



ปีการศึกษา 2532

FUNCTION GENERATORS MODEL XR-2206

แสดงค่าความถี่ด้วยตัวเลข

โดย

นายวิเชียร ทองลักษ์ฉะวงค์

นายสรพล เขตตราสาลี

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผ.ศ. นักร สขตมตันติ

๕ ๐๗

026989


ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2532

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง FUNCTION GENERATORS XR-2206 แสดงค่าความถี่ด้วยตัวเลข  
ผู้จัดทำ

1. นายวิเชียร ทองลักษณะวงศ์
2. นายสรพล เขตรสาลี

  
\_\_\_\_\_  
(นายวิเชียร ทองลักษณะวงศ์...)

อาจารย์ที่ปรึกษา

\_\_\_\_\_  
(.....)

อาจารย์ที่ปรึกษา

\_\_\_\_\_  
(.....)

อาจารย์ที่ปรึกษา

## FUNCTION GENERATORS XR-2206 แสดงค่าความถี่ด้วยตัวเลข

นายวิเชียร ทองลักษณะวงศ์

นายสรพล เขตรสาลี

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผ.ศ. นิกر สิบตมตันติ

ปีการศึกษา 2532

### บทคัดย่อ

ในการทดลองทางอิเล็กทรอนิกส์ Function generator เป็นเครื่องมือที่มีประโยชน์มากอย่างหนึ่ง ซึ่งสามารถที่จะผลิตสัญญาณความถี่ในลักษณะต่าง ๆ คือ Sine wave, Square wave, Triangular wave สัญญาณเหล่านี้สามารถที่จะปรับความถี่ได้จาก 0 ถึง 200 KHz และให้ Output ขนาด 10 V<sub>p-p</sub> ที่ load 50 Ω คลื่นต่าง ๆ นั้นสามารถนำไปใช้ทดสอบวงจรต่าง ๆ ได้

ในโครงงานนี้ ใช้ IC XR-2206 เป็นตัวกำเนิดความถี่ต่าง ๆ และแสดงผลเป็นตัวเลขดิจิทัลที่มีความเที่ยงตรงสูง รายละเอียดต่าง ๆ ของโครงงานได้รวบรวมไว้ในรายงานฉบับนี้ทั้งหมด เริ่มบรรยาย

## FUNCTION GENERATOR XR-2206 INDICATING BY FREQUENCY COUNTER

WICHIEEN TONGLUKSANAVONG

SURAPHOL KHETSALÉE

### ADVISOR

NIKORN SUKUTAMATANTI ASSISTANT  
PROFESSOR KING MONGKUT'S INSTITUTE OF  
TECHNOLOGY LADKRABUNG.

### Abstract

In electronics measurements the function generators is most useful wide equipments, which can be generate frequency sine wave, square wave and triangular wave. These signal can be adjust frequency from 0 to 200 KHz and receive magnitude output 10 V<sub>p-p</sub> at load 50Ω . The various signal processing use in testing electronics circuit.

This project use IC XR-2206 is frequency generators and indicating by digital counter which higher precision. The detail of-project contains in all reported.

## สารบัญ

- ทฤษฎี Generator
- Sine-wave
- Square wave
- Triangular wave

การแปลง Triangular เป็น Sine wave

XR-2206

ภาควัดความถี่

การทำงานของวงจร Function generator XR-2206

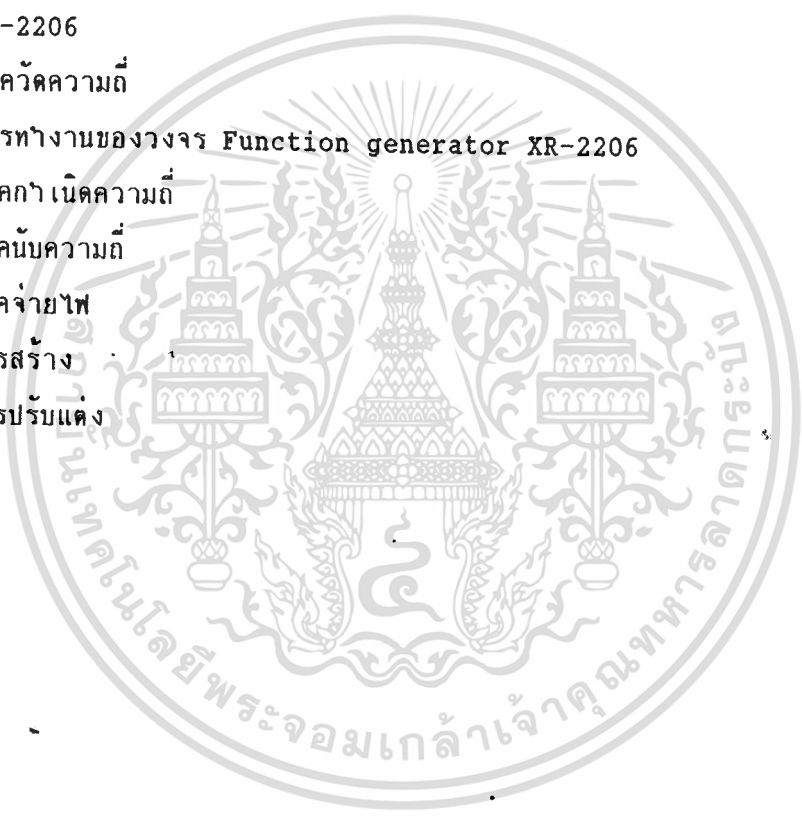
ภาคกำเนิดความถี่

ภาคขับความถี่

ภาคจ่ายไฟ

การสร้าง

การปรับแต่ง



## Sine wave generators

รูปคลื่น Sine wave นี้จะพบว่ามีลักษณะกว้างขวางมาก ซึ่งสามารถแสดงได้โดย Fourier ทางคณิตศาสตร์ และในทางปฏิบัติสามารถใช้เป็นสัญญาณทดสอบ, อ้างอิง, และเป็นสัญญาณพาท์

คุณสมบัติของคลื่น sinusoidal แสดงโดยวิธีของ total harmonic distortion (THD) โดยกำหนดให้

$$THD = 100 \sqrt{D^2_2 + D^2_3 + D^2_4 + \dots + D^2_k}$$

เมื่อ  $D_k$  ( $K=2,3,\dots$ ) แสดงอัตราส่วนระหว่างขนาดของ  $K^{th}$  harmonic และของ fundamental ในอนุกรมฟูรีเยร์แทนรูปคลื่นที่พิจารณา ดังเช่นตัวอย่างจากทฤษฎีพื้นฐานของอนุกรมฟูรีเยร์ กล่าวไว้ว่า รูปคลื่นสามเหลี่ยม (Triangular wave) ประกอบไปด้วย harmonics คือ เท่ากับ และขนาดของ harmonic ที่  $K^{th}$  สัมพันธ์กับ  $\frac{1}{K^2}$  ดังนั้น เราจะได้ว่า

$$THD = 100 \sqrt{[(1/3^2)^2 + (1/5^2)^2 + (1/7^2)^2 + \dots]} = 12\%$$

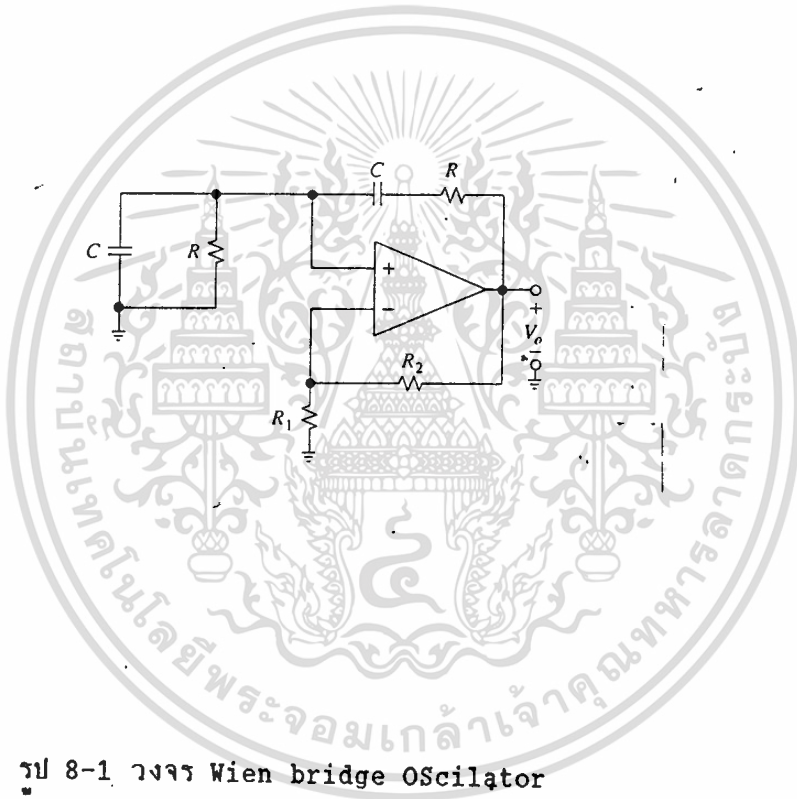
ซึ่งเป็นค่าโดยประมาณของคลื่น Sine wave

คลื่นสามเหลี่ยม (Triangular wave) มี THD 12 เปอร์เซ็นต์ ในขณะที่เป็นคลื่น pure sine ชาร์โมนิคทั้งหมดจะเป็นศูนย์ ยกเว้น fundamental ดังนั้น THD = 0 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นจุดประสงค์ของการผลิตคลื่น Sine wave ก็คือ เพื่อให้เกิดการเพี้ยน (distortion) น้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้

มีเทคนิคและวงจรต่าง ๆ มากที่ได้ใช้ในการพัฒนาเพื่อผลิตคลื่น sine wave รวมทั้งวงจร op-amp ซึ่งมีเกณฑ์การขยายสูง นิยมใช้กันอยู่ทั่วไป

## Wien-Bridge Oscillator

วงจรวินบรีดจ์ออสซิลเลเตอร์ใช้กันกว้างขวาง และมีค่าความเพี้ยนต่ำ แสดงดังรูป 8-1 ซึ่งประกอบไปด้วย op amp มีทั้ง negative และ positive feedback ทางด้าน positive feedback ประกอบด้วย RC ต่อขนานและอนุกรม ค่าของ R และ C ไม่จำเป็นต้องเท่ากัน



รูป 8-1 วงจร Wien bridge Oscillator

การวิเคราะห์วงจรสามารถพิจารณาได้ทั้ง negative และ positive feedback

- พิจารณาจากแบบ noninverting amplifier ซึ่ง  $V_p$  เป็นตัวขยาย

$$A = V_o / V_p = 1 + R_2 / R_1$$

โดยที่

$$V_p / V_o = Z_p / (Z_p + Z_s)$$

เมื่อ  $Z_p = R // [1/j\omega c]$  และ

$$Z_s = R + 1/j\omega c$$

กำหนดให้  $B = V_p/V_o = 1/3 + j(f/f_o - f_o/f)$

เมื่อ  $f_o = 1/2\pi RC$

อัตราขยายทั้งหมดของสัญญาณรอบ ๆ loop คือ  $T=AB$   
ดังนี้

$$T(jf) = \frac{1 + R_2/R_1}{3 + j(f/f_o - f_o/f)}$$

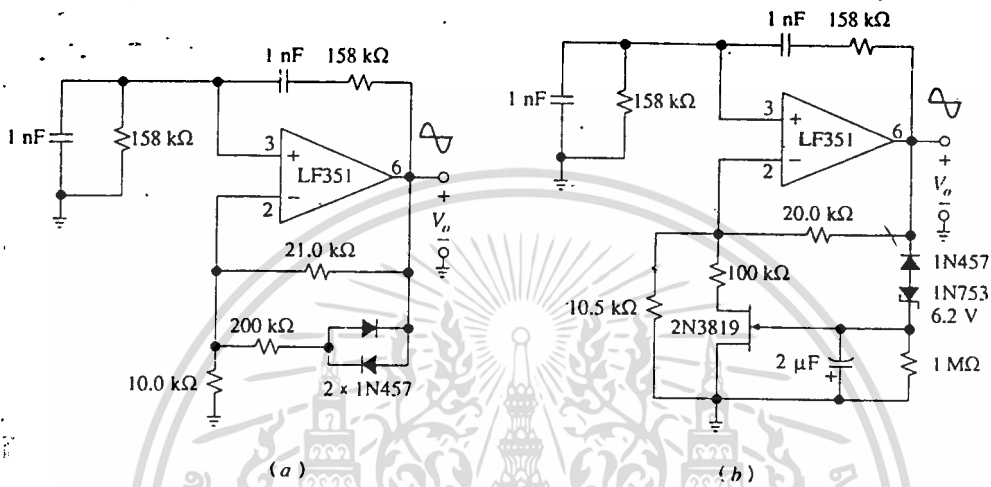
นี่คือ พิกัดของพาสแบนด์ที่ความถี่ต่ำและความถี่สูงเข้าใกล้ศูนย์ เมื่อ  $f=f_o$  จะได้ค่าสูงสุดคือ -

$$T(jf_o) = \frac{1+R_2/R_1}{3}$$

เพื่อให้เกิดการออสซิลเลทอย่างต่อเนื่อง เพื่อที่จะได้คลื่น sine ที่สมบูรณ์ เราต้องทำให้ค่า  $T(jf_o)=1$   
ดังนี้

$$R_2/R_1 = 2$$

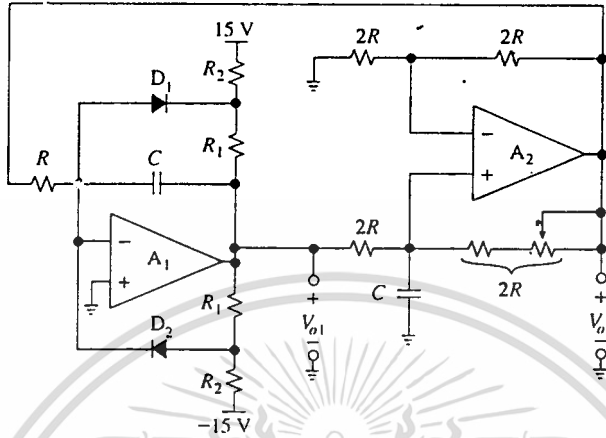
จึงต้องจัดวงจร feedback ในรูปแบบของ balanced bridge ในทางปฏิบัติ อาจจะทำให้เกิดความยุ่งยากเกี่ยวกับอุปกรณ์ จึงเป็นการยากที่จะจัดให้ bridge เกิดการ balanced ได้ ดังนั้นเราจึงใช้ automatic control เพื่อปรับอัตราส่วนของ  $R_2/R_1$  โดยการทำให้อัตราส่วนของระดับสัญญาณที่ระดับค่าของ  $R_2/R_1$  มากกว่า 2 เพื่อให้แน่ใจว่าเริ่มต้นออสซิลเลท และที่ระดับสัญญาณสูงน้อยกว่า 2 เพื่อที่จะจำกัดขนาดของสัญญาณ ดังนั้นก็จะเกิดการออสซิลเลทขึ้นที่ระดับ  $R_2/R_1 = 2$  การออสซิลเลทมีหลายวิธีทั้งหมดขึ้นอยู่กับวิธีการจัดอุปกรณ์ เพื่อให้  $R_2$  และ  $R_1$  มีระดับที่ไวพอ รูป 8-2 เป็นตัวอย่างของแต่ละวิธี



รูป 8-2 แสดงวงจร Wien-bridge Oscillator

### Quadrature Oscillators

ควอดเรเจอร์ ออสซิลเลเตอร์ คือการสร้างสัญญาณ sine wave ขึ้นมา 2 สัญญาณ ซึ่งมีความต่าง เฟส  $90^\circ$  องศา ออสซิลเลเตอร์แบบนี้เรียกว่า sine-cosine ออสซิลเลเตอร์ วงจรสร้างขึ้นจากการอินทิเกรต sine เป็น cosine และการอินทิเกรต cosine เป็นค่าลบของ sine สร้างจากวงจรอินทิเกรเตอร์ 2 loop ของ biquad filters



รูป 8-4 Quadrature oscillator

จากรูป 8-4  $A_1$  เป็น อินเวอร์ตติ้ง อินทิเกรเตอร์

$$H_1 = -1/[j(f/f_o)] \text{ และ}$$

$$f_o = 1/(2\pi RC)$$

$A_2$  เป็น นอนอินเวอร์ตติ้ง อินทิเกรเตอร์ แบบ Deboo มีอุปกรณ์ต่าง ๆ แสดงดังรูป ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$H_2 = 1/[j(f/f_o)] \text{ และ}$$

$$f_o = 1/(2\pi RC)$$

เกณฑ์การขยายทั้งหมดของวงจร คือ  $T = H_1 * H_2$  เมื่อ

$$T = 1/(f/f_o)^2$$

และ

$$f_o = 1/2\pi RC$$

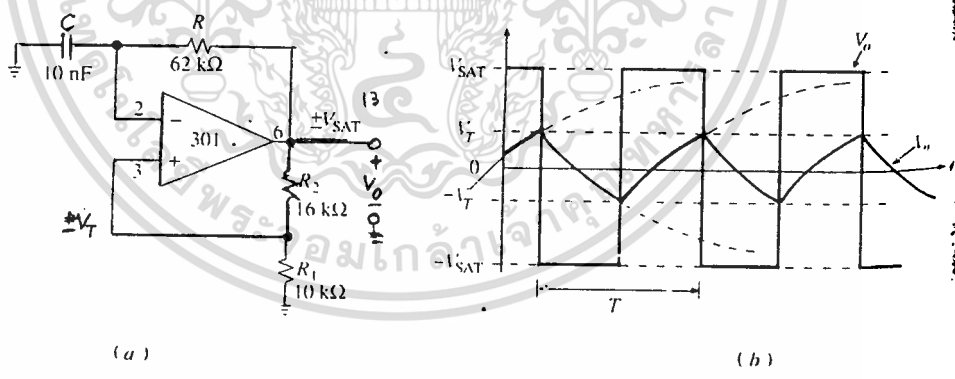
การออสซิลเลชันอย่างต่อเนื่องเกิดขึ้นเมื่อ  $T = 1$  นั่นคือ เมื่อ  $f = f_o$  ที่ความถี่

$V_{o2} = 1/[j(1/1)] \cdot V_{o1} = -j \cdot V_{o1}$  แสดงว่า เอาต์พุตทั้งสองมีขนาดเท่ากันแต่ต่างเฟสกัน

90 องศา ซึ่งเป็นคุณสมบัติของควอดเรเจอร์ ออสซิลเลเตอร์ เอาท์พุทแรกเป็น cosine และเอาท์พุทที่สองเป็น sine เรายังสามารถปรับค่าความต้านทาน bridge ตามรูป เพื่อให้ positive feedback มากกว่า negative feedback จะทำให้การออสซิลเลชันเริ่มต้นขึ้น

**Free-running multivibrator**

อะเสดเบิล หรือ ฟรีรันนิ่งมัลติไวเบรเตอร์ คือ วงจรที่สร้างคลื่นรูปสแควร์เวฟเช่นเดียวกันกับวงจร Schmitt trigger ที่ผลิตสัญญาณสแควร์เวฟความถี่ของการออสซิลเลชันขึ้นอยู่กับเวลาของ RC หรือ LC หรือคริสตอลควอตซ์ วงจรพื้นฐานของฟรีรันนิ่ง แสดงดังรูป 8.5 วงจรเปรียบเทียบและ positive feedback ความต้านทาน  $R_1$  และ  $R_2$  จัดในรูปของอินเวอร์ตติ้ง ชมัททริกเกอร์



รูป 8.5 วงจรพื้นฐาน free-running multivibrator และรูปคลื่น

ถ้าระดับของเอาต์พุตถึงจุดอิ่มตัว (Saturation) ที่  $\pm V_{SAT}$  threshold ของ ชมิตทริกเกอร์ก็จะอยู่ที่  $\pm V_t$  เช่นเดียวกัน ถ้าให้  $V_{SAT} = 13\text{ V}$ . ค่าของความต้านทานที่แสดงในวงจรก็จะยอมให้  $V_t = 5\text{ V}$ . สัญญาณที่ป้อนให้กับอินเวอร์ตติ้ง อินพุต ก็จะถูกแบ่งโดยวงจร RC

ขณะที่ Turn-on  $V_o$  จะสวิงถึง  $+V_{sat}$  หรือ  $-V_{sat}$  โดยอัตโนมัติ เพื่อให้อยู่ในสถานะเสถียร (Stable) โดยวงจรชมิตทริกเกอร์ สมมติให้สวิงถึงค่า  $+V_{sat}$   $V_o$  ก็จะเท่ากับ  $+V_{sat}$  เราจะได้  $V_p = +V_t$  และแคปปาซีเตอร์จะเริ่มต้น Charge จนถึงค่า  $+V_{sat}$  โดยผ่าน R จะเป็นสาเหตุให้  $V_n$  สูงขึ้นเป็น exponential ด้วยค่า RC time constant

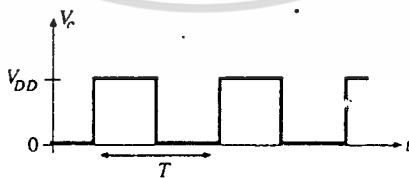
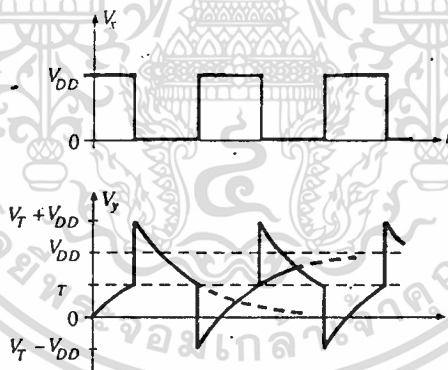
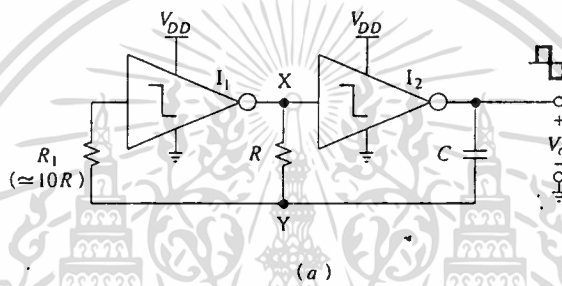
ในไม่ช้า  $V_n$  ก็จะถึงค่า  $V_p$  และ  $V_o$  ก็จะลดลงเท่ากับ  $-V_{sat}$  จะเป็นเหตุให้  $V_p$  เปลี่ยนจาก  $+V_t$  เป็น  $-V_t$  ขณะเดียวกันแคปปาซีเตอร์ทำให้เกิดการ discharge เป็น exponential ไปยังค่า  $-V_{sat}$  จะเกิดสภาวะเช่นนี้ตลอดไป ทำให้เกิดการออสซิลเลชันอย่างต่อเนื่องโดยที่  $V_o$  จะสวิงอยู่ระหว่าง  $\pm V_{sat}$  รูปคลื่นจะสมบูรณ์เนื่องจากเป็นลักษณะเหมือนกันของระดับการสวิง ทำให้รูปคลื่นเป็นช่วงเวลาเกิด duty cycle เป็น 50 เปอร์เซ็นต์ เกิดการออสซิลเลชันเป็น Square wave อย่างต่อเนื่องได้

Two-gate CMOS Oscillators

ฟิรืร์นึ่งมัลติไวเบรเตอร์สามารถนำมาเป็นอินเวอร์เตอร์ 2 ตัว ได้ดังรูป 8-9 โดยใช้ NAND หรือ NOR gate เป็นอินพุตร่วมกันเป็นวงจรมัลติไวเบรเตอร์ กล่าวได้ว่าการสวิทช์ของ threshold ของอินเวอร์เตอร์ CMOS จะอยู่ประมาณครึ่งหนึ่งระหว่างกราวด์ และ  $V_{DD}$  เมื่อ  $V_t = V_{DD}/2$  เมื่อ  $I_1$  ถูกป้อนเข้าโดยตรงไป  $I_2$  สัญญาณ  $V_x$  และ  $V_o$  จะอยู่สภาวะตรงกันข้าม สมมติว่าขณะ turn-on  $V_x$  อยู่ที่ระดับสูง ทำให้  $V_o$  อยู่ระดับต่ำ และ C จะเริ่มต้น charge ผ่าน R โดยตรงทำให้  $V_x = V_{DD}$  ทำให้  $I_1$  สูงขึ้นในลักษณะ exponential โดยผ่าน  $R_1$  ส่งผลให้  $V_y$  สูงถึงค่า  $I_1$  จากการสวิทช์ซิ่งของ threshold  $V_t$   $I_1$  ก็จะเปลี่ยนสถานะและทำให้ค่า  $V_x$  ต่ำลง นี้เองเป็นเหตุให้  $V_o$  อยู่ที่ค่าสูงสุด เมื่อโวลเตจตกคร่อม C ไม่สามารถเปลี่ยนชั่วขณะ ขั้นตอนการเปลี่ยน

แปลง  $V_o$  ส่งผลไปให้โดยตรงกับ  $V_y$  เป็นสาเหตุให้  $V_y$  เปลี่ยนจาก  $V_t$  เป็น  $V_t + V_{DD} = 3V_{DD}/2$  การเปลี่ยนแปลงในลักษณะนี้เป็น Schmitt Trigger

เมื่อ  $V_o$  สูงและ  $V_x$  ต่ำลง แคปซาคิเตอร์จะ discharge โดยตรงผ่าน  $R$  ทำให้  $V_x = 0$  V. ในไม่ช้า  $V_y$  ก็จะถึงค่าของ threshold  $V_t$  การทำงานของวงจรก็จะย้อนกลับไปแบบเดิม นั่นคือ  $V_x$  สูงขึ้นและ  $V_o$  จะต่ำลงอีก ขั้นตอนการเปลี่ยนแปลงของ  $V_o$  เป็นเหตุให้  $V_y$  เปลี่ยนจาก  $V_t$  เป็น  $V_t - V_{DD} = -V_{DD}/2$  หลังจากนั้น  $V_y$  ก็จะเริ่มต้น charge อีกครั้งหนึ่ง ทำให้  $V_x = V_{DD}$  ดังแสดงเป็น timing diagram



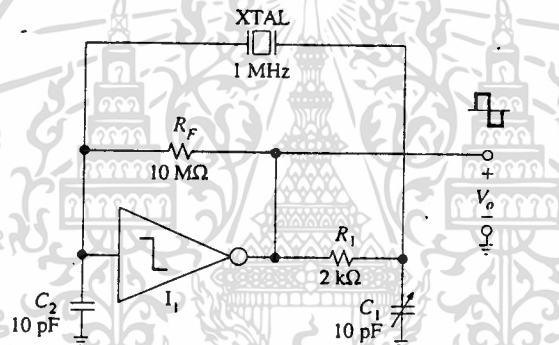
(b)

รูป 8-9 Two-gate free running multivibrator และรูปคลื่น



## CMOS Crystal Oscillator

ในการใช้ประโยชน์จากออสซิลเลเตอร์ต้องให้ความถี่มีความเที่ยงตรง และเสถียรภาพสูงกว่าใช้ RC ออสซิลเลเตอร์ เราจะต้องใช้ Crystal ออสซิลเลเตอร์แทนตามรูป 8-10 แสดง CMOS คริสตอล ออสซิลเลเตอร์ ที่นิยมและใช้กันแพร่หลายมากที่สุด ในวงจรจะใช้ CMOS อินเวอร์เตอร์เป็นตัว ออสซิลเลเตอร์ ขั้วขาเอาต์พุตกลับไปที่อินพุต เพื่อทำการขยายอีกครั้งให้เกิดการออสซิลเลชันอย่างต่อเนื่องของความถี่ของคริสตอล



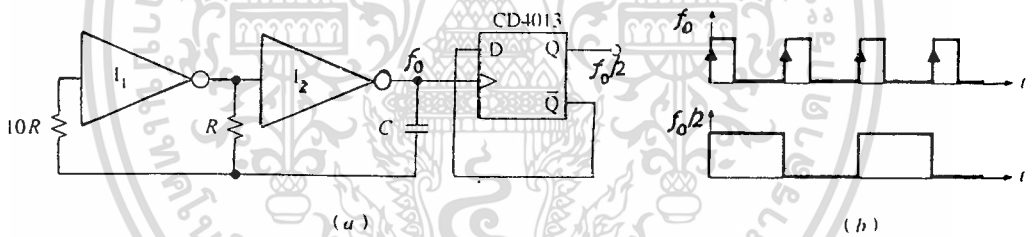
รูป 8.10 วงจร CMOS Crystal Oscillator

ถึงแม้ว่า คริสตอลจะมีความถี่จำกัด แต่ก็สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้หลายอย่าง เช่น 32.768 KHz สำหรับนาฬิกา digital ข้อมือ 3.579545 MHz สำหรับ TV tuner และ 100 KHz, 1 MHz, 2 MHz, 4 MHz จนถึง 20 MHz สำหรับนาฬิกาดิจิตอล คริสตอล ออสซิลเลเตอร์ สามารถปรับได้โดยการปรับค่าแคปซิเตอร์ 2 ตัว ดังตัวอย่างเช่น  $C_1$  การปรับที่ทำได้โดยการใช้ frequency มิเตอร์ที่มีความเที่ยงตรงสูง หรือโดยการใช้เทคนิคแบบ Lissajous เมื่อคริสตอลถูกปรับแต่ง เทียบกับความถี่อ้างอิง

ความเที่ยงตรงของคริสตอลมีมากถึง 1 ppm/ °C ซึ่งเพียงพอที่จะใช้ประโยชน์ได้อย่างกว้างขวาง

**Perfect Square Wave Symmetry**

ถ้าต้องการคลื่นรูปสี่เหลี่ยมที่ Symmetry กันวงจร RC ออสซิลเลเตอร์ แบบที่ได้ อธิบายมาข้างต้นก็สามารถสร้างได้โดยง่าย โดยการปรับช่อง duty cycle ขึ้นไปถึง 50 เปอร์เซ็นต์ อย่างไรก็ตาม ในการปรับนี้ราคาจะสูงขึ้นไปด้วยเพื่อที่จะหลีกเลี่ยงกรณีวัฏที่ง่ายที่สุด เพื่อที่จะได้คลื่น Symmetry กัน โดยไม่ต้องปรับการป้อนสัญญาณคลื่นที่ Asymmetry กันไปยัง toggle flip flop ซึ่งจัดวงจรได้ดังรูปที่ 8-11

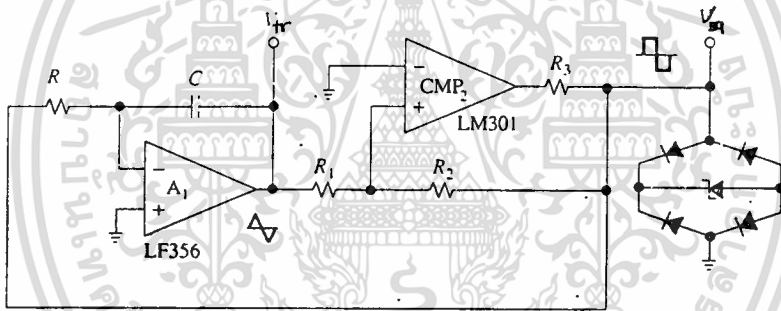


รูป 8-11 วงจร Free running multivibrator โดยใช้ toggle flip-flop

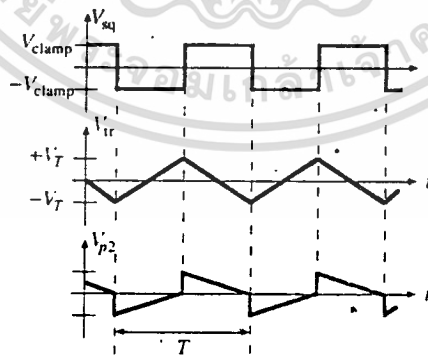
toggle flip-flop ใช้ D-type floip-flop เบอร์ CD4013 B โดยป้อน input เข้าที่ D จากเอาต์พุต Q โดยที่ flip-flop จะให้เอาพุตที่เป็น positive edges โดยไม่คำนึงถึง duty cycle ของรูปคลื่น ดังนั้นเราสามารถที่จะได้ Square Wave ครึ่ง cycle จากความถี่ที่ออสซิ เลท ทำให้ได้รูปคลื่นที่สมบรูณ์โดยใช้ความถี่จากการออสซิ เลท สองเท่า

**TRIANGULAR WAVE GENERATORS**

คลื่นรูปสามเหลี่ยม (triangular) สามารถที่จะสร้างขึ้นได้จากการ charge และ discharge ของแคปซิติเตอร์ด้วยค่าของกระแสที่คงที่ ตามวงจรในรูปที่ 8-17 กระแสคงที่ที่ใช้ขับเคลื่อนแบ่งโดย  $A_1$  ซึ่งเป็นฟังก์ชัน V-I converter ชนิดโวลต์ไม่ถูกต่ออยู่ ระดับของโวลต์เต็ม 2 ระดับที่ใช้ขับเคลื่อนเวอร์เตอร์แบ่งโวลต์โดย  $CMP_2$  ซึ่งเป็น Schmitt trigger เพราะว่าเราสามารถกลับค่าได้โดย  $A_1$  ชมิททริกเกอร์จะต้องต่อแบบนอน-อินเวอร์ต ในรูป ไดโอดแคลมป์เป็นตัวปรับระดับของเอาพุทของชมิททริกเกอร์ให้เสถียรที่  $\pm V_{clamp} = \pm [V_z + 2V_{D(on)}]$  การสวิตช์ของชมิททริกเกอร์ threshold อยู่ที่  $\pm V_T = \pm (R_1/R_2) V_{clamp}$  ถ้าค่าของ  $R_1 = R_2$  แล้ว  $V_T = V_{clamp}$



(a)



(b)

รูป 8.17 รูปวงจรสร้าง Triangular wave และรูปคลื่น

จากวงจรการทำงานแสดงรูปคลื่นได้ใน 8.17 b เมื่อเริ่ม turn-on ( $t = 0$ ) CMP<sub>2</sub> จะสวิงจนถึง V<sub>SATL</sub> หรือ V<sub>SATH</sub> สมมติให้สวิงจนถึงค่า V<sub>SATH</sub> ดังนั้น V<sub>SQ</sub> = V<sub>CLAMP</sub> A<sub>1</sub> ก็จะเปลี่ยนค่าโวลต์เดจันให้ เป็นกระแสแคปปาซิเตอร์ I<sub>C</sub> = V<sub>CLAMP</sub>/R ซึ่งเป็นสาเหตุให้ V<sub>TR</sub> เป็น ramp downward ที่สัดส่วนคงที่ ในไม่ช้า V<sub>TR</sub> ก็จะลดลงถึงค่า threshold - V<sub>T</sub> ขมิทริกเกอร์ก็จะทำให้ V<sub>SQ</sub> สวิตช์จาก + V<sub>CLAMP</sub> จนถึง - V<sub>CLAMP</sub> A<sub>1</sub> ก็จะเปลี่ยนค่าของโวลต์เดจันเป็นกระแส I<sub>C</sub> = -V<sub>CLAMP</sub>/R มีขนาดเคียวแค้ว (polarity) ตรงกันข้าม ดังนั้นขณะนั้น V<sub>TR</sub> ก็จะเป็นลักษณะ ramp upward

ในไม่ช้า V<sub>TR</sub> ก็จะสูงถึงค่าของ threshold V<sub>T</sub> วงจรขมิทริกเกอร์ก็จะทำงานอีกครั้งหนึ่งซ้ำเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ ดังแสดงในรูป 8.17 b คือรูปคลื่นที่อินพุทของนอน-อินเวอติ้ง CMP<sub>2</sub> เป็น V<sub>P2</sub> โดยทฤษฎีของ Super position ค่าของโวลต์เดจันคือ ฟังก์ชันที่เป็นลิเนียร์ของ V<sub>TR</sub> และ V<sub>SQ</sub> ถ้าค่าของ R<sub>1</sub> เท่ากับ R<sub>2</sub> แล้ว V<sub>P2</sub> = (V<sub>TR</sub>+V<sub>SQ</sub>)/2 นั่นหมายถึง V<sub>P2</sub> มี 2 สัญญา สรปได้ว่า ขมิทริกเกอร์จะทำงานเมื่อ V<sub>P2</sub> เป็น 0 V.

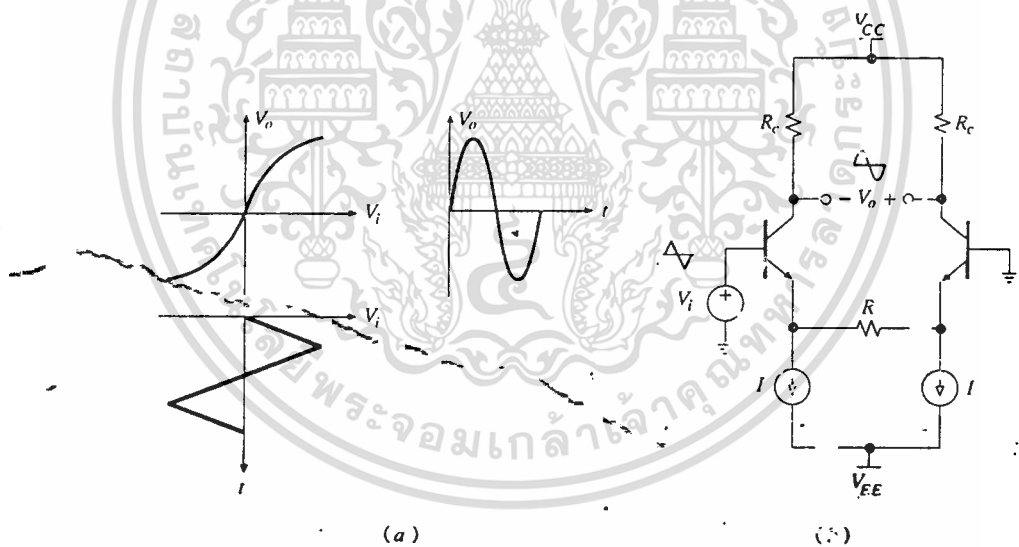
- ช่วงเวลาที่ V<sub>TR</sub> เป็น ramp จาก - V<sub>T</sub> ถึง +V<sub>T</sub> คือ T/2 เมื่อแคปปาซิเตอร์ทำงานที่ค่ากระแสที่เราสามารถเขียนสมการได้ CΔV = DΔT ซึ่งขณะนั้นก็จะเปลี่ยนเป็น C2V = (V<sub>CLAMP</sub>/R) (T/2) เป็นความจริงที่ว่า V<sub>CLAMP</sub>/V<sub>T</sub> = R<sub>2</sub>/R<sub>1</sub> และให้ f<sub>o</sub> = 1/T

$$\text{ดังนั้น } f_o = \frac{R_2/R_1}{4RC}$$

เมื่อ f<sub>o</sub> ขึ้นกับอุปกรณ์ภายนอกที่นำมาต่อปกติ f<sub>o</sub> สามารถเปลี่ยนค่าได้อย่างต่อเนื่องจากค่า R หรือเป็น 10 เท่า จากค่าของ C เท่านั้นของความถี่ถูกจำกัดอยู่ที่ปลายด้านบนของสล็อตเรทของ A<sub>1</sub> และความเร็วในการตอบสนองของ CMP<sub>2</sub> ที่ปลายด้านล่าง ขนาดของ R และ C ก็คือกระแสไบแอสอินพุทของ A<sub>1</sub> และค่า leakage ของแคปปาซิเตอร์ เราจะเลือกใช้ JFET หรือ MOSFET เป็นอินพุท op-Amp แทนสำหรับ A<sub>1</sub> เมื่อรวมค่าของกระแสไบแอสกับผลของสล็อตเรทก็จะอยู่ในข้อกำหนดได้ CMP<sub>2</sub> ก็จะไม่ต้องใช้ op-Amp เป็นตัวชดเชย หรืออาจจะดีกว่าถ้าเป็น Comparator สปีดสูง ๆ

## การแปลงรูปคลื่น Triangular เป็นคลื่น Sine

วิธีการที่สะดวกในการสร้างรูปคลื่น Sine จากรูปคลื่น Triangular โดยการใช้วงจร non-linear wave-shaping และประมาณลักษณะรูปร่างของ Sinusoidal แสดงเบื้องต้นดังรูป 8.20 a. เพื่อให้เกิดความชัดเจน VTC ของรูปคลื่นเป็น Sinusoidal ผลของรูปคลื่นสามเหลี่ยมบนจะต้อง Symmetry และมีขนาดรูปคลื่นพอเหมาะกับ VTC เมื่อรูปคลื่น non-linear คือ ขบวนการของความสัมพันธ์ทางแอมพลิจูด การสร้างรูปคลื่น Sine นี้ ยังคงเป็นความที่ยืดหยุ่นกว้างโดยสามารถปรับจากการสร้างคลื่นสามเหลี่ยม ในทางปฏิบัติรูปร่างของคลื่นประมาณเป็น Sinusoidal VTC ได้โดยคุณสมบัติของอุปกรณ์ non-linear เช่น ทราานซิสเตอร์ และไดโอด



รูป 8.20 (a) Voltage Transfer Curve (VTC) ของการแปลงคลื่นสามเหลี่ยมเป็น Sine

(b) Logarithmic Wave Shaper

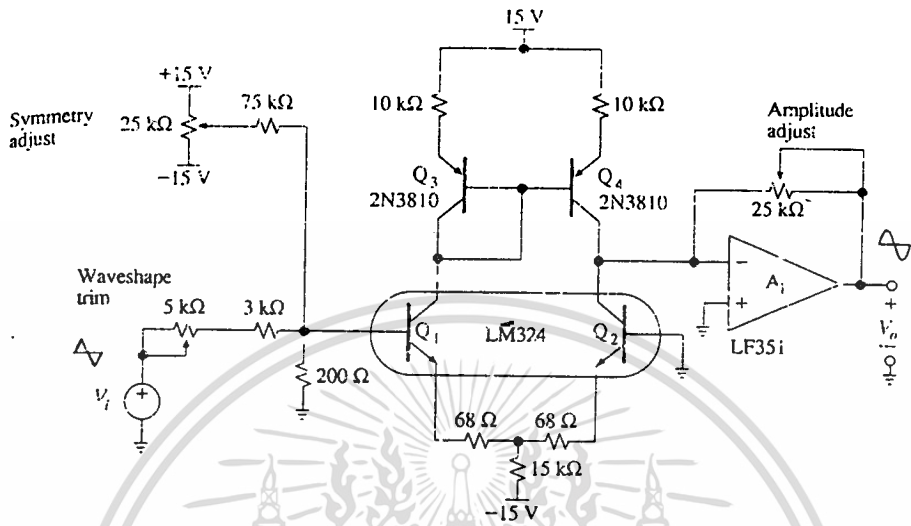
## The logarithmic Wave Shaper

รูปร่างคลื่นลอกการที่มีใช้ประมาณค่าของ Sinusoidal VTC โดยการขับอย่างสูง (overdrive) ของแอมพลิฟิเออร์ ซึ่งประกอบด้วยคัพของ emitter-coupled BJT กับ อิมิตเตอร์ ดีเจเนอเรชัน (รูป 8.20 b) เมื่ออินพุตคัลด์เข้าเป็นศูนย์เกณฑ์การขยายของ BJT ประมาณได้เป็นลิเนียร์ อย่างไรก็ตามจะเข้าใกล้ค่าสูงสุด (peak) หนึ่งคัพเมื่อ BJT ตัวหนึ่งถูกขับลบ Cut-off VTC จะเป็น logarithmic (เหมือนดังข้อ) ผลก็คือ เป็นรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่สั้น

รายละเอียดในการวิเคราะห์แสดงว่า THD ของเอาต์พุตค่าสูงสุดประมาณ 0.2 เปอร์เซ็นต์ สำหรับ  $R_I = 2.5 V_T$  และ  $V_{im} = 6.6 V_T$  เมื่อ  $V_{im}$  คือ ค่าแอมพลิจูดสูงสุดของคลื่นสามเหลี่ยม และ  $V_T$  คือ เทอร์มอลโวลเตจ ( $V_T = 26 \text{ mV}$  ที่อุณหภูมิห้อง) ที่หมายถึงว่า  $R_T = 65 \text{ mV}$  และ  $V_{im} = 172 \text{ mV}$  แสดงว่าคลื่นสามเหลี่ยมปกติอยู่ในย่านของโวลเตจจะต้องมีสเกลพอเหมาะที่จะให้ได้รับคลื่นตามต้องการ

รูป 8.21 แสดงวงจร Wave Shaper ในทางปฏิบัติฟังก์ชัน รูปคลื่นทำจาก LM324 ในขณะที่  $Q_3$  และ  $Q_4$  จัดรูปเป็นกระแส pnp เพื่อแปลงเป็นกระแสแอมโพลเลคเตอร์ เกิดความแตกต่างทางด้านเอาต์พุต และ เอาต์พุตนั้นก็แปลงเป็นค่าโวลเตจโดย op-Amp

วิธีการปรับวงจรทำดังนี้ ครั้งแรกปรับ pot 25 k เพื่อให้เอาต์พุต Symmetry (เพื่อชดเชยการ mismatch จากอุปกรณ์และ dc offset ของคลื่นอินพุต) ต่อไปปรับ pot 5 k เพื่อให้เอาต์พุตเกิดความเพี้ยนน้อยที่สุด (ทำโดย Spectrum analyzer) ในที่สุดปรับ pot ของ Amplitude เพื่อให้ได้เอาต์พุตตามต้องการ การลดทอนระดับสัญญาณอินพุตโดยออกแบบให้คลื่นสามเหลี่ยมเท่ากับ  $\pm 5 \text{ V}$ . ทำได้โดยแบ่งวงจรดังรูป 8.17 อย่างไรก็ตาม สามารถปรับวงจรได้ง่ายโดยระดับของแอมพลิจูด การปรับที่เหมาะสมจะทำให้ระดับของ THD ลดลงไปได้ 1 เปอร์เซ็นต์



รูป 8.21 วงจร logarithmic wave shaper

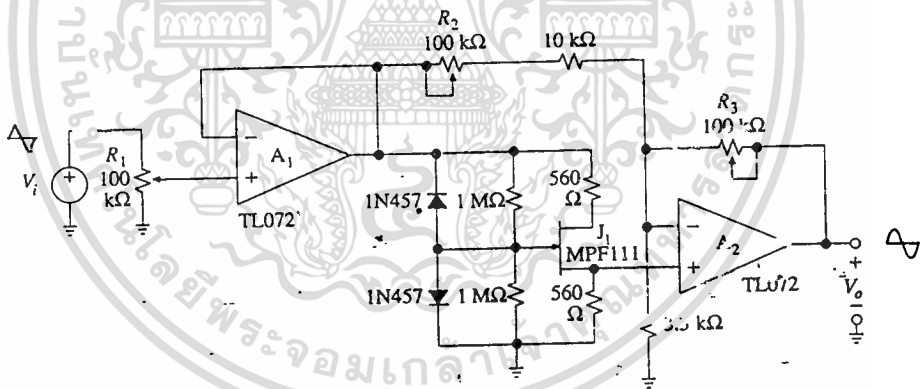
### The JFET Wave Shaper

JFET เวฟเชปเปอร์ประมาณเป็นค่า Sinusoidal VTC โดยการใช้ประโยชน์จากคุณสมบัติของ I-V ของ JFET ในย่านโอห์มิก ถ้าแอมพลิจูดของรูปสามเหลี่ยมเมทซ์พอดีกับคุณสมบัติของ JFET กระแสที่ไหลผ่าน channel จะประมาณค่าเป็น 1/4 ของ Sinusoid เมื่อเดรนและซอร์สสามารถเปลี่ยนค่าซึ่งกันและกันได้ การประมาณค่าที่สามารถใช้ได้ทั้งในควอดแรนท์ที่หนึ่งและสาม

ในวงจรรูป 8.22 ฟังก์ชันรูปคลื่นถูกแบ่งโดย  $J_1$  ในขณะที่วงจรไดโอด และความต้านทานต่ออนุกรมช่วยให้เดรนและซอร์สลดค่าของ THD ความต้านทานซอร์สจะแปลงกระแสของ Sinusoidal ให้เป็นโวลเตจ ซึ่งมี  $A_2$  เป็นตัวขยายให้ได้ระดับเอาต์พุตตามต้องการ เมื่อวงจรทำงานได้เหมาะสม JFET ต้องการคลื่นสามเหลี่ยมซึ่งอิมพีแดนซ์ต่ำ เพื่อ

จะขยับให้ค่า dc offset เป็นศูนย์ และปรับแอมพลิจูดให้พอเหมาะซึ่งทำได้โดย  $A_1$

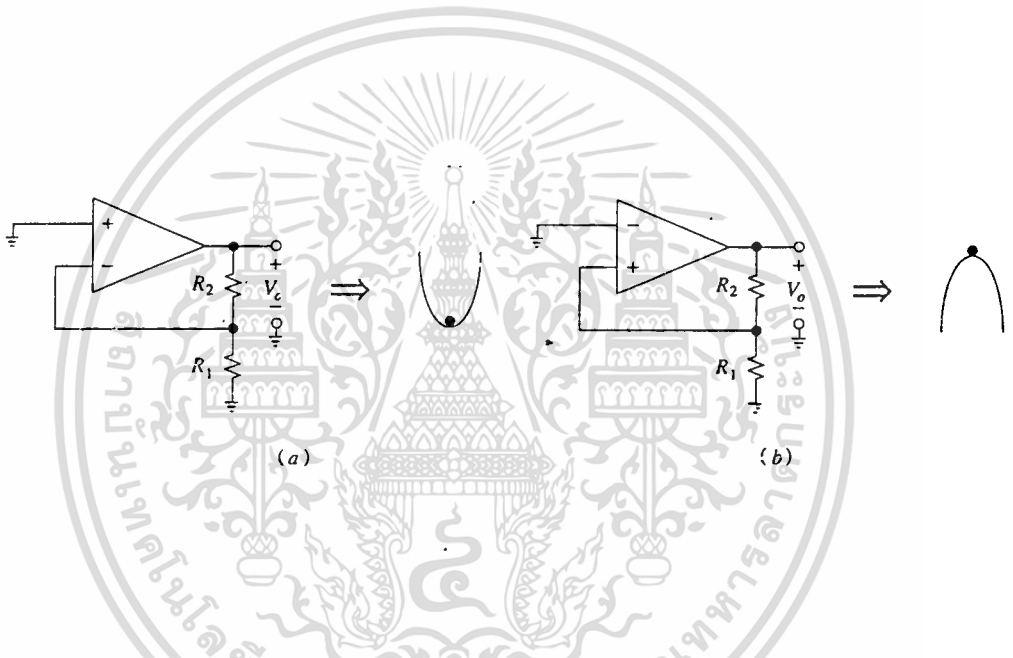
ในทางปฏิบัติเกิดการรบกวนจาก Wave Shapers ที่ว่าค่า peak ของคลื่น Sinusoidal ไม่สมบูรณ์ซึ่งเป็นการยากที่จะทำให้ขอบของ VTC จริงเกิดการแปลที่ได้ การรบกวนที่เราสามารถขจัดออกไปได้ใช้การ Subtracting ของคลื่นรูปสามเหลี่ยม จากคลื่น Sine ซึ่งเป็นทางที่จะลดการรบกวนที่ไม่ต้องการได้ในวงจรรูป 8.22 ทำได้โดยการป้อนคลื่นสามเหลี่ยมไปยัง  $A_2$  ซึ่งเป็นอินเวอร์ตติ้ง อินพุท โดยผ่าน  $R_2$  และความต้านทาน  $10\text{ k}\Omega$  เพื่อที่จะปรับวงจรครั้งแรกปรับค่า  $R_1$  ให้ได้รูป Sinusoidal ดีที่สุด และค่า  $R_2$  สำหรับปรับการรบกวน ในทางปฏิบัติเราใช้การปรับ 2 ตัวที่เท่ากันถ้าจำเป็นก็ ต้องทำหลายครั้งโดยให้วงจรมี THD ต่ำที่สุด  $R_3$  สำหรับปรับระดับเอาต์พุตตามต้องการ



รูป 8.22 การเปลี่ยนคลื่นสามเหลี่ยมเป็น Sine โดย JFET

**SCHMITT TRIGGERS**

ในขณะที่ negative feedback ใช้ป้อนกลับเพื่อให้แอมพลิฟิเออร์อยู่ในย่าน  
 ลีเนียร์ และ positive feedback ที่ทำให้เกิดการอิ่มตัว (Saturate) การ feedback  
 ทั้งสองชนิดเปรียบเทียบได้ดังรูป 7.24 ซึ่งให้  $V_o = 0$  ทั้งคู่ แอมพลิฟิเออร์จะถูกทำให้  
 เป็น neutralize noise จะเป็นตัวทำให้เกิดการอิ่มตัวได้ในทางปฏิบัติ



รูป 7.24 เปรียบเทียบ negative และ positive feedback

ลักษณะของ positive feedback วงจรจะยอมให้มีเพียง 2 สถานะเท่านั้นคือ  $V_o = V_{SATL}$  และ  $V_o = V_{SATH}$  ส่วนสถานะอื่นจะไม่เสถียรเนื่องจากวงจรถึงจุดอิ่มตัว ในรูป 7.14 negative feedback แสดงเป็นรูปกลมที่ด้านล่างของ bowl ส่วน positive feedback อยู่ที่ด้านบนของ dome

- การเปรียบเทียบไวลดึงด้วย positive feedback นี้เรียกว่า ชมิททริกเกอร์ หรือเปรียบเทียบด้วย hysteresis ซึ่งขึ้นกับการที่เราจะป้อนอินพุตจากภายนอกชมิทริกเกอร์ สามารถเป็นได้ทั้งแบบอินเวอติง และนอน-อินเวอติง

Inverting Schmitt Trigger

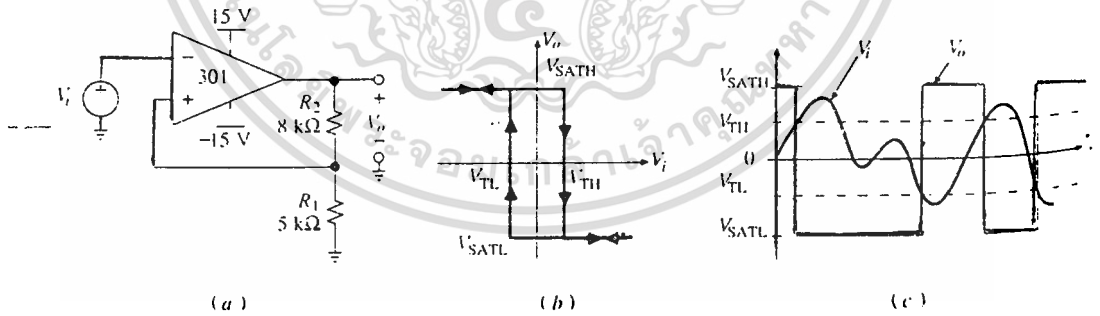
วงจรรูป 7.25 ประกอบด้วยคอมพาราเตอร์ 301 และความต้านทาน  $R_1$  และ  $R_2$  เป็นตัวแบ่ง positive feedback วงจรสามารถที่จะเป็นอินเวอร์ตติ้งเทรชโฮล ดีเทคเตอร์ได้ด้วย แต่ threshold โวลเตจจะถูกควบคุมโดยเอาท์พุท เพราะว่าวงจร positive feedback ยอมให้มี 2 สถานะ ได้คือ  $V_o = V_{SATH}$  และ  $V_o = V_{SATL}$  เราจึงมีค่า threshold โวลเตจ 2 ค่า

$$V_{TH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{SATH}$$

และ

$$V_{TL} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{SATL}$$

ถ้าค่า  $V_{SAT} = \pm 13 \text{ V}$ . จะได้  $V_{TH} = 5 \text{ V}$ . และ  $V_{TL} = -5 \text{ V}$ .  
นั่นคือ  $V_T = \pm 5 \text{ V}$ .



รูป 7.25 inverting schmitt trigger และรูปคลื่น input-output

วิธีที่ดีที่สุดในการตรวจสอบการทำงานของวงจรโดยการตรวจ VTC จุดต่อจุด สำหรับ  $V_1$  เป็นค่าลิมิตที่พอเพียงของการเปรียบเทียบถึงจุดอิมิตัวในทิศทางบวกเพื่อให้  $V_p = V_{TH} = 5$  V. ในการเพิ่มขึ้นของ  $V_1$  ที่ละน้อยเป็นเหตุให้จุดการทำงาน (operating) เคลื่อนที่ไปตามส่วนบนของ curve จนกระทั่ง  $V_1$  ถึงค่า  $V_{TH}$  ที่จุดนี้เองที่เกิดจาก positive feedback  $V_o$  จะเปลี่ยนจาก  $V_{SATH}$  เป็น  $V_{SATL}$  นี้เองเป็นเหตุให้  $V_p$  เปลี่ยนจาก  $V_{TH}$  เป็น  $V_{TL}$  จาก 5 V. เป็น -5 V. ถ้าเราต้องการเปลี่ยนสภาวะของเอาต์พุตอีกครั้ง เราต้องทำให้  $V_1$  ต่ำลงจนถึง  $V_{TL} = -5$  V.

ตามรูป 7.25 (b) เมื่อสัญญาณมาจากทางด้านซ้ายของ threshold คือ  $V_{TH}$  และมาจากด้านขวาคือ  $V_{TL}$  เราจะสามารถได้รูปคลื่นไดอะแกรมที่เหมาะสม (รูป 7.25 c) เมื่อ  $V_1$  เพิ่มขึ้นเอาต์พุตจะเปลี่ยนเป็น  $V_{TH}$  และในระหว่างที่  $V_1$  ลดลงจะเปลี่ยนเป็น  $V_{TL}$  นั่นคือ  $V_{TC}$  สามารถเคลื่อนที่ไปได้ทั้งสองทิศทาง ภายใต้การควบคุมภายนอก อินพุตสามารถเคลื่อนที่ตามเข็มนาฬิกาเท่านั้น ภายใต้ผลของ positive feedback

### Hysteresis

การที่ VTC ถกแยกเป็นสองจุด เราเรียกว่าการแสดงเป็น hysteresis ซึ่งความกว้างของมันกำหนดเป็น

$$V_H = V_{TH} - V_{TL} \quad (7.9)$$

แสดงในวงจรเป็น

$$V_H = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{SATH} - V_{SATL}) \quad (7.10)$$

ด้วยค่าของอุปกรณ์ในรูป 7.25 เรามี  $V_H = 10$  V. ช่วงเวลา  $V_{TL} < V_1 < V_{TH}$  เราเรียกว่า dead band หรือ dead zone คือเมื่อเราเปลี่ยนค่าของ  $V_1$  ภายในย่านนี้ก็จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงที่เอาต์พุต

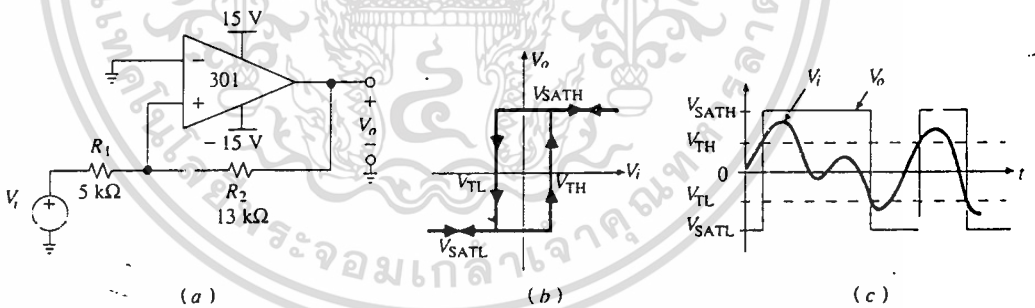
จากสมการ (7.10) เองความกว้างของ hysteresis สามารถปรับได้โดยการเปลี่ยนอัตราส่วนของ  $R_1/R_2$  การลดค่าของอัตราส่วนจะทำให้  $V_{TH}$  และ  $V_{TL}$  เข้าใกล้กันมากในขณะที่  $V_{SATH}$  และ  $V_{SATL}$  จะไม่เปลี่ยนแปลง ถ้าจำกัด  $R_1/R_2 = 0$  เส้น

ในแนวตั้งสองเส้นจะเป็นเส้นเดียวกันเมื่อ  $V_p$  กลายเป็นศูนย์วงจรก็เป็นอินเวอร์ตด้วย  
 ตกรวมดีเทคเตอร์

ในรูป 7.25 C ถ้า  $V_i$  เป็นช่วงของเวลาและ Symmetry กันที่จุดจอร์จิน  
 threshold จะ Symmetry กันด้วย เอาท์พุทที่ได้ก็จะเป็นคลื่น Square Wave มี duty  
 cycle 50 เปอร์เซ็นต์ แต่ถ้าช่วงเวลาที่เข้าไปเมื่อเทียบกับอินพุทศูนย์ตกรวมการเปลี่ยน  
 ค่า  $V_H$  ก็จะทำให้เกิดการ delay ได้

**Noninverting Schmitt Trigger**

วงจรแสดงได้ในรูป 7.26 คล้ายคลึงกับรูป 7.25 ยกเว้นว่า input inverting  
 เป็นกราวด์ และสัญญาณจากภายนอกป้อนที่ non-inverting



รูป 7.26 Noninverting Schmitt trigger, VTC, และรูป  
 คลื่น input-output

เมื่อสัญญาณ  $V_1$  เป็นลบมากพอ  $V_0$  ก็จะอิมตัวในทางบวก ถ้าเราต้องการให้วงจรเปลี่ยนสถานะเราต้องเพิ่ม  $V_1$  ให้มีค่าสูงพอที่จะให้  $V_p$  เป็นศูนย์ ค่าของ  $V_1$  เราให้ เป็น  $V_{TH}$  ซึ่งจะเท่ากับ  $(V_{TH}-0)/R_1 = (0-V_{SATL})/R_2$  นั่นคือ

$$V_{TH} = -\frac{R_1}{R_2} V_{SATL} \quad (7.11 \text{ a})$$

เมื่อ  $V_0$  เปลี่ยนเป็น  $V_{SATH}$  แล้ว  $V_1$  จะต้องถูกปรับให้มีทิศทางตรงข้าม ถ้าต้องการให้  $V_0$  เปลี่ยนกลับมาเป็น  $V_{SATL}$  การเปลี่ยนของโวลต์เดจ เรากำหนดให้ เป็น  $V_{TL}$  ซึ่งจะตรงกับ  $(V_{SATH}-0)/R_2 = (0-V_{TL})/R_1$  นั่นคือ

$$V_{TL} = -\frac{R_1}{R_2} V_{SATH} \quad (7.11 \text{ b})$$

ความแตกต่างจากรูป 7.25 ของ VTC คือ ในแนวตั้งจะเคลื่อนที่ในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา รูปคลื่นเอาท์พุทคล้ายกับรูป 7.25 แต่ต่าง phase กัน 180 องศา จากสมการ (7.11) ความกว้างของ hysteresis คือ

$$V_H = \frac{R_1}{R_2} (V_{SATH} - V_{SATL})$$

เราสามารถปรับค่าได้โดยการเปลี่ยนอัตราส่วน  $R_1/R_2$  ถ้าจะปรับให้  $V_1 = R_2 = 0$  วงจรจะกลายเป็น noninverting zero คัทคร่อม detector

## MONOLITHIC WAVEFORM GENERATORS

ฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ ก็คือ รูปคลื่นที่ถูกสร้างขึ้นโดย monolithic และถูกออกแบบโดยการแบ่งรูปคลื่นด้วยค่าต่าง ๆ จากอุปกรณ์ภายนอก เราสามารถพบได้ทั่วไปในการสื่อสาร หรือการทดสอบและปรับ เปรียบ เทียบจากห้องทดลอง

ส่วนสำคัญของการสร้างรูปคลื่น ก็คือ VCO ซึ่งทำหน้าที่สร้างคลื่นสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม โดยการป้อนคลื่นสามเหลี่ยมผ่าน วงจร wave shaper ใน chip IC เป็นคลื่น

sine ขณะเดียวกันสามารถออสซิลเลทเป็นรูปสี่เหลี่ยม และ pulse ได้ VCO ที่นิยมใช้กันมากที่สุดมี 2 แบบ คือ แบบกราวด์แคปปาซีเตอร์ และ อิมิตเตอร์คัปเปิ้ล และยังสามารถใช้เป็น เฟสล็อกคัลบ (PLLs) โทนิโคคเคเตอร์, โวลต์เดจ ทั ฟรีควเอนซี คอนเวอร์เตอร์ และ PWM Controllers ได้อีกด้วย ในโครงงานนี้ใช้ IC เบอร์ XR2206 เป็นฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ ซึ่งทำงานแบบ อิมิตเตอร์คัปเปิ้ล

### Emitter-Coupled VCOS

อิมิตเตอร์คัปเปิ้ล VCO ใช้ดาสิงตันแอมพลิไฟเออร์ 2 คู่ต่อร่วมกันอยู่ และมี Timing แคปปาซีเตอร์ต่อคัปเปิ้ลอยู่กับอิมิตเตอร์ (รูป 8.30) แอมพลิไฟเออร์ทั้งสองชุดถูกไบแอสให้แมทซ์กับกระแสอิมิตเตอร์และคอลเลคเตอร์สวิง เพื่อให้โวลต์เดจครอปไดโอดเกิดการแคลมปีง โดย  $D_1$  และ  $D_2$

การต่อร่วมกันระหว่างแอมพลิไฟเออร์สองชุดก็เพื่อให้แน่ใจว่า ทั้ง  $Q_1 - D_1$  หรือ  $Q_2 - D_2$  (ไม่ทั้งคู่) เกิดการทำงาน (Conduct) ทกครั้ง ซึ่งสถานะนี้มีลักษณะคล้ายต่อร่วมกันเป็นอินเวอร์เตอร์ในวงจรฟลิป-ฟลอป แต่ไม่เหมือนกัน อย่างไรก็ตาม ค่าของแคปปาซีตัทคัปเปิ้ลระหว่างอิมิตเตอร์นั้น จะทำให้วงจรสลับกันเป็นอะสโตเบลล์มัลติไวเบรเตอร์สองสถานะ ในระหว่างทุก ๆ ครึ่งไซเคิลค่าของแคปปาซีเตอร์ซึ่งต่อระหว่างแอมพลิไฟเออร์สองชุดนั้น ก็ยังคงมีศักย์ไฟฟ้าคงที่ ในขณะที่เพลาทที่ต่ออยู่ครึ่งหนึ่ง ทำให้เกิดฟังก์ชันออกพของ ramp โดยอัตราส่วนของ I เมื่อ ramp เข้าใกล้ค่าการทำงานของอิมิตเตอร์ Threshold ก็มีลักษณะเหมือนกับ BJT ต่อมา BJT ก็จะสวิทซ์ออฟ เนื่องจากการต่อร่วมกันของแอมพลิไฟเออร์สองชุด นั่นก็คือ เหตุผลที่ C ก็จะสลับกับ charge และ discharge จากอัตราส่วนของ I

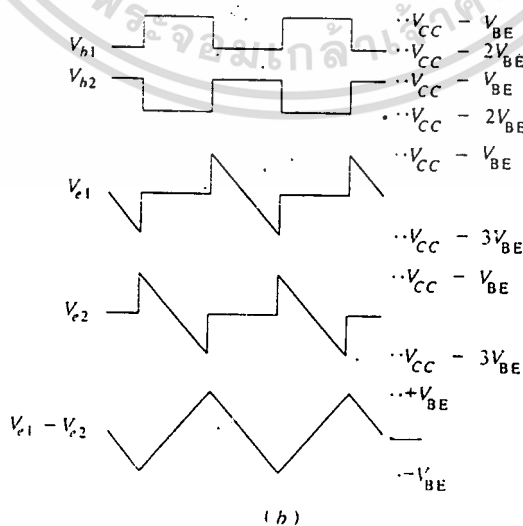
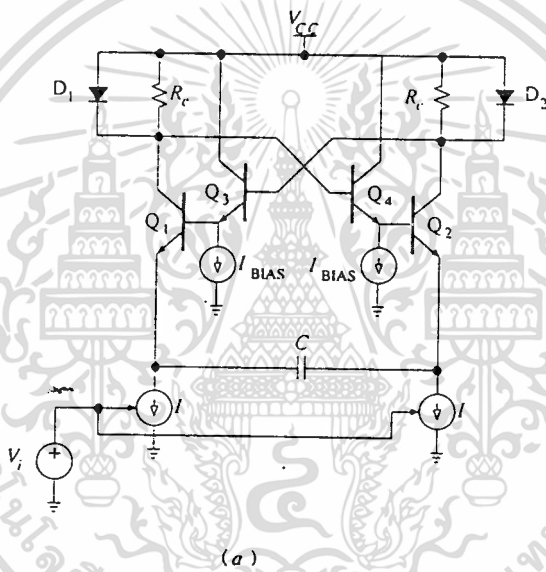
การทำงานของวงจรสามารถเห็นได้ชัด โดยรูปคลื่นจากรูป 8.30 b รูปคลื่นของอิมิตเตอร์จะเป็น identical ยกเว้นครึ่ง-ไซเคิล ที่ซาลง จากความแตกต่างของค่าอินพุทอิมิตที่แดนซ์ที่สูง ทำให้คลื่นรูปสามเหลี่ยมมีค่าแอมพลิจูด peak-to-peak ด้วยค่าของโวลต์เดจที่ตกคร่อมเบสอิมิตเตอร์  $2 V_{BE}$  เราสามารถที่จะทำให้คลื่นนี้มีลักษณะเป็น Sine wave ได้ ถ้าเราต้องการ

ความถี่ในการออสซิลเลชันหาได้โดยให้  $C2V_{BE} = IT/2$   
 และให้  $f_o = 1/T$  จะได้

$$f_o = 1/4CV_{BE}$$

วงจรสามารถที่จะแสดงเป็น CCO ได้

ออสซิลเลเตอร์แบบอิมิตเตอร์คัปเปิลนี้มีข้อดีหลายอย่าง ตัวมันเองสามารถเป็นตัวควบคุมความถี่ออสซิลเลชันได้ สามารถที่จะทำงานได้ในย่านความถี่สูง เมื่อใช้งานร่วมกับ nonsaturating pnp BJTS ดังในรูป 8.30



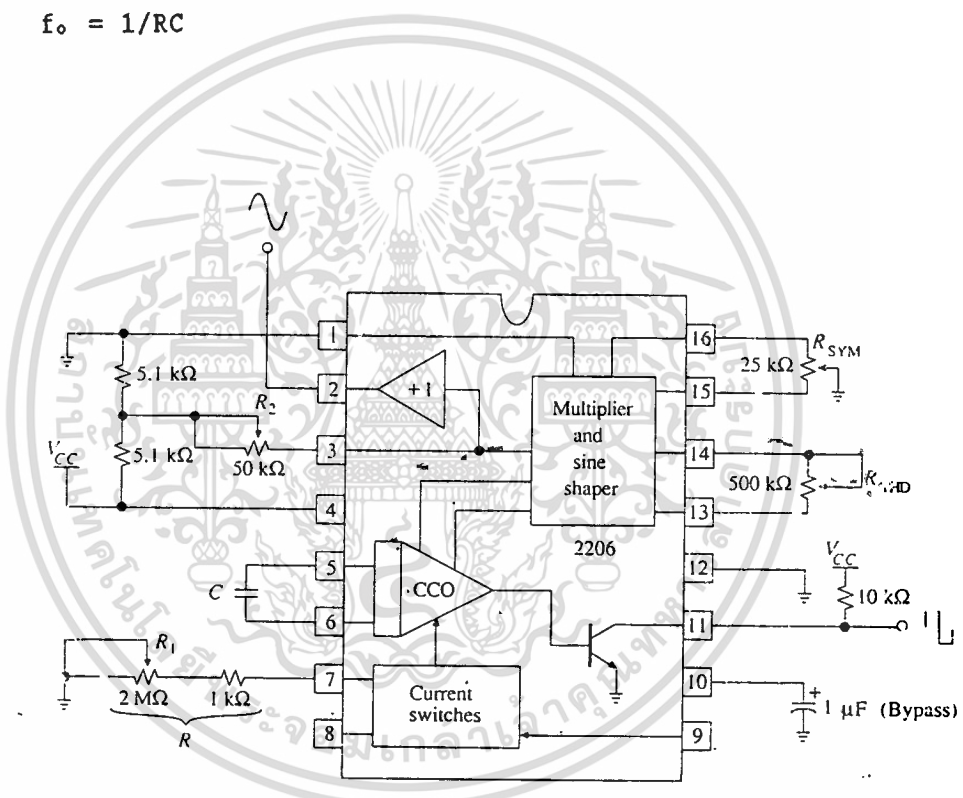
รูป 8-30  
 Emitter-coupled  
 VCO and wav

### The XR-2206 Function Generator

XR-2206 เป็นวงจรรีไซเบิลเป็นอิมิตเตอร์แบบ CCO ที่สร้างคลื่นสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมและรูปคลื่นลอกการิทึมที่แปลงคลื่นสามเหลี่ยมเป็นคลื่น Sine พารามิเตอร์ของ CCO ถูกออกแบบต่อเป็นวงจรเบื้องต้นตามรูป 8.31

ความถี่ในการออสซิลเลชัน คือ

$$f_o = 1/RC$$



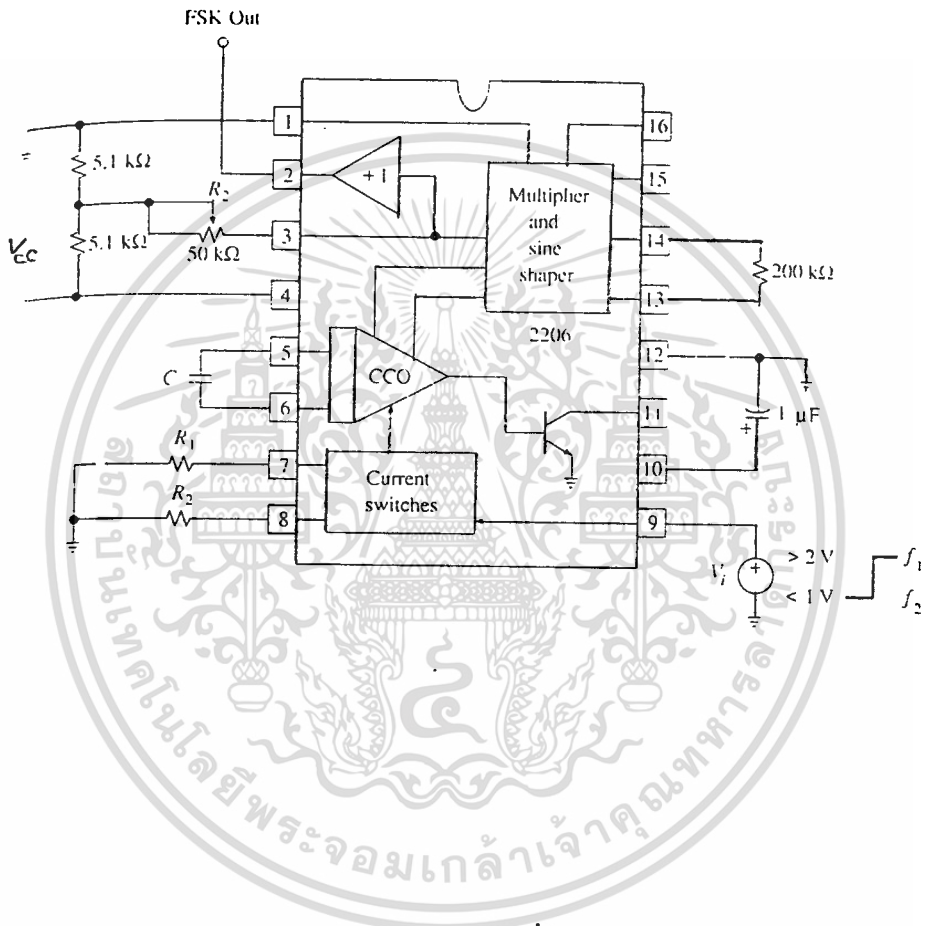
รูป 8.31 วงจรพื้นฐานของ XR-2206 สำหรับสร้างคลื่น Sine ที่ความถี่ค่าย่านการทำงานของความถี่จาก 0.01 Hz ถึงมากกว่า 1 MHz ค่าเสถียรภาพทางอุณหภูมิเป็น 20 ppm/°C (typ) ค่าความต้านทาน R อยู่ในช่วง 1 kΩ ถึง 2 MΩ

เสถียรภาพที่สูงที่สุดคือ ค่า R อยู่ระหว่าง 4 K $\Omega$  ถึง 200 K $\Omega$  สามารถปรับค่า R ได้ด้วย pot ดังแสดงในรูปเป็น 2000:1 โดยการเปลี่ยนค่าของ  $f_0$  การปรับ Symmetry และความเพี้ยนตกแยกออกจากกัน โดย RSYM และ RTZ $\omega$  ด้วยการปรับที่พอเหมาะระดับของความเพี้ยนสามารถใกล้เคียงเกือบ 0.5 เปอร์เซ็นต์ แอมพลิฟายเออร์และออฟเซ็ทของคลื่น Sine สามารถที่จะปรับได้จากวงจรรีซีตทิฟที่ต่ออยู่ภายนอกของขาที่ 3 ค่าของความต้านทานที่ขา 3 นี้ เราให้เป็น  $R_3$  แอมพลิฟายเออร์สูงสุดประมาณ 60 mv สำหรับทุก ๆ K $\Omega$  ของ  $R_3$  เช่น  $R_2$  ถ้าเราตั้งให้อยู่ที่กึ่งกลาง ค่าสูงสุดของแอมพลิฟายเออร์ของคลื่น Sine คือ  $(25+5.1/5.1) 60 \text{ mv} = 1.65 \text{ v}$  ค่าออฟเซ็ทของคลื่น Sine ก็เป็นเหมือน dc โวลเตจที่สร้างขึ้นโดยวงจรภายนอก ค่าของอุปกรณ์ที่แสดงในรูปได้ VCC/2

เมื่อวงจร open ขา 13 และ 14 ก็จะแยกจากกันโดยทำให้รูปคลื่นเอาต์พุตกลายเป็นรูปสามเหลี่ยม ค่าออฟเซ็ทก็เหมือนกับของ Sine wave อย่างไรก็ตามค่าแอมพลิฟายเออร์สูงสุดประมาณได้เป็น 2 เท่า เอาต์พุตของคลื่นสี่เหลี่ยมคือ แบบ open-collector ดังนั้นเราต้องใช้ความต้านทาน pull-up

รูป 8.32 แสดงการใช้งานของ XR2206 อย่างกว้างขวาง ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่สามารถทำงานโดยค่าของความต้านทาน  $R_1$  และ  $R_2$  โดยการควบคุมที่ขา 9 วงจร open หรือขั้วด้วยค่าที่ส่ง  $R_1$  จะเป็นตัวแอคทิฟและวงจรจะออสซิลเลทที่  $f_1 = 1/(R_1 C)$  เช่นเดียวกับที่ขา 9 ถ้าขั้วด้วยค่า  $R_2$  ก็จะเป็นตัวแอคทิฟเท่านั้นและวงจรจะออสซิลเลทที่  $f_2 = 1/(R_2 C)$  ดังนั้นความถี่สามารถ keyed อยู่ระหว่างสองระดับที่อ้างถึงบ่อย ๆ ก็คือ ความถี่ของ mark และ space ซึ่งถูกเซ็ทโดยค่าของ  $R_1$  และ  $R_2$  Frequency Shift keying (FSK) ใช้กันอย่างกว้างขวางในการส่งข้อมูลในระบบโทรคมนาคม

ถ้า FSK ที่ใช้ควบคุม  $V_1$  ได้จากเอาต์พุตของคลื่นสี่เหลี่ยม  $R_1$  และ  $R_2$  ก็จะทำให้งานคนละครึ่งไซเคิลเกิดการออสซิลเลทลักษณะเช่นนี้ XR2206 จะเป็นตัวสร้าง Sawtooth และ pulse



รูป 8.32 วงจรสร้าง Sinusoidal FSK

**FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM**

XR-2206 ประกอบด้วย voltage-controlled oscillator (VCO) analog multiplier, sine-shaper, unity gain buffer amplifier, และ current switches

ขาและการทำงานของ XR-2206

ขาที่ 1 AM. input เป็นขาที่ใส่สัญญาณจากภายนอก เพื่อให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณแบบ Amplitude Modulation โดยสัญญาณจากภายนอกจะควบคุมขนาดของสัญญาณเอาต์พุต

ขาที่ 2 Sine wave และ Triangular wave เอาต์พุต เป็นขาที่ให้สัญญาณเอาต์พุตที่เป็น sine wave หรือ Triangular wave

ขาที่ 3 Mult out เป็นขาสำหรับกำหนดขนาดของสัญญาณเอาต์พุต โดยต่อขาขึ้นไปยังจุดอ้างอิงในการ Swing หรือใช้เป็น offset

ขาที่ 4 เป็นขา Supply  $V_{cc}$  ซึ่งจะจ่ายไฟขนาด 5 Volts ซึ่งจะใช้กระแสประมาณ 14 mA

ขาที่ 5 และ 6 เป็นขาสำหรับใส่ตัวเก็บประจุ เพื่อใช้ในการปรับความถี่ ที่สองขาขึ้นจะมีสวิทช์เลือกเพื่อปรับย่านความถี่ โดยที่เมื่อ C มีค่าน้อยความถี่จะมีค่ามากตาม  $f = 1/RC$

ขาที่ 7 และ 8 Timing Register เป็นขาที่ใช้ปรับความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตอย่างต่อเนื่อง โดยเลือกใช้เพียงขาใดขาหนึ่งเท่านั้น

ขาที่ 9 FSK input เป็นขาสำหรับใช้ค่า  $R_1$  หรือ  $R_2$  ในการใช้ความถี่เอาต์พุต เมื่อโวลต์ขา 9 สูงกว่า 2 Volts ควรจะเลือกใช้ความต้านทานที่ขา 7 เพื่อกำหนดความถี่และเมื่อโวลต์ขา 9 ต่ำกว่า 1 โวลต์ ควรจะเลือกใช้ความต้านทานที่ขา 8 ในการกำหนดความถี่

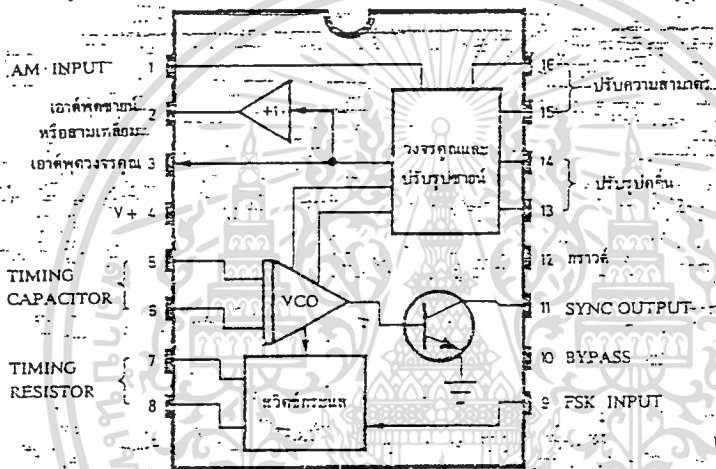
ขาที่ 10 By pass เป็นขาที่ใช้ต่อตัวเก็บประจุคัปกราวด์

ขาที่ 11 Syned output เป็นขาที่ให้สัญญาณเอาต์พุตแบบ open-collector โดยให้สัญญาณที่ Synchronous กับขา 2

ขาที่ 12 Ground

ขาที่ 13 และ 14 Waveform adj เป็นขาที่ปรับให้สัญญาณเอาต์พุตมีลักษณะที่สมบูรณ์

ขาที่ 15 และ 16 Symmetry adj เป็นขาที่ใช้ปรับสมมาตรของสัญญาณเอาต์พุต



รูป Block diagram ของ XR-2206

รายละเอียดคุณสมบัติทางเทคนิค

1. ย่านความถี่แบ่งออกเป็น 3 ย่าน โดยกำเนิดความถี่ตั้งแต่ 10 Hz ถึง 150 KHz
2. ระดับแรงดันเอาต์พุต ประมาณ 3 mV<sub>p-p</sub> ถึง 2 V<sub>p-p</sub>
3. เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ 600 Ω
4. กำเนิดรูปคลื่นได้ 3 แบบ คือ
  - รูปคลื่นซายน์
  - รูปคลื่นสามเหลี่ยม
  - รูปคลื่นสี่เหลี่ยม

5. ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นชาน้นน้อยกว่า 0.7% ที่ 1 KHz, 1% ที่ 10 KHz และ 2% ที่ 100 KHz
6. ความ เป็นลิ เนียร์ของรูปคลื่นสาม เหลี่ยมมากกว่า 1% ที่ 1 KHz
7. สัณฐานรูปคลื่นสี่ เหลี่ยมมีค่า ไรซ์ไทม์ = 0.4  $\mu$ s ที่ความถี่ 100 KHz
8. ความผิดพลาดของภาคแสดงผลประมาณ  $\pm$  2%
9. ความเสถียรภาพของแรงดันเอาต์พุตมากกว่า 0.1 dB ที่ทุกย่านความถี่
10. กินไฟประมาณ 6.5 W ที่ 220 V

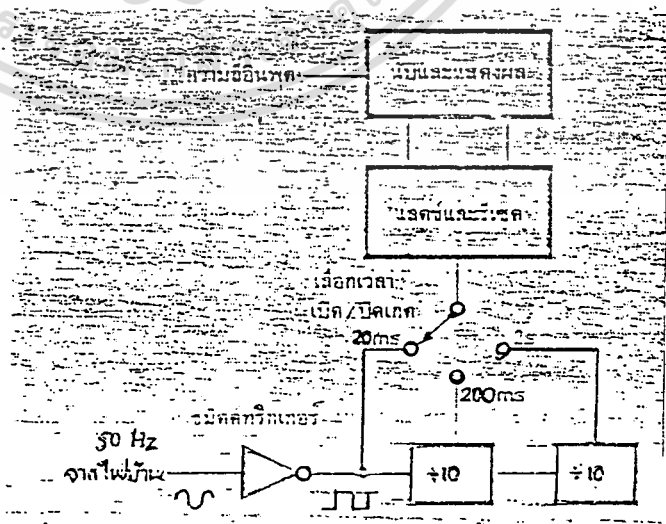
ภาควัดความถี่

ในรูปที่ 3 เป็นแผนผังการทำงานของชุดวัดความถี่ ซึ่งแบ่งการทำงานออกได้เป็น 3 ส่วน คือ

1. วงจรนับและแสดงผล
2. แลตซ์และรีเซต
3. ส่วนของสัญญาณฐานเวลา

รายละเอียดในส่วนของสัญญาณฐานเวลา จะแบ่งย่านวัดเป็น 3 ช่อง คือ 20 ms, 200 ms "จะ 2 วินาที

รูปที่ 3 แผนผังการทำงาน  
ของชุดนับความถี่



### หลักการของภาควัดความถี่

งานขั้นแรกขอให้พิจารณาที่การเลือกฐานเวลาที่ 2 วินาทีก่อน จากรูปจะเห็นว่าความถี่ 50 Hz จะถูกทำให้เป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยมด้วยไอซีซีเอ็มทีทริกเกอร์ จากนั้นจึงส่งผ่านวงจรหาร 10 อีก 2 ครั้ง ซึ่งก็คือ หารด้วย 100 นั่นเอง ก็จะได้รูปคลื่นที่มีความถี่เป็น 2 วินาที ตามต้องการพร้อมส่งให้วงจรแอสซิงโครไนซ์และรีเซ็ต

วงจรมีความถี่จะทำการนับสัญญาณที่เข้ามา โดยจะนับอยู่นาน 1 วินาที (ครึ่งไซเคิลแรกของสัญญาณฐานเวลา) และเมื่อเริ่มครึ่งไซเคิลหลังจะทำการแอสซิงโครไนซ์ จากนั้นภาควัดความถี่จะถูกรีเซ็ต และเริ่มนับอีกที เมื่อเริ่มมีสัญญาณฐานเวลาลูกต่อมา

ในกรณีที่ฐานเวลามีค่าเป็น 0.2 วินาที ค่าที่อ่านได้จะต้องคูณด้วย 10 และสำหรับ 0.02 วินาที ต้องคูณด้วย 100

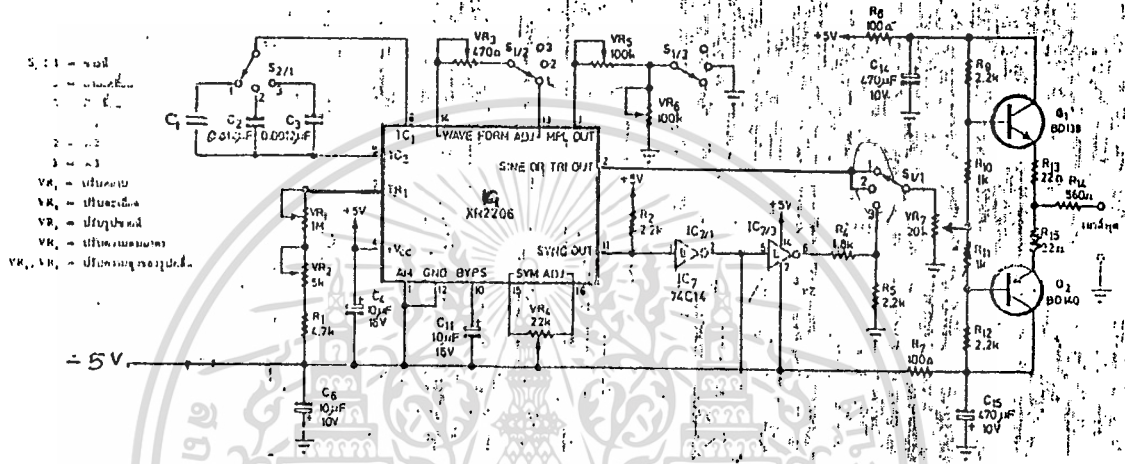
### การทำงานของวงจร

#### ภาคกำเนิดความถี่

จากวงจรในรูป IC<sub>1</sub> เบอร์ XR-2206 ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่ โดยแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ สัญญาณซายน์ สามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม VR<sub>2</sub> และ VR<sub>3</sub> เป็นตัวต้านทานปรับค่าได้ เพื่อปรับระดับแรงดันของสัญญาณคลื่นรูปซายน์ และสามเหลี่ยม

เมื่อเลื่อน S<sub>1</sub> ไปที่ตำแหน่ง 2 จะได้คลื่นรูปสามเหลี่ยมปรากฏที่ขา 2 ปรับระดับแรงดันได้ด้วย VR<sub>5</sub> เนื่องจาก VR<sub>3</sub> ถูกชอร์ตลงกราวด์ (ที่ S<sub>1/3</sub>)

เมื่อ S<sub>1/2</sub> อยู่ที่ตำแหน่ง 1 จะได้คลื่นรูปซายน์ปรากฏที่เอาต์พุตขา 2 โดยปรับระดับแรงดันด้วย VR<sub>5</sub> และ VR<sub>3</sub> ซึ่ง VR<sub>3</sub> จะเป็นตัวช่วยให้ระดับแรงดันของคลื่นรูปซายน์มีขนาดเท่ากับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม



ที่ขา 13, 14 มีตัวต้านทานปรับค่าได้คือ VR5 เพื่อปรับแต่งคลื่นรูปซายน์ให้มีความผิดเพี้ยนน้อยที่สุด

ตัวต้านทานที่ขา 15, 16 ใช้ปรับความสมมาตรของซิกนอลกับ ซิกนอลของรูปคลื่นซายน์ และรูปคลื่นสามเหลี่ยมซึ่งปกติจะปรับเป็นตัวสุดท้าย

S2 ใช้เลือกย่านวัดความถี่ทั้ง 3 ย่าน โดยที่ความถี่แต่ละย่านถูกกำหนดด้วยตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่ที่ขา 5 และ 6 ในแต่ละย่านยังสามารถปรับความถี่ได้ด้วยตัวต้านทานปรับค่าได้ เป็นละเอียด และหยวนส่วน R1 จะเป็นตัวกำหนดความถี่ต่ำสุดของแต่ละย่านวัด

จะเห็นว่าค่าความถี่ถูกกำหนดด้วยค่าตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่ที่ขา 5 และ 6 และตัวต้านทานที่ขา 7 ซึ่งค่าความถี่สามารถแสดงได้ด้วยสมการดังนี้

$$F = 1/RC$$

เนื่องจากตัวเก็บประจุเป็นค่าคงที่ ดังนั้นความถี่ที่เปลี่ยนแปลงจึงขึ้นอยู่กับค่าความต้านทาน  $R_1$  เพราะฉะนั้นเพื่อให้สามารถปรับความถี่ได้อย่างละเอียดคือเนื่อง ความต้านทานปรับค่าได้มีความมีความถี่น้อยมาก ๆ และสามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้ทีละน้อย ๆ ทำให้ได้การเปลี่ยนแปลงความถี่ทีละน้อย ๆ และเป็นไปอย่างช้า ๆ ซึ่งในที่นี้ใช้ค่าความต้านทานปรับค่าได้  $VR_2$  ขนาด 5 K (ปรับละเอียด)

แต่ในบางกรณีเราต้องการปรับความถี่ให้เปลี่ยนแปลงทีละมาก ๆ โดยเร็วซึ่งค่าความต้านทานก็ต้องเปลี่ยนแปลงค่าได้ทีละมาก ๆ และค่อนข้างเร็ว ในที่นี้ใช้ตัวต้านทาน  $VR_1$  ขนาด 1 M (ปรับหยาบ) เพื่อปรับความถี่อย่างหยาบ ๆ

พินที่ 11 ของ  $IC_1$  XR-2206 ซึ่งภายในเป็นคอลเลกเตอร์เปิด ๓ จุดนี้เราจะใช้สัญญาณเอาต์พุตเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม โดยมี  $R_2$  คอเป็นตัวต้านทานพลาท (Pull up resistor) สัญญาณที่ได้ป้อนเข้า  $IC_{7/1}$  ซึ่งเป็นไอซีซีเอ็มทีริกเกอร์ เพื่อให้แน่ใจว่าได้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมอย่างแน่นอน  $IC_{7/3}$  ทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์โดยเอาต์พุตป้อนผ่านชุดความต้านทานลดทอนสัญญาณซึ่งต่อ เป็นวงจรแบ่งแรงดันด้วยตัวต้านทาน  $R_4$  และ  $R_5$

$S_1$  ใช้ปรับเลือกสัญญาณรูปไซน์, สามเหลี่ยม และสี่เหลี่ยม โดยสัญญาณที่เลือกจะถูกคั่นผ่าน  $VR_7$  เพื่อปรับระดับแรงดันที่ป้อนให้อินพุตของวงจรมิตเตอร์ ซึ่งเป็นภาคเอาต์พุต

ภาคเอาต์พุตประกอบด้วย Transistor  $Q_1$  และ  $Q_2$  เบอร์ BD 139 และ BD 140 ซึ่งจัดวงจรแบบคอมพลีเม้นตารีโดย  $Q_1$  จะทำงานเมื่อมีสัญญาณอินพุตเป็นบวก ส่วน  $Q_2$  จะทำงานเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นลบ เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณทางเอาต์พุตที่เรียกว่า ครอสโอเวอร์ดิสทอร์ชัน จึงจัดไบแอสให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองให้เหมาะสมด้วยค่า  $R_9-R_{12}$  ซึ่งจะจำกัดกระแสให้มีค่าประมาณ 40 mA

ที่แหล่งจ่ายไฟของทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะมี  $R_6$  และ  $C_{14}$  ทำหน้าที่เป็นคัปปลิงเพื่อให้ได้แรงดันไฟตรงที่เรียบจริง ๆ โดยมีรีปเปล็นซ์ที่ลุด ซึ่งจะทำให้เอาต์พุตจะมีขนาดค่าเป็นมิลลิโวลต์ก็ตาม

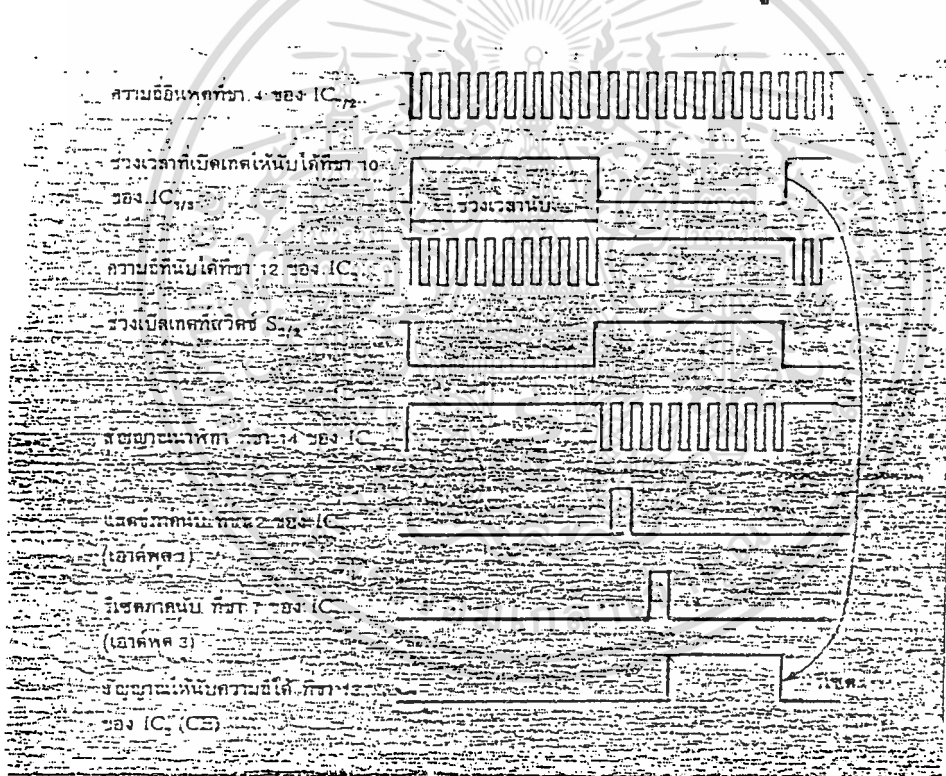
### ภาคนับความถี่

จากวงจรในรูปหัวใจของภาคนับความถี่อยู่ที่  $IC_2$  เบอร์ 74 C926 ซึ่งผลิตโดยบริษัท เนชั่นแนล เซมิคอนดักเตอร์ -หรือ NS ภายในประกอบด้วยวงจรนับสิบ 4 ชุด พร้อม

ด้วยแลตซ์ขนาด ๕ บิต สำหรับวงจรมับแต่ละชดภาคอครหัส BCD และภาคมัลติเพล็กซ์เซอร์  
ไว้ขับ LED แบบ 7 segment ชนิดแคโทดร่วมโดยขั้วผ่าน Q3-Q6 ซึ่งต่อกับ  
ภายนอกตัว IC อีกที

สำหรับฐานเวลาของวงจรคือ ความถี่ 50 Hz ซึ่งได้จากหม้อแปลง ๒๒ ทาง  
ด้วยขดลวดเดียว โดยต่อผ่านตัวต้านทาน R3 ซึ่งสัญญาณนี้จะถูกขลิบโดยไดโอด D1 ตัว ซึ่ง  
ต่ออยู่กับแหล่งจ่ายไฟบวก และลบ จากนั้นป้อนเข้าที่ขา 13 ของ IC1/2 ซึ่งเป็น  
ซิมิทริกเกอร์ ได้เอาต์พุต เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมป้อนให้ IC4 และ IC5 สำหรับ  
ความถี่ได้ เป็นสัญญาณฐานเวลาให้วงจรมับความถี่

เพื่อให้ง่ายต่อการ เข้าใจจึงขออธิบายตามแผนผังเวลาในรูปที่ ๓ ดังนี้



รูปที่ ๓ แผนผังเวลาของภาคมับความถี่

ขั้นแรกสมมติว่า S2/2 อยู่ที่ตำแหน่ง 1 เมื่อแรงดันของสัญญาณฐานเวลาติดเริ่ม "0"  
จะได้เอาต์พุตที่ IC6/2 เป็น "1" เป็นการเปิดเคล็ดให้สัญญาณนาฬิกา (ที่กำเนิดโดย

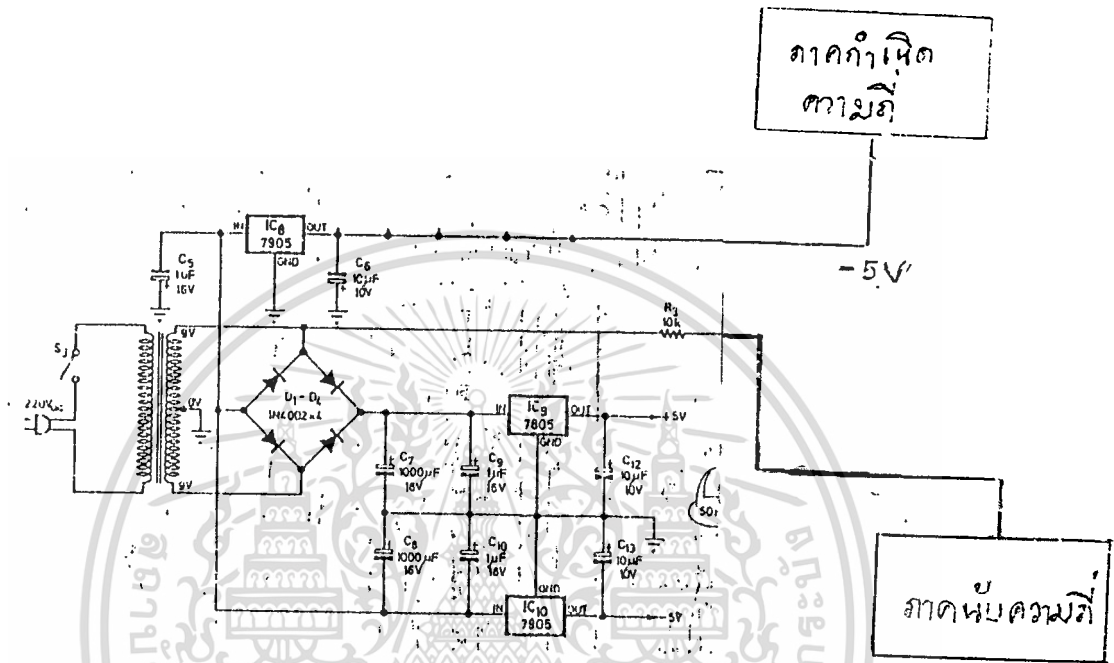


เริ่มต้นด้วย IC<sub>2</sub> ทำการนับความถี่โดยเริ่มตั้งแต่มีสัญญาณฐานเวลาเข้ามาเป็น "0" และหยุดนับ เมื่อเวลาผ่านไป เป็นครึ่งหนึ่งของคาบเวลาสัญญาณฐานเวลา ที่จุดนี้หลังจากสัญญาณนาฬิกาหลักแรกเข้ามา มันจะทำการแลตช์ข้อมูลเพื่อแสดงผล และวงจรมันจะถูกรีเซต หลังจากสัญญาณนาฬิกา 2 ลูกต่อมาโดย IC<sub>3</sub> แล้ว IC<sub>3</sub> จะหยุดทำงานจนกว่าจะได้รับการรีเซต ซึ่งมันจะถูกรีเซตที่จุดเริ่มต้นของสัญญาณฐานเวลาลูกต่อมา แล้ววงจรมันก็จะเริ่มนับความถี่อีก เป็นเช่นนี้เรื่อยไป

ขณะที่ S<sub>2/2</sub> อยู่ที่ตำแหน่ง 1 ค่าที่อ่านได้จากจอแสดงผลจะมีหน่วยเป็นเฮิร์ตซ์ เนื่องจากค่าที่ได้เกิดจากการนับในเวลา 1 วินาทีพอดี แต่เมื่อ S<sub>2/2</sub> อยู่ที่ตำแหน่ง 2 ค่าที่อ่านได้จะต้องนำมาคูณด้วย 10 Hz จึงจะเป็นค่าที่ถูกต้องเพราะเวลาที่ใช้นับคือ 0.1 วินาที เช่นกันหาก S<sub>2/2</sub> อยู่ที่ตำแหน่ง 3 ค่าที่อ่านได้ต้องคูณด้วย 100 Hz เวลาที่ใช้นับคือ 0.01 วินาที

เป็นที่น่าสังเกตว่าเมื่อ S<sub>2/2</sub> อยู่ที่ตำแหน่ง 3 คาบเวลาของสัญญาณฐานเวลา คือ 20 ms ดังนั้นค่าที่แสดงที่จอแสดงผลจะถูกนำมาแสดงทุก ๆ 20 ms ซึ่งเป็นการเปลี่ยนแปลงที่เร็วเกินกว่าที่เราจะสามารถดูได้ทัน จึงจำเป็นต้องทำการแสดงผลให้ช้าลงโดยนำสัญญาณฐานเวลา 50 Hz มาทำการ NAND กับสัญญาณที่ได้จากขา 10 ของ IC ซึ่งจะได้สัญญาณเอาต์พุตที่ขา 4 ของ IC<sub>6/2</sub> โดยจะได้สัญญาณฐานเวลาทุก ๆ ครั้งที่ขา 10 ของ IC<sub>4</sub> มีสถานะเป็น "1" ซึ่งทำให้อัตราการเปลี่ยนแปลงของค่าในจอแสดงผลอยู่ในระดับที่เราสามารถมองเห็นได้

ภาคจ่ายไฟ



แหล่งจ่ายไฟได้จากวงจรเรกติฟายแบบเต็มคลื่นโดยแยกแหล่งจ่ายออกเป็น 3 ชุด คือ +5 V 1 ชุด และ -5 V 1 ชุด โดยมี IC<sub>8</sub> และ IC<sub>10</sub> เบอร์ 7905 ทำหน้าที่รักษาแรงดันให้คงที่ที่ -5 V และ IC<sub>9</sub> เบอร์ 7805 รักษาแรงดันให้คงที่ที่ +5 V

จะสังเกตเห็นว่า IC<sub>1</sub> และ IC<sub>7</sub> จะใช้แหล่งจ่ายไฟ -5 V แยกต่างหากจากส่วนอื่น เหตุผลเนื่องจากต้องการป้องกันสัญญาณรบกวนซึ่งจะมากับไฟลบ อันเกิดจากการกำเนิดสัญญาณรบกวนในตัว IC<sub>2</sub> (ภายใน IC<sub>2</sub> มีการผลิตสัญญาณมัลติเพล็กซ์)

ส่วน C<sub>9</sub>, C<sub>10</sub> และ C<sub>11</sub>, C<sub>12</sub> ที่ต่ออยู่กับอินพุตและเอาต์พุตของไอซีเรกกูเลเตอร์ ทั้ง 3 ตัว มีไว้เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนจากพวาทาน เซียนต์และริบเปิ้ล จะ

เห็นว่า IC<sub>2</sub> ใช้แหล่งจ่ายไฟ 5 V ที่ขา ck, LE และ R ต่ออยู่กับ IC<sub>6</sub> และ IC<sub>3</sub> ซึ่งใช้แหล่งจ่ายไฟ + 5 V ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตจะสวิงอยู่ในช่วง  $\pm 5$  V แต่ก็สามารถใช้ได้กับ IC<sub>2</sub> โดยไม่ทำให้เกิดความเสียหาย เพราะ IC<sub>2</sub> สามารถทนแรงดันได้ถึง 15 V

### การสร้าง

การสร้างก็ไม่ยุ่งยากมากอุปกรณ์จำพวกไอซีควรรู้ชื่อเกิด และควรระมัดระวังเรื่องการใส่อุปกรณ์อย่าให้กลับขั้ว เช่นพวกไดโอด, ไอซี โดยเฉพาะไอซีเรกเลเตอร์เบอร์ 7805 และ 7905 ระวังอย่าใส่กลับด้าน และตัวเก็บประจุชนิดมีขั้วก็ต้องระวัง เช่นชนิด แทนทาลัม เป็นต้น

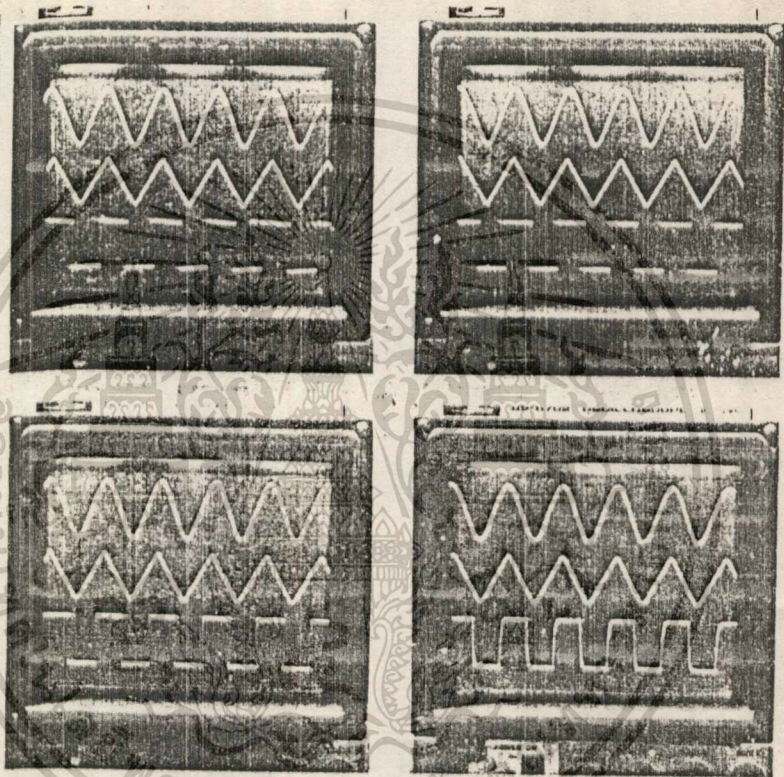
แผ่นวงจรพิมพ์แยกเป็น 2 ส่วน คือ แผ่นหลัก กับแผ่นสำหรับจอแสดงผล LED ส่วนการเดินสายก็แสดงไว้แล้วในรูปที่ 6 พร้อมตำแหน่งอุปกรณ์

สวิทช์ S<sub>1</sub> ใช้เป็นแบบ 3 ทาง 2 ชุด S<sub>2</sub> ใช้สวิทช์บิดเลือกแบบ 3 จุดต่อ 1 ชั้น

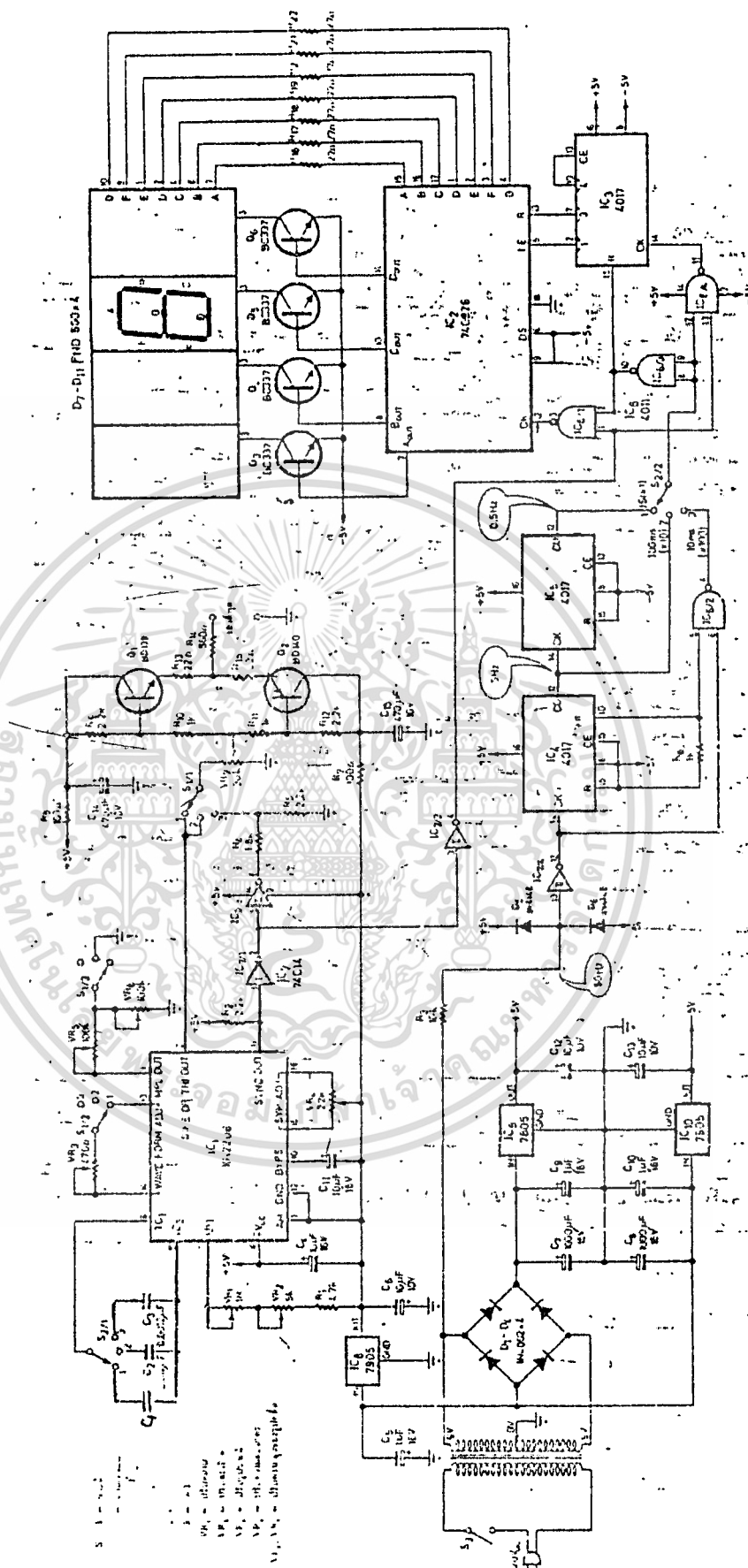
### การปรับแต่ง

การปรับแต่งเพื่อให้ได้ผลดีควรรู้ชื่อสไลโวลโคปช่วยซึ่งมีขั้นตอนต่อไปนี้

1. ปรับ VR<sub>3</sub>-VR<sub>6</sub> ไว้ที่ตำแหน่งกึ่งกลางก่อน
2. เปิดไฟเข้าเครื่องและเลื่อน S<sub>1</sub> ไปที่ตำแหน่ง 1 (ซ้าย) S<sub>2</sub> -เลื่อนไปตำแหน่ง 2 ( $\times 10$  Hz) และปรับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าสูงสุด โดยปรับที่ VR<sub>5</sub>
3. ปรับ VR<sub>3</sub> (ปรับรูปซ้าย) ให้ได้รูปคลื่นซ้ายที่สมบูรณ์ที่สุดโดยปรับ VR<sub>4</sub> และ VR<sub>6</sub> ช่วย โดยไม่ต้องขยับ
4. จากนั้นเลื่อน S<sub>1</sub> ไปที่ตำแหน่ง 2 (รูปคลื่นสามเหลี่ยม) แล้วปรับ VR<sub>5</sub> ให้ได้ระดับสัญญาณเท่ากับคลื่นรูปซ้าย
5. เลื่อน S<sub>1</sub> ไปที่ตำแหน่งขวาก็เพื่อปรับระดับแรงดันให้ได้รูปคลื่นซ้ายที่มีขนาดสูงที่สุดอีกครั้ง โดยไม่ต้องขยับ โดยปรับเฉพาะ VR<sub>6</sub> เท่านั้น ตอนปรับระดับแรงดันของรูปซ้าย และสามเหลี่ยมต้องเท่ากัน ถ้าหากไม่เท่ากันก็กลับไปทำข้อ 4 และ 5 จนกว่าจะได้แรงดันที่เท่ากันอีกครั้ง
6. เลื่อนสวิทช์ S<sub>1</sub> ไปที่ตำแหน่ง 3 (คลื่นรูปสี่เหลี่ยม) ตำแหน่งนี้เราไม่ต้องปรับแต่งอะไร ถ้าวงจรทำงานถูกต้องก็จะได้คลื่นรูปสี่เหลี่ยมตามรูปที่ 1 เป็นการสิ้นสุดการ

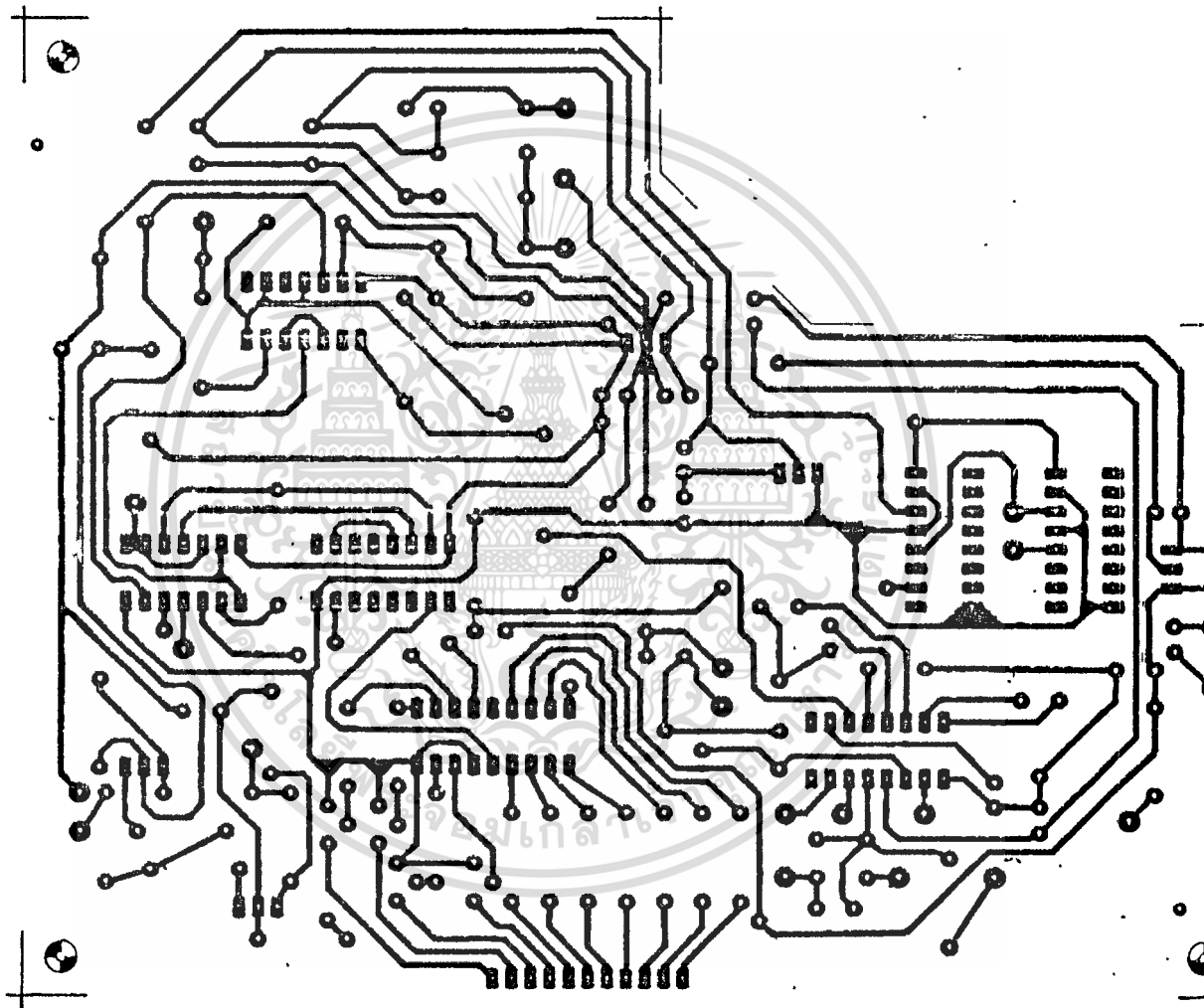


รูปที่ 1 เป็นภาพแสดงรูปคลื่นแบบต่างๆ ที่ได้จากเครื่องกำเนิดสัญญาณย่านความถี่เสียง ก. ที่ความถี่ 100 Hz ข. ที่ความถี่ 1 kHz ค. ที่ความถี่ 10 kHz และ ง. ที่ความถี่ 100 kHz.



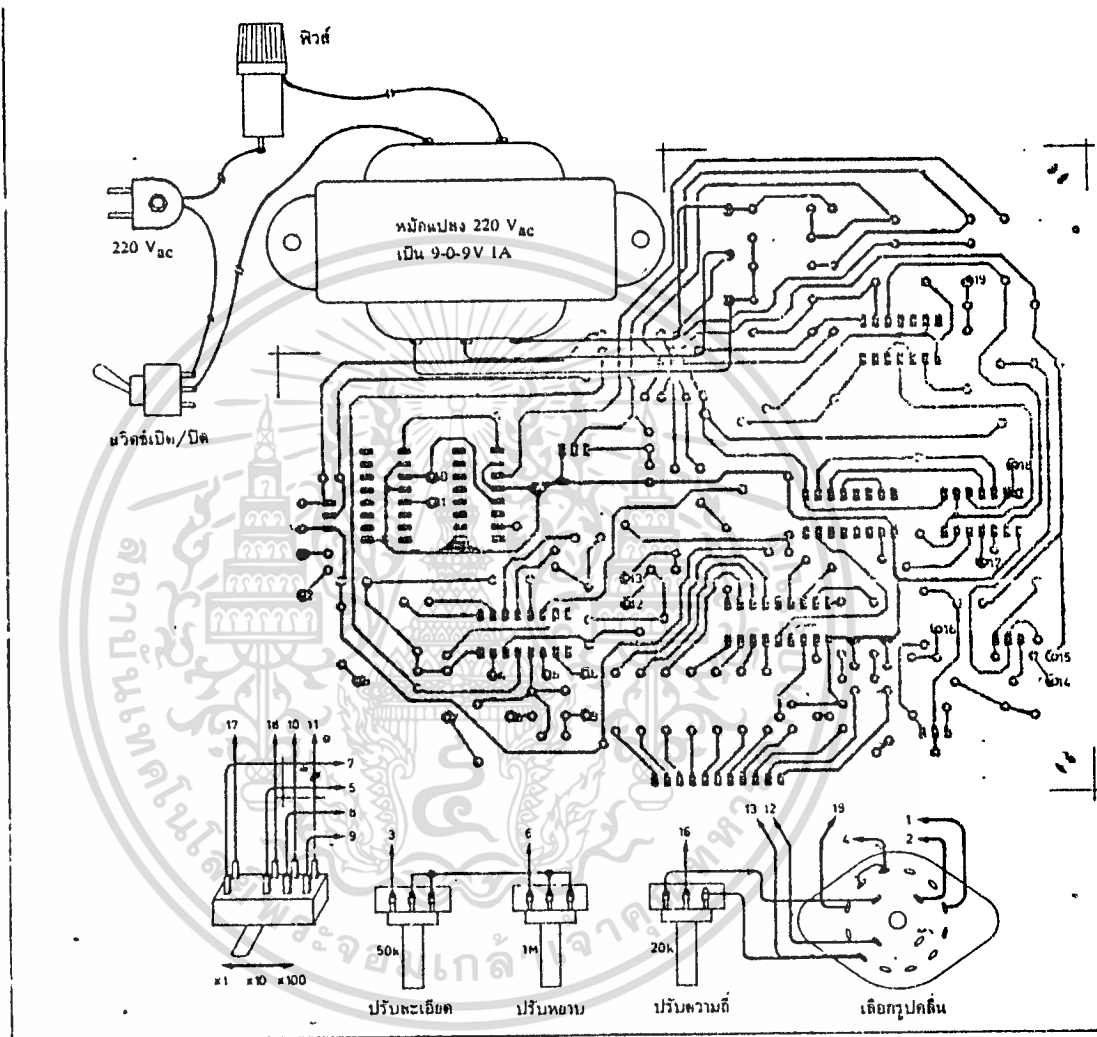
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพ 4 วงจรสมมุติของเครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่สูง

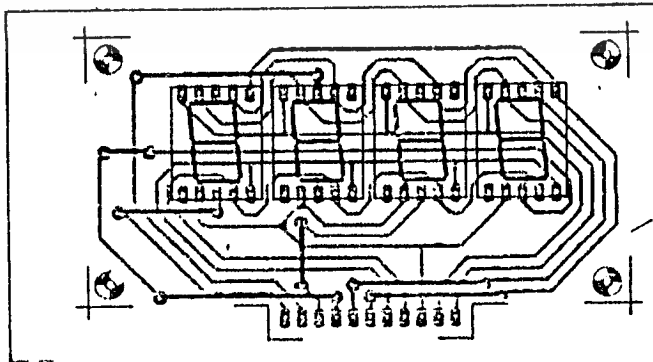


รูปที่ ๕. ลายทองแดงของแผ่นวงจรพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7 การเดินสายภายในกล่อง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรับแต่ง

### การนำ Function Generator ไปใช้ประโยชน์

1. ทดสอบคุณภาพวงจรขยายทั่ว ๆ ไป โดยการป้อนสัญญาณ Square Wave เข้าทางอินพุตของวงจรขยายแล้วใช้ออสซิลโลสโคปวัดความเพี้ยนของสัญญาณที่ Output ซึ่งจะบอกถึงคุณสมบัติการทำงานของเครื่องขยายในช่วงความถี่สูงและความถี่ต่ำได้ เพราะสัญญาณ Square Wave ประกอบไปด้วยสัญญาณ Sine ที่มีความถี่ต่าง ๆ รวมกับจำนวนมาก
2. ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรขยายคือ ใช้วัด Band Width โดยต่อสัญญาณ Output ของ Function gen. ให้กับอินพุตของวงจรขยายตรวจสอบขนาดของเอาต์พุตของวงจรขยาย เปลี่ยนความถี่อินพุตของวงจรขยายโดยให้ขนาดของสัญญาณคงที่ แล้วบันทึกขนาดของ Output เพื่อ Gain ของวงจรขยายที่ตอบสนองแต่ละความถี่
3. ใช้เป็นตัวกำเนิดสัญญาณ Clock แก่วงจรดิจิทัล เช่น ใน Computer

รายการอุปกรณ์

<u>ไอซี</u>		<u>ตัวต้านทานปรับค่าได้แบบ เกือกม้า</u>
XR-2206		22 K $\Omega$
74C926		470 $\Omega$
14017	3 ตัว	100 K $\Omega$
4093		<u>ตัวต้านทานปรับค่าได้แบบมีแกน</u>
74C14		1 M $\Omega$
7905	2 ตัว	5 K $\Omega$
7805		20 K $\Omega$
<u>ทรานซิสเตอร์</u>		<u>ตัวเก็บประจุแบบไมลาร์ 50 V</u>
BD 139		0.12 $\mu$ F
BD 140		0.012 $\mu$ F
BC 337	4 ตัว	0.0012 $\mu$ F
<u>ไดโอด</u>		<u>ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กทรอนิกส์</u>
1N4002	4 ตัว	10 $\mu$ F 16 V 2 ตัว
1N4148	2 ตัว	1 $\mu$ F 16 V 3 ตัว
4.7 K $\Omega$		10 $\mu$ F 10 V 3 ตัว
2.2 K $\Omega$	4 ตัว	1000 $\mu$ F 16 V 2 ตัว
10 K $\Omega$		470 $\mu$ F 10 V 2 ตัว
1.8 K $\Omega$		<u>สวิตช์</u>
27 $\Omega$	7 ตัว	แบบบิดเลือก 3 ทาง 4 ชุด
100 $\Omega$	2 ตัว	สวิตช์โยก 3 ทาง 2 ชุด
1 K $\Omega$	3 ตัว	<u>อื่น ๆ</u>
22 $\Omega$	2 ตัว	LED 7 ส่วน เบอร์ FND500 4 ตัว
560 $\Omega$		หม้อแปลง 220 V เป็น 9-0-9 V 1A

หมายเหตุ อุปกรณ์ทุกตัวไม่กำหนดจำนวนหมายถึง 1 ตัว

# Monolithic Function Generator

## GENERAL DESCRIPTION

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01 Hz to more than 1 MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation; and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20 ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range, with an external control voltage, having a very small affect on distortion.

## FEATURES

Low-Sine Wave Distortion	0.5%, Typical
Excellent Temperature Stability	20 ppm/°C, Typical
Wide Sweep Range	2000:1, Typical
Low-Supply Sensitivity	0.01%V, Typical
Linear Amplitude Modulation	
TTL Compatible FSK Controls	
Wide Supply Range	10V to 26V
Adjustable Duty Cycle	1% to 99%

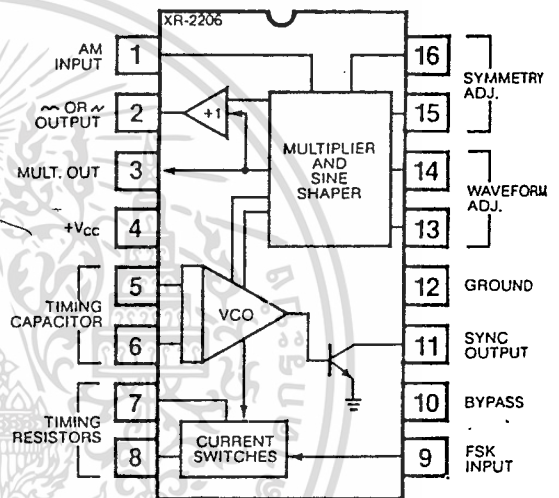
## APPLICATIONS

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- V/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (VCO)

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	26V
Power Dissipation	750 mW
Derate Above 25°C	5 mW/°C
Total Timing Current	6 mA
Storage Temperature	-65°C to +150°C

## FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



## ORDERING INFORMATION

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-2206M	Ceramic	-55°C to +125°C
XR-2206N	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206P	Plastic	0°C to +70°C
XR-2206CN	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206CP	Plastic	0°C to +70°C

## SYSTEM DESCRIPTION

The XR-2206 is comprised of four functional blocks: a voltage-controlled oscillator (VCO), an analog multiplier and sine-shaper; a unity gain buffer amplifier; and a set of current switches.

The VCO actually produces an output frequency proportional to an input current, which is produced by a resistor from the timing terminals to ground. The current switches route one of the timing pins current to the VCO controlled by an FSK input pin, to produce an output frequency. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK Generation Applications.

# XR-2206

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 1,  $V^+ = 12V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ ,  $C = 0.01 \mu F$ ,  $R_1 = 100 k\Omega$ ,  $R_2 = 10 k\Omega$ ,  $R_3 = 25 k\Omega$  unless otherwise specified.  $S_1$  open for triangle, closed for sine wave.

PARAMETERS	XR-2206M			XR-2206C			UNITS	CONDITIONS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
<b>GENERAL CHARACTERISTICS</b>								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	$R_1 \geq 10 k\Omega$
Split-Supply Voltage	$\pm 5$		$\pm 13$	$\pm 5$		$\pm 13$	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	
<b>OSCILLATOR SECTION</b>								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000 pF$ , $R_1 = 1 k\Omega$ $C = 50 \mu F$ , $R_1 = 2 M\Omega$ $f_0 = 1/R_1 C$ $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$ , $R_1 = R_2 = 20 k\Omega$ $V_{LOW} = 10V$ , $V_{HIGH} = 20V$ , $R_1 = R_2 = 20 k\Omega$ $f_H @ R_1 = 1 k\Omega$ $f_L @ R_1 = 2 M\Omega$ $f_L = 1 kHz$ , $f_H = 10 kHz$ $f_L = 100 kHz$ , $f_H = 100 kHz$ $\pm 10\%$ Deviation
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	
Frequency Accuracy		$\pm 1$	$\pm 4$		$\pm 2$		% of $f_0$	
Temperature Stability		$\pm 10$	$\pm 50$		$\pm 20$		ppm/ $^\circ C$	
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	
Sweep Linearity							%	
10:1 Sweep		2			2		%	
1000:1 Sweep		8			8		%	
FM Distortion		0.1			0.1		%	
Recommended Timing Components								See Figure 4.
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	$\mu F$	See Note 1, Figure 2.
Timing Resistors: $R_1$ & $R_2$	1		2000	1		2000	k $\Omega$	
Triangle Sine Wave Output								Figure 1, $S_1$ Open
Triangle Amplitude		160			160		mV/k $\Omega$	Figure 1, $S_1$ Closed
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/k $\Omega$	
Max. Output Swing		6			6		V p-p	
Output Impedance		600			600		$\Omega$	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Amplitude Stability		4800			4800		ppm/ $^\circ C$	See Note 2.
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30 k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See Figures 6 and 7.
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		k $\Omega$	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		V p-p	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		nsec	$C_L = 10 pF$
Fall Time		50			50		nsec	$C_L = 10 pF$
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	$I_L = 2 mA$
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	$\mu A$	$V_{11} = 26V$
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Note 1: Output amplitude is directly proportional to the resistance,  $R_3$ , on Pin 3. See Figure 2.

Note 2: For maximum amplitude stability,  $R_3$  should be a positive temperature coefficient resistor.

# XR-2206

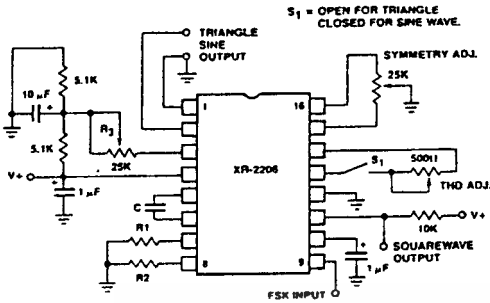


Figure 1. Basic Test Circuit.

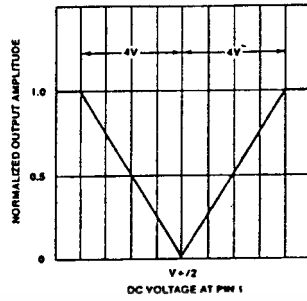


Figure 5. Normalized Output Amplitude versus DC Bias at AM Input (Pin 1).

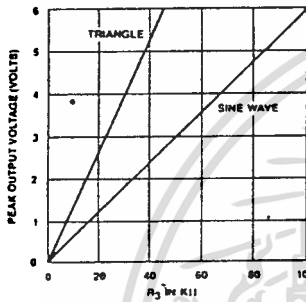


Figure 2. Output Amplitude as a Function of the Resistor, R<sub>3</sub>, at Pin 3.

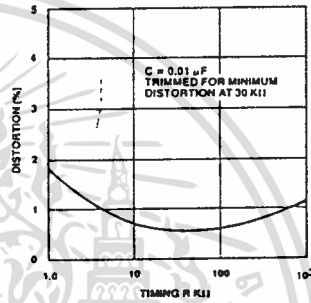


Figure 6. Trimmed Distortion versus Timing Resistor.

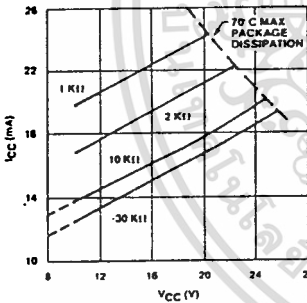


Figure 3. Supply Current versus Supply Voltage, Timing, R.

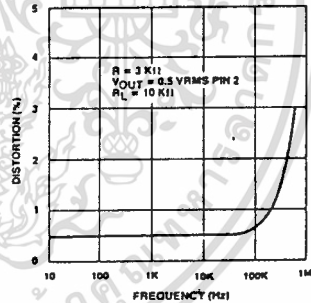


Figure 7. Sine Wave Distortion versus Operating Frequency with Timing Capacitors Varied.

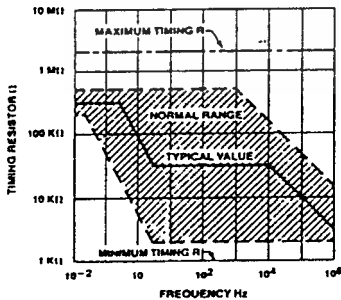


Figure 4. R versus Oscillation Frequency.

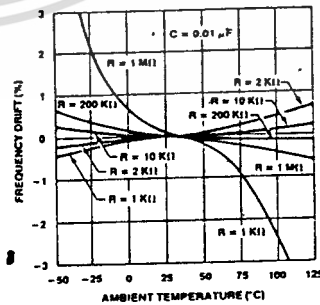


Figure 8. Frequency Drift versus Temperature.



# XR-2206

## Frequency-Shift Keying:

The XR-2206 can be operated with two separate timing resistors,  $R_1$  and  $R_2$ , connected to the timing Pin 7 and 8, respectively, as shown in Figure 12. Depending on the polarity of the logic signal at Pin 9, either one or the other of these timing resistors is activated. If Pin 9 is open-circuited or connected to a bias voltage  $\geq 2V$ , only  $R_1$  is activated. Similarly, if the voltage level at Pin 9 is  $\leq 1V$ , only  $R_2$  is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels,  $f_1$  and  $f_2$ , as:

$$f_1 = 1/R_1C \text{ and } f_2 = 1/R_2C$$

For split-supply operation, the keying voltage at Pin 9 is referenced to  $V^-$ .

## Output DC Level Control:

The dc level at the output (Pin 2) is approximately the same as the dc bias at Pin 3. In Figures 10, 11 and 12, Pin 3 is biased midway between  $V^+$  and ground, to give an output dc level of  $\approx V^+/2$ .

## APPLICATIONS INFORMATION

### Sine Wave Generation

#### Without External Adjustment:

Figure 10 shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2206. The potentiometer,  $R_1$  at Pin 7, provides the desired frequency tuning. The maximum output swing is greater than  $V^+/2$ , and the typical distortion (THD) is  $< 2.5\%$ . If lower sine wave distortion is desired, additional adjustments can be provided as described in the following section.

The circuit of Figure 10 can be converted to split-supply operation, simply by replacing all ground connections with  $V^-$ . For split-supply operation,  $R_3$  can be directly connected to ground.

#### With External Adjustment:

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to  $\approx 0.5\%$  by additional adjustments as shown in Figure 11. The potentiometer,  $R_A$ , adjusts the sine-shaping resistor, and  $R_B$  provides the fine adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

1. Set  $R_B$  at midpoint and adjust  $R_A$  for minimum distortion.
2. With  $R_A$  set as above, adjust  $R_B$  to further reduce distortion.

### Triangle Wave Generation

The circuits of Figures 10 and 11 can be converted to triangle wave generation, by simply open-circuiting Pin 13 and 14 (i.e.,  $S_1$  open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sine wave output.

## FSK Generation

Figure 12 shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal operation. Mark and space frequencies can be independently adjusted by the choice of timing resistors,  $R_1$  and  $R_2$ ; the output is phase-continuous during transitions. The keying signal is applied to Pin 9. The circuit can be converted to split-supply operation by simply replacing ground with  $V^-$ .

## Pulse and Ramp Generation

Figure 13 shows the circuit for pulse and ramp waveform generation. In this mode of operation, the FSK keying terminal (Pin 9) is shorted to the square-wave output (Pin 11), and the circuit automatically frequency-shifts itself between two separate frequencies during the positive-going and negative-going output waveforms. The pulse width and duty cycle can be adjusted from 1% to 99% by the choice of  $R_1$  and  $R_2$ . The values of  $R_1$  and  $R_2$  should be in the range of 1 k $\Omega$  to 2 M $\Omega$ .

## PRINCIPLES OF OPERATION

### Description of Controls

#### Frequency of Operation:

The frequency of oscillation,  $f_o$ , is determined by the external timing capacitor,  $C$ , across Pin 5 and 6, and by the timing resistor,  $R$ , connected to either Pin 7 or 8. The frequency is given as:

$$f_o = \frac{1}{RC} \text{ Hz}$$

and can be adjusted by varying either  $R$  or  $C$ . The recommended values of  $R$ , for a given frequency range, as shown in Figure 4. Temperature stability is optimum for  $4 \text{ k}\Omega < R < 200 \text{ k}\Omega$ . Recommended values of  $C$  are from 1000 pF to 100  $\mu\text{F}$ .

#### Frequency Sweep and Modulation:

Frequency of oscillation is proportional to the total timing current,  $I_T$ , drawn from Pin 7 or 8:

$$f = \frac{320 I_T \text{ (mA)}}{C \text{ (\mu F)}} \text{ Hz}$$

Timing terminals (Pin 7 or 8) are low-impedance points, and are internally biased at +3V, with respect to Pin 12. Frequency varies linearly with  $I_T$ , over a wide range of current values, from 1  $\mu\text{A}$  to 3 mA. The frequency can be controlled by applying a control voltage,  $V_C$ , to the activated timing pin as shown in Figure 9. The frequency of oscillation is related to  $V_C$  as:

$$f = \frac{1}{RC} \left( 1 + \frac{R}{RC} \left( 1 - \frac{V_C}{3} \right) \right) \text{ Hz}$$

# XR-2206

where  $V_C$  is in volts. The voltage-to-frequency conversion gain,  $K$ , is given as:

$$K = \frac{\partial f}{\partial V_C} = - \frac{0.32}{R_C C} \text{ Hz/V}$$

**CAUTION:** For safety operation of the circuit,  $I_T$  should be limited to  $\leq 3$  mA.

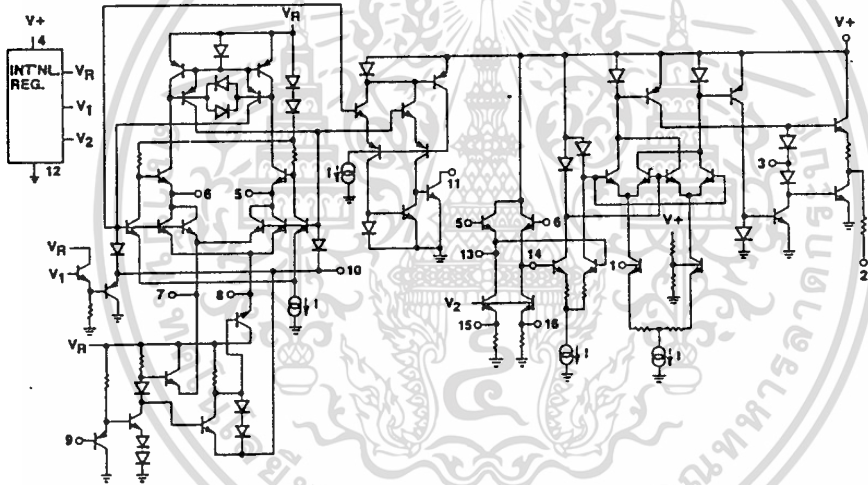
### Output Amplitude:

Maximum output amplitude is inversely proportional to the external resistor,  $R_3$ , connected to Pin 3 (see Figure 2). For sine wave output, amplitude is approximately 60 mV peak per k $\Omega$  of  $R_3$ ; for triangle, the peak amplitude is approximately 160 mV peak per k $\Omega$  of  $R_3$ . Thus, for example,  $R_3 = 50$  k $\Omega$  would produce approximately  $\pm 3$ V sinusoidal output amplitude.

### Amplitude Modulation:

Output amplitude can be modulated by applying a dc bias and a modulating signal to Pin 1. The internal impedance at Pin 1 is approximately 100 k $\Omega$ . Output amplitude varies linearly with the applied voltage at Pin 1, for values of dc bias at this pin, within  $\pm 4$  volts of  $V^+/2$  as shown in Figure 5. As this bias level approaches  $V^+/2$ , the phase of the output signal is reversed, and the amplitude goes through zero. This property is suitable for phase-shift keying and suppressed-carrier AM generation. Total dynamic range of amplitude modulation is approximately 55 dB.

**CAUTION:** AM control must be used in conjunction with a well-regulated supply, since the output amplitude now becomes a function of  $V^+$ .



EQUIVALENT SCHEMATIC DIAGRAM

# SCL4017AB

# CMOS DECADE COUNTER/DIVIDER

## FEATURES

- ◆ 10 Decoded Decimal Outputs
- ◆ Direct Reset
- ◆ Trigger from either Edge of Clock Input
- ◆ Carry Output for Cascading Stages
- ◆ Fully Static Operation - DC to 5MHz @ 10Vdc

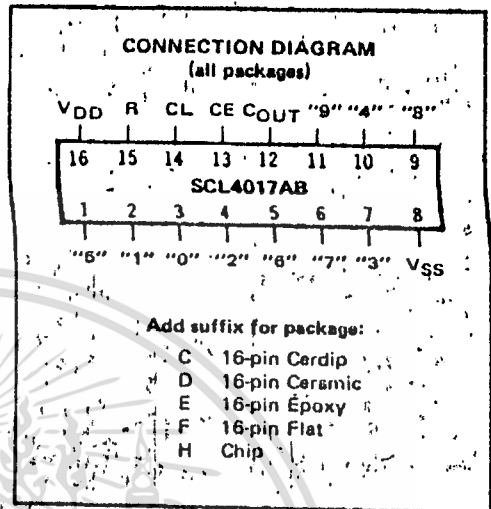
## DESCRIPTION

The SCL4017AB consists of a 5-stage Johnson Decade Counter and an Output Decoder. Inputs include Clock, Reset, and Clock Enable signals.

The counter has interchangeable Clock and Clock Enable lines for incrementing on either a positive-going or negative-going transition, respectively. A high Reset signal clears the counter to its zero count.

Use of the Johnson decade counter configuration permits high-speed operation, 2-input decode gating, and spike-free decoded outputs. Anti-lock gating is provided, thus assuring proper counting sequence. The 10 decoded outputs are normally low and go high only at their respective decoded time slot. Each decoded output remains high for one full clock cycle. A Carry-out (COUT) signal completes one cycle every 10 clock input cycles and is used to directly clock the succeeding counter in multi-stage applications.

This part can be used in frequency division circuits as well as decade counter or decimal decode display applications.



## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

DC Supply Voltage	VDD - VSS	3 to 16 Vdc
Operating Temperature	TA	-55 to +125 °C
C, D, F, H Device		-40 to +85 °C
E Device		

## FUNCTIONAL TRUTH TABLE

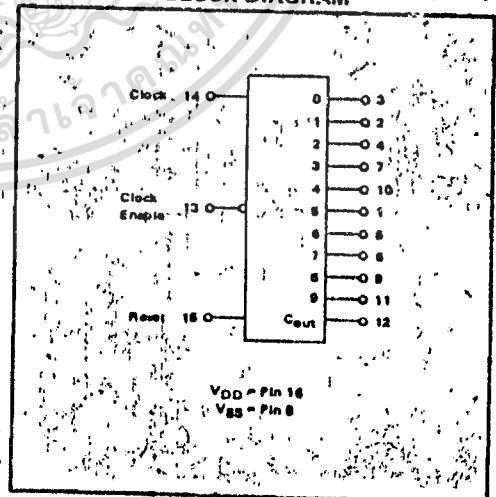
(Positive Logic)

Clock	Clock Enable	Reset	Decode Output = n
0	X	0	n
X	1	1	n
X	X	0	"0"
X	0	0	n + 1
X	X	0	n
X	X	0	n
1	X	0	n + 1

X = Don't Care

n < 5 Carry = "1", Otherwise = "0"

## BLOCK DIAGRAM



## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

### STATIC CHARACTERISTICS<sup>1</sup>

PARAMETER	V <sub>DD</sub> (V <sub>dC</sub> )	CONDITIONS	T <sub>LOW</sub> <sup>2</sup>		+25°C			T <sub>HIGH</sub> <sup>3</sup>		Units				
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.					
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I <sub>DD</sub>	V <sub>IN</sub> =V <sub>SS</sub> or V <sub>DD</sub> All valid input combinations	5	5	—	0.05	6	—	150	μAdc				
			10	10	—	0.1	10	—	300					
			15	20	—	0.2	20	—	600					
OUTPUT HIGH (SOURCE) CURRENT C, D, F, H device Decoded Outputs	I <sub>OH</sub>	V <sub>OH</sub> =4.6V V <sub>OH</sub> =9.6V V <sub>OH</sub> =13.6V V <sub>IN</sub> =V <sub>SS</sub> or V <sub>DD</sub>	5	-0.05	-0.04	-0.3	—	-0.020	—	mAdc				
			10	-0.125	-0.1	-0.75	—	-0.07	—					
			15	-0.375	-0.3	-2.5	—	-0.21	—					
			5	-0.25	-0.2	-0.75	—	-0.14	—		mAdc			
			10	-0.62	-0.5	-1.1	—	-0.36	—					
			15	-1.9	-1.5	-3.5	—	-1.1	—					
	E device Decoded Outputs	I <sub>OH</sub>	V <sub>OH</sub> =4.6V V <sub>OH</sub> =9.6V V <sub>OH</sub> =13.6V V <sub>IN</sub> =V <sub>SS</sub> or V <sub>DD</sub>	5	-0.048	-0.04	-0.3	—	-0.032	—	mAdc			
				10	-0.12	-0.1	-0.75	—	-0.08	—				
				15	-0.36	-0.3	-2.5	—	-0.24	—				
		Carry Output	I <sub>OH</sub>	V <sub>OH</sub> =4.6V V <sub>OH</sub> =9.6V V <sub>OH</sub> =13.6V V <sub>IN</sub> =V <sub>SS</sub> or V <sub>DD</sub>	5	-0.24	-0.2	-0.75	—	-0.16	—	mAdc		
					10	-0.6	-0.5	-1.1	—	-0.4	—			
					15	-1.8	-1.5	-3.5	—	-1.2	—			
OUTPUT LOW (SINK) CURRENT C, D, F, H device Decoded Outputs	I <sub>OL</sub>	V <sub>OL</sub> =0.4V V <sub>OL</sub> =0.5V V <sub>OL</sub> =1.5V V <sub>IN</sub> =V <sub>SS</sub> or V <sub>DD</sub>	5	0.05	0.04	0.4	—	0.028	—	mAdc				
			10	0.125	0.1	1.0	—	0.07	—					
			15	0.375	0.3	3.0	—	0.21	—					
			Carry Output	I <sub>OL</sub>	V <sub>OL</sub> =0.4V V <sub>OL</sub> =0.5V V <sub>OL</sub> =1.5V V <sub>IN</sub> =V <sub>SS</sub> or V <sub>DD</sub>	5	0.25	0.2	0.75		—	0.14	—	mAdc
						10	0.62	0.5	1.3		—	0.36	—	
						15	1.9	1.5	4.0		—	1.1	—	
	E device Decoded Outputs	I <sub>OL</sub>	V <sub>OL</sub> =0.4V V <sub>OL</sub> =0.5V V <sub>OL</sub> =1.5V V <sub>IN</sub> =V <sub>SS</sub> or V <sub>DD</sub>	5	0.048	0.04	0.4	—	0.032	—	mAdc			
				10	0.12	0.1	1.0	—	0.08	—				
				15	0.36	0.3	3.0	—	0.24	—				
		Carry Output	I <sub>OL</sub>	V <sub>OL</sub> =0.4V V <sub>OL</sub> =0.5V V <sub>OL</sub> =1.5V V <sub>IN</sub> =V <sub>SS</sub> or V <sub>DD</sub>	5	0.24	0.2	0.75	—	0.16	—	mAdc		
					10	0.6	0.5	1.3	—	0.4	—			
					15	1.8	1.5	4.0	—	1.2	—			

NOTES: <sup>1</sup> Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".  
<sup>2</sup> T<sub>LOW</sub> = -55°C for C, D, F, H device.  
 = -40°C for E device.  
 T<sub>HIGH</sub> = +125°C for C, D, F, H device.  
 = +85°C for E device.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

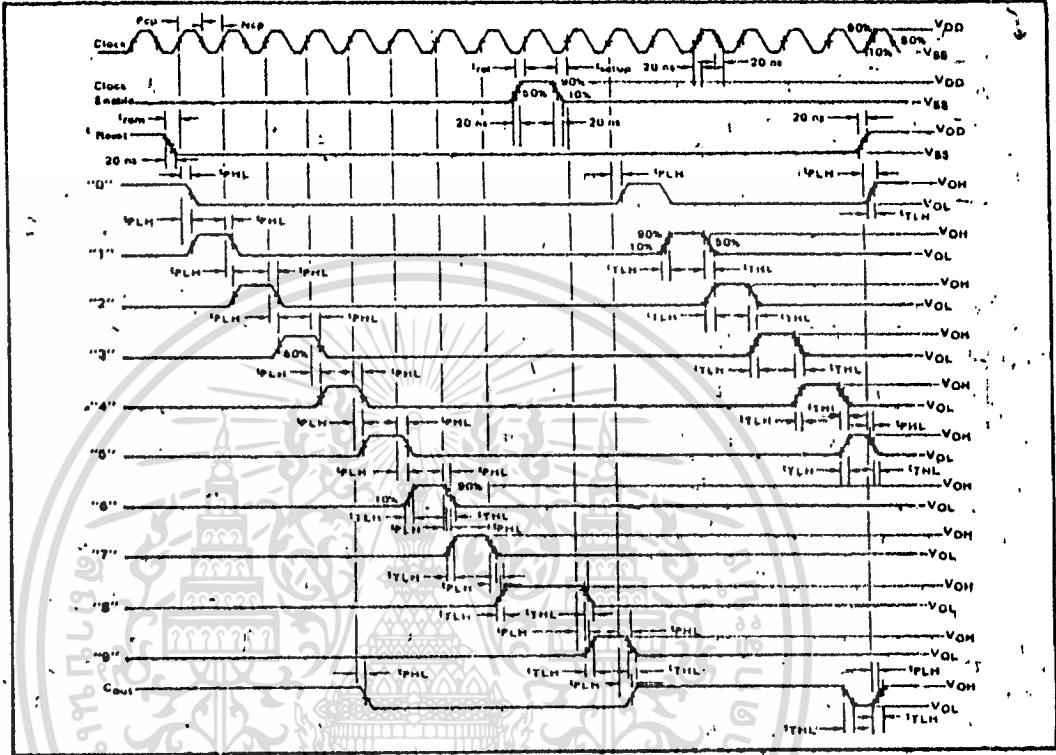
**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)**

**DYNAMIC CHARACTERISTICS ( $C_L = 50\text{pF}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ )**

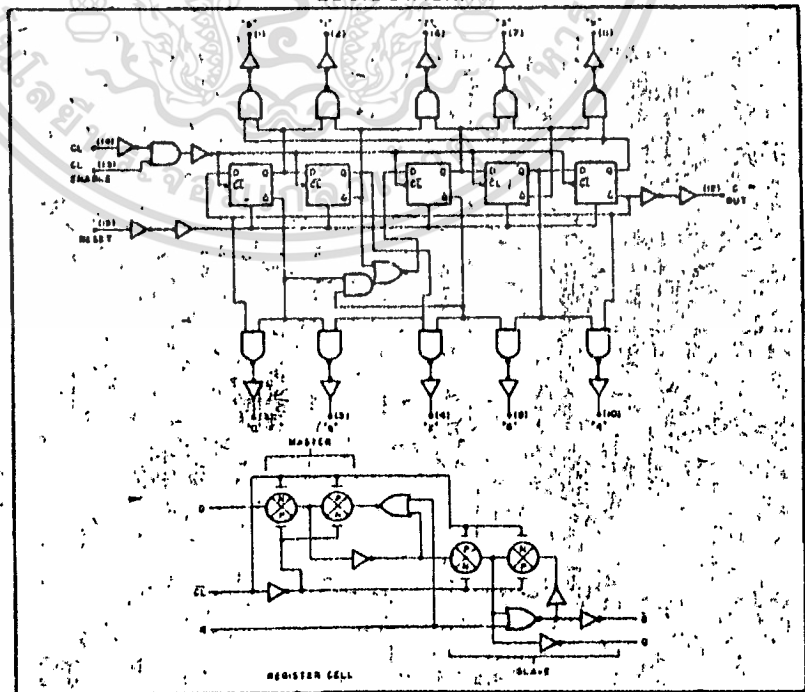
PARAMETER		$V_{DD}$ (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units	
<b>CLOCKED OPERATION</b>							
PROPAGATION DELAY TIME To Decoded Outputs	$t_{PLH}, t_{PHL}$	5	—	600	1200	ns	
		10	—	240	480		
		15	—	180	360		
	To Carry Output	$t_{PLH}, t_{PHL}$	5	—	500	1000	ns
			10	—	200	400	
			15	—	150	300	
OUTPUT TRANSITION TIME Decoded Outputs	$t_{TLH}, t_{THL}$	5	—	250	500	ns	
		10	—	125	250		
		15	—	90	180		
	Carry Output	$t_{TLH}, t_{THL}$	5	—	180	360	ns
			10	—	90	180	
			15	—	65	130	
MINIMUM CLOCK PULSE WIDTH	$PW_{CL}$	5	—	200	400	ns	
		10	—	100	200		
		15	—	80	160		
MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	$f_{CL}$	5	1.25	2.5	—	MHz	
		10	2.5	5.0	—		
		15	3.0	6.0	—		
MAXIMUM CLOCK OR ENABLE RISE AND FALL TIME	$t_{rCL}, t_{fCL}$	5	15	—	—	$\mu\text{s}$	
		10	15	—	—		
		15	6	—	—		
MINIMUM ENABLE SETUP TIME	$t_{setup}$	5	—	175	350	ns	
		10	—	75	150		
		15	—	55	110		
MINIMUM ENABLE REMOVAL TIME	$t_{rem}$	5	—	250	500	ns	
		10	—	100	200		
		15	—	75	150		
<b>RESET OPERATION</b>							
PROPAGATION DELAY TIME To Decoded Outputs	$t_{PLH}, t_{PHL}$	5	—	500	1000	ns	
		10	—	200	400		
		15	—	140	280		
	To Carry Output	$t_{PLH}$	5	—	400	800	ns
			10	—	150	300	
			15	—	110	220	
MINIMUM RESET PULSE WIDTH	$PW_R$	5	—	150	300	ns	
		10	—	75	150		
		15	—	60	120		
RESET REMOVAL TIME	$t_{rem}$	5	—	250	500	ns	
		10	—	100	200		
		15	—	80	160		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### AC MEASUREMENT DEFINITION AND FUNCTIONAL WAVEFORMS



### LOGIC DIAGRAM

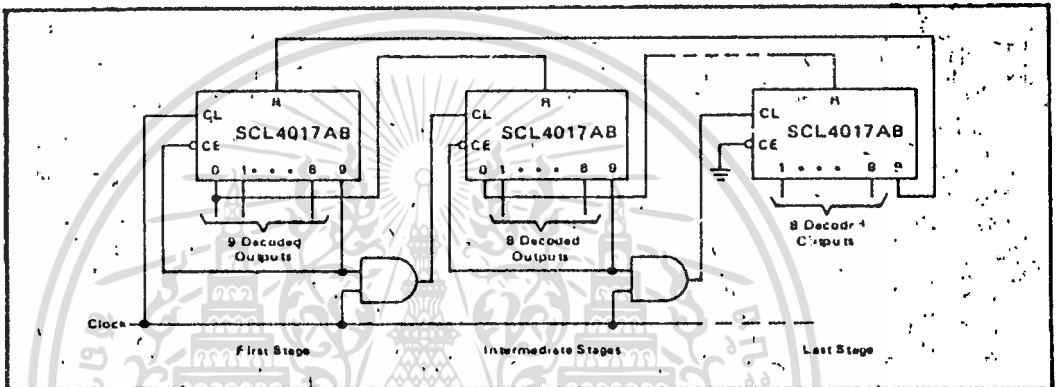


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## APPLICATIONS INFORMATION

### COUNTER EXPANSION

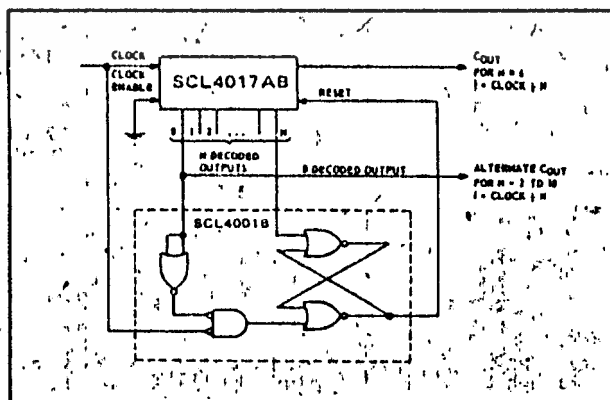
This figure shows a technique for extending the number of decoded output states for the SCL4017AB. Decoded outputs are sequential within each stage and from stage to stage, with no dead time (except propagation delay).



### DIVIDE-BY-N COUNTER

When the Nth decoded output is reached (Nth clock pulse), the S-R flip-flop (constructed from the SCL4001B) generates a reset pulse which clears the SCL4017AB to its zero count. At this time, if the Nth decoded output is greater than or equal to 6, the COUT line goes high to clock the next counter-section. The "0" decoded output also goes high at this time. Coincidence of the clock "low" and decoded "0" output "high" resets the S-R flip-flop to enable the SCL4017AB.

If the Nth decoded output is less than 6, the COUT line will not go high, and, therefore, cannot be used. In this case, the "0" decoded output may be used to perform the clock function for the next counter.



# SCL4093B Preliminary

# CMOS QUAD SCHMITT TRIGGER

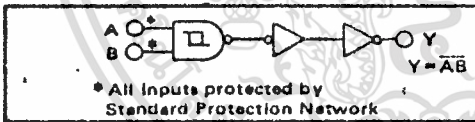
## FEATURES

- ◆ Schmitt Trigger Action on each Input with no External Components
- ◆ Quad 2-Input NAND Configuration
- ◆ Noise Immunity Greater than 50%
- ◆ No Limit on Input Rise and Fall Times
- ◆ Balanced Output Drive Current Specifications

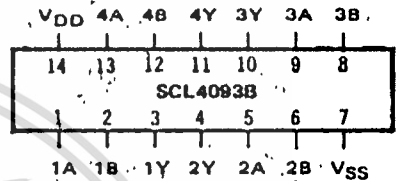
## DESCRIPTION

The SCL4093B consists of four Schmitt trigger circuits. Each circuit functions as a 2-input NAND gate with Schmitt trigger action on both inputs. The gate switches at different points for positive- and negative-going signals. The difference between the positive voltage ( $V_P$ ) and the negative voltage ( $V_N$ ) is defined as the hysteresis voltage ( $V_H$ ). This device is useful in high-noise environments and in wave and pulse shapers and multivibrators.

## LOGIC DIAGRAM



## CONNECTION DIAGRAM (all packages)



Add suffix for package:

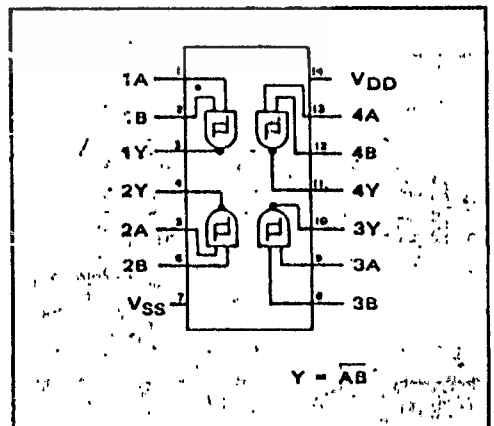
- C 14-pin Cerdip
- D 14-pin Ceramic
- E 14-pin Epoxy
- F 14-pin Flat
- H Chip

## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

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

## BLOCK DIAGRAM



## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

### STATIC CHARACTERISTICS<sup>1,2</sup>

PARAMETER	V <sub>DD</sub> (V <sub>VTC</sub> )	CONDITIONS	T <sub>LOW</sub> <sup>3</sup>		+25°C			T <sub>HIGH</sub> <sup>3</sup>		Units		
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.			
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I <sub>DD</sub>	V <sub>IN</sub> =V <sub>SS</sub> or V <sub>DD</sub> All valid input combinations	—	0.05	—	0.0005	0.05	—	1.5	μA <sub>dc</sub>		
	5		—	0.10	—	0.001	0.10	—	3.0			
	10 15		—	0.20	—	0.002	0.20	—	6.0			
POSITIVE TRIGGER THRESHOLD VOLTAGE	V <sub>P</sub> (V <sub>L</sub> )		3 typ	5.9 typ	8.9 typ	2.9 typ	6.0 typ	8.9 typ	2.9 typ	5.9 typ	8.9 typ	V <sub>dc</sub>
	5											
	10 15											
NEGATIVE TRIGGER THRESHOLD VOLTAGE	V <sub>N</sub> (V <sub>SP</sub> )		2.6 typ	4 typ	6.5 typ	2.3 typ	3.9 typ	5.4 typ	2.1 typ	3.9 typ	6.3 typ	V <sub>dc</sub>
	5											
	10 15											

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

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

      = -40°C for E device.

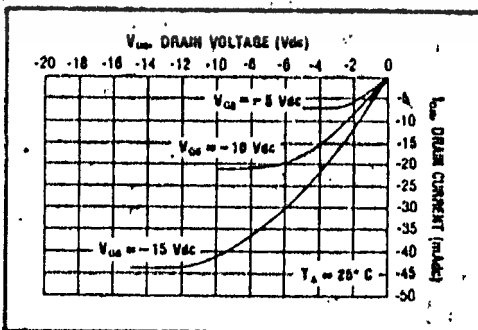
T<sub>HIGH</sub> = +125°C for C, D, F, H device.

      = + 85°C for E device.

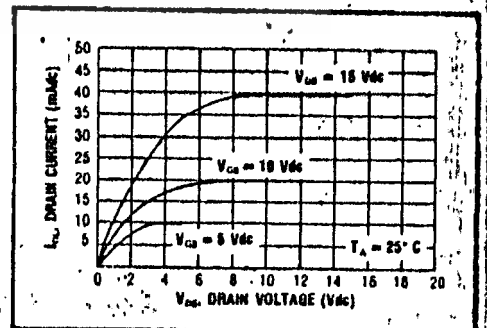
<sup>3</sup> This device has been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

### DYNAMIC CHARACTERISTICS (C<sub>L</sub> = 50pF, T<sub>A</sub> = 25°C)

PARAMETER		V <sub>DD</sub> (V <sub>dc</sub> )	Min.	Typ.	Max.	Units
PROPAGATION DELAY TIME	t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	5	—	300	600	ns
		10	—	150	300	
		15	—	120	240	
OUTPUT TRANSITION TIME	t <sub>TLH</sub> , t <sub>THL</sub>	5	—	100	200	ns
		10	—	60	100	
		15	—	40	80	

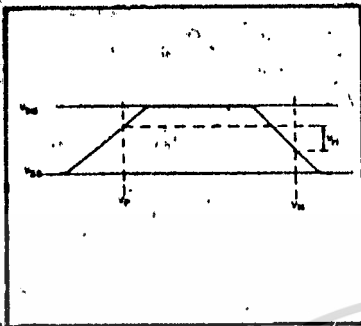


Typical P-Channel  
Source Current Characteristics

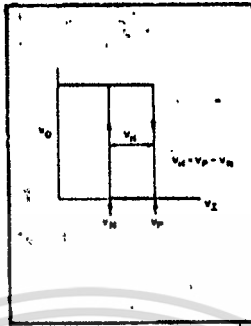


Typical N-Channel  
Sink Current Characteristics

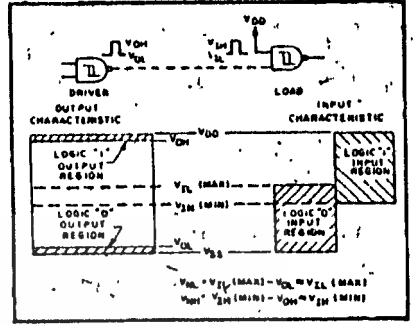
**SCL4093B (Preliminary)**



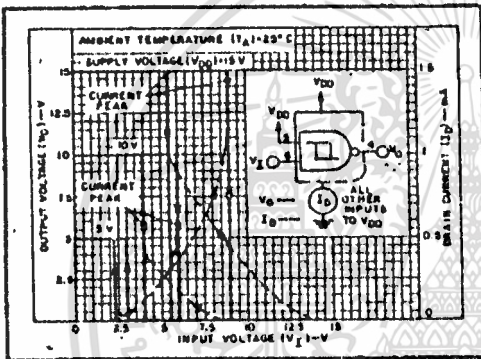
Definition of  $V_p$ ,  $V_n$  and  $V_h$ .



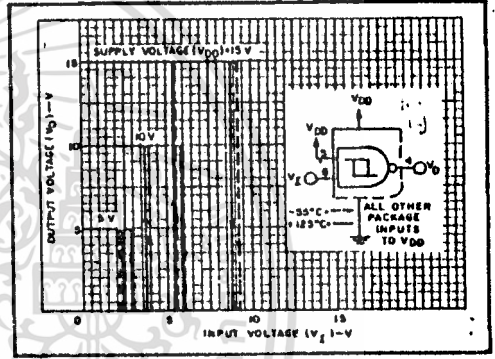
Transfer characteristic of 1 of 4 gates.



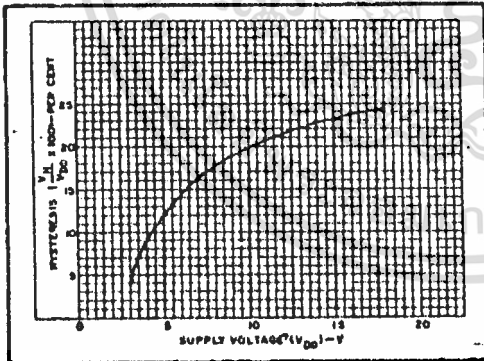
Input and output characteristics.



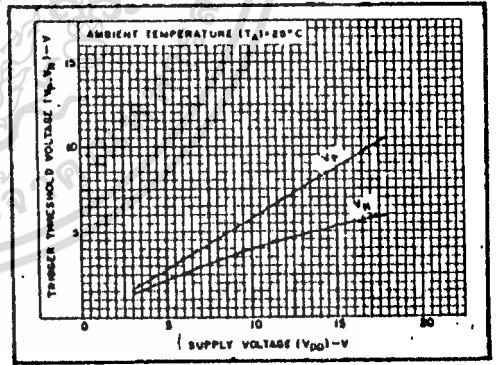
Typical current and voltage transfer characteristics.



Typical voltage transfer characteristics as a function of temperature.

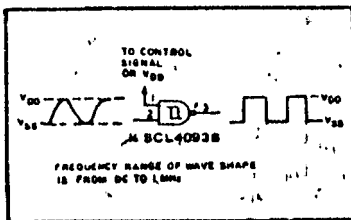


Typical trigger threshold voltage vs.  $V_{DD}$ .

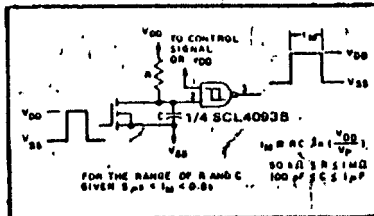


Typical per cent hysteresis vs. supply voltage.

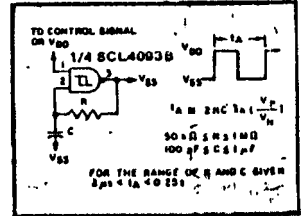
**APPLICATIONS INFORMATION**



Wave shaper.



Monostable multivibrator.



Astable multivibrator.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## CD40106BM/CD40106BC hex Schmitt trigger

### general description

The CD40106B Hex Schmitt Trigger is a monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuit constructed with N and P-channel enhancement transistors. The positive and negative-going threshold voltages,  $V_{T+}$  and  $V_{T-}$ , show low variation with respect to temperature (typ 0.0005V/°C at  $V_{DD} = 10V$ ), and hysteresis,  $V_{T+} - V_{T-} \geq 0.2 V_{DD}$  is guaranteed.

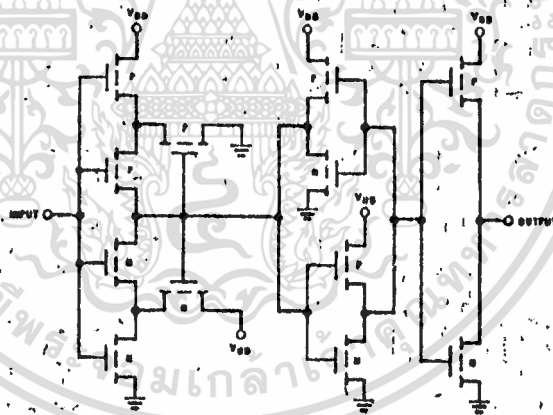
All inputs are protected from damage due to static discharge by diode clamps to  $V_{DD}$  and  $V_{SS}$ .

### features

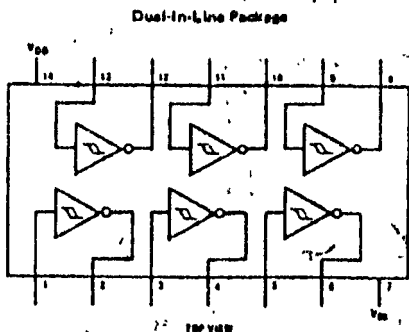
- Wide supply voltage range
- High noise immunity
- Low power
- TTL compatibility
- Hysteresis
- Equivalent to MM54C14/MM74C14
- Equivalent to MC14584B

3V to 15V  
 0.7  $V_{DD}$  typ  
 fan out of 2  
 driving 74L  
 or 1 driving  
 74LS  
 0.4  $V_{DD}$  typ  
 0.2  $V_{DD}$  guaranteed

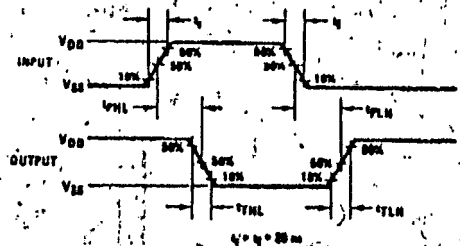
### schematic diagram



### connection diagram



### switching time waveforms



**absolute maximum ratings**

(Notes 1 and 2)

V <sub>DD</sub> dc Supply Voltage	-0.5 to +18 VDC
V <sub>IN</sub> Input Voltage	-0.5 to V <sub>DD</sub> +0.5 VDC
T <sub>g</sub> Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
P <sub>D</sub> Package Dissipation	500 mW
T <sub>L</sub> Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

**recommended operating conditions**

(Note 2)

V <sub>DD</sub> dc Supply Voltage	3 to 18 VDC
V <sub>IN</sub> Input Voltage	0 to V <sub>DD</sub> VDC
T <sub>A</sub> Operating Temperature Range	-65°C to +125°C
	CD40106BM
	CD40106BC
	-40°C to +85°C

**dc electrical characteristics CD40106BM (Note 2)**

PARAMETER	CONDITIONS	-65°C		25°C			125°C		UNITS
		MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
I <sub>DD</sub> Quiescent Device Current	V <sub>DD</sub> = 6V		1.0			1.0		30	μA
	V <sub>DD</sub> = 10V		2.0			2.0		60	μA
	V <sub>DD</sub> = 15V		4.0			4.0		120	μA
V <sub>OL</sub> Low Level Output Voltage	I <sub>O</sub> < 1μA								
	V <sub>DD</sub> = 6V		0.05			0.05		0.05	V
	V <sub>DD</sub> = 10V		0.05			0.05		0.05	V
	V <sub>DD</sub> = 15V		0.05			0.05		0.05	V
V <sub>OH</sub> High Level Output Voltage	I <sub>O</sub> < 1μA								
	V <sub>DD</sub> = 6V	4.95		4.95	5		4.95		V
	V <sub>DD</sub> = 10V	9.95		9.95	10		9.95		V
	V <sub>DD</sub> = 15V	14.95		14.95	15		14.95		V
V <sub>T-</sub> Negative-Going Threshold Voltage	V <sub>DD</sub> = 6V, V <sub>O</sub> = 4.5V	0.7	2.0	0.7	1.4	2.0	0.7	2.0	V
	V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 9V	1.4	4.0	1.4	3.2	4.0	1.4	4.0	V
	V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 13.5V	2.1	6.0	2.1	5.0	6.0	2.1	6.0	V
V <sub>T+</sub> Positive-Going Threshold Voltage	V <sub>DD</sub> = 6V, V <sub>O</sub> = 0.5V	3.0	4.3	3.0	3.8	4.3	3.0	4.3	V
	V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 1V	6.0	8.8	6.0	8.8	8.8	6.0	8.8	V
	V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V	9.0	12.9	9.0	10.0	12.9	9.0	12.9	V
V <sub>H</sub> Hysteresis (V <sub>T+</sub> - V <sub>T-</sub> )	V <sub>DD</sub> = 6V	1.0	3.8	1.0	2.2	3.8	1.0	3.8	V
	V <sub>DD</sub> = 10V	2.0	7.2	2.0	3.8	7.2	2.0	7.2	V
	V <sub>DD</sub> = 15V	3.0	10.8	3.0	5.0	10.8	3.0	10.8	V
I <sub>OL</sub> Low Level Output Current	V <sub>DD</sub> = 6V, V <sub>O</sub> = 0.4V	0.64		0.51	0.88		0.36		mA
	V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 0.6V	1.8		1.3	2.26		0.9		mA
	V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V	4.2		3.4	8.8		2.4		mA
I <sub>OH</sub> High Level Output Current	V <sub>DD</sub> = 6V, V <sub>O</sub> = 4.8V	-0.64		-0.51	-0.88		-0.36		mA
	V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 9.5V	-1.6		-1.3	-2.26		-0.9		mA
	V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 13.5V	-4.2		-3.4	-8.8		-2.4		mA
I <sub>IN</sub> Input Current	V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 0V		-0.10		-10 <sup>-5</sup>		-0.10		μA
	V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 15V		0.10		10 <sup>-5</sup>		0.10		μA

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. They are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: V<sub>SS</sub> = 0V unless otherwise specified.

Note 3: C<sub>PD</sub> determines the no. load ac power consumption of any CMOS device. For complete explanation, see 54C/74C Family Characteristics application note—AN-90.

dc electrical characteristics CD40106BC (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	-40°C		25°C			+85°C		UNITS	
		MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	MAX		
I <sub>DD</sub>	Quiescent Device Current V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		4.0			4.0		30	μA	
			8.0			8.0		80	μA	
			16.0			16.0		120	μA	
V <sub>OL</sub>	Low Level Output Voltage I <sub>O</sub> < 1μA V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		0.05			0.05		0.05	V	
			0.05			0.05		0.05	V	
			0.05			0.05		0.05	V	
V <sub>OH</sub>	High Level Output Voltage I <sub>O</sub> < 1μA V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		4.95	4.95	5		4.95		V	
			9.95	9.95	10		9.95		V	
			14.95	14.95	15		14.95		V	
V <sub>T-</sub>	Negative-Going Threshold Voltage V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 4.5V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 9V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 13.5V		0.7	2.0	0.7	1.4	2.0	0.7	2.0	V
			1.4	4.0	1.4	3.2	4.0	1.4	4.0	V
			2.1	6.0	2.1	5.0	6.0	2.1	6.0	V
V <sub>T+</sub>	Positive-Going Threshold Voltage V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.5V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 1V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V		3.0	4.3	3.0	3.8	4.3	3.0	4.3	V
			6.0	8.6	6.0	6.8	8.6	6.0	8.6	V
			9.0	12.0	9.0	10.0	12.0	9.0	12.0	V
V <sub>H</sub>	Hysteresis (V <sub>T+</sub> - V <sub>T-</sub> ) V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		1.0	3.8	1.0	2.2	3.8	1.0	3.8	V
			2.0	7.2	2.0	3.8	7.2	2.0	7.2	V
			3.0	10.8	3.0	5.0	10.8	3.0	10.8	V
I <sub>QL</sub>	Low Level Output Current V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 0.4V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 0.5V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 1.5V		0.52		0.44	0.88		0.36		mA
			1.3		1.1	2.26		0.9		mA
			3.6		3.0	8.8		2.4		mA
I <sub>OH</sub>	High Level Output Current V <sub>DD</sub> = 5V, V <sub>O</sub> = 4.8V V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>O</sub> = 9.5V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>O</sub> = 13.5V		-0.52		-0.44	-0.88		-0.36		mA
			-1.3		-1.1	-2.26		-0.9		mA
			-3.6		-3.0	-8.8		-2.4		mA
I <sub>IN</sub>	Input Current V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 0V V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>IN</sub> = 15V			-0.30		-10 <sup>-6</sup>		-0.30		μA
				0.30		10 <sup>-6</sup>		0.30		μA

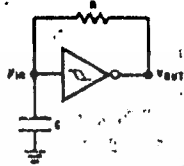
ac electrical characteristics T<sub>A</sub> = 25°C, C<sub>L</sub> = 50 pF, R<sub>L</sub> = 200k, t<sub>p</sub> and t<sub>r</sub> = 20 ns, unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
t <sub>PHL</sub> or t <sub>PLH</sub>	Propagation Delay Time From Input To Output V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		220	400	ns
			80	200	ns
			70	160	ns
t <sub>MHL</sub> or t <sub>M LH</sub>	Transition Time V <sub>DD</sub> = 5V V <sub>DD</sub> = 10V V <sub>DD</sub> = 15V		100	200	ns
			60	100	ns
			40	80	ns
C <sub>IN</sub>	Average Input Capacitance Any Input		5	7.5	pF
C <sub>PD</sub>	Power Dissipation Capacitance Any Gats (Note 3)		14		pF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## typical applications

### Low Power Oscillator

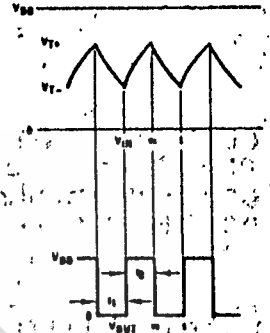


$$t_1 \approx RC Rn \frac{V_{T+}}{V_{T-}}$$

$$t_2 \approx RC Rn \frac{V_{DD} - V_{T-}}{V_{DD} - V_{T+}}$$

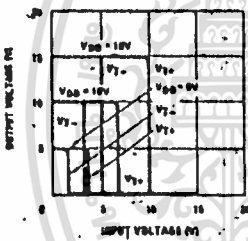
$$f \approx \frac{V_{T+} (V_{DD} - V_{T-})}{RC Rn (V_{T-} (V_{DD} - V_{T+}))}$$

Note: The equations assume  $t_1 \gg t_2 \gg t_{pHL} + t_{pLH}$

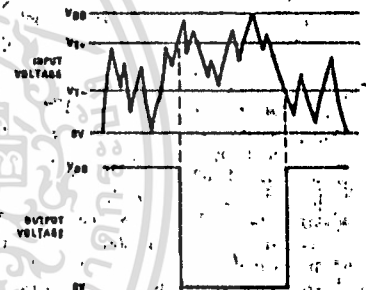
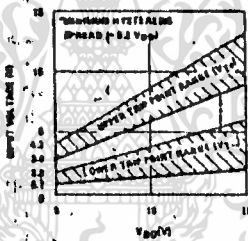


## typical performance characteristics

Typical Transfer Characteristics



Guaranteed Trip Point Range



## กิตติกรรมประกาศ

โครงการ Project II นี้ เป็นส่วนหนึ่งของหลักสูตรภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม สาขาวิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าลาดกระบัง กระผมและผู้ร่วมงานต้องขอบพระคุณ ผศ. นิกร สุขตมตันติ ที่ได้กรุณาเป็นพี่ปรึกษาของ Project II นี้ อย่างสูงไว้ ณ ที่นี้ด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

1. SERGIO. FRANCO "Design With Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuit"
2. ไพศาล ปรานีตพลกรัง "วารสาร เข็มคอนดักเตอร์" ฉบับที่ 91 มีนาคม-เมษายน 2532