



ปีการศึกษา 2531

การควบคุมอนุมัติห้องแบบหลายจุดโดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์

โดย

พริยช

พริยาน

ไพฑูรย์

เบ็ญไอลง

วิสิทธิ์

จีวะสุวรรณ

สามารถ

ศรีปาน

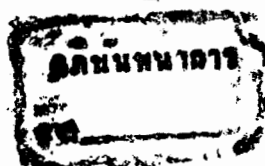
อนชาติ

อารีย์พงศา

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ.วิทยา

ทิพย์สุวรรณพร

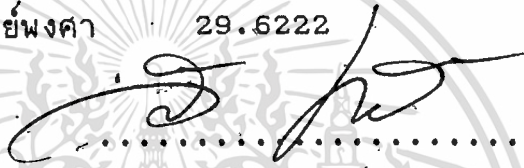


ปริญญาโทปีการศึกษา 2531

เรื่อง การควบคุมอนุมัติห้องแบบหลายจุดโดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์

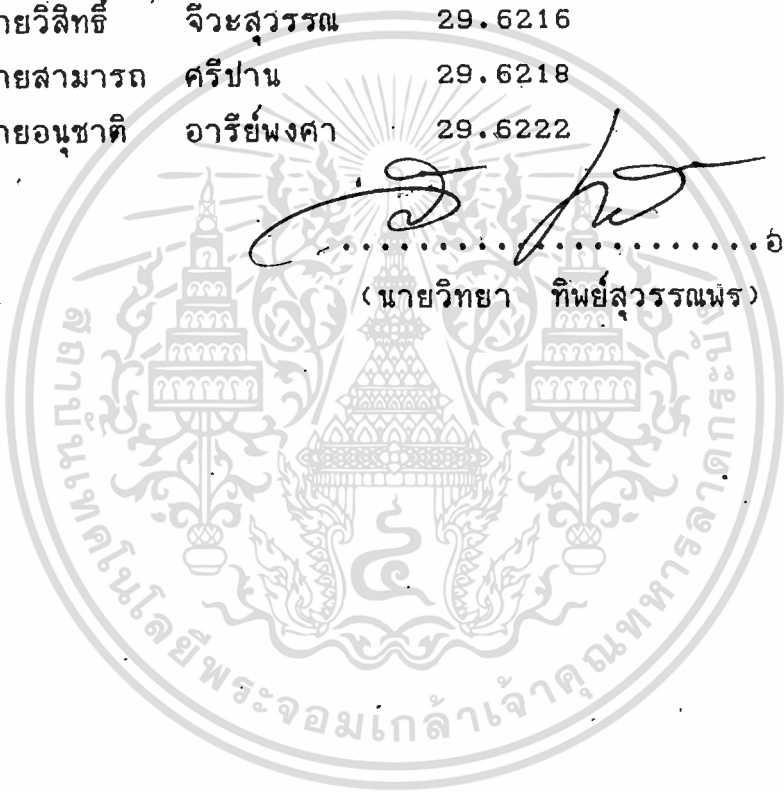
ผู้จัดทำ

- |                |            |         |
|----------------|------------|---------|
| 1. นายพิริยะ   | พิริยาน    | 29.6209 |
| 2. นายไพฑูรย์  | เบียไธสง   | 29.6210 |
| 3. นายวิสิทธิ์ | จีวะสุวรรณ | 29.6216 |
| 4. นายสามารถ   | ศรีปาน     | 29.6218 |
| 5. นายอนุชาติ  | อารีย์พงศ์ | 29.6222 |



.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(นายวิทยา ทิพย์สุวรรณพร)



การควบคุมอุณหภูมิห้องแบบหลายจุดโดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์

นาย นิริยะ            นิริยาน  
นาย ไพฑูรย์        เปี้ยไธสง  
นาย วิสิทธิ์        จิวะสุวรรณ  
นาย สามารถ        ศรีปาน  
นาย อन्छาติ        อารีย์พงศา

ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

นาย วิทยา    กิพย์สุวรรณพร  
อาจารย์ที่ปรึกษา  
ปีการศึกษา 2531

บทคัดย่อ

การควบคุมอุณหภูมิของห้องต่าง ๆ มีความจำเป็นอย่างมากสำหรับห้องทดลอง ห้องเครื่องคอมพิวเตอร์ หรือห้องอื่น ๆ ซึ่งต้องการอุณหภูมิที่แตกต่างกันออกไปในการควบคุมอุณหภูมิให้มีประสิทธิภาพ และเพื่อเป็นการป้องกันความเปลืองเชื้อเพลิงของผู้ใช้ห้อง จึงควรที่จะต้องมี การควบคุมโดยอัตโนมัติมาจากที่ใดที่หนึ่ง โดยกำหนดอุณหภูมิแต่ละห้องตลอดจนช่วงเวลา และวันของการทำงานของเครื่องปรับอากาศได้ตามต้องการ

นอกจากนี้ได้นำเอาวิธีการรับส่งสัญญาณควบคุม และค่าสัญญาณสภาวะอุณหภูมิผ่านทางสายไฟฟ้านบ้าน ซึ่งสามารถนำระบบควบคุมดังกล่าวมาใช้กับเครื่องปรับอากาศเดิมได้ โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงสภาพอาคาร

# Microprocessor-Base Multi-Point Room Temperature Controller

Mr. Piriya Piriyaon  
Mr. Pitoon Beartaisong  
Mr. Wisit Sriparn  
Mr. Samath Sriparn  
Mr. Anuchat Areepongsa

Department of Industrial Instrumentation Technology

Mr. Wittaya Tipsuwanporn

Advisor

Academy year 1988

## ABSTRACT

There is a need for temperature control in many places such as laboratories, computer room and others; where different temperature is needed. For efficient temperature control and preventing careless of users, temperature of each room must be controled automatically from same places by presetting temperature of each room and operating date and period.

In addition, transmission of controlling signal through AC line is used providing that this control system can be used with ordinary air condition without any alternatives.

## สารบัญ

		หน้า
บทที่	1. บทนำ.....	1
บทที่	2. ทฤษฎีเบื้องต้นและหลักการทํางานของเฟสล็อกคัลคูล.....	2
บทที่	3. ระบบสังเคราะห์ความถี่กับการสื่อสาร.....	15
บทที่	4. FM และ PM.....	29
บทที่	5. ไมโครโปรเซสเซอร์.....	40
บทที่	6. ออฟโตคัปเปอ์.....	50
บทที่	7. ตัวตรวจวัดอุณหภูมิ.....	65
บทที่	8. $V \text{ to } F$ และ $F \text{ to } V$ .....	67
บทที่	9. การเชื่อมต่อระบบไมโครคอมพิวเตอร์กับระบบวัด & ควบคุมอุณหภูมิโดยส่งสัญญาณผ่านสาย A.C.....	70
บทที่	10. ส่วนควบคุมอุปกรณ์ภายนอก.....	85
บทที่	11. การทดลองและผลการทดลอง.....	86
บทที่	12. การใช้งานและส่วนของโปรแกรม.....	89
บทที่	13. วิจารณ์และสรุป.....	115
ภาคผนวก		
กิตติกรรมประกาศ		
หนังสืออ้างอิง		

## บทที่ 1

### บทนำ

การควบคุมอุณหภูมิห้องแบบหลายจุดโดยใช้ไมโครคอมพิวเตอร์ เป็นการประยุกต์ใช้ไมโครโปรเซสเซอร์มาใช้งานเกี่ยวกับการควบคุมอุณหภูมิ ซึ่งสามารถควบคุมได้ 8 ห้อง และสามารถขยายได้ถึง 64 ห้อง โดยแต่ละห้องสามารถควบคุมอุณหภูมิได้ตั้งแต่ 10 - 50 องศาเซลเซียส และสามารถแบ่งโหมดการทำงานได้ 2 โหมด คือ โหมดอุณหภูมิและโหมดเวลา

เนื้อหาในเล่มจะแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนแรกตั้งแต่บทที่ 2 ไปจนถึงบทที่ 8 จะกล่าวถึงทฤษฎีต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับการสื่อสารระหว่างไมโครโปรเซสเซอร์กับอุปกรณ์ควบคุมและตัวตรวจจับอุณหภูมิ ทฤษฎีและหลักการการทำงานของมอดูเลเตอร์สื่อสารโดยวิธีการมอดูเลชันแบบ FM Modulation หลังจากนั้นได้อธิบายการทำงานของไมโครโปรเซสเซอร์รวมถึงตัวตรวจจับอุณหภูมิ ซึ่งหลังจากตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิได้แล้วนำมาทำเป็นสัญญาณอนาล็อก แล้วจึงแปลงเป็นสัญญาณความถี่เข้า A.C. Line ต่อไป

ส่วนในภาคหลังตั้งแต่บทที่ 9 ถึงบทที่ 13 จะกล่าวและแสดงถึงวงจรที่แท้จริงของการเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่าง ๆ เข้ากับระบบไมโครโปรเซสเซอร์ และส่วนควบคุมอุปกรณ์ภายนอก ซึ่งเป็นส่วนควบคุมทางด้านไฟฟ้าสลับ ในตอนท้ายของส่วนหลังจะเป็นการแสดงโปรแกรมในการใช้งานของโครงงานชุดนี้ พร้อมทั้งสรุปผลการทดลอง ปัญหาต่าง ๆ ที่พบเห็น และวิธีการแก้ปัญหาต่าง ๆ

ในช่วงท้ายบทคือ ภาคผนวกได้นำเอา Data Sheet ของอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่นำมาใช้ในโครงงานนี้มาแสดง และได้้นำส่วนที่เกี่ยวข้องกับอุปกรณ์ที่นำมาใช้งานรวมทั้งส่วนที่นอกเหนือไปจากโครงงานนี้ แต่สามารถอ้างในทฤษฎีมาใช้ได้ เพื่อให้ผู้อ่านสามารถเชื่อมโยงทฤษฎีและหลักการต่าง ๆ ให้เกิดประโยชน์ได้ไม่มากนักน้อย

ผู้จัดทำหวังว่าผู้อ่านจะได้ประโยชน์จากโครงงานเล่มนี้ไม่มากนักน้อย หากมีข้อผิดพลาดประการใด ผู้จัดทำขอน้อมรับและยินดีแก้ไขทุกประการ

## 2.1 กล่าวนํ้า

เฟลลือคูลูปคือ ระบบป้อนกลับที่สามารถจูนเลือกความถี่ได้ด้วยารชิงโครไนส์กับความถี่ของสัญญาณอินพุตนั้น แนวความคิดของระบบเฟลลือคูลูปเกิดขึ้นครั้งแรกในราวปี พ.ศ. 2473 คือประมาณ 50 กว่าปีมาแล้ว .ได้นำไปใช้งานในระบบการสื่อสารต่าง ๆ เช่น ระบบโทรมาตร ( telemetry ) ระบบดาต้าชิงโครไนส์เซชัน และโดยเฉพาะอย่างยิ่งในระบบการสื่อสารดาวเทียมซึ่งต้องการความปลอดภัยจากสัญญาณรบกวน (Noise) สูงและมีแบนทํางานแคบ

ในช่วงต้น ๆ เทคโนโลยีของโมโนลิทิกไอซียังไม่ก้าวหน้ามากนัก วงจรเฟลลือคูลูปจึงสร้างขึ้นด้วยความยุ่งยาก และมีราคาค่อนข้างแพงทำให้การใ้ใช้งานไม่ค่อยแพร่หลายและอยู่ในวงจำกัด แต่ในปัจจุบันวงจรเฟลลือคูลูปสามารถสร้างขึ้นได้ในรูปของโมโนลิทิกไอซีซึ่งทำให้มีราคาถูกลงอย่างมากและใ้ใช้งานได้สะดวกไม่ยุ่งยากจึงทำให้วงจรเฟลลือคูลูปกลายเป็นอุปกรณ์ที่น่าสนใจสำหรับนำไปประยุกต์ใ้ในงานต่าง ๆ ได้มากมายอย่างเช่น

เอฟเอ็มดีโมดูเลเตอร์ ( FM Demodulator )

สเตอริโอดีโมดูเลเตอร์ ( Stereo Demodulator )

โทนดีเท็คเตอร์ ( Tone Detector )

เอเอ็มดีเท็คเตอร์ ( AM Detector )

ระบบทีวีดีสเพลย์ ( TV Display system )

ฟรีควเอนซีซินทีไซเซอร์ ( Frequency Synthesizer )

ฟรีควเอนซีชิฟคีย์อิง ( Frequency shift keying )

แทร็คคิงฟิลเตอร์ ( Tracking filter )

ระบบเฟลโมดูเลชันและดีโมดูเลชัน ( Phase Modulation and Demodulation )

เฟลชิฟท์เตอร์ ( Phase shifter )

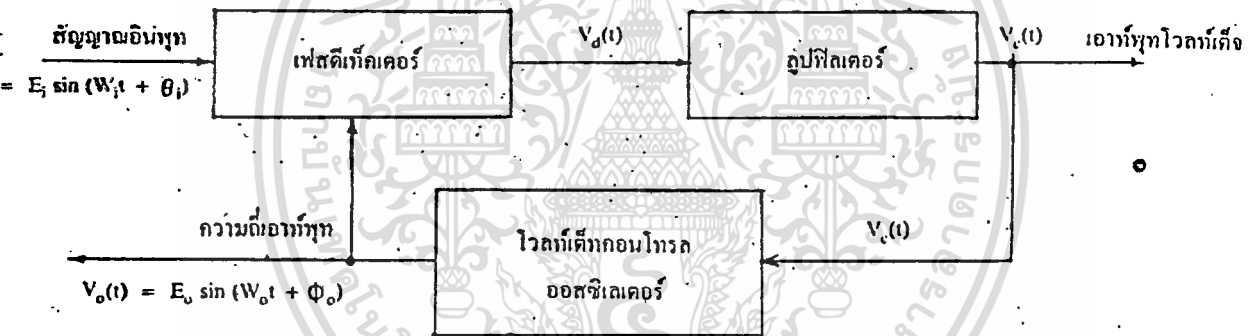
อนาลอก-ดิจิตอลคอนเวอร์เตอร์ ( analog-digital converter )

มอเตอร์สปีดคอนโทรล ( Motor speed control )

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้นและหลักการทํางานของระบบเฟสล็อกคูลูปโดยพิจารณาถึงคุณสมบัติที่สำคัญบางอย่างที่สำคัญบางอย่างของระบบที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบโมโนลิทิกไอซีเฟสล็อกคูลูป สมการที่ใช้ในการออกแบบ และการประยุกต์ใช้งานของระบบเฟสล็อกคูลูป สุดท้ายของบทนี้จะเป็นตัวอย่งการออกแบบวงจรเฟสล็อกคูลูปด้วยโมโนลิทิกไอซีที่มีขายในท้องตลาด

## 2.2 หลักการทํางานของระบบเฟสล็อกคูลูป

ระบบเฟสล็อกคูลูปเบื้องต้นจะประกอบด้วยบล็อกที่สำคัญ 3 ส่วนคือ 1. เฟสดีเท็คเตอร์ 2. ลูปฟิลเตอร์ 3. โวลท์เต็จคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ (VCO) บล็อกทั้ง 3 จะต่อกันในรูปของระบบป้อนกลับ ดังแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 ระบบเฟสล็อกคูลูป (PLL) เบื้องต้น

เฟสดีเท็คเตอร์จะเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณเอซอินพุต  $V_s(t)$  กับความถี่เอาท์พุทของ VCO และทำให้ได้เออร์เรอร์โวลท์เต็จ  $V_d(t)$  สัญญาณเออร์เรอร์โวลท์เต็จนี้จะถูกฟิลเตอร์ด้วยลูปฟิลเตอร์และถูกป้อนไปยังคอนโทรลอินพุทของ VCO ในรูปของคอนโทรลโวลท์เต็จเพื่อคอนโทรลความถี่ของ VCO

ตามปกติเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุตป้อนให้กับเฟสล็อกคูลูปเออร์เรอร์โวลท์เต็จที่ผ่านฟิลเตอร์  $V_d(t)$  ใน Feedback loop จะมีค่าเป็นศูนย์ VCO ก็จะทำหน้าที่ความถี่ศูนย์กลาง ซึ่งเราเรียกว่า Free Running Frequency ของ VCO

ถ้ามีสัญญาณอินพุทเป็นเอซิป้อนให้กับระบบเฟสล็อกคูลูป และมีสัญญาณตั้งกล่าว มีความถี่อื่นพหุใกล้เคียงกับความถี่ Free Running พอเพียง การ Feedback ของเฟสล็อกคูลูปจะทำให้ได้ Error Voltage ไปขับ VCO ให้มีความถี่โคโรไนส์กับความถี่อื่นพหุเราพูดได้ว่าระบบเฟสล็อกคูลูปมีความถี่เอาท์พุทล๊อคกับความถี่สัญญาณอินพุท

การทำงานของระบบเฟสล็อกคูลูปดังกล่าวสามารถแบ่งออกได้เป็น สามลักษณะ ตามคุณสมบัติของลูป

- (ก) เมื่อระบบไม่อยู่ในสภาวะล๊อค
- (ข) เมื่อระบบเข้าอยู่ในสภาวะล๊อค (ระบบเข้าสู่สถานะคงที่)
- (ค) การทำงานของระบบในลักษณะไดนามิค (ระบบแทรกคตามสัญญาณอินพุท)

เราจะได้อธิบายการทำงานของระบบเฟสล็อกคูลูปแต่ละลักษณะต่อไปนี้

- (ก) เมื่อระบบไม่อยู่ในสภาวะล๊อค ( $\omega_i \neq \omega_o$ )

อ้างถึงระบบเฟสล็อกคูลูปในรูปที่ 2.1 เราสมมติว่าสัญญาณ  $V_i$  และ  $V_o$  เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ มีค่าเป็น

$$V_i(t) = E_i \sin(\omega_i t + \phi_i) \quad (1)$$

$$V_o(t) = E_o \sin(\omega_o t + \phi_o) \quad (2)$$

เมื่อ

$\omega_i$  เป็นความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุท

$\omega_o$  เป็นความถี่เชิงมุมศูนย์กลางของ VCO

และ  $\phi_i$  และ  $\phi_o$  เป็นค่า Phase constant ซึ่งขึ้นอยู่กับช่วงเวลาที่กำหนด

ถ้า Phase Detector มีคุณลัษณ์เป็น Analog multiplier เราจะได้สัญญาณเออร์พุทของเฟสดีเท็คเตอร์ ( $V_d$ ) เป็น

$$V_d(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \phi_i - \phi_o] \quad (3)$$

เนื่องจาก  $V_i$  และ  $V_o$  ไม่ซิงโครไนส์กัน ดังนั้นสัญญาณเออร์พุทของเฟสดีเท็คเตอร์  $V_d$  จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มี Peak amplitude เท่ากับ  $K_d$  และมีความถี่เชิงมุมเท่ากับความแตกต่างของความถี่เชิงมุมระหว่างสัญญาณ  $V_i$  และ  $V_o$  คือ  $\omega_i$  และ  $\omega_o$  มีความแตกต่างกัน ดังนั้น Voltage  $V_d$  ไม่สามารถผ่านลูปฟิลเตอร์ไปได้ทำให้ได้ค่า  $v_d = 0$  และการผิดเบี่ยงของลูปจะไม่มีผลอะไรเกิดขึ้นคือไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใด ๆ ในลูป เออร์พุทโวลท์เทจของ VCO จะมีค่าอยู่ที่ Free Running Frequency  $\omega_o$  ดังนั้น  $\omega_o$  และ  $\phi_o$  จะเป็นอิสระอย่างสมบูรณ์ต่อ  $\omega_i$  และ  $\phi_i$  พูดได้ว่าลูปไม่อยู่ในสภาวะล๊อค

แต่ถ้า  $w_1 - w_0$  มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิธของลูบซึ่งกำหนดได้โดยนารามิเตอร์ของลูบและการผิดเบี่ยงจะมีผลขับให้เข้าสู่สภาวะล็อก

(ข) เมื่อระบบเข้าสู่สภาวะล็อก ( $w_1 = w_0$ )

ในกรณีที่สัญญาณเอาท์พุท  $V_o$  มีความถี่ซึ่งโครโนสกับสัญญาณอินพุท  $V_i$  และสัญญาณ  $V_o$  จะมีค่าเป็น

$$V_o(t) = E_o \sin(w_1 t + \varphi_o) \quad (4)$$

นอกจากนั้นค่าของเฟสของสัญญาณเอาท์พุท  $\theta_o$  จะเป็น linear function กับเวลาซึ่งมีค่าเป็น

$$\theta_o = (w - w_0)t + \varphi_o \quad (5)$$

และสัญญาณเอาท์พุทของ phase detector หรือสัญญาณ error จะกลายเป็นสัญญาณคี่และมีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_1 - \varphi_o) \quad (6)$$

ลูบฟิลเตอร์จะยอมให้สัญญาณคี่  $V_d$  ผ่านได้และมีค่าเป็น

$$V_c = V_d = K_d \cos(\theta_1 - \varphi_o) \quad (7)$$

VCO จะเป็น Frequency Modulated Oscillator ความถี่เชิงมุมที่เปลี่ยนแปลงอย่างกระทันหันของ VCO

$w_{\text{new}}$  จะเป็น Linear function กับสัญญาณ control input  $V_c$  โดยรอบความถี่เชิงมุมศูนย์กลาง

$$w_{\text{new}} = \frac{d}{dt}(w_0 t + \theta_o) = w_0 + K_o K_d \quad (8)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_o = K_o V_c \quad (9)$$

เมื่อ  $K_o$  คือ conversion standart ซึ่งแสดงถึงความไวในการคูณของ VCO

ถ้าเราแทนค่าสมการ (7) และ (6) ลงในสมการ (9) เราจะได้

$$w_1 - w_0 = K_d K_o \cos(\theta_1 - \varphi_o) \quad (10)$$

จากสมการ (10) เราหาค่ามุม  $\varphi_o$  ได้เป็น

$$\varphi_o = \theta_1 - \cos^{-1} \frac{w_1 - w_0}{K_d K_o} \quad (11)$$

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟลดีเท็คเตอร์เอาต์พุต  $V_d$  จะผ่าน low pass filter ไปเป็น control voltage ให้กับอินพุตของ VCO

$$V_d = V_d = \frac{w_1 - w_0}{K_o} \quad (13)$$

จากสมการ (13) เราจะเห็นได้ชัดเจนว่า ด้วยสัญญาณดิซี  $V_d$  จะไปทำให้ความถี่เชิงมุมของ VCO,  $w_1$  ไปเท่ากับความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุต  $w_1$  นั่นคือเราจะพบได้ว่า

$$w_{\text{new}} = w_0 + K_o V_d = w_0 + w_1 - w_0 = w_1 \quad (14)$$

ถ้าค่าความแตกต่างของความถี่เชิงมุมเริ่มต้น ( $w_1 - w_0$ ) มีค่าน้อยกว่าผลคูณ  $K_d K_o$  อย่างมาก สมการ (11) จะมีค่าเป็น

$$\theta - \varphi_0 = \cos^{-1} \phi = \pi / 2 \quad (15)$$

จากสมการ (15) หมายความว่าถ้าความถี่ออฟเซทระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณ VCO มีค่าน้อยเมื่อลูบไม่อยู่ในสภาวะล็อก และสัญญาณ VCO จะมีเฟสต่างกับสัญญาณอินพุต  $90^\circ$  เมื่อลูบอยู่ในสภาวะล็อก หรือพูดตรงไปตรงมาได้ว่าเฟสควอดราเจอร์ (เฟสต่างกัน  $90^\circ$ ) จะสอดคล้องกับ  $w_1 = w_0$  ด้วยเหตุผลนี้เราควรหาค่าเฟส constant ด้วยค่าเฟสเอาต์พุต  $\theta_0$  ดังนั้น

$$\theta_0 = \varphi_0 - \pi / 2 \quad (16)$$

ต่อจากนั้น เอาต์พุตโวลเตจของเฟลดีเท็คเตอร์เขียนได้ใหม่มีค่าเป็น

$$\begin{aligned} V_d &= K_d \cos(\theta_1 - \varphi_0) \\ &= K_d \cos[(\theta_1 - \theta_0) - \pi / 2] \\ &= K_d \sin(\theta_1 - \theta_0) \end{aligned} \quad (17)$$

และจากสมการ (17) และ (13) เราจะได้ค่า phase error เป็น

$$\theta_1 - \theta_0 = \sin^{-1} \frac{w_1 - w_0}{K_d K_o} \quad (18)$$

เมื่อผลต่างของเฟส ( $\theta_1 - \theta_0$ ) มีค่าน้อยเพียงพอเราจะได้ว่า

$$V_d = K_d (\theta_1 - \theta_0) = K_d \theta_1 \quad (19)$$

เมื่อ  $\theta_1 = (\theta_1 - \theta_0)$  แต่เนื่องจากคุณสมบัติของ phase detector แบบนี้เมื่อลูบเข้าสู่การล็อก สัญญาณของ VCO จะมีเฟสต่างไปจากสัญญาณอินพุต  $90^\circ$  ดังนั้น เฟลดีเท็คเตอร์จะให้เอาต์พุตโวลเตจ เป็นสัดส่วนกับความแตกต่างเฟสระหว่าง

สัญญาณอินพุต  $V_i$  กับสัญญาณเอาต์พุตของ VCO,  $V_o$  ในลักษณะของเฟสควอดราเจอร์ คือ

$$\begin{aligned} V_o &= K_o (\phi_i - (\phi_o + \pi/2)) \\ &= K_o (\phi_i - \pi/2) \end{aligned} \quad (20)$$

สัญญาณเฟสเซ็นซิทีฟ  $V_o$  นี้จะผ่านฟิลเตอร์ไปป้อนให้กับคอนโทรลอินพุตของ VCO เพื่อแก้ไขให้ความถี่ของ VCO เปลี่ยนจาก  $\omega_o$  ไปเป็น  $\omega_i$  และดำรงรักษาล็อคให้คงอยู่ เราจะได้

$$V_o = V_i = \frac{\omega_i - \omega_o}{K_o} \quad (21)$$

$$\omega = \omega_o + K_o V_o \quad (22)$$

จากสมการ (20) และ (21) เราจะหาค่าของ phase error  $\phi_o$  ได้

เป็น

$$\phi_o = \pi/2 + \frac{\omega_i - \omega_o}{K_o K_o} \quad (23)$$

x

จากสมการ (23) เราจะสังเกตเห็นได้ว่าเมื่อ  $\omega_i = \omega_o$  โวลต์เตจเอาต์พุตของ VCO จะมีเฟสควอดราเจอร์ คือมีเฟสต่างไปจากเฟสของสัญญาณอินพุตโวลต์เตจ  $90^\circ$  เมื่อ  $\omega_i$  เคลื่อนไปด้านสูงกว่า  $\omega_o$  มุมของเฟสจะเพิ่มขึ้นจาก  $90^\circ$  ไปสู่ค่าสูงสุด  $180^\circ$  ที่อยู่เหนือสุดของนิลยการลอค และถ้า  $\omega$  เคลื่อนที่ไปด้านที่ต่ำกว่า มุมของเฟสจะลดลงจาก  $90^\circ$  ไปสู่  $0^\circ$  ที่ล่างสุดของนิลยการลอค

(ค) การทำงานของระบบในลักษณะไดนามิค

ถ้าความถี่สัญญาณอินพุตเปลี่ยนไปอย่างช้า ๆ ระบบเฟสล็อคจะยังคงสามารถอยู่ในสภาวะลอคได้และแทรกตามสัญญาณอินพุต โดยจะเพิ่มค่า phase error ให้มากขึ้นตามเวลา ( $d\phi_o/dt$ ) ซึ่งจะยังผลให้เออร์เรอร์โวลต์เตจ  $V_o$  ที่ผ่านฟิลเตอร์เปลี่ยนไปเพื่อดำรงให้การลอคคงอยู่เมื่อระบบแทรกตามสัญญาณอินพุต เราจะหาค่าเฟสเออร์เรอร์ได้

$$\begin{aligned} \phi_o &= (\omega_i t + \phi_{i0}) - (\omega_o t + \phi_{o0}) \\ &= (\omega_i - \omega_o) t + (\phi_{i0} - \phi_{o0}) \end{aligned} \quad (24)$$

และเฟสเออร์เรอร์นี้จะเปลี่ยนไปตามเวลา อัตราการเปลี่ยนแปลงของ  $\phi_o$

ต่อเวลาจะเท่ากับ

$$\frac{d\phi_o}{dt} = \omega_i - \omega_o \quad (25)$$

ดังนั้นเอาท์พุทโวลท์เตจของเฟลดีเท็คเตอร์จะเปลี่ยนค่าไปเป็น

$$V_{dt} = K_d \frac{d\phi_e}{dt} = K_d (w_1 - w_0) \quad (26)$$

Error voltage ที่ผ่านฟิลเตอร์แล้วจะเป็น Control voltage ของ VCO สำหรับควบคุมให้การล็อคคงอยู่จะมีค่าเป็นสัดส่วนกับความถี่ ที่แปลไปของสัญญาณ อินพุทจากความถี่ Free running  $w_0$  ของ VCO

$$V_d = V_c = \frac{(w_1 - w_0)}{K_0} \quad (27)$$

ความสามารถในการปรับตัวของระบบนี้จะทำให้ความถี่เอาท์พุทของเฟลล็คคูลูป แทร็คตามการเปลี่ยนแปลงของความถี่ ของสัญญาณอินพุทและล็อคได้เหมือนดังเดิม

นิลัยความถี่ตลอดช่วงที่ระบบเฟลล็คคูลูปสามารถดำรงการล็อคไว้ได้กับความถี่ อินพุทเราเรียกว่า "นิลัยการล็อคของระบบ"

สมมุติว่าเราให้  $w_1$  เบี่ยงเบนไปจากความถี่ศูนย์กลาง  $w_0$  ของ VCO เมื่อ  $w_1 - w_0$  มากกว่าค่าอัตราขยายลูป  $K(\phi_e - \phi_0)$  จะมีค่าที่ไม่สอดคล้องหรือไม่เป็นความจริงตามสมการ (18) สภาวะลวมคูลย์ของการซิงโครไนส์ จะไม่สามารถดำรงอยู่ต่อไปได้ และลูปจะหลุดออกไปจากการล็อคกับความถี่ของสัญญาณอินพุทความถี่ของ VCO จะกลับไปมีค่าเป็นความถี่ศูนย์กลาง  $w_0$  และ  $V_d$  ก็จะถูกดึงมาอยู่ในลักษณะของสัญญาณเอซี

สำหรับ phase detector แบบมีคุณสมบัติการแปลงความถี่ไปเป็นโวลท์เตจ เป็นลักษณะรูปคลื่นซายด์ ซิดจำกัดของการแทร็คตามความถี่สัญญาณอินพุทของลูปจะอยู่ใน นิลัยจาก  $w_0 - K$  ถึง  $w_0 + K$  เมื่อ  $w_0 =$  ความถี่เชิงมุมศูนย์กลางของ VCO และ  $K =$  อัตราขยายลูป ( $K = K_d K_0$ )

ระบบเฟลล็คคูลูปสามารถให้เอาท์พุทได้ทั้งในลักษณะสัญญาณโวลท์เตจ  $V_{dt}$  ซึ่งลวมัยกับ error voltage ที่การฟิลเตอร์ในลูปการป้อนกลับ หรือในลักษณะของ สัญญาณความถี่ที่ซิวเอาท์พุทของ VCO

เอาท์พุทโวลท์เตจของเฟลล็คคูลูปจะนำไปประยุกต์ใช้งานเกี่ยวกับ Frequency discriminator ส่วนความถี่เอาท์พุทจะนำไปใช้งานเกี่ยวกับ การประมวลผลภาวะของ สัญญาณ frequencitist หรือการคินรูปของสัญญาณนาฬิกา

พิจารณาในกรณีนำเอาเอาท์พุทโวลท์เตจไปใช้งานในสภาวะการล็อคกับความถี่อินพุท Error voltage ที่ได้จาก phase detector จะมีค่าเป็นสัดส่วนกับความแตก



ต่างระหว่างสัญญาณอินพุท และ Free running frequency ของ VCO และ Error voltage นี้จะผ่าน low pass filter และถูกป้อนไปเป็น control voltage ให้กับ อินพุทที่เปลี่ยนแปลงเพื่อค้ำารการลอคให้ยู่ ดังนั้นเอาท์พุทโวลเตจของเฟสลอคคูลูปเปรียบเสมือนเฟรควีนซีเดสคริมิเนเตอร์คือ สามารถแปลงการเปลี่ยนแปลงของความถี่อินพุทให้ไป เป็นการเปลี่ยนแปลงของโวลท์เตจ

พิจารณาในกรณีนำเอาความถี่เอาท์พุทของเฟสลอคคูลูปมาใช้งาน เมื่อลูปอยู่ใน สภาวะลอคกับสัญญาณอินพุท เอาท์พุทของ VCO จะให้ลुकคลื่อนที่เปลี่ยนแปลงเป็นคาบ เวลาด้วยความถี่ที่แน่นอนและเท่ากับสัญญาณอินพุท ยกเว้นเฟสจะมีความแตกต่างกัน  $\phi$  และด้วยความต่างเฟสนี้จะทำให้เกิด error voltage เพื่อรักษาให้เฟสลอคคูลูปให้อยู่ใน สภาวะลอคได้ ถ้าสัญญาณอินพุทประกอบด้วย component ความถี่ต่าง ๆ มากมายซึ่ง ได้แก่ Noise หรือสัญญาณรบกวนอื่น ๆ เราสามารถทำให้ระบบ phase lock loop และ component ความถี่จำเพาะที่กำหนดสัญญาณอินพุท ดังนั้นเอาท์พุทของ VCO จะให้ กำเนิดความถี่จำเพาะนั้นได้ใหม่ ขณะเดียวกันก็จะลอคทอนหรือกำจัดความถี่ที่ไม่ต้องการ อื่น ๆ นอกจากนั้น เอาท์พุทของ VCO สามารถใช้สำหรับให้กำเนิดใหม่หรือแยกเอา สัญญาณความถี่ที่ต้องการออกจากความถี่ที่ไม่ต้องการ คุณสมบัตินี้ของเฟสลอคคูลูปทำให้ระบบ เฟสลอคคูลูปเป็นระบบที่น่าสนใจอย่างยิ่งสำหรับให้กำเนิดสัญญาณใหม่ หรือแยกเอาสัญญาณ คำ ๆ ที่ปนอยู่ใน Noise ออกมาใหม่ได้

## การเข้าสู่สภาวะล็อกและสภาวะที่เฟสล็อก

รูปข้างบนแสดงถึง Transfer Characteristic ของเฟสล็อกระหว่างความถี่และโวลต์เตจที่เกิดขึ้นในลูป ในตอนแรกเราจะพิจารณาขณะที่ลูปยังไม่อยู่ในสภาวะการล็อกเสียก่อน โดยเฟสคอมพาราเตอร์จะเป็นตัวผลมสัญญาณอินพุทกับสัญญาณ VCO เข้าด้วยกัน ทำให้เกิดทั้งผลบวกและผลต่าง ของสัญญาณทั้งสอง อย่างไรก็ตามในตอนแรกนี้ ทั้งผลต่างและผลบวกยังอยู่นอกขอบเขตของ Low pass filter จึงถูกรองทิ้งไปหมด ไม่มีสัญญาณไหลในลูป ดังนั้น VCO จะยังทำงานที่ความถี่เริ่มต้นเดิมคือความถี่ Free running.

ต่อมาเมื่อความถี่อินพุทเข้าใกล้ความถี่ของ VCO ความถี่ผลต่างจะลดลงเข้าใกล้ขอบเขตของ Low pass filter ในช่วงนี้บางส่วนของผลต่างระหว่างความถี่ จะผ่าน Low pass filter ไปได้ซึ่งจะขับ VCO ให้มีความถี่เข้าหาสัญญาณอินพุท ในขณะนั้นความถี่ผลต่าง จะลดลงเรื่อย ๆ

ตอนที่โวลต์เตจคลาดเคลื่อนเริ่มผ่าน Low pass filter ได้แสดงว่าลูปเริ่มตรวจับ (capture) ได้ จากนั้นโวลต์เตจควบคุมจะทำให้ความถี่อินพุทของ VCO เปลี่ยนเป็นเข้าใกล้ความถี่เอาท์พุท และในที่สุดความถี่ทั้งสองก็จะเท่ากันที่ภาวะนี้เรียกว่าลูปอยู่ในสภาวะการล็อก (inlocked)

ขณะที่ลูปอยู่ในสภาวะการล็อก โวลต์เตจคลาดเคลื่อนซึ่งเกิดจากความแตกต่างเฟสดังที่กล่าวมาแล้ว โดยเฉลี่ยจะมีค่าค่อนข้างคงที่ ทำให้โวลต์เตจควบคุมซึ่งได้จากค่าเฉลี่ยของโวลต์เตจคลาดเคลื่อน มีค่าคงที่ไปด้วย เพื่อเป็นไฟติซีบับให้ VCO มีความถี่เท่ากับความถี่เท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุทอยู่ตลอดเวลา

ตอนที่ลูปเริ่มล็อกกับสัญญาณอินพุท ความถี่ของ VCO จะลดลงก่อน จากนั้นไปเมื่อเพิ่ม  $\omega_i$  ขึ้นการล็อกก็จะขึ้นอยู่กับความสามารถของ VCO ที่จะเปลี่ยนความถี่ไปโดยมีความลาดชัน (slope) ของการเปลี่ยนแปลงระหว่างความถี่กับโวลต์เตจควบคุมเท่ากับ  $1/K_0$  ของ VCO เมื่อเพิ่มความถี่ไปจนถึงความถี่ศูนย์กลาง โวลต์เตจควบคุมจะมีค่าเป็นศูนย์โวลต์ ลูปจะตามรอยสัญญาณอินพุทไปจนกระทั่งถึงความถี่  $\omega_2$  ซึ่งเป็นความถี่สูงสุดของพิสัยในภาวะล็อกแล้วก็จะหลุดจากภาวะล็อกไป โวลต์เตจคลาดเคลื่อนก็จะมีค่าเป็นศูนย์ไป

ด้วยความสามารถในการปรับสภาพตัวเองให้ถูกต้องได้ของระบบ (Balance action) ขณะที่ลูปอยู่ในสภาวะล็อกจะทำให้ลูปสามารถตามรอยการเปลี่ยนแปลงได้ ซึ่งช่วงความถี่โดยตลอดที่ลูปสามารถดำรงไว้ได้ เราเรียกว่าพิสัยการล็อก (lock Rang) ของระบบ ส่วนช่วงความถี่โดยตลอดซึ่งลูปสามารถเข้ายึดการล็อกกับสัญญาณอินพุทเรียกว่าพิสัยการเข้าสู่สภาวะล็อก (Capture Rang) ของระบบและพิสัยนี้จะไม่กว้างไปกว่าพิสัยในสภาวะล็อกอย่างแน่นอน

หลังจากนั้นถ้าลดสัญญาณความถี่อินพุทลงมากก็จะเกิดวิกฤตขึ้นอีก สัญญาณจะเริ่มกลับเข้าสู่การการตรงจับของลูปอีกที จาก Transfer Characteristic ที่แสดงไว้เราสามารถกำหนดความถี่ศูนย์กลางได้ลูปได้ โดยการตั้ง free-running frequency ที่ VCO และลูปจะตอบสนองเฉพาะความถี่ของสัญญาณที่อยู่ในช่วงเท่านั้น ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขที่ว่าลูปเริ่มต้นด้วยการล็อกหรือไม่

### พิสัยการเข้าสู่สภาวะล็อก ( Capture Range )

นิยามได้ว่า คือพิสัยความถี่ที่มีศูนย์กลางอยู่ที่ความถี่เริ่มต้นของ VCO (คือความถี่ Free running ที่ตั้งไว้) ตลอดพิสัยนี้ลูปสามารถดึงเข้าสู่การล็อกกับสัญญาณอินพุทได้ พิสัยการเข้าสู่สภาวะการล็อกได้หรือ Capture range นี้ อาจเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า "lock in range" ก็ได้ ซึ่งเป็นการวัดสัญญาณ อินพุทต้องมีความถี่ใกล้เคียงศูนย์กลางของ VCO :  $w_c$  มากน้อยเท่าใดลูปจึงถึงเข้าสู่สภาวะการล็อกได้ lock in range นี้จะเป็นครึ่งหนึ่งของ Capture range

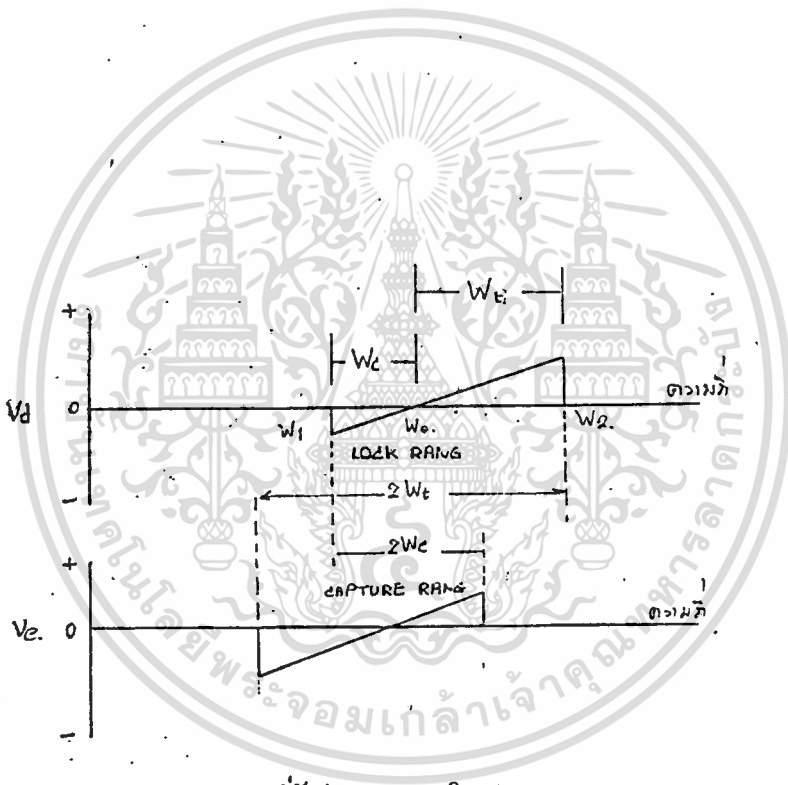
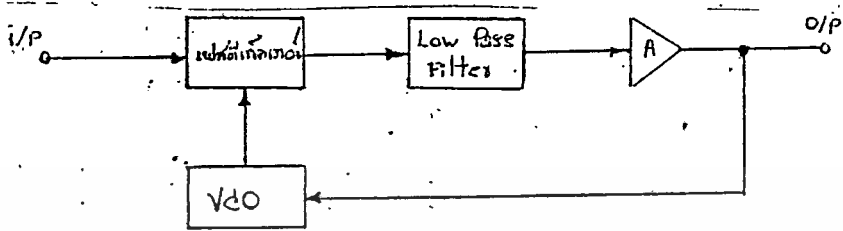
$$\text{lock-in-range: } W_c = W_o - w_c$$

capture range ถือได้ว่าเป็นความถี่ใด ๆ ที่อยู่ภายใน lock range และขึ้นอยู่กับขอบเขตของ Low pass filter กัยอัตราขยายรอบลูป (closed loop gain) ของระบบ ซึ่งความสามารถของลูปในการเกาะจับกับสัญญาณอินพุทนี้จะเป็นคุณสมบัติที่แสดงถึงคุณสมบัติการเลือกเฟ้นความถี่ของลูปด้วย

### พิสัยในสภาวะล็อก (Lock Range)

คือพิสัยความถี่ที่ศูนย์กลางอยู่ที่ความถี่ free-running ตลอดพิสัยนี้ลูปสามารถตามรอยสัญญาณอินพุทได้ในขณะที่ลูปอยู่ในสภาวะล็อก พิสัยในสภาวะล็อกนี้อาจเรียกว่า "tracking range" or "hold-in range" ก็ได้ ซึ่งมีความหมายว่า ความถี่ของลูปสามารถจะเฎาะห่างออกไปจากความถี่ศูนย์กลางได้เท่าไร tracking range or hold-in range จะมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของ lock range

เมื่อลูปอยู่ในภาวะล๊อค โวลท์ที่แตกคลาดเคลื่อนซึ่งเกิดจากผลต่างของความถี่ที่เฟสคอมพาราเตอร์จะเป็นไฟดิซี และจะผ่าน low pass filter ไปได้เลมอ ดังนั้น lock range จะถูกจำกัดได้จากนิสัยของโวลท์ที่แตกคลาดเคลื่อนว่าจะสามารถมีค่าสูงสุดหรือต่ำสุดได้เท่าไรหรือสอดคล้องกับการไหลไปของความถี่ VCO ดังนั้น lock range จึงเป็นดีซี พารามิเตอร์ที่สำคัญมาก และไม่มีผลจากขอบเขตของ low pass filter ด้วย



รูปลักษณะ: Beat note ที่ไม่สมมาตรในช่วงของขบวนการ Capture

ก:- ลुकคลื่นของ Beat note ที่ไม่สมมาตร ข. Capture transient response

ผลตอบสนองชั่วขณะของการดึงเข้าสู่สภาวะล็อก (Capture Transient response)

ขบวนการ Capture ยุ่งยากมากและไม่สามารถแสดงการวิเคราะห์ด้วยคณิตศาสตร์ง่าย ๆ ได้ อย่างไรก็ตามการอธิบายถึงคุณลักษณะของขบวนการ Capture อาจแสดงได้ดังต่อไปนี้

ความถี่และเฟสที่ผิดพลาดในรูปสามารถแสดงถึงความสัมพันธ์ได้เป็น

$$\Delta w = \frac{d}{dt} \phi$$

ถ้าเปิดเส้นทาง Feed-back part ระหว่าง Low-pass filter และ VCO ออก ความถี่เดิมของ  $w_0$  and  $w_1$  ที่เป็นอยู่ในตอนแรกจะทำให้สัญญาณเอาท์พุทของเฟลคคอมพาราเตอร์มีลักษณะเป็น Sinusoidal beat note และมีความถี่คงที่ ถ้าความถี่  $w_1$  and  $w_0$  ใกล้เคียงกัน beat note ที่ปรากฏขึ้นเอาท์พุทของฟิลเตอร์จะมีขนาดคงที่ไม่ถูกลดขนาดลง

คราวนี้สมมติว่า Feedback part โดยต่อ Low pass filter ไว้เข้ากับชุดควบคุม VCO ความถี่ VCO จะถูกผลมสัญญาณด้วย beat note ทำให้  $w$  เป็นฟังก์ชันของเวลาคือถ้าในระหว่างในขบวนการโมดเลชั่นนี้ความถี่ของ VCO เคลื่อนเข้าใกล้  $w_1$  และสัญญาณที่ออกจากเฟลคคอมพาราเตอร์จะแปลเปลี่ยนไปอย่างช้า ๆ ในทำนองเดียวกันถ้า VCO ถูกโมดูลเลทให้ห่างออกไปจาก  $w_1$

เนื่องจากความไม่สมมาตร (Unsymmetry) ของลูกคลื่น Cusps นี้ ส่วนที่เป็นโพสิทีฟของมันจะกลายเป็นค่าโวลท์ที่แจคแคเลียร์ไปควบคุม VCO ให้มีค่าเข้าใกล้  $w_1$  ซึ่งทำให้  $w$  ลดลง ในขณะที่ beat note จะลดลงอย่างรวดเร็วจนเป็นศูนย์ ความถี่ของ VCO จะเลื่อนเข้าหา  $w_1$  และจะเกิดการล็อกในที่สุดเมื่อระบบอยู่ในภาวะล็อก  $w$  จะมีค่าเท่ากับศูนย์ เหลือเพียงโวลท์ที่แจคแคเลียร์เคลื่อนที่เป็นติชี่ ค่อนข้างคงที่ไว้ค่าหนึ่งเท่านั้น

ช่วงเวลาที่ลูปไปปฏิบัติเข้ายึดการล็อกเรียกว่า " Pull-in time" ช่วงเวลานี้จะขึ้นอยู่กับความแตกต่างของเฟสและความถี่เริ่มแรกของสัญญาณ อีกทั้งยังขึ้นอยู่กับอัตราขยายของลูปและแบนวิทของ Low pass filter. ด้วยอย่างไรก็ตามในบางเวลา Pull-in time อาจจะสั้นกว่าคาบเวลาของ beat note ก็ได้ ดังนั้นลูปจะสามารถล็อกได้โดยปราศจาก Error transient นี้

## ผลที่เกิดจาก Low pass filter

ในระบบเฟสล็อกคัลป์ หน้าทีพื้นฐานสำหรับ Low pass filter มี 2 อย่างคือ

1. กรองความถี่สูงที่ออกจากเฟสคอมพาราเตอร์ทิ้งไป โดยใช้คุณสมบัติในการตัดสิ่งก่อกวนทิ้งไป

2. ทำหน้าที่เหมือนกับ "หน่วยความจำระยะสั้น" (Short term memory) ให้กับลูปเพื่อให้ลูปกลับมา Capture กับสัญญาณได้ใหม่อีกทันทีที่ระบบหลุดออกจากการล็อก เนื่องจากสัญญาณรบกวน ที่อาจเกิดขึ้น แบนวิทของ Low pass filter มีผลต่อการทำงานของระบบมากเนื่องจาก Low pass filter จะเป็นตัวลดโวลต์ที่แตกคลาดเคลื่อน (Error voltage) ที่มีความถี่สูงเป็นส่วนสำคัญในการควบคุมการ Capture and transient response ของลูปโดยตรงด้วย

ดังนั้นการลดแบนวิทของฟิลเตอร์ให้แคบลงจะส่งผลไปยังการทำงานของลูปโดยตรงคือ

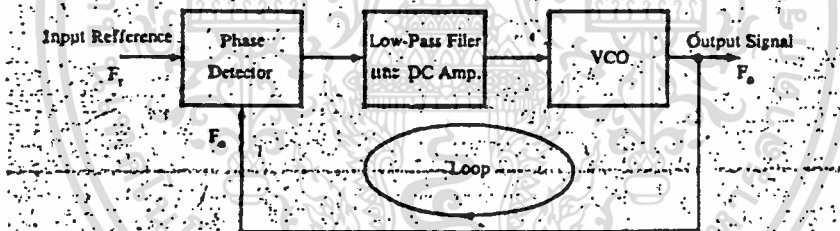
1. ขบวนการ Capture จะช้าลง และ Pull-in time จะเพิ่มขึ้น
2. Capture Range จะลดลง
3. คุณสมบัตินี้ Interference-rejection ของลูปดีขึ้น เพราะโวลต์ที่แตกคลาดเคลื่อนที่เกิดจากความถี่ของ interference จะถูกลดลง
4. Transient Response ของลูปต่อการเปลี่ยนแปลงทันทีของสัญญาณอินพุทในช่วง Capture range จะอยู่ภายใต้ลักษณะถูกหน่วง

### บทที่ 3 ระบบสังเคราะห์ความถี่และการสื่อสาร

ในระบบวิทยุสื่อสารปัจจุบันนี้ ระบบสังเคราะห์ความถี่ ( Frequency synthesizer ) และ PLL ( Phase Locked Loop ) ได้เข้ามามีบทบาทอย่างมาก ในบทนี้จะเน้นให้เห็นถึงความสำคัญของมันในแง่มุมต่าง ๆ

#### ระบบ Phase Locked Loop Synthesizer

ส่วนประกอบที่สำคัญในวงจร PLL คือ วงจรเทียบเฟส (Phase Detector) วงจร Low-Pass Filter (LPF) และ Amplifier และวงจร Voltage-Control Oscillator (หรือ VCO) ในรูปที่ 3.1 แสดงหลักการทำงานของวงจร PLL อย่างง่าย ๆ โดยสัญญาณจากความถี่มาตรฐาน ( Reference Frequency =  $F_r$  ) จะป้อนเข้าสู่วงจรเทียบเฟส ซึ่งจะทำการเทียบเฟสของสัญญาณมาตรฐาน กับสัญญาณที่ป้อนกลับจากภาคเอาต์พุต ( $F_o$ ) จากนั้นผลของมุมเฟสที่แตกต่างกันของสัญญาณทั้งสองจะถูกเปลี่ยนไปเป็นกระแสไฟตรง และป้อนเข้าสู่วงจรขยายสัญญาณไฟกระแสตรง (DC-Amplifier) เพื่อนำสัญญาณ DC ที่ได้ไปบังคับวงจร VCO ให้ผลิตความถี่ออกมาทางด้านเอาต์พุตต่อไป



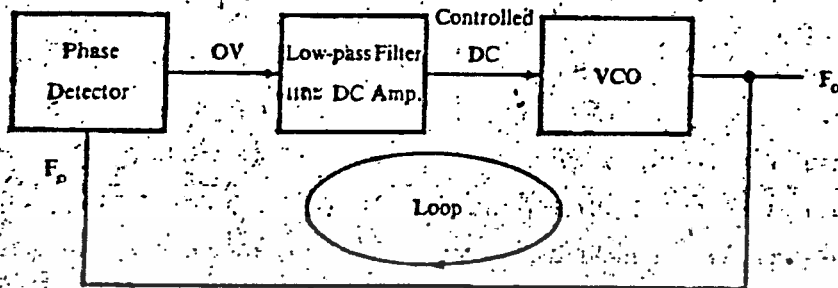
รูป 3.1 แสดงวงจร PLL อย่างง่าย

ซึ่งวงจร VCO จะผลิตความถี่เท่ากับความถี่มาตรฐานความถี่เปรียบเทียบ

ในกรณีที่ไม่มีความถี่  $F_r$  ค่าของมุมเฟสที่ออกมาจากวงจรเทียบเฟสจะเท่ากับ ศูนย์ และจะทำให้วงจร VCO ผลิตความถี่  $F_o$  ออกมาตามปกติตามรูปที่ 3.2

ถ้ามี  $F_r$  เข้ามายังวงจร เทียบเฟสตามรูป 3.1 ในตอนแรก ความถี่  $F_o$  ยังไม่เท่ากับความถี่  $F_r$  ดังนั้นจะเกิดระดับแรงดันที่ไม่มี การคลาดเคลื่อน (Error Voltage) ออกจากวงจรเทียบเฟสตามรูปที่ 3.3

จากนั้น Error Voltage จะถูกส่งผ่านวงจร LPF และจะถูกแปลงเป็น กระแสไปตรง โดยวงจร DC-Amp และสัญญาณ DC ที่ได้จะไปบังคับให้วงจร VCO ผลิต ความถี่  $F_o$  ออกมาใหม่ตามรูปที่ 3.3



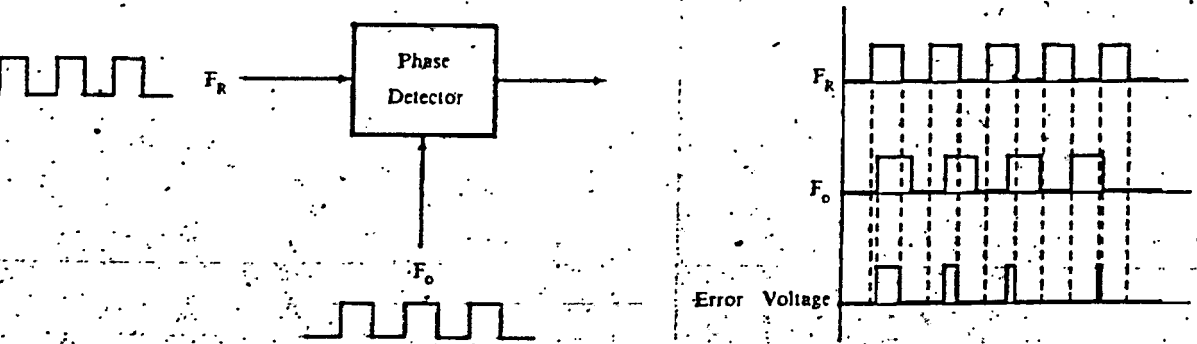
รูปที่ 3.2 เมื่อ  $F_o = F_p$

จะส่งผลให้เกิดระดับแรงดันเท่ากับศูนย์โวลต์ออกจากวงจรเทียบเฟส

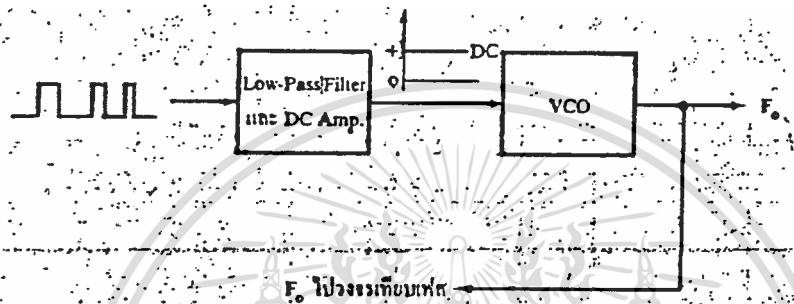
ถ้า  $F_o$  ที่ผลิตขึ้นมาใหม่ยังมีความถี่ไม่เท่ากับ  $F_p$  จะเกิด Error Voltage เปลี่ยนแปลงไปเรื่อย ๆ และแน่นอนระดับแรงดันไฟตรงหรือ DC ที่ป้อนไปยัง VCO ก็ จะเปลี่ยนแปลงซึ่งทำให้  $F_o$  เปลี่ยนแปลงความถี่ไป อาจจะมากขึ้นหรือน้อยลง จนกว่า  $F_o$  เท่ากับ  $F_p$  Error Voltage ที่ได้จะคงที่ในระดับหนึ่ง ซึ่งทำให้เกิดกระแสไฟตรงไปทำให้ VCO ผลิต  $F_o$  ที่ได้คงที่โดยส่ง  $F_o$  มาเทียบกับ  $F_p$  ตลอดเวลาและทำให้ VCO ผลิต ความถี่  $F_o = F_p$  ออกมาตลอดไปจนกว่าจะมีการเปลี่ยนแปลง  $F_p$  ใหม่ กรณีเช่นนี้เรา เราเรียกว่าความถี่ใน Loop จะถูก Locked เมื่อ  $F_o = F_p$  ตามรูปที่ 3.5

อาจจะสงสัยว่าทำไมเมื่อความถี่  $F_o = F_p$  แล้วยังมี Error Voltage อยู่ คำตอบก็คือ เวลาในการกำหนดสัญญาณไม่เท่ากันกล่าวคือ ช่วงเวลาที่  $F_o$  บ้อนกลับมา ยังวงจรเทียบเฟส ถึงแม้ว่าจะมีความถี่เท่ากับความถี่มาตรฐาน แต่เวลาไม่เท่ากันตาม รูปที่ 3.6

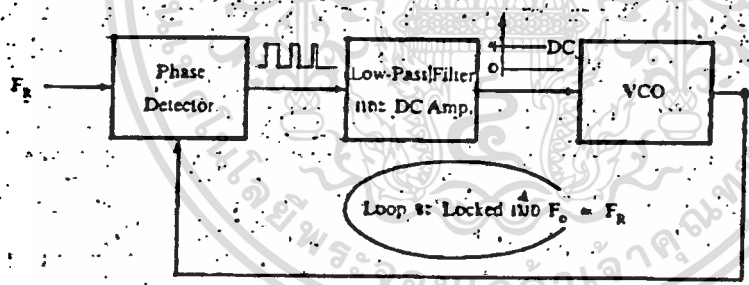
ผลที่ได้ทางเอาท์พุทของวงจรเทียบเฟส จะเป็นผลต่างทางเฟสของ  $F_p$  และ  $F_o$  เมื่อความถี่  $F_o = F_p$  จากนั้นจะถูกทำให้เป็นกระแสไฟตรงได้ง่าย ๆ โดยการ นำคอนเดนเซอร์มาต่อลงกราวด์ เพื่อทำหน้าที่เก็บประจุ (charge) และคายประจุ (Discharge) และเปลี่ยนเป็นกระแสไฟตรงได้ตามรูปที่ 3.7



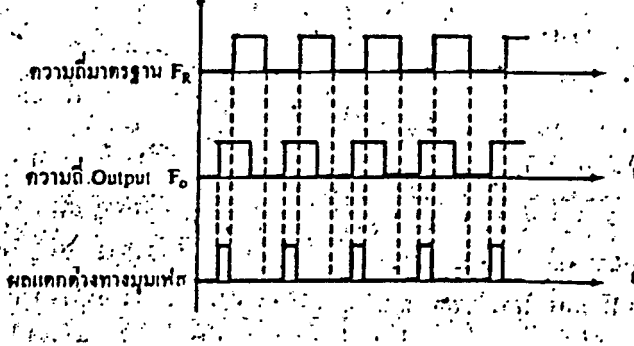
รูปที่ 3.3 แสดงถึงผลของ Error Voltage เมื่อ  $F_R$  ไม่เท่ากับ  $F_O$



รูปที่ 3.4 กระแสไฟตรงจาก DC Amp จะไปยังคัปให้ VCO ผลิตความถี่  $F_O$  ใหม่ และป้อนกลับไปยังวงจรเทียบเฟสอีกครั้งหนึ่ง

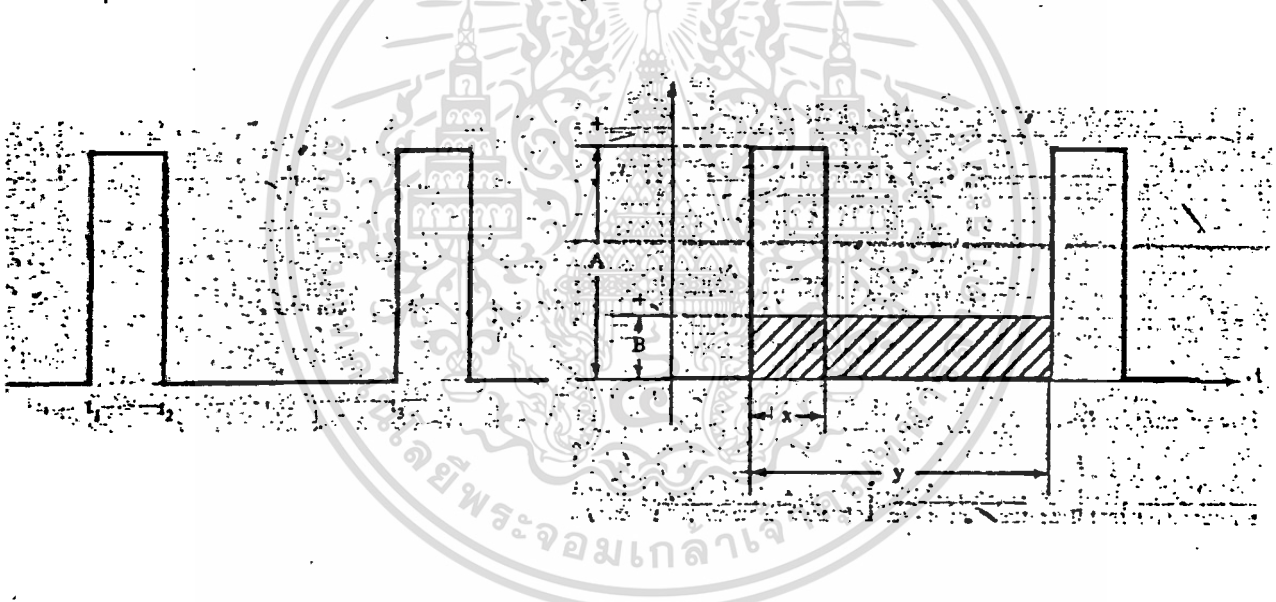


รูปที่ 3.5 แสดงการ Locked ของวงจร PLL เมื่อ  $F_O = F_R$



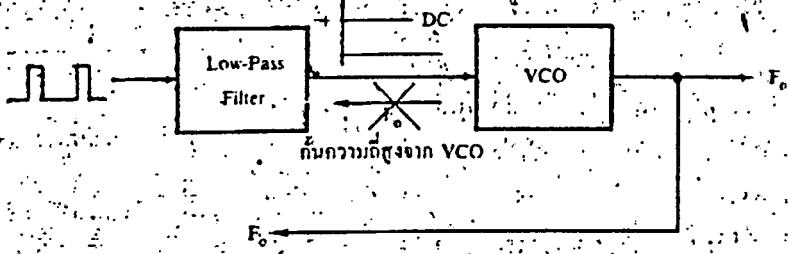
รูปที่ 3.6 แสดงผลต่างทางมุมเฟสระหว่าง  $F_O$  และ  $F_R$  เมื่อความถี่ของ  $F_O = F_R$

วงจร LPF จะทำหน้าที่ป้องกันสัญญาณความถี่สูงจากวงจรผลิตความถี่ หรือ VCO ไหลย้อนกลับมายังวงจรเทียบเฟสได้ แต่จะยอมให้ความถี่ต่ำซึ่งเป็นสัญญาณทางด้านเอาต์พุทของวงจรเทียบเฟสผ่านไปได้ดังรูปที่ 3.8

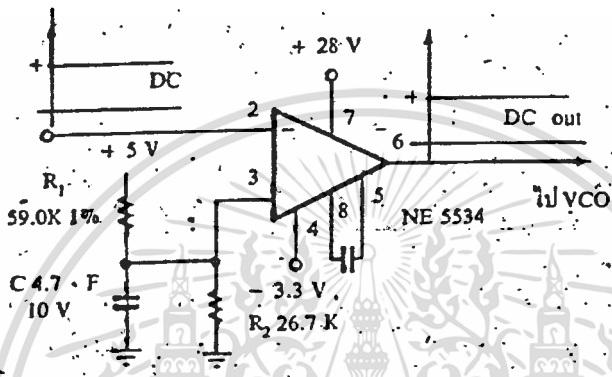


รูป 3.7 แสดงการเปลี่ยนแปลงสัญญาณพัลส์ที่ได้จากการเทียบเฟสแล้ว และเปลี่ยนเป็นกระแสไฟตรงเพื่อไปควบคุมการทำงานของวงจร VCO

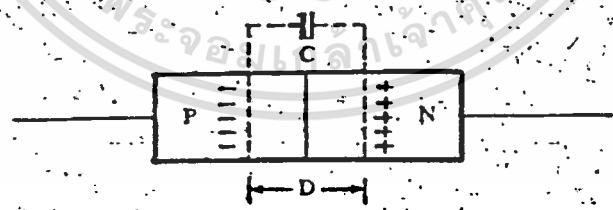
บางครั้งกระแสไฟตรงที่ได้จากรูปที่ 3.7 อาจจะนำไปขยายสัญญาณไปตรง โดยใช้ออปแอมป์ทำหน้าที่เป็นวงจร Comparator เทียบระดับแรงดันกระแสไฟตรงที่ได้จากรูปที่ 3.7 กับระดับแรงดันมาตรฐานทางอินพุททั้งสองของออปแอมป์ เพื่อเปลี่ยนเป็น DC ทางเอาต์พุทอีกครั้งหนึ่งก่อนป้อนไปยังวงจร VCO ก็ได้ ตามรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.8 แสดงหน้าที่ของวงจร LPF ซึ่งกั้นความถี่  $F_o$  จาก VCO และยอมให้ความถี่ต่ำผ่านได้



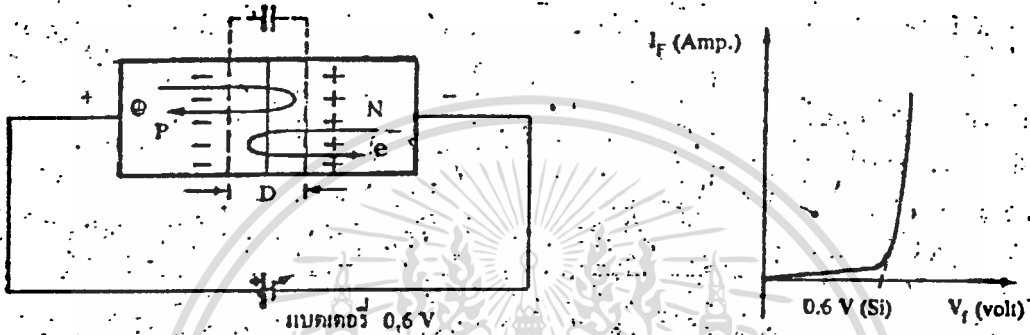
รูปที่ 3.9 แสดงการใช้โอปแอมป์ เบอร์ 5534 เป็น DC Amp เพื่อยกระดับไฟตรงที่ได้จากรูป 3.7 ให้สูงขึ้น แล้วต่อวงจรที่ออกแบบไว้ และสัญญาณไฟตรงจากรูปที่ 3.7 จะถูกป้อนเข้ามายังขา 2 เพื่อเทียบกับระดับมาตรฐานที่ขา 3 และสัญญาณที่ขา 6 ออกไปยังวงจร VCO ต่อไป โดยโอปแอมป์ทำหน้าที่เป็น Comparator หรือเรียกอีกแบบหนึ่งว่าเป็นวงจรขยายสัญญาณกระแสไฟตรงนั่นเอง



รูปที่ 3.10 แสดงค่าคาปาซิแตนซ์เสมือนระหว่างรอยต่อของไดโอดหรือวารรคเตอร์

วงจร VCO อาศัยหลักการทำงานโดยจะผลิตความถี่ตามระดับแรงดัน กระแสไฟตรงที่เข้ามาบังคับให้วงจรทำงาน และกระแสไฟตรงนั้นจะได้จากการเปรียบเทียบเฟสของ  $F_o$  และ  $F_r$  ซึ่งถูกให้แปลงเป็น DC แล้ว ตามรูปที่ 3.7 หรือ รูปที่ 3.9 นั้นเอง ทำให้วงจร VCO ถึงผลิตความถี่ตามระดับแรงดัน DC ได้เป็นสิ่งที่น่าสนใจ หลักการทำงานของวงจร VCO ส่วนประกอบที่สำคัญของวงจรนี้คือ "วาแรคเตอร์" (Varactor Very Capacitor) นั้นเอง

ถ้าเรามาพิจารณาหลักการทำงานของไดโอดธรรมดา ในสถานะที่ไม่มีกระแสให้



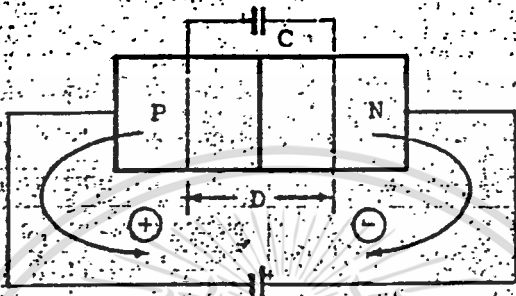
รูปที่ 3.11 ถ้าแรงดันจากแบตเตอรี่น้อยกว่า 0.6 V แรงดันดังกล่าวไม่เพียงพอที่จะดันให้อิเล็กตรอน ทะลุผ่านดีโพล์ชันได้ แต่จะทำให้ระยะห่างของย่านดีโพล์ชัน น้อยลงและค่า C มากขึ้น

ไบอัสหรือแรงดันกับไดโอด ผลจากการ Recombination ทั้งของสารชนิด P และ N ตรงบริเวณรอยต่อของสารกึ่งตัวนำทั้งสอง จะทำให้รอยต่อเกิดเขตหวงห้ามขึ้น และขนาดของความกว้างของย่านดีโพล์ชัน นี้ขึ้นอยู่กับปริมาณความเข้มของสารที่เติมเข้าไป นอกจากนี้บริเวณดังกล่าวจะแสดงคุณลักษณะคล้ายกับสนามไฟฟ้า ซึ่งสามารถเปรียบเทียบได้ว่าคล้ายกับเป็นตัวเก็บประจุ

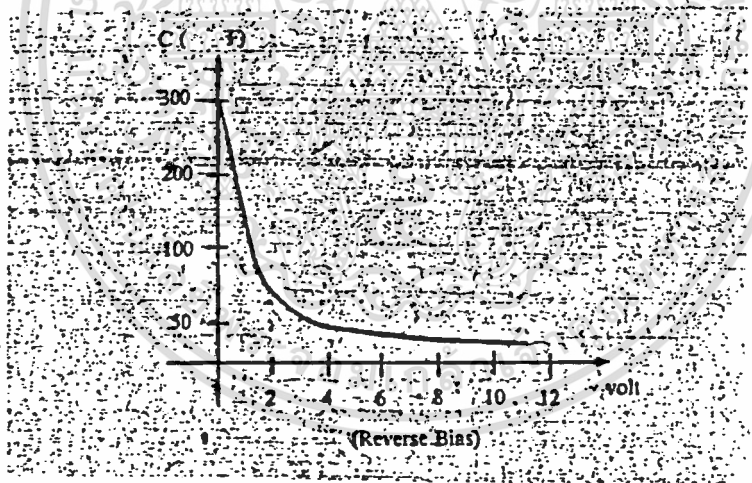
สมมุติว่าถ้าเราให้ DC Bias กับไดโอดแบบ Forward Bias แล้วย่านดีโพล์ชันจะแคบลง ซึ่งจะทำให้ค่าความจุมากขึ้น จนกระทั่งแรงดันมากกว่า 0.6 V กระแสไฟฟ้าจะสามารถไหลผ่านรอยต่อของไดโอดได้เลย ตามรูปที่ 3.11

ในขณะเดียวกันถ้าเราให้แรงดันกับไดโอดหรือ วาแรคเตอร์แบบ Reverse

Bias ช่วงระยะห่างของย่านดีเฟล็กชันจะกว้างขึ้น และค่าความจุน้อยลง แต่ถ้าให้ Reverse Bias มากเกินไปกับไดโอด จะทำให้รอยต่อของไดโอดทะลุเข้าสู่สภาวะพังทลายหรือ Break Down ได้จะเห็นว่าผลจากการให้ไบอัสหรือ แรงดันไดโอดจะส่งผลค่าความจุเปลี่ยนขึ้นได้ขึ้นอยู่กับขนาดของแรงดันที่ให้กับไดโอดหรือวาระคเตอร์



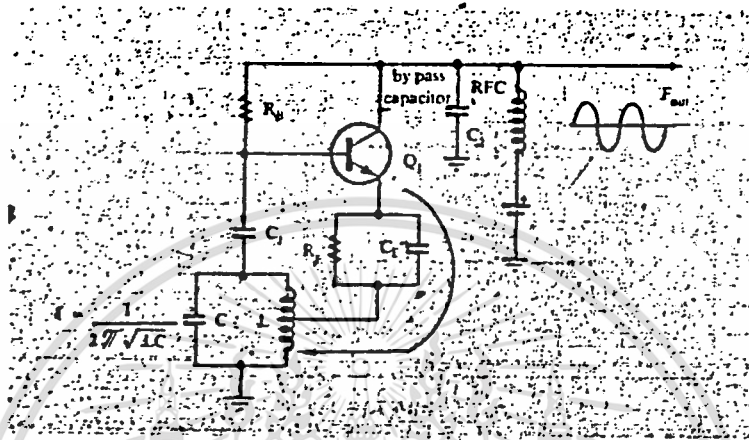
รูปที่ 3.12 แสดงการให้ Revers Bias แก่ไดโอดจะทำให้ย่านดีเฟล็กชันกว้างขึ้นและค่า C จะน้อยลง



รูปที่ 3.13 แสดงค่าความจุแปรผันตามแรงดันแบบ Reverse Bias ที่ให้กับ ไดโอดหรือวาระคเตอร์ จะเห็นว่าแรงดันมากขึ้นค่าความจุจะน้อยลง

ในการทำงานของวงจรผลิตความถี่แบบ LC Oscillator ธรรมดาอาจแบ่งการทำงานออกเป็น 4 ภาคคือ ภาคกำหนดความถี่ ภาคขยาย ภาคไฟเลี้ยงและภาคป้อนกลับแบบบวก ( Positive feed back ) โดยที่

- ภาคกำหนดความถี่ขึ้นอยู่กับ L และ C
- ภาคขยายทำหน้าที่โดยทรานซิสเตอร์
- ภาคไฟเลี้ยง
- ภาคป้อนกลับ แบบบวก เป็นเส้นทางจากขาคีมิตเตอร์ไปยังแท็บกลาง ออกได้ ทรานสฟอร์มเมอร์



รูปที่ 3.14 แสดงภาพการทำงานของวงจร LC oscillator และวงจรผลิตความถี่

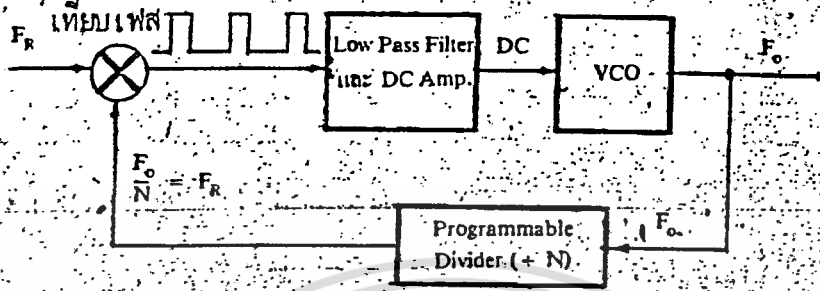
ถ้าเรานำไดโอดหรือ วาแรคเตอร์มาต่อขนานกัน C ในวงจรเรโซแนนซ์ ขนานตามรูปที่ 2.14 และมีการควบคุมแรงดันแบบ Reverse Bias กับไดโอด จะเห็นว่าค่าความถี่ที่ผลิตขึ้นมาจะถูกควบคุมและแปรผันไปตามแรงดันแบบ DC ที่ให้กับวาแรคเตอร์ เพราะค่าความจุของไดโอดแปรผันไปตาม DC ที่ควบคุมดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ซึ่งจะทำให้ วงจร LC Oscillator จะผลิตความถี่ตามสูตร

$$f = \frac{1}{2 * \pi * \text{SQRT} [ \text{ผลรวมของ LC} ]}$$

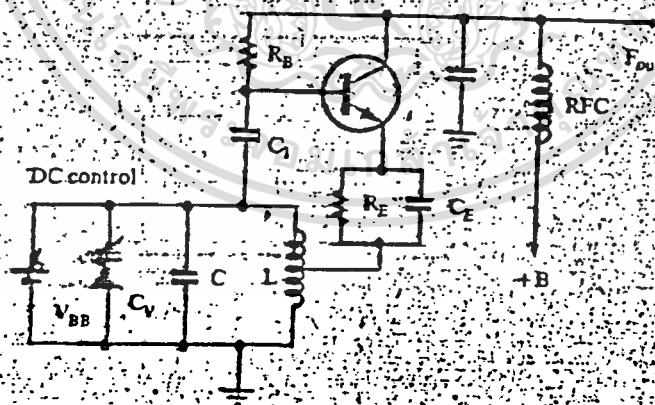
$$= \frac{1}{2 * \pi * \text{SQRT} [ L ( C + C_v ) ]}$$

และ  $C_v$  เป็นค่าความจุของไดโอดหรือวาแรคเตอร์ และเราเรียกววงจรในลักษณะนี้ว่า วงจร Voltage Controlled Oscillator หรือ VCO เพราะเราใช้กระแสไฟตรง ควบคุมการผลิตความถี่นั่นเอง ตามรูปที่ 3.16 และถ้านำกระแสไฟตรงซึ่งได้จากวงจร DC Amp ในระบบลิงค์ความถี่มาควบคุม VCO แทน เราก็สามารถบังคับให้วงจร

VCO ผลิตความถี่ได้หลาย ๆ ความถี่ ตามระดับแรงดันซึ่งขึ้นอยู่กับผลต่างของมุมเฟสระหว่าง  $F_R$  และ  $F_o$  ที่ป้อนให้กับ VCO นั้นเอง ตามรูปที่ 3.15

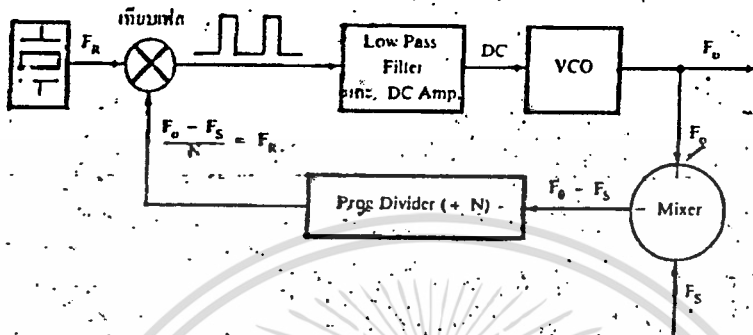


รูปที่ 3.15 แสดงการนำกระแสตรง หรือ DC ซึ่งได้จากการเทียบเฟสไปบังคับให้วงจร VCO ผลิตความถี่ที่ต้องการ จากนั้น  $F_o$  จะถูกป้อนกลับผ่านวงจรหารความถี่ ซึ่งจะต้องบังคับให้หารด้วยจำนวน  $N$  เท่าและความถี่ที่ออกจากวงจรหารความถี่จะต้องเท่ากับ  $F_R$  ซึ่งจะทำให้ Loop ในการป้อนกลับจะ LOCKED และ  $F_o$  จะถูกป้อนกลับตลอดเวลาและเปลี่ยนไปเป็น DC บังคับให้ VCO ผลิตความถี่ที่ตลอดเวลาจนกว่าจะมีการเปลี่ยนรหัสหรือ วงจรหารความถี่ ซึ่งจะทำให้ VCO ผลิตความถี่อื่นตามรหัสต่อไป

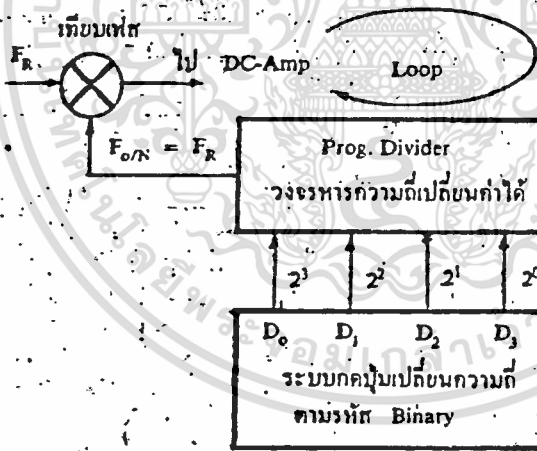


รูปที่ 3.16 แสดงวงจร VCO โดยการนำวาระคเตอร์หรือไดโอดธรรมดามาต่อขนานกับ LC จะทำให้ความถี่ของวงจร LC oscillator แปรเปลี่ยนไปตามค่าแรงดัน  $V_{BB}$  ให้กับวาระคเตอร์และผลิตความถี่

ในบางครั้งความถี่ที่ VCO ผลิตออกมาหรือ  $F_o$  สูงเกินไป. ซึ่งเป็นการสิ้นเปลือง การใช้วงจรหารความถี่และยากกว่าการออกแบบ ดังนั้นในบางวงจรของระบบ PLL จะใช้วงจร Mixer เข้ามาช่วยเพิ่มเติมเพื่อให้ความถี่ที่ออกมาจาก Mixer เป็นผลต่างระหว่าง  $F_o$  และ  $F_s$  ก่อนที่จะนำไปป้อนเข้าสู่วงจรหารความถี่ต่อไป



รูปที่ 3.17 แสดงการนำวงจร Mixer มาช่วยลดขนาดของ  $F_o$  ก่อนจะป้อนเข้าสู่วงจรหารความถี่ หรือ Programmable Divider



รูปที่ 3.18 วงจรหารความถี่สามารถเปลี่ยนรหัสไบนารีจากกดปุ่ม เพื่อสั่งให้วงจรหารความถี่  $F_o$  ตามที่ต้องการซึ่งหมายความว่าเปลี่ยนความถี่นั้นเอง เพราะจำนวน

หารที่เปลี่ยนไปจะทำให้ความถี่  $F_{oN}$  ซึ่งต้องเท่ากับ  $F_r$  นั้นมีเวลาหน่วงต่างกันไปขึ้นอยู่กับจำนวนหาร ซึ่งจะทำให้มุมเฟสระหว่าง  $F_r$  and  $F_{oN}$  ต่างกันไป ทำให้เป็น DC แตกต่างกันไปและแน่นอน VCO จะผลิตความถี่ต่างกันออกมา

วงจร Prog.Divider ส่วนมากจะบังคับให้หารด้วยหลัก 100, 10, 1 MHz และ KHz ตามลำดับขึ้นอยู่กับรหัส BCD ที่ควบคุมวงจร หรือบางวงจรอาจบังคับให้จำนวนเฉพาะอย่าง 10, 1MHz, KHz ส่วนหลัก 100 MHz ใช้ระดับแรงดัน DC บังคับให้ VCO ทำความอยู่ในย่านความถี่ที่ออกแบบไว้แล้ว ตามรูปที่ 3.18

บางวงจรของ PLL อาจจะมีวงจรหารความถี่ของความถี่เปรียบเทียบหรือ  $F_r$  เพื่อลดขนาดของ  $F_r$  และหรือเปลี่ยนแปลงรูปคลื่นชานน์ มาเป็นสัญญาณแบบพัลส์ หรือคลื่นรูปสี่เหลี่ยมไปด้วยในตัวก็ได้ เพราะสัญญาณจกวงจร Oscillator ไม่ว่าจะ เป็นแบบก่อนแรมบับังคับความถี่หรือ LC Osc. จะผลิตสัญญาณแบบคลื่นรูปชานน์ และเมื่อป้อนผ่านวงจรของวงจรฟิลลิปลอบ จะได้สัญญาณพัลส์ออกจากวงจรหารความถี่ออกมา และง่ายต่อการเทียบเฟสตามรูปที่ 3.20

หลักการรับสัญญาณวิทยุโดยทั่วไปนั้น จำเป็นต้องมีความถี่ของวงจรผลิตความถี่หรือออสซิลเลเตอร์ไปลดขนาดของสัญญาณคลื่นวิทยุ ที่รับได้เพื่อให้ได้ความถี่ขนาดกลาง หรือ Intermediate Freq: (IF) ก่อนที่จะนำไปแยกสัญญาณ ( Detect หรือ DE Modulated ) ให้ได้สัญญาณเสียง (AF = Audio Frequency) ออกมา ตามหลักการเครื่องรับวิทยุแบบ Super Heterodyne ทั่ว ๆ ไป ตามรูปที่ 3.21

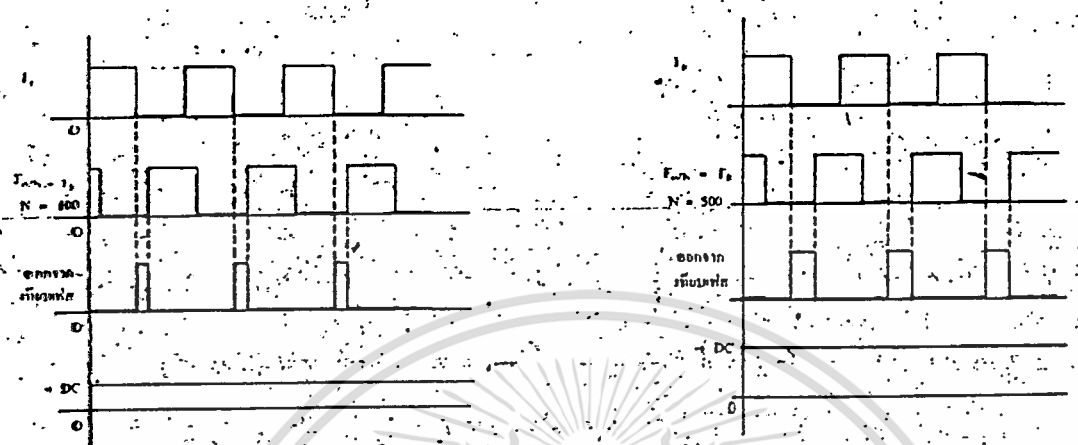
ชุดวิทยุแบบส่งรับสัญญาณนั้นจำเป็นต้องมีความถี่ 2 ชุด คือ ความถี่สำหรับส่งสัญญาณ (  $T_x$  - Frequency =  $f_{Tx}$  ) และความถี่ในการรับสัญญาณ (  $R_x$  - Freq. =  $f_{Rx}$  ) ซึ่งความถี่ในการรับสัญญาณก็คือ ความถี่ของ Local Oscillator หรือ  $F_{Lo}$  นั้นเอง และความถี่ในการส่งจะต่างกับความถี่ในการรับสัญญาณเท่ากับความถี่ IF และเขียนได้ว่า

$$F_{Tx} - F_{Lo} = F_{IF}$$

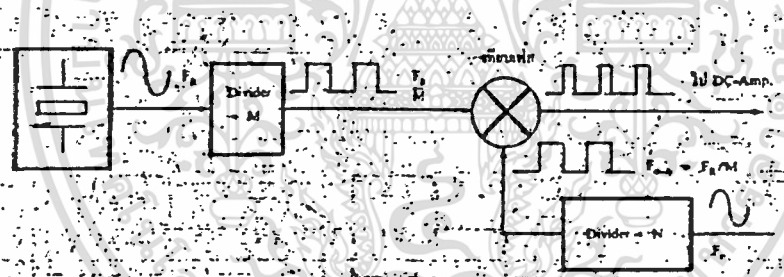
ซึ่งเราสามารถนำไปประยุกต์ใช้ร่วมกับวงจร PLL ซึ่งทำงานแบบ 2 Loop คือ PLL หรือ Loop จะทำหน้าที่ผลิตความถี่ในภาวะส่งสัญญาณตามรูปที่ 3.22.

ในชุดวิทยุรับส่ง สัญญาณทั่วไปจะใช้หลักการนำความถี่ของภาครับสัญญาณหรือ Local Oscillator Frequency ไปผสมหรือ Mixed กับความถี่ของสัญญาณที่จะส่งหรือ

$F_{Tx}$  ในวงจรมิกเซอร์เพื่อให้ได้ผลต่างระหว่าง  $F_{Tx}$  and  $F_{Lo}$  ก่อนที่จะนำไปหารด้วยวงจรถ่ายความถี่ และป้อนเข้าสู่วงจรถ่ายเฟสใน loop ของภาคส่งสัญญาณ ซึ่งจะทำให้  $F_{Tx}$  มากกว่า  $F_{Lo}$  เป็นจำนวนคงที่เสมอไม่ว่าจะส่งสัญญาณด้วยความถี่ใด ๆ



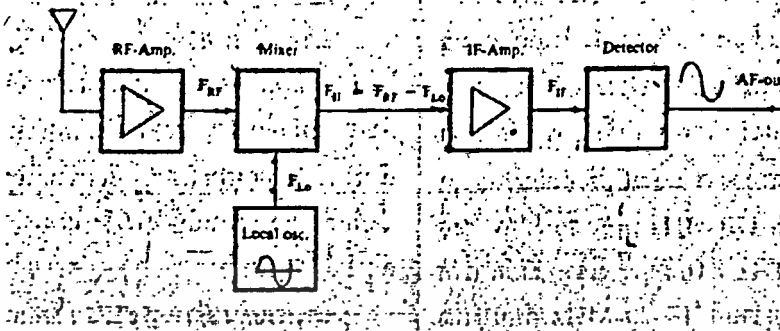
รูปที่ 3.19 แสดงการเทียบเฟสระหว่าง  $F_r$  และ  $F_o/N$  ซึ่ง  $N$  เป็นจำนวนหาร จะเห็นว่าเมื่อ  $N = 100$  จะมีผลต่างของเฟสน้อยกว่าเมื่อ  $N = 500$  เนื่องจากว่า ค่าเวลาหน่วย



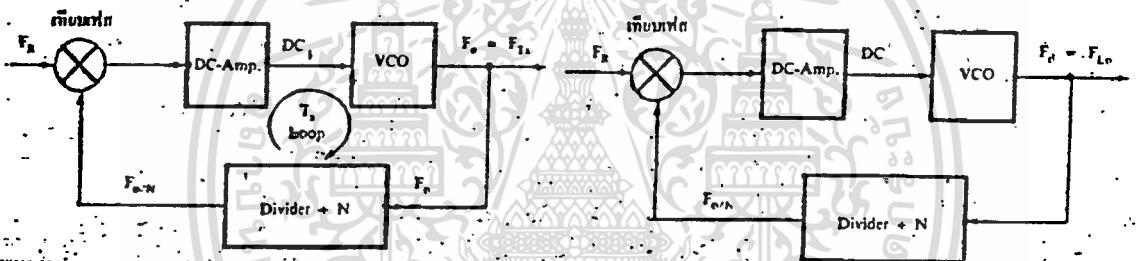
รูปที่ 3.20 บางวงจรถ่ายของ PLL สามารถใช้วงจรถ่ายความถี่เท่ากับ  $F_r$  ได้ ดังนั้นความถี่เปรียบเทียบ จะเป็น  $F_r/M$  ( $M=\text{constant}$ ) ก่อนจะป้อนเข้าไปยังวงจรถ่ายเฟสกับ  $F_o/N$

จะเห็นว่าภายในเครื่องส่ง-รับวิทยุใด ๆ จะต้องผลิตความถี่ในขณะส่งสัญญาณความถี่หนึ่งคือ  $F_{Tx}$  และต้องผลิตความถี่สำหรับรับสัญญาณหรือ  $F_{Lo}$  อีกความถี่หนึ่งซึ่งผล

ต่างของความถี่ทั้งสองจะต้องเท่ากับความถี่ IF เสมอ



รูปที่ 3.21 หลักการเครื่องรับวิทยุ แบบ ซุปเปอร์ เทอโรคายน์

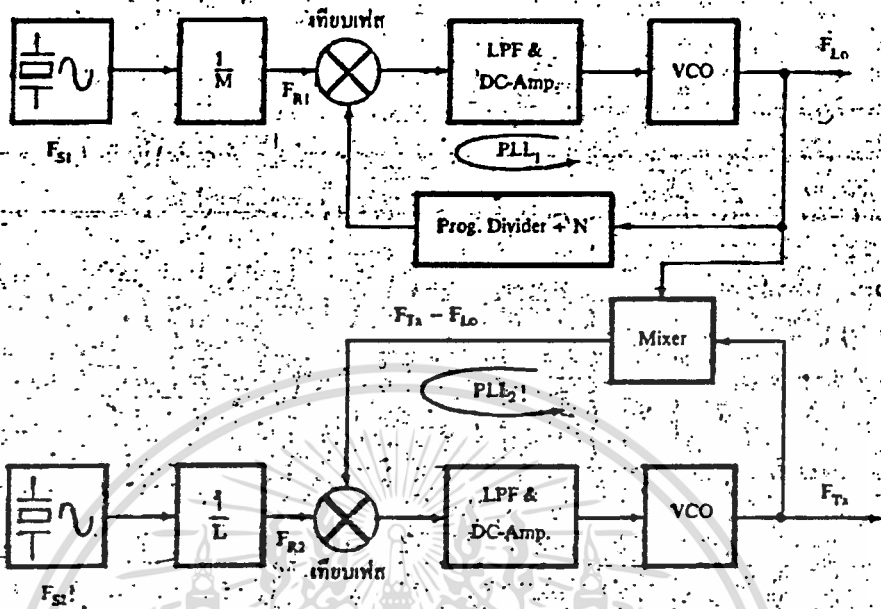


(ก) วงจร PLL ผลิตความถี่เพื่อส่งสัญญาณ ( $F_{Tx}$ )

(ข) วงจร PLL ผลิตความถี่สำหรับรับสัญญาณ ( $F_{Lx}$ )

รูปที่ 3.22 แสดงวงจร PLL ชนิด 2 Loop สำหรับผลิตความถี่ในการส่งและรับสัญญาณ ( $F_{Tx}$  and  $F_{Lx}$ )

การควบคุมให้วงจร PLL ทำงานเพื่อผลิตความถี่ในการส่งหรือรับสัญญาณจะเป็นหน้าที่หรือหลักการจ่ายไฟให้กับวงจร VCO ของภาคส่งและรับสัญญาณ ซึ่งจะถูกบังคับโดยเส้นทาง PTT (push-to-talk line) หรือการกดปุ่ม Mic เพื่อส่งสัญญาณ โดยที่ในเวลากดหรือ Keyed Mic ไฟเลี้ยงจะจ่ายให้กับ VCO ทางภาคส่ง และเป็นขณะที่ปล่อยไฟเลี้ยงจะจ่ายให้กับ VCO ของภาครับสัญญาณ



รูปที่ 3.23 แสดงวงจร PLL 2 วงจร สำหรับผลิตความถี่ในการรับสัญญาณ ( $F_{Lo}$ ) โดยวงจร PLL<sub>1</sub> และผลิตความถี่สำหรับ ส่งสัญญาณ ( $F_{Tx}$ ) โดย PLL<sub>2</sub> ความถี่  $F_{Lo}$  and  $F_{Tx}$  จะถูกนำมาเปรียบเทียบ เพื่อทำให้เกิดผลต่างระหว่าง  $F_{Tx}$  and  $F_{Lo}$  โดยวงจร Mixer และเพื่อให้ความถี่ ในการส่งต่างกับความถี่ในการรับเป็นจำนวนคงที่เสมอ

การมอดูเลทสัญญาณเสียงแบบ FM กับวงจร VCO ซึ่งหลักการทำงานอย่างง่าย ๆ จะกล่าวถึงหลักการของ FM คือ การที่ทำให้ความถี่ของคลื่นพาห์แปรเปลี่ยนไปตามระดับแรงดันและความถี่ของสัญญาณเสียงนั่นเอง โดยแยกหลักการทำงานดังนี้

ระดับแรงดันของสัญญาณเสียงหรือ Amplitude จะทำให้ความถี่ของคลื่นพาห์ ขยับเขน หรือเปลี่ยนแปลงจากความถี่เดิมไปมากหรือน้อยแค่ไหนซึ่งเราเรียกว่าเกิดการ Deviation

ถ้า Amplitude ของสัญญาณเสียงมาก จะทำให้ความถี่ของคลื่นพาห์ขยับเขน หรือ Deviated ไปจากเดิมมากขึ้น และตรงกันข้าม ถ้า Amplitude ของสัญญาณเสียงต่ำจะทำให้เกิดความถี่ของคลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงไปจากเดิมเล็กน้อย

ความถี่ของสัญญาณเสียง จะส่งผลให้การเปลี่ยนแปลงทางความถี่ของคลื่นพาห์ เร็วหรือช้าตามความถี่ของสัญญาณเสียง ซึ่งเรียกว่า Rate of Freq. Deviation

โดยทั่วไปการขยับเขนของทางความถี่ของคลื่นพาห์หรือ Freq. Deviation ห้ามเกิน  $\pm 5 \text{ KH}_z$  เพราะจะทำให้เกิดการรบกวนกับความถี่ข้างเคียงเกิดขึ้น และขอบเขตการส่งสัญญาณจะเกินช่องแถบความถี่หรือ Band Width (BW) ที่กำหนดให้ตามกฎหมายของกรมไปรษณีย์

การหาช่องแถบความถี่ของการส่งระบบ FM จำเป็นต้องคำนวณโดยการใช้อยู่ Bessel Function ประกอบ เพื่อหาจำนวนของแถบความถี่ข้างเคียง (Side Bands) โดยในขั้นแรกต้องหา Modulation Index ก่อน

$$\begin{aligned} \text{โดย MOD. Index} &= \frac{\text{ความถี่ที่คลื่นพาห์ขยับเขนไป}}{\text{ความถี่ของสัญญาณเสียง}} \\ &= \frac{\text{Frequency Deviation}}{\text{Modulation Freq. (AF)}} \end{aligned}$$

เมื่อได้ MOD. Index ให้นำไปเปรียบเทียบกับตารางเพื่อหาจำนวนไซด์แบนด์ ในแต่ละด้านของความถี่คลื่นพาห์ และจะได้ค่าแถบความถี่โดยนำจำนวนไซด์แบนด์คูณกับความถี่ของสัญญาณเสียง

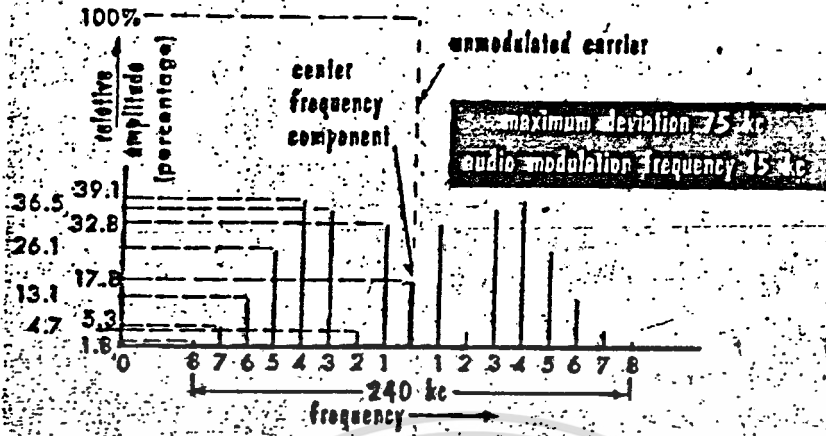
MOD. Index	จำนวนไซด์แบนในแต่ละ ความถี่ของคลื่นพาห้	แถบความถี่ (F= ความถี่ของคลื่นเสียง)
.5	2	4 * F
1.0	3	6 * F
2.0	4	8 * F
3.0	6	12 * F
4.0	7	14 * F
5.0	8	16 * F
6.0	9	18 * F
7.0	11	22 * F
8.0	12	24 * F
9.0	13	26 * F
10.0	14	28 * F
11.0	15	30 * F
12.0	16	32 * F
13.0	17	34 * F
14.0	18	36 * F
15.0	19	38 * F

ตัวอย่างเช่น ถ้านำสัญญาณเสียงความถี่ 5 KHz ไปทำให้ความถี่ของคลื่นพาห้ย้ายเบนไปจากเดิม 10 KHz (ขึ้นอยู่กับ Amplitude ของสัญญาณเสียง) จงหา MOD. Index จำนวนไซด์แบนแต่ละแถบความถี่

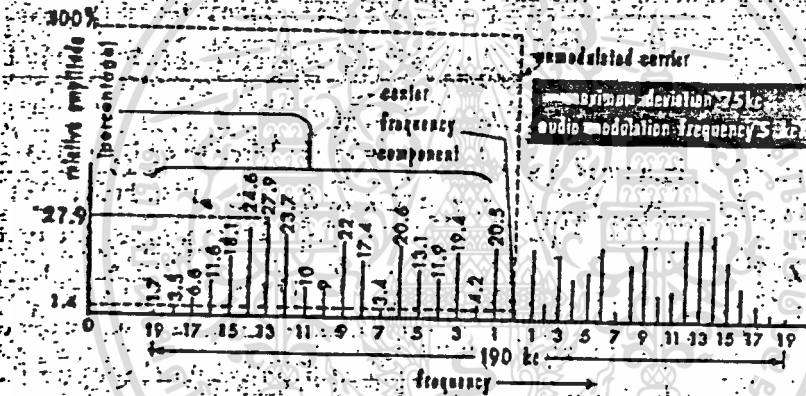
**วิธีทำ**

$$\begin{aligned}
 \text{MOD. Index} &= \frac{\text{Freq. Deviation}}{\text{MOD. Index}} \\
 &= \frac{10 \text{ KHz}}{5 \text{ KHz}} = 2
 \end{aligned}$$

จากตารางจะได้จำนวนไซด์แบนด์ในแต่ละข้าง = 4



รูปที่ 4.4



รูปที่ 4.5

รูปที่ 4.4 แสดงค่า Freq.Deviation 75 KHz และความถี่ของสัญญาณเสียง 15 KHz ได้ MOD.Index = 5, จำนวนไซด์แบนด์ = 8 และ

$$\begin{aligned}
 BW &= 16 * F \\
 &= 16 * 5 \\
 &= 240 \text{ KHz}
 \end{aligned}$$

รูปที่ 4.5 แสดงค่า Freq.Deviation 75 KHz และความถี่สัญญาณเสียง 15 KHz จะได้ MOD.Index = 15 จำนวนไซด์แบนด์ = 19 และ

$$\begin{aligned}
 BW &= 38 * F \\
 &= 38 * 5 \\
 &= 190 \text{ KHz}
 \end{aligned}$$

จะเห็นแถบความถี่ในการส่งสัญญาณขึ้นอยู่กับ MOD. Index และแน่นอนต้องขึ้นอยู่กับตัวแปร คือ

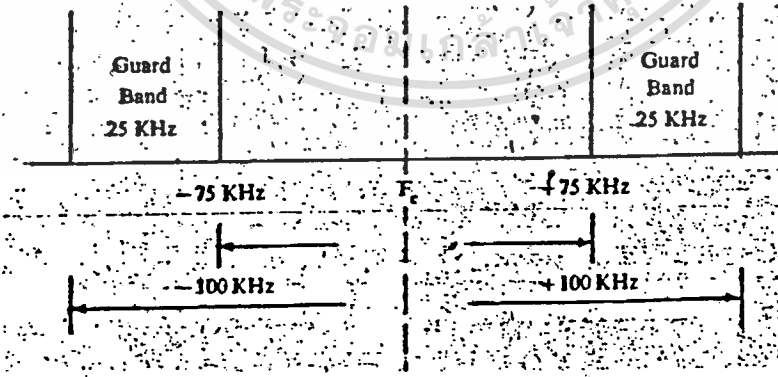
1. Amplitude ของสัญญาณเสียง
2. ความถี่ของสัญญาณเสียง

เพราะ Amplitude ของสัญญาณเสียง จะทำให้เกิด Freq. Deviation มากขึ้นเป็นผลให้ MOD. Index มากขึ้นและ BW กว้างขึ้น หรือในทางกลับกัน แต่ถ้าความถี่ของสัญญาณเสียงนั้น ถ้ามากขึ้น MOD. Index จะลดลง BW ก็แคบลงหรือในทางกลับกัน

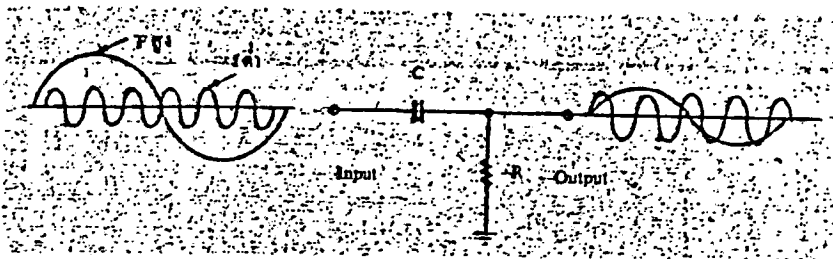
อย่างไรก็ตาม การกำหนด BW ยังขึ้นอยู่กับว่าถ้าไซด์แบนด์ตัวสุดท้ายมีขนาด Amplitude ต่ำกว่า 1% ของ Unmodulated Carrier หรือขนาด Amplitude ของคลื่นพาห้ ในขณะที่ยังไม่ถูก MOD. แล้ว สามารถตัดทิ้งไปได้

โดยทั่วไปกำหนดให้ BW ของการส่งสัญญาณแบบ FM ของสถานีส่งไม่เกิน 200 KHz รวมทั้ง Guard Band ด้วย 25 KHz

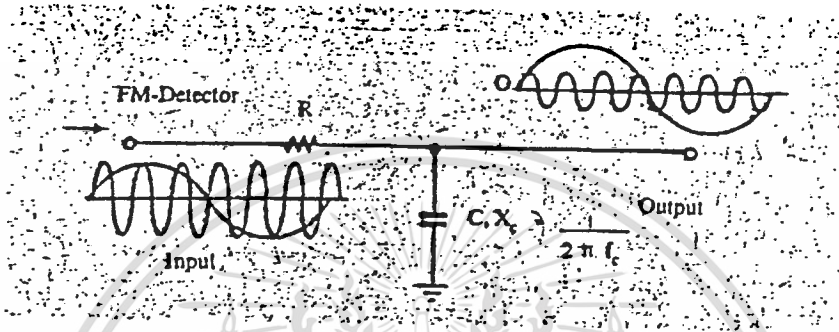
เนื่องจากว่าค่า Freq. Deviation ขึ้นอยู่กับความถี่และ Amplitude ของสัญญาณเสียง จะทำให้ยุ่งยากในการ MOD. สัญญาณ เพราะจะเปลืองพลังงานในการส่ง และโดยทั่วไปความถี่ของสัญญาณเสียงจะแปรผันโดยตรงกับ Amplitude กล่าวคือ ถ้าความถี่ต่ำ Amplitude จะสูง ตรงกันข้ามกับความถี่สูง คือ จะมี Amplitude ต่ำ ดังนั้นในการส่งสัญญาณแบบ FM จะมีวงจรที่ทำให้มีระดับ Amplitude ทั้งของความถี่ต่ำและความถี่สูงใกล้เคียงกัน เพื่อให้ง่ายต่อการ MOD. และเราเรียกว่าวงจร "Pre-Emphasis" โดยใช้คุณสมบัติของตัวเก็บประจุช่วย เพราะมันมีค่าความต้านทานของตัวมันเองแปรผันกับความถี่ของสัญญาณเสียงใด ๆ



รูปที่ 4.6



รูปที่ 4.7



รูปที่ 4.8

ถ้าเราป้อนความถี่ต่ำผ่านเข้าไปทางอินพุต ค่า  $X_C$  จะมากขึ้นทำให้ขนาด Amplitude ลดลง ส่วนความถี่สูงจะผ่านคอนเดนเซอร์ไปทางเอาต์พุตได้มากขึ้น เพราะถูกต้านด้วย  $X_C$  น้อยกว่าความถี่ต่ำ และจะทำให้ขนาดของ Amplitude ของความถี่ต่ำและความถี่สูงใกล้เคียงกัน ก่อนนำไป MOD. แบบ FM ต่อไปเราจะเรียกวงจรนี้ว่า วงจร Pre-Emphasis

แต่วงจรนี้ผิดลักษณะธรรมชาติ ดังนั้นในเครื่องรับหลังจากภาคแยกสัญญาณเสียงออกจากรคคลื่นพาห์หรือ Detector แล้วจะมีวงจรมำรูปสัญญาณให้กลับเข้าสู่ธรรมชาติของเสียงตามเดิม คือความถี่ต่ำจะมี Amplitude สูง แต่ความถี่สูง Amplitude สูง แต่ความถี่สูง Amplitude ต่ำ ก่อนนำไปขยาย และเรียกวงจรนี้ว่า วงจร DE-Emphasis ตามรูปที่ 4.8

วงจร DE-Emphasis ก็เป็นวงจร RC Filter เช่นเดียวกัน แต่ตัวเก็บประจุจะต่อลงดิน ดังนั้นเมื่อความถี่สูงผ่านมาจะถูกกรองลงกราวด์มากขึ้นทำให้ Amplitude ออกไปทางด้านเอาต์พุตต่ำลง ส่วนความถี่ตรงกันข้าม

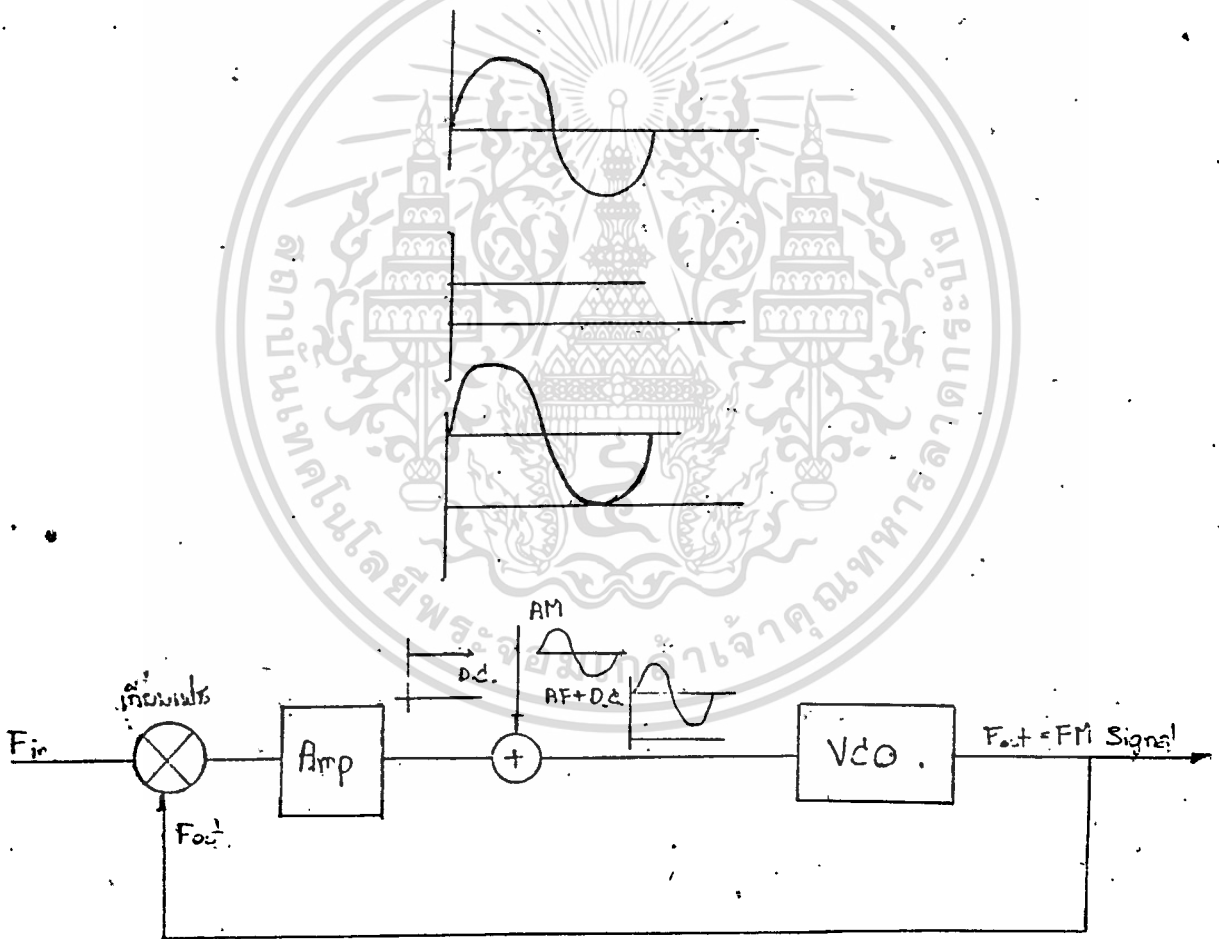
โดยทั่วไปวงจร DE-Emphasis จะอยู่หลังภาค FM Detector ในระบบ FM-Mono Detector แต่ถ้าเป็น FM-Stereo จะอยู่หลังภาคมีลติเพล็กซ์เซอร์ หรือภาค

# แยกสัญญาณเสียงข้างซ้ายข้างขวา

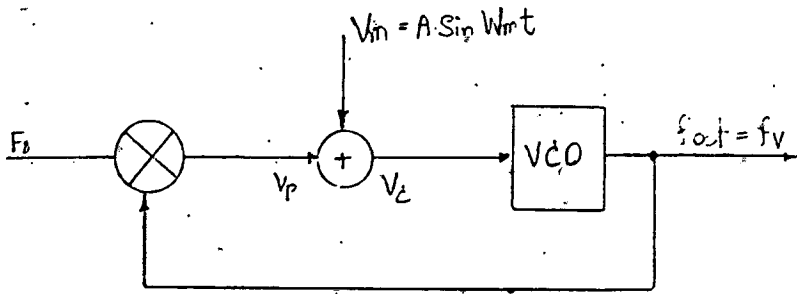
## การ MOD สัญญาณเสียงกับวงจร VCO

โดยทั่วไปจากที่ได้กล่าวมาแล้วคือ วงจร VCO สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ตามระดับ DC ที่ป้อนเข้ามาหา มันและแสดงว่า VCO สามารถเปลี่ยนความถี่ตามระดับแรงดัน DC ที่ป้อนให้กับ VCO ในขณะเดียวกัน ถ้าเรานำสัญญาณเสียงรวมตัวกับ DC ที่ป้อนเข้าหา วงจร VCO สัญญาณเสียงจะถูกยกระดับตามระดับ DC

ถ้าเรานำสัญญาณผสมระหว่าง AF และ DC ป้อนไปยังวงจร VCO จะเห็นว่าระดับแรงดันควบคุมการผลิตความถี่ของ VCO หรือ DC นั้นเปลี่ยนแปลงตาม Amplitude และความถี่ของสัญญาณเสียงซึ่งทำให้ความถี่ของวงจร VCO เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณเสียงได้ ซึ่งเป็นหลักการ MOD. สัญญาณแบบ FM นั่นเอง



รูปที่ 4.9



รูปที่ 4.10

ถ้าเรามาพิจารณาสมการทางคณิตศาสตร์ตามบล็อกโคออดิเนตของรูปที่ 4.10

จะเห็นว่า

$$\begin{aligned} V_c &= V_p + V_m \\ &= \text{แรงดัน DC} + \text{แรงดัน AF} \end{aligned} \quad (1)$$

แต่

$$\begin{aligned} f_v &= f_{out} \\ &= f_o + k_v V_c \end{aligned} \quad (2)$$

จากสมการ (2) ได้อธิบายว่า  $f_v = \text{Variable Freq.}$  หรือความถี่ทางเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงไปทางเอาต์พุตแบบ FM นั้นขึ้นอยู่กับความถี่ทางเอาต์พุตที่คงที่  $f_o$  ขวกับค่าคงที่ที่เปลี่ยนแปลงหรือ  $k_v$  ซึ่งคูณกับแรงดัน  $V_c$  ที่ป้อนเข้าไปยัง VCO

ถ้าเราสังเกตการเปลี่ยนแปลงของระดับแรงดัน DC ที่ได้จากการเทียบเฟสซึ่งเป็นการเปรียบเทียบเฟสของ  $f_r$  และ  $f_v$  จะได้ว่า

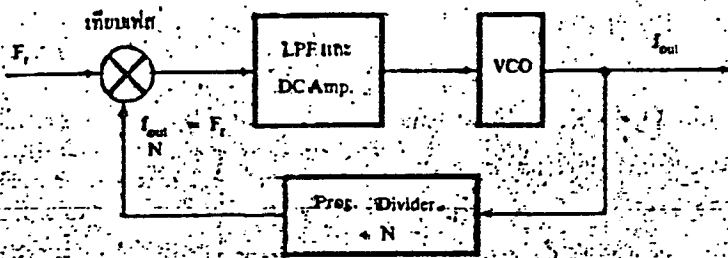
$$\frac{dV_c}{dt} = 2 K_p (f_r - f_v) \quad (3)$$

และ  $K_p$  คือค่าคงที่ในการเทียบเฟส และถ้าเมื่อ  $f_o = f_r$  ซึ่งหมายความว่าวงจร PLL จะ Locked การหาค่าของ  $V_c$  โดยใช้สมการ Differential จะเป็น

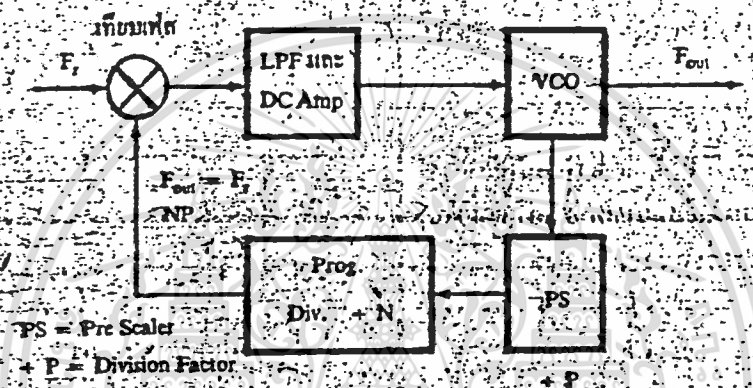
$$\frac{dV_c}{dt} = 2 K_p K_v V_c = \frac{dV_m}{dt} \quad (4)$$

จะได้ค่า  $V_c$  เป็น

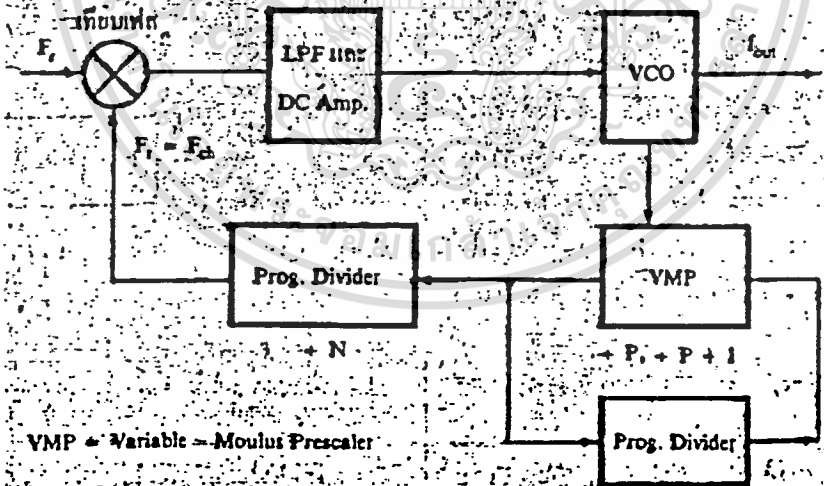
$$V_c = A_{exp} (-2 K_p K_v t) + \frac{e \cdot \omega_m}{\text{SQRT}[\omega_m^2 + (2 \cdot K_p K_v)^2]} \sin(\omega_m t + \phi)$$



รูปที่ 4.11



รูปที่ 4.12



รูปที่ 4.13

และ  $\theta = \frac{\tan^{-1}(2 K_v K_p)}{W_m}$

$W_m$   
 = มุมเฟสหรือความถี่ที่เปลี่ยนแปลงในการ MOD แบบ FM or PM

สมการต่าง ๆ เหล่านี้เป็นกรณีสัญญาณเสียงรูปไซน์ซึ่ง  $V_m = A \sin W_m t$  ในภา  
 ะการ MOD สัญญาณทั่วไป ค่าเทอมแรกคือ  $A \exp(-2 K_v K_p t)$  สามารถตัดทิ้งได้  
 เพราะอยู่ในรูปยกกำลังลบของ  $\exp$  และนำค่า  $V_c$  ไปแทนในสมการ (2) จะได้ว่า

$$f_v = \frac{a K_v W_m \sin(W_m t + \theta) + f_c}{\sqrt{1 + (2 K_v K_p)^2}} \quad (5)$$

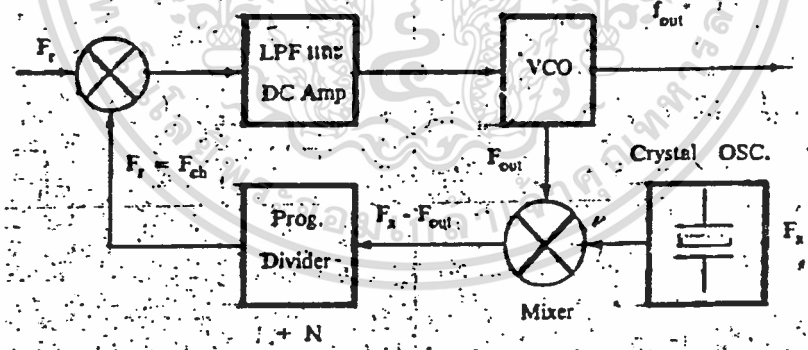
ซึ่งถ้า  $W_m$  หรือความถี่ของสัญญาณเสียงมีค่าน้อยกว่า  $2 K_v K_p$  มาก ๆ

จะได้ว่า  $f_v = \frac{a W_m \cos W_m t}{2 K_p} \quad (6)$

แต่ถ้า  $W_m$  มากกว่า  $2 K_v K_p$  มาก ๆ จะได้ว่า

$$f_v = a K_v \sin W_m t \quad (7)$$

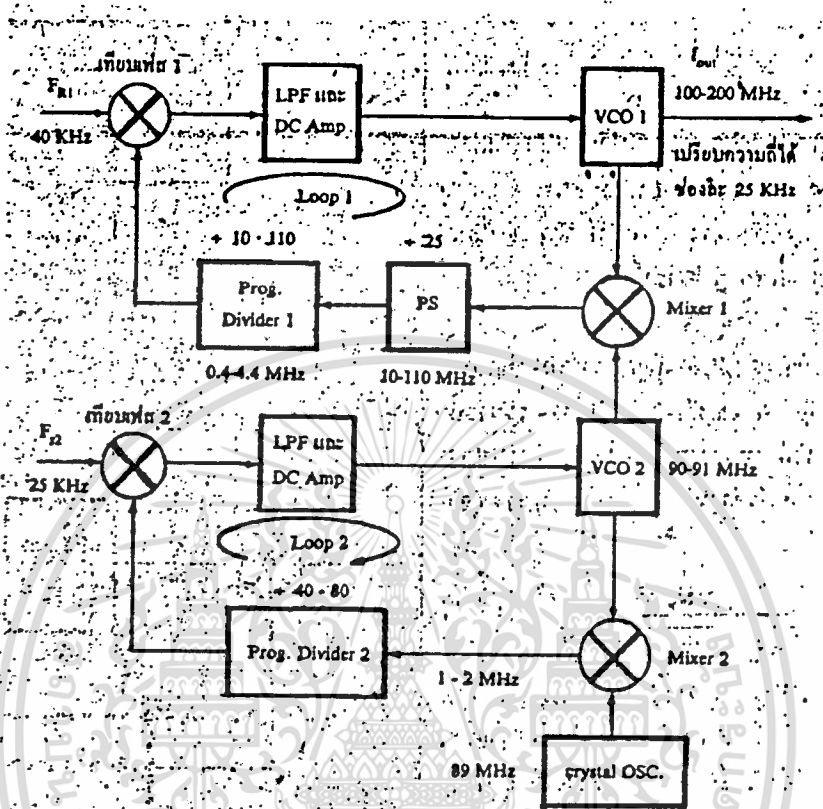
ซึ่งจาก (7) จะใช้งานสำหรับในกรณีของ Phase Modulator (PM) ส่วนสมการ (6) ใช้  
 งานในระบบ FM



รูปที่ 4.14

โดยทั่วไปการควบคุมให้ค่าคงที่ในการเปลี่ยนแปลงหรือ  $K_v$  ให้มีค่าคงที่  
 นั้นยาก เนื่องจากค่า Modulation Sensitivity ของ VCO ส่วน  $K_p$  หรือค่าคงที่ใน  
 การเทียบเฟสจะคงที่มาก ถ้าใช้วงจรเทียบเฟสแบบ Digital ซึ่งเป็นที่นิยมใช้กันมาก  
 โดยทั่วไป การ MOD สัญญาณกับวงจร VCO นิยมใช้หลักการของ PM ซึ่งเป็นหลักการเดียว

กับ FM นิ่งเอง และนิยมการใช้สัญญาณเสียงในการ MOD ระหว่าง 0.2 ถึง 3 KHz นั้นเอง และค่า  $K_v$ ,  $K_p$  อยู่ระหว่าง 10 ถึง 30 KHz



รูปที่ 4.15

วงจร PLL สามารถแบ่งลักษณะการทำงานได้อีกหลายแบบ แต่โดยทั่วไปจะแบ่งการทำงานออกเป็นดังนี้

1. วงจร PLL หนึ่ง Loop หรือ One Loop freq. synthesizer
2. วงจร PLL โดยใช้การกำหนดให้หารด้วยจำนวน P ซึ่งคงที่หรือเปลี่ยนแปลงได้ด้วยวงจร Prog. Divider (หาร N) ที่เปลี่ยนแปลงได้เพื่อกำหนดย่านความถี่ในการทำงาน
3. วงจร PLL โดยใช้วงจร VMP เข้าช่วย เพื่อตรวจสอบการหารจำนวนคู่หรือคี่ และสามารถเปลี่ยนความถี่ได้โดยใช้ Prog. Divider 2 ชุด เพื่อกำหนดย่านความถี่ในการทำงาน จะทำให้ความถี่ของย่านการทำงานตรงกับความถี่ของวงจรเปรียบเทียบ ( $F_{CH} = F_r$ )

4. วงจร PLL โดยใช้วงจรมิกเซอร์เข้าช่วย เพื่อลดขนาดความถี่ของ  $F_{osc}$  และให้ง่าย ประหยัดในการใช้ใช้วงจร Prog.Divider ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว

5. วงจร PLL 2 Loop เพื่อผลิตความถี่ 100-200 MHz สามารถปรับค่า แต่ละช่วงความถี่หรือแชนแนลได้แชนแนลละ 25 KHz



## บทที่ 5 ไมโครโปรเซสเซอร์ ( Microprocessor )

### โครงสร้างทางอาร์ทแวร์

เนื่องจากมีจุดประสงค์ให้วงจรมีขนาดเล็ก กะทัดรัด ใช้อุปกรณ์น้อยชิ้น และมีราคาประหยัด เราจึงเลือกพอร์ทเบอร์ 8155 ทำงานร่วมกับ Z-80 CPU ซึ่งเป็น CPU ที่มีขายตามบ้านเรามากที่สุด และเขียนซอฟต์แวร์ได้ง่ายเช่นกัน สาเหตุที่เลือกพอร์ทเบอร์ 8155 เพราะภายใน 8155 ประกอบด้วยพอร์ทที่สามารถโปรแกรมได้ 3 พอร์ท RAM ขนาด 256 ไบต์ และเคาน์เตอร์ขนาด 14 บิตอีก 14 ตัว อีกทั้ง 8155 ก็หาซื้อได้ในราคาที่ไมแพง เมื่อเทียบกับเบอร์ต่าง ๆ

ในรูปที่ 5.1 แสดงวงจรชุด Z-80 Microprocessor จะเห็นว่า Z-80 จะติดต่อกับหน่วยความจำคือ IC<sub>2</sub> กับ SK<sub>1</sub> โดยที่ IC<sub>2</sub> ใช้ EPROM เบอร์ 2716 ซึ่งเป็นโปรแกรมมอนิเตอร์ของวงจรขนาด 2K ไบต์ หรือถ้าหากว่าต้องการเพิ่มขึ้นเป็น 4K byte ก็ทำได้โดยใช้ 2716 อีก 1 ตัวเสียบลงไปที SK<sub>1</sub> แต่ถ้าหากว่าการใช้ RAM เบอร์ 6116 ขนาด 2K byte เสียบลงไปที SK<sub>1</sub> แทน

IC<sub>3</sub> ทำหน้าที่ถอดรหัสแอดเดรสให้ 2716 อยู่ในตำแหน่งแอดเดรสที่ 0000-07FF และให้ SK<sub>1</sub> อยู่ในตำแหน่งที่ 0800-0FFF แต่สัญญาณเอาต์พุตของ IC<sub>3</sub> ยังมีให้ใช้กันอยู่อีก 4 ขา ดังนั้นถ้าหากต้องการขยายหน่วยความจำเพิ่มขึ้นอีกก็ทำได้ ซึ่งสามารถขยายได้สูงสุด 12K byte

ในกรณีที่ใช้ RAM เสียบใน SK<sub>1</sub> ซึ่งเลือกใช้ RAM เบอร์ 6116 ได้ออกแบบให้มีแอสตาริ์สำรองเอาไว้ในกรณีที่เกิดไฟดับ โดยมี D<sub>1</sub> , D<sub>2</sub> เป็นตัวช่วยให้จ่ายกระแสแทนในกรณีที่เกิดไฟดับ ซึ่งเป็นการป้องกันไม่ให้ข้อมูลสำคัญที่เราโปรแกรมไว้สูญหายไป

สัญญาณนาฬิกาใช้เกท IC<sub>5/1</sub> , IC<sub>5/2</sub> กำหนดสัญญาณร่วมกับ XTAL1 ขนาด 2MHz เพื่อป้อนให้กับ Z-80 แต่ถ้าไม่ต้องการใช้ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาขนาด 2MHz นี้ เป็นฐานเวลาให้กับวงจรอื่น ก็สามารถใส่ตัวเก็บประจุค่า 200pF แทนตัว XTAL1 นี้ได้ ซึ่งจะได้สัญญาณประมาณ 1.67 MHz

เนื่องจาก 8155 เป็นไอซีซึ่งผลิตโดย บ. อินเทล ดังนั้น 8155 จึงสามารถใช้ร่วมกับ CPU ของอินเทลได้โดยตรง เช่น 8085, 8035, 8048 เป็นต้น แต่เมื่อนำมาใช้กับ Z-80 ซึ่งเป็นของ บ.ไซล็ค จึงไม่สามารถต่อกันได้โดยตรง ในวงจรรูปที่ 5.1 ได้จัดการใช้ IC<sub>4</sub> และ IC<sub>6</sub> มาช่วยให้ Z-80 เข้ากับ 8155 ได้

ด้วยเหตุที่ 8155 ใช้ขาข้อมูลและขาแอดเดรสร่วมกัน ( $AD_0-AD_7$ ) ดังนั้นในการที่ Z-80 จะติดต่อกับ 8155 Z-80 จะต้องส่งแอดเดรสของพอร์ทหรือของ RAM หรือของเคอร์เซอร์ (สมมติให้เรียกว่า AD-A) ไปทางขาข้อมูล ( $D_0-D_7$ ) ก่อนแล้วต้องส่งสัญญาณมาที่ขา ALE (Address Latch Enable) มาแจ้งให้ 8155 รับรู้ว่าข้อมูลที่ส่งออกมาทางขา  $AD_0-AD_7$  ตอนนี้ เป็นการอ้างถึงแอดเดรสก่อน ซึ่ง 8155 จะแลทช์ค่าแอดเดรสไว้ แล้ว Z-80 ต้องส่งข้อมูลที่ต้องการเขียนหรืออ่านพอร์ทหรือ RAM หรือเคอร์เซอร์ออกมาทางขาข้อมูล ( $D_0-D_7$ ) อีกครั้งหนึ่ง ซึ่งตอนนี้ 8155 จะรับรู้เองว่าข้อมูลทางขา  $AD_0-AD_7$  เป็นข้อมูลที่ต้องการเขียนหรือต้องการอ่านไม่ใช่แอดเดรส

เพื่อให้เข้าใจกันเกี่ยวกับการติดต่อกันระหว่าง Z-80 กับ 8155 ลองมาดูวงจรในรูปที่ 5.1 สังเกตว่า Z-80 จะต้องส่งข้อมูลซึ่งเป็นการอ้างแอดเดรส (AD-A) ก่อนและจะต้องใช้คำสั่งเช่นเดียวกับการเขียนหรืออ่านหน่วยความจำ ดังนั้นคำสั่งแรกที่จะเขียนจะส่งข้อมูลซึ่งเป็นแอดเดรส (AD-A) จะต้องเป็นคำสั่งเพื่อเขียนหน่วยความจำในตำแหน่งที่ขึ้นอยู่กับ  $Y_7$  ของ IC<sub>0</sub> เพราะที่ตำแหน่งแอดเดรสนี้จะส่งสัญญาณ ALE ไปแลทช์ค่าแอดเดรส (AD-A) ไว้ และตำแหน่งของหน่วยความจำจะขึ้นอยู่กับ  $A_{15} - A_8$  ซึ่งใช้ IC<sub>0</sub> เป็นตัวถอดรหัสให้ได้เอาท์พุท  $Y_7$  ซึ่งจะได้เป็น

$$\begin{array}{cccccccc} A_{15} & A_{14} & A_{13} & A_{12} & A_{11} & \dots & A_8 & A_0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & x & & x & - \end{array}$$

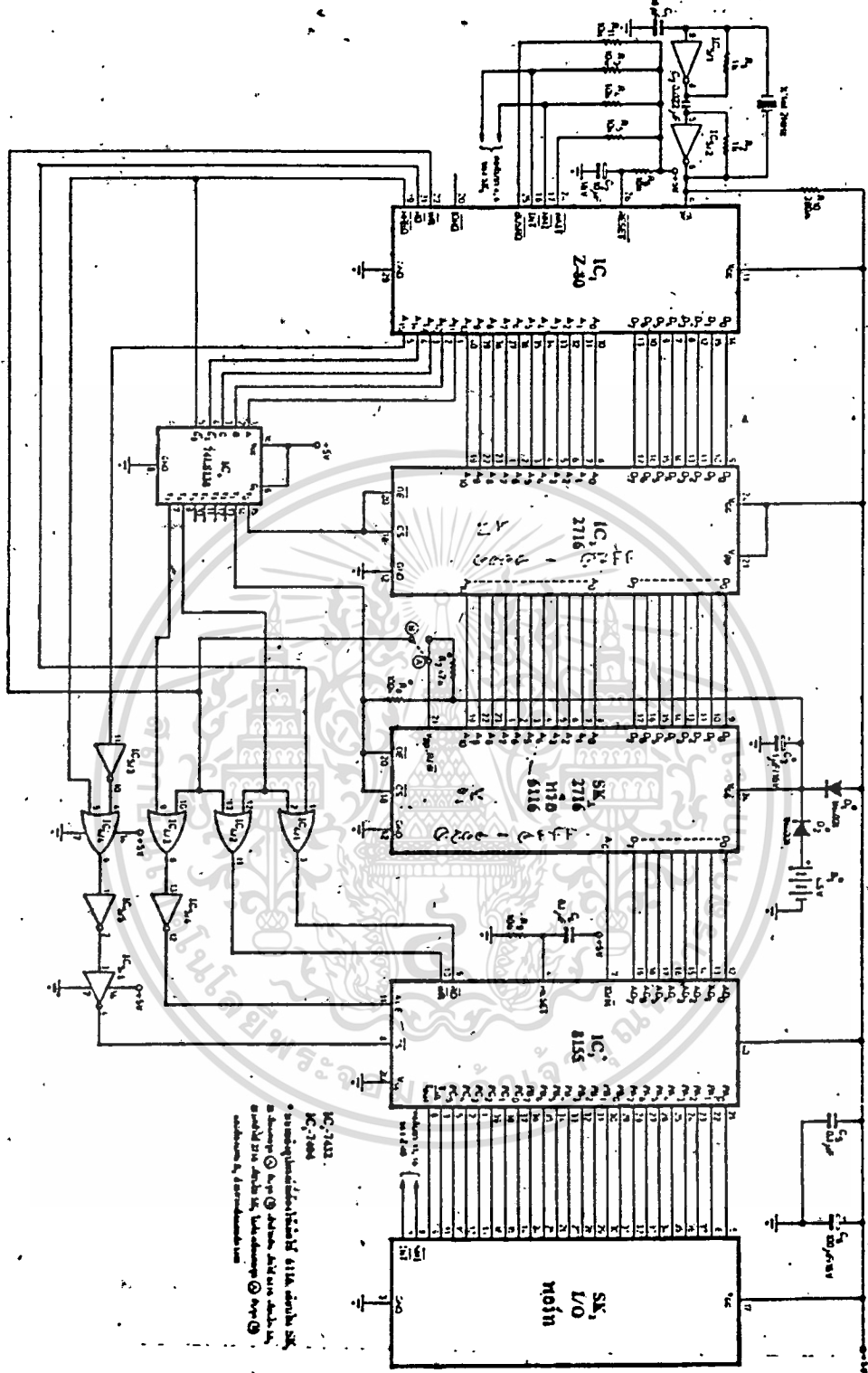
$A_{15}$  จะต้องเป็น "1" เพื่อส่งสัญญาณไปอินพุตเขียน CS ของ 8155 ส่วนขา  $A_0$  ต่อเข้ากับขา IO/M ของ 8155 ซึ่งถ้าเป็น "0" จะเป็นการเลือก RAM ใน 8155 แต่ถ้าเป็น "1" จะเป็นการเลือกพอร์ทและเคอร์เซอร์ใน 8155 และในที่นี้สมมติให้  $A_1 - A_{10}$  เป็น "0" ด้วยเหตุนี้คำสั่งแรกจะต้องอ้างถึงหน่วยความจำในแอดเดรสที่

B800 เป็นแอดเดรสสำหรับเลือก RAM ใน 8155

B801 เป็นแอดเดรสสำหรับเลือกพอร์ทและเคอร์เซอร์ใน 8155

คำสั่งแรกของ Z-80 ที่ต้องการติดต่อกับ RAM ใน 8155 จะเป็นคำสั่งดังต่อไปนี้

- LD (B800), A
- LD (HL), n
- LD (IX+0), n,
- LD (IY+0), n



IC-74133  
 IC-7404  
 \* สัญลักษณ์ในวงเล็บ 8155 หมายถึง SK  
 \* สัญลักษณ์ในวงเล็บ 7410 หมายถึง SK  
 \* สัญลักษณ์ในวงเล็บ 74133 หมายถึง SK  
 \* สัญลักษณ์ในวงเล็บ 7418 หมายถึง SK  
 \* สัญลักษณ์ในวงเล็บ 8155 หมายถึง SK  
 \* สัญลักษณ์ในวงเล็บ 7410 หมายถึง SK

รูปที่ 5.1 วงจรของชุด Z-80 Microprocessor

เมื่อข้อมูลในรีจิสเตอร์ เป็นค่าแอดเดรสของ RAM(AD-A) ใน 8155 ซึ่งมีค่าตั้งแต่ 0000H-00FFH (256 byte) และข้อมูลใน HL, IX, IY มีค่าเป็น B800 ส่วนคำสั่งที่สองของ Z-80 ที่จะส่งข้อมูลมาเขียนหรืออ่าน (AD-a) ตามนั้นจะกล่าวในตอนหลัง ในกรณีที่พอร์ทและเคอร์เตอร์นั้นคำสั่งแรกของ Z-80 ที่ต้องการติดต่อด้วยนั้นจะต้องอ้างแอดเดรส B801 (สมมุติ) ซึ่งเป็นคำสั่งดังต่อไปนี้

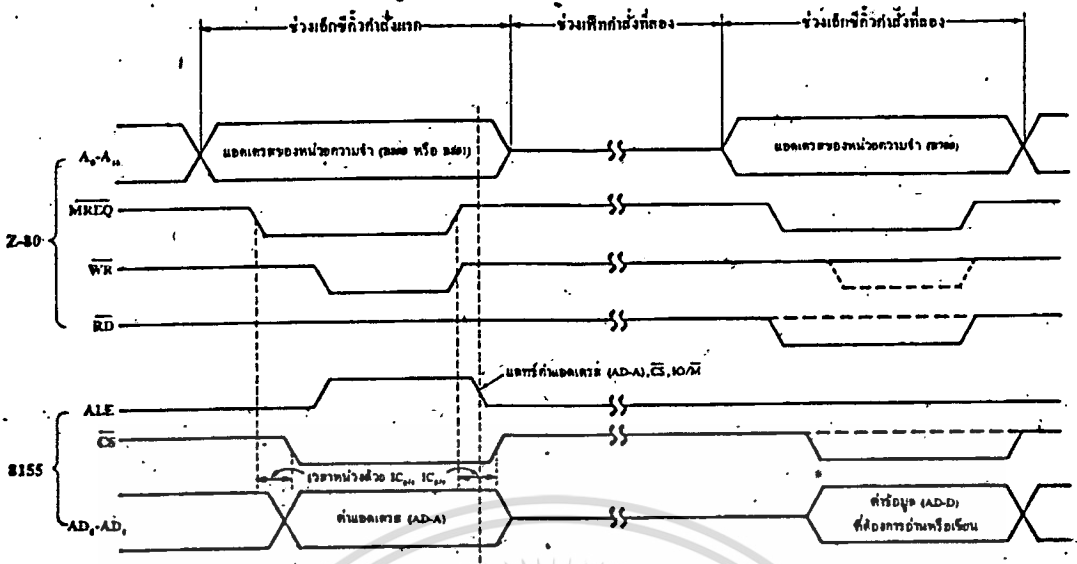
- LD (B801),A
- LD(HL),n
- LD (IX+1),n
- LD (IY+1),n

เมื่อข้อมูลในรีจิสเตอร์ หรือ n เป็นค่าแอดเดรส (AD-A) ของพอร์ทและเคอร์เตอร์ (รวมทั้งแอดเดรสของ control byte ด้วย ซึ่งจะกล่าวในตอนหลัง) และข้อมูลใน HL มีค่าเป็น B801 ข้อมูลใน IX, IY เป็น B800

ส่วนคำสั่งที่สองของ Z-80 เพื่อจะส่งข้อมูล 8155 มาเขียนหรืออ่านนั้นจะกล่าวทีหลัง

ในรูปที่ 5.2 คือแผนผังเวลาของ 8155 และ Z-80 เริ่มต้นด้วยหลังจากที่ Z-80 เฟซคำสั่งแรกไปแล้ว ก็จะส่งสัญญาณขาแอดเดรส  $A_0-A_{15}$  เป็น B800 หรือ B801 แล้วแต่ว่าจะเลือกแอส หรือพอร์ทและเคอร์เตอร์ จากนั้นจะส่งสัญญาณ  $\overline{MRWQ}$  ตามมาเพื่อให้  $IC_{2,3}$  ทำการถอดรหัสทำให้ขา  $Y_7$  เป็น "0" ถึงตอนนี้ข้อมูลในรีจิสเตอร์จะถูกส่งออกมาจาก Z-80 มารออยู่ที่ขา  $AD_0-AD_7$  และตอนนี้เช่นกันขา  $\overline{CS}$  ของ 8155 จะถูกหน่วงเวลาเอาไว้ด้วยเกต  $IC_{5,6}$  and  $IC_{5,6}$  และเวลาต่อมา Z-80 จะส่งสัญญาณ  $\overline{WR}$  ตามมาทำให้  $IC_{4,3}$  ส่งสัญญาณ  $\overline{ALE}$  เปลี่ยนจาก "0" ไปเป็น "1" แต่ยังไม่มียผลอะไร จนกระทั่ง Z-80 เลิกส่งสัญญาณ  $\overline{MREQ}$ ,  $\overline{WR}$  ก็จะทำให้เกิดสัญญาณ  $\overline{ALE}$  เปลี่ยนจากลอจิก "1" เป็น "0" ซึ่งตอนนี้เองที่ 8155 จะทำการแลทซ์ข้อมูลที่ขา  $AD_0-AD_7$  ขา  $\overline{CS}$  และขา  $\overline{IO/M}$  เอาไว้ด้วย เป็นที่น่าสังเกตว่าที่ต้องใช้  $IC_{5,6}$  และ  $IC_{5,6}$  มาหน่วงเวลาขา  $\overline{CS}$  ไว้เพื่อให้สัญญาณ  $\overline{CS}$  ถูกเลื่อนออกไปเป็นเวลาเล็กน้อย ไม่เช่นนั้นขา  $\overline{CS}$  จะเปลี่ยนแปลงพร้อมกับขา  $\overline{ALE}$  ทำให้ 8155 ไม่สามารถแลทซ์สัญญาณ  $\overline{CS}$  เอาไว้ได้

หลังจากที่ 8155 ได้แลทซ์สัญญาณค่าแอดเดรส,  $\overline{CS}$  และ  $\overline{IO/M}$  เอาไว้แล้ว Z-80 จะต้องส่งข้อมูลที่ต้องการอ่านหรือเขียน RAM หรือพอร์ทหรือเคอร์เตอร์ (AD-D)



รูปที่ 5.2 แผนผังเวลาของ Z-80 ในการติดต่อกับ 8155

พร้อมทั้งส่งสัญญาณ  $\overline{RD}$  หรือ  $\overline{WR}$  ตามไปด้วย เมื่อดูวงจรในรูปที่ 5.1 จะเห็นว่าสัญญาณ  $\overline{RD}$  และ  $\overline{WR}$  ของ Z-80 จะต้องผ่าน  $IC_{4,1}$  และ  $IC_{4,2}$  โดยการควบคุมด้วย  $Y_6$  ของ  $IC_6$  นี้ ซึ่ง  $Y_6$  นี้จะเป็นตัวกำหนดแอดเดรสของหน่วยความจำ ในการส่งข้อมูลไปทำการอ่านหรือเขียน

พิจารณาที่  $Y_6$  จะเห็นว่าขึ้นอยู่กับขา  $A_{11} - A_{14}$  ซึ่งในที่นี้  $A_{15}$  จะไม่มีผล เพราะ 8155 ได้ทำการแลทซ์ขา  $\overline{CS}$  เอาไว้แล้ว ดังนั้นตำแหน่งของหน่วยความจำเพื่อที่ Z-80 จะส่งคำสั่งที่สอง เนื่องจาก 8155 ได้ทำการแลทซ์ขา  $\overline{IO/M}$  เอาไว้แล้ว ดังนั้น  $A_0$  เป็นอะไรก็ได้ ในคำสั่งที่สองนี้ แอดเดรสที่ส่งไปเขียนหรืออ่านให้กับ RAM หรือพอร์ตกับเคาน์เตอร์ จะเป็นแอดเดรสเดียวกันก็ได้ คำสั่งที่สองของ Z-80 ที่ต้องการเขียนข้อมูล (AD-D) กับ RAM หรือพอร์ตหรือเคาน์เตอร์ใน 8155 จะเป็นคำสั่งดังต่อไปนี้

- LD (B700), A
- LD (HL), n
- LD (IX+0), n
- LD (IY+0), n

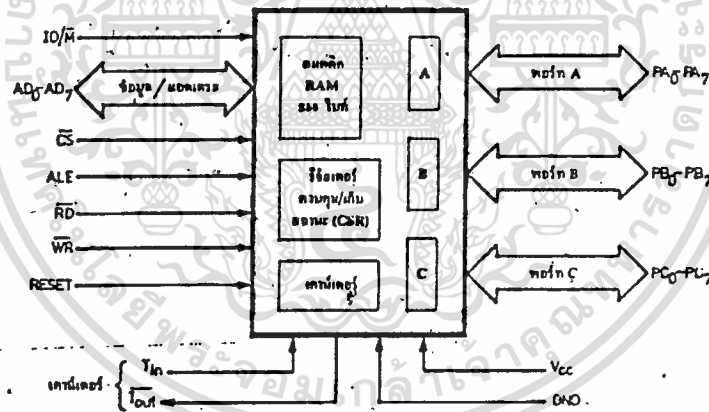
เมื่อค่าในรีจิสเตอร์ เป็นค่าข้อมูลจาก Z-80 ที่ต้องการเขียนกับ RAM หรือ

พอร์ทหรือเคาน์เตอร์ คำสั่งที่สองนี้จะต้องเป็น

- LD A, (B700)
- LD n, (HL)
- LD n, (IX+0)
- LD n, (IY+0) เป็นต้น

เมื่อ HL, IX, IY มีค่าเป็น B700 และข้อมูล (AD-D) ที่อ่านเข้ามาจะถูกเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ใน Z-80 และ A หมายถึงรีจิสเตอร์ A ใน Z-80

มาดูในรูปที่ 5.2 หลังจากที Z-80 ส่งคำสั่งแรกมาแล้ว แล้วตามด้วยคำสั่งที่สองนั้น ก็จะเป็นช่วงการเฟลชคำสั่งที่สอง เมื่อ Z-80 ดำเนินการในช่วงการเฟลชเรียบร้อยแล้วก็เริ่มช่วงเอ็กซ์คิวต์คำสั่งที่สอง โดยการให้ขา  $A_0 - A_{15}$  เป็น B700 (สมมุติ) แล้วส่งสัญญาณ  $\overline{MEMR}$  ตามมา ทำให้  $Y_6$  ของ  $IC_6$  เป็น "0" ทำการเปิดเกต  $IC_{4,1}$  and  $IC_{4,2}$  ให้สัญญาณ  $\overline{RD}$  หรือ  $\overline{WR}$  ของ Z-80 ผ่านเข้ามา  $\overline{RD}$  หรือ  $\overline{WR}$  ของ 8155 ได้ และช่วงนี้เองที่ขา  $AD_0 - AD_7$  จะรับข้อมูลจาก Z-80 ซึ่งเป็นข้อมูลที่ต้องการอ่านหรือเขียน RAM หรือพอร์ทหรือเคาน์เตอร์ ตามค่าแอดเดรสและ  $I/O/M$  ของคำสั่งแรก



รูปที่ 5.3 แผนผังภายใน 8155

เรามากล่าวในเรื่องค่าแอดเดรสของ RAM , พอร์ท และเคาน์เตอร์ และข้อมูลที่ต้องการอ่านหรือเขียน ใน 8155 ในที่นี้ได้กล่าวถึงรายละเอียดและตัวอย่างการโปรแกรมพอร์ทและเคาน์เตอร์ ทั้งนี้เพราะก่อนใช้งานเราต้องโปรแกรมมันก่อน ไม่นั้นพอร์ทและเคาน์เตอร์จะใช้งานไม่ได้เพื่อให้งาน 8155 ได้ถูกต้อง เรามาดูแผนผัง

ภายใน 8155 ในรูปที่ 5.3 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าประกอบด้วย RAM 256 byte พอร์ต 3 พอร์ต คือ พอร์ต A, พอร์ต B, พอร์ต C และเคาน์เตอร์ นอกจากนี้ยังมีรีจิสเตอร์อีก 1 ตัว ซึ่งเป็นตัวเก็บคำสั่งที่เราโปรแกรมพอร์ตกาน์เตอร์และยังเก็บสถานะของพอร์ตกาน์เตอร์ในการขออินเตอร์รัพท์ รีจิสเตอร์นี้มีชื่อว่า Command/status Register (ใช้ชื่อย่อว่า CSR)

ในเรื่องของ RAM นั้นสามารถใช้คำสั่งอ่านหรือเขียน RAM ขนาด 256 byte นี้ได้โดยตรง โดยไม่ต้องมีการโปรแกรมมันก่อน ค่าแอดเดรสของ RAM มีค่าได้ตั้งแต่ 00H - FFH สมมติว่าต้องการเขียนข้อมูล 3EH ลงในแอดเดรสที่ 61H และใช้ค่าแอดเดรสของ 8155 เมื่ออ้างถึง RAM เป็น B800 และ B700 ตามที่สมมติไว้ จะได้คำสั่งดังนี้

```
LD A, 61H
LD (B800), A
LD A, 3EH
LD (B700), A
```

เป็นต้น

ในทำนองกลับกัน ถ้าหากต้องการอ่านข้อมูลจากแอดเดรสที่ 61H มาเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ A จะได้คำสั่งดังนี้

```
LD A, 61H
LD (B800), A
LD A, (B700)
```

เป็นต้น

จะเห็นว่าค่าแอดเดรสของ 8155 คือ B800H และ B700H จะมีการเรียกใช้บ่อย ๆ เมื่อมีการเขียนและอ่าน RAM หรือ พอร์ตหรือเคาน์เตอร์ ดังนั้นวิธีที่จะประหยัดคำสั่งของ Z-80 ควรที่จะใช้รีจิสเตอร์คู่กับค่าแอดเดรส B800 and B700 นี้ไว้ และในที่นี้จะใช้รีจิสเตอร์ IX and HL และจะใช้เป็นตัวอย่างต่อ ๆ ไปด้วย ซึ่งจากตัวอย่างข้างบนนี้สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

```
LD IX, B800
LD HL, B700
LD (IX+0), 61H
LD (HL), 3EH
```

เมื่อต้องการเขียนข้อมูล 3EH ลงในแอดเดรส 61H และใช้คำสั่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อต้องการอ่านข้อมูลที่แอดเดรส 61H มาเก็บไว้ที่รีจิสเตอร์ A

ค่าแอดเดรส	อ้างอิง	เมื่อ Z-80 เขียน	เมื่อ Z-80 อ่าน
XXXXX000	CSR	เขียนค่า control byte เพื่อโปรแกรมพอร์ทและควบคุมเคาน์เตอร์	อ่านสถานะการอินเตอร์รัทซ์ของพอร์ทและเคาน์เตอร์
XXXXX001	พอร์ท A	เป็นเอาต์พุตพอร์ท	เป็นอินพุตพอร์ท
XXXXX010	พอร์ท B	เป็นเอาต์พุตพอร์ท	เป็นอินพุตพอร์ท
XXXXX011	พอร์ท C	เป็นเอาต์พุตพอร์ท ยกเว้นโหมด ALT 3 และ ALT 4	เป็นอินพุตพอร์ท ยกเว้นโหมด ALT 3 และ ALT 4
XXXXX100	ไบต์ต่ำ	โปรแกรมช่วยการนับหรือการหาร	อ่านค่าที่นับจากเคาน์เตอร์ไบต์ต่ำ
XXXXX101	ไบต์สูง	โปรแกรมช่วยการนับหรือหาร โหมดเคาน์เตอร์ของเคาน์เตอร์	อ่านค่าที่นับเหลือของเคาน์เตอร์ไบต์สูงและโหมดของเคาน์เตอร์

ตารางที่ 2 แสดงการอ้างอิงพอร์ท, เคาน์เตอร์ และเมื่อ Z-80 อ่านค่าแอดเดรสมา

จากตารางข้างบนแสดงแอดเดรสของการอ้างอิงพอร์ท, เคาน์เตอร์ และ CSR จะเห็นว่าค่าแอดเดรส 5 บิตแรกจะเป็นอะไรก็ได้ แต่ในที่นี้จะสมมติให้เป็นค่าแอดเดรสเป็น 01H จะเป็นการอ้างอิงพอร์ท A ก่อนอื่นจะต้องโปรแกรมพอร์ทและเคาน์เตอร์ก่อน โดยเริ่มต้นจะต้องอ้างอิง CSR เพื่อส่งค่าข้อมูลไปเขียนคำสั่งเพื่อโปรแกรม (Control byte)

ความหมายของค่าข้อมูล เพื่อทำการโปรแกรมพอร์ทและเคาน์เตอร์ซึ่งในที่นี้เป็นการอ้างอิง CSR (ที่แอดเดรส 00H) ที่นำส่งก็คือบิต 2 และบิต 3 ซึ่งเป็นการกำหนดโหมดของพอร์ท C นี้แสดงไว้ในตาราง เนื่องจากพอร์ท C สามารถให้ทำงานเป็น handshaking ได้ในโหมด ALT 3 and ALT 4 และมีการขออินเตอร์รัทซ์ได้ด้วย

สมมุติว่าต้องการให้พอร์ท A และ พอร์ท B เป็นเอาต์พุท และพอร์ท C เป็นอินพุท (ALT 1) ทำให้ไม่มีการขอรออินเทอร์รัพ และยังไม่ได้ใช้เคาน์เตอร์ จะได้ค่าของ control byte ซึ่งก็คือค่าข้อมูลนั่นเอง เป็น

00000011 = 03H

เนื่องจากการเป็นการโปรแกรม 8155 ดังนั้น Z-80 จะต้องเขียนข้อมูล 03H นี้ให้ 8155 ที่ตำแหน่งแอดเดรส B801 และ จากตารางที่ 2 จะเห็นได้ว่าค่าแอดเดรสจะต้องอ้างถึง CSR เพื่อโปรแกรม ซึ่งจะได้คำสั่งดังนี้

LD (IX+1), 00H ; refer CSR

LD (HL), 03H ; ส่งค่า control byte

เมื่อ IX มีค่าเป็น B800 และ HL มีค่าเป็น B700 ตามที่สมมุติไว้ และถึงตอนนี้ก็สามารถเขียนข้อมูลให้พอร์ท A หรือ B และอ่านข้อมูลที่ พอร์ท C ได้แล้ว. สมมุติว่าต้องการเขียนข้อมูล ค่า 57H และ 6BH ให้แก่พอร์ท A และ พอร์ท B ตามลำดับ และอ่านข้อมูลจากพอร์ท C มาเก็บไว้ที่รีจิสเตอร์ B จะได้คำสั่งดังต่อไปนี้

LD (IX+1), 01H ; อ้างถึงพอร์ท A

LD (HL), 57H ; ส่งค่าข้อมูลไปเขียน

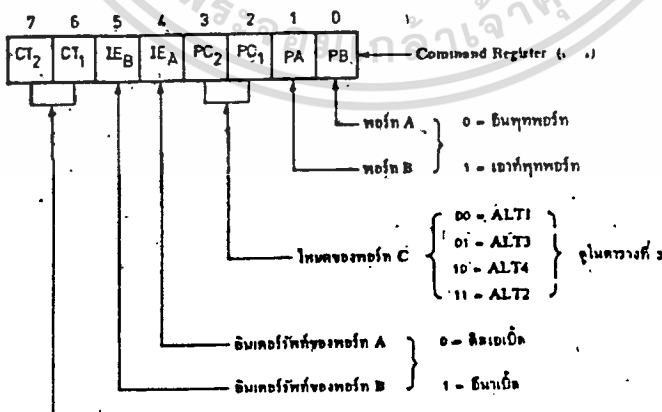
LD (IX+1), 02H ; อ้างถึงพอร์ท B

LD (HL), 6BH ; ส่งข้อความเขียนไป

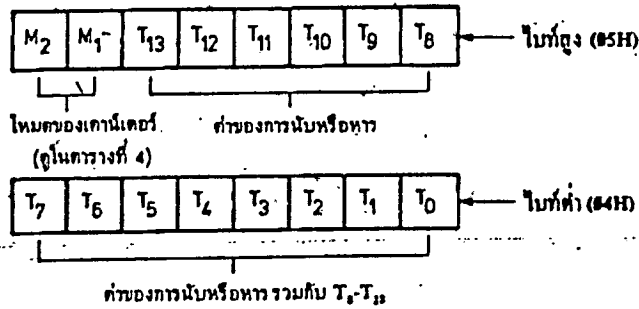
LD (IX+1), 03H ; อ้างถึงพอร์ท C

LD B, (HL) ; อ่านค่าข้อมูลเข้ามา

ข้อหน้าสั่งเกตอย่างหนึ่งคือในการอ่านหรือเขียนพอร์ทเดียวกันหลาย ๆ ครั้ง สามารถส่งค่าแอดเดรส ไปครั้งเดียวแล้วจะอ่านหรือเขียนกี่ครั้งก็ได้



รูปที่ 5.4 ความหมายแต่ละบิตของ CSR เมื่อ Z-80 ทำการเขียน Control byte



รูปที่ 5.5 ความหมายของไบนารีต่ำและไบนารีสูงของเคาน์เตอร์ เมื่อ Z-80

เขียนข้อมูลมาโปรแกรม

เคาน์เตอร์เป็นตัวหารหรือนับความถี่ซึ่งสามารถโปรแกรมให้หารหรือนับสัญญาณตั้งแต่ 2 ถึง 16,383 โดยการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ขา  $T_{13}$  และเอาท์พุทที่ผ่านการนับหรือหารแล้วจะออกทางขา  $T_{0-7}$

ในการโปรแกรมตัวเคาน์เตอร์นี้ Z-80 จะต้องส่งสัญญาณแอดเดรส เป็น 04H และ 05H จะเป็นการอ้างถึงไบนารีต่ำและไบนารีสูงของเคาน์เตอร์นี้แสดงไว้ในรูปที่ 5.5 ซึ่งจะเห็นว่าที่บิต  $M_2$  และ  $M_1$  ของไบนารีสูงนี้จะเป็นการกำหนดโหมทของการเคาน์เตอร์นี้ ซึ่งมีด้วยกัน 4 โหมทตามตารางที่ 5.4 ส่วนบิต  $T_{13}$  ถึง  $T_9$  ของไบนารีสูงกับบิต  $T_7$  ถึง  $T_0$  ของไบนารีต่ำจะเป็นการกำหนดค่าของการหารหรือนับซึ่งจะทำให้มีค่าได้ตั้งแต่ 0010 -3FFF

ในการใช้งานเคาน์เตอร์หลังจากที่ได้โปรแกรมแล้ว จะต้องทำการอ้างถึง CSR ซึ่งบิต 6 และบิต 7 ของ CSR จะเป็นตัวควบคุมการทำงานของเคาน์เตอร์ นั่นคือจะต้องทำการอ้างถึง CSR ทุกครั้งที่มีการเริ่มต้นหรือหยุดเคาน์เตอร์ แต่ต้องคำนึงถึงบิต 0 ถึง 5 ด้วย เพราะจะมีผลต่อการทำงานของพอร์ต หากค่าของบิต 0 ถึงบิต 5 นี้เปลี่ยนไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6 ออปโตคัปเปิลเลอร์ (Opto coupler)

อุปกรณ์คัปปลิ่งคือ ตัวเก็บประจุใช้การเปลี่ยนแปลงประจุไฟฟ้าเป็นตัวกลางส่งผ่านเป็นแบบที่ง่ายที่สุดแต่การแยกส่วนหรือไอโซเลชัน (isolation) ต่ำ เหมาะสำหรับงานแรงดันต่ำ ๆ ทั่ว ๆ ไป สำหรับหม้อแปลงซึ่งใช้เส้นแรงแม่เหล็กเป็นตัวกลาง มีการไอโซเลชันดี แต่การออกแบบสร้างให้ได้คุณสมบัติที่ต้องการทำได้ยาก และเมื่อใช้งานความถี่ต่ำ ๆ จะมีขนาดเทอะทะน้ำหนักมาก ต่อมาเมื่อนักวิทยาศาสตร์ได้พัฒนาอุปกรณ์ที่ใช้แสงเป็นตัวกลางขึ้นมาจนถึงปัจจุบันทำให้ได้ออปโตคัปเปิลเลอร์ที่มีคุณสมบัติดีเด่นหลายประการ อาทิ

- 1) การไอโซเลชันสูงมาก
- 2) ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุต และเอาต์พุตเป็นเชิงเส้นดี
- 3) สามารถใช้ร่วมกับทรานซิสเตอร์, ออปแอมป์ หรือวงจรถลอจิกได้
- 4) ความเร็วสูง (ใช้คัปปลิ่งสัญญาณความถี่สูงได้)
- 5) อายุการใช้งานยาวนาน
- 6) ทนต่อการกระทบกระเทือนได้ดี
- 7) อัตราการส่งผ่านกระแสสูง

ด้วยเหตุนี้ทำให้อุปกรณ์ออปโตคัปเปิลเลอร์ถูกนำมาใช้กันอย่างกว้างขวาง ออปโตคัปเปิลเลอร์ใช้ลำแสงอินฟราเรด (หรือแสงที่มองเห็น) เป็นตัวกลางส่งผ่านสัญญาณจากวงจรส่วนหนึ่ง ไปยังวงจรอีกส่วนหนึ่งโดยไม่ต้องมีการเชื่อมโยงทางไฟฟ้า (เช่นกราวด์ร่วม) ถึงกันเลย บางครั้งจะเรียกอุปกรณ์พวกนี้ว่าโฟตอนคัปเปิลเลอร์ หรือออปโตไอโซเลเตอร์

ส่วนประกอบของออปโตคัปเปิลเลอร์จะแบ่งสองส่วน ส่วนหนึ่งจะเป็นตัวกำเนิดแสงอินฟราเรด ซึ่งสามารถใช้สัญญาณใด ๆ ควบคุมความเข้มของแสง (โดยการควบคุมกระแสที่ผ่านตัวมัน) เป็นส่วนอินพุต อีกส่วนหนึ่งเป็นตัวตรวจจับหรือรับแสงเพื่อเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้าตามความเข้มแสงที่รับได้เป็นส่วนทางด้านเอาต์พุต ทั้งตัวส่งและตัวรับจะบรรจุในภาชนะที่ปิดทึบมิดชิด แต่เดิมในส่วนของตัวส่งจะเป็นหลอดไฟไส้ทั้งหลอด ซึ่งนอกจากจะต้องการการบำรุงรักษาและระมัดระวังในการใช้เพื่อป้องกันไม่ให้ไส้หลอดขาดแล้ว ในขณะใช้งานยังทำให้เกิดอุณหภูมิสูงอีกด้วยต่อมาหลอดไส้ดังกล่าว ก็ถูกแทนที่โดยไดโอดเปล่งแสง หรือแอล.อี.ดี. แบบแกลเลียมอาร์เซไนด์ ซึ่งให้กำเนิดแสงใกล้ย่านอินฟราเรด

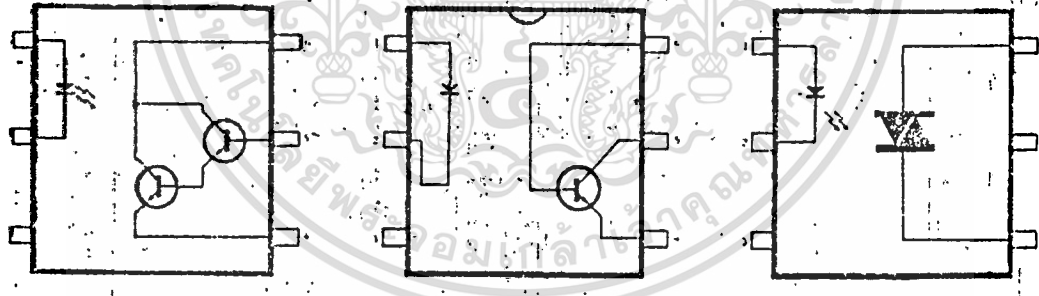
ในส่วนของตัวรับในปัจจุบันทำจากสารซิลิกอนที่ทำงานได้รวดเร็วกว่าแบบเดิมที่

ใช้แคดเมียมซิลไฟด์ หรือแคดเมียมซิลิไซด์ - ตัวตรวจจับแบบซิลิกอนดังกล่าวอาจจะอยู่ในรูปของ โฟโตทรานซิสเตอร์, โฟโตคาร์ลิ่งตัน, ออฟโททริกเกอร์, ไตรแอด หรือ FET ก็ได้เช่นกัน

ออฟโตคัปเปลอร์ที่มีวางจำหน่ายจะมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าของตัวส่งและตัวรับมากมายหลายชนิดแตกต่างกันออกไปในที่นี้จะยกตัวอย่างเช่น เบอร์ 4N26, 4N28 และ MCT2 ซึ่งเอาท์พุทเป็นโฟโตทรานซิสเตอร์ตัวเดียว เบอร์ 4N33 ตัวรับเป็นโฟโตคาร์ลิ่งตัน เบอร์ 6N139 เป็นแบบ Split - Darlington ซึ่งไวต่อการสนองตอบมาก เบอร์ MCT6 เป็นออฟโตคัปเปลอร์คู่ในตัวถึงเดียวกันและแบบ MOC3020 ที่เอาท์พุทเป็นไตรแอดที่لامารถใช้ควบคุมโวลต์ 220 v ได้เลย ออฟโตคัปเปลอร์เบอร์ดังกล่าวที่ยกมาบางแบบยังไม่มีจำหน่ายในเมืองไทย แต่ก็เชื่อว่าคงมีการสั่งเข้ามาจำหน่ายในไม่ช้า

**รูปร่างภายนอก**

ออฟโตคัปเปลอร์ ส่วนใหญ่ที่มีจำหน่ายจะบรรจุอยู่ในตัวถังแบบตีนตะขาบหรือ Dual in line พลาสติคแบบไอซีทั่วไป แต่ก็ยังมีบ้างเหมือนกันที่บรรจุลงในตัวถังโลหะกลมแบบ TO-9 ในแบบตีนตะขาบ ส่วนของตัวส่งและตัวรับจะแยกออกทางซีกขาคณะข้างดังรูปที่ 6.1 ทั้งนี้เพื่อทำให้การไอโซเลชั่นระหว่างอินพุทและเอาท์พุทได้มากที่สุด



รูปที่ 6.1 ออฟโตคัปเปลอร์แบบตัวถังตีนตะขาบ

ข้อมูลคุณสมบัติ เฉพาะของออฟโตคัปเปลอร์แต่ละ เบอร์ที่บริษัทผู้ผลิตบอกมามากมีรายละเอียดมากมายทั้งที่อยู่ในรูปของกราฟและตัวเลข อย่างไรก็ตามก็ตีข้อมูลที่มีมักจะจำเป็นและใช้มากในการออกแบบซึ่งงานได้แสดงไว้ในตารางที่ 1 แต่เนื่องจากต้องการเพียงเพื่อการเปรียบเทียบจึงไม่ได้ระบุเงื่อนไขการทดสอบของผู้ผลิตมาด้วย

จากตารางจะเห็นว่าเบอร์ MOC-3020 จะมีข้อมูลที่แยกออกต่างหากจากเบอร์อื่น ๆ ทั้งนี้  
 เป็นเพราะว่าในส่วนเอาท์พุทของมันเป็นไตรแอด ซึ่งเห็นที่แน่นอนว่าคุณสมบัติของมันย่อม  
 ต่างจากเบอร์อื่น ๆ ที่ใช้ทรานซิสเตอร์และคาร์ลิงตัน  
 การเลือกใช้งาน

ในงานพิเศษเช่นการควบคุมแรงดันไฟสลับ 220 โวลท์ผ่านโหลด ควรเลือก  
 เบอร์พิเศษเช่น MOC-3020 เป็นดีที่สุด ซึ่งเบอร์นี้จะกล่าวแยกออกมาต่างหากภายหลัง  
 และกรณีที่ออกแบบวงจรที่ต้องใช้ออปโตคัปเปลอร์สองชุดก็อาจใช้เบอร์ MCF-6 ซึ่งมีออป  
 โตคัปเปลอร์ในสองชุดในตัวถึงเดียวกัน เอาท์พุทเป็นไฟโตรีานซิสเตอร์ธรรมดา ตัวถึง  
 เป็นแบบดินตะขาม 16 ขา นอกจากนี้ยังมีผู้ผลิตแบบสี่ชุดในตัวถึงเดี่ยวออกจำหน่ายด้วย  
 เช่นกัน แต่จะไม่นำมากล่าวในที่นี้

คราวนี้มาลองดูการเลือกใช้ชนิดเดียว ๆ คุยบ้าง ส่วนใหญ่จะใช้ไฟโตรีานซิส  
 เตอร์เป็นเอาท์พุท ซึ่งอาจเป็นทรานซิสเตอร์ตัวเดียวหรือต่อแบบคาร์ลิงตันก็ได้ โดยทั่วไป  
 ในงานที่ต้องการความเร็วในการสวิตซ์สูง ๆ จะนิยมใช้ชนิดไฟโตรีานซิสเตอร์ตัวเดียว  
 ทั้งนี้ เนื่องมาจากมันสามารถทำงานได้ดีแม้สัญญาณอินพุทสูงถึง 100 กิโลเฮิร์ต ดูตารางที่ 1

Device type	4N26	4N28	MCT2	MCT6 (dual)	4N33	6N139	MOC-3020
Output device	Phototransistor(s)			Darlington		Triac	
CFR(%) Min.	20	10	-	5	400	-	-
Typ	50	30	-	50	500	-	-
Isolation (kV) (Min.)	1.5	0.5	1.5	1.5 (0.5 between channels)	1.5	3	7.5 (max. 5 sec)
Isolation resistance (Typ.) (ohm)	10 <sup>11</sup>	10 <sup>11</sup>	10 <sup>11</sup>	10 <sup>11</sup>	10 <sup>11</sup>	10 <sup>12</sup>	-
Isolation capacitance at 1MHz (pF)	1.3	1.3	0.5	0.5	0.8	0.6	-
Max. emitter current (mA)	80	80	60	60 per emitter	80	20	50
Typ. emitter voltage at 50mA	1.2	1.2	-	-	1.2	1.5 (at 1.6mA)	-
Max. reverse input voltage (V)	3	3	3	3	5	5	3
Input capacitance (pF)	150	150	250	-	150	-	-
Max. power (mW) Total	250	250	250	400	250	-	300
Input	150	150	200	100	150	35	-
Output	150	150	200	150	150	100	-
Output transistor:							
BV <sub>CEO</sub> (Min)	30	30	85	85	30	-	-
BV <sub>CBO</sub> (Min)	70	70	165	-	50	-	-
BV <sub>CE0</sub> (Min)	7	7	14	13	5	-	-
I <sub>FE</sub> (Typ.)	250	250	60	-	5000	-	-
I <sub>CEO</sub> (nA) (Typ.)	50	100	50	-	100	1000	-
V <sub>CE(SAT)</sub> (Typ.)	0.2	0.2	0.24	0.24	1.0	-	-
Typ. I <sub>C</sub> for I <sub>F</sub> = 10mA	5	3	-	-	-	-	-
Typ. bandwidth (kHz)	300	300	150	150	30	-	-

Table 1. Basic data on the types of optocouplers discussed.

V<sub>DRM</sub> = V<sub>KRM</sub> = 400V Holding current 100µA (typ.) at V<sub>AK</sub> = 3V  
 Trigger current 5mA (typ.) 20mA (max) Maximum output current 100mA r.m.s.

ตารางที่ 1 เปรียบเทียบออปโตคัปเปลอร์แบบต่าง ๆ

พวกโฟโตคาร์ลิ่งตันจะให้อัตราขยายสูงกว่าแต่แบนด์วิดท์ (หรือความถี่สูงสุดที่ใช้งานได้) จะต่ำกว่าพวกโฟโตทรานซิสเตอร์ในระดับสัญญาณที่เท่ากัน ราคาจำหน่ายของออฟโตคัปเปิลอร์แบบที่ใช้โฟโตคาร์ลิ่งตันจะสูงกว่าแบบที่ใช้โฟโตทรานซิสเตอร์ประมาณ 50 เปอร์เซ็นต์

ตามปกติออฟโตคัปเปิลอร์ แบบตัวเดียว ขาเบสของโฟโตทรานซิสเตอร์ จะแยกออกที่ขาหนึ่งของตัวถัง เพื่อให้ผู้ใช้สามารถเปลี่ยนแปลงให้ได้คุณสมบัติที่ต้องการ เช่นสามารถทำให้สทนงต่อความถี่ได้ดีขึ้นโดยการลดอัตราขยายลง ออฟโตคัปเปิลอร์แบบใช้โฟโตทรานซิสเตอร์ จะทำงานที่ความถี่สูงเมื่อเอาที่พุดต่อเป็นโฟโตไดโอดโดยเอาขาเบสและคอลเล็คเตอร์ต่อเข้าด้วยกัน แต่ก็จะมีให้อัตราขยายลดลงไปมุกที่เดียว กล่าวคือถ้าต้องการให้กระแสเอาท์พุดไหลเพียงเล็กน้อยก็ต้องให้กระแสอินพุตมีค่าสูง ๆ ค่าตัวอย่างในกรณีคือมีอัตราส่วนของการส่งผ่านสัญญาณในรูปกระแส (Current transfer ratio) ต่ำเพียง 0.1 %

จากตารางที่ 1 จะสังเกตว่า ออฟโตคัปเปิลอร์แบบที่ใช้โฟโตคาร์ลิ่งตัน นอกจากมีข้อจำกัดในด้านความเร็วใช้งานแล้ว ยังมีแรงดันอิ่มตัวของเอาท์พุด ( $V_{ce(sat)}$ ) สูงกว่าแบบโฟโตทรานซิสเตอร์ ซึ่งคุณสมบัตินี้จะต้องนำไปพิจารณาในงานด้านสวิทซ์ซึ่งคราวนี้ลองมาทำความเข้าใจคุณสมบัติต่าง ๆ ที่แสดงในตารางที่ 1 เราไม่จำเป็นต้องพิจารณาดังลักษณะทางแสงภายในตัวถังแต่ประการใด ออฟโตคัปเปิลอร์ส่วนใหญ่จะอยู่ในตัวถังปิดมิดชิดตลอด แต่ก็ยังมีบางแบบที่ทำช่องว่างไว้ระหว่างตัวส่งตัวรับ โดยให้แสงวิ่งผ่านอากาศภายนอก มักเรียกชื่ออุปกรณ์ดังกล่าวว่า ออฟโตอินเตอร์รัพเตอร์ (opto-interrubter) ช่องว่างที่จัดไว้เพื่อให้สามารถใช้วัสดุทึบแสงมาเปิด ปิดแสงหรือควบคุมเป็นจังหวะได้ ตัวอย่างการใช้งานของอุปกรณ์ดังกล่าวถึงนี้ได้แก่ นำไปใช้ในระบบควบคุมเวลาในการจุดระเบิดเครื่องยนต์ เป็นต้น

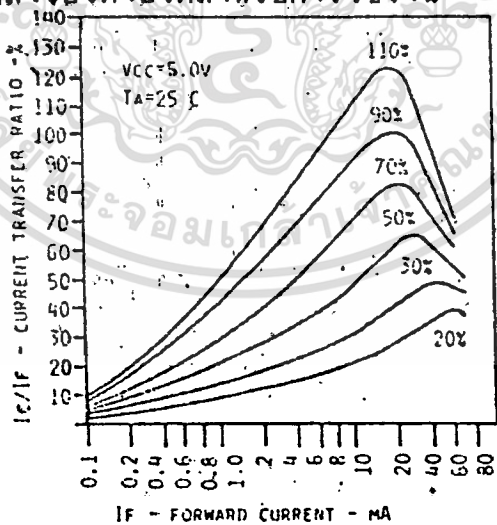
คุณสมบัติสำคัญประการหนึ่งของออฟโตคัปเปิลอร์คือ อัตราส่วนของการส่งผ่านกระแส (Current transfer ratio, c.t.r.) เป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสเอาท์พุดต่อกระแสอินพุตภายใต้เงื่อนไขการทดสอบของผู้ผลิต ปกติจะบอกในรูปของเปอร์เซ็นต์ ซึ่งเราอาจจะเรียกว่าเป็นอัตราขยายของมันก็ได้ แต่สังเกตว่าออฟโตคัปเปิลอร์ที่เอาท์พุดเป็นไตรแอดจะมีค่า c.t.r. ปรากฏอยู่ด้วย

จากตารางที่ 1 ค่าตัวอย่างของอัตราขยาย (c.t.r.) ของออฟโตคัปเปิลอร์ที่ใช้โฟโตทรานซิสเตอร์จะอยู่ในช่วง 50 % ซึ่งหมายความว่ากระแสคอลเล็คเตอร์

เอาที่พิกัดจะประมาณครึ่งหนึ่งของกระแสทางด้านอินพุตที่ผ่าน แอล.อี.ดี. แต่โดยทั่วไปค่า อัตราขยายกระแสต่ำสุดที่ระบุมา จะต่ำกว่าค่าตัวอย่างที่ยกมาในออฟโตคัปเปิลอร์แต่ละชนิด ในกรณีของไฟโตคัปเปิลอร์แบบใช้ไฟโตคาร์ลิ่งตัน อัตราขยายกระแสจะสูงถึง 500 % ที่ เดียว ออฟโตคัปเปิลอร์ที่ออกแบบอย่างพิเศษจะใช้ที่นำแสงสั้น ๆ เป็นตัวกลางส่งผ่าน ไฟต่อนจากตัวส่งไปยังตัวรับ ซึ่งทำให้หลีกเลี่ยงการสูญเสียของพลังงานของสัญญาณไปไม่ ทั่น ผลก็คือ ทำให้อัตราส่วนของกระแสที่ส่งผ่าน (c..t.r.) ลดลงไบบ้าง แต่ก็ไม่สามารถจะให้นำไปใช้ในกรณีที่ความแตกต่างระหว่างอินพุตและเอาต์พุตได้สูงมากกว่า

ข้อบกพร่องประการหนึ่งของออฟโตคัปเปิลอร์คือ ค่าอัตราขยายกระแสของมัน จะไม่คงที่แต่จะแปรตามกระแสผ่านไดโอดอินพุต และอุณหภูมิของตัวมันในรูปที่ 6.2 แสดงตัวอย่างการแปรปรวนของอัตราขยายของออฟโตคัปเปิลอร์เบอร์ MCT2 (เอาต์พุต เป็นไฟโตทรานซิสเตอร์) ซึ่งขึ้นอยู่กับกระแสอินพุต เส้นครีฟแต่ละเส้น ๆ เป็นของ MCT-2 แต่ละตัวที่มีอัตราขยายของไฟโตทรานซิสเตอร์, ประสิทธิภาพของตัวส่งและประสิทธิภาพของการคัปเปิลอร์ต่างกัน จำนวนเปอร์เซ็นต์ที่ปรากฏบนเส้นครีฟเทียบกับกระแสอินพุต 10 มิลลิแอมป์

ตัวอย่างการแปรปรวนของค่าอัตราขยายกระแสต่ออุณหภูมิ เช่น เบอร์ 4N26 หรือ 4N28 จะสามารถเปลี่ยนไปได้ในช่วง 2.5 ระหว่างอุณหภูมิใช้งานต่ำสุดและสูงสุด ในขณะที่แบบใช้ไฟโตคาร์ลิ่งตันสามารถแปรปรวนไปเกือบ 2 เท่าของค่าดังกล่าวที่ช่วง อุณหภูมิเดียวกัน ซึ่งค่าดังกล่าวนี้ยังต่ำยิ่งดีสำหรับการใช้งาน



รูปที่ 6.2 แสดงการแปรปรวนของอัตราขยายกระแส IC/IF ของออฟโตคัปเปิลอร์ตามกระแสอินพุต

## การแยกส่วน (Isolation)

การแยกส่วนหรือไอโซเลชันระหว่างเอาท์พุทและอินพุทของออปโตคัปเปิลเลอร์มักจะบอกมาในรูปของความต่างศักย์ตาส่งสูงสุดระหว่างอินพุทเอาท์พุท ยิ่งมากหมายถึงว่าจะสามารถไอโซเลตดีกว่า ออปโตคัปเปิลเลอร์ที่ใช้ทั่ว ๆ ไป จะมีการแยกส่วน อยู่ในช่วง 500-8,000 โวลต์ ขึ้นอยู่กับชนิดของอุปกรณ์นั้น ๆ แต่ก็ยังมีบางเบอร์ที่ออกแบบเป็นพิเศษให้ใช้ได้สูงกว่านี้หรือถ้าบอกในรูปของความต้านทานก็อาจสูงถึง  $10^{11}$  -  $10^{12}$  โอห์ม แม้ว่าค่าจะค่อนข้างสูงมาก แต่ถ้าให้ศักย์ตาส่งเป็นกิโลโวลต์คร่อมตัวมัน จะทำให้เกิดกระแสไหลจากอินพุทไปยังเอาท์พุทได้ถึง 100 นาโนแอมป์ ซึ่งนับว่าสูงทีเดียวเมื่อเทียบกับกระแสเอาท์พุทของออปโตคัปเปิลเลอร์ที่มีอัตราขยายสูง ๆ เมื่อมีกระแสอินพุทไหลผ่านต่ำกว่า 1 มิลลิแอมป์

ในกรณีที่ออปโตคัปเปิลเลอร์เสียหาย จากการใช้แรงดันตกคร่อมตัวมันเกินกำหนดที่สังเกตได้คือ จะเกิดลัดวงจรระหว่างตัวส่งและตัวรับ ปัญหาดังกล่าวอาจทำให้ลดลงได้ด้วยการใส่ตัวต้านทานจำกัดกระแส หรืออุปกรณ์ป้องกันอื่นทั้งทางด้านเอาท์พุทและอินพุท

ค่าสแตตียคาปาซิแตนซ์ระหว่างเอาท์พุทและอินพุทของออปโตคัปเปิลเลอร์จะมีค่าอยู่ราว ๆ 1 pF (ดูตารางที่ 1) ซึ่งอาจมีปัญหาหรือไม่เป็นที่ต้องการในการนำไปใช้งานที่ต้องการความเร็วสูงโดยเฉพาะเมื่อโหลดเป็นพวกคอยด์หรืออินดักทีฟโหลด

### ตัวกำเนิดแสง

ตามปกติไดโอดเปล่งแสงจะมีอัตรากำหนดของกระแสสูงสุด ที่ผ่านตัวมันไว้ในช่วงเป็นมิลลิแอมป์ ดังแสดงในตารางที่ 1 แต่ในงานที่กระแสผ่านตัวมันเป็นห้วง ๆ ก็สามารถจะไ้ใช้สูงกว่าอัตราของมมมันเล็กน้อยได้ ค่าอัตราสูงสุดอีกค่าหนึ่งมักกำหนดไว้คือแรงดันย้อนกลับสูงสุดระหว่างแคโทด และแอโนด หากนำไปใช้งานที่จะทำให้เกิดแรงดันย้อนกลับสูงกว่าที่กำหนดจะทำให้เกิดการพังทลายของรอยต่อ (JUNCTION) หรือที่เรียกว่าเบรคดาวน์ขึ้น ผลก็คือเกิดกระแสอินพุทไหลอย่างมหาศาล ปัญหาดังกล่าวอาจป้องกันได้โดยการต่อไดโอดป้องกันภายนอกเข้าไป

ถึงแม้ว่าออปโตคัปเปิลเลอร์ส่วนใหญ่จะใช้แกลเลียมอาร์เซไนด์ เป็นตัวกำเนิดแสง แต่บางชนิดจะทำจากสารประกอบอลูมิเนียมอาร์เซไนด์ ซึ่งนอกจากจะให้ไฟตรอนมากกว่าแล้วยังให้ประสิทธิภาพในการคัปปลิ่งสูงกว่า ทั้งนี้เนื่องจากแสงที่มันเปล่งออกมาอยู่ในช่วงความยาวคลื่นที่ซิลิกอนโฟโตทรานซิสเตอร์มีความไวกว่า ซึ่งทำให้อัตราขยายกระแสของอุปกรณ์ดังกล่าวสูงขึ้นกว่าแบบทั่ว ๆ ไปด้วย ดังนั้นแนวโน้มของการใช้ซิลูมิเนียมอาร์เซไนด์

จะมากขึ้นในอนาคต

ในตารางที่ 1 ข้อมูลอันหนึ่งที่ต้องไม่มองข้ามไปนอกจากการกระจายกำลังรวมในรูปของ ความร้อนของออฟโตคัปเปลอร์ แล้วยังต้องสังเกตขนาดการกระจาย ความร้อนของตัวส่งและตัวรับแยกจากกันอีกด้วย

**ตัวรับแสง**

ตัวรับแสงภายในออฟโตคัปเปลอร์ก็เป็นเช่นเดียวกับโฟโตทรานซิสเตอร์ หรือ โฟโตคาร์ลิ่งตันตัวเดียว ๆ ทั่วไป ดังนั้นข้อมูลคุณสมบัติเฉพาะตัวมันที่บอกมาจะมีเช่น ค่า แรงดันสูงสุดระหว่างคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์โดยขาเบสลอยไว้ ที่ยังไม่ทำให้เกิด เบรคดาวน์ที่รอยต่อขึ้น อันได้แก่ค่า  $BV_{CEO}$  เช่นเดียวกับค่า  $BV_{CEO}$  และ  $BV_{EO}$  รวมทั้งกำหนดกระแสคอลเลคเตอร์สูงสุดในขณะใช้งาน หรือเมื่อเบสลอย  $I_{CEO}$  มาด้วยภายในเงื่อนไขที่กำหนด

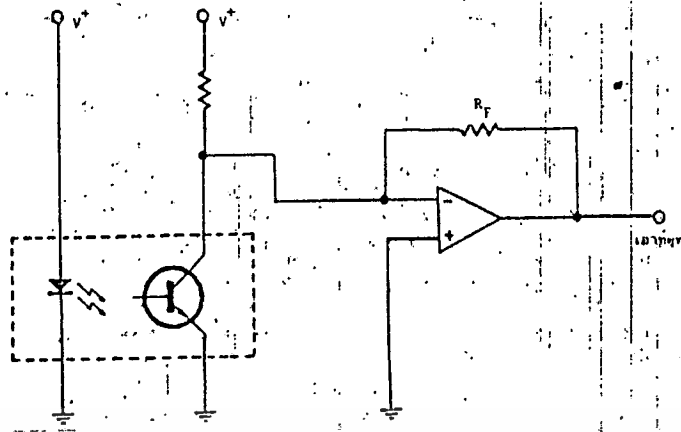
คุณสมบัติของตัวรับแสงจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการสนองตอบรวม และ แบนด์วิดท์ของออฟโตคัปเปลอร์ เนื่องจากปกติไดโอดเปล่งแสงจะสามารถทำงานได้รวดเร็วกว่าอยู่แล้ว เวลาการสนองตอบของออฟโตคัปเปลอร์จะลดลงเมื่อโหลดที่นำมาต่อด้าน เอาท์พุทมีค่าต่ำ ๆ ทำให้ผู้ผลิตบางรายจะบอกค่า rise time และ fall time หรือ แบนด์วิดท์ เมื่อทดสอบที่โหลดค่าต่ำ ๆ ซึ่งทำให้ไม่ค่อยได้ประโยชน์จากข้อมูลดังกล่าวเท่าใดนัก อนึ่งความเร็วในการสนองตอบอินพุทของออฟโตคัปเปลอร์สามารถจะเพิ่มได้ในช่วง จรในรูปที่ 6.3 ซึ่งโหลดที่คอลเลคเตอร์จะถูกทำให้ลดต่ำลงมาก ๆ ที่จุดกราวด์เทียบที่อินพุทของออฟแอมป์ วิธีง่าย ๆ อย่างหนึ่งที่ทำให้การสนองตอบสัญญาณเร็วขึ้น แต่ในขณะ เดียวกันก็ทำให้ค่าอัตราขยายลดลง โดยการต่อความต้านทานระหว่างเบสและอิมิตเตอร์ของ เอาท์พุททรานซิสเตอร์ ค่าของความต้านทานยิ่งต่ำจะยิ่งทำให้ความเร็วสูงขึ้น จนเมื่อลัดวงจร ขาเบสและอิมิตเตอร์เป็นโฟโตไดโอดความเร็วจะสูงมาก

บางคนคิดว่าในงานที่ต้องการใส่กระแสอินพุทต่ำ ๆ ควรจะเลือกใช้แบบที่มีอัตราขยายสูง ๆ เช่นแบบที่ใช้โฟโตคาร์ลิ่งตัน ซึ่งความจริงอาจจะไม่เป็นการถูกต้องเสมอไป ทั้งนี้เนื่องจากประสิทธิภาพรวมในขณะใช้งานต่ำ ๆ นั้นอาจจะลดลงจนถึงจุดต่ำกว่าแบบที่ใช้โฟโตทรานซิสเตอร์เสียอีก

**การประยุกต์ใช้งาน**

คุณสมบัติของออฟโตคัปเปลอร์สามารถนำไปใช้ในงานต่าง ๆ ที่เป็นแบบลิเนียร์ โหมด และสวิตซ์โหมดเช่นเดียวกับทรานซิสเตอร์ธรรมดาในแบบลิเนียร์โหมดเอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.3 การเพิ่มความเร็วยของออปโตคัปเปิลอร์โดยใช้โอปแอมป์

ทรานซิสเตอร์จะทำงานในบริเวณลิเนียร์ของมัน ซึ่งการใช้งานต้องอาศัยกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลคเตอร์กับกระแสเบสเป็นข้อมูลสำคัญ สำหรับสวิทช์โหมดทรานซิสเตอร์จะทำงานอยู่ระหว่างย่านคัทออฟและย่านอิ่มตัวของมัน การนำไปใช้งานทั้งสองโหมดที่กล่าวมาจะกล่าวรวม ๆ กันไป

ออปโตคัปเปิลอร์สามารถนำไปใช้แทนรีเลย์และบัลลิสต์รานลฟอร์มเมอร์ในวงจรที่ต้องการแยกส่วนของวงจรสองส่วนอย่างเด็ดขาดได้เป็นอย่างดีด้วยคุณสมบัติที่ดีกว่า คือ ความเร็วในการส่งข้อมูล, ใช้ได้ในบริเวณที่มีสัญญาณรบกวนสูง, เชื่อมโยงกับอุปกรณ์ชนิดอื่นอื่น เช่น ที.ที.แอล., ซีมอส, หรือวงจรอนาลอกได้เป็นอย่างดี

วงจรที่ออกแบบโดยใช้ออปโตคัปเปิลอร์แบบไฟโตรีฟิเตอร์จะสามารนำไปใช้ออปโตคัปเปิลอร์เบอร์ 4N26, 4N28 หรือ MCT-2 แทนกันได้แต่จะต้องควรมุ่งความแตกต่างคุณสมบัติบางประการของมันด้วย ตัวอย่างเช่น เบอร์ 4N28 จะมีข้อจำกัดที่แรงดันคร่อมตัวมันต้องไม่เกิน 500 โวลท์ ในขณะที่เบอร์อื่นสูงถึง 1.5 กิโลโวลท์

สำหรับไฟโตรีฟิเตอร์เบอร์ MCT-2 และ MCT-6 (MCT-2 ภายในสองตัว) จะสามารถทนแรงดันได้สูงกว่า 4N26 และ 4N28 เช่นเดียวกับค่าไอโซเลชันคาปาซิแตนซ์จะสูงกว่าเช่นกัน แต่ปรากฏว่าแบนด์วิทซ์ของ 4N26 และ 4N28 สูงกว่าของ MCT-2 แต่อย่างไรก็ดีคุณสมบัติดังกล่าวมักไม่ค่อยสำคัญนักในการใช้งาน

### การควบคุมรีเลย์

การใช้ออปโตคัปเปิลอร์ในการควบคุมรีเลย์แบบง่าย ๆ ในรูปที่ 6.4 เราสามารถให้กระแสขนาดอินพุตมีขนาดต่ำ ๆ ควบคุมรีเลย์ได้ ไดโอด 1N914 ต่อไว้บายพาสเบคเอ็มเอฟ (Back E.M.F.) จากขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งเป็นพัลส์แรงดันสูงที่อาจ

ทำอันตรายต่อเอาท์พุททรานซิสเตอร์ได้ แรงดันไฟเลี้ยง  $V$  ควรมีขนาดเท่ากับแรงดันใช้งานที่รีเลย์ต้องการ

แต่ไม่ควรเกินกว่าค่า  $V_{CEO}$  ของเอาท์พุททรานซิสเตอร์ที่กำหนดไว้ ในตารางที่ 1 ตัวอย่างที่ยกมาซึ่งนอกจากจะใช้กับรีเลย์ซึ่งต้องการกระแสเพียงเล็กน้อยพอที่โฟโตทรานซิสเตอร์จะทนได้ แต่เราก็อาจจะใช้รีเลย์ขนาดเล็กอื่น ๆ แทนได้โดยจัดวงจรใหม่ให้เหมาะสม วงจรนี้จะมีคุณสมบัติการไอโซเลชันดีกว่าวงจรควบคุมรีเลย์แบบอื่น ๆ

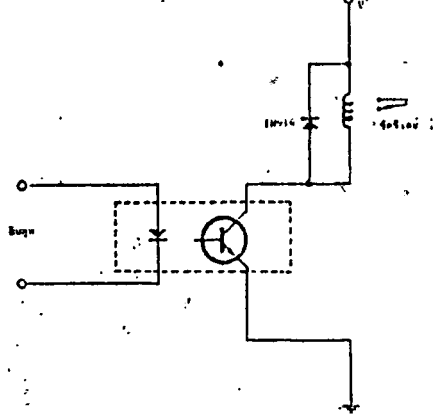
วงจรในรูปที่ 6.4 สามารถดัดแปลงให้รีเลย์ต่อหน้าสัมผัสข้างเล็กน้อย เมื่อให้สัญญาณควบคุมทางอินพุท โดยการต่อตัวเก็บประจุคร่อมไดโอดอินพุท ซึ่งอนุกรมอยู่กับตัวต้านทานตัวหนึ่งดังแสดงในรูปที่ 6.5 เวลาที่หน่วงได้นี้ขึ้นอยู่กับค่าตัวต้านทานและตัวความจุ การเชื่อมโยงกับที.ที.แอล.

ออฟโตคัปเปิลเลอร์ สามารถนำมาใช้ในการเชื่อมโยงระหว่างวงจรลอจิก แม้ว่าวงจรอินพุทมีแรงดันของระดับลอจิกต่างกันก็ตาม วงจรในรูปที่ 6 เป็นตัวอย่างการใช้ออฟโตคัปเปิลเลอร์เชื่อมโยงเอาท์พุทของที.ที.แอล.เกตตัวหนึ่งเข้ากับอินพุทหนึ่งของ 7413 เมื่อทั้งสองมีแรงดันของระดับลอจิกต่างกัน 7413 เป็นที.ที.แอล. ชิมัททริกเกอร์ที่จะทำการลatching การใช้ออฟโตคัปเปิลเลอร์กับที.ที.แอล.นี้ บริษัทผู้ผลิตแนะนำไว้ว่า ควรต่อตัวต้านทานขนาด 200 โอห์ม ระหว่างเบสและอิมิตเตอร์ของเอาท์พุททรานซิสเตอร์เพื่อป้องกันกรณีลatching ของการทริกของเอาท์พุท

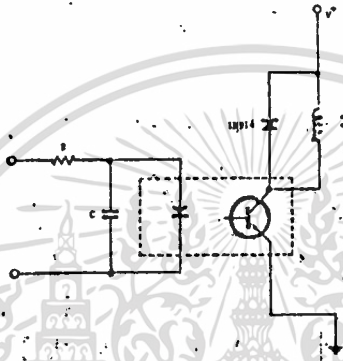
ในรูปที่ 6.7 แสดงการเชื่อมโยงออฟโตคัปเปิลเลอร์กับวงจรชิมัทท์ 7413 ในกรณีใช้เบอร์ 4N33 เอาท์พุทเป็นโฟโตดาร์ลิ่งตัน จะสังเกตเห็นว่าตัวต้านทานที่เป็นโหลดในรูปที่ 6.6 (12 กิโลโอห์ม) จะมากกว่าในรูปที่ 6.7 มาก (100 โอห์ม) ซึ่งบอกให้ทราบว่า เราควรใช้ออฟโตคัปเปิลเลอร์ที่เอาท์พุทเป็นโฟโตดาร์ลิ่งตัน ในกรณีที่โหลดมีค่าต่ำ ๆ

วงจรแลตซ์ (latching) แบบง่าย ๆ ในรูปที่ 6.8 ใช้ 4N33 สองตัว เดิมเมื่อ  $S_1$  เปิดวงจรจะไม่มีกระแสไหลผ่าน 4N33 ทั้งสองตัว เมื่อ  $S_2$  ปิดวงจรลง กระแสจะไหลผ่านไดโอดเปล่งแสงตัวบนผ่านลงมาถึงตัวล่าง ในขณะที่เอาท์พุทของออฟโตคัปเปิลเลอร์ถูกลatching ด้วย  $S_2$

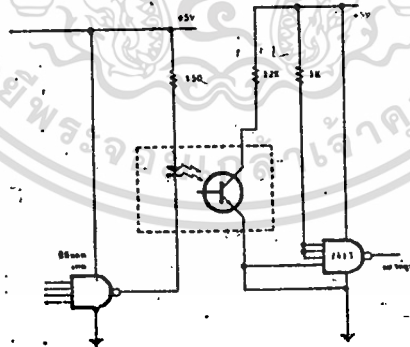
ถ้าหากเปิดวงจรด้วย  $S_1$  เอาท์พุทของออฟโตคัปเปิลเลอร์จะถูกลatching ด้วยเช่นกัน แต่เนื่องจากเวลาการสนองตอบของโฟโตดาร์ลิ่งตัน ช้ากว่าของไดโอดเปล่งแสง ก็เลยทำให้มีกระแสเอาท์พุทไหลต่อไป ผ่านไดโอดอินพุททั้งสอง



รูปที่ 6.4 วงจรควบคุมรีเลย์



รูปที่ 6.5 วงจรควบคุมรีเลย์ที่หน่วยเวลาได้



รูปที่ 6.6 การไอโซเลทวงจรถูกด้วยออฟโตคัปเปิลอร์

เอาที่พุกของวงจรมายังคงอยู่ในภาวะนำกระแสต่อไปแม้ว่าลิวทซ์จะเปิดวงจรถูกแล้วก็ตาม  
เนื่องจากแรงดันตกคร่อมไดโอดเปล่งแสง ในขณะที่กระแสไหลผ่านมีค่าประมาณ  
3.5 โวลต์ กระแสที่ไหลประมาณ 5 มิลลิแอมป์ ดังนั้นการเลือกตัวต้านทาน (R) ที่  
เหมาะสม คำนวณได้คือ

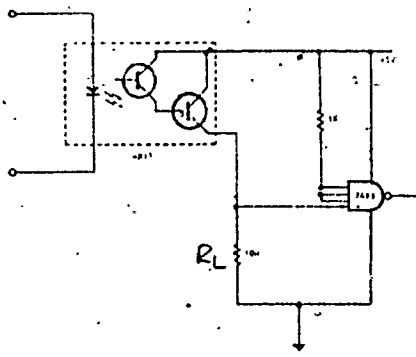
ประมาณ 3.9 กิโลโอห์มเมื่อใช้แรงดันไฟเลี้ยง 24 โวลต์

กระแสเอาที่พุกของออฟโตคัปเปลอร์ที่ใช้โฟโตทรานซิสเตอร์ หรือโฟโตดาร์  
ลิ่งตันจะยอมให้กระแสไหลผ่านมันในทิศทางเดียว ดังนั้นมันจึงไม่สามารถนำไปใช้ใน  
การควบคุมไฟกระแสกลับได้ - ปัญหาดังกล่าวอาจแก้ไขได้ด้วยการใช้วงจรรูปที่ 6.9 ก.  
หรือ ข. รูปที่ 6.9 ก. กระแสจากอินพุตไปยังเอาที่พุกจะถูกเรกติไฟร์ด้วยวงจรรีติคัลได  
โอดก่อนไปเข้าวงจรรีติคัลไดโอดของออฟโตคัปเปลอร์ ซึ่งสัญญาณควบคุมทางเดียวจะควบคุม  
เอาที่พุกได้ทั้งสองทิศทาง สำหรับวงจรรูปที่ 6.9 ข. ใช้ออฟโตคัปเปลอร์สองตัว  
ทางด้านอินพุตไดโอดจะอนุกรมกัน ส่วนทางด้านเอาที่พุกโฟโตทรานซิสเตอร์จะต่อขนาน  
แบบกลับขั้วกัน การต่อแบบนี้จำเป็นต้องระวังไม่ให้แรงดันในช่วง "ออฟ" ของทรานซิส  
เตอร์สูงจนเกิดเบรคดาวระหว่างรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ ซึ่งแรงดันนี้ไม่ควรเกิน 7 โวลต์

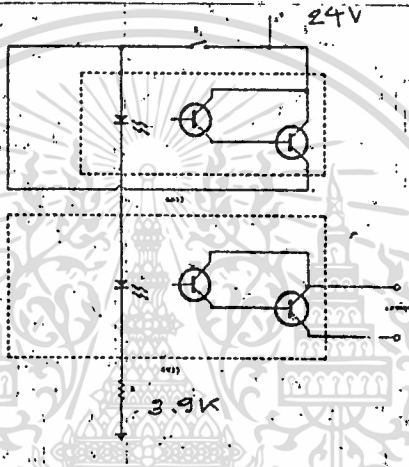
ตัวอย่างหนึ่งของการทำงานในลิเนียร์โหมดของออฟโตคัปเปลอร์ในรูปที่ 6.10  
ออฟโตคัปเปลอร์สามารถใช้แยกแรงดันควบคุมของวงจรรีติคัลไดโอดจากเอาที่พุกจากแรง  
ดันสูงทางด้านอินพุตได้ กระแสจากเอาที่พุกที่ถูกควบคุมให้คงที่จะไหลผ่านตัวต้านทานค่าสูง  
สูง R<sub>1</sub> ก่อนไปผ่านตัวต้านทานปรับค่าได้ ก่อนไหลลงกราวด์ แรงดันที่ขากลางของตัว  
ต้านทานปรับค่าได้จะเป็นสัดส่วนกับแรงดันเอาที่พุก เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง  
ซึ่งเป็นซีเนอร์ไดโอด เอาที่พุกจากการเปรียบเทียบ จะไปควบคุมทรานซิสเตอร์  
Seriespass ผ่านออฟโตคัปเปลอร์ เพื่อให้เอาที่พุกคงที่ตลอดเวลา จะเห็นว่า  
เราสามารถแยกวงจรมองกลับแรงดันต่ำ ๆ จากแรงดันอินพุตค่าสูง ๆ ได้

ในกรณีที่ต้องการอัตราขยายของสัญญาณป้อนกลับสูง เราอาจจะใช้โฟโตดาร์ลิ่ง  
ตันแทนก็ได้ แต่อาจจำเป็นต้องใช้ทรานซิสเตอร์ภายนอกต่อผ่านสัญญาณออกไป ทั้งนี้เนื่อง  
จากทรานซิสเตอร์ภายในสามารถต่อกำลังงานได้จำกัด

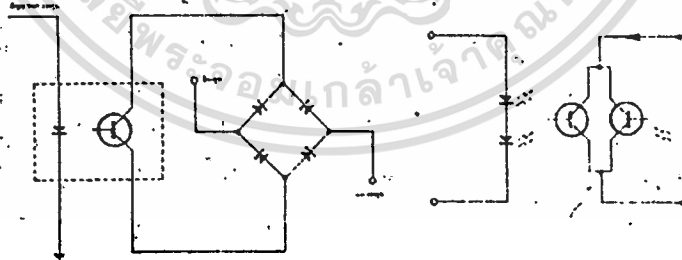
ออฟโตคัปเปลอร์ 6N139 ได้รับการออกแบบเป็นพิเศษโดยรวมเอาโฟโตได  
โอดที่สามารถทำงานได้ด้วยความเร็วสูง ไว้กับทรานซิสเตอร์ดาร์ลิ่งตันที่มีอัตราขยายกระแส  
สูงไว้ภายใน ซึ่งทำให้ 6N139 มีอัตราขยายกระแสต่ำที่สุดเท่ากับ 400% เมื่อกระแสอิน  
พุต 0.5 มิลลิแอมป์ แต่เอาที่พุกสามารถใช้ลิวทซ์ได้ในไม่กี่ไมโครเซคกัน



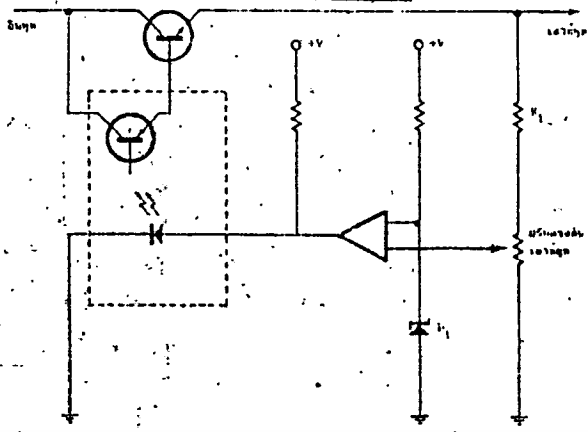
รูปที่ 6.7 วงจรควบคุมขั้วมิกที่ทริกเกอร์ด้วย 4N33



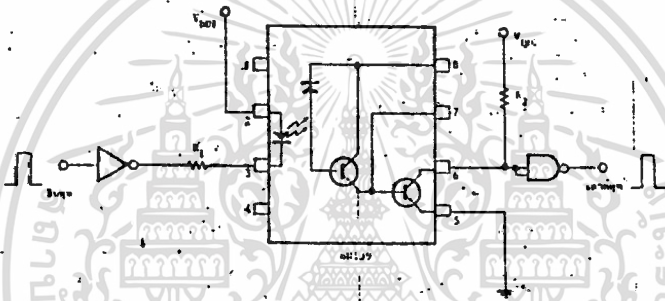
รูปที่ 6.8 วงจรแลนซ์ใช้ 4N33 สองตัว



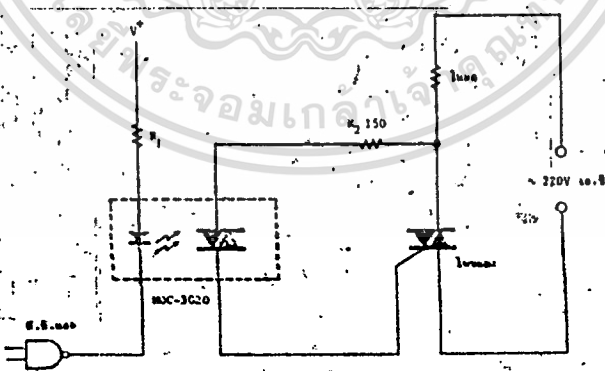
รูปที่ 6.9 การควบคุมกระแสเอาต์พุตสองทิศทาง



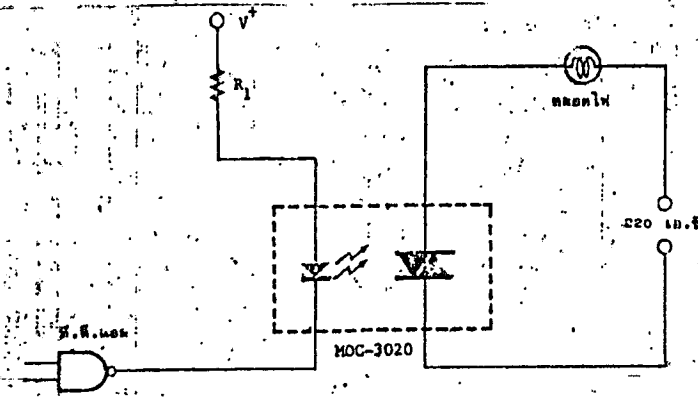
รูปที่ 6.10 การใช้ฟोटอคัปเปิลเลอร์ในวงจรลิเนียร์เรคทูเลเตอร์



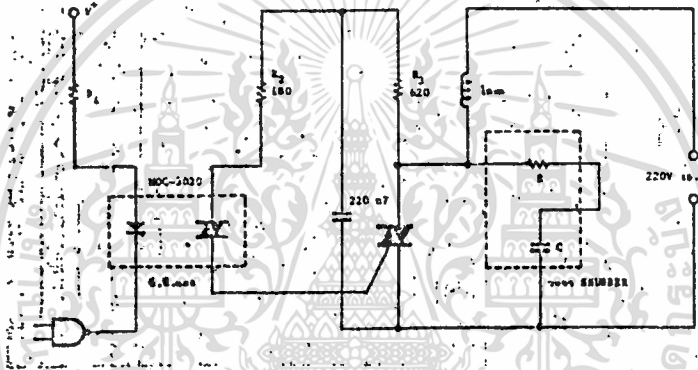
รูปที่ 6.11 วงจรที่.ที.แอล อินเตอร์เฟลความเร็วสูงใช้ 6N139



รูปที่ 6.12 ควบคุมกำลังไฟผ่านโหลดตัวต้านทานผ่าน MOC-3020



รูปที่ 6.13 การควบคุมหลอดไส้ด้วย ที.ที.แอล ผ่านMOC-3020



รูปที่ 6.14 การควบคุมโหลดแบบอินดักทีฟด้วย MOC-3020

ตัวอย่างการใช้งานของ 6N139 แสดงในรูปที่ 6.11 เป็นวงจรอินเวอร์ตตั้งลอจิกอินเตอร์เฟสความเร็วสูง ความเร็วของการสวิตช์จะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานของโหลด  $R_L$  และตัวต้านทานทางอินพุต  $R_1$  ถ้า  $R_1$  มีค่า 180 โอห์มกระแสไหลผ่าน 17 มิลลิแอมป์ เข้าสู่อินพุตของที.ที.แอล. ผ่านไดโอดเปล่งแสง ถ้าหากใช้  $R_2$  ค่า 100 โอห์มแล้ว วงจรจะสามารถส่งผ่านข้อมูลได้ด้วยอัตรา 300 กิโลบิตต่อวินาที หรือถ้าหากเพิ่มค่า  $R_1$  เป็น 1,800 กิโลโอห์ม กระแสอินพุตเป็น 1.7 มิลลิแอมป์ ใช้  $R_2$  2,200 โอห์ม สามารถส่งข้อมูลความถี่สูงถึง 500 กิโลเฮิร์ต

ออฟโตคัปเปิลเลอร์ MOC-3020 มีทรานสดักชันขนาดเล็กเป็นเอาท์พุท สามารถทนกระแสผ่านได้ 100 มิลลิแอมป์ ซึ่งก็น้อยเกินไปสำหรับการควบคุมกระแสกลับผ่านเครื่องใช้

ไฟฟ้าทั่วไป แต่มันก็เหมาะสมที่จะนำมาสร้างสัญญาณทริกเกอร์ไตรแอกกำลังสูงภายนอก วงจรตัวอย่างแสดงในรูปที่ 6.12 เอาท์พุทจากที่.ที.แอล.จะเป็นตัวควบคุมกระแสผ่านตัว ก้าเนิดแสงภายใน MOC-3020 เป็นทริกเกอร์ไตรแอกภายนอกอีกต่อหนึ่ง ไตรแอกภายนอกจะ ต้องเลือกให้ทนกำลังงานได้พอสำหรับโหลด

รูปที่ 6.13 แสดงการใช้ MOC-3020 ในการสวิตช์เปิด-ปิดกระแสผ่านหลอด ไฟ 220 โวลต์ ที่กินไฟน้อยกว่า 100 มิลลิแอมป์ เนื่องจากหลอดไฟนี้ใส่หลอดมักมีความ ต้านทานต่ำในขณะที่หลอดไส้เย็น ดังนั้นจำเป็นต้องระมัดระวังในการเลือกไตรแอกว่าต้อง สามารถขยายกระแสสูง ๆ ในช่วงสั้น ๆ นี้ได้ (ประมาณ 1 แอมป์)

วงจรในรูปที่ 6.10 และ 6.11 โหลดที่ใช้เป็นตัวต้านทานไตรแอกภายในออฟ โทดักปเปิลอร์จะนำกระแสเมื่อไฟสลับผ่านจุดตัดศูนย์โวลต์ ในกรณีโหลดเป็นอินดักทีฟโหลด (เช่น มอเตอร์) มักจะมีพัลส์ของแบค อี.เอ็ม.เอฟ. เกิดขึ้นเมื่อกระแสผ่านขดลวด พัลส์ นี้สามารถทำให้การทำงานของไตรแอกภายในออฟโทดักปเปิลอร์ทำงานผิดพลาดได้ ปัญหา ดังกล่าวอาจหลีกเลี่ยงได้โดยใช้วงจรในรูปที่ 6.14 ที่มีวงจรถบับเบอร์ Snubber ต่ออยู่กับโหลด ครอบไตรแอกภายนอก ขนาดของอุปกรณ์ในวงจรถบับเบอร์ ขึ้นอยู่กับค่าอินดักแตนซ์และ ความต้านทานของโหลด

จากที่กล่าวมาทั้งหมด แม้ว่าจะยังไม่ครอบคลุมคุณสมบัติและการประยุกต์การใช้ งานอื่น ๆ ของออฟโทดักปเปิลอร์ แต่ก็คงจะพอเป็นแนวทางในการเลือกใช้งานและค้นคว้า ต่อไป

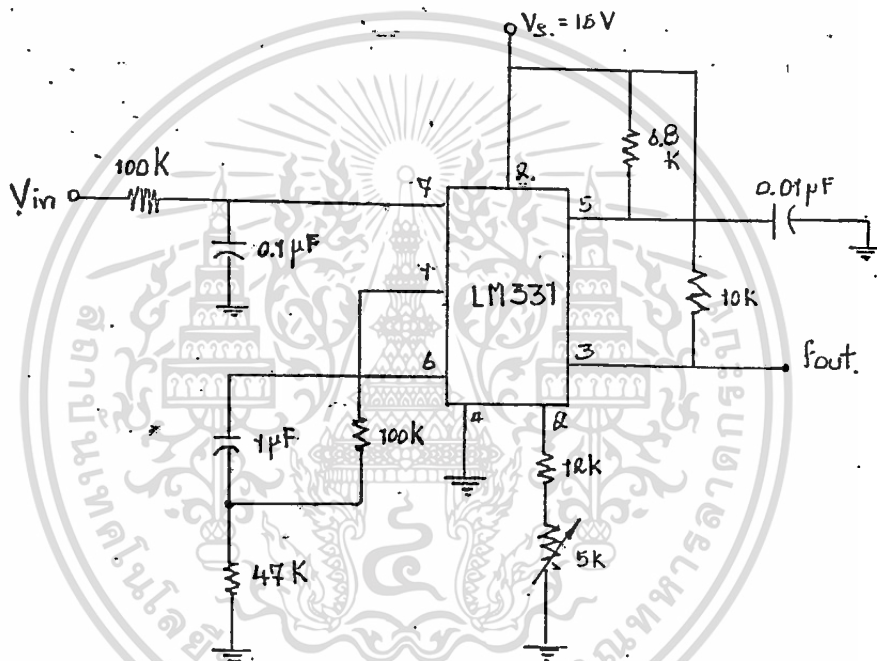




## บทที่ 8 Voltage to Frequency and Frequency to Voltage

### Voltage to Frequency

เป็นวงจรที่ใช้เปลี่ยนสัญญาณแอนาลอกในรูปของ Voltage ให้เป็นสัญญาณ Digital ในรูปของความถี่ซึ่งความถี่ output จะเปลี่ยนแปลงตาม input voltage ถ้า input voltage มีค่าสูงขึ้น ความถี่ output จะเปลี่ยนแปลงตาม input voltage ก็จะสูงตามไปด้วย เราสามารถนำเอาคุณสมบัติของ V-to-F นี้ไปใช้งานได้กว้างขวาง เช่น เราสามารถเปลี่ยนสัญญาณแรงเคลื่อนที่วัดได้เป็นสัญญาณความถี่เพื่อแสดงผลในรูปของตัวเลขดิจิตอล ได้



รูปที่ 8.1 วงจรทำงานของ V-to-F

จากรูปวงจรที่ 8.1 เป็นวงจรทำงานของ V-to-F ที่ขา 2 จะมีความต้านทานเกือกรมา 5K ต่ออนุกรมกับความต้านทาน 12K ค่าความต้านทาน 5K ที่ต่อไว้สำหรับปรับความถี่ของ output ในขณะที่  $V_{in}$  คงที่ที่ค่าหนึ่ง ค่า  $R_2$  นี้เราเรียกว่า gain adjust

เมื่อเราป้อน  $V_{in}$  เข้าที่ขา 7 ซึ่งเป็น input comparator สำหรับเปรียบเทียบกับค่า Threshold ที่ขา 6 ถ้าค่า Threshold ต่ำกว่า input ของ

comparator จะเป็น 1 ซึ่งจะ set ให้ output ของ R-S flip flop เป็น 1 ด้วยทำให้  $Q_2$  on output ที่ขา 3 จะเป็น low and  $Q_1$  จะ off ซึ่งทำให้  $R_1 C_1$  constant เริ่ม charge จนกระทั่งถึง สองในสามของ  $V_{cc}$  จะทำให้ time comparator มี output เป็น 0 ซึ่งเป็นการ reset ให้กับ R-S flip flop  $Q_2$  ก็จะถูก off จะได้ output ที่ขา 3 เป็น high และ  $Q_1$  จะเป็น on ซึ่งเป็นการ discharge  $C_1$

ส่วน Precision current reflector จะเป็นตัวจ่ายกระแสที่คงที่ออกที่ขา 1 ทำให้  $C_2$  charge แบบ linear การที่กระแสคงที่ได้เกิดจากวงจรของ current pump โดยที่ขา 2 จะถูกรักษาระดับของ Voltage ให้คงที่ 1.9 โวลต์ตลอด ถ้า voltage เปลี่ยนแปลงไปจาก 1.9 volt มันจะถูก feedback กลับไปเข้าที่ขา base ของ  $Q_2$  ซึ่ง  $Q_2$  นี้จะเป็นตัวควบคุมกระแสที่ไหลผ่าน  $R_2$  คงที่ซึ่งจะมีผลทำให้กระแสที่ไหลออกที่ขา 1 คงที่ด้วย

ส่วน current switch นั้นจะถูกควบคุมโดย R-S flip flop เช่นกัน ซึ่งจะส่งผลให้  $C_2$  เกิดการ charge and discharge โดยเราจะได้ความสัมพันธ์ของ  $V_{out}$  กับความถี่ output ดังนี้

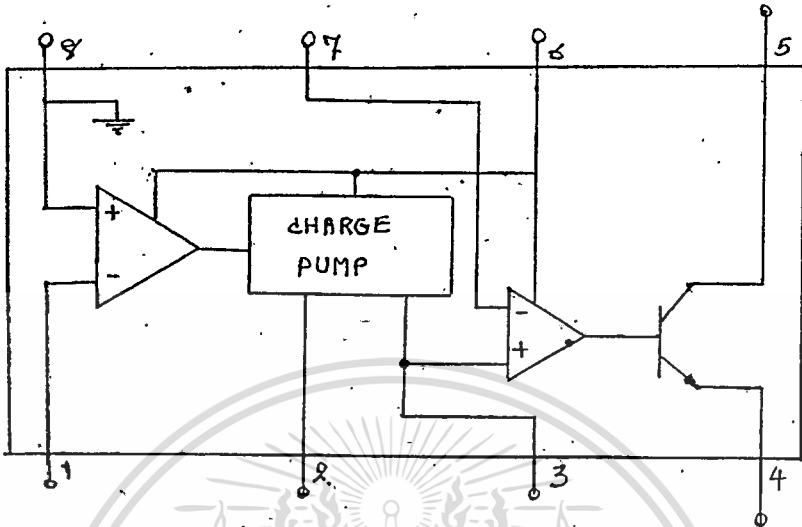
$$F_{out} = \frac{V_{in} * R_2}{2.9 V * R_1 * R_2 * C_2}$$

### Frequency to Voltage

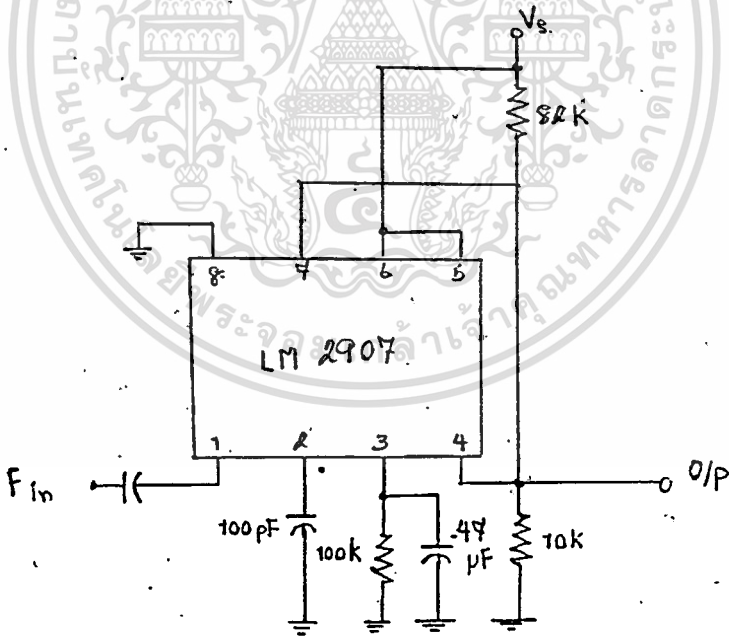
เป็นวงจรสำหรับเปลี่ยนความถี่เป็น Voltage ซึ่งเราสามารถนำหลักการนี้ไปใช้ในงานต่าง ๆ ได้เช่น ใช้วัดความเร็วรอบ หรือ ใช้ควบคุมมอเตอร์ในการเปิดปิด การทำงานของ F-to-V นั้นเราข้อนความถี่ input เข้าที่ขา 1 ซึ่งจะผ่าน op-amp ภายในตัว F-to-V เพื่อขยายสัญญาณแล้วส่งเข้าไปยังวงจร charge pump ในวงจรนี้จะสามารถเปลี่ยนจาก ac ให้เป็น dc โดยที่ c ต่ออยู่ที่ขา 2 จะเป็นตัว filter ส่วนที่ขา 3 จะมี R กับ C ต่ออยู่ซึ่งจะเป็นตัวกำจัด Ripple และ output ที่ได้ออกมาเป็น DC จะส่งไปยัง op-amp ซึ่ง op-amp จะเป็นตัวควบคุมการ on ของทรานซิสเตอร์ output อีกทีหนึ่ง ซึ่ง output ที่ได้จากขา 4 จะถูก feedback กลับไปเข้าที่ขา 7 อีกทีหนึ่ง ซึ่งเราจะหา  $V_{out}$  ได้จากสูตรต่อไปนี้

$$V_{out} = V_{cc} * f_{in} * C_1 * R_1 * K$$

โดยที่  $K = 1$



รูปที่ 8.2 วงจรการทำงานของ F-to-V



รูปที่ 8.3 วงจรการทำงานจริงของ F-to-V \*

บทที่ 9 การเชื่อมต่อระบบไมโครคอมพิวเตอร์กับ  
ระบบวัด & ควบคุมอุณหภูมิโดยส่งสัญญาณผ่านสาย A.C.

หลักการทํางานของระบบ

จากรูปที่ 1 จะเห็นได้ว่าระบบในที่นี้จะออกแบบให้ทำการตรวจสอบอุณหภูมิได้ 8 จุด (สามารถขยายได้อีก  $8 * 8 = 64$  จุด โดยการเพิ่มอิเล็กทรอนิกส์ลวีกซ์ # 4051 อีกถึง 7 ตัว ซึ่งจะเป็นการใช้ A/D # ADC 0809 จนครบทั้ง 8 ช่องนั่นเอง) โดยใช้ IC # LM 335 เป็นตัวเปลี่ยนอุณหภูมิเป็นแรงดัน (T/V) มาเข้า LM 331 ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่ (V/F) ดังรูปที่ 2. เอาท์พุทของวงจรมีจะได้ 10 องศา C / 1 KHz ในที่นี้ใช้ช่วงอุณหภูมิที่ 10 องศา - 50 องศา จะได้ความถี่ 1 KHz - 5 KHz (จะพอดีเป็นอินพุท 0 - 5 V ให้ A/D # ADC 0809 ที่หน่วยควบคุมศูนย์กลางพอดี) เอาท์พุทของรูปที่ 2 จะมาเป็นสัญญาณอินพุทให้กับวงจรเฟลมอดดูเลเตอร์ (P.M.) # LM 566 ซึ่งในแต่ละช่องตั้งแต่ 1 - 8 จะถูกตั้งความถี่พาหะ (fc) โดยการปรับที่ VR<sub>0</sub> (เป็นการปรับ VCO ของเฟลล็คคูลูปนั่นเอง) แล้วจึงขยายความถี่พาหะที่ถูกมอดดูเลเตอร์ แล้วออกสู่สายเอชซี 220 V

ความถี่พาหะของเฟลมอดดูเลเตอร์แต่ละช่องจะถูกตั้งไว้ด้วยตารางที่ 1 ดังนี้ :

ช่อง	ความถี่พาหะ ( fc = kHz )
1	100
2	120
3	130
4	140
5	150
6	160
7	170
8	180
9	190

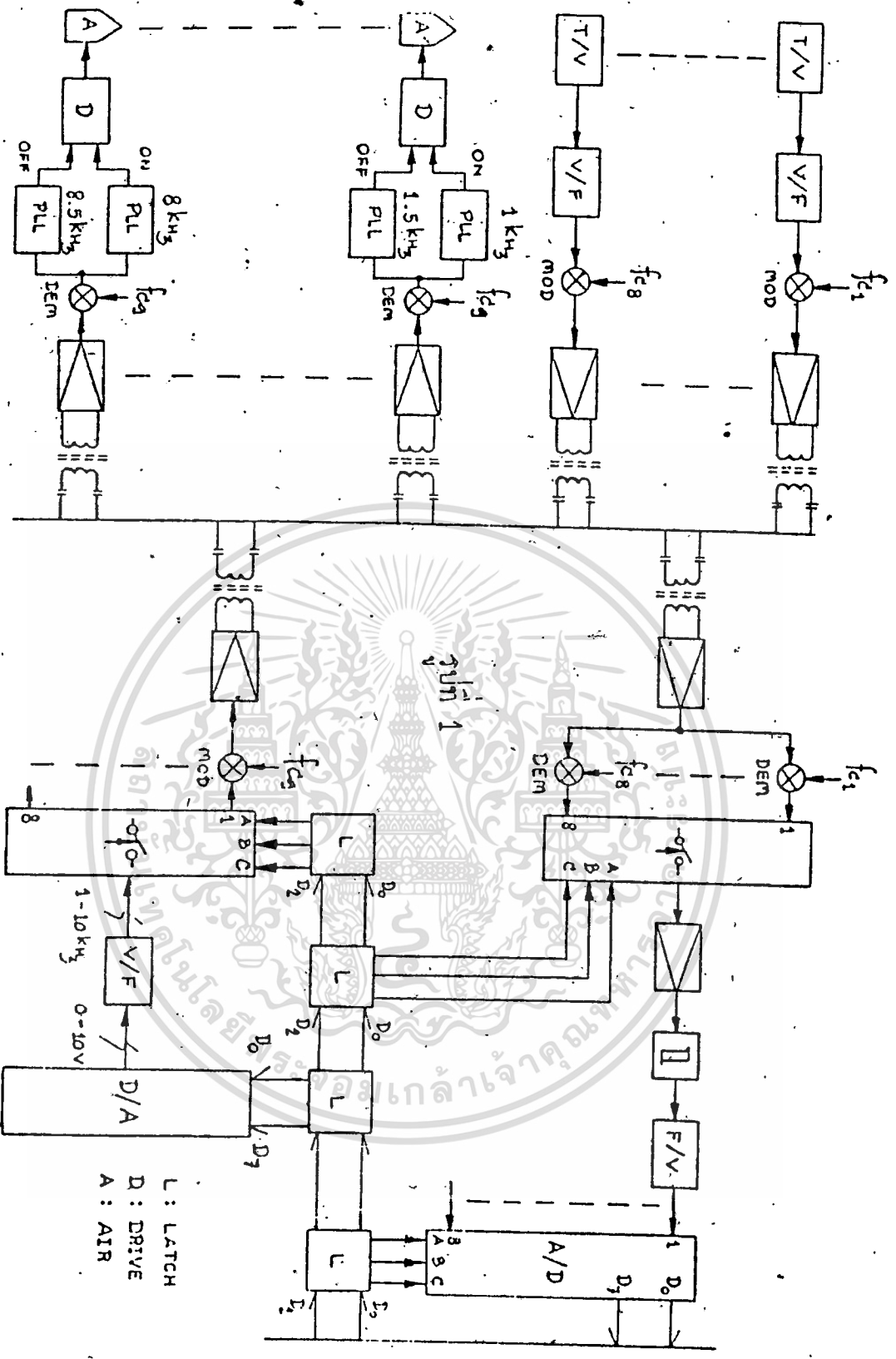
ตารางที่ 1

ที่หน่วยควบคุมศูนย์กลางจะรับความถี่พาหะทุก ๆ ช่อง จากสายเอซี มาขยายต่อที่วงจร ดังรูปที่ 4 แล้วจึงมาเข้าสู่วงจรเฟลตีมอดคูลูเลเตอร์ # CD 4046 ดังรูปที่ 5 ซึ่งถูกตั้งความถี่ VCO ไว้ตามตารางที่ 1 เอาท์พุทของ CD 4046 ที่ได้แต่ละตัวจะเป็นความถี่ที่อยู่ในช่วง 1 kHz - 5 kHz ซึ่งเท่ากับความถี่ที่เอาท์พุทของรูปที่ 2. นั่นเอง เอาท์พุทของ CD 4046 ทั้ง 8 ตัว จะมาต่อกับอิลีคทรอนิกส์วิทซ์ # CD 4051 ดังรูปที่ 6 โดยไอซีตัวนี้จะมีสวิทช์อยู่ข้างใน 8 ชุด ที่มีเอาท์พุทร่วมกัน เป็นลักษณะของวงจรมัลติเพล็กซ์ ฉะนั้น 2 - 80 จึงสามารถที่จะเลือกเอาความถี่ซึ่งสัมพันธ์กับอนุภูมิจากช่องใด ๆ ก็ได้ตั้งแต่ 1 - 8 โดยการใช้น้ำคำสั่งเอาท์พุทพอร์ท ออกจากพอร์ท # 03 ความถี่จากช่องที่ถูกเลือกแล้วจะมาขยายต่อยังอ้อมแอมป์ # CA 3140 แล้วขจัดสัญญาณรบกวนทั้งโดยผ่านวงจรซิมิทริกเกอร์ # 7414 แล้วจึงเข้าวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน (F/V) # 2907 มาโอนเป็นอินพุทของ # ADC 0809 ซึ่งเป็นวงจรเปลี่ยนอนาล็อกเป็นดิจิตอล โดยมีอินพุทได้ถึง 8 ช่องดังรูปที่ 7 ในที่นี้ใช้แค่ช่อง 0 เพียงช่องเดียว ที่เหลือเพื่อไว้ขยายจุดตรวจสอบอนุภูมิดังกล่าวแล้วข้างต้น ฉะนั้น Z - 80 จะสามารถเลือกช่องใด ๆ ก็ได้ (ในที่นี้เลือกช่อง 0 ตลอด) โดยการควบคุมที่พอร์ท # 00 แล้วจึงสั่งให้ AD ทำการล่มสัญญาณ แล้วแปลงเป็นดิจิตอลโดยการสั่งทางพอร์ท # 01 มาที่ขา START Z - 80 จะถูกหน่วงเวลาให้พอที่ A/D จะทำการแปลงข้อมูลกัน จึงมาขออ่านข้อมูลโดยพอร์ท # 01 ที่ขา OE ผ่านวงจรบัฟเฟอร์ # 74 LS 244 เข้ามาในหน่วยความจำ (RAM) แล้วทำการประมวลผลต่อไป

จากรูปที่ 8 เมื่อ Z - 80 ทำการเปรียบเทียบข้อมูลที่ได้มาจากการอ่านเข้ามาผ่าน A/D ถ้าข้อมูลนั้นมากกว่าค่าที่ผู้ใช้กำหนดไว้ตอนเริ่ม RUN เครื่อง Z - 80 จะสั่งเอาท์พุทออกมาที่พอร์ท # 04 เพื่อเปลี่ยนค่า  $00_{H} - FF_{H}$  เป็น 0 - 10 V โดยใช้วงจรเปลี่ยนดิจิตอลเป็นอนาล็อก (D/A) # MC 1408 แล้วจึงเปลี่ยน 0 - 10 V เป็น 1 kHz - 10 kHz โดยใช้วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่ (V/F) # LM 331 จากนั้นจึงเอาท์พุทพอร์ท # 06 เพื่อให้อิลีคทรอนิกส์วิทซ์ # CD 4051 ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรดีมัลติเพล็กซ์เลือกเอาช่อง 0 (ช่องที่เหลือไว้เพื่อขยายระบบ 8\*8 = 64 จุดในการควบคุมแอร์) ส่งความถี่ 1 kHz - 10 kHz (ที่ความถี่ใดความถี่หนึ่งเพียงความถี่เดียว) ไปเข้าวงจรเฟลตีมอดคูลูเลเตอร์ # 566 ซึ่งตั้ง VCO ไว้ที่ 190 kHz แล้วขยายออกสายเอซี ดังรูปที่ 9

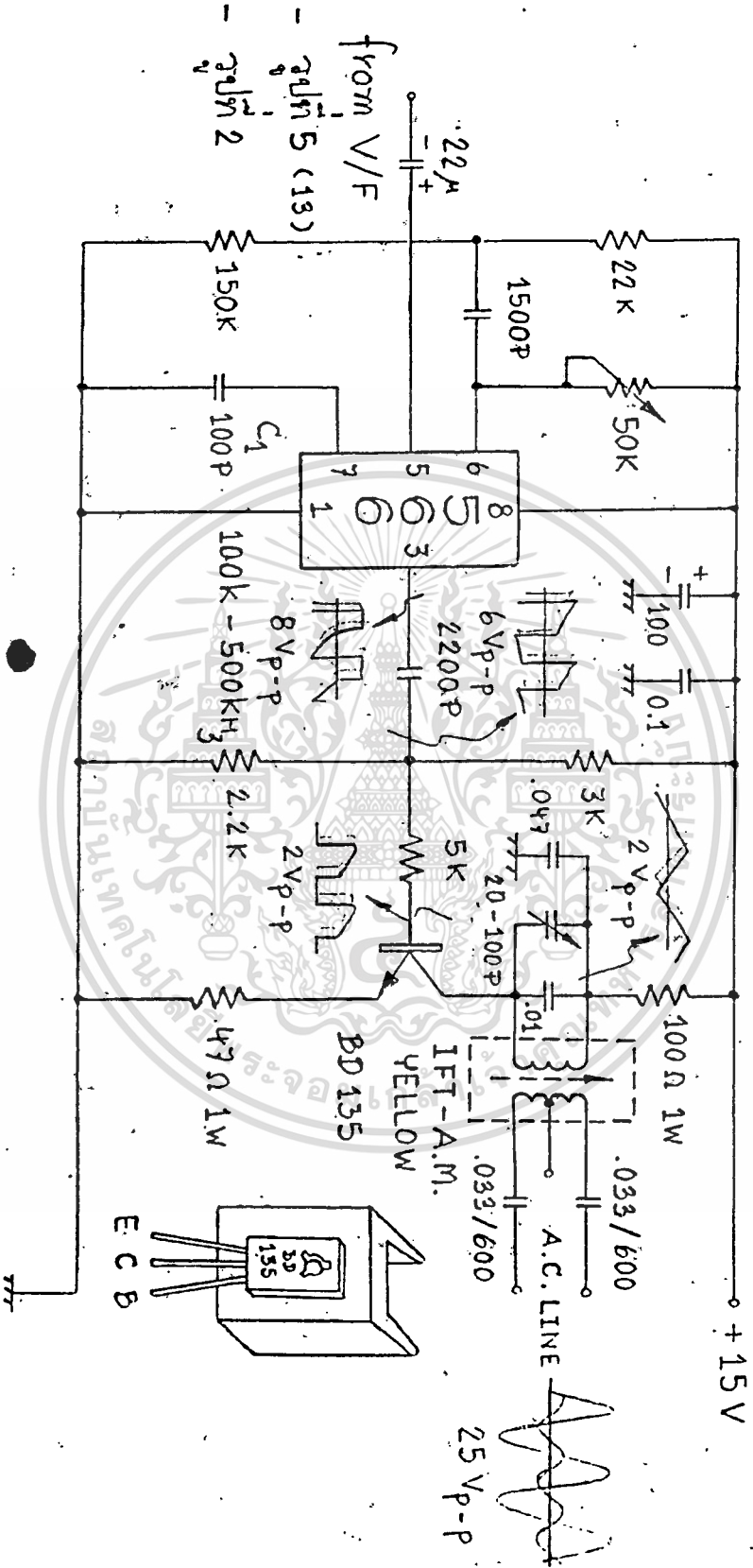
ที่ห้องซึ่งมี AIR # 1 - 8 ติดตั้งอยู่จะมีวงจรดังรูปที่ 10 อยู่ทุกห้อง ฉะนั้นทุก  
ทุกห้องจะได้รับความถี่พาหะ (fc9) & # CD 4046 จะทำการดีมอดูเลเตอร์เอาความถี่  
1 kHz - 10 kHz ออกมา แต่ขณะนั้น ๆ จะมีความถี่ที่อยู่ในช่วงนี้เพียงความถี่เดียว ซึ่ง  
ความถี่นี้จะถ้าไปตรงกับความถี่ VCO ของเฟสล็อคลูป # 567 ตัวใด ที่เอาท์พุทของตัวนั้นจะ  
เปลี่ยนระดับจาก Vcc เป็น 0 V ไปทริกภาคควบคุมแอร์ ให้เปิด - ปิดได้ตามต้องการ  
โดยไม่มีผลกระทบต่อการทำงานเปิด-ปิดของแอร์ห้องอื่นเลย





แสดงลอคและการทำงานของระบบทั้งหมด

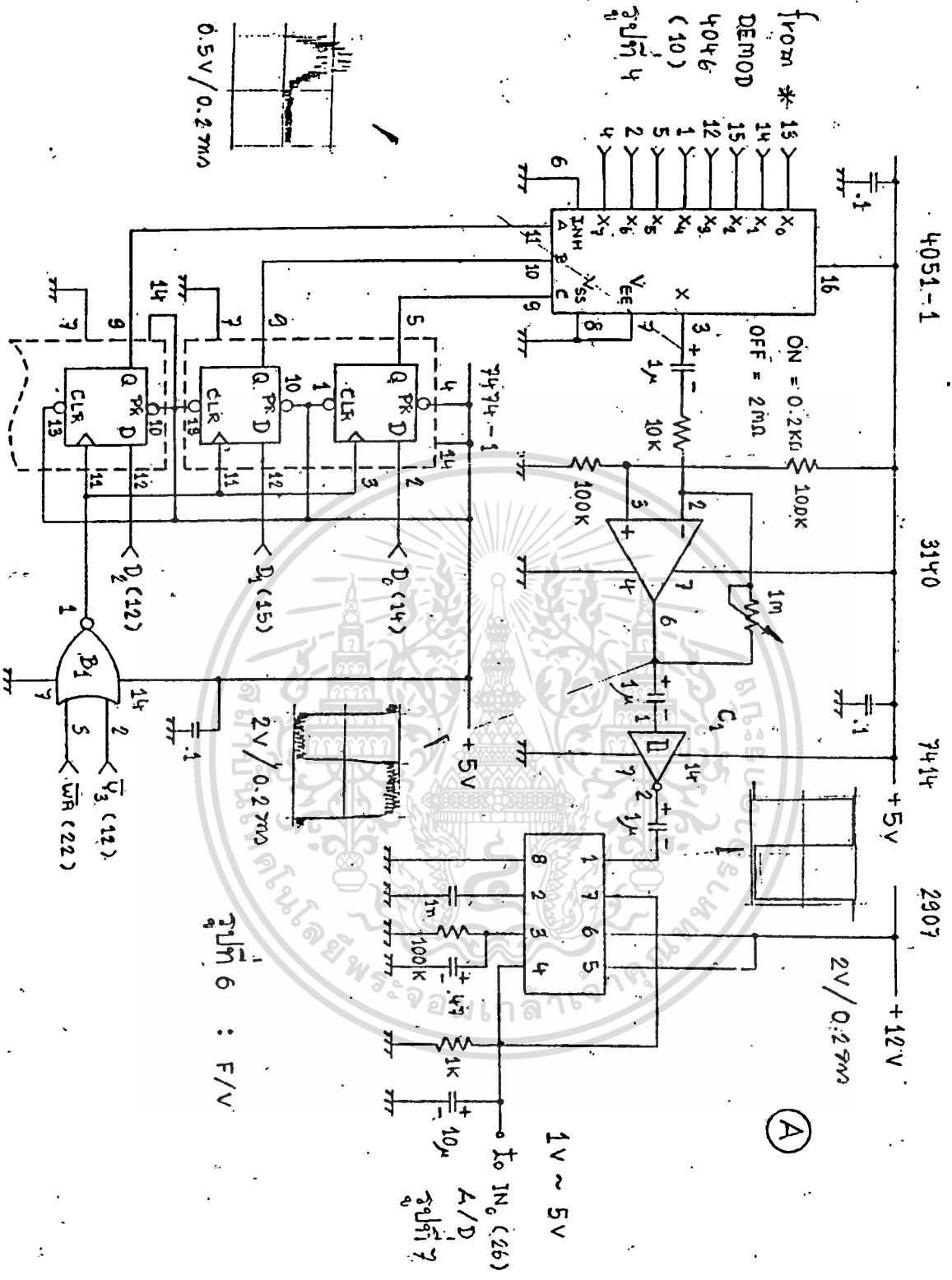


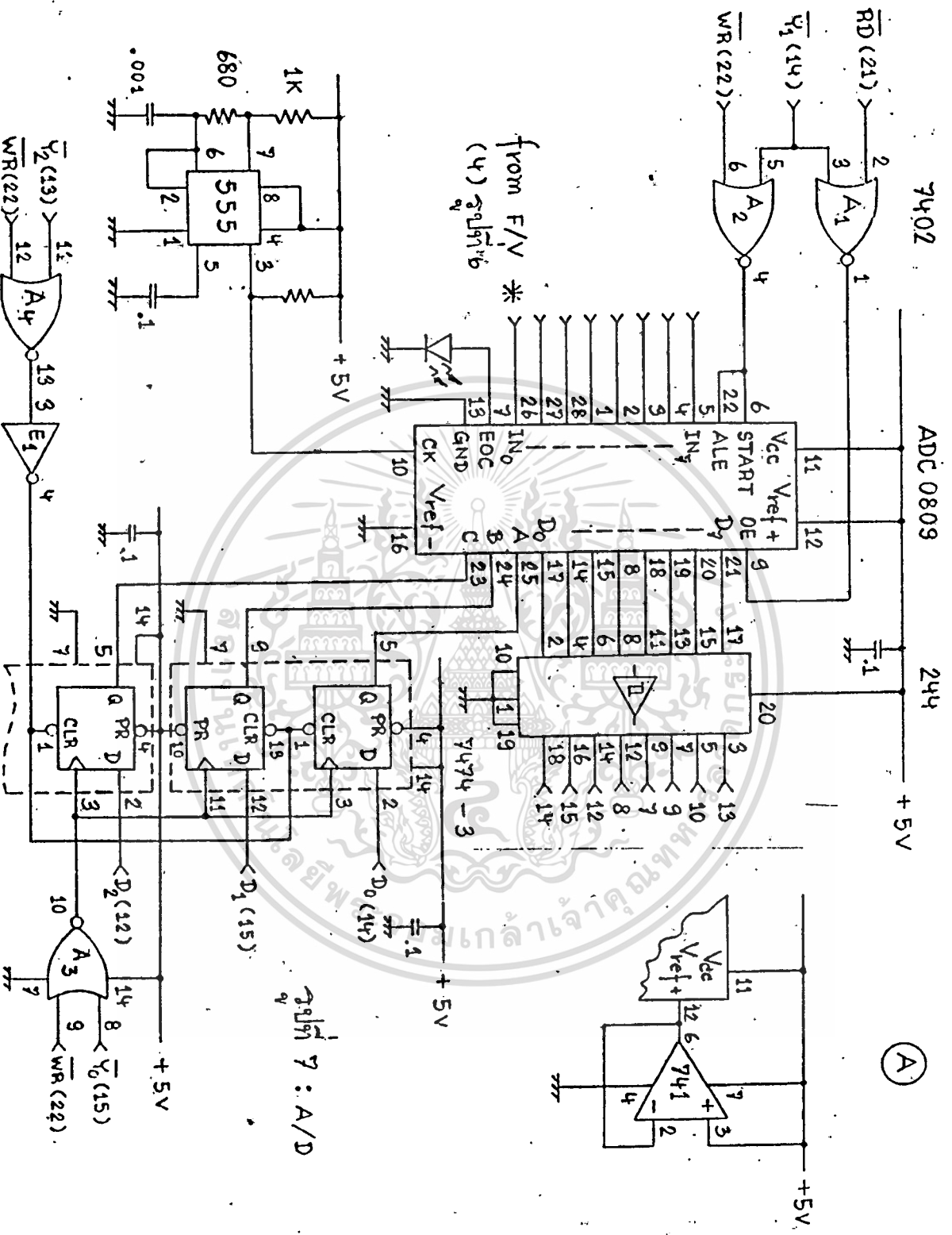


รูปที่ 3 : F.M. TRANSMITTER



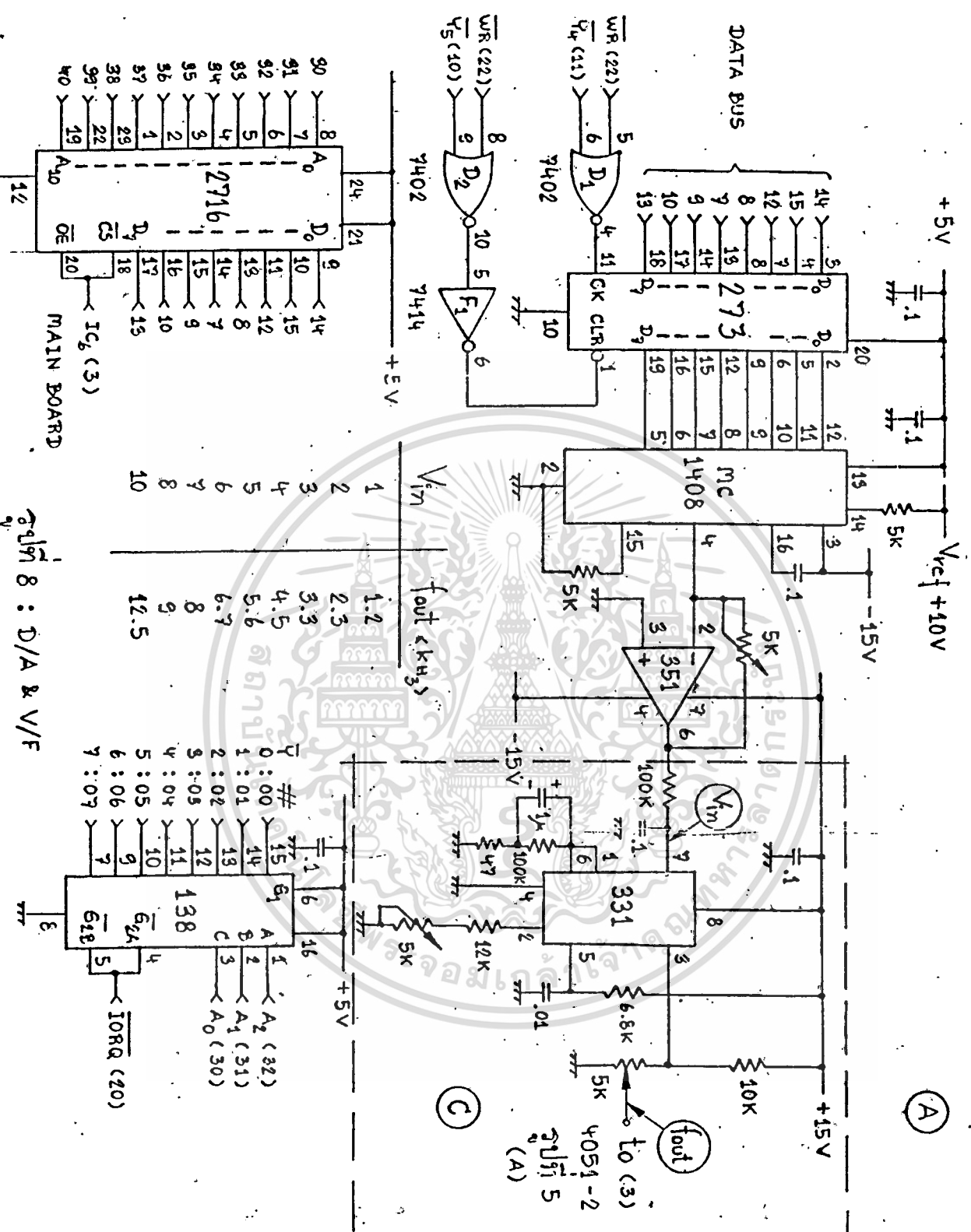






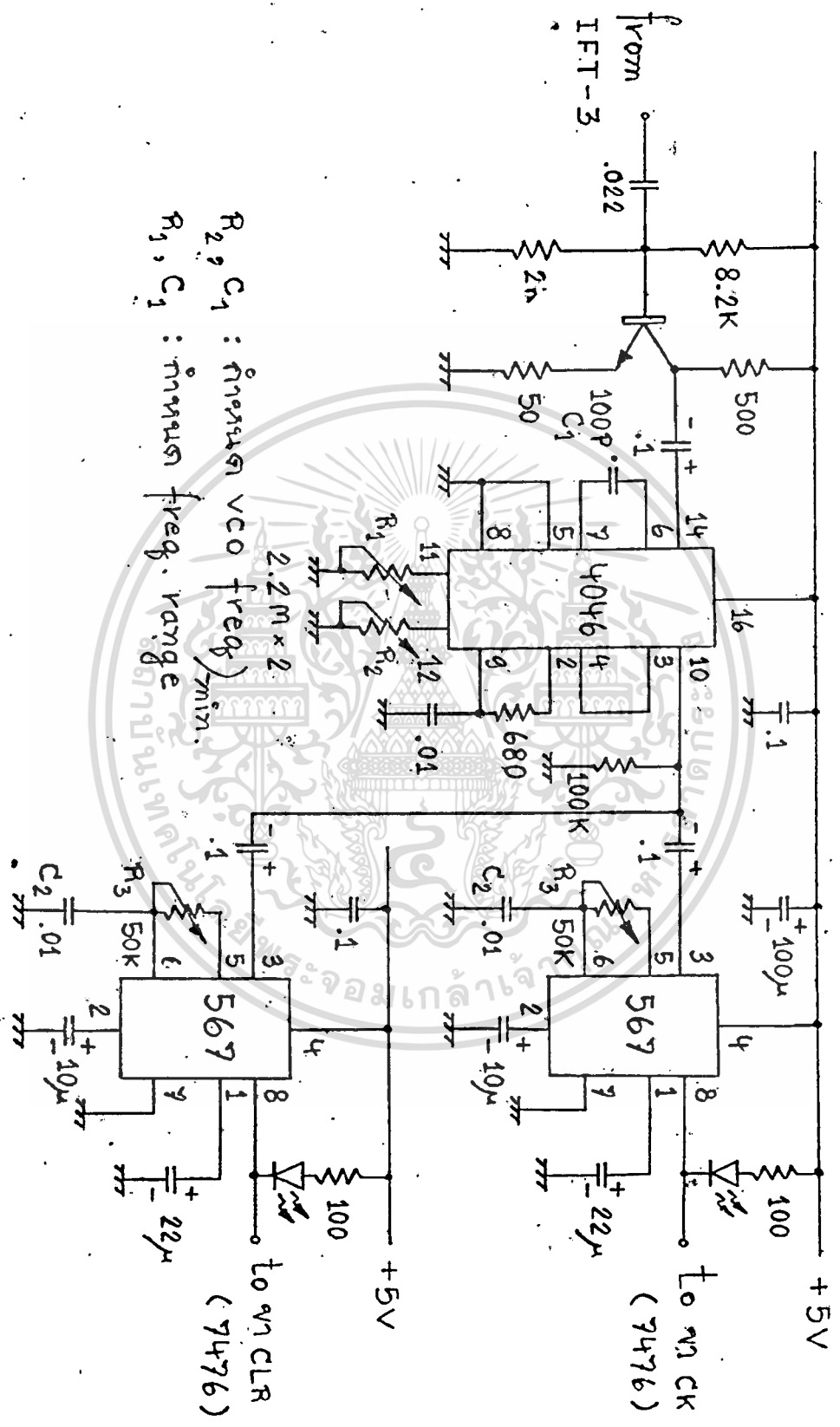
7474 : A/D

(A)



รูปที่ 8 : D/A & V/F

2N2222



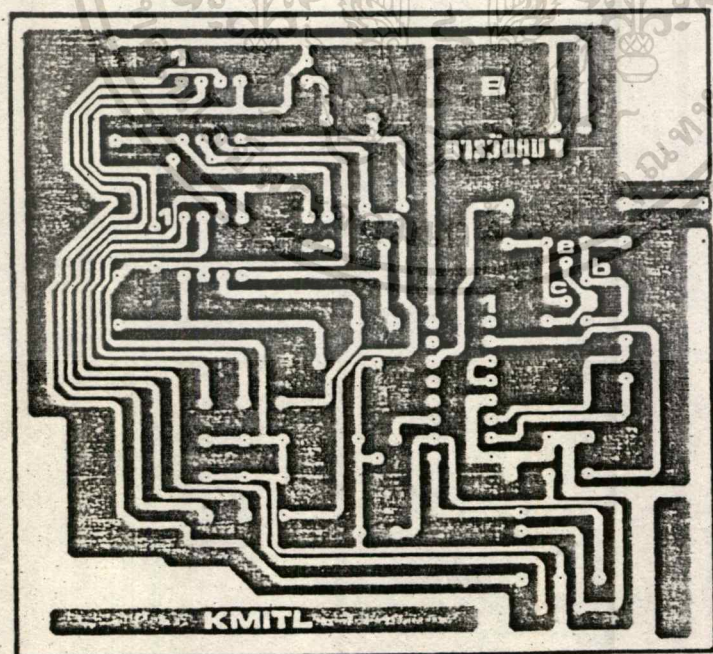
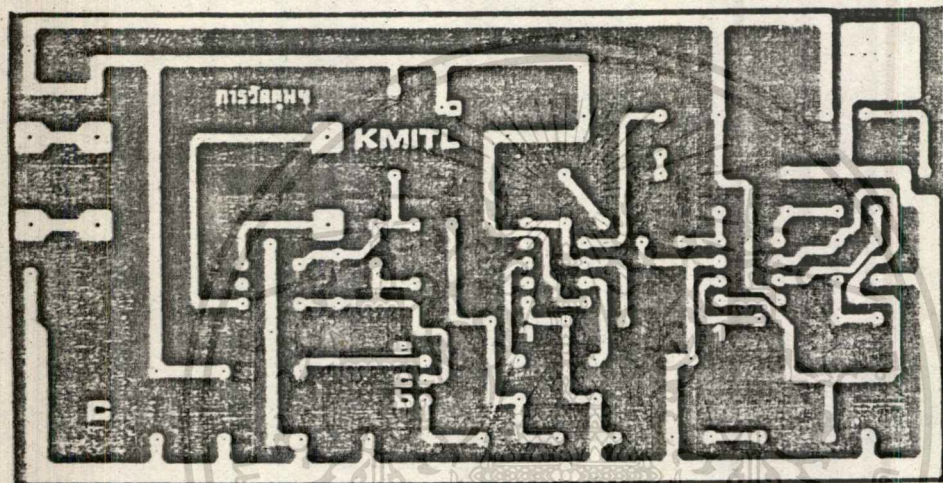
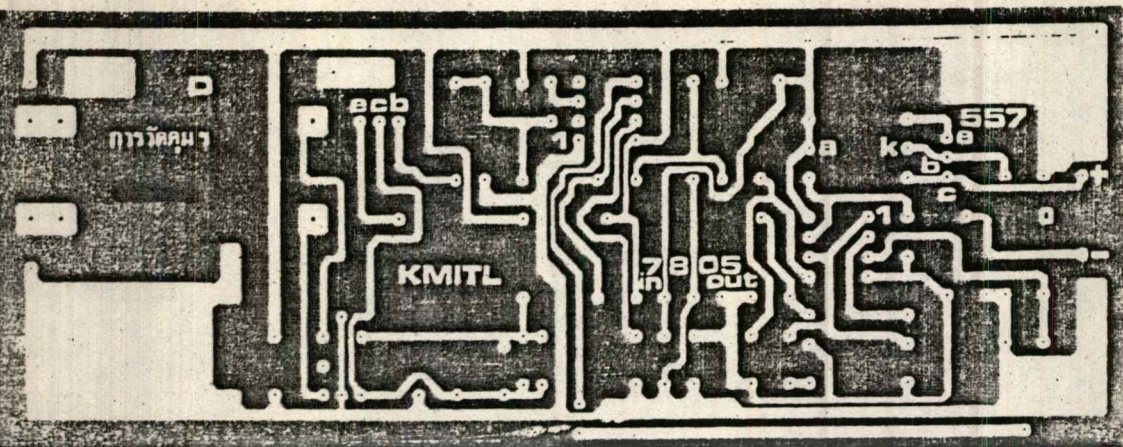
$R_2, C_1$  : กำหนด VCO freq.  
 $R_1, C_1$  : กำหนด freq. range

Lo 74 CLR  
 (7476)

Lo 74 CK  
 (7476)

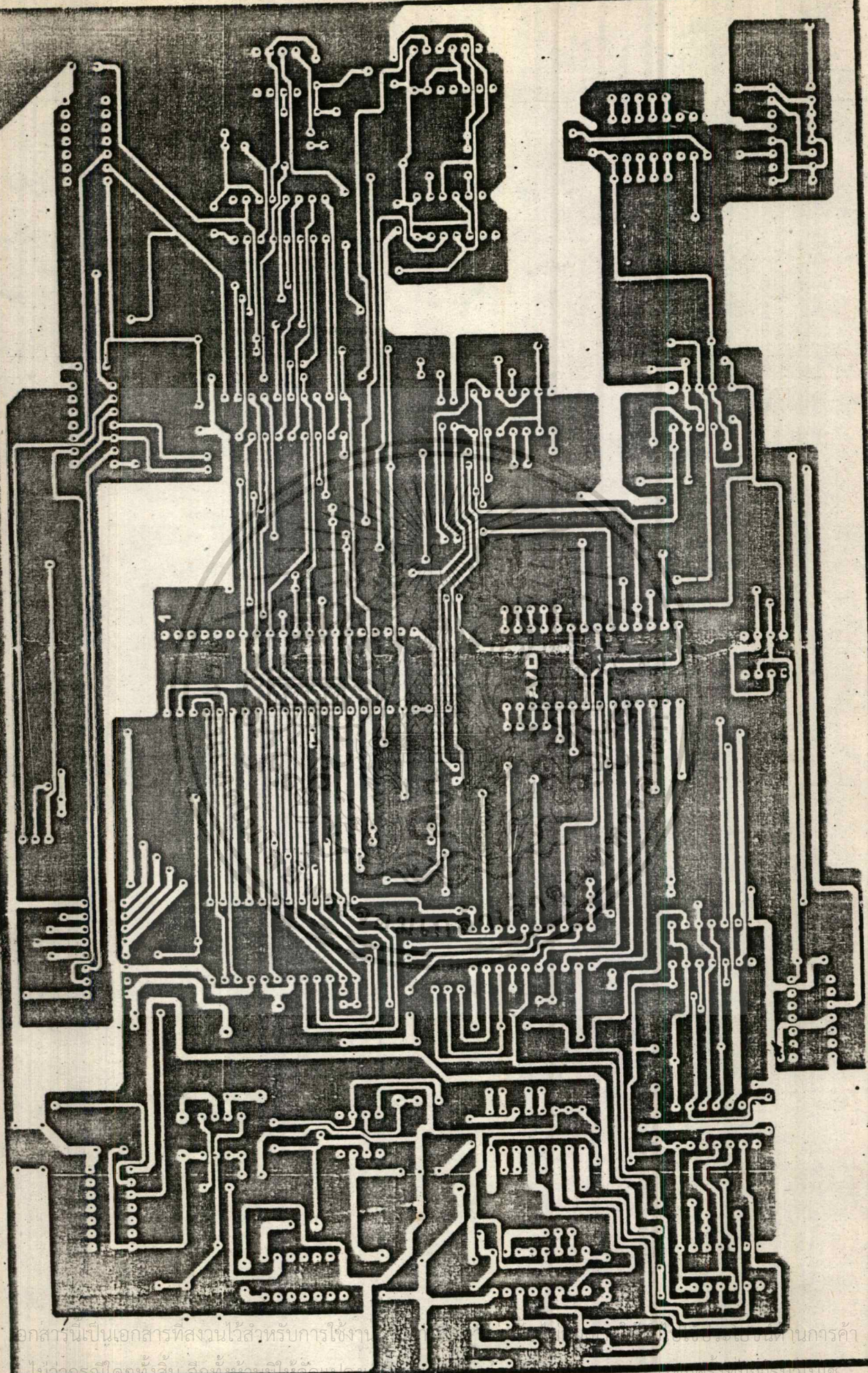
รูปที่ 10 : DEMOD & TONE DECODER PLL





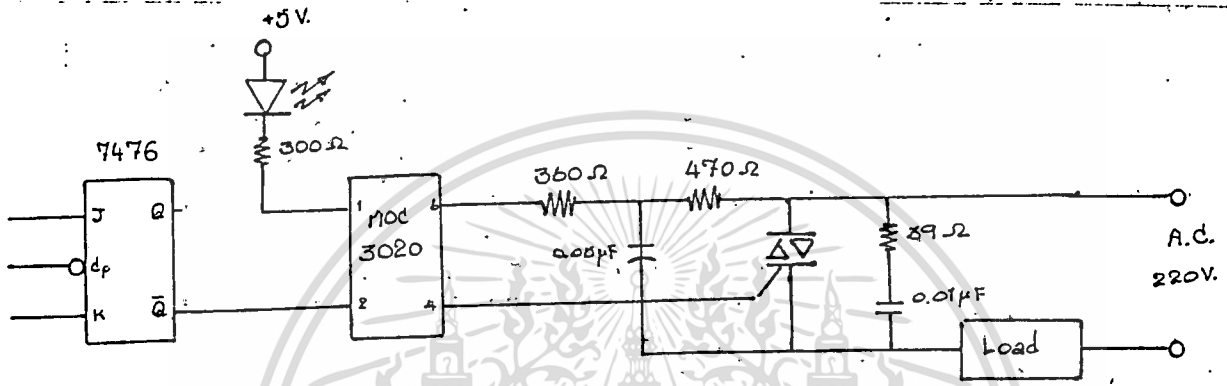
รูปที่ 12 ลายปรินท์วงจรตรวจจับและควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ทำการตีโดท่าง์สิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลง 83 ข้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเฉพาะเท่านั้น การคัดลอกหรือการเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจะถือว่าผิดกฎหมาย

ในบทนี้จะกล่าวถึงส่วนควบคุมอุปกรณ์ภายนอก โดยรับสัญญาณความถี่ใน A.C. Line หลังจากนั้นทำการ Demodulation โดยตัดแคเลียร์ออกให้เหลือแต่ ความถี่ที่ต้องการแล้วเปลี่ยนสัญญาณความถี่แปลงเป็นสัญญาณไฟฟ้าให้เป็นระดับ High กับ Low สัญญาณนี้จะถูกป้อนให้กับชุด Flip-Flop โดยที่ Flip-Flop จะ Latch สัญญาณเอาไว้ ส่วนภาค Demodulation ได้กล่าวมาแล้วในข้างต้น



รูปแสดงการต่ออุปกรณ์ในส่วนควบคุมอุปกรณ์ภายนอก

ในรูปจะเห็นว่าประกอบด้วย IC 7476 ซึ่งเป็น J-K Flip-Flop โดยที่ด้านอินพุทจะรับสัญญาณลอจิก "0" กับ "1" แล้วทำการ Latch เอาไว้ ทางด้านเอาต์พุทของ J-K Flip-Flop ( Q ) ต่อกับขา 2 ของ IC 3020 ซึ่งเป็นไอซีออปโตคัปเปอเรอร์ โดยมีหลอด LED เป็นตัวแสดงว่ามีไฟเลี้ยงให้กับรีเลย์ LED ดับแสดงว่าขณะนี้รีเลย์ไม่ทำงาน ซึ่งจะดับจนกว่าจะครบเวลาหนึ่งวินาทีจึงสามารถทำงานได้เหมือนเดิมอีกครั้ง

ทางด้านไฟ A.C. ได้ต่อ Triac อีก 1 ตัว เพื่อควบคุมโหลดไฟฟ้ากระแสสลับ ความต้านทาน 39 โอห์มและค่าความจุ 0.01 uF ต่อเพื่อแก้การเกิด Snubbing สำหรับ Triac และความต้านทาน 470 โอห์ม กับความจุ 0.05 uF ต่อเพื่อเป็น Snubbing the couple อุปกรณ์เหล่านี้บางครั้งอาจไม่มีความจำเป็น ขึ้นอยู่กับ Triac และ ลักษณะของโหลด

การทดลองและการทดลอง

ในการการทดลองเราจะแบ่งการทดลองออกเป็นภาค ๆ และจะทำการทดลองให้ได้เอาท์พุทของภาคนั้น ๆ ตามต้องการจนครบทุกภาค จากนั้นก็จะนำแต่ละภาคมาต่อร่วมกันจนเป็นวงจรที่สมบูรณ์ แล้วทำการทดลองเพื่อปรับให้ค่าอินพุทและเอาท์พุทของวงจรแต่ละภาคได้ค่าที่เหมาะสมกับภาคที่ต่อร่วมกันอยู่ เมื่อได้ค่าที่เหมาะสมวงจรทั้งหมดก็สามารถใช้งานได้เป็นอย่างดี

11.1 การทดลองภาค T/V และ V/F

จากวงจรรูปที่ 2 (บทที่ 9) เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไปแรงดันตกคร่อมไอซี 335 ก็จะไปเปลี่ยนไปด้วย แรงดันตกคร่อมนี้เป็นแรงดันอินพุทของภาค V/F จะแปรผันโดยตรงกับอุณหภูมิ และถ้าแรงดันอินพุทของภาค V/F สูงขึ้น ความถี่เอาท์พุทของภาคนี้ก็จะมีความถี่มากขึ้น ฉะนั้นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นความถี่เอาท์พุทของภาคนี้ก็สูงขึ้น ซึ่งเราได้ความสัมพันธ์ของอุณหภูมิกับความถี่เอาท์พุทคือ ถ้าอุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไป 1 องศาเซลเซียส จะทำให้ความถี่เอาท์พุทเปลี่ยนแปลงไป 100 เฮิรตซ์ เราสามารถปรับแต่ง  $VR_1$  และ  $VR_2$  เพื่อให้ได้ความสัมพันธ์ตามต้องการ

11.2 การทดลองภาค MOD และภาค DEMOD

จากรูปที่ 3 และ 4 (บทที่ 9) เป็นภาคมอดูเลชั่นและภาคดีมอดูเลชั่น จะทำการทดลองร่วมกัน โดยนำเอาท์พุทของภาค V/F ผ่านการมอดูเลทส่งผ่านไปตามสายไฟฟ้าบ้าน (A.C Line) และวัดสัญญาณที่ขาคอลเล็คเตอร์ของวงจรมอดูเลทเทียบกับวงจรดีมอดูเลท

สัญญาณอินพุทที่ป้อนให้ภาคมอดูเลชั่น จะต้องปรับให้มีขนาดที่เหมาะสมจึงจะได้เอาท์พุทที่ภาคมอดูเลชั่นในลักษณะที่ใกล้เคียงกับอินพุทในภาคมอดูเลชั่น ส่วนภาคดีมอดูเลชั่นนั้นจะมีการแยกและขยายสัญญาณโดยผ่านแท็ง IF ดังนั้นจะต้องมีการปรับแต่งให้ได้ความถี่ที่ต้องการผ่านไปเท่านั้น

11.3 การทดลองภาค DMUX

ภาคนี้คือภาคดีมัลติเพล็กซ์ ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของวงจรที่อยู่บนคอนโทรลยูนิต ในส่วนนี้เราออกแบบให้สามารถขยายเอาท์พุทได้ถึง 64 จุด หรือช่อง ดังรูปที่ 5 (บทที่ 9) จะทดลองโดยป้อนสัญญาณเลือกให้ไอซี CD 4051 เลือกสัญญาณจากจุดหรือช่องใดของ 1 ใน 8 ช่อง ตามต้องการ

#### 11.4 การทดลองภาค F/V

ภาคนี้คือภาคเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า ความสัมพันธ์ความถี่อินพุตกับแรงดันเอาต์พุตคือ 1 กิโลเฮิรตซ์ / 1 โวลต์ เช่น ความถี่อินพุตเป็น 2.5 กิโลเฮิรตซ์จะได้แรงดันเอาต์พุตเป็น 2.5 โวลต์ เราสามารถปรับความต้านทานที่ต่อที่ขา 3 ของไอซี 2907 เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่ต้องการ ดังรูปที่ 6 (บทที่ 9)

#### 11.5 การทดลองภาค ADC

ภาคนี้คือ ภาคเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอลขนาด 8 บิต เพื่อที่จะสามารถติดต่อกับ Z-80 ดังนั้นจะใช้ไอซี 555 มาสร้างเป็นวงจรรวมความถี่ 800 กิโลเฮิรตซ์ เข้าที่ขา CK ของไอซี ADC 0809 เพื่อให้มีความเหมาะสมกับ Z-80 ขาเลือกอินพุต ADC 0809 นั้นถูกต่อกับเอาต์พุตของดีฟลิปฟล็อปเบอร์ 74LS74 ซึ่งจะให้อินพุตเข้านั้นก็ขึ้นอยู่กับ Z-80 ดังรูปที่ 7 (บทที่ 9)

ในการทดลองเราจะต่อเอาต์พุตซึ่งผ่านบัฟเฟอร์ 74LS244 เข้าลอจิกเทรนนอร์เพื่อหาค่าอินพุตและเอาต์พุตซึ่งแสดงได้ดังตาราง 11.1

Analog Input (Vd.c)	Digital Output
0.00	00H
0.02	01H
0.04	02H
0.06	03H
0.08	04H
"	"
4.97	FDH
4.99	FEH
5.00	FFH

ค่าในตารางที่ 11.1 ใช้ในการเขียนมอนิเตอร์โปรแกรมในส่วนของกาเทียบอุณหภูมิเปิด/ปิดมอเตอร์คอมเพรสเซอร์

#### 11.6 การทดลอง DAC

คือภาคเปลี่ยนสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก เราจะต้องทดลองร่วมกับภาค V/F ดังรูปที่ 8 (บทที่ 9) ทั้งนี้เพื่อจัดทำตารางความสัมพันธ์ของสัญญาณดิจิตอลที่เป็นอินพุต

ของไอซี 1408 ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนดิจิทัลเป็นอนาล็อกเพื่อเป็นอินพุทของภาค V/F กับสัญญาณความถี่ซึ่งเป็นเอาต์พุทของภาค V/F ซึ่งใช้เป็นข้อมูลในการเขียนมอดิวเลเตอร์โปรแกรม ซีพียูจะได้สั่งการควบคุมได้ถูกต้อง ซึ่งความสัมพันธ์ดังกล่าวได้ค่าต่าง ๆ ดังตารางที่ 11.2

Digital Input	Analog Output (Vd.c)
00H	0.00
01H	0.02
02H	0.04
03H	0.05
04H	0.07
"	"
FDH	4.96
FEH	4.98
FFH	5.00

### 11.7 การทดลองภาค PLL

ภาคนี้คือภาคเฟสล็อกคัลลูป ดังรูปที่ 10 (บทที่ 9) ความต้านทานปรับค่าที่ต่อที่ขา 5 และ 6 ของไอซี 567 ใช้สำหรับปรับค่าความถี่ที่ต้องการให้ล็อกที่ความถี่ต่าง ๆ ซึ่งค่าความต้านทานนี้มีความสัมพันธ์กับความถี่ และค่าความจุไฟฟ้าของคาปาซิเตอร์ที่ขา 6 คือ

$$F = 1.1 / RC$$

ซึ่งค่าความต้านทานนี้จำเป็นต้องเลือกค่าให้เหมาะสมกับความถี่ที่ต้องการให้วงจรเฟสล็อกคัลลูปทำการล็อก

เมื่อทดลองแต่ละภาคจนครบทุกภาค และได้ผลตามเป้าหมายแล้วก็นำแต่ละภาคมาต่อเป็นวงจรเดียวกัน โดยแยกเป็น 2 ส่วนใหญ่ ๆ คือ ส่วนที่ติดตั้ง ณ ห้องที่ต้องการวัด และควบคุมอุณหภูมิ กับอีกส่วนหนึ่งคือ ติดตั้งที่ห้องควบคุมศูนย์กลาง

หลังจากได้วงจรสองส่วนนี้แล้วการทดลองส่วนต่อไปคือ ไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่งส่วนนี้ไม่มีปัญหามากนักเมื่อเทียบกับส่วนอื่น นอกจากส่วนไมโครโปรเซสเซอร์ แล้วยังเหลืออีกส่วนคือ ภาคกำเนิดฐานเวลา จะทดลองโดยส่งสัญญาณอินเทอร์รัพไปให้แก่ซีพียูทุก ๆ 1 นาที เพื่อให้แอล อี ดี สว่างเราก็สามารถจะจับเวลาเทียบ จนกระทั่งได้ฐานเวลา 1/60 เฮิรตซ์ตามที่ต้องการ

## การใช้งาน และส่วนของ PROGRAM

## การนำไปใช้งาน

โหมด SET TIME ทำการตั้งเวลานาฬิกาโดยตัวเลขจะแสดง 0:00 ขึ้นตอนในการตั้งเวลามันดังนี้

1. กดตั้งชั่วโมงก่อนโดยกดเลข 00-23 ตามเวลาชั่วโมงในระบบ 24 ชั่วโมง ตัวเลขที่กดจะไปปรากฏที่ตัวเลขแสดงผล 2 หลักหน้า
2. กดตั้งนาฬิกาโดยกดเลข 2 หลัก 00-59 ตามเวลานาฬิกา ตัวเลขที่กดจะไปปรากฏที่ 2 หลักท้าย
3. กดตั้งวัน ด้วยเลข 0-6 โดยเลข 0 จะหมายถึงวันอาทิตย์, เลข 1 วันจันทร์....., เลข 6 วันเสาร์ หลังจากทีกดวันไปแล้ว นาฬิกาจะเริ่มเดินทันทีคือวินาทีเป็น "00" และ LED แสดงวันจะติดสว่างตามวันที่กด

เป็นอันว่าเรียบร้อยสำหรับการตั้งเวลานาฬิกา แต่ถ้าหากว่ากดการตั้งชั่วโมง, นาที, วัน ด้วยตัวเลขที่มากกว่าเวลาหรือวัน เครื่องจะไม่รับรู้ต้องทำการกดซ้ำใหม่

หลังจากนั้นเครื่องจะเข้าสู่โหมด PROGRAM ทันที เพื่อทำการโปรแกรมเวลาปิด-เปิดเอาท์พุท โดยตัวเลขจะแสดง 0:00 ขึ้นตอนมันดังนี้

1. กดตั้งชั่วโมง นาทีและวัน ที่ต้องการโปรแกรมเหมือนขึ้นตอน SET TIME ตัวเลขแสดงผลจะแสดงเวลาและวัน ตามที่กดเช่นกัน
2. กดช่องเอาท์พุทที่ต้องการด้วยเลข 0-7 (ช่อง 7 สำหรับเปิดกระดิ่ง) แล้วสังเกตที่ LED แสดง ON/OFF จะติดสว่างซึ่งแสดงว่าต้องการให้เอาท์พุทช่องที่กดนั้นเปิดหรือทำงาน แต่ถ้าต้องการให้ปิดหรือไม่ทำงานก็ให้กดเลขเลือกช่องเดิมซ้ำอีกครั้งหนึ่ง LED แสดง ON/OFF จะดับไป ถ้ากดซ้ำอีกเป็นครั้งที่ 3 จะสว่างขึ้นมาอีก และถ้ากดครั้งที่ 4 ก็จะดับเป็นอย่างนี้เรื่อย ๆ หรือพูดได้ว่าเป็นการเลือกในลักษณะ toggle นั่นเอง
3. กดคีย์ PROGRAM ลงไป 1 ครั้ง เป็นอันเรียบร้อยไป 1 โปรแกรม
4. ถ้าต้องการโปรแกรมต่อไปอีกให้ทำซ้ำตามข้อ 1 ใหม่

เมื่อทำการโปรแกรมหมดแล้วต้องการตรวจสอบดูโปรแกรมที่ได้โปรแกรมไปแล้ว ก็ให้กดคีย์เลือกโหมด LIST แล้ว ทำดังนี้คือ กดตัวเลข 0-7 เลือกช่องที่ต้องการตรวจสอบดู ตัวเลขแสดงผลจะแสดงชั่วโมง นาที และวัน รวมทั้งสถานะ ON/OFF ตามโปรแกรมที่มีอยู่ของช่องที่กด ทีละโปรแกรมเรื่อย ๆ ไปตามลำดับที่ได้ทำการโปรแกรม

ก่อนหลัง โดยจะแสดงแต่ละโปรแกรมเป็นเวลาประมาณ 1 วินาที จนถึงโปรแกรมสุดท้าย จะวนกลับมาใหม่

แต่ถ้าตรวจสอบโปรแกรมต่าง ๆ ทั้งหมดแล้ว ปรากฏว่ามีบางโปรแกรมที่ผิดไป ต้องการแก้ไขคือลบทิ้งไปให้ทำดังนี้

1. กดคีย์เลือกโหมด PROGRAM
2. กดคีย์เลือกชั่วโมง, นาที, วัน และช่องเอาต์พุต (เพียง 1 ครั้ง) ที่โปรแกรมผิด
3. กดคีย์ CLEAR เป็นอันว่าได้ลบโปรแกรมที่ผิดทิ้งไปแล้ว
4. ถ้าต้องการแก้ไขใหม่ก็ให้โปรแกรมใหม่ตามขั้นตอนที่กล่าวมาแล้ว

แต่ถ้าโปรแกรมต่าง ๆ ที่ได้โปรแกรมไปแล้วผิดทั้งหมด หรือต้องการแก้ไขโปรแกรมใหม่ทั้งหมด ให้ทำดังนี้

1. กดคีย์เลือกชั่วโมง, นาที, วัน เป็นวันไหนก็ได้ เวลาไหนก็ได้
2. กดคีย์ AC(9) ตัวเลขจะขึ้นเป็น CL แสดงว่าลบโปรแกรมทั้งหมดทิ้ง

เมื่อได้ทำตามโหมดต่าง ๆ ที่ต้องการแล้ว ต้องกดคีย์เลือกโหมด TIME อันเป็นโหมดที่เครื่องจะทำงานตามปกติ คือเป็นนาฬิกาบอกเวลาและปิด-เปิดเอาต์พุต สถานะของเอาต์พุตจะแสดงด้วย LED<sub>1</sub> - LED<sub>2</sub> นอกจากนี้ที่โหมด TIME นี้ ยังสามารถปิด-เปิด เอาต์พุตแบบฉุกเฉินได้อีกด้วย โดยการกดคีย์เลข 0-7 เลือกช่องเอาต์พุตที่ต้องการ ซึ่งจะทำงานในลักษณะ toggle คือเมื่อกดไป 1 ครั้ง เอาต์พุตที่ ON จะเป็น OFF หรือเอาต์พุตที่ OFF จะเป็น ON และถ้ากดอีกครั้งก็จะกลับเป็นสถานะเดิม

เมื่อต้องการเปลี่ยนโหมดการทำงานก็สามารถกดคีย์เปลี่ยนโหมดได้ทันที โดยมี LED ทั้ง 4 ดวง แสดงตำแหน่งของโหมดแต่ละโหมดไว้แล้ว

#### การใช้งานในส่วน PROGRAM TEMP

เมื่อเริ่มบ้อนแรงดันเข้าเครื่องจะเป็นการเข้าสู่ MODE PROGRAM TEMP ทันที เมื่อทำการตั้งอุณหภูมิโดย LED ที่แสดง MODE PROGRAM กับ LED ที่แสดงโหมด TEMP จะสว่างขั้นตอนในการตั้ง TEMP มีดังนี้

1. KEY อุณหภูมิห้อง [00-99]
2. KEY No. ห้องที่จะ Program 0-7
3. ถ้าจะ Program ให้กด KEY PROGRAM [PRO]
4. ถ้าจะลบ กด CLEAR 7-SEGMENT จะแสดง 00

5. ถ้ากด ALL CLEAR[AC] จะ CLEAR Program Temp ทั้งหมด
6. ต้อง KEY อนุกรมของห้องที่ 07 ให้เสร็จก่อน แล้วกด KEY TEMP ตาม จะทำการ LIST PROGRAM TEMP ทั้งหมดให้ดู แต่ถ้าไม่กด หรือกด KEY อื่น จะ SET ไปส่วนของ TIME

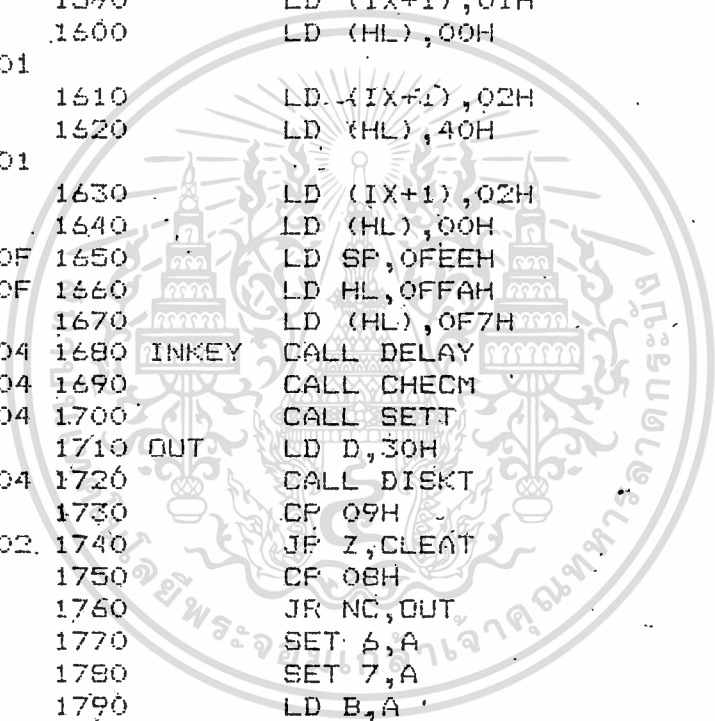


			0000	.DR 0000H
			0010	.TA 0B00H
0000-	C3	00	01 0020	JF INITI
			0030	.DR 003BH
			0040	.TA 0B05H
003B-	C3	00	03 0050	JF TIME1
			0060	.DR 0100H
			0070	.TA 0B10H
0100-	31	EE	0F 0080	INITI LD SP,OFFEEH
0103-	01	FF	0F 0090	LD BC,OFFFH
0106-	3E	00	0100	CLEAR LD A,00H
0108-	02		0110	LD (BC),A
0109-	0D		0120	DEC C
010A-	20	FA	0130	JR NZ,CLEAR
010C-	3E	0B	0140	LD A,0BH
010E-	B9		0150	CP B
010F-	2B	03	0160	JR Z,LEDY
0111-	05		0170	DEC B
0112-	1B	F2	0180	JR CLEAR
0114-	3E	00	0190	LEDY LD A,00H
0116-	02		0200	LD (BC),A
0117-	01	00	00 0210	LD BC,0000H
011A-	CD	D5	01 0220	CALL CODE
011D-	21	F9	0F 0230	LD HL,OFF9H
0120-	36	00	0240	LD (HL),00H
0122-	2C		0250	INC L
0123-	36	EF	0260	LD (HL),0EFH
0125-	DD	21	00	
0128-	B9		0270	PORT LD IX,0B900H
0129-	21	00	B7 0280	LD HL,0B700H
012C-	DD	36	01	
012F-	04		0290	LD (IX+1),04H
0130-	36	D2	0300	LD (HL),0D2H
0132-	DD	36	01	
0135-	05		0310	LD (IX+1),05H
0136-	36	70	0320	LD (HL),70H
0138-	DD	36	01	
013E-	00		0330	LD (IX+1),00H
013C-	36	C3	0340	LD (HL),0C3H
013E-	DD	36	01	
0141-	01		0350	LD (IX+1),01H
0142-	36	00	0360	LD (HL),00H
0144-	DD	36	01	
0147-	02		0370	LD (IX+1),02H
0148-	36	40	0380	LD (HL),40H
014A-	DD	36	01	
014D-	02		0390	LD (IX+1),02H
014E-	36	00	0400	LD (HL),00H
0150-	21	FA	0F 0410	LD HL,OFFAH
0153-	36	EF	0420	LD (HL),0EFH
0155-	CD	AB	04 0430	CALL SETT

158-	D9		0440		EXX
159-	54		0450		LD D, H
15A-	5D		0460		LD E, L
15B-	01	58	03	0470	LD BC, 0358H
15E-	D9		0480		EXX
15F-	D3	2B	02	0490	JP PROTI
162-	31	EE	0F	0500	LISTM LD SP, OFEEH
165-	21	FA	0F	0510	LD HL, OFFAH
168-	36	FB		0520	LD (HL), OFBH
16A-	CD	B3	04	0530	LOOP CALL DELAY.
16D-	CD	96	04	0540	CALL CHECM
170-	FE	08		0550	CP 08H
172-	30	F6		0560	JR NC, LOOP
174-	57			0570	REN LD D, A
175-	CB	B2		0580	RES 6, D
177-	CB	BA		0590	RES 7, D
179-	21	91	0F	0600	NEXT LD HL, OF91H
17C-	7E			0610	LOOP1 LD A, (HL)
17D-	CB	77		0620	BIT 6, A
17F-	28	05		0630	JR Z, NO
181-	E6	07		0640	AND 07H
183-	BA			0650	CP D
184-	28	17		0660	JR Z, SHOW
196-	2B			0670	NO DEC HL
187-	2B			0680	DEC HL
188-	2B			0690	DEC HL
189-	3E	02		0700	FI LD A, 02H
198-	BD			0710	CP L
18C-	20	EE		0720	JR NZ, LOOP1
18E-	3E	08		0730	CHE LD A, 08H
190-	BC			0740	CP H
191-	20	E9		0750	JR NZ, LOOP1
193-	D5			0760	PUSH DE
194-	CD	0A	04	0770	CALL DISKT
197-	CD	96	04	0780	CALL CHECM
19A-	D1			0790	POP DE
19B-	18	DC		0800	JR NEXT
19D-	7E			0810	SHOW LD A, (HL)
19E-	CB	7F		0820	BIT 7, A
1A0-	20	07		0830	JR NZ, ON
1A2-	3E	FB		0840	LD A, OFBH
1A4-	32	FA	0F	0850	LD (OFFAH), A
1A7-	18	05		0860	JR SOW
1A9-	3E	FA		0870	ON LD A, OFAH
1AB-	32	FA	0F	0880	LD (OFFAH), A
1AE-	2B			0890	SOW DEC HL
1AF-	4E			0900	LD C, (HL)
1B0-	2B			0910	DEC HL
1B1-	46			0920	LD B, (HL)
1B2-	1E	30		0930	LD E, 30H

01B4-	E5		0940		PUSH HL
01B5-	D5		0950		PUSH DE
01B6-	CD	D5	01	0960	CALL CODE
01B9-	16	40		0970	LD D,40H
01BB-	CD	0A	04	0980	CALL DISKT
01BE-	CD	96	04	0990	CALL CHECM
01C1-	D1			1000	POP DE
01C2-	FE	F0		1010	CP OF0H
01C4-	28	03		1020	JR Z,OLD
01C6-	BA			1030	CP D
01C7-	20	09		1040	JR NZ,RAN
01C9-	1D			1050	DEC E
01CA-	D5			1060	PUSH DE
01CB-	20	EC		1070	JR NZ,RESH
01CD-	D1			1080	POP DE
01CE-	E1			1090	POP HL
01CF-	2B			1100	DEC HL
01D0-	18	B7		1110	JR FI
01D2-	E1			1125	POP HL
01D3-	18	9F		1130	JR REN
01D5-	21	FB	OF	1140	LD HL,OFFBH
01D8-	78			1150	LD A,B
01D9-	E6	E0		1160	AND OE0H
01DB-	CB	3F		1170	SRL A
01DD-	CB	3F		1180	SRL A
01DF-	CB	3F		1190	SRL A
01E1-	CB	3F		1200	SRL A
01E3-	CB	3F		1210	SRL A
01E5-	1E	FE		1220	LD E,OFEH
01E7-	FE	00		1230	CP 00H
01E9-	28	05		1240	JR Z,LDAY
01EB-	CB	03		1250	ROT
01ED-	3D			1260	DEC A
01EE-	20	FB		1270	JR NZ,ROT
01F0-	73			1280	LD (HL),E
01F1-	79			1290	LD A,C
01F2-	CD	7D	05	1300	CALL COD
01F5-	78			1310	LD A,B
01F6-	E6	1F		1320	AND 1FH
01F8-	CD	7D	05	1330	CALL COD
01FB-	21	FF	OF	1340	LD HL,OFFFH
01FE-	7E			1350	LD A,(HL)
01FF-	FE	40		1360	CP 40H
0201-	C0			1370	RET NZ
0202-	36	FF		1380	LD (HL),OFFH
0204-	C9			1390	RET
0205-	01	91	OF	1400	LD BC,OF91H
0208-	3E	00		1410	CLEAT1
020A-	02			1420	LD (BC),A
020B-	0D			1430	DEC C
020C-	20	FA		1440	JR NZ,CLEAT1

020E-	3E	0B	1450		LD A,08H
0210-	BB		1460		CP B
0211-	2B	03	1470		JR Z,CLEAT2
0213-	05		1480		DEC B
0214-	2B	F2	1490		JR Z,CLEAT1
0216-	3E	D6	1500	CLEAT2	LD A,0C6H
0218-	32	FF	0F	1510	LD (OFFFH),A
0219-	3E	C7		1520	LD A,0C7H
021D-	32	FE	0F	1530	LD (OFFEH),A
0220-	3E	FF		1540	LD A,OFFH
0222-	32	FD	0F	1550	LD (OFFDH),A
0225-	32	FC	0F	1560	LD (OFFCH),A
0228-	C3	4B	02	1570	JP INKEY
022B-	21	00	B7	1580	PROTI LD HL,0B700H
022E-	DD	36	01		
0231-	01		1590		LD (IX+1),01H
0232-	36	00		1600	LD (HL),00H
0234-	DD	36	01		
0237-	02		1610		LD (IX+1),02H
0238-	36	40		1620	LD (HL),40H
023A-	DD	36	01		
023D-	02		1630		LD (IX+1),02H
023E-	36	00		1640	LD (HL),00H
0240-	31	EE	0F	1650	LD SP,0FEEH
0243-	21	FA	0F	1660	LD HL,OFFAH
0246-	36	F7		1670	LD (HL),0F7H
0248-	CD	B3	04	1680	INKEY CALL DELAY
024B-	CD	96	04	1690	CALL CHECM
024E-	CD	AB	04	1700	CALL SETT
0251-	16	30		1710	OUT LD D,30H
0253-	CD	0A	04	1720	CALL DISKT
0256-	FE	09		1730	CP 09H
0258-	CA	05	02	1740	JP Z,CLEAT
025B-	FE	0B		1750	CP 0BH
025D-	30	F2		1760	JR NC,OUT
025F-	CB	F7		1770	SET 6,A
0261-	CB	FF		1780	SET 7,A
0263-	47			1790	LD B,A
0264-	0B			1800	EX AF,AF
0265-	78			1810	LD A,B
0266-	0B			1820	EX AF,AF
0267-	21	FA	0F	1830	LD HL,OFFAH
026A-	7E			1840	LD A,(HL)
026B-	CB	B7		1850	RES 0,A
026D-	77			1860	LD (HL),A
026E-	CD	B3	04	1870	DEY CALL DELAY
0271-	FE	0B		1880	CP 0BH
0273-	2B	3A		1890	JR Z,CLR
0275-	FE	0A		1900	CP 0AH
0277-	2B	49		1910	JR Z,PRO
0279-	FE	0B		1920	CP 0BH
027B-	30	F1		1930	JR NC,DEY
027D-	0B			1940	EX AF,AF
027E-	47			1950	LD B,A

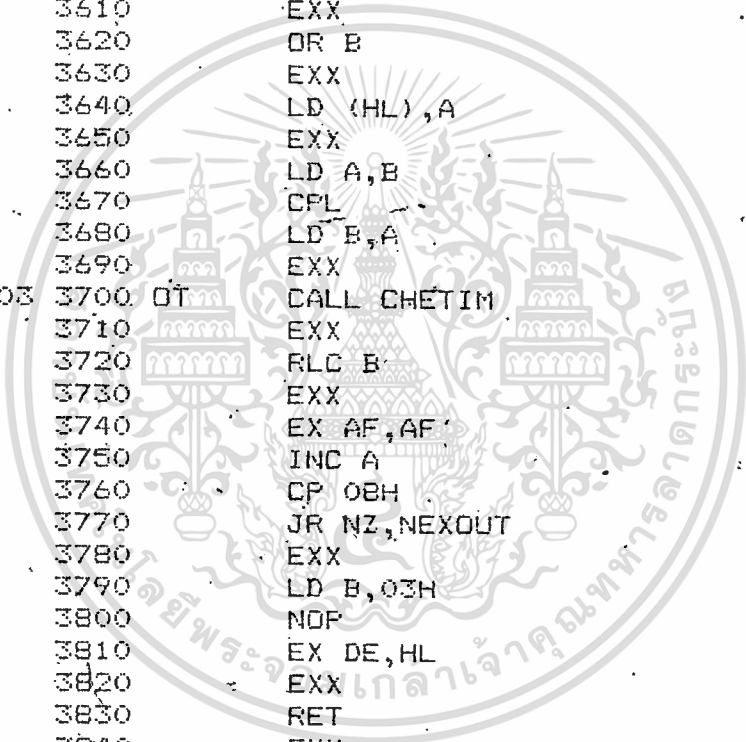


027F-	0B		1960	EX AF,AF'
0280-	CB	B0	1970	RES 6,B
0282-	CB	B8	1980	RES 7,B
0284-	B8		1990	CP B
0285-	2B	0F	2000	JR Z,INVERT
0287-	47		2010	LD B,A
0288-	CB	F0	2020	SET 6,B
028A-	CB	F8	2030	SET 7,B
028C-	0B		2040	EX AF,AF'
028D-	7B		2050	LD A,B
028E-	0B		2060	EX AF,AF'
028F-	21	FA 0F	2070	LD HL,OFFAH
0292-	36	F6	2080	LD (HL),OF6H
0294-	18	DB	2090	JR DEY
0296-	0B		2100	INVERT EX AF,AF'
0297-	CB	7F	2110	BIT 7,A
0299-	20	0A	2120	JR NZ,RET1-
029B-	CB	FF	2130	SET 7,A
029D-	0B		2140	EX AF,AF'
029E-	21	FA 0F	2150	LD HL,OFFAH
02A1-	36	F6	2160	LD (HL),OF6H
02A3-	18	C9	2170	JR DEY
02A5-	CB	BF	2180	RET1 RES 7,A
02A7-	0B		2190	EX AF,AF'
02A8-	21	FA 0F	2200	LD HL,OFFAH
02AB-	36	F7	2210	LD (HL),OF7H
02AD-	18	BF	2220	JR DEY
02AF-	CD	3D 05	2230	CLR CALL FINT
02B2-	36	00	2240	LD (HL),00H
02B4-	2B		2250	DEC HL
02B5-	36	00	2260	LD (HL),00H
02B7-	2B		2270	DEC HL
02B8-	36	00	2280	LD (HL),00H
02BA-	01	00 00	2290	LD BC,0000H
02BD-	CD	D5 01	2300	CALL CODE
02C0-	18	86	2310	HELO JR INKEY
02C2-	CD	3D 05	2320	PRO CALL FINT
02C5-	FE	01	2330	CP 01H
02C7-	28	0B	2340	JR Z,PROALL
02C9-	0B		2350	EX AF,AF'
02CA-	77		2360	LD (HL),A
02CB-	0B		2370	EX AF,AF'
02CC-	01	00 00	2380	LD BC,0000H
02CF-	CD	D5 01	2390	CALL CODE
02D2-	18	EC	2400	HELI JR HELO
02D4-	21	91 0F	2410	PROALL LD HL,OF91H
02D7-	CB	76	2420	BANK BIT 6,(HL)
02D9-	2B	05	2430	JR Z,STO
02DB-	2B		2440	DEC HL
02DC-	2B		2450	DEC HL
02DD-	2B		2460	DEC HL

02DE-	18	F7	2470	JR BANK
02E0-	08		2480	STO EX AF,AF'
02E1-	77		2490	LD (HL),A
02E2-	08		2500	EX AF,AF'
02E3-	D9		2510	EXX
02E4-	7D		2520	LD A,L
02E5-	D9		2530	EXX
02E6-	2B		2540	DEC HL
02E7-	77		2550	LD (HL),A
02E8-	D9		2560	EXX
02E9-	7C		2570	LD A,H
02EA-	D9		2580	EXX
02EB-	2B		2590	DEC HL
02EC-	77		2600	LD (HL),A
02ED-	01	00,00	2610	LD BC,0000H
02F0-	CD	D5,01	2620	CALL CODE
02F3-	18	DD	2630	JR HEL1
02F5-	31	EE OF	2640	TIME LD SP,0FEEH
02F8-	3E	FD	2650	LD A,OFDH
02FA-	32	FA OF	2660	LD (OFFAH),A
02FD-	18	4D	2670	JR DY
02FF-	0F		2680	RRCA
0300-	D9		2690	TIME1 EXX
0301-	7A		2700	LD A,D
0302-	D9		2710	EXX
0303-	47		2720	LD B,A
0304-	D9		2730	EXX
0305-	7B		2740	LD A,E
0306-	D9		2750	EXX
0307-	4F		2760	LD C,A
0308-	3A	F9 OF	2770	LD A,(OFF9H)
030B-	21	00 B7	2780	LD HL,0B700H
030E-	DD	36 01		
0311-	01		2790	LD (IX+1),01H
0312-	77		2800	LD (HL),A
0313-	DD	36 01		
0316-	02		2810	LD (IX+1),02H
0317-	36	40	2820	LD (HL),40H
0319-	DD	36 01		
031C-	02		2830	LD (IX+1),02H
031D-	36	BF	2840	LD (HL),0BFH
031F-	CD	D5 01	2850	CALL CODE
0322-	16	30	2860	KEY LD D,30H
0324-	CD	0A 04	2870	CALL DISKT
0327-	CD	96 04	2880	CALL CHECM
032A-	FE	08	2890	CP 08H
032C-	30	D2	2900	JR NC,TIME1
032E-	16	01	2910	LD D,01H
0330-	47		2920	LD B,A
0331-	FE	00	2930	LOP CP 00H
0333-	29	05	2940	JR Z,LOP1
0335-	3D		2950	DEC A
0336-	CB	02	2960	RLC D
0338-	18	F7	2970	JR LOP
033A-	3A	F9 OF	2980	LGP: LD A,(OFF9H)

033D-	A2	2990	AND D
033E-	3F	3000	CPL
033F-	A2	3010	AND D
0340-	47	3020	LD B,A
0341-	7A	3030	LD A,D
0342-	2F	3040	CPL
0343-	57	3050	LD D,A
0344-	3A F9 OF	3060	LD A,(OFF9H)
0347-	A2	3070	AND D
0348-	B0	3080	OR B
0349-	32 F9 OF	3090	LD (OFF9H),A
034C-	16 30	3100 DY	LD D,30H
034E-	CD 0A 04	3110	CALL DISKT
0351-	FE F0	3120	CP OF0H
0353-	20 F7	3130	JR NZ,DY
0355-	18 CB	3140	JR KEY
0357-	21 00 B7	3150 CHETIM	LD HL,0B700H,
035A-	DD 36 01		
035D-	00	3160	LD (IX+1),00H
035E-	46	3170	LD B,(HL)
035F-	CB 70	3180	BIT 6,B
0361-	CB	3190	RET Z
0362-	D9	3200	EXX
0363-	0D	3210	DEC C
0364-	28 02	3220	JR Z,DECB
0366-	D9	3230	EXX
0367-	E9	3240	RET
0368-	05	3250 DECB	DEC B
0369-	28 02	3260	JR Z,COUT
036B-	D9	3270	EXX
036C-	C9	3280	RET
036D-	EB	3290 COUT	EX DE,HL
036E-	D9	3300	EXX
036F-	CD C6 03	3310	CALL COUUP
0372-	D9	3320	EXX
0373-	06 FE	3330	LD B,0FEH
0375-	0E 58	3340	LD C,58H
0377-	00	3350	NOF
0378-	D9	3360	EXX
0379-	3E 00	3370	LD A,00H
037B-	08	3380 NEXOUT	EX AF,AF
037C-	CD 3D 05	3390	CALL FINT
037F-	FE 00	3400	CP 00H
0381-	20 25	3410	JR NZ,OT
0383-	7E	3420	LD A,(HL)
0384-	CB 77	3430	BIT 6,A
0386-	28 20	3440	JR Z,OT
0388-	CB 7F	3450	BIT 7,A

038A-	20	0A	3460	JR NZ,ON1
038C-	21	F9 OF	3470 OFF	LD HL,OFF9H
039F-	7E		3480	LD A,(HL)
0390-	D9		3490	EXX
0391-	A0		3500	AND B
0392-	D9		3510	EXX
0393-	77		3520	LD (HL),A
0394-	1B	12	3530	JR OT
0396-	D9		3540 ON1	EXX
0397-	78		3550	LD A,B
0398-	2F		3560	CPL
0399-	47		3570	LD B,A
039A-	D9		3580	EXX
039B-	21	F9 OF	3590	LD HL,OFF9H
039E-	7E		3600	LD A,(HL)
039F-	D9		3610	EXX
03A0-	B0		3620	OR B
03A1-	D9		3630	EXX
03A2-	77		3640	LD (HL),A
03A3-	D9		3650	EXX
03A4-	78		3660	LD A,B
03A5-	2F		3670	CPL
03A6-	47		3680	LD B,A
03A7-	D9		3690	EXX
03A8-	CD	57 03	3700 OT	CALL CHETIM
03AB-	D9		3710	EXX
03AC-	CB	00	3720	RLC B
03AE-	D9		3730	EXX
03AF-	0B		3740	EX AF,AF
03B0-	3C		3750	INC A
03B1-	FE	0B	3760	CP 0BH
03B3-	20	C6	3770	JR NZ,NEXOUT
03B5-	D9		3780	EXX
03B6-	06	03	3790	LD B,03H
03B8-	00		3800	NOP
03B9-	EB		3810	EX DE,HL
03BA-	D9		3820	EXX
03BB-	C9		3830	RET
03BC-	D9		3840	EXX
03BD-	C0		3850	RET NZ
03BE-	D9		3860	EXX
03BF-	2E	09	3870	LD L,00H
03C1-	24		3880	INC H
03C2-	7C		3890	LD A,H
03C3-	E6	1F	3900	AND 01FH
03C5-	00		3910	NOP
03C6-	D9		3920 CDUUP	EXX
03C7-	2C		3930	INC L
03C8-	3E	3C	3940	LD A,03CH
03CA-	ED		3950	CP L
03CB-	D9		3960	EXX



03CC-	C0		3970		RET NZ
03CD-	D9		3980		EXX
03CE-	2E	00	3990		LD L,00H
03D0-	24		4000		INC H
03D1-	7C		4010		LD A,H
03D2-	E6	1F	4020		AND 01FH
03D4-	00		4030		NOP
03D5-	FE	18	4040		CP 18H
03D7-	D9		4050		EXX
03D8-	C0		4060		RET NZ
03D9-	D9		4070		EXX
03DA-	7C		4080		LD A,H
03DB-	E6	E0	4090		AND 0E0H
03DD-	C6	20	4100		ADD A,20H
03DF-	FE	E0	4110		CP 0E0H
03E1-	28	03	4120		JR Z,CLA1
03E3-	67		4130		LD H,A
03E4-	D9		4140		EXX
03E5-	C9		4150		RET
03E6-	26	00	4160	CLA1	LD H,00H
03E8-	D9		4170		EXX
03E9-	C9		4171		RET
03EA-	E6	E0	4172		AND 0E0H
03EC-	CB	3F	4173		SRL A
03EE-	CB	3F	4174		SRL A
03F0-	CB	3F	4175		SRL A
03F2-	CB	3F	4176		SRL A
03F4-	CB	3F	4177		SRL A
03F6-	1E	01	4178		LD E,01H
03F8-	28	04	4179		JR Z,XX1
03FA-	CB	03	4180	XX2	RLC E
03FC-	20	FC	4182		JR NZ,XX2
03FE-	73		4183	XX1	LD (HL),E
03FF-	79		4184		LD A,C
0400-	CD	7D 05	4185		CALL COD
0403-	78		4186		LD A,B
0404-	E6	1F	4187		AND 01FH
0406-	CD	7D 05	4188		CALL COD
0409-	C9		4189		RET
040A-	CD	57 03	4199	DISKT	CALL CHET1M
040D-	21	00 B7	4200		LD HL,0B700H
0410-	01	FF 0F	4210	START	LD BC,OFFFH
0413-	1E	BE	4220		LD E,0BEH
0415-	DD	36 01			
0418-	01		4230	NEXT1	LD (IX+1),01H
0419-	36	FF	4240		LD (HL),OFFH
041B-	0A		4250		LD A,(BC)

41C-	DD	36	01		
41F-	02		4260		LD (IX+1),02H
420-	73		4270		LD (HL),E
421-	DD	36	01		
424-	01		4280		LD (IX+1),01H
425-	3D		4281		DEC A
426-	77		4290		LD (HL),A
427-	CB	F3	4300		SET 6,E
429-	CB	03	4310		RLC E
42B-	0D		4320		DEC C
42C-	CB	73	4330		BIT 6,E
42E-	CB	B3	4340		RES 6,E
430-	20	E3	4350		JR NZ,NEXT1
432-	15		4360		DEC D
433-	20	DB	4370		JR NZ,START
435-	DD	36	01		
438-	01		4380		LD (IX+1),01H
439-	36	FF	4390		LD (HL),OFFH
43B-	1E	01	4400	KEY1	LD E,01H
43D-	16	00	4410		LD D,00H
43F-	DD	36	01		
442-	02		4420	SCAN	LD (IX+1),02H
443-	73		4430		LD (HL),E
444-	DD	36	01		
447-	03		4440		LD (IX+1),03H
448-	7E		4450		LD A,(HL)
449-	E6	0F	4460		AND 0FH
44B-	FE	00	4470		CP 00H
44D-	20	09	4480		JR NZ,ENCODE
44F-	CB	03	4490		RLC E
451-	CB	63	4500		BIT 4,E
453-	20	03	4510		JR NZ,ENCODE
455-	14		4520		INC D
456-	18	E7	4530		JR SCAN
458-	FE	00	4540	ENCODE	CP 00H
45A-	28	22	4550		JR Z,LOAD1
45C-	FE	01	4560	A01	CP 01H
45E-	20	04	4570		JR NZ,A02
460-	3E	00	4580		LD A,00H
462-	18	12	4590		JR MIX
464-	FE	02	4600	A02	CP 02H
466-	20	04	4610		JR NZ,A03
468-	3E	01	4620		LD A,01H
46A-	18	0A	4630		JR MIX
46C-	FE	04	4640	A03	CP 04H
46E-	20	04	4650		JR NZ,A04
470-	3E	02	4660		LD A,02H
472-	18	02	4670		JR MIX
474-	3E	03	4680	A04	LD A,03H
476-	CB	07	4690	MIX	RLC A
478-	CB	07	4700		RLC A
47A-	B2		4710		OR D
47B-	0E	00	4720		LD C,00H

047D-	C9		4730	RET
047E-	3E	F0	4740	LOAD1 LD A,0FOH
0480-	0E	00	4750	LD C,00H
0482-	C9		4760	RET
0483-	16	30	4770	DELAY LD D,30H
0485-	CD	0A 04	4780	CALL DISKT
0488-	FE	F0	4790	CP OFOH
048A-	20	F7	4800	JR NZ,DELAY
048C-	16	30	4810	DELAY1 LD D,30H
048E-	CD	0A 04	4820	CALL DISKT
0491-	FE	F0	4830	CP OFOH
0493-	28	F7	4840	JR Z,DELAY1
0495-	C9		4850	RET
0496-	FE	0A	4860	CHECM CP OAH
0498-	CA	2B 02	4870	JP Z,PROTI
049B-	FE	0C	4880	CP OCH
049D-	CA	F5 02	4890	JP Z,TIME
04A0-	FE	0D	4900	CP ODH
04A2-	CA	62 01	4910	JP Z,LISTM
04A5-	FE	0E	4920	CP OEH
04A7-	CA	AB 04	4930	JP Z,SETT
04AA-	C9		4940	RET
04AB-	16	30	4950	SETT LD D,30H
04AD-	CD	0A 04	4960	CALL DISKT
04B0-	CD	96 04	4970	CALL CHECM
04B3-	FE	F0	4980	CP OFOH
04B5-	28	F4	4990	JR Z,SETT
04B7-	FE	03	5000	DIE CP 03H
04B9-	30	F0	5010	JR NC,SETT
04BB-	FE	00	5020	CP 00H
04BD-	28	08	5030	JR Z,TAKE
04BF-	57		5040	LD D,A
04C0-	3E	00	5050	LD A,00H
04C2-	C6	0A	5060	MUL10 ADD A,0AH
04C4-	15		5070	DEC D
04C5-	20	FB	5080	JR NZ,MUL10
04C7-	D9		5090	TAKE EXX
04C8-	67		5100	LD H,A
04C9-	D9		5110	EXX
04CA-	47		5120	LD B,A
04CB-	0E	00	5130	LD C,00H
04CD-	CD	D5 01	5140	HOUR CALL CODE
04D0-	CD	83 04	5150	CALL DELAY
04D3-	FE	0A	5160	CP 0AH
04D5-	30	F6	5170	JR NC,HOUR
04D7-	D9		5180	EXX
04D8-	84		5190	ADD A,H
04D9-	FE	18	5200	CP 18H
04DB-	38	09	5210	JR C,NEXT2
04DD-	D9		5220	EXX
04DE-	01	00 00	5230	LD BC,0000H
04E1-	CD	D5 01	5240	CALL CODE

04E4-	18	D1	5250		JR DIE
04E6-	67		5260	NEXT2	LD H,A
04E7-	D9		5270		EXX
04E8-	47		5280		LD B,A
04E9-	CD	D5 01	5290		CALL CODE
04EC-	CD	B3 04	5300	TENMIN	CALL DELAY
04EF-	FE	06	5310		CP 06H
04F1-	30	F9	5320		JR NC,TENMIN
04F3-	FE	00	5330		CP 00H
04F5-	28	08	5340		JR Z,TAM
04F7-	57		5350		LD D,A
04F8-	3E	00	5360		LD A,00H
04FA-	C6	0A	5370	MULL10	ADD A,0AH
04FC-	15		5380		DEC D
04FD-	20	FB	5390		JR NZ,MULL10
04FF-	4F		5400	TAM	LD C,A
0500-	D9		5410		EXX
0501-	6F		5420		LD L,A
0502-	7C		5430		LD A,H
0503-	D9		5440		EXX
0504-	47		5450		LD B,A
0505-	CD	D5 01	5460		CALL CODE
0508-	CD	93 04	5470	MON	CALL DELAY
050B-	FE	0A	5480		CP 0AH
050D-	30	F9	5490		JR NC,MON
050F-	D9		5500		EXX
0510-	85		5510		ADD A,L
0511-	6F		5520		LD L,A
0512-	D9		5530		EXX
0513-	4F		5540		LD C,A
0514-	D9		5550		EXX
0515-	7C		5560		LD A,H
0516-	D9		5570		EXX
0517-	47		5580		LD B,A
0518-	CD	D5 01	5590		CALL CODE
051B-	CD	B3 04	5600	DAY1	CALL DELAY
051E-	FE	07	5610		CP 07H
0520-	30	F9	5620		JR NC,DAY1
0522-	07		5630		RLCA
0523-	07		5640		RLCA
0524-	07		5650		RLCA
0525-	07		5660		RLCA
0526-	07		5670		RLCA
0527-	D9		5680		EXX
0528-	84		5690		ADD A,H
0529-	67		5700		LD H,A
052A-	D9		5710		EXX
052B-	47		5720		LD B,A
052C-	D9		5730		EXX
052D-	7D		5740		LD A,L

052E-	D9	5750	EXX
052F-	4F	5760	LD C,A
0530-	CD D5 01	5770	CALL CODE
0533-	16 30	5780	BLL LD D,30H
0535-	CD 0A 04	5790	CALL DISKT
0538-	FE F0	5800	CP OFOH
053A-	20 F7	5810	JR NZ,BLL
053C-	C9	5820	RET
053D-	21 8F OF	5830	FINT LD HL,OFBFH
0540-	D9	5840	EXX
0541-	7C	5850	LD A,H
0542-	D9	5860	EXX
0543-	47	5870	LD B,A
0544-	78	5880	FDAY LD A,B
0545-	BE	5890	CP (HL)
0546-	28 OF	5900	JR Z,MIN1
0548-	2B	5910	DEC HL
0549-	2B	5920	DEC HL
054A-	2B	5930	DEC HL
054B-	AF	5940	FDAY1 XOR A
054C-	BD	5950	CP L
054D-	20 F5	5960	JR NZ,FDAY
054F-	3E 08	5970	LD A,08H
0551-	BC	5980	CP H
0552-	20 F0	5990	JR NZ,FDAY
0554-	3E 01	6000	LD A,01H
0556-	C9	6010	RET
0557-	D9	6020	MIN1 EXX
0558-	7D	6030	LD A,L
0559-	D9	6040	EXX
055A-	4F	6050	LD C,A
055B-	79	6060	FMIN LD A,C
055C-	23	6070	INC HL
055D-	BE	6080	CP (HL)
055E-	28 06	6090	JR Z,FOUT
0560-	2B	6100	DEC HL
0561-	2B	6110	DEC HL
0562-	2B	6120	DEC HL
0563-	2B	6130	DEC HL
0564-	18 E5	6140	JR FDAY1
0566-	08	6150	FOUT EX AF,AF
0567-	57	6160	LD D,A
0568-	08	6170	EX AF,AF
0569-	CB B2	6180	RES 6,D
056B-	CB BA	6190	RES 7,D
056D-	23	6200	INC HL
056E-	7E	6210	LD A,(HL)
056F-	E6 07	6220	AND 07H
0571-	BA	6230	CP D
0572-	20 02	6240	JR NZ,NIW
0574-	AF	6250	XOR A
0575-	C9	6260	RET
0576-	2B	6270	NIW DEC HL
0577-	2B	6280	DEC HL

578-	2B	6290		DEC HL
579-	2B	6300		DEC HL
57A-	2B	6310		DEC HL
57B-	1B CE	6320		JR FDAY1
57D-	2C	6330	COD	INC L
57E-	1E 00	6340		LD E,00H
580-	FE 0A	6350	COM	CP 0AH
582-	3B 05	6360		JR C,MICO
584-	D6 0A	6370		SUB 0AH
586-	1C	6380		INC E
587-	1B F7	6390		JR COM
589-	CD 94 05	6400	MICO	CALL BCD
58C-	77	6410		LD (HL),A
58D-	7B	6420		LD A,E
58E-	CD 94 05	6430		CALL BCD
591-	2C	6440		INC L
592-	77	6450		LD (HL),A
593-	C9	6460		RET
594-	FE 00	6470	BCD	CP 00H
596-	20 02	6480		JR NZ,N1
598-	3E 40	6490		LD A,40H
59A-	FE 01	6500	N1	CP 01H
59C-	20 02	6510		JR NZ,N2
59E-	3E 79	6520		LD A,79H
5A0-	FE 02	6530	N2	CP 02H
5A2-	20 02	6540		JR NZ,N3
5A4-	3E 24	6550		LD A,24H
5A6-	FE 03	6560	N3	CP 03H
5A8-	20 02	6570		JR NZ,N4
5AA-	3E 30	6580		LD A,30H
5AC-	FE 04	6590	N4	CP 04H
5AE-	20 02	6600		JR NZ,N5
5B0-	3E 19	6610		LD A,19H
5B2-	FE 05	6620	N5	CP 05H
5B4-	20 02	6630		JR NZ,N6
5B6-	3E 12	6640		LD A,12H
5B8-	FE 06	6650	N6	CP 06H
5BA-	20 02	6660		JR NZ,N7
5BC-	3E 02	6670		LD A,02H
5BE-	FE 07	6680	N7	CP 07H
5C0-	20 02	6690		JR NZ,N8
5C2-	3E 78	6700		LD A,78H
5C4-	FE 08	6710	N8	CP 08H
5C6-	20 02	6720		JR NZ,N9
5C8-	3E 00	6730		LD A,00H
5CA-	FE 09	6740	N9	CP 09H
5CC-	20 02	6750		JR NZ,N10
5CE-	3E 10	6760		LD A,10H
5D0-	C9	6770	N10	RET

			0005		.OR 05D1H
			0006		.TA 0800H
5D1-	C3	D4	05	0007	JP INTIA
5D4-	31	C0	0F	0010	INTIA LD SP,0FC0H
5D7-	01	FF	0F	0020	LD BC,0FFFH
5DA-	3E	00		0030	CLEAR LD A,00H
5DC-	02			0040	LD (BC),A
5DD-	0D			0050	DEC C
5DE-	20	FA		0060	JR NZ,CLEAR
5E0-	3E	08		0070	LD A,08H
5E2-	B8			0080	CP B
5E3-	28	03		0090	JR Z,RUN
5E5-	05			0100	DEC B
5E6-	18	F2		0110	JR CLEAR
5E8-	3E	00		0111	RUN LD A,00H
5EA-	02			0112	LD (BC),A
5EB-	0E	00		0113	LD C,00H
5ED-	CD	7C	07	0114	CALL DECOT
5F0-	21	F9	0F	0115	LD HL,OFF9H
5F3-	36	00		0116	LD (HL),00H
5F5-	2C			0117	INC L
5F6-	36	DF		0118	LD (HL),ODFH
5F8-	31	C0	0F	0129	LD SP,0FC0H
5FB-	DD	21	00		
5FE-	B8			0130	LD IX,0B800H
5FF-	21	00	B7	0140	LD HL,0B700H
602-	DD	36	01		
605-	00			0150	LD (IX+1),00H
606-	36	03		0160	LD (HL),03H
608-	DD	36	01		
60B-	01			0170	LD (IX+1),01H
60C-	36	00		0180	LD (HL),00H
60E-	DD	36	01		
611-	02			0190	LD (IX+1),02H
612-	36	40		0200	LD (HL),40H
614-	DD	36	01		
617-	02			0210	LD (IX+1),02H
618-	36	00		0220	LD (HL),00H
61A-	21	FA	0F	0230	LD HL,OFFAH
61D-	36	DF		0240	LD (HL),ODFH
61F-	18	00		0250	JR PROTEM
621-	CD	3F	07	0280	PROTEM CALL SETEM
624-	16	30		0290	PUT LD D,30H
626-	CD	CE	07	0300	CALL DISPT
629-	FE	09		0310	CP 09H
62B-	CA	A4	07	0320	.JP Z,CLET
62E-	FE	08		0330	CP 08H
630-	30	F2		0340	JR NC,PUT
632-	47			0350	LD B,A
633-	08			0360	EX AF,AF'
634-	78			0370	LD A,B

0635-	08			0380	EX AF,AF'
0636-	21	FA	OF	0390	LD HL,OFFAH
0639-	7E			0400	LD A,(HL)
063A-	CB	B7		0410	RES 0,A
063C-	77			0420	LD (HL),A
063D-	CD	B1	08	0430	DDY CALL DELAYT
0640-	FE	0B		0440	CF 0BH
0642-	CA	D5	06	0450	JP Z,CLR1
0645-	FE	0A		0460	CF 0AH
0647-	2B	00		0470	JR Z,PRO1
0649-	0B			0480	PRO1 EX AF,AF'
064A-	47			0490	LD B,A
064B-	0B			0500	EX AF,AF'
064C-	7B			0510	LD A,B
064D-	FE	00		0520	CF 00H
064F-	2B	1A		0530	JR Z,R0
0651-	FE	01		0540	CF 01H
0653-	2B	21		0550	JR Z,R1
0655-	FE	02		0560	CF 02H
0657-	2B	2B		0570	JR Z,R2
0659-	FE	03		0580	CF 03H
065B-	2B	2F		0590	JR Z,R3
065D-	FE	04		0600	CF 04H
065F-	2B	36		0610	JR Z,R4
0661-	FE	05		0620	CF 05H
0663-	2B	3D		0630	JR Z,R5
0665-	FE	06		0640	CF 06H
0667-	2B	44		0650	JR Z,R6
0669-	1B	4D		0660	JR R7
066B-	21	95	OF	0670	R0 LD HL,OF95H
066E-	77			0680	LD (HL),A
066F-	2C			0690	INC L
0670-	D9			0700	EXX
0671-	7D			0710	LD A,L
0672-	D9			0720	EXX
0673-	77			0730	LD (HL),A
0674-	1B	53		0740	JR X1
0676-	21	97	OF	0750	R1 LD HL,OF97H
0679-	77			0760	LD (HL),A
067A-	2C			0770	INC L
067B-	D9			0780	EXX
067C-	7D			0790	LD A,L
067D-	D9			0800	EXX
067E-	77			0810	LD (HL),A
067F-	1B	4B		0820	JR X1
0681-	21	99	OF	0830	R2 LD HL,OF99H
0684-	77			0840	LD (HL),A
0685-	2C			0850	INC L
0686-	D9			0860	EXX
0687-	7D			0870	LD A,L
0688-	D9			0880	EXX
0689-	77			0890	LD (HL),A

068A-	18	3D	0900	JR X1
068C-	21	9B OF	0910 R3	LD HL,0F9BH
068F-	77		0920	LD (HL),A
0690-	2C		0930	INC L
0691-	D9		0940	EXX
0692-	7D		0950	LD A,L
0693-	D9		0960	EXX
0694-	77		0970	LD (HL),A
0695-	18	32	0980	JR X1
0697-	21	9D OF	0990 R4	LD HL,0F9DH
069A-	77		1000	LD (HL),A
069B-	2C		1010	INC L
069C-	D9		1020	EXX
069D-	7D		1030	LD A,L
069E-	D9		1040	EXX
069F-	77		1050	LD (HL),A
06A0-	18	27	1060	JR X1
06A2-	21	9F OF	1070 R5	LD HL,0F9FH
06A5-	77		1080	LD (HL),A
06A6-	2C		1090	INC L
06A7-	D9		1100	EXX
06A8-	7D		1110	LD A,L
06A9-	D9		1120	EXX
06AA-	77		1130	LD (HL),A
06AB-	18	1C	1140	JR X1
06AD-	21	A1 OF	1141 R6	LD HL,0FA1H
06B0-	77		1142	LD (HL),A
06B1-	2C		1143	INC L
06B2-	D9		1144	EXX
06B3-	7D		1145	LD A,L
06B4-	D9		1147	EXX
06B5-	77		1148	LD (HL),A
06B6-	18	11	1149	JR X1
06B8-	21	A3 OF	1150 R7	LD HL,0FA3H
06BB-	77		1160	LD (HL),A
06BC-	2C		1170	INC L
06BD-	D9		1180	EXX
06BE-	7D		1190	LD A,L
06BF-	D9		1200	EXX
06C0-	77		1210	LD (HL),A
06C1-	08		1300	EX AF,AF'
06C2-	47		1310	LD B,A
06C3-	08		1320	EX AF,AF''
06C4-	78		1330	LD A,B
06C5-	FE	07	1340	CP 07H
06C7-	28	06	1350	JR Z,Y1
06C9-	CD	7C 07	1360 X1	CALL DECOT
06CC-	C3	21 06	1370	JP PROTEM
06CF-	CD	7C 07	1380 Y1	CALL DECOT
06D2-	C3	5C 08	1410	JP LIST10

06D5-	08		1430	CLR1	EX AF,AF'
06D6-	47		1440		LD B,A
06D7-	08		1450		EX AF,AF'
06D8-	78		1460		LD A,B
06D9-	FE	00	1470		CP 00H
06DB-	28	1A	1480		JR Z,R00
06DD-	FE	01	1490		CP 01H
06DF-	28	1F	1500		JR Z,R11
06E1-	FE	02	1510		CP 02H
06E3-	28	24	1520		JR Z,R22
06E5-	FE	03	1530		CP 03H
06E7-	28	29	1540		JR Z,R33
06E9-	FE	04	1550		CP 04H
06EB-	28	2E	1560		JR Z,R44
06ED-	FE	05	1570		CP 05H
06EF-	28	33	1580		JR Z,R55
06F1-	FE	06	1590		CP 06H
06F3-	28	38	1600		JR Z,R66
06F5-	18	3F	1610		JR R77
06F7-	21	95	OF 1620	R00	LD HL,0F95H
06FA-	77		1630		LD (HL),A
06FB-	2C		1640		INC L
06FC-	36	00	1650		LD (HL),00H
06FE-	18	C9	1660		JR X1
0700-	21	97	OF 1670	R11	LD HL,0F97H
0703-	77		1680		LD (HL),A
0704-	2C		1690		INC L
0705-	36	00	1700		LD (HL),00H
0707-	18	C0	1710		JR X1
0709-	21	99	OF 1720	R22	LD HL,0F99H
070C-	77		1730		LD (HL),A
070D-	2C		1740		INC L
070E-	36	00	1750		LD (HL),00H
0710-	18	B7	1760		JR X1
0712-	21	9B	OF 1770	R33	LD HL,0F9BH
0715-	77		1780		LD (HL),A
0716-	2C		1790		INC L
0717-	36	00	1800		LD (HL),00H
0719-	18	AE	1810		JR X1
071B-	21	9D	OF 1820	R44	LD HL,0F9DH
071E-	77		1830		LD (HL),A
071F-	2C		1840		INC L
0720-	36	00	1850		LD (HL),00H
0722-	18	A5	1860		JR X1
0724-	21	9F	OF 1870	R55	LD HL,0F9FH
0727-	77		1880		LD (HL),A
0728-	2C		1890		INC L
0729-	36	00	1900		LD (HL),00H
072B-	18	9C	1910		JR X1
072D-	21	A1	OF 1920	R66	LD HL,0FA1H
0730-	77		1930		LD (HL),A

731-	2C		1940		INC L
732-	36	00	1950		LD (HL),00H
734-	18	93	1960		JR X1
736-	21	A3 OF	1970	R77	LD HL,0FA3H
739-	77		1980		LD (HL),A
73A-	2C		1990		INC L
73B-	36	00	2000		LD (HL),00H
73D-	18	8A	2010		JR X1
73F-	16	30	2020	SETEM	LD D,30H
741-	CD	CE 07	2030		CALL DISPT
744-	FE	F0	2050		CF OF0H
746-	28	F7	2060		JR Z,SETEM
748-	FE	0A	2070	TENTEM	CF 0AH
74A-	30	FC	2080		JR NC,TENTEM
74C-	FE	00	2090		CF 00H
74E-	28	08	2100		JR Z,TOM
750-	57		2110		LD D,A
751-	3E	00	2120		LD A,00H
753-	C6	0A	2130	TNTEM	ADD A,0AH
755-	15		2140		DEC D
756-	20	FB	2150		JR NZ,TNTEM
758-	4F		2160	TOM	LD C,A
759-	D9		2170		EXX
75A-	6F		2180		LD L,A
75B-	D9		2190		EXX
75C-	06	00	2200		LD B,00H
75E-	CD	7C 07	2210		CALL DECOT
761-	CD	91 08	2220	TOTEM	CALL DELAYT
764-	FE	0A	2230		CF 0AH
766-	30	F9	2240		JR NC,TOTEM
768-	D9		2250		EXX
769-	85		2260		ADD A,L
76A-	6F		2270		LD L,A
76B-	D9		2280		EXX
76C-	4F		2290		LD C,A
76D-	06	00	2300		LD B,00H
76F-	CD	7C 07	2310		CALL DECOT
772-	16	30	2320	HLL	LD D,30H
774-	CD	CE 07	2330		CALL DISPT
777-	FE	F0	2340		CF OF0H
779-	28	F7	2350		JR Z,HLL
77B-	C9		2360		RET
77C-	21	EF OF	2370	DECOT	LD HL,0FEFH
77F-	79		2380		LD A,C
780-	CD	9D 07	2390		CALL CODET1
783-	21	F1 OF	2400		LD HL,OFF1H
786-	7E		2410		LD A,(HL)
787-	FE	40	2420		CF 40H
789-	C0		2430		RET NZ
78A-	36	FF	2440		LD (HL),OFFH
78C-	C9		2450		RET

078D-	2C		2460	CODET1	INC L
078E-	1E	00	2470		LD E,00H
0790-	FE	0A	2480	CODET2	CP 0AH
0792-	3B	05	2490		JR C, CODET3
0794-	D6	0A	2500		SUB 0AH
0796-	1C		2510		INC E
0797-	1B	F7	2520		JR CODET2
0799-	CD	94 0B	2530	CODET3	CALL BCD1
079C-	77		2540		LD (HL), A
079D-	7B		2550		LD A, E
079E-	CD	94 0B	2560		CALL BCD1
07A1-	2C		2570		INC L
07A2-	77		2580		LD (HL), A
07A3-	C9		2590		RET
07A4-	01	A4 0F	2600	CLET	LD BC, 0FA4H
07A7-	3E	00	2610	CLET1	LD A, 00H
07A9-	02		2620		LD (BC), A
07AA-	0D		2630		DEC C
07AB-	FE	95	2640		CP 095H
07AD-	20	F8	2650		JR NZ, CLET1
07AF-	3E	0F	2660		LD A, 0FH
07B1-	B8		2670		CP B
07B2-	28	03	2680		JR Z, CLET2
07B4-	05		2681		DEC B
07B5-	18	F0	2682		JR CLET1
07B7-	3E	FF	2690	CLET2	LD A, 0FFH
07B9-	21	F3 0F	2700		LD HL, 0FF3H
07BC-	77		2710		LD (HL), A
07BD-	2D		2720		DEC L
07BE-	77		2730		LD (HL), A
07BF-	3E	C6	2740		LD A, 0C6H
07C1-	21	F1 0F	2750		LD HL, 0FF1H
07C4-	77		2760		LD (HL), A
07C5-	3E	C7	2770		LD A, 0C7H
07C7-	21	F0 0F	2780		LD HL, 0FF0H
07CA-	77		2790		LD (HL), A
07CB-	C3	21 06	2800		JP PROTEM
07CE-	21	00 B7	2810	DISPT	LD HL, 0B700H
07D1-	21	F3 0F	2820	DISPT1	LD HL, 0FF3H
07D4-	36	FF	2825		LD (HL), 0FFH
07D6-	21	F2 0F	2830		LD HL, 0FF2H
07D9-	36	FF	2835		LD (HL), 0FFH
07DB-	01	F3 0F	2840		LD BC, 0FF3H
07DE-	1E	BE	2850		LD E, 0BEH
07E0-	21	00 B7	2855	DISPT2	LD HL, 0B700H
07E3-	DD	36 01			
07E6-	01		2860		LD (IX+1), 01H
07E7-	36	FF	2870		LD (HL), 0FFH
07E9-	0A		2880		LD A, (BC)
07EA-	DD	36 01			
07ED-	02				

	2890		LD (IX+1),02H
7EE- 73	2900		LD (HL),E
7EF- DD 36 01			
7F2- 01	2910		LD (IX+1),01H
7F3- 77	2920		LD (HL),A
7F4- CB F3	2930		SET 6,E
7F6- CB 03	2940		RLC E
7F8- 0D	2950		DEC C
7F9- 21 F2 0F	2960		LD HL,OFF2H
7FC- 36 FF	2965		LD (HL),OFFH
7FE- 21 F3 0F	2970		LD HL,OFF3H
801- 36 FF	2975		LD (HL),OFFH
803- CB 73	2980		BIT 6,E
805- CB B3	2990		RES 6,E
807- 20 D7	3000		JR NZ,DISPT2
809- 15	3010		DEC D
80A- 20 C5	3020		JR NZ,DISPT1
80C- 21 00 B7	3025		LD HL,0B700H
80F- DD 36 01			
812- 01	3030		LD (IX+1),01H
813- 36 FF	3040		LD (HL),OFFH
815- 1E 01	3050	DISPT3	LD E,01H
817- 16 00	3060		LD D,00H
819- DD 36 01			
81C- 02	3070	DISPT4	LD (IX+1),02H
81D- 73	3080		LD (HL),E
81E- DD 36 01			
821- 03	3090		LD (IX+1),03H
822- 7E	3100		LD A,(HL)
823- A7	3110		AND A,0FH
824- FE 00	3120		CP 00H
826- 20 09	3130		JR NZ,DISPT5
828- CB 03	3140		RLC E
82A- CB 63	3150		BIT 4,E
82C- 20 03	3160		JR NZ,DISPT5
82E- 14	3170		INC D
82F- 18 E8	3180		JR DISPT4
831- FE 00	3190	DISPT5	CP 00H
833- 28 22	3200		JR Z,F5
835- FE 01	3210	A5	CP 01H
837- 20 04	3220		JR NZ,B5
839- 3E 00	3230		LD A,00H
83B- 18 12	3240		JR E5
83D- FE 02	3250	B5	CP 02H
83F- 20 04	3260		JR NZ,C5
841- 3E 01	3270		LD A,01H
843- 18 0A	3280		JR E5
845- FE 04	3290	C5	CP 04H
847- 20 04	3300		JR NZ,D5
849- 3E 02	3310		LD A,02H
84B- 18 02	3320		JR E5
84D- 3E 03	3330	D5	LD A,03H

B4F-	CB	07	3340	E5	RLC A
B51-	CB	07	3350		RLC A
B53-	B2		3360		OR D
B54-	0E	00	3370		LD C,00H
B56-	C9		3380		RET
B57-	3E	F0	3390	F5	LD A,0F0H
B59-	0E	00	3400		LD C,00H
B5B-	C9		3410		RET
B5C-	31	C0	0F	3420	LIST10 LD SP,0F0H
B5F-	21	FA	0F	3430	LD HL,0FFAH
B62-	36	DB		3440	LD (HL),0DBH
B64-	21	95	0F	3450	LD HL,0F95H
B67-	4E		3460	BOON	LD C,(HL)
B68-	06	00	3470		LD B,00H
B6A-	1E	30	3480		LD E,30H
B6C-	CD	7C	07	3490	CALL DECOT
B6F-	16	40	3500		LD D,40H
B71-	E5		3510		PUSH HL
B72-	CD	CE	07	3520	CALL DISPT
B75-	E1		3530		POP HL
B76-	2C		3540		INC L
B77-	7D		3550		LD A,L
B78-	FE	A4	3560		CP 0A4H
B7A-	28	02	3570		JR Z,BEN
B7C-	18	E9	3580		JR BOON
B7E-	C3	CF	06	3590	BEN JP Y1
B81-	16	30	3600	DELAYT	LD D,30H
B83-	CD	CE	07	3610	CALL DISPT
B86-	FE	F0	3620		CP 0F0H
B88-	20	F7	3630		JR NZ,DELAYT
B8A-	16	30	3640	P	LD D,30H
B8C-	CD	CE	07	3650	CALL DISPT
B8F-	FE	F0	3660		CP 0F0H
B91-	28	F7	3670		JR Z,P
B93-	C9		3680		RET
B94-	FE	00	3690	BCD1	CP 00H
B96-	20	02	3700		JR NZ,W1
B98-	3E	40	3710		LD A,40H
B9A-	FE	01	3720	W1	CP 01H
B9C-	20	02	3730		JR NZ,W2
B9E-	3E	79	3740		LD A,79H
BAA-	FE	02	3750	W2	CP 02H
BAA2-	20	02	3760		JR NZ,W3
BAA4-	3E	24	3770		LD A,24H
BAA6-	FE	03	3780	W3	CP 03H
BAB-	20	02	3790		JR NZ,W4
BAA-	3E	30	3800		LD A,30H
BAC-	FE	04	3810	W4	CP 04H
BAAE-	20	02	3820		JR NZ,W5

08B0-	3E	19	3830	LD	A,19H
08B2-	FE	05	3840	W5	CP 05H
08B4-	20	02	3850	JR	NZ,W6
08B6-	3E	12	3860	LD	A,12H
08B8-	FE	06	3870	W6	CP 06H
08BA-	20	02	3880	JR	NZ,W7
08BC-	3E	02	3890	LD	A,02H
08BE-	FE	07	3900	W7	CP 07H
08C0-	20	02	3910	JR	NZ,W8
08C2-	3E	78	3920	LD	A,78H
08C4-	FE	08	3930	W8	CP 08H
08C6-	20	02	3940	JR	NZ,W9
08C8-	3E	00	3950	LD	A,00H
08CA-	FE	09	3960	W9	CP 09H
08CC-	20	02	3970	JR	NZ,W10
08CE-	3E	10	3980	LD	A,10H
08D0-	C9		3990	W10	RET



## บทที่ 13 วิจารณ์และสรุป

จากการทดลองภาคที่มีปัญหามากที่สุดคือ ภาคมอดูเลชั่นและภาคตีมอดูเลชั่นซึ่ง 2 ภาคนี้เป็นภาคที่มีความสำคัญในโครงการนี้ ผู้จัดทำต้องใช้เวลาลดลองและแก้ไขปรับปรุงวงจร เพื่อให้มีประสิทธิภาพนานถึงประมาณ 2 เดือน ซึ่งผลที่ได้ก็เป็นที่น่าพอใจ

จากการทดลองภาคอื่น ๆ ไม่มีปัญหามากนักเมื่อนำแต่ละภาคมาต่อร่วมกัน ปัญหาที่เกิดขึ้นอันเนื่องมาจากสัญญาณไม่เหมาะสมกัน ซึ่งปัญหานี้ผู้จัดทำได้คาดการณ์ไว้ล่วงหน้าแล้ว จึงออกแบบให้แต่ละภาคสามารถปรับแต่งสัญญาณอินพุท/เอาต์พุทให้เหมาะสมกันได้

จากการทดลองวงจรทั้งระบบสามารถใช้งานได้ดี แต่อย่างไรก็ตามถ้ามีการขยายจุดควบคุม จะทำให้การควบคุมเกิดความผิดพลาด ซึ่งจะต้องปรับปรุงแก้ไขให้ดีขึ้นต่อไป ส่วนในกรณีที่มี Surge Voltage ขนาดใหญ่และเกิดติดต่อกันเป็นเวลานาน ๆ จะทำให้เกิดการรบกวนสัญญาณที่ถูกมอดูเลทใน A.C Line เสียรูปไป และเป็นผลให้ภาคตีมอดูเลทไม่สามารถที่จะตีมอดสัญญาณที่ถูกต้องได้ และทำให้ไม่สามารถที่จะควบคุมระบบผ่าน A.C Line ได้ ซึ่งปัญหานี้สามารถแก้ไขได้โดยกำจัดสัญญาณรบกวนที่แหล่งกำเนิดต่าง ๆ หรืออาจจะออกกฎหมาย พ.ร.บ อุปกรณ์ทุกชนิดที่ทำให้เกิด noise ได้ต้องกำจัดเสียก่อน นอกจากนี้ยังมีวิธีแก้ไขก็คือ แยกสายในการควบคุมไว้ต่างหากซึ่งไม่เกี่ยวกับไฟฟ้าเมนเลย ก็สามารถควบคุมระบบนี้ให้ทำงานได้อย่างถูกต้องและแม่นยำ

ผู้จัดทำได้ทำโครงการนี้มีจุดประสงค์ 2 อย่างคือ ประหยัดการเดินสาย และสามารถควบคุมได้หลาย ๆ จุดได้ ในจุดประสงค์การควบคุมให้ได้มาก ๆ จุดนั้นสามารถจะกระทำได้แต่การประหยัดเดินสายนั้น ผู้จัดทำได้ทำการทดลองและค้นคว้าแล้วมีความเป็นไปได้มาก

เนื่องจากเวลาในการค้นคว้ามีน้อยผลที่ออกมาก็เป็นเพียงแนวทางและผลที่ได้ไม่มากนัก หวังว่าผู้ที่ได้นำโครงการนี้มาศึกษาจะคงมีแนวทางในการแก้ไขปัญหาของผู้จัดทำครั้งนี้ต่อไปได้



A to D, D to A

## ADC0808, ADC0809 8-Bit $\mu$ P Compatible A/D Converters With 8-Channel Multiplexer

### General Description

The ADC0808, ADC0809 data acquisition component is a monolithic CMOS device with an 8-bit analog-to-digital converter, 8-channel multiplexer and microprocessor compatible control logic. The 8-bit A/D converter uses successive approximation as the conversion technique. The converter features a high impedance chopper stabilized comparator, a 256R voltage divider with analog switch tree and a successive approximation register. The 8-channel multiplexer can directly access any of 8 single-ended analog signals.

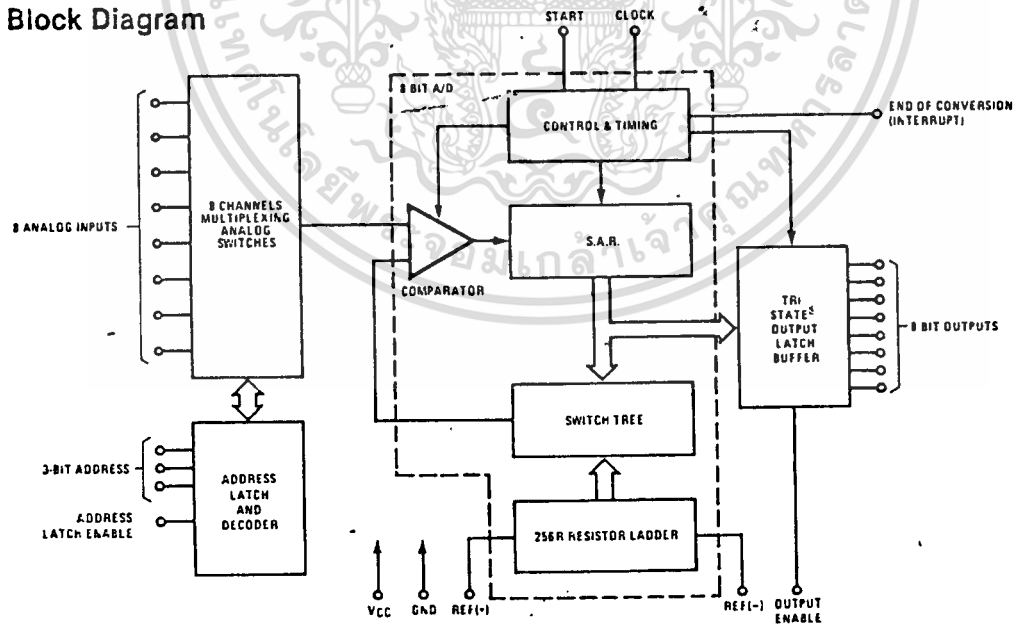
The device eliminates the need for external zero and full-scale adjustments. Easy interfacing to microprocessors is provided by the latched and decoded multiplexer address inputs and latched TTL TRI-STATE<sup>®</sup> outputs.

The design of the ADC0808, ADC0809 has been optimized by incorporating the most desirable aspects of several A/D conversion techniques. The ADC0808, ADC0809 offers high speed, high accuracy, minimal temperature dependence, excellent long-term accuracy and repeatability, and consumes minimal power. These features make this device ideally suited to applications from process and machine control to consumer and automotive applications. For 16-channel multiplexer with common output (sample/hold port) see ADC0816 data sheet. (See AN-247 for more information.)

### Features

- Resolution — 8-bits
- Total unadjusted error —  $\pm 1/2$  LSB and  $\pm 1$  LSB
- No missing codes
- Conversion time — 100  $\mu$ s
- Single supply — 5 V<sub>DC</sub>
- Operates ratiometrically or with 5 V<sub>DC</sub> or analog span adjusted voltage reference
- 8-channel multiplexer with latched control logic
- Easy interface to all microprocessors, or operates "stand alone"
- Outputs meet T<sup>2</sup>L voltage level specifications
- 0V to 5V analog input-voltage range with single 5V supply
- No zero or full-scale adjust required
- Standard hermetic or molded 28-pin DIP package
- Temperature range — 40°C to +85°C or —55°C to +125°C
- Low power consumption — 15 mW
- Latched TRI-STATE<sup>®</sup> output

### Block Diagram



TRI-STATE<sup>®</sup> is a registered trademark of National Semiconductor Corp.

### Absolute Maximum Ratings (Notes 1 and 2)

Supply Voltage ( $V_{CC}$ ) (Note 3)	6.5V
Voltage at Any Pin Except Control Inputs	-0.3V to ( $V_{CC}+0.3$ )V
Voltage at Control Inputs (START, OE, CLOCK, ALE, ADD A, ADD B, ADD C)	-0.3V to +15V
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Package Dissipation at $T_A = 25^\circ\text{C}$	875 mW
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

### Operating Ratings (Notes 1 and 2)

Temperature Range (Note 1)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ -55°C $\leq$ $T_A$ $\leq$ +125°C
ADC0808CJ, ADC0808CCN, ADC0809CCN	-40°C $\leq$ $T_A$ $\leq$ +85°C
Range of $V_{CC}$ (Note 1)	4.5 $V_{DC}$ to 6.0 $V_{DC}$

### Electrical Characteristics

Converter Specifications:  $V_{CC} = 5 V_{DC} = V_{REF(+)} = V_{REF(-)} = GND$ ,  $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$  and  $f_{CLK} = 640 \text{ kHz}$  unless otherwise stated.

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ADC0808					
Total Unadjusted Error (Note 5)	25°C $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			$\pm 1/2$ $\pm 3/4$	LSB LSB
ADC0809					
Total Unadjusted Error (Note 5)	0°C to 70°C $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			$\pm 1$ $\pm 1 1/4$	LSB LSB
Input Resistance	From Ref(+) to Ref(-)	1.0	2.5		k $\Omega$
Analog Input Voltage Range	(Note 4; $V(+)$ or $V(-)$ )	GND-0.10		$V_{CC}+0.10$	$V_{DC}$
$V_{REF(+)}$ Voltage, Top of Ladder	Measured at Ref(+)		$V_{CC}$	$V_{CC}+0.1$	V
$\frac{V_{REF(+)} + V_{REF(-)}}{2}$ Voltage, Center of Ladder		$V_{CC}/2-0.1$	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2+0.1$	V
$V_{REF(-)}$ Voltage, Bottom of Ladder	Measured at Ref(-)	-0.1	0		V
Comparator Input Current	$f_c = 640 \text{ kHz}$ , (Note 6)	-2	$\pm 0.5$	2	$\mu\text{A}$

### Electrical Characteristics

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ 4.5V  $\leq V_{CC} \leq$  5.5V, -55°C  $\leq T_A \leq$  +125°C unless otherwise noted  
ADC0808CCJ, ADC0808CCN, and ADC0809CCN 4.75  $\leq V_{CC} \leq$  5.25V, -40°C  $\leq T_A \leq$  +85°C unless otherwise noted

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>ANALOG MULTIPLEXER</b>					
$I_{OFF(+)}$ OFF Channel Leakage Current	$V_{CC} = 5V$ , $V_{IN} = 5V$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$		10	200 1.0	nA $\mu\text{A}$
$I_{OFF(-)}$ OFF Channel Leakage Current	$V_{CC} = 5V$ , $V_{IN} = 0$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$	-200 -1.0	-10		nA $\mu\text{A}$
<b>CONTROL INPUTS</b>					
$V_{IN(1)}$ Logical "1" Input Voltage			$V_{CC}-1.5$		V
$V_{IN(0)}$ Logical "0" Input Voltage				1.5	V
$I_{IN(1)}$ Logical "1" Input Current (The Control Inputs)	$V_{IN} = 15V$			1.0	$\mu\text{A}$
$I_{IN(0)}$ Logical "0" Input Current (The Control Inputs)	$V_{IN} = 0$	-1.0			$\mu\text{A}$
$I_{CC}$ Supply Current	$f_{CLK} = 640 \text{ kHz}$		0.3	3.0	mA



### Electrical Characteristics (Continued)

**Digital Levels and DC Specifications:** ADC0808CJ  $4.5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$ ,  $-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$  unless otherwise noted  
 ADC0808CCJ, ADC0808CCN, and ADC0809CCN  $4.75 \leq V_{CC} \leq 5.25V$ ,  $-40^{\circ}C \leq T_A \leq +85^{\circ}C$  unless otherwise noted

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>DATA OUTPUTS AND EOC (INTERRUPT)</b>					
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$I_O = -360 \mu A$	$V_{CC}-0.4$		V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$I_O = 1.6 \text{ mA}$		0.45	V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage EOC	$I_O = 1.2 \text{ mA}$		0.45	V
$I_{OUT}$	TRI-STATE <sup>2</sup> Output Current	$V_O = 5V$ $V_O = 0$	-3	3	$\mu A$ $\mu A$

### Electrical Characteristics

**Timing Specifications:**  $V_{CC} = V_{REF(+)} = 5V$ ,  $V_{REF(-)} = GND$ ,  $t_r = t_f = 20 \text{ ns}$  and  $T_A = 25^{\circ}C$  unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
$t_{WS}$	Minimum Start Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
$t_{WALE}$	Minimum ALE Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
$t_s$	Minimum Address Set-Up Time	(Figure 5)		25	50	ns
$t_H$	Minimum Address Hold Time	(Figure 5)		25	50	ns
$t_D$	Analog MUX Delay Time From ALE	$R_S = 0\Omega$ (Figure 5)		1	2.5	$\mu s$
$t_{H1}, t_{H0}$	OE Control to Q Logic State	$C_L = 50 \text{ pF}$ , $R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	ns
$t_{H1}, t_{H0}$	OE Control to Hi-Z	$C_L = 10 \text{ pF}$ , $R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	ns
$t_c$	Conversion Time	$f_c = 640 \text{ kHz}$ , (Figure 5) (Note 7)	90	100	116	$\mu s$
$f_c$	Clock Frequency		10	640	1280	kHz
$t_{EOC}$	EOC Delay Time	(Figure 5)	0		8 + 2 $\mu s$	Clock Periods
$C_{IN}$	Input Capacitance	At Control Inputs		10	15	pF
$C_{OUT}$	TRI-STATE <sup>2</sup> Output Capacitance	At TRI-STATE <sup>2</sup> Outputs, (Note 12)		10	15	pF

**Note 1:** Absolute maximum ratings are those values beyond which the life of the device may be impaired.

**Note 2:** All voltages are measured with respect to GND, unless otherwise specified.

**Note 3:** A zener diode exists, internally, from  $V_{CC}$  to GND and has a typical breakdown voltage of 7  $V_{DC}$ .

**Note 4:** Two on-chip diodes are tied to each analog input which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the  $V_{CC}$  supply. The spec allows 100 mV forward bias of either diode. This means that as long as the analog  $V_{IN}$  does not exceed the supply voltage by more than 100 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute 0  $V_{DC}$  to 5  $V_{DC}$  input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of 4.900  $V_{DC}$  over temperature variations, initial tolerance and loading.

**Note 5:** Total unadjusted error includes offset, full-scale, linearity, and multiplexer errors. See Figure 3. None of these A/Ds requires a zero or full-scale adjust. However, if an all zero code is desired for an analog input other than 0.0V, or if a narrow full-scale span exists (for example: 0.5V to 4.5V full-scale) the reference voltages can be adjusted to achieve this. See Figure 13

**Note 6:** Comparator input current is a bias current into or out of the chopper stabilized comparator. The bias current varies directly with clock frequency and has little temperature dependence (Figure 6). See paragraph 4.0.

**Note 7:** The outputs of the data register are updated one clock cycle before the rising edge of EOC.

## Functional Description

**Multiplexer:** The device contains an 8-channel single-ended analog signal multiplexer. A particular input channel is selected by using the address decoder. Table I shows the input states for the address lines to select any channel. The address is latched into the decoder on the low-to-high transition of the address latch enable signal.

TABLE I

SELECTED ANALOG CHANNEL	ADDRESS LINE		
	C	B	A
IN0	L	L	L
IN1	L	L	H
IN2	L	H	L
IN3	L	H	H
IN4	H	L	L
IN5	H	L	H
IN6	H	H	L
IN7	H	H	H

## CONVERTER CHARACTERISTICS

### The Converter

The heart of this single chip data acquisition system is its 8-bit analog-to-digital converter. The converter is designed

to give fast, accurate, and repeatable conversions over a wide range of temperatures. The converter is partitioned into 3 major sections: the 256R ladder network, the successive approximation register, and the comparator. The converter's digital outputs are positive true.

The 256R ladder network approach (Figure 1) was chosen over the conventional R/2R ladder because of its inherent monotonicity, which guarantees no missing digital codes. Monotonicity is particularly important in closed loop feedback control systems. A non-monotonic relationship can cause oscillations that will be catastrophic for the system. Additionally, the 256R network does not cause load variations on the reference voltage.

The bottom resistor and the top resistor of the ladder network in Figure 1 are not the same value as the remainder of the network. The difference in these resistors causes the output characteristic to be symmetrical with the zero and full-scale points of the transfer curve. The first output transition occurs when the analog signal has reached + 1/2 LSB and succeeding output transitions occur every 1 LSB later up to full-scale.

The successive approximation register (SAR) performs 8 iterations to approximate the input voltage. For any SAR type converter, n-iterations are required for an n-bit converter. Figure 2 shows a typical example of a 3-bit converter. In the ADC0808, ADC0809, the approximation technique is extended to 8 bits using the 256R network.

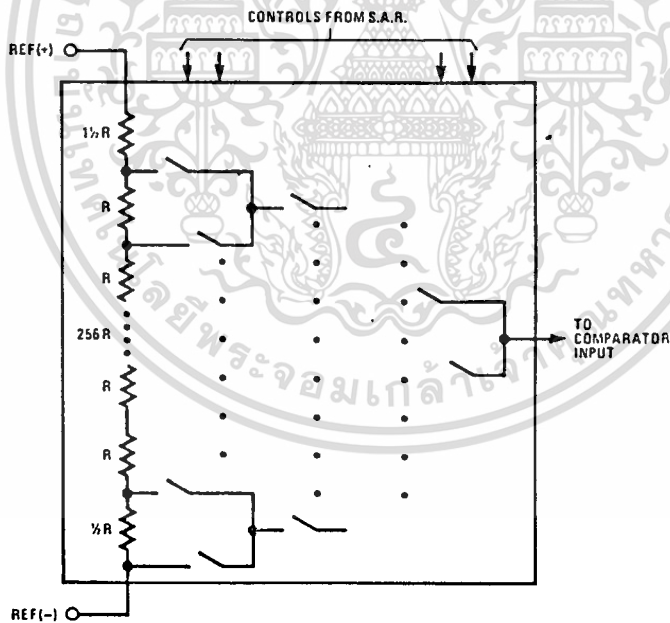


FIGURE 1. Resistor Ladder and Switch Tree

## Functional Description (Continued)

The A/D converter's successive approximation register (SAR) is reset on the positive edge of the start conversion (SC) pulse. The conversion is begun on the falling edge of the start conversion pulse. A conversion in process will be interrupted by receipt of a new start conversion pulse. Continuous conversion may be accomplished by tying the end-of-conversion (EOC) output to the SC input. If used in this mode, an external start conversion pulse should be applied after power up. End-of-conversion will go low between 0 and 8 clock pulses after the rising edge of start conversion.

The most important section of the A/D converter is the comparator. It is this section which is responsible for the ultimate accuracy of the entire converter. It is also the

comparator drift which has the greatest influence on the repeatability of the device. A chopper-stabilized comparator provides the most effective method of satisfying all the converter requirements.

The chopper-stabilized comparator converts the DC input signal into an AC signal. This signal is then fed through a high gain AC amplifier and has the DC level restored. This technique limits the drift component of the amplifier since the drift is a DC component which is not passed by the AC amplifier. This makes the entire A/D converter extremely insensitive to temperature, long term drift and input offset errors.

Figure 4 shows a typical error curve for the ADC0808 as measured using the procedures outlined in AN-179.

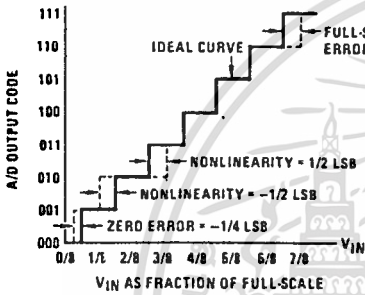


FIGURE 2. 3-Bit A/D Transfer Curve

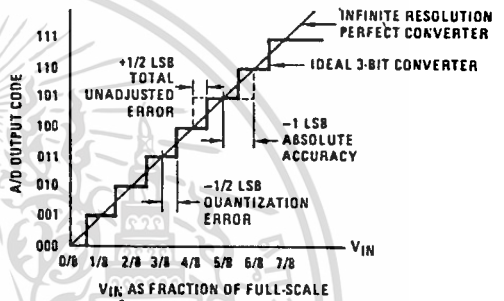


FIGURE 3. 3-Bit A/D Absolute Accuracy Curve

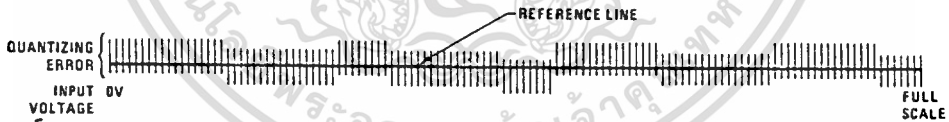
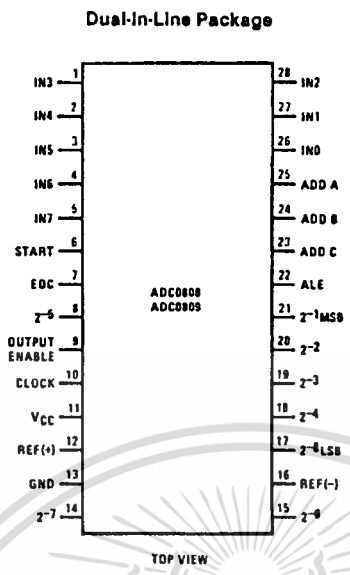


FIGURE 4. Typical Error Curve

Connection Diagram



Timing Diagram

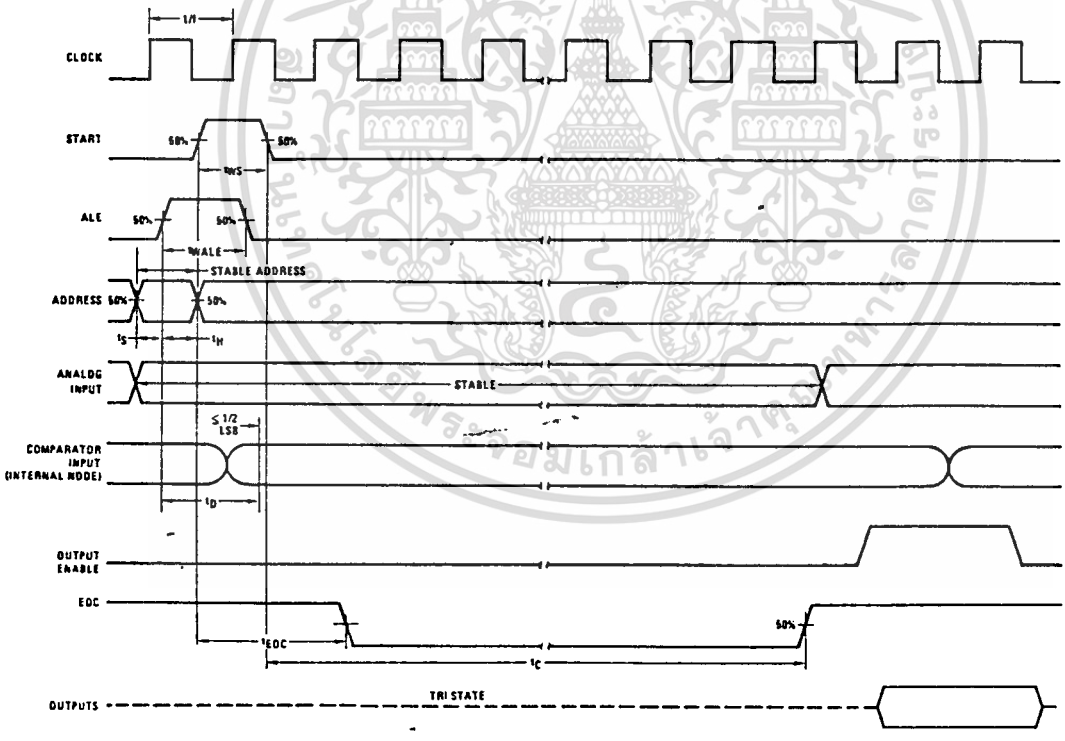


FIGURE 5



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

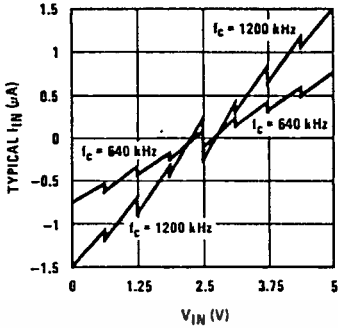


FIGURE 6. Comparator  $I_{IN}$  vs  $V_{IN}$  ( $V_{CC} = V_{REF} = 5V$ )

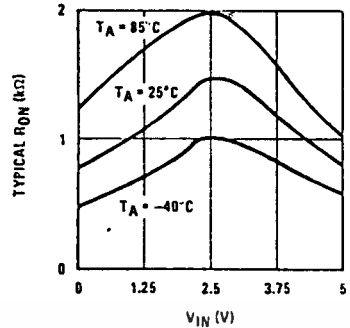


FIGURE 7. Multiplexer  $R_{ON}$  vs  $V_{IN}$  ( $V_{CC} = V_{REF} = 5V$ )

TRI-STATE® Test Circuits and Timing Diagrams

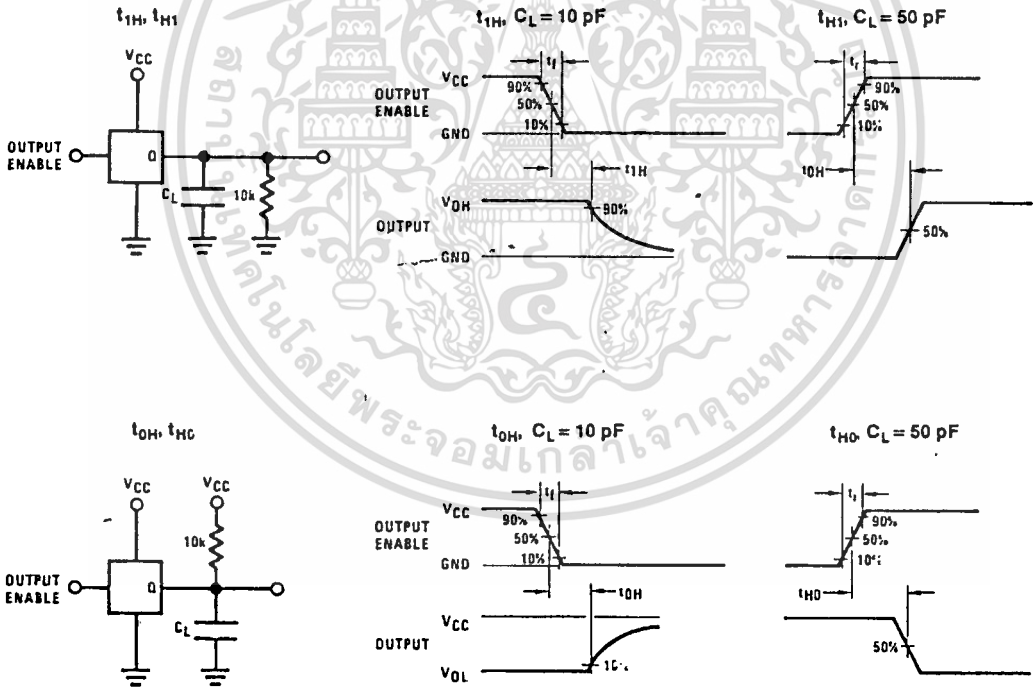


FIGURE 8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Applications Information

### OPERATION

#### 1.0 Ratiometric Conversion

The ADC0808, ADC0809 is designed as a complete Data Acquisition System (DAS) for ratiometric conversion systems. In ratiometric systems, the physical variable being measured is expressed as a percentage of full-scale which is not necessarily related to an absolute standard. The voltage input to the ADC0808 is expressed by the equation:

$$\frac{V_{IN} - V_Z}{V_{FS} - V_Z} = \frac{D_X}{D_{MAX} - D_{MIN}} \quad (1)$$

$V_{IN}$  = Input voltage into the ADC0808

$V_{FS}$  = Full-scale voltage

$V_Z$  = Zero voltage

$D_X$  = Data point being measured

$D_{MAX}$  = Maximum data limit

$D_{MIN}$  = Minimum data limit

A good example of a ratiometric transducer is a potentiometer used as a position sensor. The position of the wiper is directly proportional to the output voltage which is a ratio of the full-scale voltage across it. Since the data is represented as a proportion of full-scale, reference requirements are greatly reduced, eliminating a large source of error and cost for many applications. A major advantage of the ADC0808, ADC0809 is that the input voltage range is equal to the supply range so the transducers can be connected directly across the supply and their outputs connected directly into the multiplexer inputs, (Figure 9).

Ratiometric transducers such as potentiometers, strain gauges, thermistor bridges, pressure transducers, etc., are suitable for measuring proportional relationships; however, many types of measurements must be referred to an absolute standard such as voltage or current. This means a system reference must be used which relates the full-scale voltage to the standard volt. For example, if  $V_{CC} = V_{REF} = 5.12V$ , then the full-scale range is divided into 256 standard steps. The smallest standard step is 1 LSB which is then 20 mV.

#### 2.0 Resistor Ladder Limitations

The voltages from the resistor ladder are compared to the selected input 8 times in a conversion. These voltages are coupled to the comparator via an analog switch tree which is referenced to the supply. The voltages at the top, center and bottom of the ladder must be controlled to maintain proper operation.

The top of the ladder, Ref(+), should not be more positive than the supply, and the bottom of the ladder, Ref(-), should not be more negative than ground. The center of the ladder voltage must also be near the center of the supply because the analog switch tree changes from N-channel switches to P-channel switches. These limitations are automatically satisfied in ratiometric systems and can be easily met in ground referenced systems.

Figure 10 shows a ground referenced system with a separate supply and reference. In this system, the supply must be trimmed to match the reference voltage. For instance, if a 5.12V is used, the supply should be adjusted to the same voltage within 0.1V.

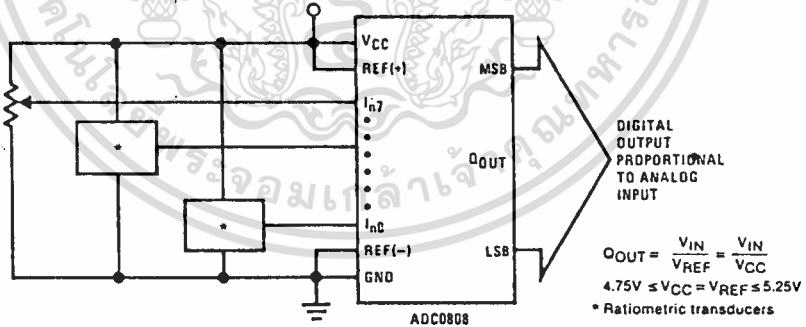


FIGURE 9. Ratiometric Conversion System

Applications Information (Continued)

The ADC0808 needs less than a milliamp of supply current so developing the supply from the reference is readily accomplished. In Figure 11 a ground referenced system is shown which generates the supply from the reference. The buffer shown can be an op amp of sufficient drive to supply the milliamp of supply current and the desired bus drive, or if a capacitive bus is driven by the outputs a large capacitor will supply the transient supply current as seen in Figure 12. The LM3301 is overcompensated to insure stability when loaded by the 10  $\mu$ F output capacitor.

The top and bottom ladder voltages cannot exceed  $V_{CC}$  and ground, respectively, but they can be symmetrically less than  $V_{CC}$  and greater than ground. The center of the ladder voltage should always be near the center of the supply. The sensitivity of the converter can be increased, (i.e., size of the LSB steps decreased) by using a symmetrical reference system. In Figure 13, a 2.5V reference is symmetrically centered about  $V_{CC}/2$  since the same current flows in identical resistors. This system with a 2.5V reference allows the LSB bit to be half the size of a 5V reference system.

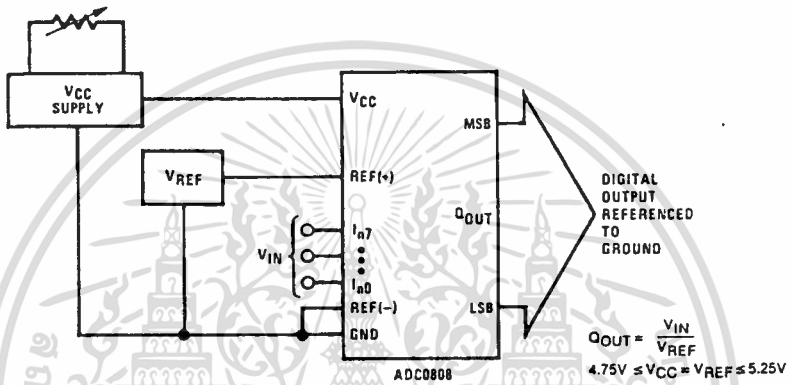


FIGURE 10. Ground Referenced Conversion System Using Trimmed Supply

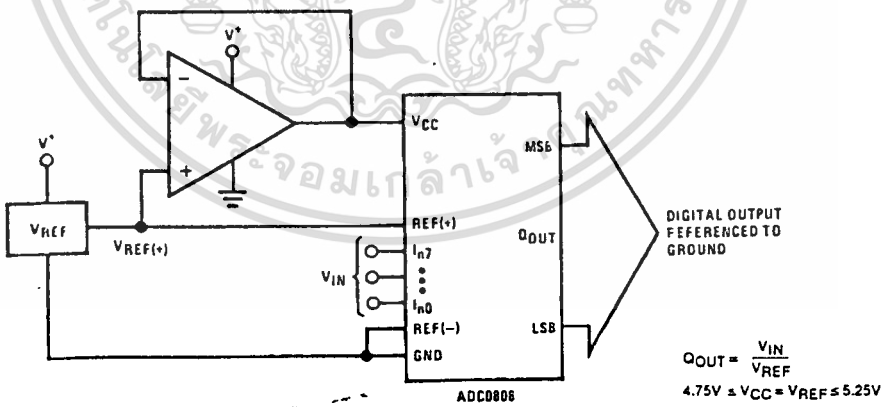


FIGURE 11. Ground Referenced Conversion System with Reference Generating  $V_{CC}$  Supply

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications Information (Continued)

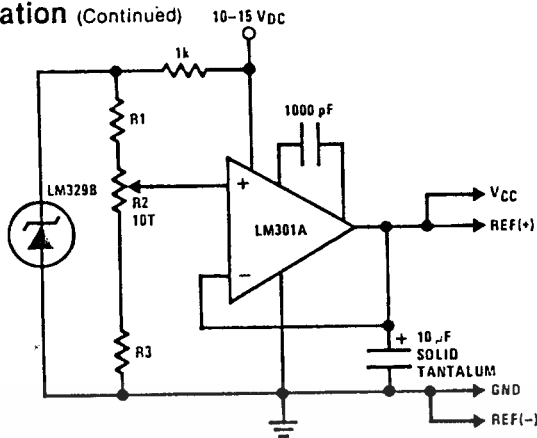


FIGURE 12. Typical Reference and Supply Circuit

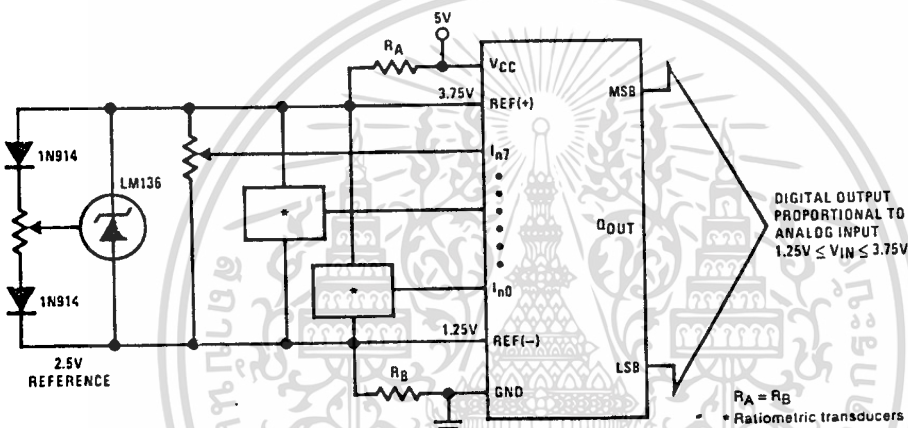


FIGURE 13. Symmetrically Centered Reference

3.0 Converter Equations

The transition between adjacent codes N and N + 1 is given by:

$$V_{IN} = \left\{ (V_{REF(+)} - V_{REF(-)}) \left[ \frac{N}{256} + \frac{1}{512} \right] \pm V_{TUE} \right\} + V_{REF(-)} \quad (2)$$

The center of an output code N is given by:

$$V_{IN} = \left\{ (V_{REF(+)} - V_{REF(-)}) \left[ \frac{N}{256} \right] \pm V_{TUE} \right\} + V_{REF(-)} \quad (3)$$

The output code N for an arbitrary input are the integers within the range:

$$N = \frac{V_{IN} - V_{REF(-)}}{V_{REF(+)} - V_{REF(-)}} \times 256 \pm \text{Absolute Accuracy} \quad (4)$$

where:  $V_{IN}$  = Voltage at comparator input

$V_{REF(+)}$  = Voltage at Ref(+)

$V_{REF(-)}$  = Voltage at Ref(-)

$V_{TUE}$  = Total unadjusted error voltage (typically  $V_{REF(+)} \div 512$ )

4.0 Analog Comparator Inputs

The dynamic comparator input current is caused by the periodic switching of on-chip stray capacitances. These are connected alternately to the output of the resistor ladder/switch tree network and to the comparator input as part of the operation of the chopper stabilized comparator.

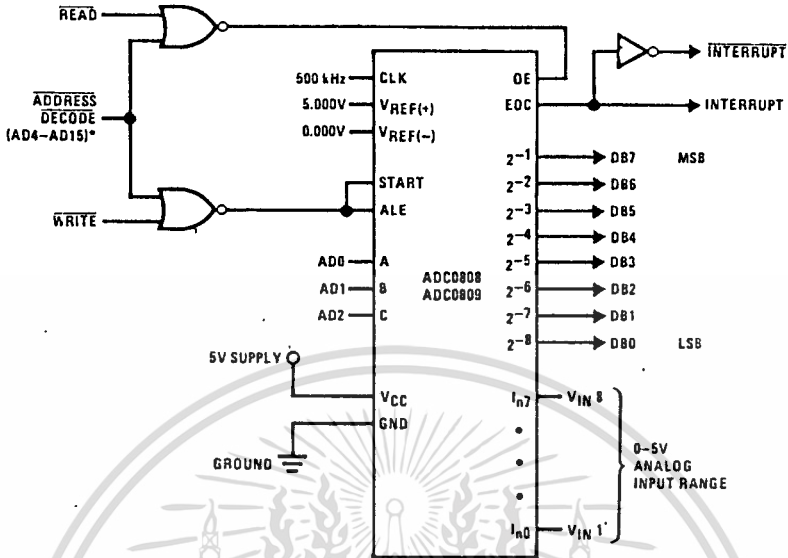
The average value of the comparator input current varies directly with clock frequency and with  $V_{IN}$  as shown in Figure 6.

If no filter capacitors are used at the analog inputs and the signal source impedances are low, the comparator input current should not introduce converter errors, as the transient created by the capacitance discharge will die out before the comparator output is strobed.

If input filter capacitors are desired for noise reduction and signal conditioning they will tend to average out the dynamic comparator input current. It will then take on the characteristics of a DC bias current whose effect can be predicted conventionally.



Typical Application



\* Address latches needed for 8085 and SC/MP interfacing the ADC0808 to a microprocessor

MICROPROCESSOR INTERFACE TABLE

PROCESSOR	READ	WRITE	INTERRUPT (COMMENT)
8080	MEMR	MEMW	INTR (Thru RST Circuit)
8085	RD	WR	INTR (Thru RST Circuit)
Z-80	RD	WR	INT (Thru RST Circuit, Mode 0)
SC/MP	NRDS	NWDS	SA (Thru Sense A)
6800	VMA $\rightarrow$ 2-R/W	VMA $\rightarrow$ 2-R/W	IRQA or IRQB (Thru PIA)

Ordering Information

TEMPERATURE RANGE		-40°C to +85°C		-55°C to +125°C
Error	$\pm 1/2$ Bit Unadjusted	ADC0808CCN	ADC0808CCJ	ADC0808CJ
	$\pm 1$ Bit Unadjusted	ADC0809CCN		
Package Outline		N28A Molded DIP	J28A Hermetic DIP	J28A Hermetic DIP



A to D, D to A

## DAC0808, DAC0807, DAC0806 8-Bit D/A Converters

### General Description

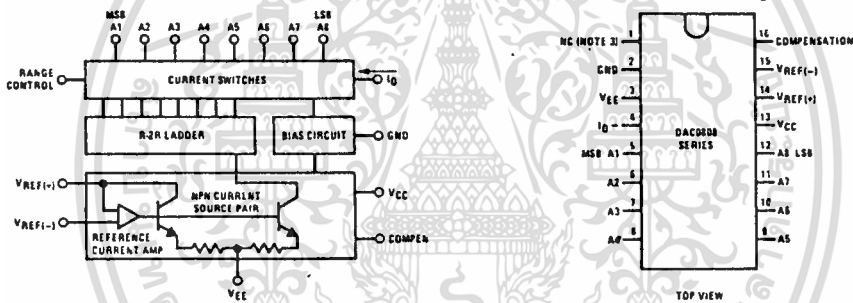
The DAC0808 series is an 8-bit monolithic digital-to-analog converter (DAC) featuring a full scale output current settling time of 150 ns while dissipating only 33 mW with ±5V supplies. No reference current (I<sub>REF</sub>) trimming is required for most applications since the full scale output current is typically ±1 LSB of 255 I<sub>REF</sub>/256. Relative accuracies of better than ±0.19% assure 8-bit monotonicity and linearity while zero level output current of less than 4 μA provides 8-bit zero accuracy for I<sub>REF</sub> ≥ 2 mA. The power supply currents of the DAC0808 series are independent of bit codes, and exhibits essentially constant device characteristics over the entire supply voltage range.

The DAC0808 will interface directly with popular TTL, DTL or CMOS logic levels, and is a direct replacement for the MC1508/MC1408. For higher speed applications, see DAC0800 data sheet.

### Features

- Relative accuracy: ±0.19% error maximum (DAC0808)
- Full scale current match: ±1 LSB typ
- 7 and 6-bit accuracy available (DAC0807, DAC0806)
- Fast settling time: 150 ns typ
- Noninverting digital inputs are TTL and CMOS compatible
- High speed multiplying input slew rate: 8 mA/μs
- Power supply voltage range: ±4.5V to ±18V
- Low power consumption: 33 mW @ ±5V

### Block and Connection Diagrams



### Typical Application

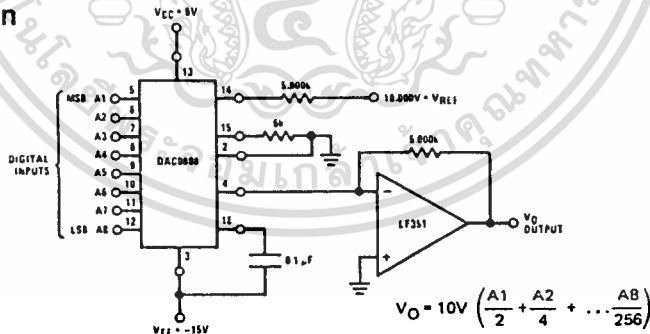


FIGURE 1. +10V Output Digital to Analog Converter

### Ordering Information

ACCURACY	OPERATING TEMPERATURE RANGE	ORDER NUMBERS*					
		D PACKAGE (D16C)		J PACKAGE (J16A)		N PACKAGE (N16A)	
8-bit	-55°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +125°C	DAC0808LD	MC1508LB				
8-bit	0°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +75°C			DAC0808LCJ	MC1408LB	DAC0808LCN	MC1408P8
7-bit	0°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +75°C			DAC0807LCJ	MC1408L7	DAC0807LCN	MC1408P7
6-bit	0°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +75°C			DAC0806LCJ	MC1408L6	DAC0806LCN	MC1408P6

\*Note. Devices may be ordered by using either order number.

## Absolute Maximum Ratings

Power Supply Voltage		Power Dissipation (Package Limitation)	1000 mW
V <sub>CC</sub>	+18 V <sub>DC</sub>	Derate above T <sub>A</sub> = 25°C	0.7 mW/°C
V <sub>EE</sub>	-18 V <sub>DC</sub>	Operating Temperature Range	
Digital Input Voltage, V <sub>5</sub> -V <sub>12</sub>	-10 V <sub>DC</sub> to +18 V <sub>DC</sub>	DAC0808L	-55°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +125°C
Applied Output Voltage, V <sub>O</sub>	-11 V <sub>DC</sub> to +18 V <sub>DC</sub>	DAC0808LC Series	0 ≤ T <sub>A</sub> ≤ +75°C
Reference Current, I <sub>14</sub>	5 mA	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Reference Amplifier Inputs, V <sub>14</sub> , V <sub>15</sub>	V <sub>CC</sub> , V <sub>EE</sub>		

## Electrical Characteristics

(V<sub>CC</sub> = 5V, V<sub>EE</sub> = -15 V<sub>DC</sub>, V<sub>REF</sub>/R<sub>14</sub> = 2 mA, DAC0808: T<sub>A</sub> = -55°C to +125°C, DAC0808C, DAC0807C, DAC0806C, T<sub>A</sub> = 0°C to +75°C, and all digital inputs at high logic level unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
E <sub>r</sub>	Relative Accuracy (Error Relative to Full Scale I <sub>O</sub> ) (Figure 4)				%	
	DAC0808L (LM1508-8), DAC0808LC (LM1408-8)			±0.19	%	
	DAC0807LC (LM1408-7), (Note 1)			±0.39	%	
	DAC0806LC (LM1408-6), (Note 1)			±0.78	%	
	Settling Time to Within 1/2 LSB (Includes t <sub>PLH</sub> )	T <sub>A</sub> = 25°C (Note 2), (Figure 5)	150		ns	
t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	Propagation Delay Time	T <sub>A</sub> = 25°C, (Figure 5)	30	100	ns	
TC <sub>IO</sub>	Output Full Scale Current Drift		±20		ppm/°C	
MSB	Digital Input Logic Levels	(Figure 3)				
V <sub>IH</sub>	High Level, Logic "1"	2			V <sub>DC</sub>	
V <sub>IL</sub>	Low Level, Logic "0"			0.8	V <sub>DC</sub>	
MSB	Digital Input Current	(Figure 3)				
	High Level	V <sub>IH</sub> = 5V	0	0.040	mA	
	Low Level	V <sub>IL</sub> = 0.8V	-0.003	-0.8	mA	
I <sub>15</sub>	Reference Input Bias Current	(Figure 3)			μA	
	Output Current Range	(Figure 3)				
	V <sub>EE</sub> = -5V	0	2.0	2.1	mA	
	V <sub>EE</sub> = -15V, T <sub>A</sub> = 25°C	0	2.0	4.2	mA	
I <sub>O</sub>	Output Current	V <sub>REF</sub> = 2.000V, R <sub>14</sub> = 1000Ω, (Figure 3)	1.9	1.99	2.1	mA
	Output Current, All Bits Low	(Figure 3)	0	4	μA	
	Output Voltage Compliance	E <sub>r</sub> ≤ 0.10%, T <sub>A</sub> = 25°C				
	Pin 1 Grounded, V <sub>EE</sub> Below -10V			-0.55, +0.4	V <sub>DC</sub>	
				-5.0, +0.4	V <sub>DC</sub>	
S <sub>R</sub> I <sub>REF</sub>	Reference Current Slew Rate	(Figure 6)	4	8	mA/μs	
	Output Current Power Supply Sensitivity	-5V ≤ V <sub>EE</sub> ≤ -16.5V		0.05	μA/V	
	Power Supply Current (All Bits Low)	(Figure 3)				
I <sub>CC</sub>			2.3	22	mA	
I <sub>EE</sub>			-4.3	-13	mA	
	Power Supply Voltage Range	T <sub>A</sub> = 25°C, (Figure 3)				
V <sub>CC</sub>		4.5	5.0	5.5	V <sub>DC</sub>	
V <sub>EE</sub>		-4.5	-15	-16.5	V <sub>DC</sub>	
	Power Dissipation					
	All Bits Low	V <sub>CC</sub> = 5V, V <sub>EE</sub> = -5V	33	170	mW	
		V <sub>CC</sub> = 5V, V <sub>EE</sub> = -15V	106	305	mW	
	All Bits High	V <sub>CC</sub> = 15V, V <sub>EE</sub> = -5V	90		mW	
		V <sub>CC</sub> = 15V, V <sub>EE</sub> = -15V	160		mW	

Note 1: All current switches are tested to guarantee at least 50% of rated current.

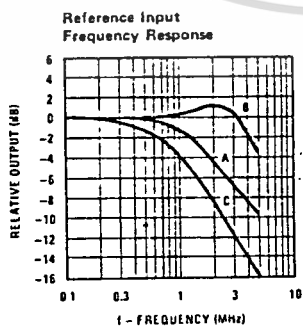
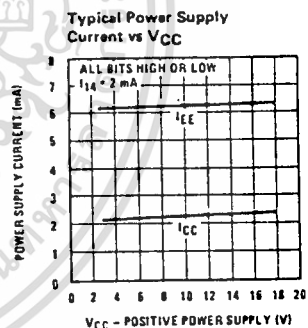
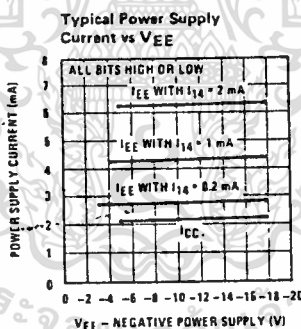
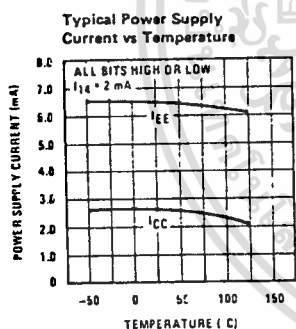
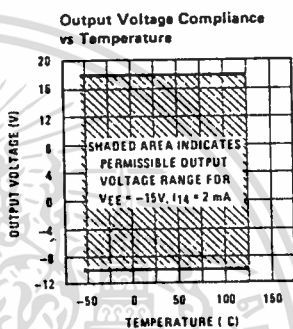
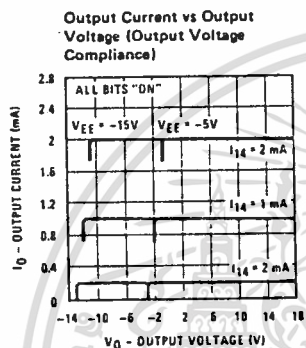
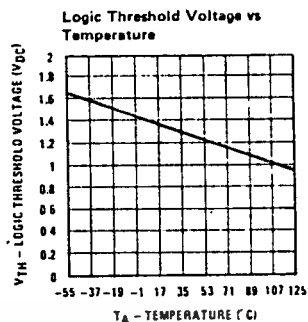
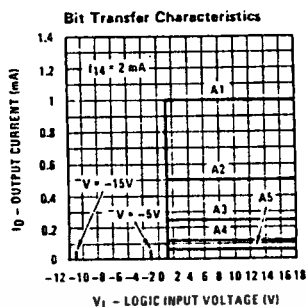
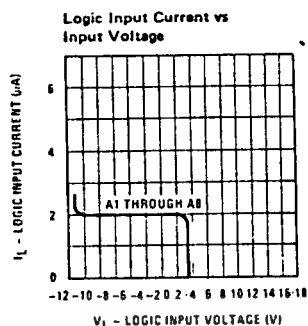
Note 2: All bits switched.

Note 3: Range control is not required.



## Typical Performance Characteristics

$V_{CC} = 5V$ ,  $V_{EE} = -15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , unless otherwise noted



Unless otherwise specified:  $R_{14} = R_{15} = 1 k\Omega$ ,  $C = 15 pF$ , pin 16 to  $V_{EE}$ ;  $R_L = 50\Omega$ , pin 4 to ground.

Curve A: Large Signal Bandwidth Method of Figure 7,  $V_{REF} = 2 V_{p-p}$  offset 1 V above ground

Curve B: Small Signal Bandwidth Method of Figure 7,  $R_L = 250\Omega$ ,  $V_{REF} = 50 mV_{p-p}$  offset 200 mV above ground.

Curve C: Large and Small Signal Bandwidth Method of Figure 9 (no op amp,  $R_L = 50\Omega$ ),  $R_S = 50\Omega$ ,  $V_{REF} = 2V$ ,  $V_S = 100 mV_{p-p}$  centered at 0V.

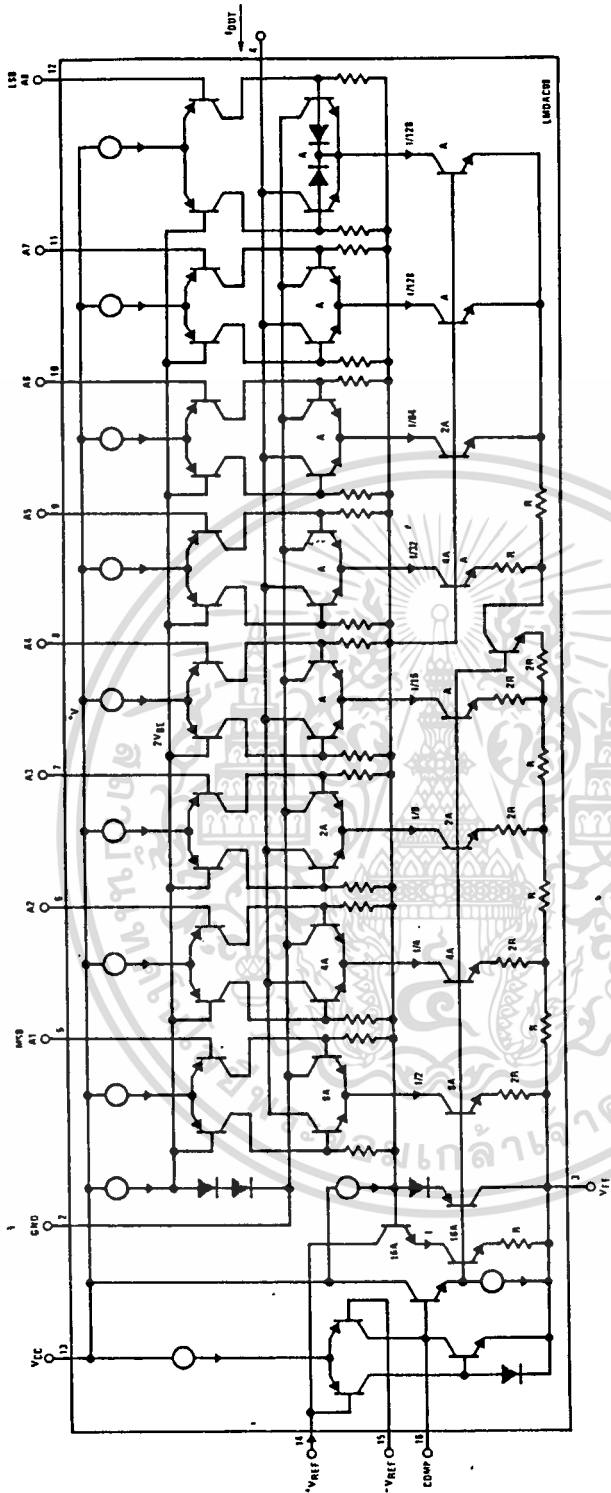
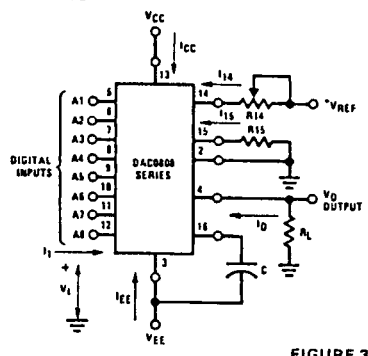


FIGURE 2. Equivalent Circuit of the DAC0808 Series

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Test Circuits



$V_1$  and  $I_1$  apply to inputs A1–A8.

The resistor tied to pin 15 is to temperature compensate the bias current and may not be necessary for all applications.

$$I_0 = K \left( \frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_4}{16} + \frac{A_5}{32} + \frac{A_6}{64} + \frac{A_7}{128} + \frac{A_8}{256} \right)$$

where  $K \approx \frac{V_{REF}}{R_{14}}$

and  $A_N = "1"$  if  $A_N$  is at high level  
 $A_N = "0"$  if  $A_N$  is at low level

FIGURE 3. Notation Definitions Test Circuit

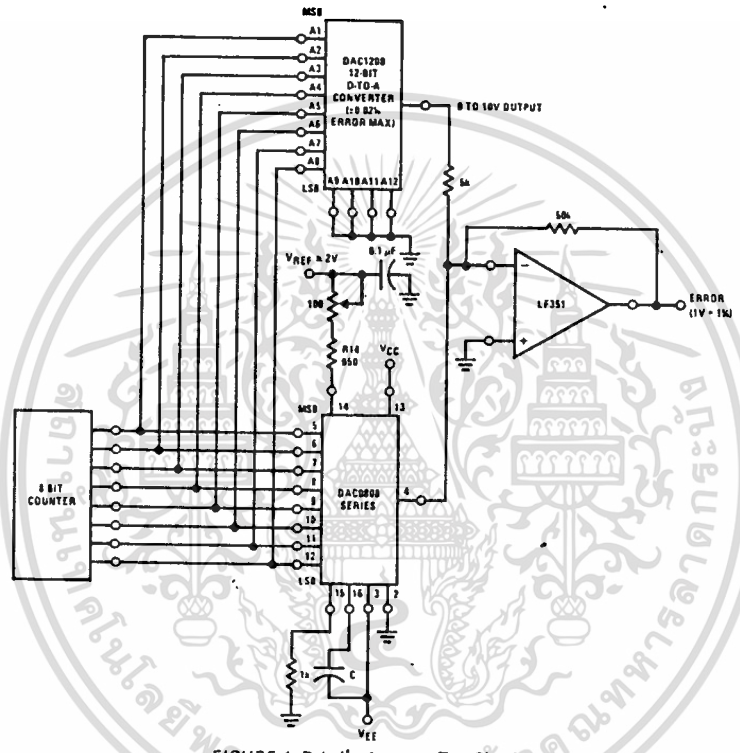


FIGURE 4. Relative Accuracy Test Circuit

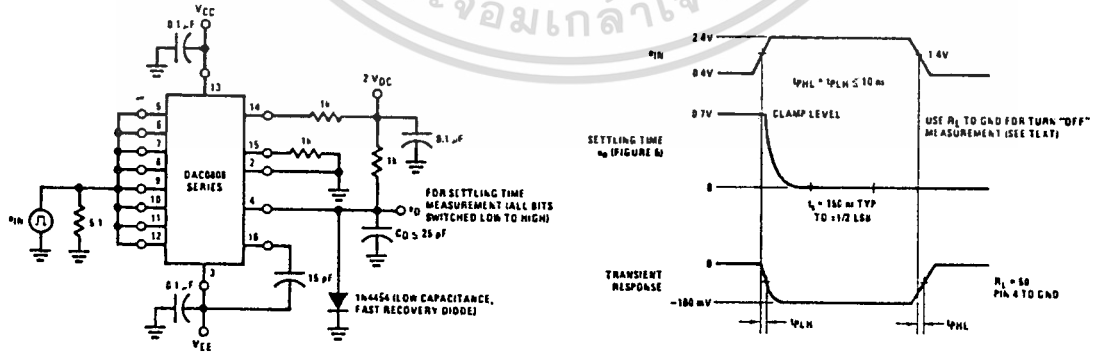


FIGURE 5. Transient Response and Settling Time

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Test Circuits (Continued)**

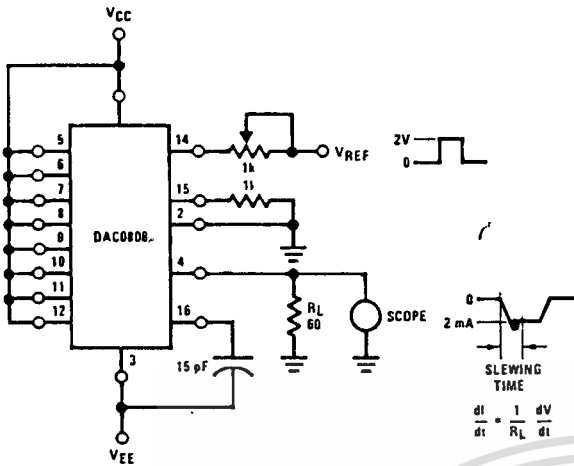


FIGURE 6. Reference Current Slew Rate Measurement

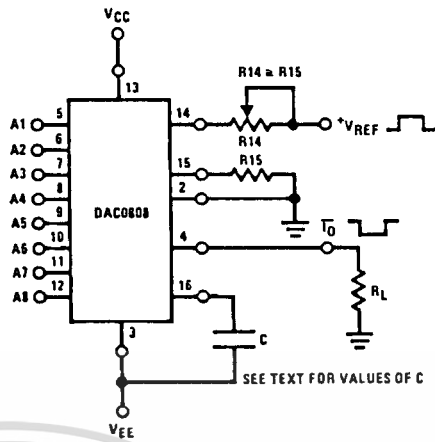


FIGURE 7. Positive VREF

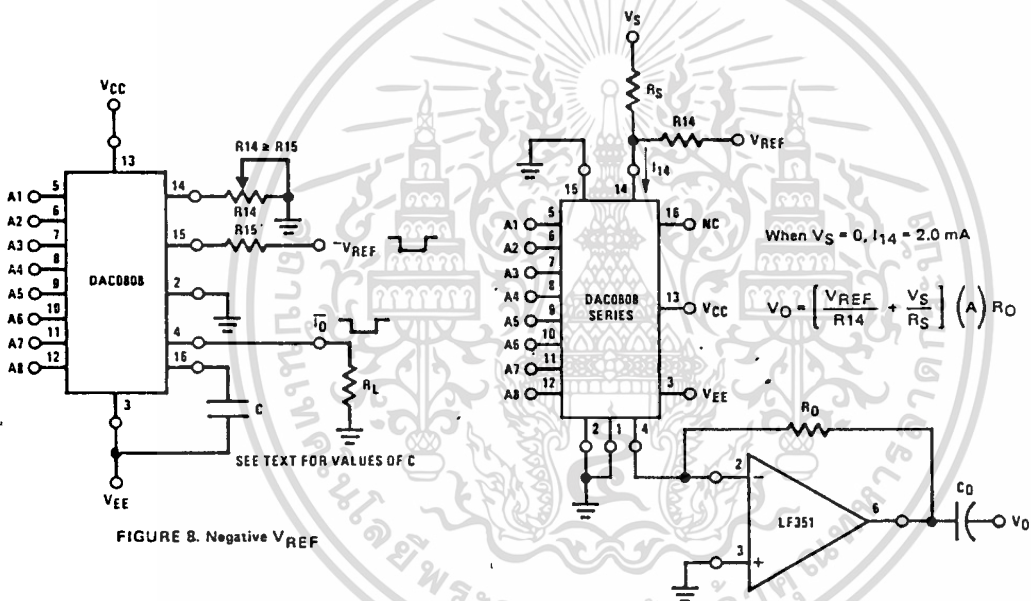


FIGURE 8. Negative VREF

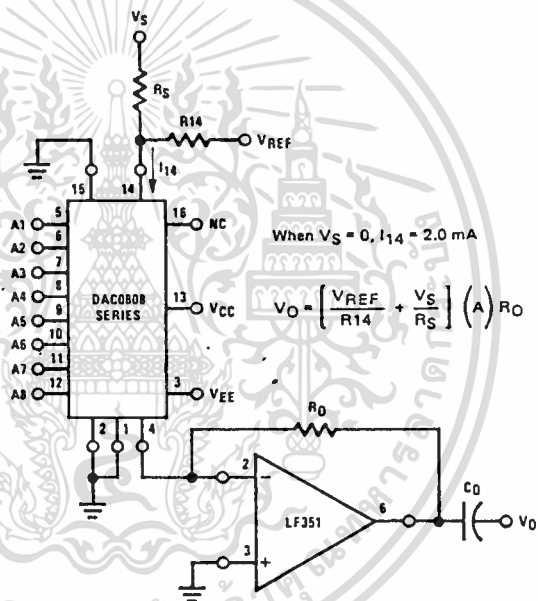


FIGURE 9. Programmable Gain Amplifier or Digital Attenuator Circuit

**Application Hints**

**REFERENCE AMPLIFIER DRIVE AND COMPENSATION**

The reference amplifier provides a voltage at pin 14 for converting the reference voltage to a current, and a turn-around circuit or current mirror for feeding the ladder. The reference amplifier input current,  $I_{14}$ , must always flow into pin 14, regardless of the set-up method or reference voltage polarity.

Connections for a positive voltage are shown in Figure 7. The reference voltage source supplies the full current

$I_{14}$ . For bipolar reference signals, as in the multiplying mode,  $R_{15}$  can be tied to a negative voltage corresponding to the minimum input level. It is possible to eliminate  $R_{15}$  with only a small sacrifice in accuracy and temperature drift.

The compensation capacitor value must be increased with increases in  $R_{14}$  to maintain proper phase margin; for  $R_{14}$  values of 1, 2.5 and 5 k $\Omega$ , minimum capacitor values are 15, 37 and 75 pF. The capacitor may be tied to either  $V_{EE}$  or ground, but using  $V_{EE}$  increases negative supply rejection.

## Application Hints (Continued)

A negative reference voltage may be used if R14 is grounded and the reference voltage is applied to R15 as shown in *Figure 8*. A high input impedance is the main advantage of this method. Compensation involves a capacitor to VEE on pin 16, using the values of the previous paragraph. The negative reference voltage must be at least 4V above the VEE supply. Bipolar input signals may be handled by connecting R14 to a positive reference voltage equal to the peak positive input level at pin 15.

When a DC reference voltage is used, capacitive bypass to ground is recommended. The 5V logic supply is not recommended as a reference voltage. If a well regulated 5V supply which drives logic is to be used as the reference, R14 should be decoupled by connecting it to 5V through another resistor and bypassing the junction of the 2 resistors with 0.1  $\mu$ F to ground. For reference voltages greater than 5V, a clamp diode is recommended between pin 14 and ground.

If pin 14 is driven by a high impedance such as a transistor current source, none of the above compensation methods apply and the amplifier must be heavily compensated, decreasing the overall bandwidth.

### OUTPUT VOLTAGE RANGE

The voltage on pin 4 is restricted to a range of -0.6 to 0.5V when VEE = -5V due to the current switching methods employed in the DAC0808.

The negative output voltage compliance of the DAC0808 is extended to -5V where the negative supply voltage is more negative than -10V. Using a full-scale current of 1.992 mA and load resistor of 2.5 k $\Omega$  between pin 4 and ground will yield a voltage output of 256 levels between 0 and -4.980V. Floating pin 1 does not affect the converter speed or power dissipation. However, the value of the load resistor determines the switching time due to increased voltage swing. Values of RL up to 500 $\Omega$  do not significantly affect performance, but a 2.5 k $\Omega$  load increases worst-case settling time to 1.2  $\mu$ s (when all bits are switched ON). Refer to the subsequent text section on Settling Time for more details on output loading.

### OUTPUT CURRENT RANGE

The output current maximum rating of 4.2 mA may be used only for negative supply voltages more negative than -7V, due to the increased voltage drop across the resistors in the reference current amplifier.

### ACCURACY

Absolute accuracy is the measure of each output current level with respect to its intended value, and is dependent upon relative accuracy and full-scale current drift. Relative accuracy is the measure of each output current level as a fraction of the full-scale current. The relative accuracy of the DAC0808 is essentially constant with temperature due to the excellent temperature tracking

of the monolithic resistor ladder. The reference current may drift with temperature, causing a change in the absolute accuracy of output current. However, the DAC0808 has a very low full-scale current drift with temperature.

The DAC0808 series is guaranteed accurate to within  $\pm 1/2$  LSB at a full-scale output current of 1.992 mA. This corresponds to a reference amplifier output current drive to the ladder network of 2 mA, with the loss of 1 LSB (8  $\mu$ A) which is the ladder remainder shunted to ground. The input current to pin 14 has a guaranteed value of between 1.9 and 2.1 mA, allowing some mismatch in the NPN current source pair. The accuracy test circuit is shown in *Figure 4*. The 12-bit converter is calibrated for a full-scale output current of 1.992 mA. This is an optional step since the DAC0808 accuracy is essentially the same between 1.5 and 2.5 mA. Then the DAC0808 circuits' full-scale current is trimmed to the same value with R14 so that a zero value appears at the error amplifier output. The counter is activated and the error band may be displayed on an oscilloscope, detected by comparators, or stored in a peak detector.

Two 8-bit D-to-A converters may not be used to construct a 16-bit accuracy D-to-A converter. 16-bit accuracy implies a total error of  $\pm 1/2$  of one part in 65,536, or  $\pm 0.00076\%$ , which is much more accurate than the  $\pm 0.019\%$  specification provided by the DAC0808.

### MULTIPLYING ACCURACY

The DAC0808 may be used in the multiplying mode with 8-bit accuracy when the reference current is varied over a range of 256:1. If the reference current in the multiplying mode ranges from 16  $\mu$ A to 4 mA, the additional error contributions are less than 1.6  $\mu$ A. This is well within 8-bit accuracy when referred to full-scale.

A monotonic converter is one which supplies an increase in current for each increment in the binary word. Typically, the DAC0808 is monotonic for all values of reference current above 0.5 mA. The recommended range for operation with a DC reference current is 0.5 to 4 mA.

### SETTLING TIME

The worst-case switching condition occurs when all bits are switched ON, which corresponds to a low-to-high transition for all bits. This time is typically 150 ns for settling to within  $\pm 1/2$  LSB, for 8-bit accuracy, and 100 ns to  $1/2$  LSB for 7 and 6-bit accuracy. The turn OFF is typically under 100 ns. These times apply when RL  $\leq$  500 $\Omega$  and CO  $\leq$  25 pF.

Extra care must be taken in board layout since this is usually the dominant factor in satisfactory test results when measuring settling time. Short leads, 100  $\mu$ F supply bypassing for low frequencies, and minimum scope lead length are all mandatory.

**LM131A/LM131, LM231A/LM231, LM331A/LM331**  
**Precision Voltage-to-Frequency Converters**

**General Description**

The LM131/LM231/LM331 family of voltage-to-frequency converters are ideally suited for use in simple low-cost circuits for analog-to-digital conversion, precision frequency-to-voltage conversion, long-term integration, linear frequency modulation or demodulation, and many other functions. The output when used as a voltage-to-frequency converter is a pulse train at a frequency precisely proportional to the applied input voltage. Thus, it provides all the inherent advantages of the voltage-to-frequency conversion techniques, and is easy to apply in all standard voltage-to-frequency converter applications. Further, the LM131A/LM231A/LM331A attains a new high level of accuracy versus temperature which could only be attained with expensive voltage-to-frequency modules. Additionally the LM131 is ideally suited for use in digital systems at low power supply voltages and can provide low-cost analog-to-digital conversion in microprocessor-controlled systems. And, the frequency from a battery powered voltage-to-frequency converter can be easily channeled through a simple photoisolator to provide isolation against high common mode levels.

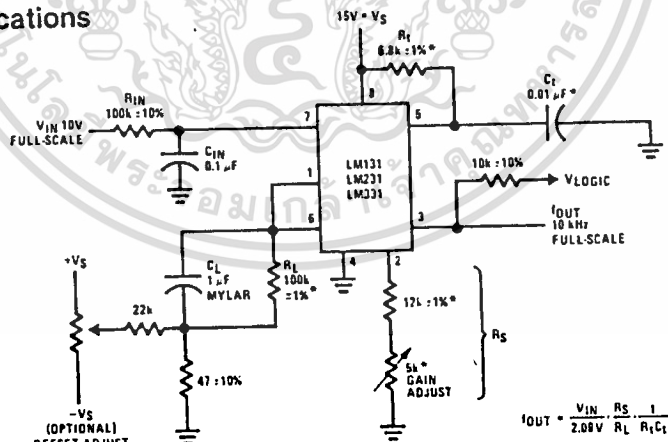
The LM131/LM231/LM331 utilizes a new temperature-compensated band-gap reference circuit, to provide excellent accuracy over the full operating temperature range, at power supplies as low as 4.0V. The precision timer circuit has low bias currents without degrading

the quick response necessary for 100 kHz voltage-to-frequency conversion. And the output is capable of driving 3 TTL loads, or a high voltage output up to 40V, yet is short-circuit-proof against VCC.

**Features**

- Guaranteed linearity 0.01% max
- Improved performance in existing voltage-to-frequency conversion applications
- Split or single supply operation
- Operates on single 5V supply
- Pulse output compatible with all logic forms
- Excellent temperature stability,  $\pm 50$  ppm/ $^{\circ}$ C max
- Low power dissipation, 15 mW typical at 5V
- Wide dynamic range, 100 dB min at 10 kHz full scale frequency
- Wide range of full scale frequency, 1 Hz to 100 kHz
- Low cost

**Typical Applications**



\*Use stable components with low temperature coefficients. See Typical Applications section.

**FIGURE 1. Simple Stand-Alone Voltage-to-Frequency Converter with  $\pm 0.03\%$  Typical Linearity ( $f = 10$  Hz to 11 kHz)**

## Absolute Maximum Ratings

	LM131A/LM131	LM231A/LM231	LM331A/LM331
Supply Voltage	40V	40V	40V
Output Short Circuit to Ground	Continuous	Continuous	Continuous
Output Short Circuit to V <sub>CC</sub>	Continuous	Continuous	Continuous
Input Voltage	-0.2V to +V <sub>S</sub>	-0.2V to +V <sub>S</sub>	-0.2V to +V <sub>S</sub>
Operating Ambient Temperature Range	T <sub>MIN</sub> T <sub>MAX</sub>	T <sub>MIN</sub> T <sub>MAX</sub>	T <sub>MIN</sub> T <sub>MAX</sub>
	-55°C to +125°C	-25°C to +85°C	0°C to +70°C
Power Dissipation (P <sub>D</sub> at 25°C) and Thermal Resistance (θ <sub>jA</sub> )			
(H Package) P <sub>D</sub>	670 mW	570 mW	570 mW
θ <sub>jA</sub>	150°C/W	150°C/W	150°C/W
(N Package) P <sub>D</sub>		500 mW	500 mW
θ <sub>jA</sub>		155°C/W	155°C/W

## Electrical Characteristics T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise specified. (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
VFC Non-Linearity (Note 2)	4.5V ≤ V <sub>S</sub> ≤ 20V		±0.003	±0.01	% Full-Scale	
	T <sub>MIN</sub> ≤ T <sub>A</sub> ≤ T <sub>MAX</sub>		±0.006	±0.02	% Full-Scale	
	In Circuit of Figure 1 V <sub>S</sub> = 15V, f = 10 Hz to 11 kHz		±0.024	±0.14	% Full-Scale	
Conversion Accuracy Scale Factor (Gain)	V <sub>IN</sub> = -10V, R <sub>S</sub> = 14 kΩ					
		LM131, LM131A, LM231, LM231A, LM331, LM331A	0.95 0.90	1.00 1.00	1.05 1.10	kHz V kHz V
Temperature Stability of Gain	T <sub>MIN</sub> ≤ T <sub>A</sub> ≤ T <sub>MAX</sub> , 4.5V ≤ V <sub>S</sub> ≤ 20V					
		LM131/LM231/LM331 LM131A/LM231A/LM331A		±30 ±20	±150 ±50	ppm/°C ppm/°C
Change of Gain with V <sub>S</sub>	4.5V ≤ V <sub>S</sub> ≤ 10V		0.01	0.1	% V	
	10V ≤ V <sub>S</sub> ≤ 40V		0.006	0.05	% V	
Rated Full-Scale Frequency	V <sub>IN</sub> = -10V	100			kHz	
Overrange (Beyond Full-Scale) Frequency	V <sub>IN</sub> = -11V	10			%	
<b>INPUT COMPARATOR</b>						
Offset Voltage	T <sub>MIN</sub> ≤ T <sub>A</sub> ≤ T <sub>MAX</sub> T <sub>MIN</sub> ≤ T <sub>A</sub> ≤ T <sub>MAX</sub>		±3	±10	mV	
		LM131/LM231/LM331 LM131A/LM231A/LM331A		±4 ±3	±14 ±10	mV mV
Bias Current			-80	-300	nA	
Offset Current			±8	±100	nA	
Common-Mode Range	T <sub>MIN</sub> ≤ T <sub>A</sub> ≤ T <sub>MAX</sub>	-0.2		V <sub>CC</sub> -2.0	V	
<b>TIMER</b>						
Timer Threshold Voltage, Pin 5		0.63	0.667	0.70	V <sub>S</sub>	
Input Bias Current, Pin 5	V <sub>S</sub> = 15V 0V ≤ V <sub>PIN 5</sub> ≤ 9.9V					
		All Devices		±10	±100	nA
		LM131/LM231/LM331		200	1000	nA
		LM131A/LM231A/LM331A		200	500	nA
V <sub>SAT</sub> PIN 5 (Reset)	I = 5 nA		0.22	0.5	V	

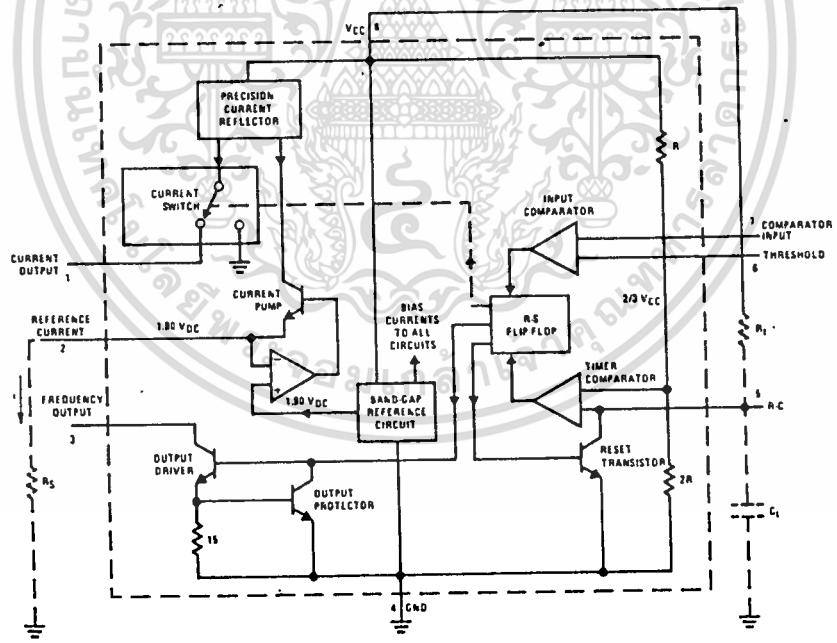
Electrical Characteristics (Continued)  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified (Note 1)

LM131A/LM131,  
LM231A/LM231, LM331A/LM331

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>CURRENT SOURCE (Pin 1)</b>					
Output Current LM131, LM131A, LM231, LM231A LM331, LM331A	$R_S = 14\text{ k}\Omega$ , $V_{PIN\ 1} = 0$	126 116	135 136	144 156	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
Change with Voltage	$0\text{V} \leq V_{PIN\ 1} \leq 10\text{V}$		0.2	1.0	$\mu\text{A}$
Current Source OFF Leakage LM131, LM131A LM231, LM231A, LM331, LM331A All Devices	$T_A = T_{MAX}$		0.01 0.02 2.0	1.0 10.0 50.0	nA nA nA
Operating Range of Current (Typical)			(10 to 500)		$\mu\text{A}$
<b>REFERENCE VOLTAGE (Pin 2)</b>					
LM131, LM131A, LM231, LM231A LM331, LM331A		1.76 1.70	1.89 1.89	2.02 2.08	VDC VDC
Stability vs Temperature			$\pm 60$		ppm/ $^\circ\text{C}$
Stability vs Time, 1000 Hours			$\pm 0.1$		%
<b>LOGIC OUTPUT (Pin 3)</b>					
VSAT	$I = 5\text{ mA}$		0.15 0.10	0.50 0.40	V V
OFF Leakage	$I = 3.2\text{ mA}$ (2 TTL Loads), $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$		$\pm 0.05$	1.0	$\mu\text{A}$
<b>SUPPLY CURRENT</b>					
LM131, LM131A, LM231, LM231A	$V_S = 5\text{V}$	2.0	3.0	4.0	mA
	$V_S = 40\text{V}$	2.5	4.0	6.0	mA
LM331, LM331A	$V_S = 5\text{V}$	1.5	3.0	6.0	mA
	$V_S = 40\text{V}$	2.0	4.0	8.0	mA

Note 1: All specifications apply in the circuit of Figure 3, with  $4.0\text{V} \leq V_S \leq 40\text{V}$ , unless otherwise noted.  
 Note 2: Nonlinearity is defined as the deviation of  $f_{OUT}$  from  $V_{IN} \times (10\text{ kHz}/-10\text{ VDC})$  when the circuit has been trimmed for zero error at 10 Hz and at 10 kHz, over the frequency range 1 Hz to 11 kHz. For the timing capacitor,  $C_T$ , use NPO ceramic, Teflon<sup>®</sup>, or polystyrene.

Functional Block Diagrams



\*Registered trademark of DuPont

FIGURE 1a

8

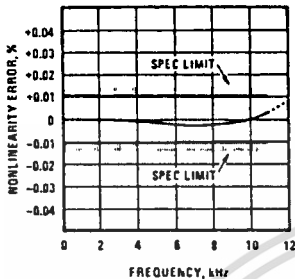
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม อีกหนึ่งหน้าเป็นให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

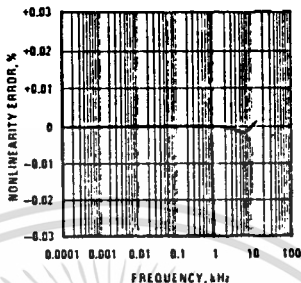
## Typical Performance Characteristics

(All electrical characteristics apply for the circuit of Figure 3, unless otherwise noted.)

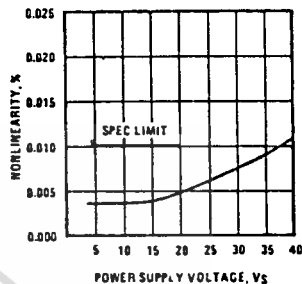
**Nonlinearity Error, LM131 Family, as Precision V-to-F Converter (Figure 3)**



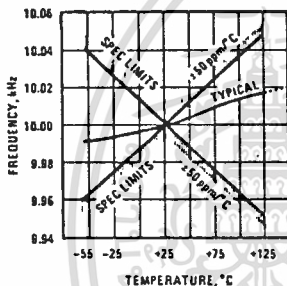
**Nonlinearity Error, LM131 Family**



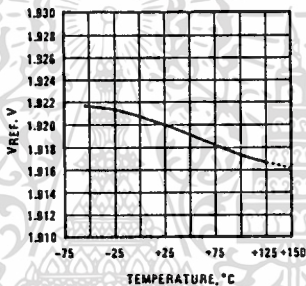
**Nonlinearity vs Power Supply Voltage**



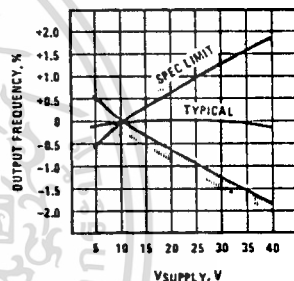
**Frequency vs Temperature, LM131A**



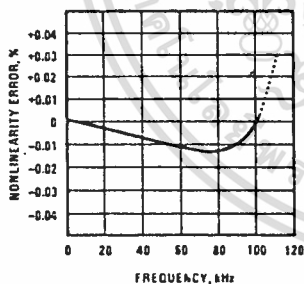
**VREF vs Temperature, LM131A**



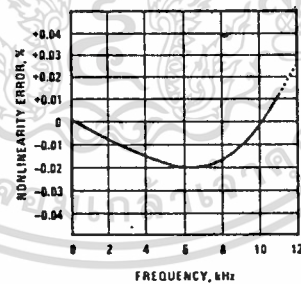
**Output Frequency vs VSUPPLY**



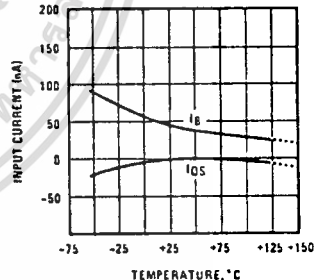
**100kHz Nonlinearity Error, LM131 Family (Figure 4)**



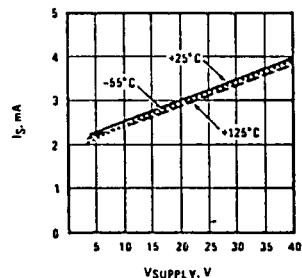
**Nonlinearity Error, LM131 (Figure 1)**



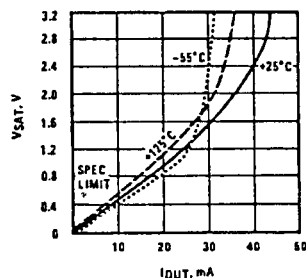
**Input Current (Pins 6, 7) vs Temperature**



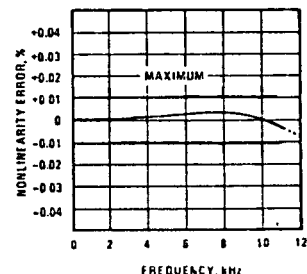
**Power Drain vs VSUPPLY**



**Output Saturation Voltage vs IOUT (Pin 3)**



**Nonlinearity Error, Precision F-to-V Converter (Figure 6)**



## Typical Applications (Continued)

### PRINCIPLES OF OPERATION OF A SIMPLIFIED VOLTAGE-TO-FREQUENCY CONVERTER

The LM131 is a monolithic circuit designed for accuracy and versatile operation when applied as a voltage-to-frequency (V-to-F) converter or as a frequency-to-voltage (F-to-V) converter. A simplified block diagram of the LM131 is shown in Figure 2 and consists of a switched current source, input comparator, and 1-shot timer.

The operation of these blocks is best understood by going through the operating cycle of the basic V-to-F converter, Figure 2, which consists of the simplified block diagram of the LM131 and the various resistors and capacitors connected to it.

The voltage comparator compares a positive input voltage,  $V_1$ , at pin 7 to the voltage,  $V_x$ , at pin 6. If  $V_1$  is greater, the comparator will trigger the 1-shot timer. The output of the timer will turn ON both the frequency output transistor and the switched current source for a period  $t = 1.1 R_T C_T$ . During this period, the current  $i$  will flow out of the switched current source and provide a fixed amount of charge,  $Q = i \times t$ , into the capacitor,  $C_L$ . This will normally charge  $V_x$  up to a higher level than  $V_1$ . At the end of the timing period, the current  $i$  will turn OFF, and the timer will reset itself.

Now there is no current flowing from pin 1, and the capacitor  $C_L$  will be gradually discharged by  $R_L$  until  $V_x$  falls to the level of  $V_1$ . Then the comparator will trigger the timer and start another cycle.

The current flowing into  $C_L$  is exactly  $I_{AVE} = i \times (1.1 \times R_T C_T) \times f$ , and the current flowing out of  $C_L$  is exactly  $V_x/R_L \cong V_{IN}/R_L$ . If  $V_{IN}$  is doubled, the frequency will double to maintain this balance. Even a simple V-to-F converter can provide a frequency precisely proportional to its input voltage over a wide range of frequencies.

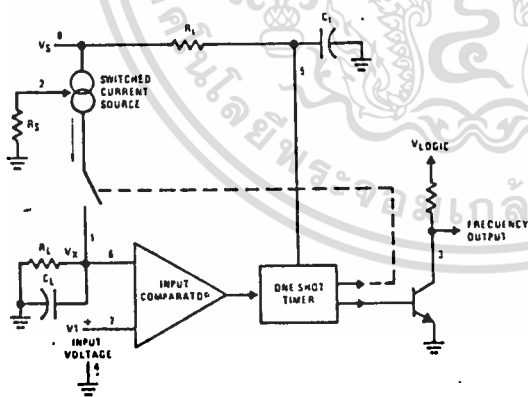


FIGURE 2. Simplified Block Diagram of Stand-Alone Voltage-to-Frequency Converter Showing LM131 and External Components

### DETAIL OF OPERATION, FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM (FIGURE 1a)

The block diagram shows a band gap reference which provides a stable 1.9 V<sub>DC</sub> output. This 1.9 V<sub>DC</sub> is well regulated over a  $V_s$  range of 3.9V to 40V. It also has a flat, low temperature coefficient, and typically changes less than 1/2% over a 100°C temperature change.

The current pump circuit forces the voltage at pin 2 to be at 1.9V, and causes a current  $i = 1.90V/R_s$  to flow. For  $R_s = 14k$ ,  $i = 135 \mu A$ . The precision current reflector provides a current equal to  $i$  to the current switch. The current switch switches the current to pin 1 or to ground depending on the state of the  $R_s$  flip-flop.

The timing function consists of an  $R_s$  flip-flop, and a timer capacitor connected to the external  $R_T C_T$  network. When the input comparator detects a voltage at pin 7 higher than pin 6, it sets the  $R_s$  flip-flop which turns ON the current switch and the output driver transistor. When the voltage at pin 5 rises to 2/3 V<sub>CC</sub>, the timer comparator causes the  $R_s$  flip-flop to reset. The reset transistor is then turned ON and the current switch is turned OFF.

However, if the input comparator still detects pin 7 higher than pin 6 when pin 5 crosses 2/3 V<sub>CC</sub>, the flip-flop will not be reset, and the current at pin 1 will continue to flow, in its attempt to make the voltage at pin 6 higher than pin 7. This condition will usually apply under start-up conditions or in the case of an overload voltage at signal input. It should be noted that during this sort of overload, the output frequency will be 0; as soon as the signal is restored to the working range, the output frequency will be resumed.

The output driver transistor acts to saturate pin 3 with an ON resistance of about 50Ω. In case of overvoltage, the output current is actively limited to less than 50 mA.

The voltage at pin 2 is regulated at 1.90 V<sub>DC</sub> for all values of  $i$  between 10 μA to 500 μA. It can be used as a voltage reference for other components, but care must be taken to ensure that current is not taken from it which could reduce the accuracy of the converter.

### PRINCIPLES OF OPERATION OF BASIC VOLTAGE-TO-FREQUENCY CONVERTER (FIGURE 1)

The simple stand-alone V-to-F converter shown in Figure 1 includes all the basic circuitry of Figure 2 plus a few components for improved performance.

A resistor,  $R_{IN} = 100 k\Omega \pm 10\%$ , has been added in the path to pin 7, so that the bias current at pin 7 (-80 nA typical) will cancel the effect of the bias current at pin 6 and help provide minimum frequency offset.

The resistance  $R_s$  at pin 2 is made up of a 12 kΩ fixed resistor plus a 5 kΩ (cermet, preferably) gain adjust rheostat. The function of this adjustment is to trim out the gain tolerance of the LM131, and the tolerance of  $R_T$ ,  $R_L$  and  $C_T$ . For best results, all the components

## Typical Applications (Continued)

should be stable low-temperature-coefficient components, such as metal-film resistors. The capacitor should have low dielectric absorption; depending on the temperature characteristics desired, NPO ceramic, polystyrene, Teflon<sup>®</sup> or polypropylene are best suited.

A capacitor is added from pin 7 to ground to act as a filter for  $V_{IN}$ . A value of  $0.01 \mu\text{F}$  to  $0.1 \mu\text{F}$  will be adequate in most cases; however, in cases where better filtering is required, a  $1 \mu\text{F}$  capacitor can be used. When the RC time constants are matched at pin 6 and pin 7, a voltage step at  $V_{IN}$  will cause a step change in  $f_{OUT}$ . If  $C_{IN}$  is much less than  $C_L$ , a step at  $V_{IN}$  may cause  $f_{OUT}$  to stop momentarily.

A  $47\Omega$  resistor, in series with the  $1 \mu\text{F}$   $C_L$ , is added to give hysteresis effect which helps the input comparator provide the excellent linearity (0.03% typical).

### DETAIL OF OPERATION OF PRECISION V-TO-F CONVERTER (FIGURE 3)

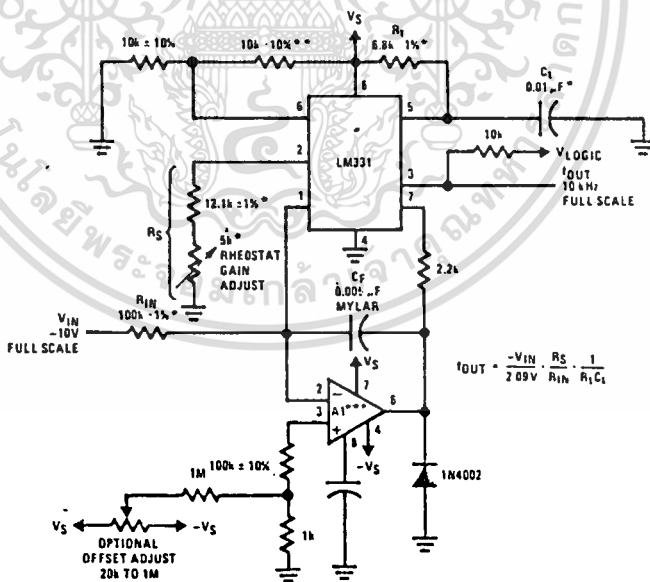
In this circuit, integration is performed by using a conventional operational amplifier and feedback capacitor,  $C_f$ . When the integrator's output crosses the nominal threshold level at pin 6 of the LM131, the timing cycle is

\*Registered trademark of DuPont

initiated. The average current fed into the op amp's summing point (pin 2) is  $i \times (1.1 R_1 C_1) \times f$  which is perfectly balanced with  $-V_{IN}/R_{IN}$ . In this circuit, the voltage offset of the LM131 input comparator does not affect the offset or accuracy of the V-to-F converter as it does in the stand-alone V-to-F converter, nor does the LM131 bias current or offset current. Instead, the offset voltage and offset current of the operational amplifier are the only limits on how small the signal can be accurately converted. Since op amps with voltage offset well below 1 mV and offset currents well below 2 nA are available at low cost, this circuit is recommended for best accuracy for small signals. This circuit also responds immediately to any change of input signal (which a stand-alone circuit does not) so that the output frequency will be an accurate representation of  $V_{IN}$ , as quickly as 2 output pulses' spacing can be measured.

In the precision mode, excellent linearity is obtained because the current source (pin 1) is always at ground potential and that voltage does not vary with  $V_{IN}$  or  $f_{OUT}$ . (In the stand-alone V-to-F converter, a major cause of non-linearity is the output impedance at pin 1 which causes  $i$  to change as a function of  $V_{IN}$ ).

The circuit of Figure 4 operates in the same way as Figure 3, but with the necessary changes for high speed operation.



\*Use stable components with low temperature coefficients. See Typical Applications section.

\*\*This resistor can be 5 k $\Omega$  or 10 k $\Omega$  for  $V_S = 8\text{V}$  to 22V, but must be 10 k $\Omega$  for  $V_S = 4.5\text{V}$  to 8V.

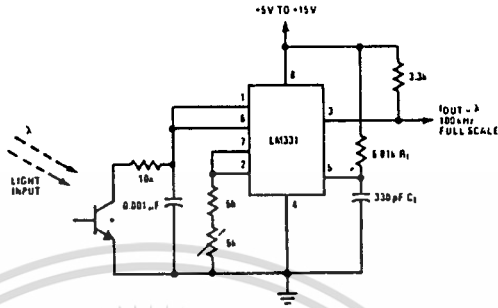
\*\*\*Use low offset voltage and low offset current op amps for A1: recommended types LM108, LM308A, LF351B

FIGURE 3. Standard Test Circuit and Applications Circuit, Precision Voltage-to-Frequency Converter



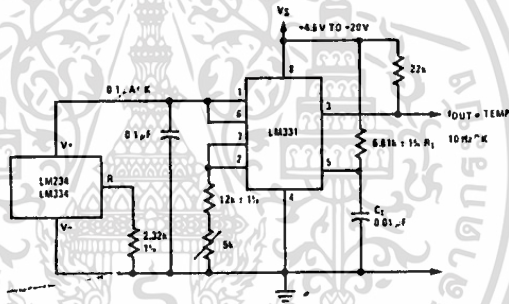
Typical Applications (Continued)

Light Intensity to Frequency Converter

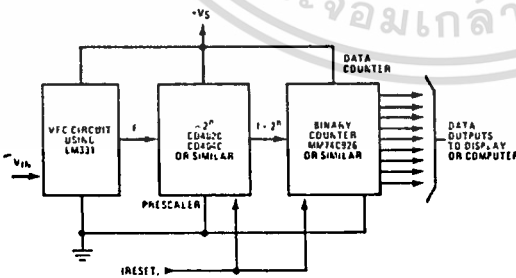


\*L14F-1, L14G-1 or L14H-1, photo transistor (General Electric Co.) or similar

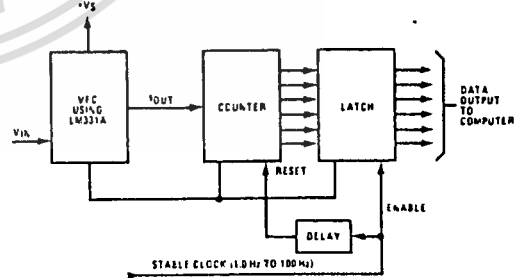
Temperature to Frequency Converter



Long-Term Digital Integrator Using VFC

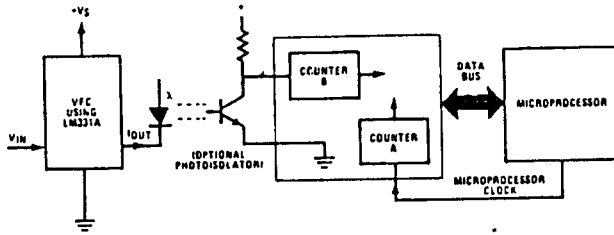


Basic Analog-to-Digital Converter Using Voltage-to-Frequency Converter

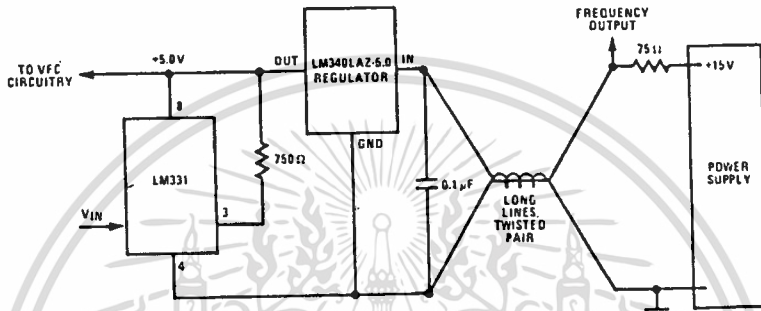


Typical Applications (Continued)

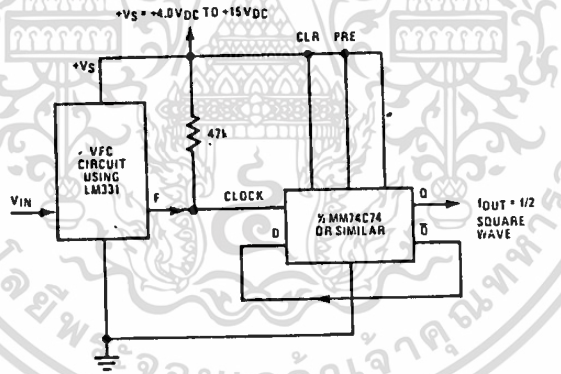
Analog-to-Digital Converter with Microprocessor



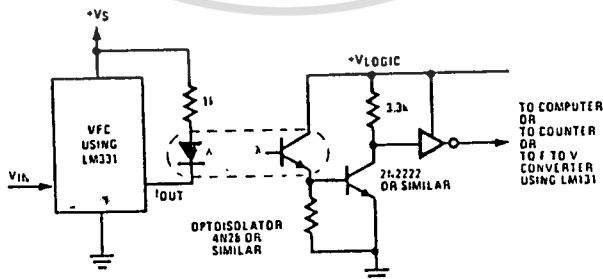
Remote Voltage-to-Frequency Converter with 2-Wire Transmitter and Receiver



Voltage-to-Frequency Converter with Square-Wave Output Using  $\pm 2$  Flip-Flop



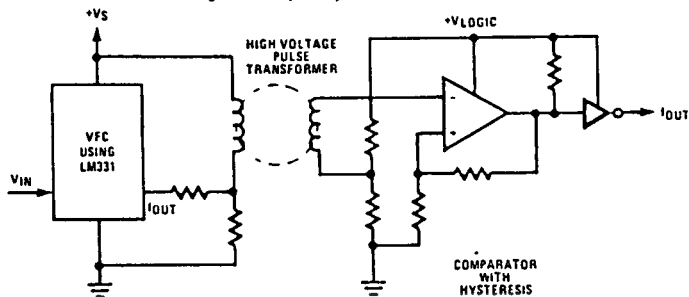
Voltage-to-Frequency Converter with Isolators



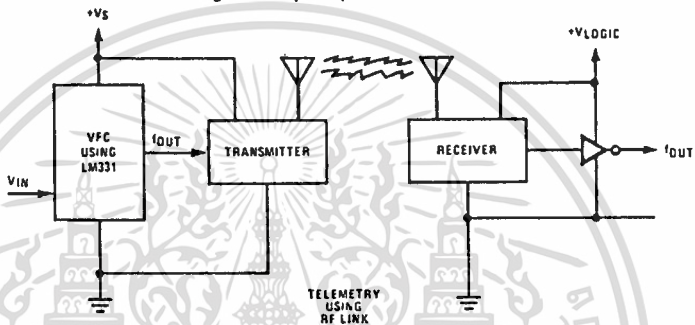
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

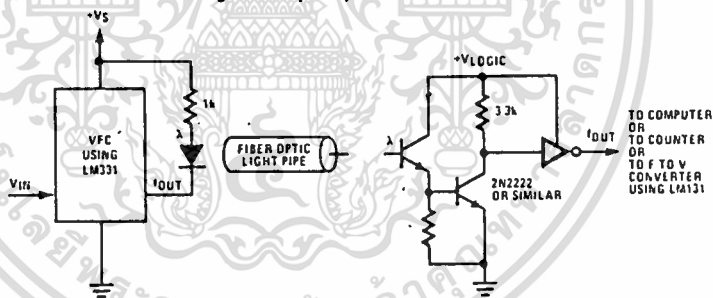
Voltage-to-Frequency Converter with Isolators



Voltage-to-Frequency Converter with Isolators

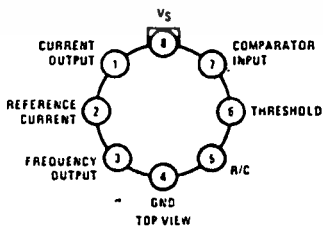


Voltage-to-Frequency Converter with Isolators



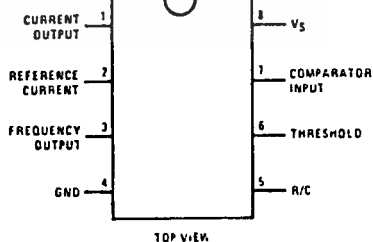
Connection Diagrams

Metal Can Package



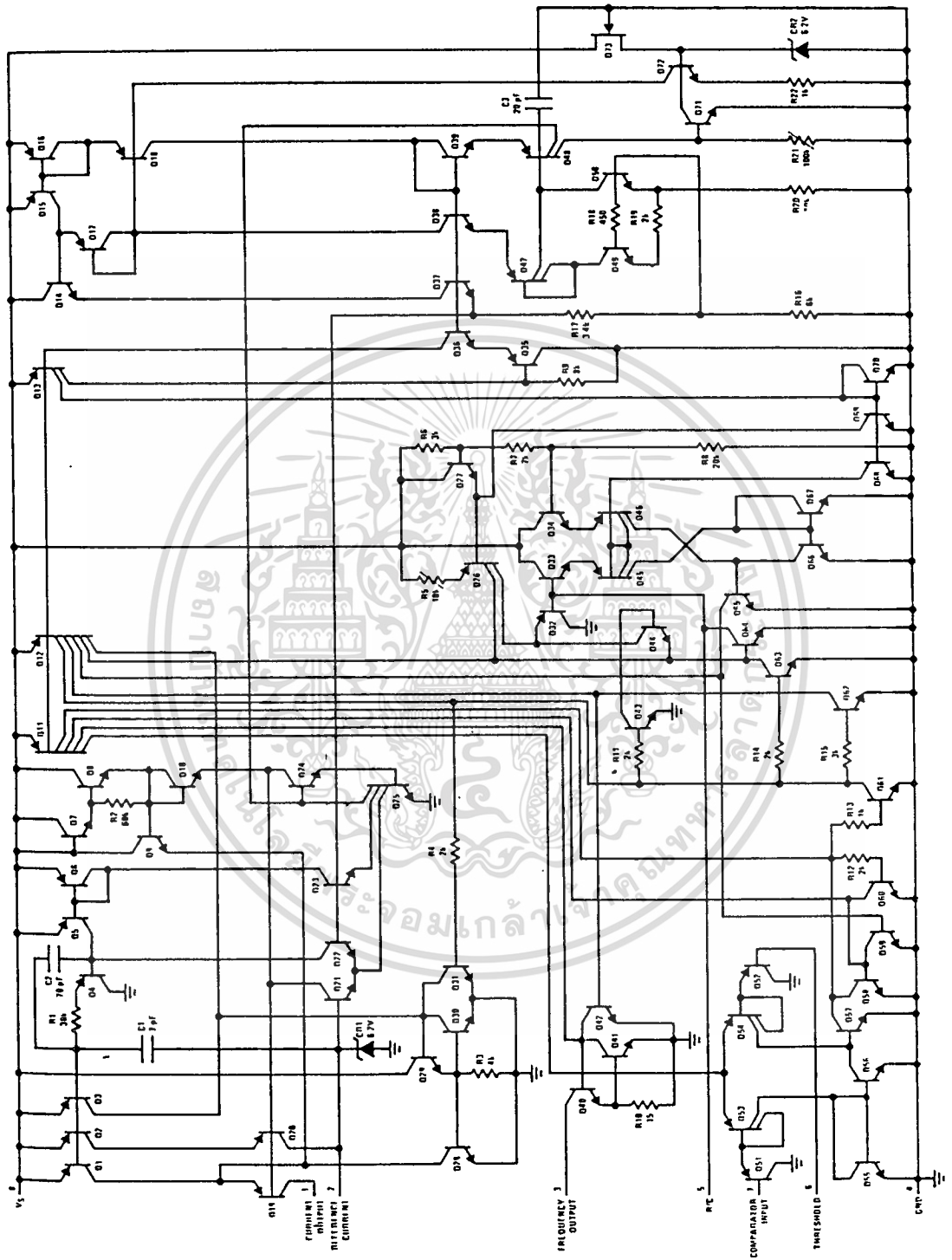
Order Number LM131AH, LM131H, LM231AH,  
LM231H, LM331AH or LM331H  
See NS Package H08C

Dual In-Line Package



Order Number LM231AN, LM231N, LM331AN,  
or LM331N  
See NS Package N08B

# Schematic Diagram



LM131A/LM131, LM231A/LM231, LM331A/LM331

**8**

**LM135/LM235/LM335, LM135A/LM235A/LM335A.  
Precision Temperature Sensors**

**General Description**

The LM135 series are precision, easily-calibrated, integrated circuit temperature sensors. Operating as a 2-terminal zener, the LM135 has a breakdown voltage directly proportional to absolute temperature at +10 mV/°K. With less than 1Ω dynamic impedance the device operates over a current range of 400 μA to 5 mA with virtually no change in performance. When calibrated at 25°C the LM135 has typically less than 1°C error over a 100°C temperature range. Unlike other sensors the LM135 has a linear output.

Applications for the LM135 include almost any type of temperature sensing over a -55°C to +150°C temperature range. The low impedance and linear output make interfacing to readout or control circuitry especially easy.

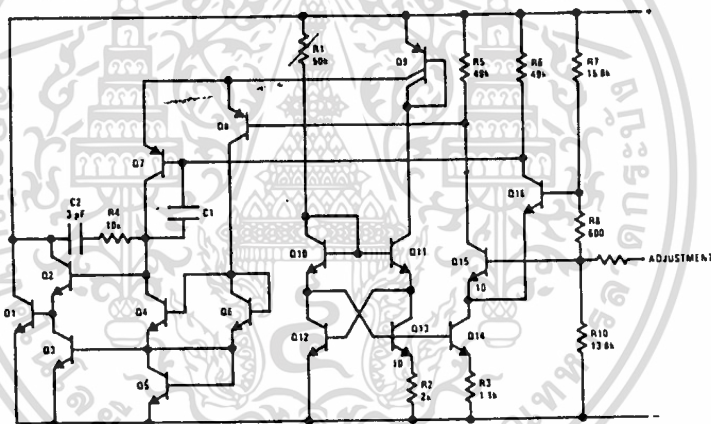
The LM135 operates over a -55°C to +150°C temperature range while the LM235 operates over a -40°C

to +125°C temperature range. The LM335 operates from -40°C to +100°C. The LM135/LM235/LM335 are available packaged in hermetic TO-46 transistor packages while the LM335 is also available in plastic TO-92 packages.

**Features**

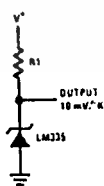
- Directly calibrated in °Kelvin
- 1°C initial accuracy available
- Operates from 400 μA to 5 mA
- Less than 1Ω dynamic impedance
- Easily calibrated
- Wide operating temperature range
- 200°C overrange
- Low cost

**Schematic Diagram**

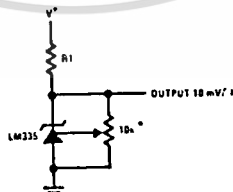


**Typical Applications**

**Basic Temperature Sensor**

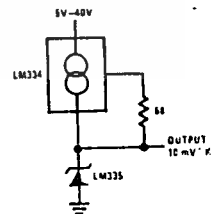


**Calibrated Sensor**



\* Calibrate for 2.982V at 25°C

**Wide Operating Supply**



LM135/LM235/LM335, LM135A/LM235A/LM335A

## Absolute Maximum Ratings

Reverse Current	15 mA
Forward Current	10 mA
Storage Temperature	
TO-46 Package	-60°C to +180°C
TO-92 Package	-60°C to +150°C
Specified Operating Temperature Range	
Continuous	Intermittent (Note 2)
LM135, LM135A	-55°C to +150°C      150°C to 200°C
LM235, LM235A	-40°C to +125°C      125°C to 150°C
LM335, LM335A	-40°C to +100°C      100°C to 125°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

## Temperature Accuracy LM135/LM235, LM135A/LM235A (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	LM135A/LM235A			LM135/LM235			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Operating Output Voltage	T <sub>C</sub> = 25°C, I <sub>R</sub> = 1 mA	2.97	2.98	2.99	2.95	2.98	3.01	V
Uncalibrated Temperature Error	T <sub>C</sub> = 25°C, I <sub>R</sub> = 1 mA		0.5	1		1	3	°C
Uncalibrated Temperature Error	T <sub>MIN</sub> < T <sub>C</sub> < T <sub>MAX</sub> , I <sub>R</sub> = 1 mA		1.3	2.7		2	5	°C
Temperature Error with 25°C Calibration	T <sub>MIN</sub> < T <sub>C</sub> < T <sub>MAX</sub> , I <sub>R</sub> = 1 mA		0.3	1		0.5	1.5	°C
Calibrated Error at Extended Temperatures	T <sub>C</sub> = T <sub>MAX</sub> (Intermittent)		2			2		°C
Non-Linearity	I <sub>R</sub> = 1 mA		0.3	0.5		0.3	1	°C

## Temperature Accuracy LM335, LM335A (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	LM335A			LM335			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Operating Output Voltage	T <sub>C</sub> = 25°C, I <sub>R</sub> = 1 mA	2.95	2.98	3.01	2.92	2.98	3.04	V
Uncalibrated Temperature Error	T <sub>C</sub> = 25°C, I <sub>R</sub> = 1 mA		1	3		2	6	°C
Uncalibrated Temperature Error	T <sub>MIN</sub> < T <sub>C</sub> < T <sub>MAX</sub> , I <sub>R</sub> = 1 mA		2	5		4	9	°C
Temperature Error with 25°C Calibration	T <sub>MIN</sub> < T <sub>C</sub> < T <sub>MAX</sub> , I <sub>R</sub> = 1 mA		0.5	1		1	2	°C
Calibrated Error at Extended Temperatures	T <sub>C</sub> = T <sub>MAX</sub> (Intermittent)		2			2		°C
Non-Linearity	I <sub>R</sub> = 1 mA		0.3	1.5		0.3	1.5	°C

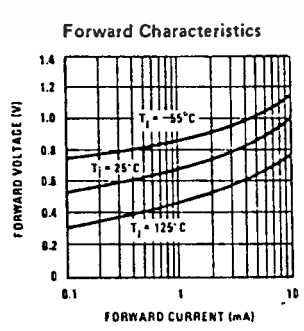
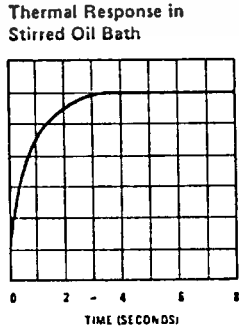
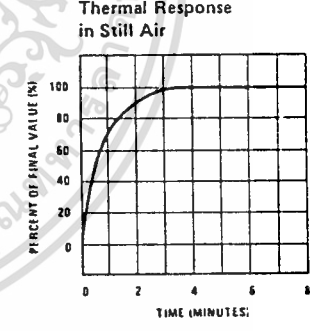
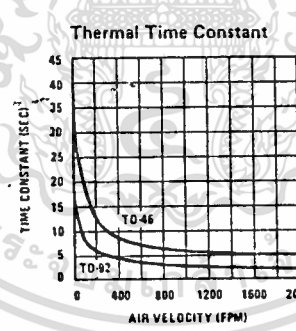
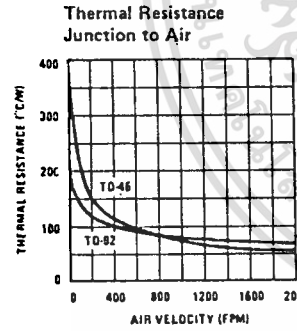
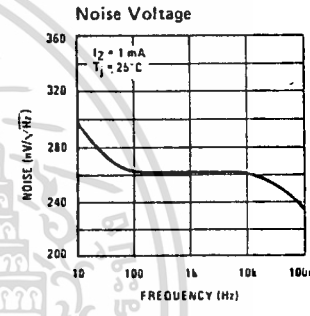
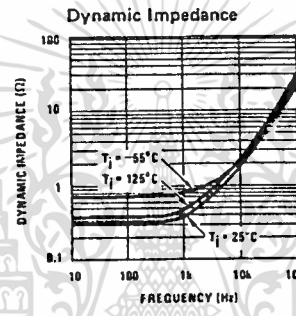
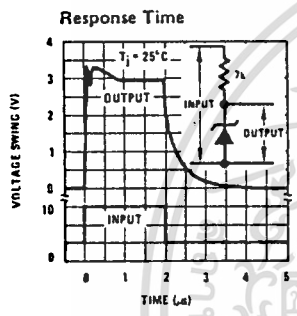
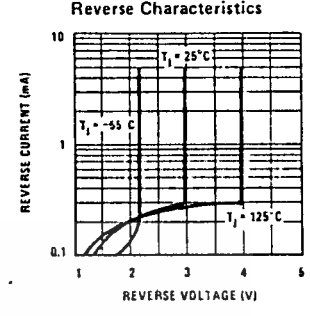
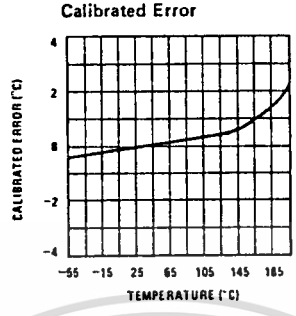
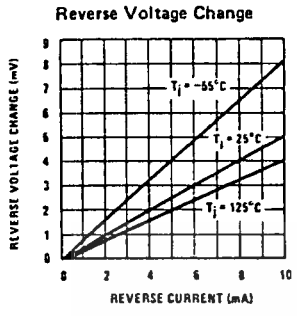
## Electrical Characteristics (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	LM135/LM235 LM135A/LM235A			LM335 LM335A			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Operating Output Voltage	400 μA < I <sub>R</sub> < 5 mA		2.5	10		3	14	mV
Change with Current	At Constant Temperature							
Dynamic Impedance	I <sub>R</sub> = 1 mA		0.5			0.6		Ω
Output Voltage Temperature Drift			+10			+10		mV/°C
Time Constant	Still Air		80			80		sec
	100 ft/Min Air		10			10		sec
	Stirred Oil		1			1		sec
Time Stability	T <sub>C</sub> = 125°C		0.2			0.2		°C/hr

Note 1: Accuracy measurements are made in a well-stirred oil bath. For other conditions, self heating must be considered.

Note 2: Continuous operation at these temperatures for 10,000 hours for H package and 5,000 hours for Z package may decrease life expectancy of the device.

# Typical Performance Characteristics



## Application Hints

### CALIBRATING THE LM135

Included on the LM135 chip is an easy method of calibrating the device for higher accuracies. A pot connected across the LM135 with the arm tied to the adjustment terminal allows a 1-point calibration of the sensor that corrects for inaccuracy over the full temperature range.

This single point calibration works because the output of the LM135 is proportional to absolute temperature with the extrapolated output of sensor going to 0V output at 0°K (-273.15°C). Errors in output voltage versus temperature are only slope (or scale factor) so a slope calibration at one temperature corrects at all temperatures.

The output of the device (calibrated or uncalibrated) can be expressed as:

$$V_{OUT} = V_{OUT_0} \times \frac{T}{T_0}$$

where T is the unknown temperature and T<sub>0</sub> is a reference temperature, both expressed in degrees Kelvin. By calibrating the output to read correctly at one

temperature the output at all temperatures is correct. Nominally the output is calibrated at 10 mV/°K.

To insure good sensing accuracy several precautions must be taken. Like any temperature sensing device, self heating can reduce accuracy. The LM135 should be operated at the lowest current suitable for the application. Sufficient current, of course, must be available to drive both the sensor and the calibration pot at the maximum operating temperature.

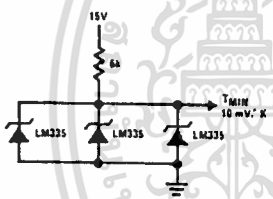
If the sensor is used in an ambient where the thermal resistance is constant, self heating errors can be calibrated out. This is possible if the device is run with a temperature stable current. Heating will then be proportional to zener voltage and therefore temperature. This makes the self heating error proportional to absolute temperature the same as scale factor errors.

### WATERPROOFING SENSORS

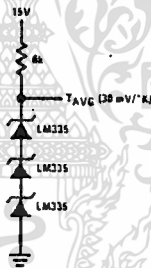
Meltable inner core heat shrinkable tubing such as manufactured by Raychem can be used to make low-cost waterproof sensors. The LM335 is inserted into the tubing about 1/2" from the end and the tubing heated above the melting point of the core. The unfilled 1/2" end melts and provides a seal over the device.

### Typical Applications (Continued)

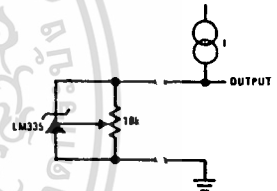
Minimum Temperature Sensing



Average Temperature Sensing



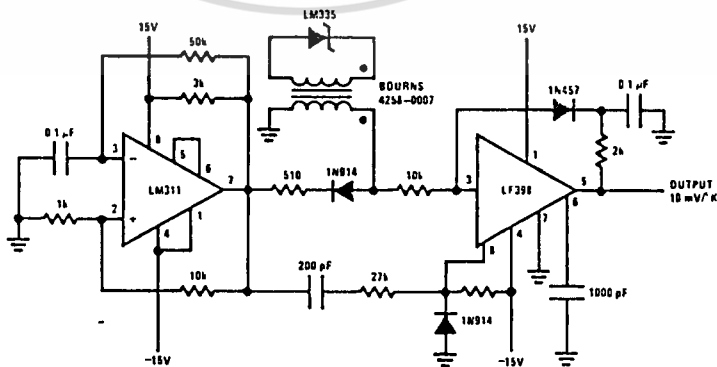
Remote Temperature Sensing



Wire length for 1° C error due to wire drop

AWG	I <sub>R</sub> = 1 mA		I <sub>R</sub> = 0.5 mA	
	FEET	FEET	FEET	FEET
14	4000	8000		
16	2500	5000		
18	1600	3200		
20	1000	2000		
22	625	1250		
24	400	800		

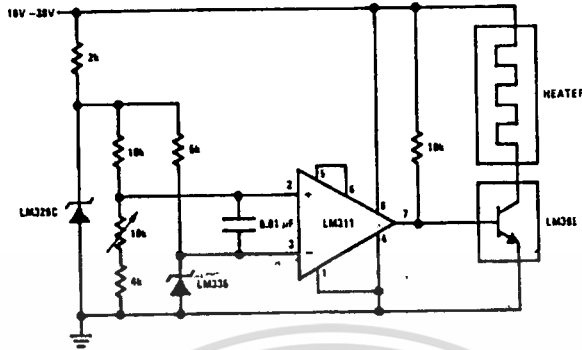
Isolated Temperature Sensor



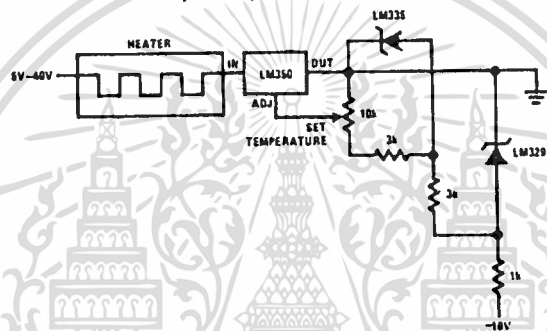
# Typical Applications (Continued)

LM135/LM235/LM335, LM135A/LM235A/LM335A

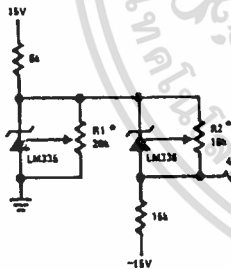
## Simple Temperature Controller



## Simple Temperature Control

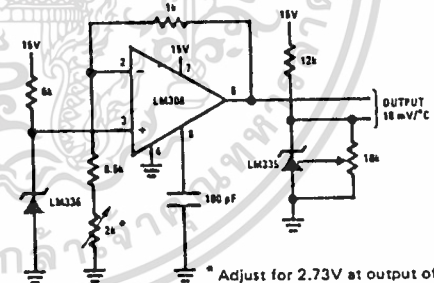


## Ground Referred Fahrenheit Thermometer



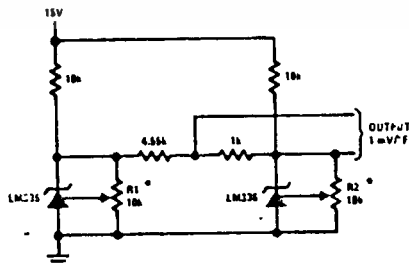
\* Adjust R2 for 2.554V across LM336.  
Adjust R1 for correct output.

## Centigrade Thermometer



\* Adjust for 2.73V at output of LM308

## Fahrenheit Thermometer



\* To calibrate adjust R2 for 2.554V across LM336.  
Adjust R1 for correct output.





## Definition of Terms

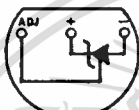
**Operating Output Voltage:** The voltage appearing across the positive and negative terminals of the device at specified conditions of operating temperature and current.

**Uncalibrated Temperature Error:** The error between the operating output voltage at  $10 \text{ mV}/^\circ\text{K}$  and case temperature at specified conditions of current and case temperature.

**Calibrated Temperature Error:** The error between operating output voltage and case temperature at  $10 \text{ mV}/^\circ\text{K}$  over a temperature range at a specified operating current with the  $25^\circ\text{C}$  error adjusted to zero.

## Connection Diagrams

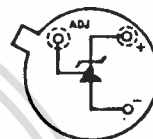
TO-92  
Plastic Package



BOTTOM VIEW

Order Number LM335Z  
or LM335AZ  
See NS Package Z03A

TO-46  
Metal Can Package\*



BOTTOM VIEW

\* Case is connected to negative pin

Order Number LM135H,  
LM235H, LM335H, LM135AH,  
LM235AH or LM335AH  
See NS Package H03H

# LM566/LM566C Voltage Controlled Oscillator

## General Description

The LM566/LM566C are general purpose voltage controlled oscillators which may be used to generate square and triangular waves, the frequency of which is a very linear function of a control voltage. The frequency is also a function of an external resistor and capacitor.

- High temperature stability
- Excellent supply voltage rejection
- 10 to 1 frequency range with fixed capacitor
- Frequency programmable by means of current, voltage, resistor or capacitor.

The LM566 is specified for operation over the -55°C to +125°C military temperature range. The LM566C is specified for operation over the 0°C to +70°C temperature range.

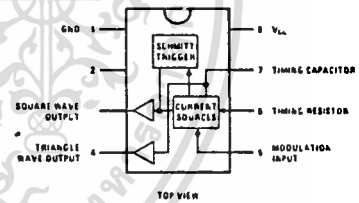
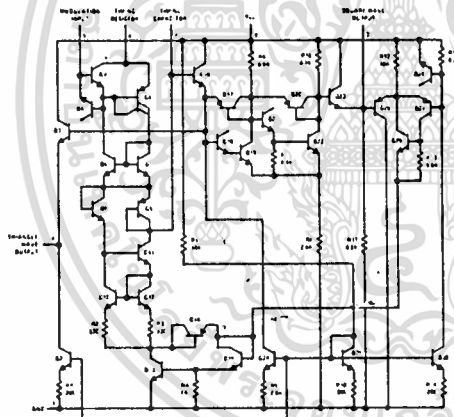
## Features

- Wide supply voltage range: 10 to 24 volts
- Very linear modulation characteristics

## Applications

- FM modulation
- Signal generation
- Function generation
- Frequency shift keying
- Tone generation

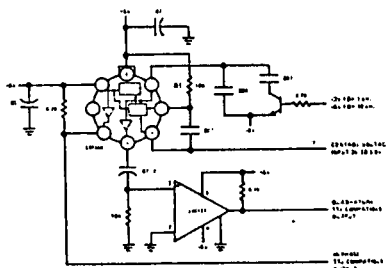
## Schematic and Connection Diagrams



Order Number LM566CN  
See NS Package N08B

## Typical Application

1 kHz and 10 kHz TTL Compatible Voltage Controlled Oscillator



## Applications Information

The LM566 may be operated from either a single supply as shown in this test circuit, or from a split (±) power supply. When operating from a split supply, the square wave output (pin 4) is TTL compatible (2 mA current sink) with the addition of a 4.7 kΩ resistor from pin 3 to ground.

A .001 μF capacitor is connected between pins 5 and 6 to prevent parasitic oscillations that may occur during VCO switching.

$$f_o = \frac{2(V^+ - V_5)}{R_1 C_1 V^+}$$

where

$$2K < R_1 < 20K$$

and  $V_5$  is voltage between pin 5 and pin 1

## Absolute Maximum Ratings

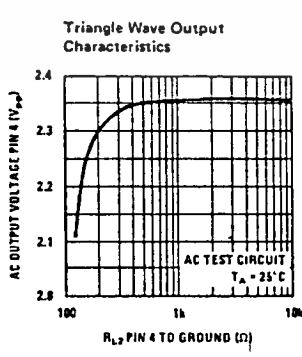
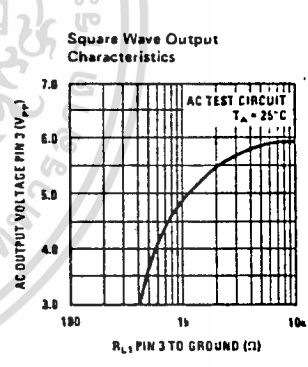
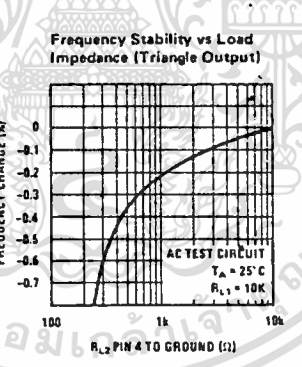
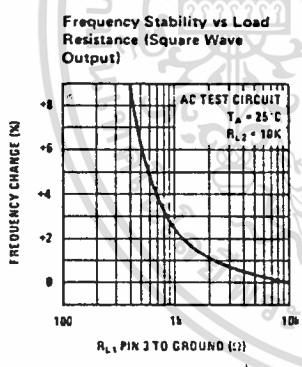
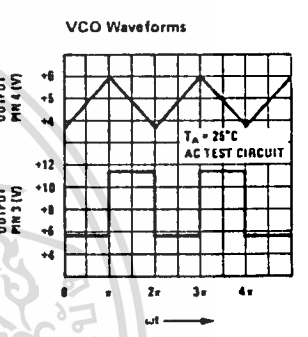
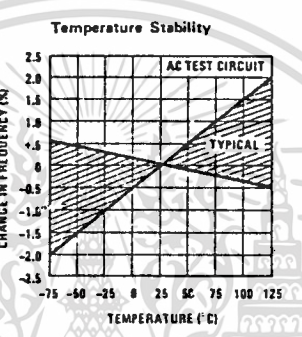
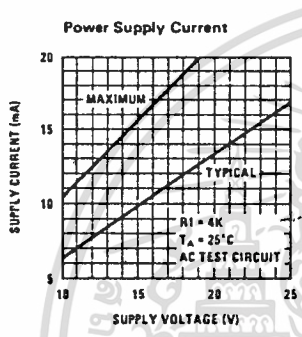
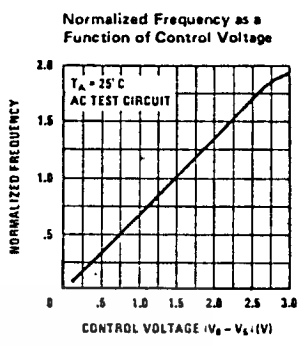
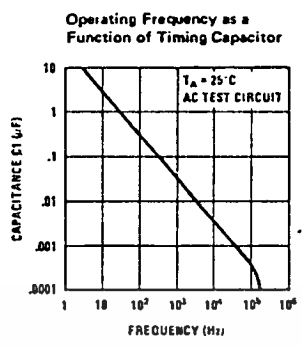
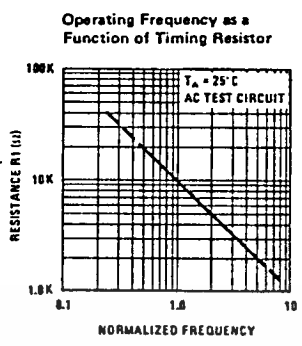
Power Supply Voltage		26V
Power Dissipation (Note 1)		300 mW
Operating Temperature Range	LM566	-55°C to +125°C
	LM566C	0°C to 70°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)		300°C

## Electrical Characteristics $V_{CC} = 12V$ , $T_A = 25^\circ C$ , AC Test Circuit

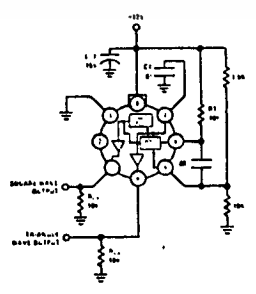
PARAMETER	CONDITIONS	LM566			LM566C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Maximum Operating Frequency	$R_0 = 2k$ $C_0 = 2.7 pF$		1			1		MHz
Input Voltage Range Pin 5		$3/4 V_{CC}$		$V_{CC}$	$3/4 V_{CC}$		$V_{CC}$	
Average Temperature Coefficient of Operating Frequency			100			200		ppm/°C
Supply Voltage Rejection	10- 20V		0.1	1		0.1	2	%/V
Input Impedance Pin 5		0.5	1		0.5	1		MΩ
VCO Sensitivity	For Pin 5, From 8-10V, $f_0 = 10 kHz$	6.4	6.6	6.8	6.0	6.6	7.2	kHz/V
FM Distortion	±10% Deviation		0.2	0.75		0.2	1.5	%
Maximum Sweep Rate		800	1		500	1		MHz
Sweep Range			10:1			10:1		
Output Impedance								
Pin 3			50			50		Ω
Pin 4			50			50		Ω
Square Wave Output Level	$R_{L1} = 10k$	5.0	5.4		5.0	5.4		Vp-p
Triangle Wave Output Level	$R_{L2} = 10k$	2.0	2.4		2.0	2.4		Vp-p
Square Wave Duty Cycle		45	50	55	40	50	60	%
Square Wave Rise Time			20			20		ns
Square Wave Fall Time			50			50		ns
Triangle Wave Linearity	+1V Segment at $1/2 V_{CC}$		0.2	0.75		0.5	1	%

**Note 1:** The maximum junction temperature of the LM566 is 150°C, while that of the LM566C is 100°C. For operating at elevated junction temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W.

## Typical Performance Characteristics



### AC Test Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LM567/LM567C Tone Decoder

### General Description

The LM567 and LM567C are general purpose tone decoders designed to provide a saturated transistor switch to ground when an input signal is present within the passband. The circuit consists of an I and Q detector driven by a voltage controlled oscillator which determines the center frequency of the decoder. External components are used to independently set center frequency, bandwidth and output delay.

### Features

- 20 to 1 frequency range with an external resistor
- Logic compatible output with 100 mA current sinking capability
- Bandwidth adjustable from 0 to 14%

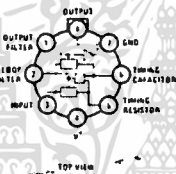
- High rejection of out of band signals and noise
- Immunity to false signals
- Highly stable center frequency
- Center frequency adjustable from 0.01 Hz to 500 kHz

### Applications

- Touch tone decoding
- Precision oscillator
- Frequency monitoring and control
- Wide band FSK demodulation
- Ultrasonic controls
- Carrier current remote controls
- Communications paging decoders

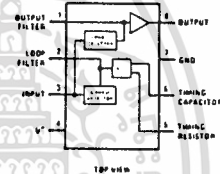
## Schematic and Connection Diagrams

Metal Can Package

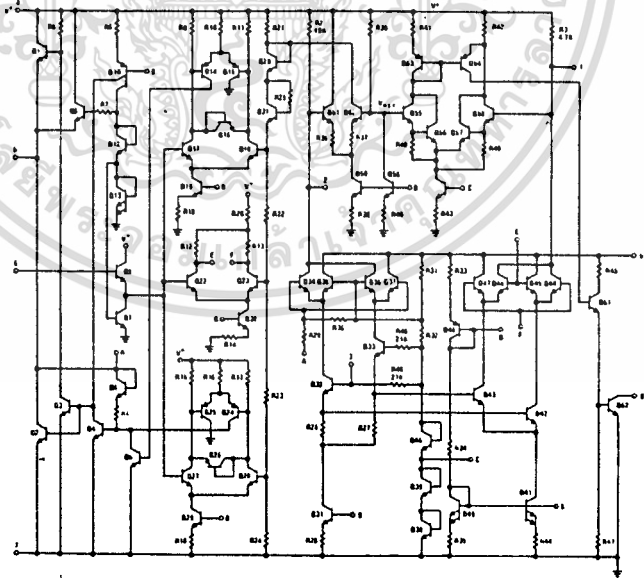


Order Number LM567H or LM567CH  
See NS Package H08C

Dual-In-Line Package



Order Number LM567CN  
See NS Package N08B



## Absolute Maximum Ratings

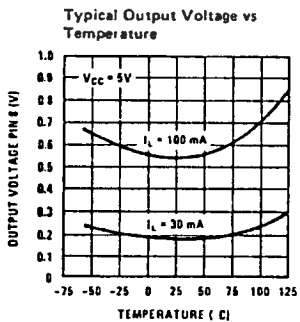
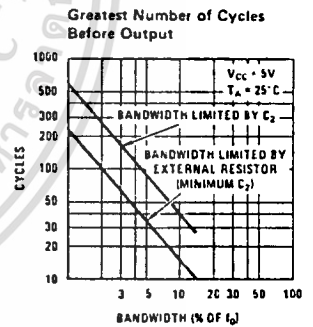
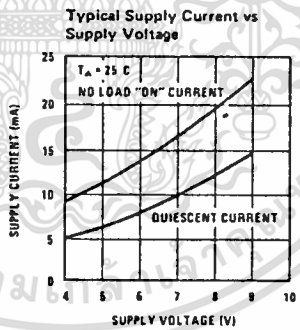
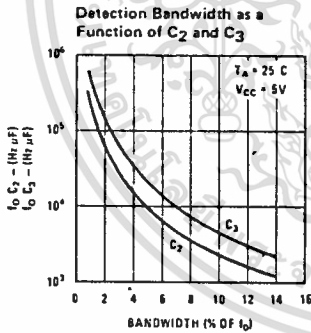
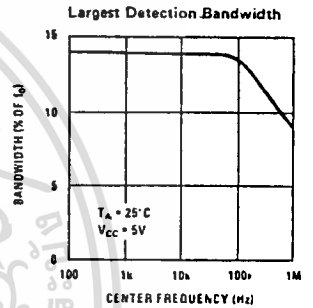
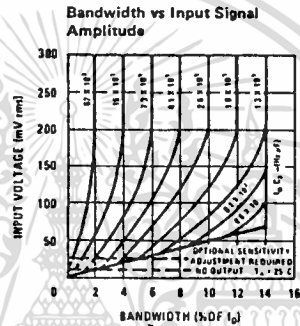
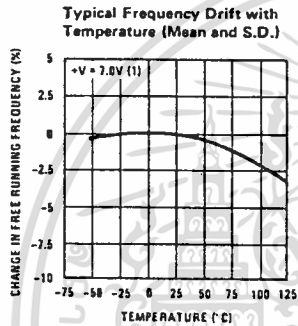
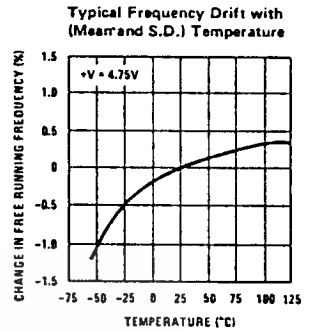
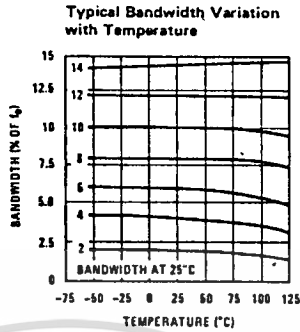
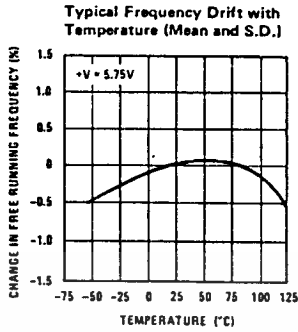
Supply Voltage Pin	10V
Power Dissipation (Note 1)	300 mW
$V_B$	15V
$V_3$	-10V
$V_3$	$V_B + 0.5V$
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

## Electrical Characteristics (AC Test Circuit, $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_C = 5V$ )

PARAMETERS	CONDITIONS	LM567			LM567C/LM567CN			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Power Supply Voltage Range		4.75	5.0	9.0	4.75	5.0	9.0	V
Power Supply Current	$R_L = 20k$							
Quiescent			6	8		7	10	mA
Power Supply Current	$R_L = 20k$							
Activated			11	13		12	15	mA
Input Resistance		18	20	22	15	20	25	k $\Omega$
Smallest Detectable Input Voltage	$I_L = 100 \text{ mA}$ , $f_i = f_o$		20	25		20	25	mVrms
Largest No Output Input Voltage	$I_C = 100 \text{ mA}$ , $f_i = f_o$	10	15		10	15		mVrms
Largest Simultaneous Outband Signal to Inband Signal Ratio			6			6		dB
Minimum Input Signal to Wideband Noise Ratio	$B_n = 140 \text{ kHz}$		-6			-6		dB
Largest Detection Bandwidth		12	14	16	10	14	18	% of $f_o$
Largest Detection Bandwidth Skew			1	2		2	3	% of $f_o$
Largest Detection Bandwidth Variation with Temperature			$\pm 0.1$	0.25		$\pm 0.1$	0.5	%/°C
Largest Detection Bandwidth Variation with Supply Voltage	4.75V - 6.75V		$\pm 1$	$\pm 2$		$\pm 1$	$\pm 5$	%/V
Highest Center Frequency		100	500		100	500		kHz
Center Frequency Stability	$0 < T_A < 70$		35 $\pm$ 60			35 $\pm$ 60		ppm/°C
	$-55 < T_A < +125$		35 $\pm$ 140			35 $\pm$ 140		ppm/°C
Center Frequency Shift with Supply Voltage	4.75V - 6.75V		0.5	1.0		0.4	2.0	%/V
Fastest ON-OFF Cycling Rate			$f_o/20$			$f_o/20$		
Output Leakage Current	$V_B = 15V$		0.01	25		0.01	25	$\mu\text{A}$
Output Saturation Voltage	$e_s = 25 \text{ mV}$ , $I_B = 30 \text{ mA}$		0.2	0.4		0.2	0.4	V
	$e_s = 25 \text{ mV}$ , $I_B = 100 \text{ mA}$		0.6	1.0		0.6	1.0	
Output Fall Time			30			30		ns
Output Rise Time			150			150		ns

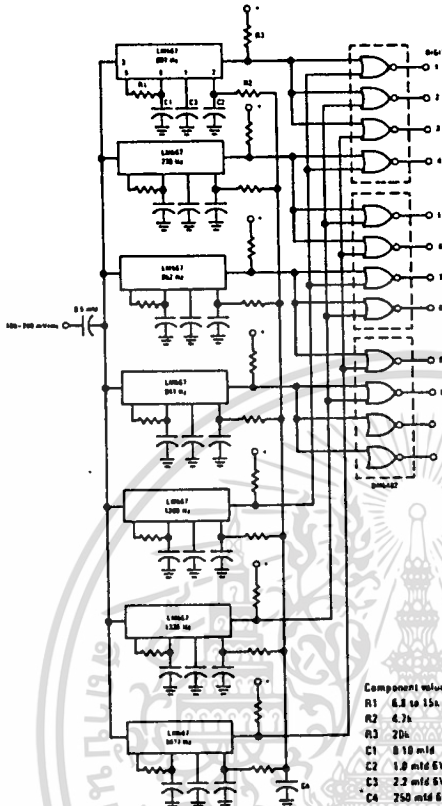
Note 1: The maximum junction temperature of the LM567 is 150°C, while that of the LM567C and LM567CN is 100°C. For operating at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient or 45°C/W, junction to case. For the DIP the device must be derated based on a thermal resistance of 187°C/W, junction to ambient.

# Typical Performance Characteristics



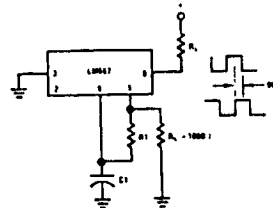
# Typical Applications

Touch-Tone Decoder

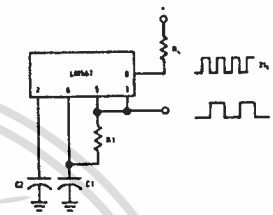


- Component values (typ)
- R1 6.8 to 15k
  - R2 4.7k
  - R3 20k
  - C1 0.10 mfd
  - C2 1.0 mfd 5V
  - C3 2.2 mfd 5V
  - C4 250 mfd 5V

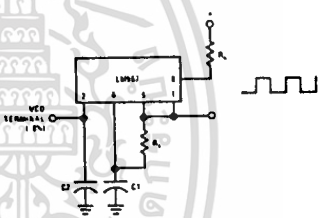
Oscillator with Quadrature Output



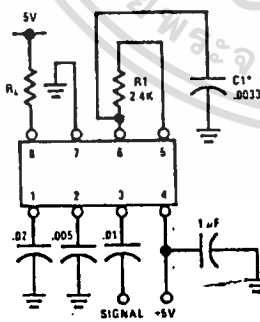
Oscillator with Double Frequency Output



Precision Oscillator Drive 100 mA Loads



## AC Test Circuit



## Applications Information

The center frequency of the tone decoder is equal to the free running frequency of the VCO. This is given by

$$f_0 \cong \frac{1}{1.1R_1C_1}$$

The bandwidth of the filter may be found from the approximation

$$BW = 1070 \sqrt{\frac{V_1}{f_0 C_2}} \text{ in \% of } f_0$$

Where:

$V_1$  = Input voltage (volts rms),  $V_1 \leq 200$  mV

$C_2$  = Capacitance at Pin 2 ( $\mu$ F)



Industrial Blocks

LM2907, LM2917 Frequency to Voltage Converter

General Description

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

- Frequency doubling for low ripple
- Tachometer has built-in hysteresis with either differential input or ground referenced input
- Built-in zener on LM2917
- ±0.3% linearity typical
- Ground referenced tachometer is fully protected from damage due to swings above V<sub>CC</sub> and below ground

Advantages

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

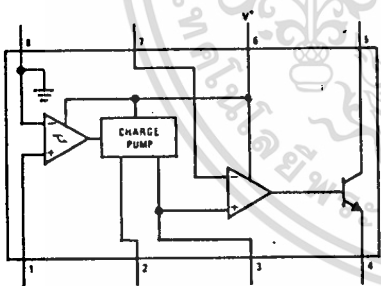
Applications

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

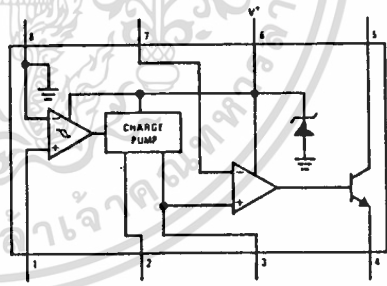
Features

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

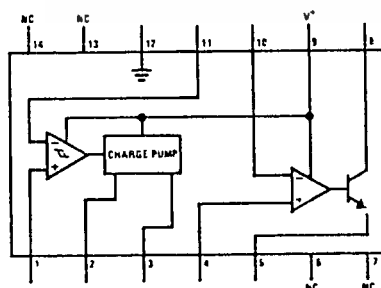
Block and Connection Diagrams Dual-In-Line Packages, Top Views



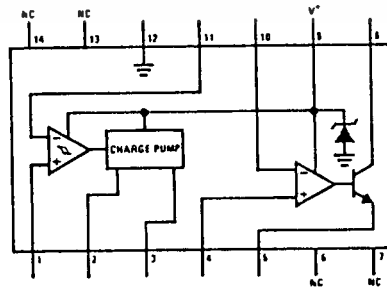
Order Number LM2907N-8  
See NS Package N08B



Order Number LM2917N-8  
See NS Package N08B



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



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



## Absolute Maximum Ratings (Note 1)

Supply Voltage	28V	Input Voltage Range	
Supply Current (Zener Options)	25 mA	Tachometer LM2907-8, LM2917-8	±28V
Collector Voltage	28V	LM2907, LM2917	0.0V to +28V
Differential Input Voltage		Op Amp/Comparator	0.0V to +28V
Tachometer	28V	Power Dissipation	500 mW
Op Amp/Comparator	28V	Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
		Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
		Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Electrical Characteristics  $V_{CC} = 12 V_{DC}$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , see test circuit

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>TACHOMETER</b>					
Input Thresholds	$V_{IN} = 250 \text{ mVp-p} @ 1 \text{ kHz}$ (Note 2)	±10	±15	±40	mV
Hysteresis	$V_{IN} = 250 \text{ mVp-p} @ 1 \text{ kHz}$ (Note 2)		30		mV
Offset Voltage	$V_{IN} = 250 \text{ mVp-p} @ 1 \text{ kHz}$ (Note 2)				
LM2907/LM2917			3.5	10	mV
LM2907-8/LM2917-8			5	15	mV
Input Bias Current	$V_{IN} = \pm 50 \text{ mV}_{DC}$		0.1	1	μA
$V_{OH}$	$V_{IN} = +125 \text{ mV}_{DC}$ (Note 3)		8.3		V
Pin 2	$V_{IN} = -125 \text{ mV}_{DC}$ (Note 3)		2.3		V
$V_{OL}$					
Output Current; $I_2, I_3$	$V_2 = V_3 = 6.0V$ (Note 4)	140	180	240	μA
Leakage Current; $I_3$	$I_2 = 0, V_3 = 0$			0.1	μA
Gain Constant, K	(Note 3)	0.9	1.0	1.1	
Linearity	$f_{IN} = 1 \text{ kHz}, 5 \text{ kHz}, 10 \text{ kHz}$ , (Note 5)	-1.0	0.3	+1.0	%
<b>OP/AMP COMPARATOR</b>					
$V_{OS}$	$V_{IN} = 6.0V$		3	10	mV
$I_{BIAS}$	$V_{IN} = 6.0V$		50	500	nA
Input Common-Mode Voltage		0		$V_{CC} - 1.5V$	V
Voltage Gain			200		V/mV
Output Sink Current	$V_C = 1.0$	40	50		mA
Output Source Current	$V_E = V_{CC} - 2.0$		10		mA
Saturation Voltage	$I_{SINK} = 5 \text{ mA}$		0.1	0.5	V
	$I_{SINK} = 20 \text{ mA}$			1.0	V
	$I_{SINK} = 50 \text{ mA}$		1.0	1.5	V
<b>ZENER REGULATOR</b>					
Regulator Voltage	$R_{DROP} = 470\Omega$		7.56		V
Series Resistance			10.5	15	Ω
Temperature Stability			+1		mV/°C
TOTAL SUPPLY CURRENT			3.8	6	mA

Note 1: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 175°C/W junction to ambient for package 22 and 16 or a thermal resistance of 187°C/W junction to ambient for package 20.

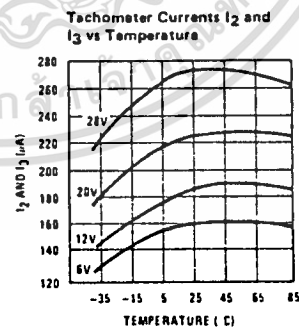
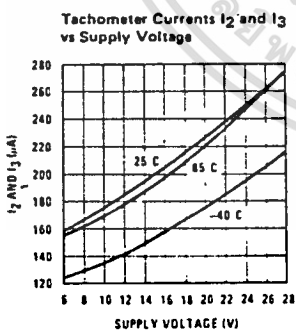
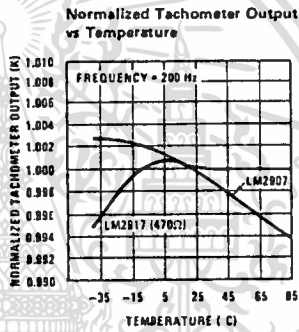
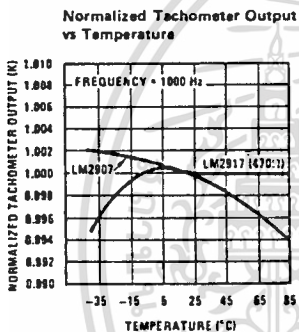
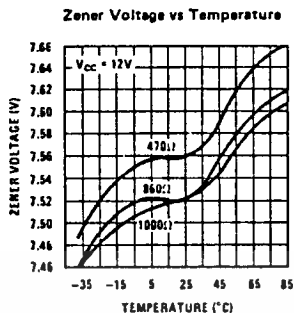
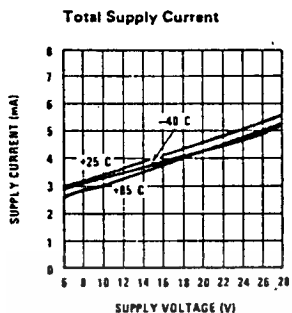
Note 2: Hysteresis is the sum  $+V_{TH} - (-V_{TH})$ , offset voltage is their difference. See test circuit.

Note 3:  $V_{OH}$  is equal to  $3/4 \times V_{CC} - 1 V_{BE}$ ,  $V_{OL}$  is equal to  $1/4 \times V_{CC} - 1 V_{BE}$  therefore  $V_{OH} - V_{OL} = V_{CC}/2$ . The difference,  $V_{OH} - V_{OL}$ , and the mirror gain,  $I_2/I_3$ , are the two factors that cause the tachometer gain constant to vary from 1.0.

Note 4: Be sure when choosing the time constant  $R1 \times C1$  that  $R1$  is such that the maximum anticipated output voltage at pin 3 can be reached with  $I_3 \times R1$ . The maximum value for  $R1$  is limited by the output resistance of pin 3 which is greater than 10 MΩ typically.

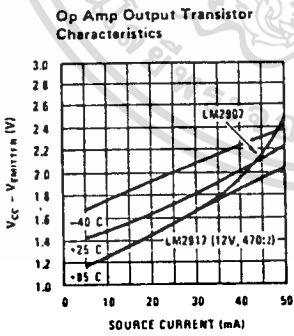
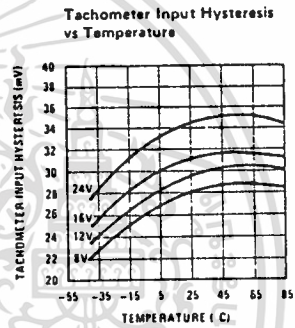
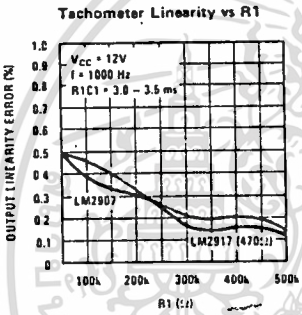
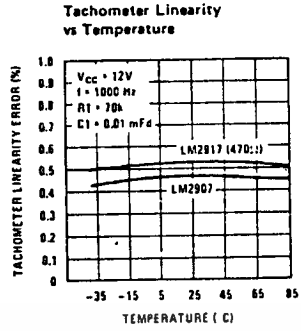
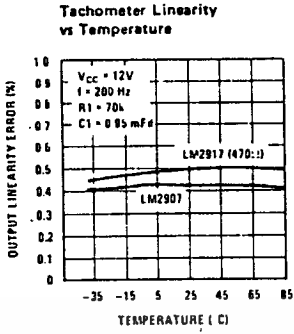
Note 5: Nonlinearity is defined as the deviation of  $V_{OUT}$  (@ pin 3) for  $f_{IN} = 5 \text{ kHz}$  from a straight line defined by the  $V_{OUT}$  @ 1 kHz and  $V_{OUT}$  @ 10 kHz,  $C1 = 1000 \text{ pF}$ ,  $R1 = 68k$  and  $C2 = 0.22 \text{ mFd}$ .

Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## General Description (Continued)

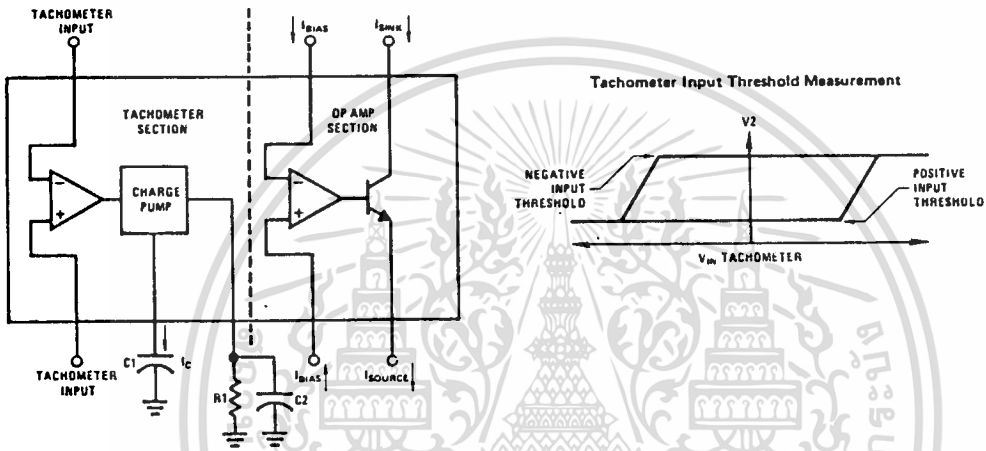
The op amp/comparator is fully compatible with the tachometer and has a floating transistor as its output. This feature allows either a ground or supply referred load of up to 50 mA. The collector may be taken above  $V_{CC}$  up to a maximum  $V_{CE}$  of 28V.

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

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

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

## Test Circuit and Waveform



## Applications Information

The LM2907 series of tachometer circuits is designed for minimum external part count applications and maximum versatility. In order to fully exploit its features and advantages let's examine its theory of operation. The first stage of operation is a differential amplifier driving a positive feedback flip-flop circuit. The input threshold voltage is the amount of differential input voltage at which the output of this stage changes state. Two options (LM2907-8, LM2917-8) have one input internally grounded so that an input signal must swing above and below ground and exceed the input thresholds to produce an output. This is offered specifically for magnetic variable reluctance pickups which typically provide a single-ended ac output. This single input is also fully protected against voltage swings to  $\pm 28V$ , which are easily attained with these types of pickups.

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

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

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

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

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



**Applications Information (Continued)**

capacitor, then,  $V_o = i_c \times R1$ , and the total conversion equation becomes:

$$V_o = V_{CC} \times f_{IN} \times C1 \times R1 \times K$$

Where K is the gain constant—typically 1.0.

The size of C2 is dependent only on the amount of ripple voltage allowable and the required response time.

**CHOOSING R1 AND C1**

There are some limitations on the choice of R1 and C1 which should be considered for optimum performance. The timing capacitor also provides internal compensation for the charge pump and should be kept larger than 100 pF for very accurate operation. Smaller values can cause an error current on R1, especially at low temperatures. Several considerations must be met when choosing R1. The output current at pin 3 is internally fixed and therefore  $V_o/R1$  must be less than or equal to this value. If R1 is too large, it can become a significant fraction of the output impedance at pin 3 which degrades linearity. Also output ripple voltage must be considered and the size of C2 is affected by R1. An expression that describes the ripple content on pin 3 for a single R1C2 combination is:

$$V_{RIPPLE} = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{C1}{C2} \times \left( 1 - \frac{V_{CC} \times f_{IN} \times C1}{I_2} \right) \text{ pk-pk}$$

It appears R1 can be chosen independent of ripple,

however response time, or the time it takes  $V_{OUT}$  to stabilize at a new voltage increases as the size of C2 increases so a compromise between ripple, response time, and linearity must be chosen carefully.

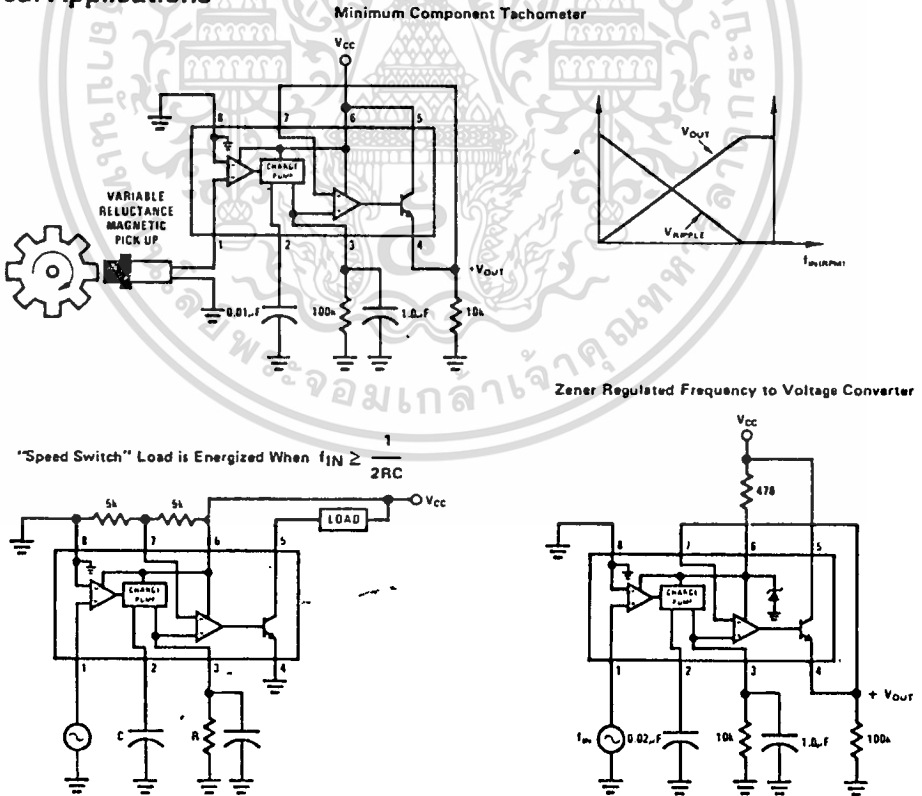
As a final consideration, the maximum attainable input frequency is determined by  $V_{CC}$ , C1 and  $I_2$ :

$$f_{MAX} = \frac{I_2}{C1 \times V_{CC}}$$

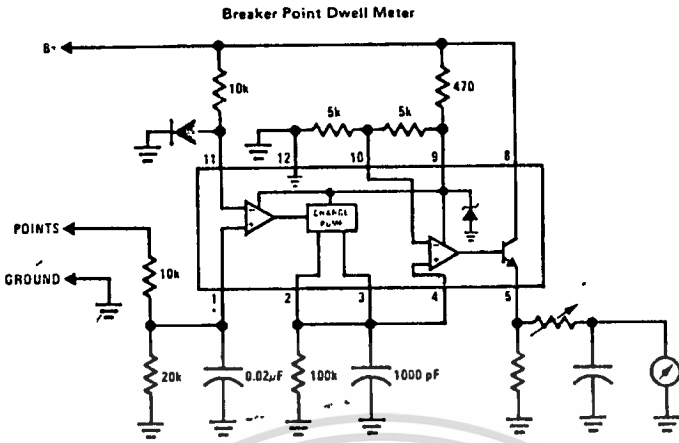
**USING ZENER REGULATED OPTIONS (LM2917)**

For those applications where an output voltage or current must be obtained independent of supply voltage variations, the LM2917 is offered. The most important consideration in choosing a dropping resistor from the unregulated supply to the device is that the tachometer and op amp circuitry alone require about 3 mA at the voltage level provided by the zener. At low supply voltages there must be some current flowing in the resistor above the 3 mA circuit current to operate the regulator. As an example, if the raw supply varies from 9 to 16V, a resistance of 470Ω will minimize the zener voltage variation to 160 mV. If the resistance goes under 400Ω or over 600Ω the zener variation quickly rises above 200 mV for the same input variation.

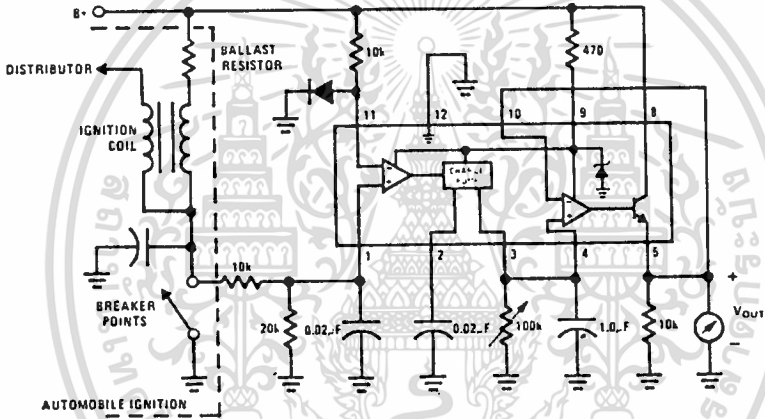
**Typical Applications**



Typical Applications (Continued)



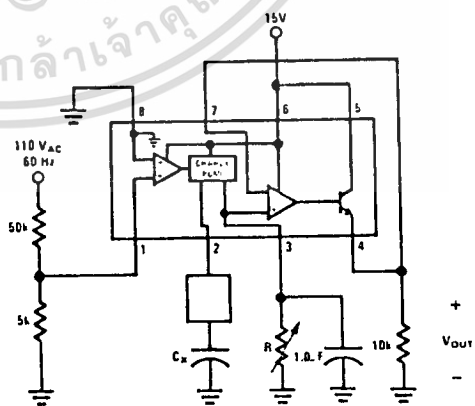
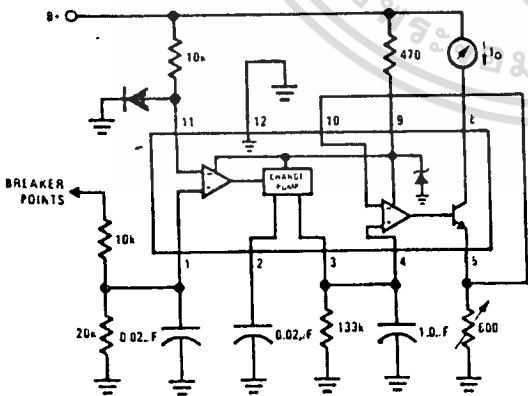
Breaker Point Dwell Meter



Voltage Driven Meter Indicating Engine RPM  
 $V_o = 6V @ 400 \text{ Hz or } 6000 \text{ ERPM (8 Cylinder Engine)}$

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

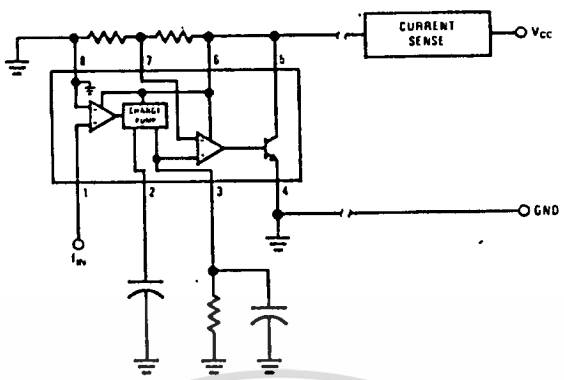
Capacitance Meter  
 $V_{OUT} = 1-10V \text{ for } C_x = 0.01 \text{ to } 0.1 \text{ mFd}$   
 $(R = 111k)$



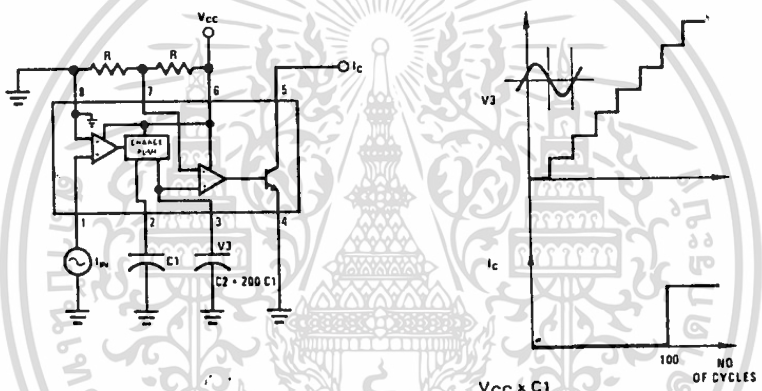
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

Two-Wire Remote Speed Switch



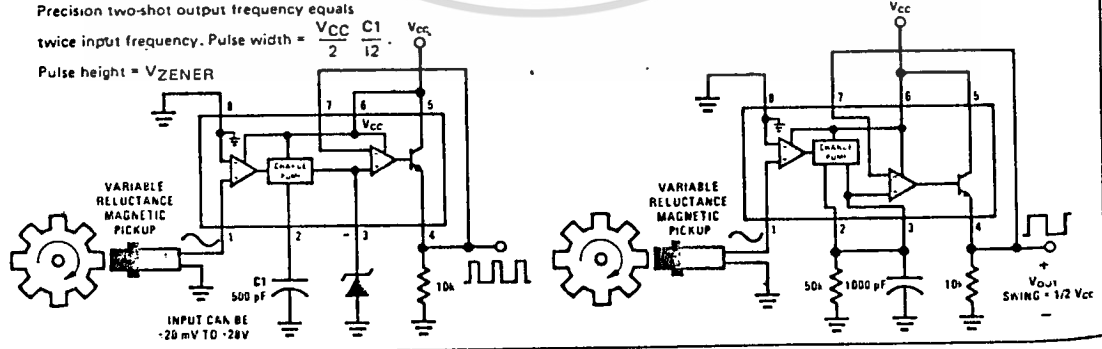
100 Cycle Delay Switch



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

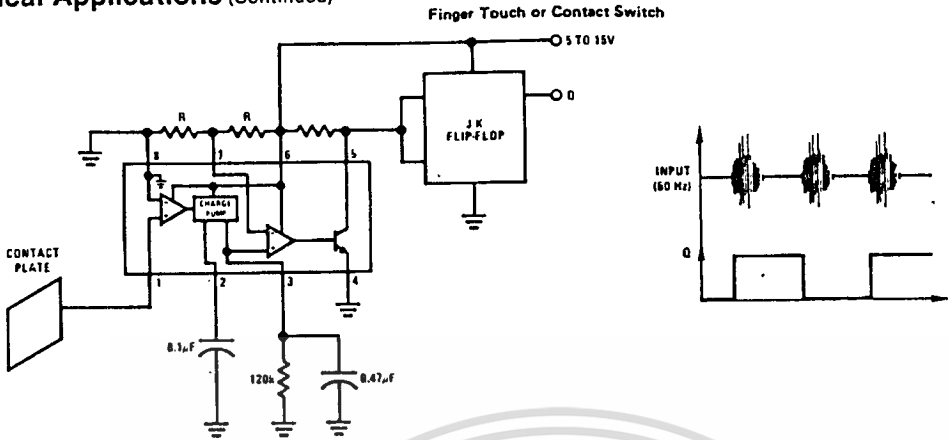
Variable Reluctance Magnetic Pickup Buffer Circuits

Precision two-shot output frequency equals twice input frequency. Pulse width =  $\frac{V_{CC}}{2} \frac{C1}{12}$   
 Pulse height =  $V_{ZENER}$



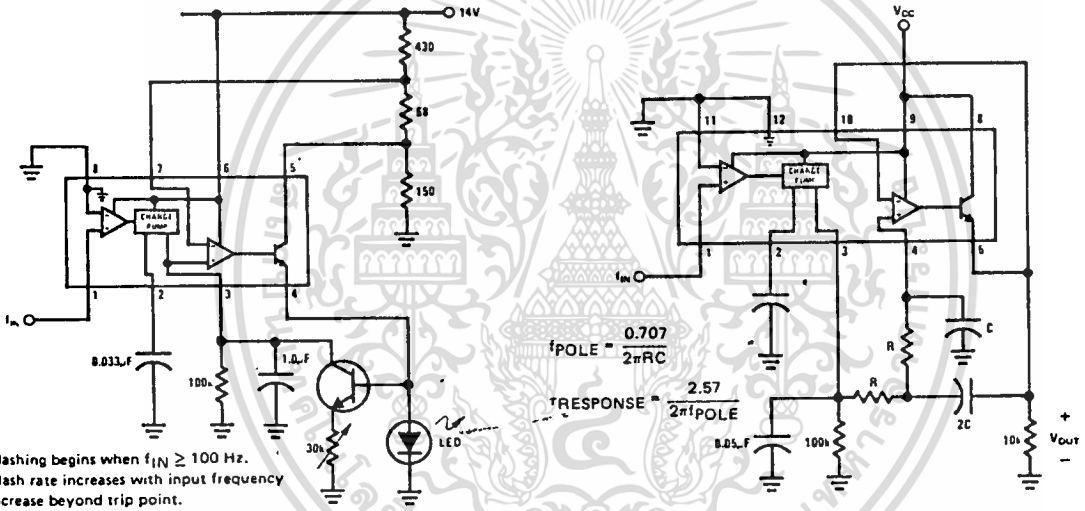
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

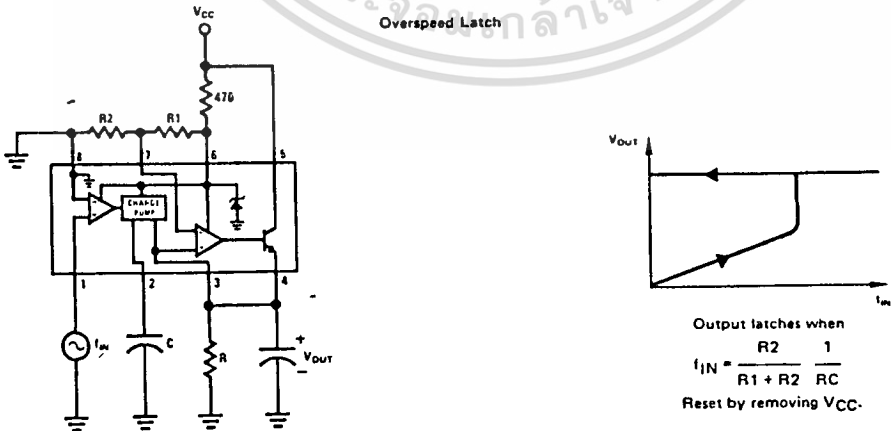


Flashing LED Indicates Overspeed

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



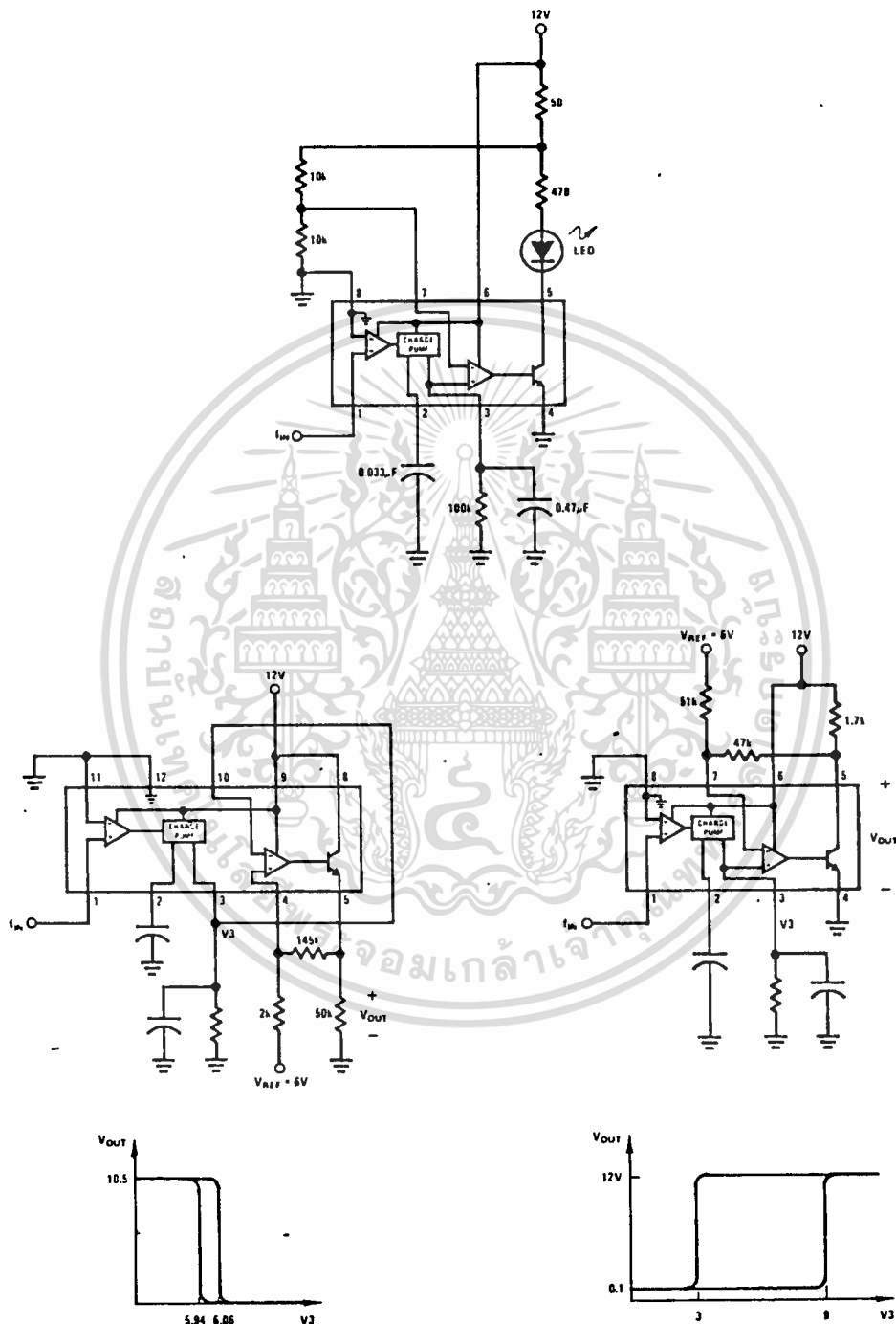
Overspeed Latch



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Typical Applications (Continued)

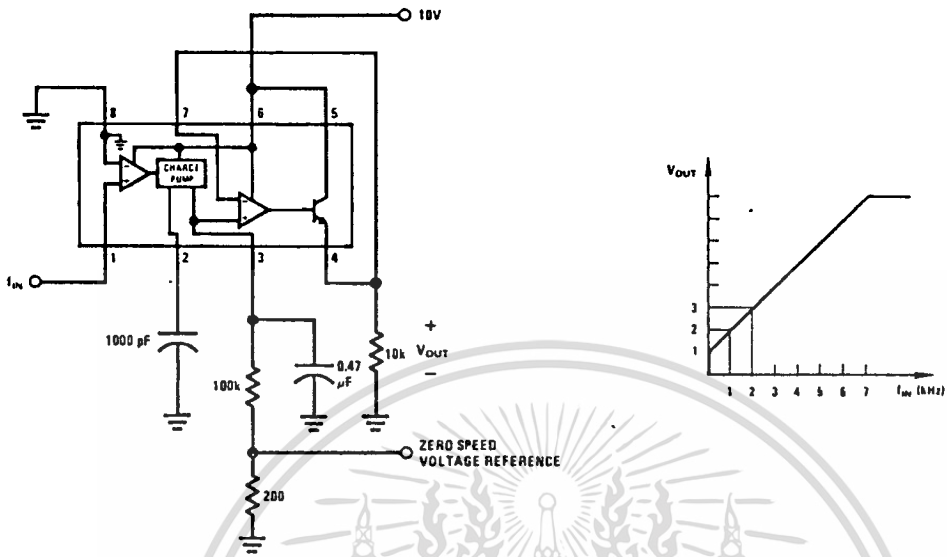
Some Frequency Switch Applications May Require Hysteresis in the Comparator Function Which Can Be Implemented in Several Ways:



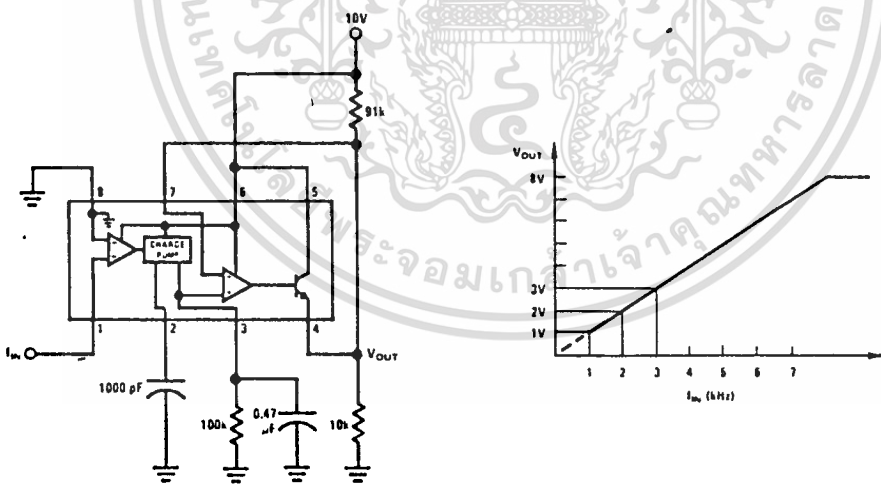
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

Changing the Output Voltage for an Input Frequency of Zero



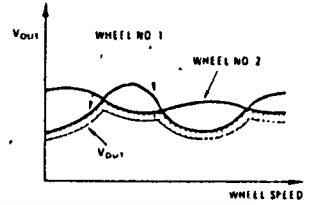
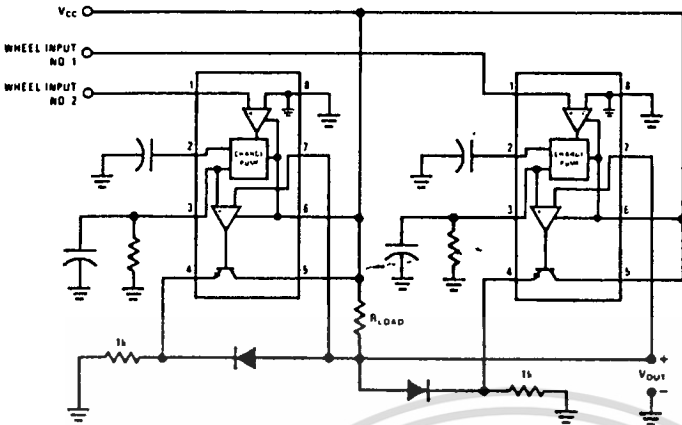
Changing Tachometer Gain Curve or Clamping the Minimum Output Voltage



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

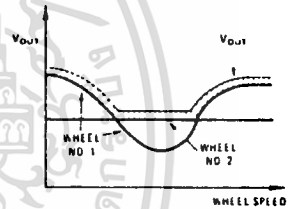
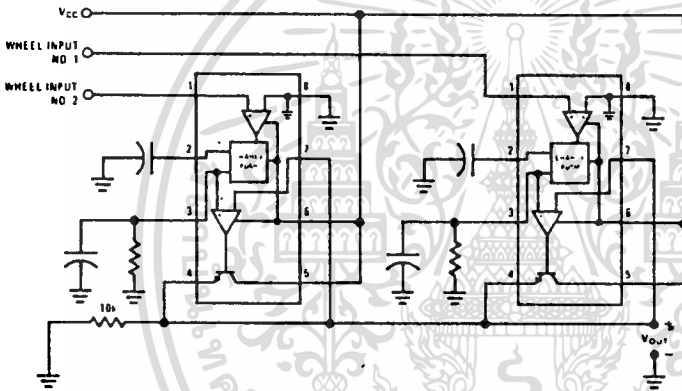
### Anti-Skid Circuit Functions

"Select-Low" Circuit



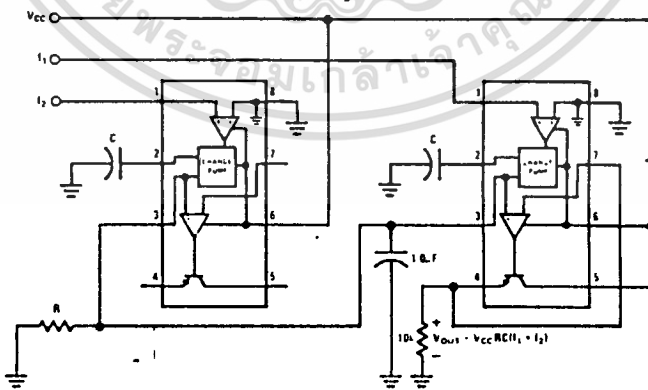
V<sub>OUT</sub> is proportional to the lower of the two input wheel speeds.

"Select-High" Circuit



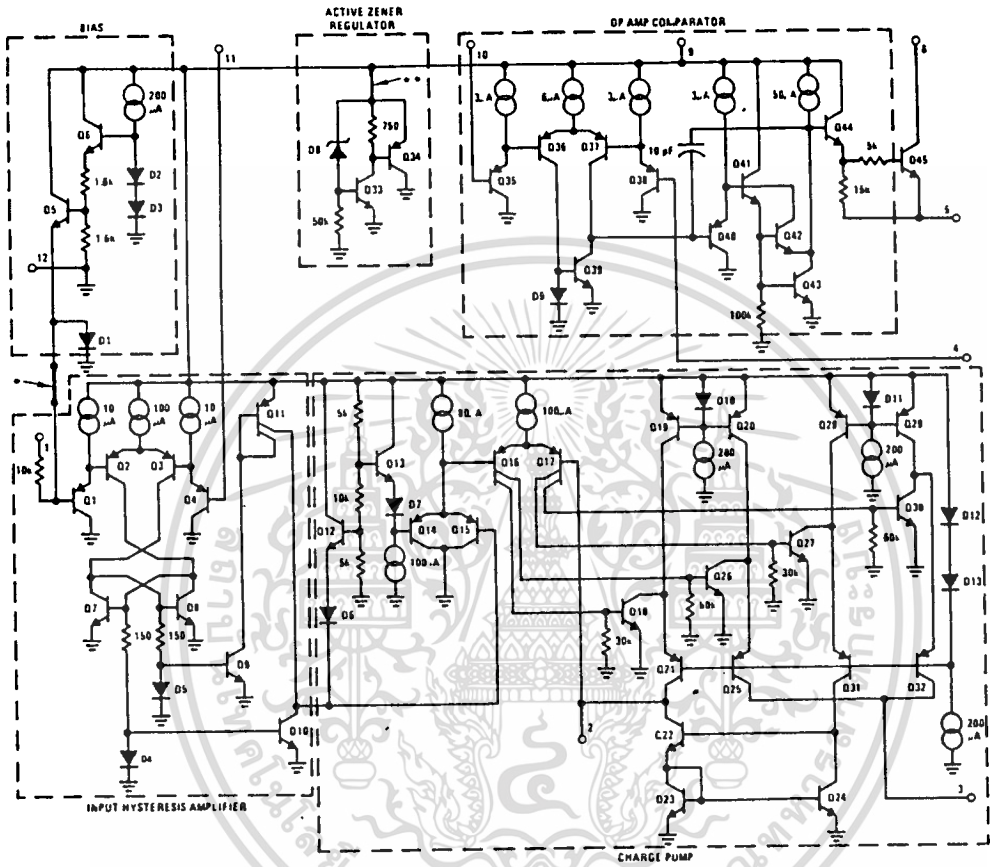
V<sub>OUT</sub> is proportional to the higher of the two input wheel speeds.

"Select-Average" Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าการฉ้อโกงใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Equivalent Schematic Diagram



- Note: This connection made on LM2907-5 and LM2917-8 only.
- Note: This connection made on LM2917 and LM2917-8 only.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**MOTOROLA**

**OPTICALLY ISOLATED TRIAC DRIVERS**

These devices consist of gallium-arsenide infrared-emitting diodes, optically coupled to silicon bilateral switches. They are designed for applications requiring isolated triac triggering.

- UL Recognized File Number E54915
- Output Driver Designed for 220 Vac Line
- $V_{ISO}$  Isolation Voltage of 7500 V Peak
- Standard 6-Pin Plastic DIP

**MAXIMUM RATINGS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)**

Rating	Symbol	Value	Unit
--------	--------	-------	------

**INFRARED EMITTING DIODE MAXIMUM RATINGS**

Reverse Voltage	$V_R$	3.0	Volts
Forward Current - Continuous	$I_F$	50	mA
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Negligible Power In Triac Driver	$P_D$	100	mW
		1.33	mW/ $^\circ\text{C}$

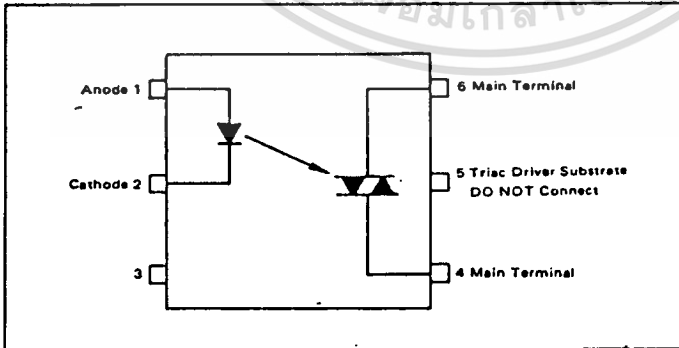
**OUTPUT DRIVER MAXIMUM RATINGS**

Off-State Output Terminal Voltage	$V_{ORM}$	400	Volts
On-State RMS Current $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Full Cycle, 50 to 60 Hz) $T_A = 70^\circ\text{C}$	$I_T(\text{RMS})$	100 50	mA
Peak Nonrepetitive Surge Current (PW = 10 ms, DC = 10%)	$I_{TSM}$	1.2	A
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	300 4.0	mW mW/ $^\circ\text{C}$

**TOTAL DEVICE MAXIMUM RATINGS**

Isolation Surge Voltage (1) (Peak ac Voltage, 60 Hz, 5 Second Duration)	$V_{ISO}$	7500	Vac
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	330 4.4	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Junction Temperature Range	$T_J$	-40 to +100	$^\circ\text{C}$
Ambient Operating Temperature Range	$T_A$	-40 to +70	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-40 to +150	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature (10 s)	-	260	$^\circ\text{C}$

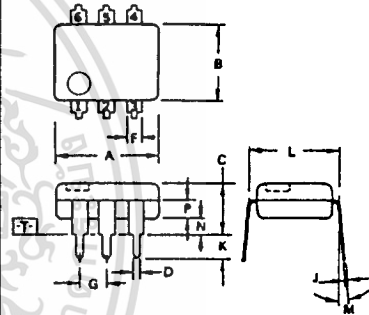
(1) Isolation Surge Voltage,  $V_{ISO}$ , is an internal device dielectric breakdown rating.



**MOC3020  
MOC3021  
MOC3022  
MOC3023**

**OPTO  
COUPLER/ISOLATOR  
PHOTO TRIAC DRIVER  
OUTPUT**

**400 VOLTS**



**STYLE 6:**  
PIN 1. ANODE  
2. CATHODE  
3. HC  
4. MAIN TERMINAL  
5. SUBSTRATE  
6. MAIN TERMINAL

- NOTES:**
1. DIMENSIONS A AND B ARE DATUMS.
  2.  $\square$  IS SEATING PLANE.
  3. POSITIONAL TOLERANCES FOR LEADS.  
 $\text{M} \text{ } \varnothing 0.13 \text{ (0.005)} \text{ T } \text{A} \text{ } \varnothing 0.20$
  4. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
  5. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5, 1973.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.15	0.89	0.320	0.350
B	6.10	6.60	0.240	0.260
C	2.97	5.08	0.115	0.200
D	0.41	0.51	0.016	0.020
F	1.07	1.78	0.040	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
J	0.20	0.30	0.008	0.012
K	2.54	3.81	0.100	0.150
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	$\varnothing$ 0.150		$\varnothing$ 0.150	
N	0.38	2.54	0.015	0.100
P	1.27	2.03	0.050	0.080

**CASE 730A-01**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MOC3020, MOC3021, MOC3022, MOC3023

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (I<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>LED CHARACTERISTICS</b>					
Reverse Leakage Current (V <sub>R</sub> = 3.0 V)	I <sub>R</sub>		0.05	100	μA
Forward Voltage (I <sub>F</sub> = 10 mA)	V <sub>F</sub>		1.2	1.5	Volts
<b>DETECTOR CHARACTERISTICS (I<sub>F</sub> = 0 unless otherwise noted)</b>					
Peak Blocking Current, Either Direction (Rated V <sub>DRM</sub> , Note 1)	I <sub>DRM</sub>	-	10	100	nA
Peak On-State Voltage, Either Direction (I <sub>TM</sub> = 100 mA Peak)	V <sub>TM</sub>	-	2.5	3.0	Volts
Critical Rate of Rise of Off-State Voltage, T <sub>A</sub> = 85°C	dv/dt	-	12	-	V/μs
<b>COUPLED CHARACTERISTICS</b>					
LED Trigger Current, Current Required to Latch Output (Main Terminal Voltage = 3.0 V, Note 2)	I <sub>FT</sub>	-	15	30	mA
	MOC3020	-	8.0	15	
	MOC3021	-	-	10	
	MOC3022	-	-	5.0	
	MOC3023	-	-	-	
Holding Current, Either Direction	I <sub>H</sub>	-	100	-	μA

Note 1. Test voltage must be applied within dv/dt rating.

2. All devices are guaranteed to trigger at an I<sub>F</sub> value less than or equal to max I<sub>FT</sub>.

## TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS T<sub>A</sub> = 25°C

FIGURE 1 - ON-STATE CHARACTERISTICS

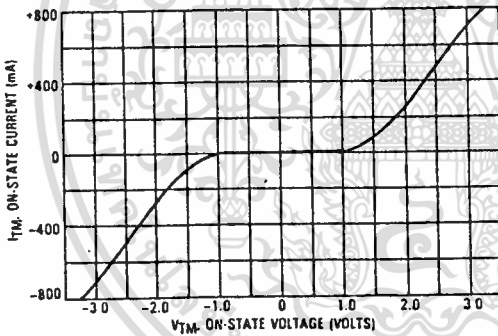


FIGURE 2 - TRIGGER CURRENT versus TEMPERATURE

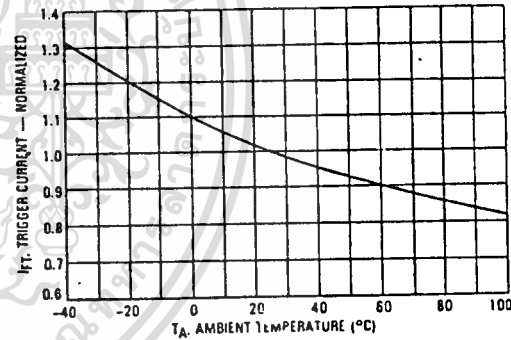
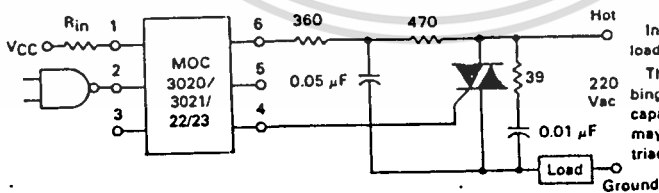


FIGURE 3 - TYPICAL APPLICATION CIRCUIT



In this circuit the "hot" side of the line is switched and the load connected to the cold or ground side.

The 39 ohm resistor and 0.01 μF capacitor are for snubbing of the triac, and the 470 ohm resistor and 0.05 μF capacitor are for snubbing the coupler. These components may or may not be necessary depending upon the particular triac and load used.

Additional information on the use of optically coupled triac drivers is available in Application Note AN-780A.

## กิติกรรมประกาศ

ผู้จัดทำขอขอบพระคุณ อาจารย์วิทยา ทิพย์สุวรรณพร และ อาจารย์วิริยะ กองรัตน์ อาจารย์สุนทรณ กุลพานิช รวมทั้ง อาจารย์ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม ซึ่งได้ให้ความอนุเคราะห์ และให้คำปรึกษาแนะนำ ทั้งด้านทฤษฎีและปฏิบัติ จนสำเร็จได้ด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

1. Jacob Klapper John T. Frankle, "Phase-Locked and Frequency-Feedback Systems Principles and Techniques" Academic Press, Inc. 111 Frfth Avenue, New York 10063, Copyright 1972.
2. Henry Stark & Frang B. luteur, "Modern Electrical Communications Theory and Systems", Princies-Hall, Inc., New York Jersey
3. K. Sam Shanngam & John Wiley & Sons, "Digital and Analog Communication System"
4. Haward M. Berlin, "Design of Phase-locked loop Circuit, With Experiment", First Edition, Fourth Printing, 1972
5. William Bardem & Jr., "The Z-80 Microcomputer Handbooks", First Edition, Second Printing, 1979
6. Morris Tischler, "Optoelectronics a lest-Lab Manual", Mc Graw-Hill Books Company
7. Ployd M. Gardner, Pl.D., "Phase locked Techniques", Second Edition
8. Lance A. Leventhal, "Z-80 Asembly Language Programing", Osborne / Mc Graw-Hill, 1979
9. Chappell, Alan., "Optoelectronics : Theory and Practice", New York, Mc Graw-Hill, 1979
10. Bibbero, Rpbert J., "Microprocessors in Instruments and Control", New York, John Wiley, 1977