด้วยวิธี root locus หรือ bode diagram ก็ตาม ระบบก็มีเสถียรภาพใช้ได้ถูกต้องตามเงื่อนไขของการทดสอบเสถียรภาพ และจากการดู response ของระบบเมื่อมี input เป็น unit step ระบบก็ให้ผลตอบสนองเป็นที่น่าพอใจ คือมีผลตอบสนองเป็นแบบ underdamp ที่มีค่า overshoot ที่ยอมรับได้ และค่า  $t_r$  เป็นที่น่าพอใจ

จากค่าต่างๆที่ได้มานี้เป็นค่าซึ่งประมาณจากระบบจริงซึ่งเป็นวงจรควบคุมและมีมอเตอร์สำหรับขับโหลด ค่าพารามิเตอร์จากวงจร เช่น การตั้งค่าเปรียบเทียบกับแรงดันเพื่อสร้างสัญญาณไปควบคุมมอเตอร์ การตั้งค่าดังกล่าวซึ่งสูงกว่าระดับของสัญญาณภาวะปกติ คือมอเตอร์หยุดหมุน อยู่บ้างเล็กน้อย ช่วงดังกล่าวนี้เองเมื่อมีสัญญาณเข้าเพื่อให้มอเตอร์หมุน ระดับสัญญาณออกจะไม่ปรากฏในทันทีจนกว่าจะเพิ่มขึ้นจนถึงจุดแรงดันเปรียบเทียบกับเวลาดังกล่าวคือเวลาหน่วงในการตอบสนองเข้า ซึ่งมีผลต่อการตอบสนองของระบบ ซึ่งจากการทดลองได้ถือว่าการตั้งค่ามีค่าสูงกว่าน้อยมากจนถือว่าเท่ากันจึงไม่มีการหน่วงเกิดขึ้น นอกจากนี้ค่าคงที่ของมอเตอร์ เช่น ค่า  $L$  ของ armature, friction ต่างๆมีค่าน้อยมากและได้สมมติให้เป็น 0 แต่ความจริงยังมีค่าเหล่านี้อยู่ ซึ่งมีผลต่อการตอบสนองโดยตรงสรุปว่าผลของการเลียนแบบระบบด้วยโปรแกรม เป็นการประมาณซึ่งพอยอมรับได้เมื่อนำไปปฏิบัติสำหรับระบบจริง

หนังสืออ้างอิง

1. โยชิน เปรมปราณีรัชต์, "ระบบเซอร์โวและอิเล็กทรอนิกส์คอนโทรลมอเตอร์", คณะ  
วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2533

2. KATSUHIKO OGATA, "MODREN CONTROL ENGINEERING", SECOND EDITION,  
Prentice-Hall International, 1990



## ภาคผนวก

## พิกัดของมอเตอร์

พิกัดเอาต์พุต	180 วัตต์
โวลต์เตจพิกัดขดลวดอาร์มาเจอร์	75 โวลต์
กระแสพิกัดขดลวดอาร์มาเจอร์	3.4 แอมแปร์
ความเร็วพิกัด	3000 รอบ/นาที
ค่าคงที่ทอร์ค	2.24 กิโลกรัม-เซ็นติเมตร/แอมแปร์
ค่าคงที่โวลต์เตจ	23 โวลต์/1000 รอบ /นาที
ค่าความเฉื่อย	2.1 กรัม-เซ็นติเมตร-วินาที <sup>2</sup>
ความต้านทานขดลวดอาร์มาเจอร์	3.1 โอห์ม
ความเหนียวนำขดลวดอาร์มาเจอร์	4.7 มิลลิเฮ็นรี่

SCL4046B  
SCL4446B



# CMOS PHASE-LOCKED LOOPS

## FEATURES

- ◆ Very low power consumption – 70  $\mu$ W (typ) @  $f_o = 10$ kHz, 5Vdc
- ◆ Operating frequency range (no offset) – Up to 3MHz (typ) @ 10Vdc (SCL4046B) Up to 4MHz (typ) @ 10Vdc (SCL4446B)
- ◆ Low frequency drift – 0.04%/ $^{\circ}$ 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

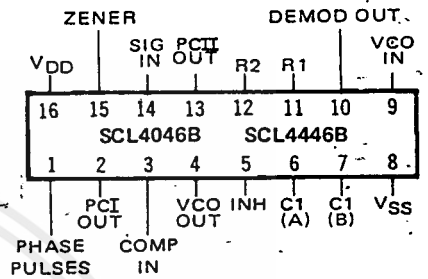
## APPLICATIONS

- ◆ 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  $90^{\circ}$  phase shift at the center frequency between Signal and Comparator inputs (both at 50% duty cycle). Phase comparator II (with leading edge sensing logic) provides digital error signals  $PCII_{out}$  and Phase Pulses, and maintains a  $0^{\circ}$  phase shift between input signals (duty cycle is immaterial). The linear VCO produces an output signal  $VCO_{out}$  whose frequency is determined by the voltage of input  $VCO_{in}$  and the capacitor and resistors connected to pins C1A, C1B, R1, and R2. The source follower output, Demod Out, with an external resistor is used where the  $VCO_{in}$  signal is needed but no loading can be tolerated. The inhibit input  $Inh$ , when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode can be used to assist in power supply regulation.

## CONNECTION DIAGRAM (all packages)



### Add suffix for package:

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

## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

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

## BLOCK DIAGRAM

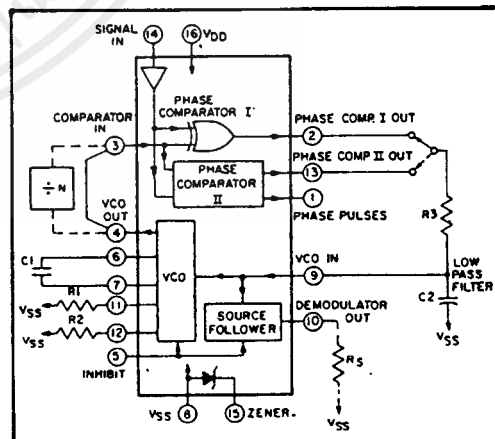


Fig. 1

VCO SECTION

The VCO requires one external capacitor (C1) and one to two external resistors (R1 or R1 and R2). Resistor R1 and capacitor C1 determine the frequency range of the VCO and resistor R2 enables the VCO to have a frequency offset if required. The high input impedance ( $10^{12}\Omega$ ) of the VCO simplifies the design of low-pass filters by permitting the designer a wide choice of resistor-to-capacitor ratios. In order not to load the low-pass filter, a source-follower output of the VCO input voltage is provided at terminal 10 (DEMODULA-

TOR OUTPUT). If this terminal is used, a load resistor ( $R_L$ ) of  $50k\Omega$  or more should be connected from this terminal to  $V_{SS}$ . If unused, this terminal should be left open. The VCO can be connected directly or through frequency dividers to the comparator input of the phase comparators. A full CMOS logic swing is available at the output of the VCO. A logic 0 on the INHIBIT input "enables" the VCO and the source follower, while a logic 1 "turns off" both to minimize stand-by power consumption.

PHASE COMPARATORS

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

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

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

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

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

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

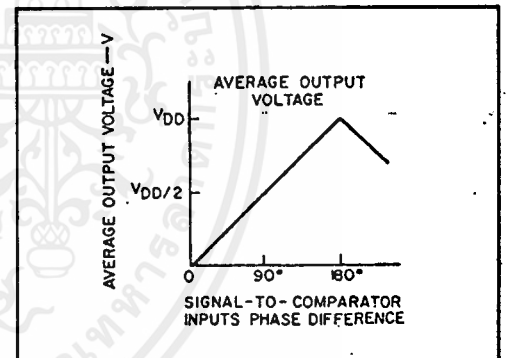


Fig. 2 — Phase-comparator I characteristics at low-pass filter output.

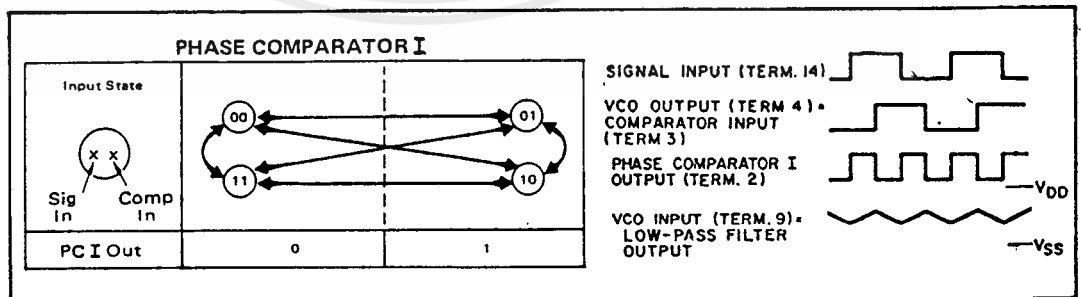


Fig. 3 — Typical waveforms employing phase comparator I in locked condition

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

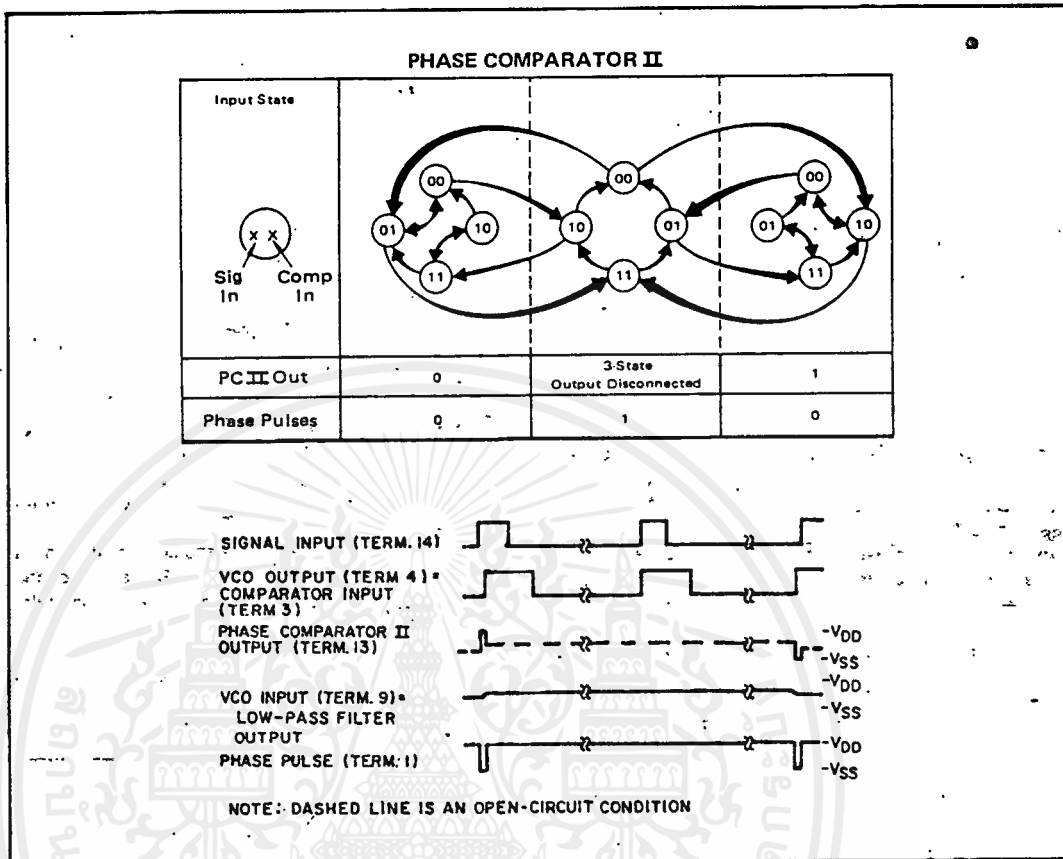


Fig. 4 – Typical waveforms employing phase comparator II in locked condition.

Phase-comparator II is an edge-controlled digital memory network. It consists of several flip-flop stages, control gating, and a three state output circuit comprising p- and n-type drivers having a common output node. When the p-MOS or n-MOS drivers are ON, they pull the output up to  $V_{DD}$  or down to  $V_{SS}$ , respectively. This type of phase comparator acts only on the positive edges of the signal and comparator inputs. The duty cycles of the signal and comparator inputs are not important since positive transitions control the PLL system utilizing this type of comparator. If the signal lags the comparator input in phase, the n-type output driver is maintained ON for a time corresponding to the phase difference. If the comparator input lags the signal in phase, the p-type output driver is maintained ON for a time corresponding to the phase difference. Subsequently; the capacitor voltage of the low-pass filter connected to this phase comparator is adjusted until the signal and comparator inputs are equal in both phase and frequency. At this stable point, both p- and n-type output

drivers remain OFF. Thus, the phase comparator output becomes an open circuit and holds the voltage on the capacitor of the low-pass filter constant. Moreover, the signal at the "phase pulses" output is a high level which can be used for indicating a locked condition. Thus, for phase comparator II, no phase difference exists between signal and comparator input over the full VCO frequency range. Moreover, the power dissipation due to the low-pass filter is reduced when this type of phase comparator is used because both the p- and n-type output drivers are OFF for most of the signal input cycle.

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

DESIGN INFORMATION

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

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

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

CHARACTERISTICS	USING PHASE COMPARATOR I		USING PHASE COMPARATOR II	
	VCO WITHOUT OFFSET $R_2 = \infty$	VCO WITH OFFSET	VCO WITHOUT OFFSET $R_2 = \infty$	VCO WITH OFFSET
VCO Frequency				
For No Signal Input	VCO in PLL system will adjust to center frequency, $f_0$		VCO in PLL system will adjust to lowest operating frequency, $f_{min}$	
Frequency Lock Range, $2f_L$	$2f_L = \text{full VCO frequency range}$ $2f_L = f_{max} - f_{min}$			
Frequency Capture Range, $2f_c$	 $2f_c \approx \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{2\pi f_L}{R1}}$			
Loop Filter Component Selection	 For $2f_c$ , see Ref.		$f_c = f_L$	
Phase Angle between Signal and Comparator	$90^\circ$ at center frequency ( $f_0$ ), approximating $C^0$ and $180^\circ$ at ends of lock range ( $2f_L$ )		Always $0^\circ$ in lock	
Locks on Harmonics of Center Frequency	Yes		No	
Signal Input Noise Rejection	High		Low	
VCO Component Selection	- Given: $f_0$ - Use $f_0$ with Fig.5a to determine R1 and C1	- Given: $f_0$ and $f_L$ - Calculate $f_{min}$ from the equation $f_{min} = f_0 - f_L$ - Use $f_{min}$ with Fig. 5b to determine R2 and C1 - Calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ from the equation $\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{f_0 + f_L}{f_0 - f_L}$ - Use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Fig.5c to determine ratio R2/R1 to obtain R1	- Given: $f_{max}$ - Calculate $f_0$ from the equation $f_0 = \frac{f_{max}}{2}$ - Use $f_0$ with Fig.5a to determine R1 and C1	- Given: $f_{min}$ & $f_{max}$ - Use $f_{min}$ with Fig.5b to determine R2 and C1 - Calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ - Use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Fig.5c to determine ratio R2/R1 to obtain R1

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

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

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

NOTES: <sup>1</sup> Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".

<sup>2</sup> T<sub>LOW</sub> = -55°C for C, D, F, H device.  
= -40°C for E device.

T<sub>HIGH</sub> = +125°C for C, D, F, H device.  
= + 85°C for E device.

<sup>3</sup> VCO output (pin 4) and Phase Comparator Outputs (pins 2 and 13) have been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

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

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	V <sub>DD</sub>	+25°C			UNIT			
			Min.	Typ.	Max.				
<b>VCO SECTION (Continued)</b>									
TEMPERATURE-FREQUENCY STABILITY	No Offset	R <sub>2</sub> = ∞	5	—	0.12-0.24	—	% / °C		
			10	—	0.04-0.08	—			
			15	—	0.015-0.03	—			
	With Offset	R <sub>2</sub> ≤ 10X R <sub>1</sub>	5	—	0.06-0.12	—	% / °C		
			10	—	0.05-0.1	—			
			15	—	0.03-0.06	—			
INPUT RESISTANCE (VCO <sub>IN</sub> )	R <sub>IN</sub>	5, 10, 15	—	10 <sup>6</sup>	—	MΩ			
OUTPUT DUTY CYCLE	All valid input combinations and voltages	—	—	50	—	%			
OUTPUT TRANSITION TIME	t <sub>TLH</sub> , t <sub>THL</sub>	C <sub>L</sub> = 50pF	5	—	100	200	ns		
			10	—	50	100			
			15	—	40	80			
			—	—	—	—			
<b>PHASE COMPARATORS</b>									
INPUT RESISTANCE Signal Input	R <sub>IN</sub>	—	5	1	3	—	MΩ		
			10	0.2	0.7	—			
			15	0.1	0.3	—			
Comparator Input	R <sub>IN</sub>	5, 10, 15	—	10 <sup>6</sup>	—	MΩ			
AC-COUPLED INPUT SENSITIVITY Signal Input	V <sub>IN</sub>	—	5	—	200	400	mV		
			10	—	400	800			
			15	—	700	1400			
			—	—	—	—			
OUTPUT TRANSITION TIME	PCI, PCII Outputs	t <sub>TLH</sub> , t <sub>THL</sub>	C <sub>L</sub> = 50pF	5	—	100	200	ns	
				10	—	50	100		
				15	—	40	80		
	Phase Pulses Output	t <sub>TLH</sub> , t <sub>THL</sub>	—	—	5	—	130	260	ns
					10	—	65	130	
					15	—	50	100	
<b>DEMODULATOR OUTPUT</b>									
OFFSET VOLTAGE	VCO <sub>IN</sub> , V <sub>DEM</sub>	R <sub>S</sub> ≥ 50kΩ	5	—	1.4	2.2	V <sub>dc</sub>		
			10	—	1.6	2.2			
			15	—	1.8	2.2			
			—	—	—	—			
LINEARITY	—	R <sub>S</sub> ≥ 50kΩ VCO <sub>IN</sub> = 2.5±0.3V VCO <sub>IN</sub> = 5.0±2.5V VCO <sub>IN</sub> = 7.5±5.0V	5	—	0.1	—	%		
			10	—	0.6	—			
			15	—	0.8	—			
			—	—	—	—			
<b>ZENER DIODE</b>									
ZENER VOLTAGE	V <sub>Z</sub>	I <sub>Z</sub> = 50μA	—	6.3	7.0	7.7	V		
DYNAMIC RESISTANCE	R <sub>Z</sub>	I <sub>Z</sub> = 1mA	—	—	100	—	Ω		

SCL4046B, SCL4446B

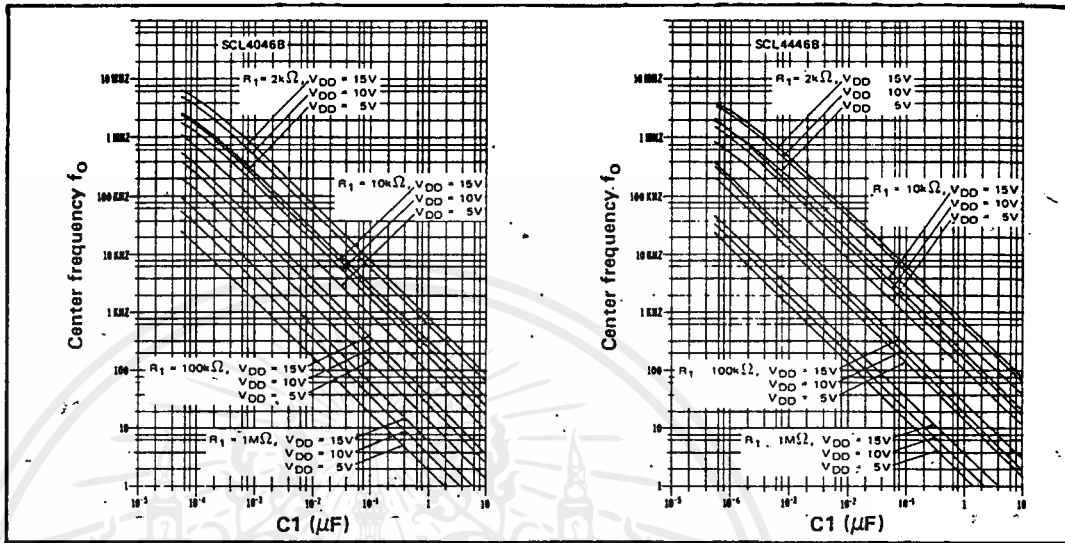


Fig. 5 (a) Typical center frequency ( $f_0$ ) vs  $C_1$  ( $R_2 = \infty$ ,  $V_{COIN} = \frac{V_{DD}}{2}$ ,  $T_A = 25^\circ C$ )

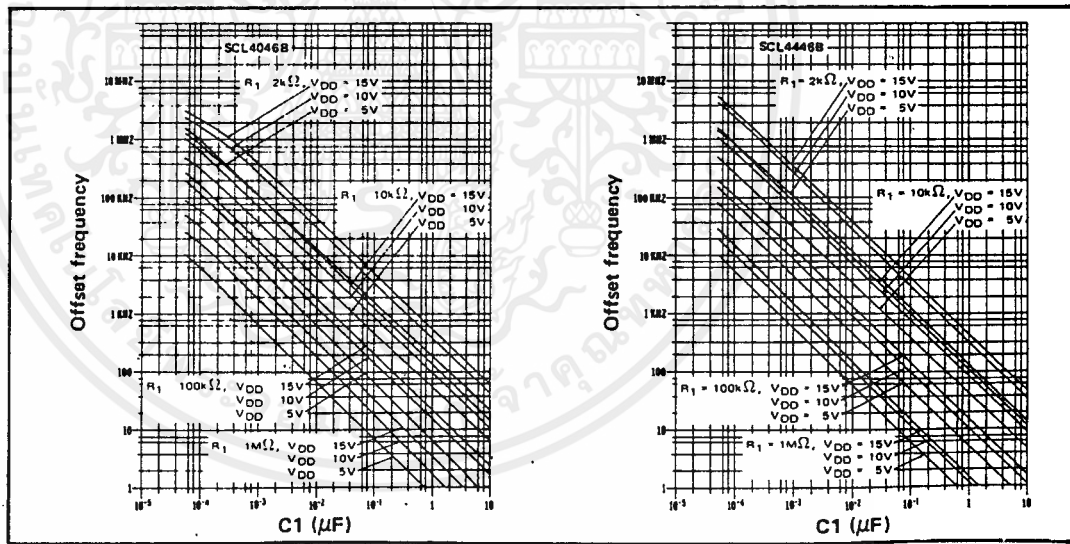


Fig. 5 (b) Typical frequency offset vs  $C_1$  ( $V_{COIN} = V_{SS}$ ,  $T_A = 25^\circ C$ )

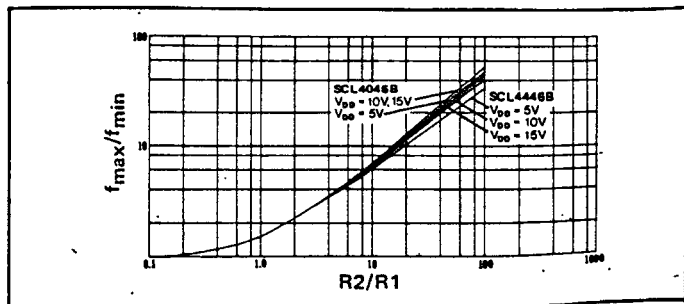


Fig. 5 (c) Typical  $f_{max}/f_{min}$  vs  $R_2/R_1$

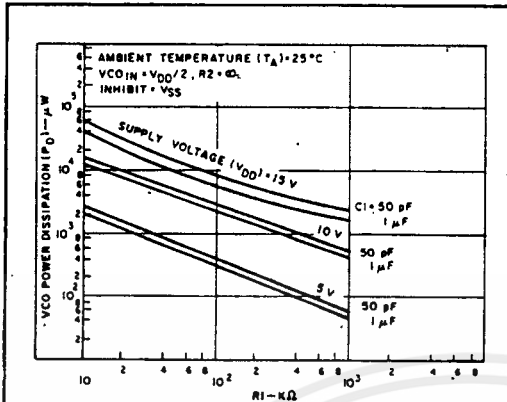


Fig. 6 (a) - Typical VCO power dissipation at center frequency vs R1.

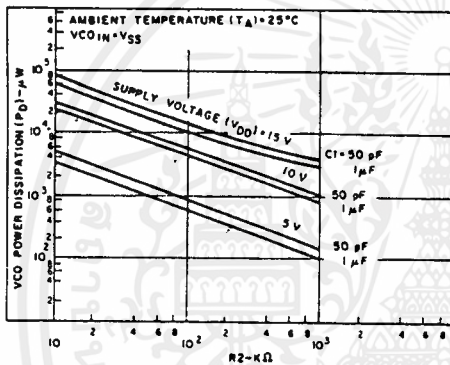


Fig. 6 (b) - Typical VCO power dissipation at  $f_{min}$  vs R2.

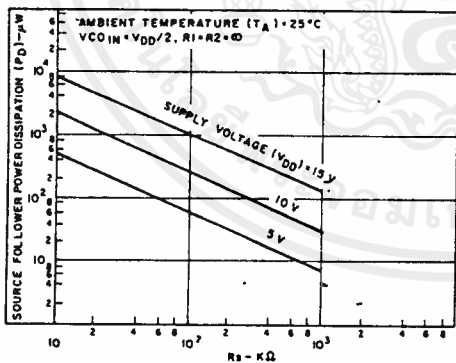


Fig. 6 (c) - Typical source follower power dissipation vs  $R_S$ .

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

$$P_D (\text{Total}) = P_D (f_0) + P_D (f_{MIN}) + P_D (R_S) \\ \text{— Phase Comparator I}$$

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

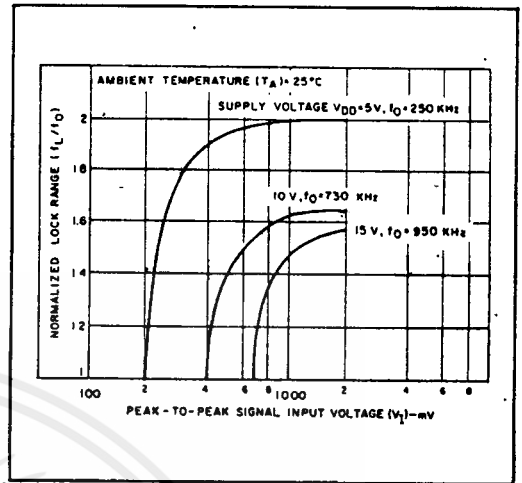


Fig. 7 - Typical lock range vs signal input amplitude

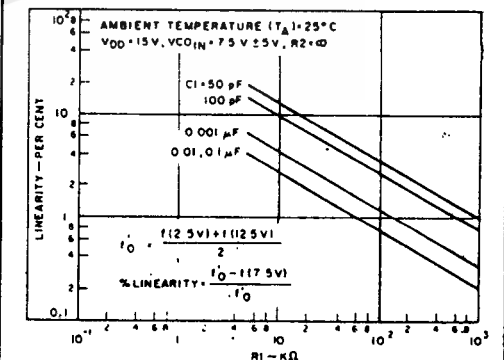
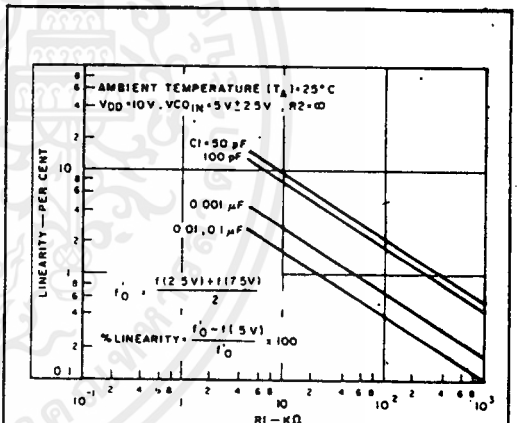


Fig. 8(a, b) - Typical VCO linearity vs R1 and C1