

เลขหมู่ T. 33141 ๗ 4
เลขเรียกเก็บ 02797 4
วัน, เดือน, ปี 1 ส.ค. 2534

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
027974

เครื่องวัดค่าความถี่ ค่าความจุ และคาบเวลา
DIGITAL FREQUENCY, CAPACITANCE AND PERIOD METER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ 2534 ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DIGITAL FREQUENCY, CAPACITANCE AND PERIOD METER



Mr. Worapong Tangsrirot

Mr. Pana Tunchareanrat

Project Report Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Bachelor's Degree
Department of Industrial Technology
Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ 1991 ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญาโท
ชื่อ

เครื่องวัดค่าความถี่ ค่าความจุ และคาบเวลา

นาย วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์

นาย พณา ตัณฑ์เจริญรัตน์

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. วิชัย สุรพัฒน์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
อนุมัติให้รับปริญญาโทฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตร
บัณฑิต

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

(รศ. ดร. สมเกียรติ ศุภเดช)

คณะกรรมการสอบปริญญาโท

..... กรรมการ

(ดร. ไพศาล นาคพิพัฒน์)

..... กรรมการ

(อาจารย์ ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์)

..... กรรมการ

(อาจารย์ อุทัย ศรีธีระโรจน์)

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์
ชื่อ

เครื่องวัดค่าความถี่ ค่าความจุ และคาบเวลา

นาย วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์

นาย พณา ตัณฑ์เจริญรัตน์

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. วิชัย สุรพัฒน์

ภาควิชา

เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา

2533

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาหลักการการทำงานของเครื่องวัดค่าความถี่ ค่าความจุและคาบเวลา (DIGITAL FREQUENCY, CAPACITANCE AND PERIOD METER) ซึ่งต้องการความแม่นยำสูง จึงได้ออกแบบและสร้างวงจรเครื่องวัดค่าความถี่ ค่าความจุ และคาบเวลาเครื่องหนึ่งเพื่อประกอบกับปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ส่วนสำคัญของวงจรมีที่วงจรมหาอนุกรมเบอร์ ICM 7216 DIPI ซึ่งรวมภาคนับความถี่ ภาคไทม์เบส (Time Base) ภาคขับสำหรับแสดงผล (Display Driver) ด้วยชุด แอลอีดี เจ็ดส่วน (7 - Segment LED's) อุปกรณ์และวงจรมายกนอกที่นำมาประกอบได้แก่ คริสตอล วงจรภาคเข้า (Input) ภาคแสดงผลแอลอีดี 7 ส่วน สำเร็จรูปขนาด 8 หลัก และภาคแหล่งจ่ายไฟคริสตอล 10 MHz เพื่อควบคุมความถี่ไทม์เบส ทำให้สามารถวัดความถี่ที่วัดได้ประมาณ 750 MHz วงจรภาคเข้าทำหน้าที่ขยายสัญญาณจัดรูปสัญญาณ (Wave Shaping) ให้เป็นรูปสี่เหลี่ยม และขณะเดียวกันก็ทำหน้าที่เพิ่มอิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input Impedance) ของวงจรถูกวัดให้สูงขึ้นเพื่อไม่ให้ Load ถึง 25 mV และอิมพีแดนซ์ภาคเข้าประมาณ 1 MΩ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Project Report Title DIGITAL FREQUENCY, CAPACITANCE AND PERIOD METER
 Name Mr. Worapong Tangsrirat
 Mr. Pana Tunchareanrat
 Project Report Advisor Asst. Prof. Wichai Surapat
 Department of Industrial Technology
 Academic Year 1990

ABSTRACT

The objective of this thesis is to study the principle of the frequency, capacitance and period meter, which is, in fact, a signal period measurer when using with very low frequency. For which the frequency counting technique would take a very long time to obtain sufficient accuracy. As a partial fulfillment of the thesis a frequency counter is designed and constructed using an ICM 7216 DIPI with a few external component or circuit, namely a crystal, an input circuit, a set of 8 digit 7-Segment LED display, an a power supply. A 10 MHz crystal is used to control the time base allowing the equipment to measure frequencies up to 750 MHz. The input circuit amplifies the signal increasing the sensitivity to the level of 50 mV. peak, shapes the input signal to a Square Wave and increases the input impedance of the circuit to about 1 K Ω to reduce loading to the measured circuit.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

Project นี้สำเร็จลงได้โดยได้รับคำแนะนำตลอดจนความช่วยเหลือเป็นอย่างดีจาก ผศ. วิชัย สุรพันธ์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา และขอขอบคุณอาจารย์ สมภาพ แก้วมีชัย ที่ได้ให้ความช่วยเหลือ และอำนวยความสะดวกเกี่ยวกับการทดลอง พร้อมทั้งการทดสอบคุณภาพต่าง ๆ ของเครื่อง ทางผู้จัดทำขอขอบพระคุณทุกท่านเป็นอย่างสูง

นาย วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์

นาย พณา ตัณฑ์เจริญรัตน์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
บทที่	
1. บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของเครื่องนับความถี่.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการสร้าง.....	2
1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	2
1.4 หลักการเบื้องต้นของเครื่องนับความถี่.....	3
1.5 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องนับความถี่และรายละเอียด.....	5
1.5.1 ภาควิทย (Input).....	5
1.5.2 เกท (Gate).....	5
1.5.3 ฐานเวลา (Time Base).....	5
1.5.4 ชุดของการนับ (Counter Unit).....	6
1.5.5 ชุดของการแสดงผล (Display Unit).....	7
1.5.6 วงจรเลือกโค้ด (Code Selector Circuit).....	10
2. หลักการและความเป็นมาของเครื่องวัดค่าความจุ และคาบเวลา.....	13
2.1 วงจรโมโนสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์.....	13
2.2 ลักษณะการทำงานของวงจรโมโนสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์.....	13
2.3 วงจรโมโนสเตเบิลชนิดคอลลเลคเตอร์คัปปลิง.....	15
2.4 การออกแบบวงจรโมโนสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์ ชนิดคอลลเลคเตอร์คัปปลิง.....	18
2.5 การทริกวงจรมอนอสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์.....	21
2.6 วงจรโมโนสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์ชนิดอิมิตเตอร์คัปปลิง.....	22
2.7 การใช้อปแอมป์เป็นวงจรมอนอสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์.....	25
2.8 ไอซีวงโมโนสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์.....	26
2.9 ไอซีที่ทำงานแบบทำงานที่ขอบของพัลส์.....	27
2.10 การตัดแปลงไปใช้วัดค่าของตัวเก็บประจุและคาบเวลา.....	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อผู้ยืมได้เห็นว่าไม่เหมาะสมในการนำไปใช้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
3. การทำงานของวงจรรวมที่ ค่าความจุ และคาบเวลา.....	43
3.1 หลักการทำงานของวงจรวัดความถี่.....	43
3.2 หลักการทำงานของวงจรวัดค่าความจุ และคาบเวลา.....	44
4. การสร้างเครื่องนับความถี่.....	52
4.1 การออกแบบลายปริ้นท์.....	52
4.2 การประกอบอุปกรณ์ต่าง ๆ.....	52
4.3 การปรับแต่งวงจร.....	60
4.3.1 การปรับแต่งวงจรและใช้งานด้านความถี่.....	60
4.3.2 การปรับแต่งและดัดแปลงการวัดค่าความจุ.....	60
5. คุณสมบัติของ เครื่องนับความถี่.....	62
5.1 ย่านความถี่ที่วัดได้ (Frequency Range).....	62
5.2 ความไวอินพุท (Input Sensitivity).....	62
5.3 อินพุทอิมพีแดนซ์ (Input Impedance).....	62
5.4 ความแม่นยำของการวัดความถี่ (Frequency Accuracy).....	62
5.5 เวลาเปิดเกต (Gate Time).....	63
5.6 รีโซลูชัน (Resolution).....	63
6. การทดสอบคุณสมบัติ.....	64
6.1 การทดสอบคุณสมบัติ.....	64
6.2 การทดสอบความเที่ยงตรง.....	66
7. สรุปการสร้างและการทดลอง.....	69
7.1 สรุปผลการสร้างและการทดลอง.....	69
7.2 ข้อควรระวังในการใช้เครื่องมือนับความถี่.....	69
7.3 การใช้เครื่องมือวัด $F + C + T$	70
ภาคผนวก.....	73
เอกสารอ้างอิง.....	105

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของเครื่องนับความถี่

ในสมัยก่อนถ้าเราต้องการทราบความถี่ของสัญญาณใด ๆ เราอาจทำได้หลายวิธี อาจจะใช้ออสซิลโลสโคปวัดค่าช่วงเวลา (Period) ออกมาแล้วคำนวณหาค่าความถี่จากสูตร

$$F = \frac{1}{T(\text{sec})} \quad \text{c/s} \quad (1)$$

หรือจะใช้ความรู้เกี่ยวกับ Lissajous Pattern โดยใช้ออดิโอ เยนเนอร์เรเตอร์ (Audio Generator) ที่สามารถอ่านค่าความถี่ได้ถูกต้อง บ้อนเข้าทางฮอร์ (Hor) ของออสซิลโลสโคป แล้วใช้สัญญาณอินพุทที่จะวัดบ้อนเข้าทางเวอร์ (Vert) ของออสซิลโลสโคป แล้วค่อย ๆ ปรับความถี่ของออดิโอ เยนเนอร์เรเตอร์จนเวฟฟอร์ม (Wave Form) บนจอออสซิลโลสโคปเป็นรูปวงกลม แสดงว่าขณะนี้ความถี่ของออดิโอ เยนเนอร์เรเตอร์เท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุท เราก็อ่านความถี่ของสัญญาณได้จากหน้าปัทม์ของออดิโอ เยนเนอร์เรเตอร์เลย

ดังนั้นเราจะเห็นปัญหายุ่งยากในการจัดความถี่ และยังขาดความแม่นยำ จากวิธีดังกล่าวข้างต้น แดววงจรเครื่องนับความถี่ที่จะกล่าวถึงนี้จะสามารถอ่านค่าความถี่ที่ต้องการทราบออกมาเป็นตัวเลขได้เลย โดยอาศัยวัสดุกึ่งตัวนำจำพวก ไอ.ซี (Integrated Circuit) ซึ่งได้วิวัฒนาการมาอย่างมาก และมีบทบาทมากในด้านอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ เพราะ ไอ.ซี มีความเที่ยงตรงและยังประหยัดมากกว่าวงจรที่สร้างด้วยอุปกรณ์อื่น ๆ

เหตุที่อุปกรณ์ไอ.ซี เป็นที่เชื่อถือก็เพราะว่า

1. การสร้างวงจรอินทิเกรตทำด้วยความประณีตมาก

2. อุปกรณ์ทั้งหมดต่อถึงกันโดยตรงไม่ต้องอาศัยสายต่อจากภายนอก อันอาจจะเกิดการหลุดหลวมได้โดยง่าย

3. กำลังงานที่ใช้ต่ำกับกระแสเล็กน้อยทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิภายในวงจรอินทิเกรตน้อยมาก จนแทบไม่มีผลกระทบต่อการทำงานของวงจรทำงานผิดพลาดหรือคลาดเคลื่อนแต่

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นปัจจุบันไอ.ซีจึงมีส่วนสำคัญมากในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ด้านต่าง ๆ เพราะใช้ง่าย และเนื่องจากผลิตเป็นจำนวนมากราคาจึงถูก เครื่องนับความถี่ที่สร้างด้วยอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์ อุปกรณ์อื่น ๆ จะต้องใช้จำนวนมากเมื่อเทียบกับการใช้ ไอ.ซี จะใช้เพียงไม่กี่ตัวหรือใช้ชิป ไอ.ซี ที่สร้างขึ้นมาใช้เฉพาะนับความถี่เพียงตัวเดียวเท่านั้น ซึ่งเครื่องนับความถี่นี้ใช้ชิปไอ.ซี เบอร์ ICM 7216 DIPI ซึ่งทำหน้าที่หลายอย่างภายในตัวเดียว ทำให้สามารถป้องกันการรบกวนจากนอยส์ (Noise) และจุดต่อต่าง ๆ ที่อาจหลวมในกรณีใช้ ไอ.ซีหลาย ๆ ตัว

วงจรที่สร้างเครื่องนับความถี่นี้ ใช้อุปกรณ์เท่าที่มีขายอยู่ในท้องตลาดเมืองไทย ซึ่งสามารถวัดความถี่สูงสุดประมาณ 750 เมกะเฮิรตซ์ โดยแสดงผลตัวเลข แอลอีดี LED เซกเมนต์ สีแดงจำนวน 4 หลัก วงจรไทม์ เบส (Time Base) ใช้แร่คริสตอล (Crystal) ความถี่ 10 เมกะเฮิรตซ์ ประกอบกับ ICM 7216 DIPI วงจรจึงมีความแม่นยำสูง (Accuracy)

1.2 วัตถุประสงค์ของการสร้าง

ในการสร้างเครื่องนับความถี่ของสัญญาณนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อที่จะ

1. แสดงแผนผังของเครื่องนับความถี่ วิธีการสร้างเครื่อง และการออกแบบวงจรภาคอินพุท
2. แสดงการทดสอบคุณสมบัติของเครื่องที่สำคัญ ๆ เช่น ความไว (Sensitivity) ความเที่ยงตรง (Accuracy)
3. เพื่อให้ได้เครื่องนับความถี่ไปใช้งานต่าง ๆ ได้ และเข้าใจวิธีการใช้เครื่องนับความถี่ได้อย่างถูกต้อง
4. ทำให้ได้เครื่องมือวัดที่มีราคาถูกและใช้งานได้สะดวก รวดเร็ว มีความแม่นยำสูง สำหรับแผนก ET ด้วย

1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. เพื่อเป็นประโยชน์ต่อผู้สนใจเกี่ยวเรื่องเครื่องนับความถี่ โดยจะสามารถเข้าใจหลักการทำงานและแบบแผนในการสร้างเครื่อง ตลอดจนเทคนิคในการนำไปใช้ในงานต่าง ๆ

2. ทำให้ทราบคุณสมบัติที่ดีของเครื่องนับความถี่ ควรจะมีอย่างไรบ้าง และวิธีการตรวจสอบคุณสมบัติ

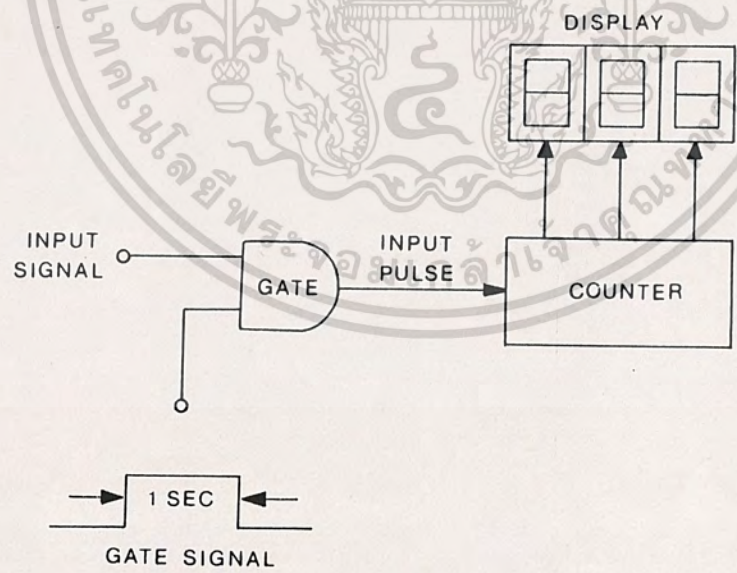
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 3. มีเครื่องนับความถี่ไว้ใช้งานได้ และเป็นแนวทางในการศึกษา
- 4. เป็นแนวทางในการสร้างเครื่องนับความถี่ราคาถูก

1.4 หลักการเบื้องต้นของ เครื่องนับความถี่

ก่อนอื่นเราต้องเข้าใจคำว่า ไซเคิลต่อวินาที (Cycle/second) เสียก่อน คำว่า ไซเคิลต่อวินาที หมายถึง การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณในช่วงเวลา 1 นาที ความถี่ 1 ไซเคิล/วินาที หมายถึง การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณแล้วกลับมาตำแหน่งเดิมอีกครบ 1 รอบพอดีในเวลา 1 วินาที

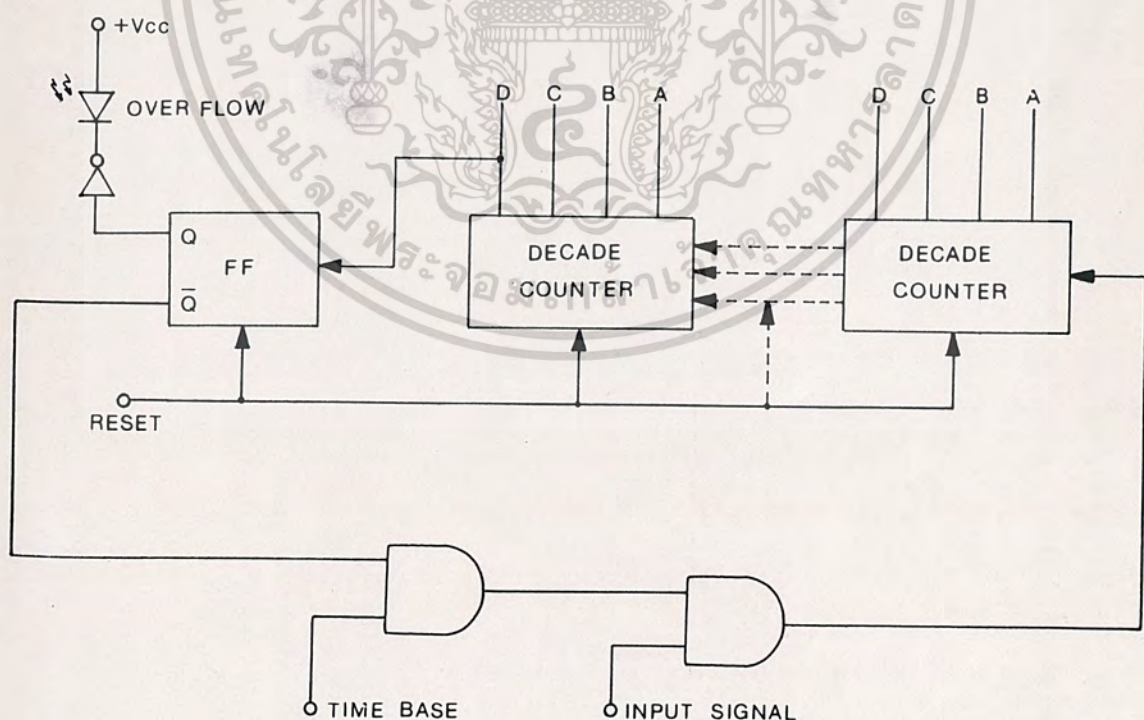
จากนั้นถ้าเรามีเคาน์เตอร์ เกท คอนโทรล (Counter gate Control) และมีช่วงเวลาเป็นบวก (Positive Period) 1 วินาที ดังนั้น เกท (Gate) เปิดให้มีพัลส์ (pulse) เข้าสู่เคาน์เตอร์เป็นเวลา 1 วินาที ค่าที่แสดงออกมา (Display) จะเป็นจำนวนพัลส์ต่อวินาที (pulse/second) นั่นคือ จะเป็นค่าความถี่ของสัญญาณที่ป้อนเข้าไป สำหรับการวัดความถี่สูงขึ้น ทำได้โดยลดเวลาเปิดเกตลงมา ค่าที่อ่านได้ต้องคูณด้วยจำนวนเวลาที่ลดลงมา



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงทางสัญญาณที่ป้อนเข้าเคาน์เตอร์คอนโทรล (Counter Gate Control)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษานี้ เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

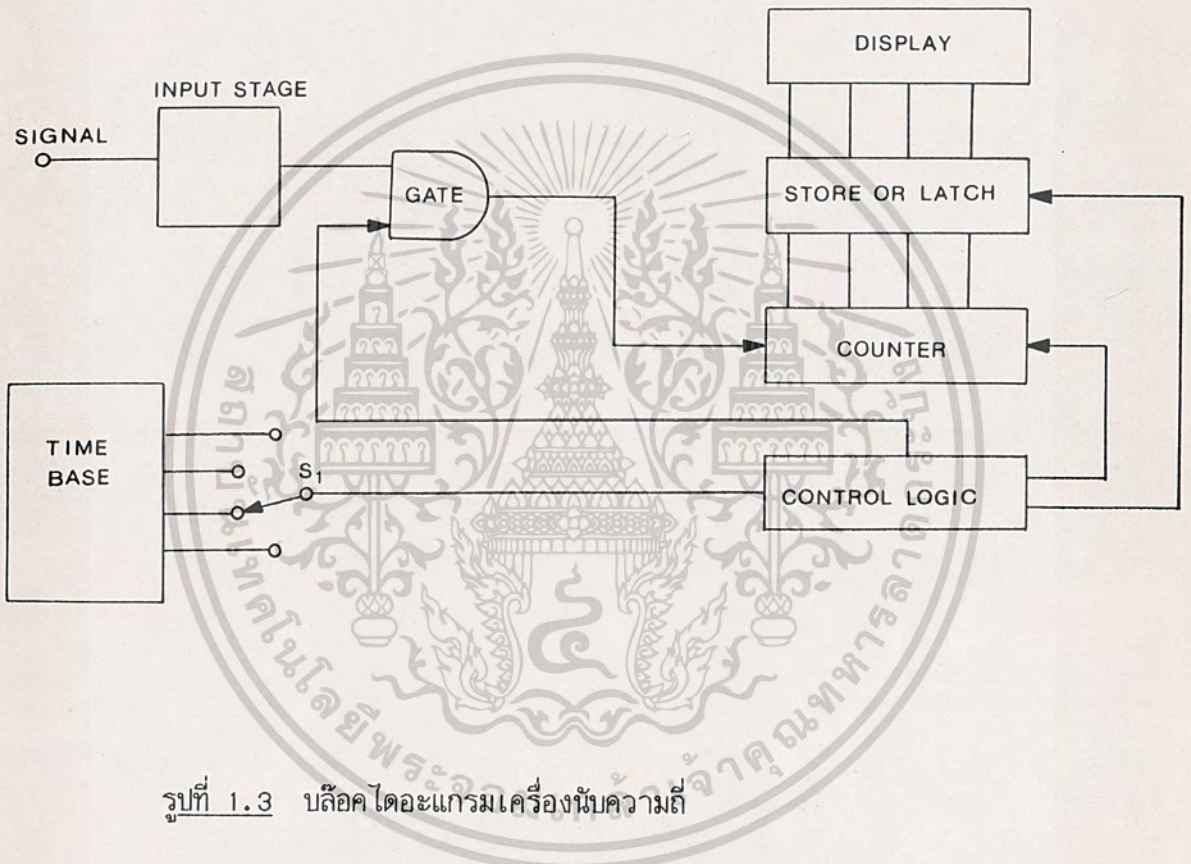
ในการใช้งานจริง ๆ มักมีการเริ่มต้น (Start) และหยุด (Stop) ของการนับเสมอจากรูปที่ 1.1 แสดงการควบคุมการนับ ซึ่งมักจะเริ่มปล่อยให้สัญญาณอินพุตผ่านเข้าไปยังวงจรมับได้เมื่อสัญญาณเกต (Gate Signal) เป็นช่วงเวลาบวก (+ V Period) ขณะที่ เป็นช่วงเวลาบวกของเกต สัญญาณเอาพุทของแอนด์เกต (And Gate) จะเปลี่ยนไปตามสัญญาณอินพุตตลอดเวลา คือ เป็นลจิก 1 (Logical 1) หรือ 0 (Logical 0) ตามสัญญาณอินพุตจากที่กล่าวมานี้ ถ้าเราจะนำวงจรมับไปใช้งานจะมีข้อเสีย คือ เมื่อเคาท์เตอร์นับเกินสเกล (Scale) แล้ว ช่วงเวลาบวกของสัญญาณควบคุมเกต (Gate Control Signal) ยังไม่เป็นลจิก 0 ดังนั้นค่าที่อ่านได้จึงผิดพลาด เพื่อแก้ปัญหานี้เราเอาเอาท์พุทของภาคสุดท้ายต่อเข้ากับอินพุทของฟลิปฟลอป (F.F) รูปที่ 1.2 เมื่อเกิดการนับเกินสเกลเอาท์พุทของฟลิปฟลอปจะเป็นลจิก 1 ทำให้ลวดโอเวอร์ (Over) ในวงจรมับว่าง ขณะเดียวกันเอาท์พุท Q ของฟลิปฟลอปก็จะเป็นลจิก 0 ทำให้ไทม์เบส (Time Base) หรือสัญญาณเกตเป็น 0 ด้วย จึงไม่มีสัญญาณเข้าในวงจรมับอีก เมื่อไม่มีการนับหรือก่อนที่จะมีการนับทุกครั้งต้องมีสัญญาณรีเซท (Reset signal) ไปรีเซ็ตวงจรมับก่อน ทำให้เคาท์เตอร์เป็น 0 และเอาท์พุทของฟลิปฟลอปเป็นลจิก 1 ซึ่งมีไทม์เบสออกไปที่ จมกการนับโอเวอร์ (Over) จะเป็นลจิก 0 สัญญาณอินพุตก็จะถูกตัดวงจร (Open Circuit) ไป เราก็ต้องเปลี่ยนค่า (Range) ของเครื่องนับความถี่เสียใหม่ เพื่อการอ่านจะได้ไม่เกินสเกล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 1.2 แสดงการต่อฟลิปฟลอปเพื่อแสดงการนับสเกลเกินค่าที่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องนับความถี่และรายละเอียด

เราสามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมเครื่องนับความถี่ได้ดังรูปที่ 1.3 ซึ่งประกอบด้วย บล็อก สำคัญ ๆ ดังนี้



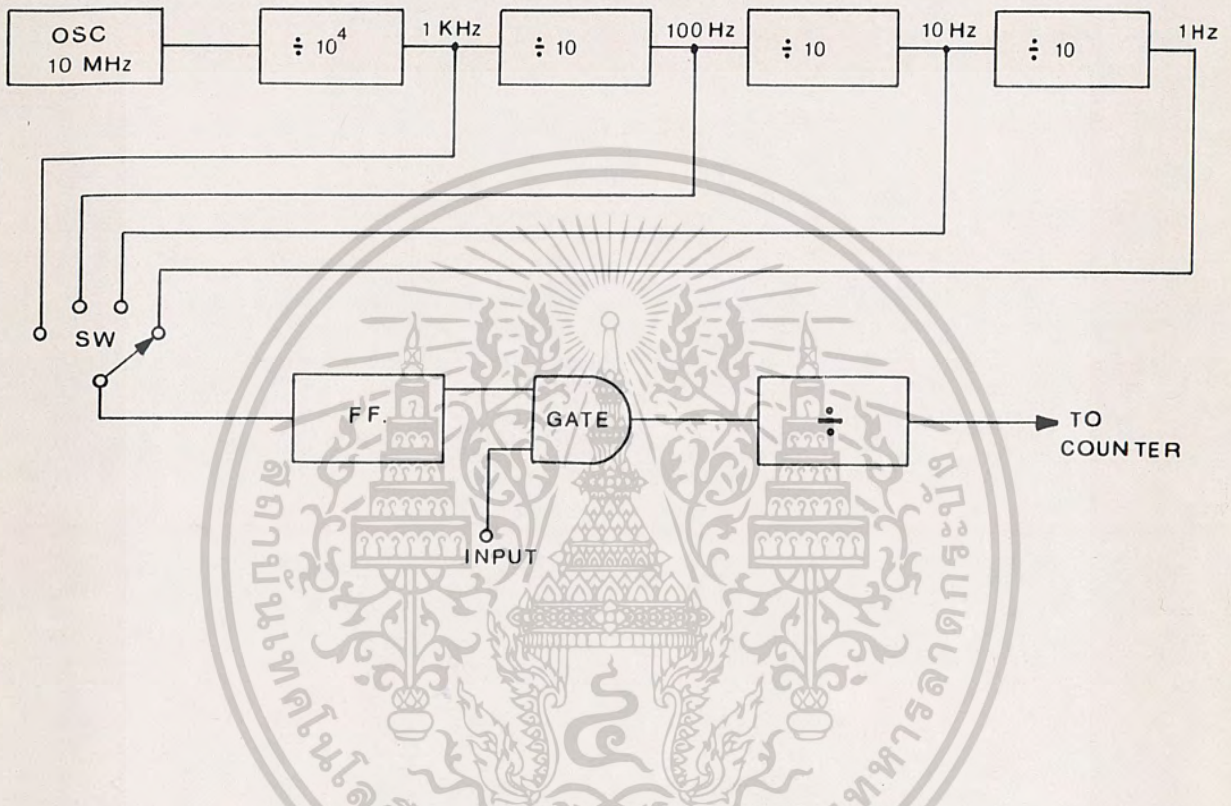
รูปที่ 1.3 บล็อกไดอะแกรมเครื่องนับความถี่

1.5.1 ภาคอินพุท (Input) ทำหน้าที่ขยายหรือลดสัญญาณที่เข้ามาแล้วเปลี่ยนรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมเพื่อให้เหมาะสมสำหรับทำงานกับวงจรเครื่องนับความถี่

1.5.2 เกท (Gate) ทำหน้าที่เปิดปิดให้สัญญาณที่จะนับผ่าน โดยมีฐานเวลาที่แน่นอนเป็นตัวควบคุมการเปิดปิด

1.5.3 ฐานเวลา (Time Base) โดยทั่วไปใช้แร่คริสตอลเป็นตัวกำหนดความถี่ แล้วหารลงมาให้เหลือความถี่ประมาณ 1 กิโลเฮิรตซ์, 100 เฮิรตซ์, 1 เฮิรตซ์ ตามความต้องการแล้วผ่านวงจรฟิลลิปลอปเพื่อให้ได้ช่วงเวลาวง (+ V Period) และช่วงเวลาลง (- Period) เป็นอย่างละ 0.001 วินาที, 0.01 วินาที, และ 1 วินาที ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่สามารถนำออกไปใช้ในที่อื่นได้โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

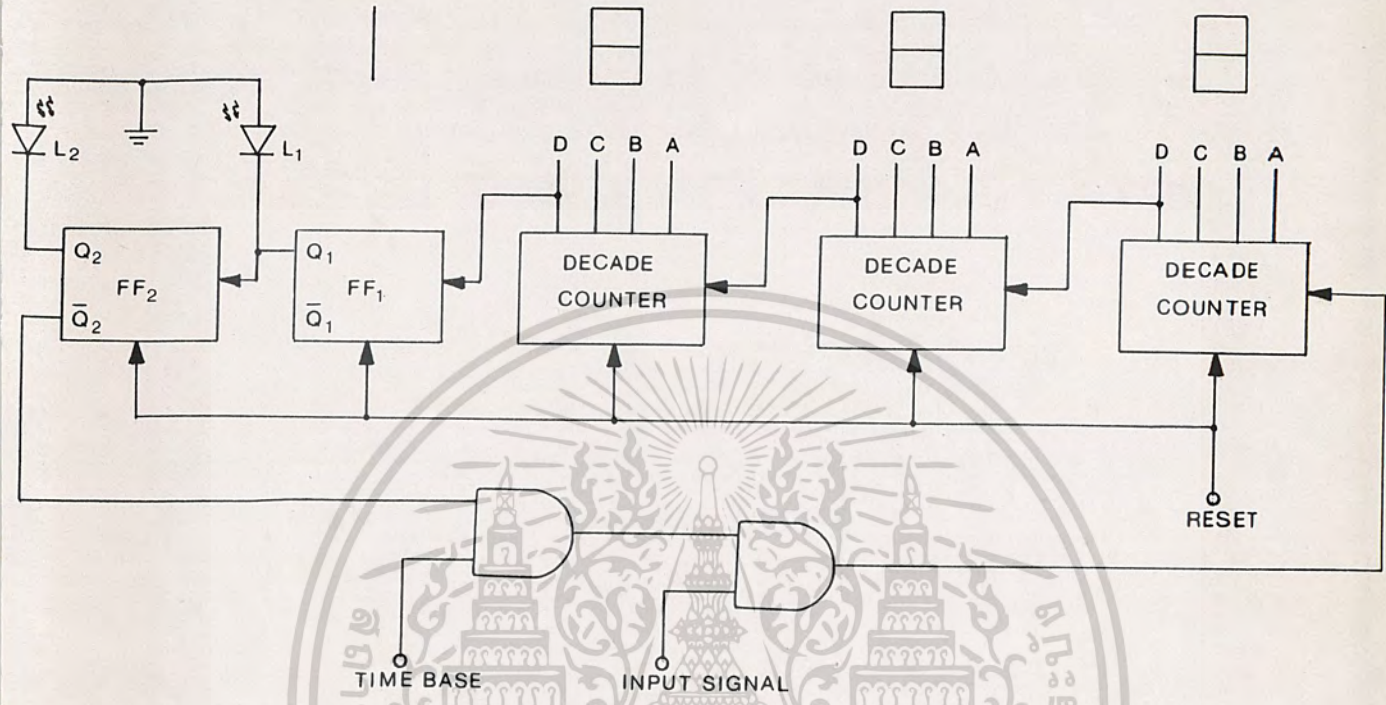


รูปที่ 1.4 บล็อกไดอะแกรมของ ไทม์เบสและการหาร

จากรูป 1.4 การที่ใช้แควร์คริสตอล 10 MHz ก็เพื่อให้เวลาที่หารลงมาเหลือความถี่ต่ำ ๆ จะได้มีความถี่เที่ยงตรงมากขึ้น คือเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของความถี่เดิม (10 MHz) จะทำให้ความถี่ต่ำที่หารลงมาแล้ว เปลี่ยนแปลงตามไปเล็กน้อย

1.5.4 ชุดของการนับ (Counter Unit) โดยปกติจะเป็นดีเคทเคาท์เดเคอร์ (Decade Counter) โดยต่อในลักษณะอันดับกัน จำนวนดีเคทเคาท์เดเคอร์ขึ้นอยู่กับจำนวนเลขหลักที่ต้องการ เช่น ใช้แอลอีดี 7 เซกเมนต์ 3 ตัว ก็ใช้ดีเคท 3 ชุด ต้องการเลขหนึ่งอีกหนึ่งตัวก็ใช้แอลอีดีอีกหนึ่ง เซกเมนต์และหลอดแสดงการนับเกินสเกล (Over Flow) เราก้ใช้ฟลิปฟลอปอีก 2 ตัว โดยตัวแรกแสดงหลักเลขหนึ่ง ส่วนตัวที่สองแสดงการนับเกินสเกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.5 บล็อก ไดอะแกรมเคาท์เตอร์แบบหลักร่วมกับฟลิปฟลอป

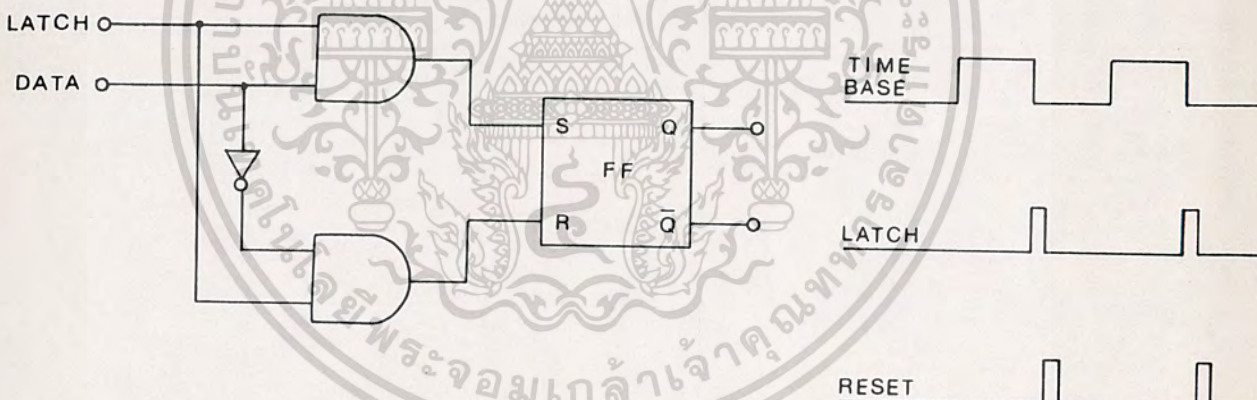
จากบล็อกไดอะแกรมข้างต้น เราใช้ดีเคทเคาท์เตอร์ 3 ตัวและฟลิปฟลอปอีก 2 ตัว ฟลิปฟลอป FF_1 จะนับ 0 กับ 1 เท่านั้น ในกรณีที่เราไม่ต้องใช้ดีโค้ดเคาท์เตอร์ (Decader) สำหรับฟลิปฟลอป FF_1 แต่ชุดดีเคทเคาท์เตอร์ต้องใช้ดีโค้ดเคาท์เตอร์ เมื่อมีอินพุตย้อนให้ป้อนให้ FF_1 เอาท์พุท Q_1 ก็จะเป็นลอจิก 1 ตลอด L_1 จะสว่าง แต่ถ้าพัลส์เข้ามาถึง 2 ลูก Q_1 จะเป็นลอจิก 1 ก่อนแล้วกลับมาที่ลอจิก 0 ทำให้ฟลิปฟลอป FF_2 เปลี่ยนสถานะ (State) เอาท์พุท จะเป็นลอจิก 1 ตลอด L_2 จะสว่าง Q_2 จะตกลงเป็นลอจิก 0 ทำให้ไม่มีอินพุตเข้ามาอีก เราจึงทราบว่าเกิดการนับเกินสเกลแล้ว การนับแต่ละครั้งเมื่อเสร็จจะมีรีเซ็ตพัลส์ (Reset Pulse) ป้อนเข้าวงจรเพื่อเตรียมการนับใหม่อีกครั้งในช่วงเวลาของสัญญาณเกต (Gate Signal Period) ต่อไป

1.5.5 ชุดของการแสดงผล (Display Unit) เอาท์พุทของดีเคทเคาท์เตอร์

จะออกมาเป็น บี.ซี.ดี.โค้ด (BCD Code) 8421 ต้องผ่านวงจรดีโค้ดเคาท์เตอร์ (Decoder) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่อผู้ยูได้เห็น ใบเขียวจะขอรับการดำเนินการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อีกครั้งแล้วเอาที่พุกของดีโค็ดเตอร์ไปขับ (Drive) 7 เซกเมนต์ ดิสเพลย์ (Display) อีกต่อหนึ่งก็จะได้ เป็นเลขฐานสิบ (Decimal) ออกมา

ก่อนอื่นจะกล่าวถึงความสัมพันธ์ระหว่างการนับกับการดิสเพลย์เสียก่อน คือระหว่างที่ วงจรนับอยู่นั้น โค็ดที่ต่อไปยังดิสเพลย์ตลอดเวลา ก็จะเปลี่ยนตลอดเวลาเช่นกัน ทำให้ไม่สามารถ อ่านได้ต้องรอจนหมดช่วงเวลา (Period) ของฐานเวลา (Time Base) ดิสเพลย์ (Display) จึงค้างอยู่จนกว่าจะมีรีเซท (Reset) เข้ามา ถ้าเราใช้เวลาเปิดเกตเป็น 1 วินาที ซึ่งเราจะอ่านตัวเลขไม่ค่อยทันเพราะมันเปลี่ยนไปกลับมาทุกวินาที เพื่อแก้ปัญหานี้เราก็ใช้วงจรแลทช์ (Latch) ต่อเข้าไประหว่างดีเคทเคอร์กับดีโค็ดเตอร์ วงจรแลทช์จะ ล็อกโค็ด (Lock Code) ของดีเคทเคอร์ทุก ๆ ครั้งที่นับเสร็จมันจะใช้เวลาการล็อก (Lock) น้อยมากหลังจากนับล็อกแล้ว อินพุตโค็ดจะเปลี่ยนเป็นเท่าไร เอาที่พุกก็จะไม่เปลี่ยน จนกว่าจะมีสัญญาณแลทช์เข้ามาเพื่อให้มัน ล็อกโค็ด (Lock Code) ใหม่ทุกครั้งที่วงจรนับเสร็จ และหลังจากสัญญาณแลทช์ (Latch Signal) ทุกครั้ง จะมีสัญญาณรีเซท (Reset Signal) บ้อนเข้าวงจรถับเพื่อให้มันเตรียมตัวในการนับช่วงเวลา (Period) ต่อไป



รูปที่ 1.6 วงจร Latch

จากรูป 1.6 อธิบายการทำงานได้ดังนี้

เมื่อสัญญาณแลทช์ (Latch Signal) เป็นลอจิก 1

- ข้อมูล (Data) เป็นลอจิก 1 ด้วยฟลิปฟลอปจะเซต (Set) เอาที่พุกที่จะเป็น

ลอจิก 1

- ข้อมูล (Data) เป็นลอจิก 0 ด้วยฟลิปฟลอปจะรีเซท (Reset) เอาที่พุกที่จะเป็น

ลอจิก 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เมื่อสัญญาณแลทช์ (Latch Signal) เป็นลอจิก 0

- ข้อมูล (Data) เป็นลอจิก 1 หรือลอจิก 0 เอาท์พุทที่ จะไม่เปลี่ยนแปลง

เมื่อฐานเวลา (Time Base) เป็น 1 วินาที ดิสเพลย์ (Display) จะแสดง (Show) เลขเป็นเวลา 1 นาทีในช่วงเวลาบวก (+ V Period) ของฐานเวลาในช่วงเวลาลบ อีกประมาณ 1 วินาที ซึ่งหลังจากหมดช่วงเวลาลบ (+ V Period) ก็จะมีสัญญาณแลทช์ (Latch Signal) ดิสเพลย์ (Display) จะกระพริบเล็กน้อยซึ่งเราเกือบไม่รู้สึกรึ้น แต่ว่าโค้ดที่เข้ามาใหม่เปลี่ยนไปเท่านั้น จะเห็นว่าเมื่อเราใช้วงจรแลทช์ช่วยดิสเพลย์ จะแสดงตัวเลขเกือบ 2 วินาที

เมื่อเราใช้ 7 เซกเมนต์ดิสเพลย์ 3 ตัว เราต้องใช้เคาท์เตอร์โมด (Mode) 3 ซึ่งมีตาราง (Truth Table) ดังนี้

NO	B	A
0	0	0
1	0	1
2	1	0
3	0	0

เราจะจัดเอาท์พุทของ A และ B ให้อยู่ในลักษณะดังนี้

1. $\overline{A + B} = 1$
2. $\overline{\overline{A} + B} = 1$
3. $\overline{A + \overline{B}} = 1$

จะเห็นว่าขณะที่มีพัลส์เข้ามาแต่ละลูก เอาท์พุทของ 1, 2, 3 จะมีโอกาสเป็นลอจิก 1 ได้เพียงตัวเดียวเท่านั้น ดังนั้น 7 เซกเมนต์จะแสดงค่าออกมาเพียงตัวเลข (Digit) เดียว โดยตัวเลข (Digit) แรกสว่างก่อนต่อมาเป็นตัวเลข (Digit) ที่ 2 และที่ 3 ตามลำดับ ถ้าสัญญาณคล็อกอินพุท (Clock Input) มีช่วงเวลา (Period) เป็น 0.01 วินาที หมายความว่าตัวเลขแต่ละตัวจะสว่างเป็นเวลา 0.01 วินาที เรียงไปตามลำดับ ดังนั้น 3 ตัวเลข ก็จะใช้เวลาในการดิสเพลย์ (Display) เป็น 0.03 วินาที

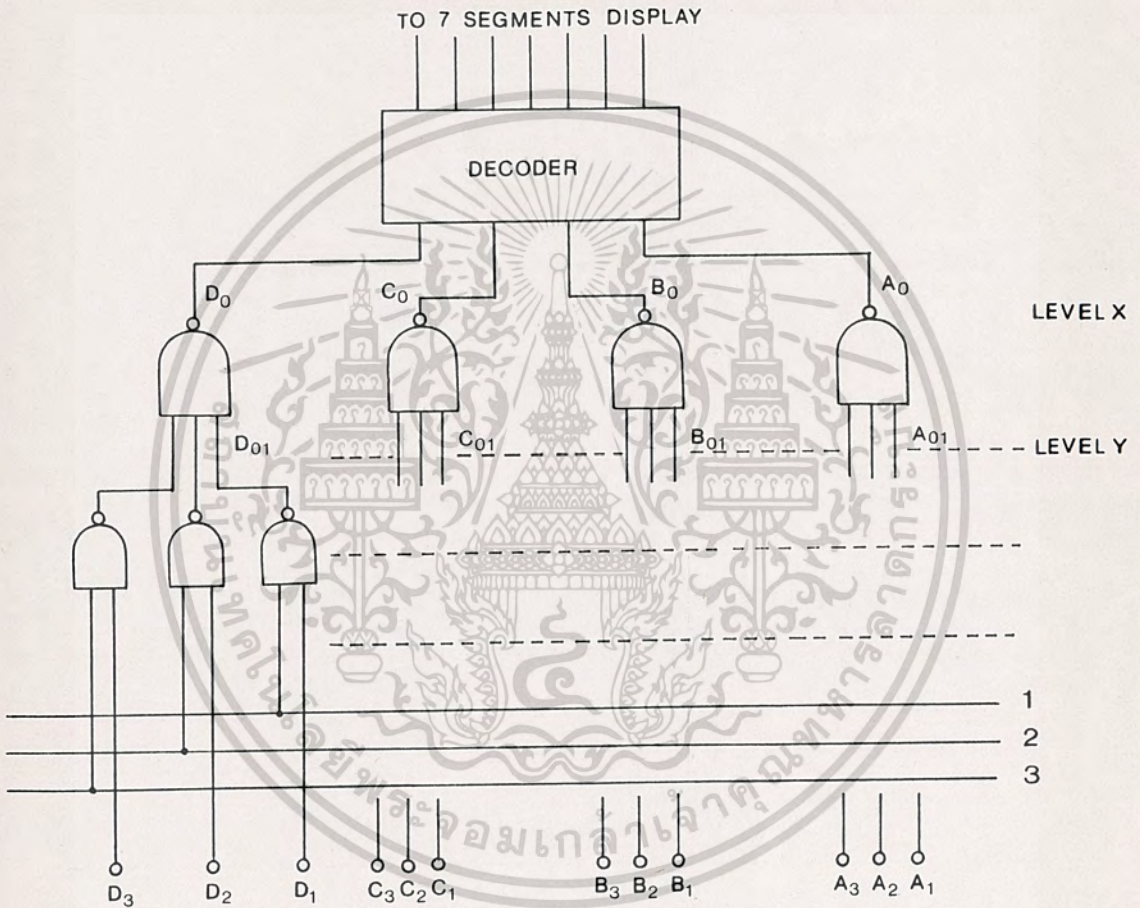
ใน 1 วินาที จะดิสเพลย์ (Display) = $1/0.03 = 33 \frac{1}{3}$ ครั้งต่อวินาที

ซึ่งเราจะเห็นเป็นตัวเลขหนึ่ง ๆ เท่านั้น

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของโรงเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5.6 วงจรเลือกโค้ด (Code Selector Circuit) เป็นวงจรเลือกโค้ด คือ เมื่อโค้ดของ 1 เป็นลอจิก 1 เราก็คงต้องให้โค้ดของตัวเลข (Digit) 1 ออกไปที่ ดีโค้ดเดอร์ ส่วนดีโค้ดเดอร์ตรงไปยังวงจรเมทริก (Matrix) ของ 7 เซกเมนต์อยู่แล้ว วงจรเลือกโค้ดเป็นดังนี้



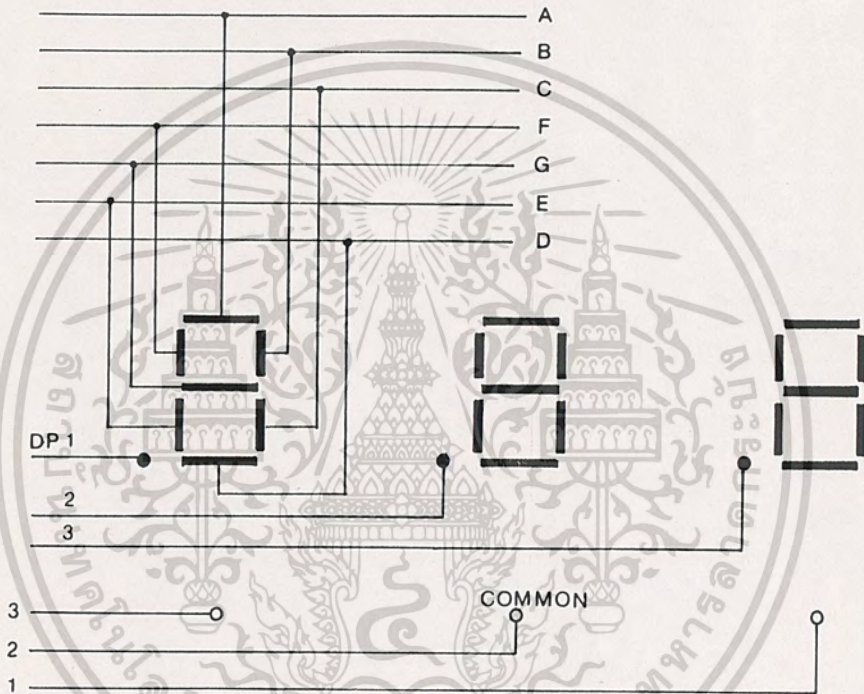
รูปที่ 1.7 วงจรเลือกโค้ด

เมื่อ 1, 2, 3, เป็นลอจิก 0 เอาท์พุทของแชนด์ (NAND) ที่ระดับ X (Level) เป็น 0 หมดด้วย ดังนั้นถ้าต้องการให้โค้ดลงตัว (Digit) $(A_1 B_1 C_1 D_1)$ ผ่านไปยังดีโค้ดเดอร์จะต้องให้สาย (Line) 1 เป็นลอจิก 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมทริก (Matrix) เป็นวงจร 7 เซกเมนต์ ซึ่งต่อขนานกับทุก ๆ เซกเมนต์ เมื่อแต่ละเซกเมนต์ต่อถึงกันหมด ดังนั้น 7 เซกเมนต์ดิสเพลย์จะได้รับโค้ดเหมือนกันหมดทั้ง 3 ตัว แต่จะดิสเพลย์ (Display) เพียงตัวเลขเดียวคือตัวเลขที่คอมมอนของมันได้รับลอจิก 1 จากสาย (Line) กับที่ 1, 2 หรือ 3 เท่านั้น

วงจรแสดงดิสเพลย์



รูปที่ 1.8 วงจรแสดงการดิสเพลย์ (Display)

ดังนั้นการสแกน (Scan) ของดิสเพลย์ (Display) 7 เซกเมนต์เป็นดังนี้

- 7 เซกเมนต์ตัวใด ๆ จะดิสเพลย์แต่ละครั้งใช้เวลา (Period) ของมัลติเพล็กซ์ (Muttiplex) เช่น ใช้เวลาเท่ากับ 1.001 วินาที ความถี่มัลติเพล็กซ์เท่ากับ 1 กิโลเฮิรตซ์

- 7 เซกเมนต์ตัวเลขใด ๆ จะดิสเพลย์ (Dispaly) ออกมาได้ต้องมีลอจิก 1

จ่ายให้จุดคอมมอน (Common) และวงจรเลือกโค้ดของตัวเลขนั้นเสียก่อน
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

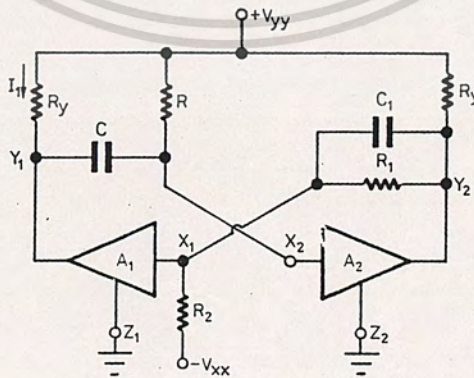
หลักการและความเป็นมาของเครื่องวัดค่าความจุ และคาบเวลา

2.1 วงจรโมโนสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์

วงจรโมโนสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์ มีลักษณะพิเศษ คือ มันจะเปลี่ยนสถานะไปชั่วขณะหลังจากที่มีการทรiggerเกิดขึ้นและจะเปลี่ยนแปลงกลับเข้าสู่สถานะเสถียรอย่างเดิม ดังนั้นเราจึงอาจเรียกชื่อวงจรได้อีกอย่างหนึ่งว่า วงจรวันช็อต (one shot), ซิงเกิ้ลไซเคิล (single cycle) ยูนิไวเบรเตอร์ (univibrator) ลักษณะรูปแรงดันเอาท์พุทที่วงจรสร้างขึ้น มีลักษณะเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่เป็นประโยชน์อย่างมากในวงจรพัลส์

2.2 ลักษณะการทำงานของวงจรโมโนสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์

ไดอะแกรมวงจรโมโนสเตเบิลแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.1 อุปกรณ์ A_1 และ A_2 จะเป็นหลอดหรือทรานซิสเตอร์ก็ได้ สำหรับกรณีที่ใช้ทรานซิสเตอร์ npn ขั้วแรงดันไฟเลี้ยง V_{yy} จะเป็นบวก และ V_{xx} จะเป็นลบ



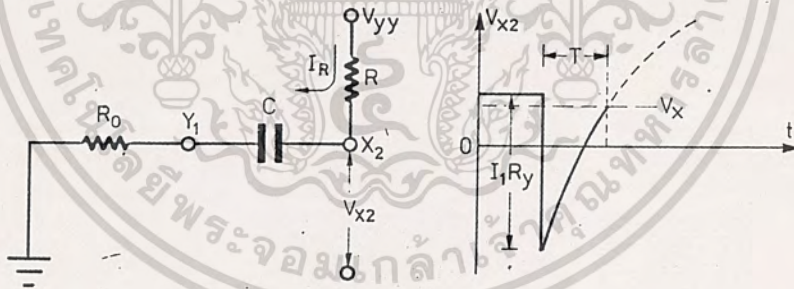
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกและดัดแปลงเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.1 วงจรเบื้องต้นของโมโนสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์

เราสมมติว่าถ้าทำการจัดค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ให้พอเหมาะจนกระทั่งวงจรอยู่ในสถานะเสถียร หรือ A_2 อยู่ในสถานะอิ่มตัว ส่วน A_1 อยู่ในสถานะคัทออฟ การอิ่มตัวของ A_2 เนื่องจากกระแสไบแอสที่มาจาก V_{yy} ผ่าน R เข้าสู่ขา X_2 ของ A_2 ดังนั้นที่ขา X_2 นี้จะมีแรงดันใกล้เคียงกราวด์ (กรณีทรานซิสเตอร์จะมีค่าแรงดันเท่ากับ $V_{BEsat} \approx 0.7$ โวลต์) ส่วนทางด้าน Y_1 จะมีค่าแรงดันใกล้เคียง V_{yy} ทั้งนี้เพราะ A_1 อยู่ในสภาวะคัทออฟ แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุจึงมีค่าโดยประมาณเท่ากับ $V_{yy} - V_{x2}$

ถ้าหากว่าเราทำการทริกที่ขา X_2 เพื่อให้ A_2 กลับมาอยู่ในสภาวะคัทออฟ แรงดันที่ Y_2 จะมีค่าสูงขึ้น และจะมีค่าประมาณเท่ากับ V_{yy} การคับปลิงจาก Y_2 จะต่อเข้าไปยัง X_1 ทำให้ A_1 นำกระแส เกิดกระแส I_1 ไหลผ่าน R_y เป็นผลทำให้แรงดันที่จุด Y_1 ลดต่ำลงอีก $I_1 \cdot R_y$ เนื่องจากแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุไม่สามารถจะเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดได้ แรงดันที่ X_2 จึงพลอยลดลงไปทางลบยิ่งขึ้น

วงจรจะคงอยู่ในสถานะนี้เพียงชั่วขณะ (A_1 อิ่มตัว A_2 คัทออฟ) ทั้งนี้เพราะตัวเก็บประจุจะปรับค่าแรงดันคร่อมตัวมันใหม่ การปรับค่าจะเกิดในลักษณะการไหลของกระแสจาก V_{yy} ผ่านตัวต้านทาน R ตัวเก็บประจุ C และความต้านทานขณะอิ่มตัวของ A_1 ลักษณะของวงจรแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.2



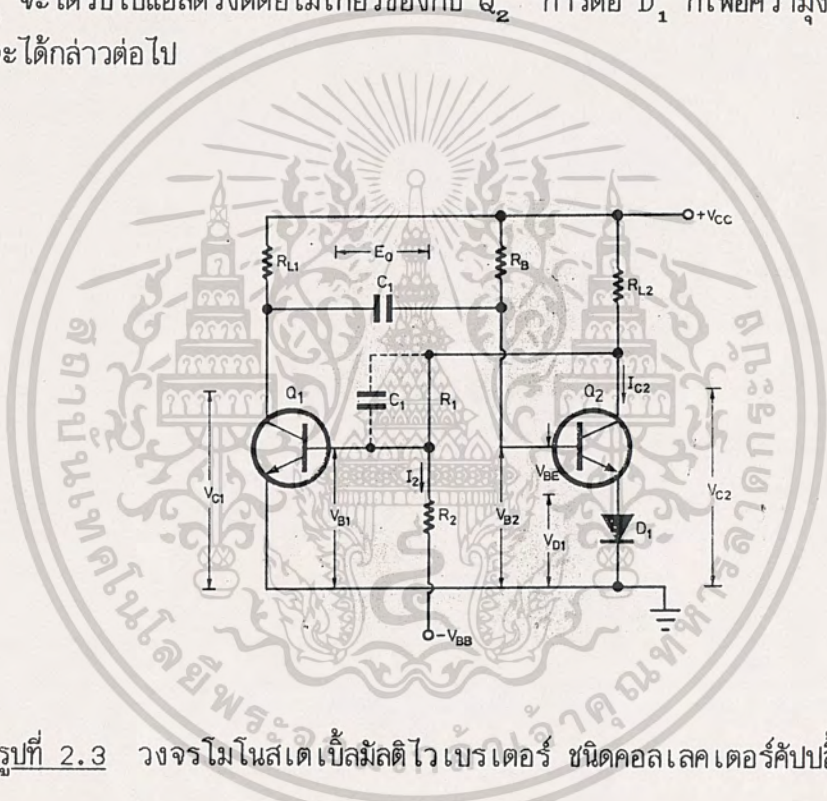
รูปที่ 2.2 แสดงส่วนของการปรับค่าแรงดันคร่อม

ในขณะเกิดการทริกขึ้น แรงดัน V_{x2} จะลดลงด้วยค่าการลดลงของ V_{y1} คือ $I_1 \cdot R_y$ และหลังจากนั้นก็จะมีกระแสจาก V_{yy} ประจุให้กับ C ทำให้แรงดัน V_{x2} มีค่าสูงขึ้น ลักษณะการประจุแรงดันนี้จะมีค่าเป็นเส้นเอ็กโพเนนเชียลด้วยค่าคงตัวเวลา $T = C (R_0 + R)$ และเมื่อแรงดันที่ V_{x2} มีค่าสูงจนพอเพียงที่จะทำให้ A_2 เริ่มนำกระแสได้ใหม่ A_2 ก็จะนำกระแสและป้อนกลับมาทำให้ A_1 คัทออฟ และจะคงสถานะเช่นนั้นต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของงานวิจัยของศูนย์วิจัยเทคโนโลยีสารสนเทศ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 วงจรโมโนสเตเบิลชนิดคอลเลคเตอร์คัปปลิง

วงจรโมโนสเตเบิลที่มีลิตัวเบเรเตอร์ชนิดนี้แสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.3 การที่เราใช้ชื่อว่าเป็นชนิดคอลเลคเตอร์คัปปลิงก็เพราะว่าคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2 ต่อคัปปลิงผ่าน R_1 และ R_2 ไปยังเบสของทรานซิสเตอร์ Q_1 ในภาวะปกติที่ยังไม่มีการทริกวงจร ส่วนกระแสเบส (I_{B2}) จะมาจากแรงดันไฟเลี้ยง V_{CC} ป้อนเข้าทรานซิสเตอร์ Q_2 โดยผ่านตัวต้านทาน R_B นั่นคือทรานซิสเตอร์ Q_2 จะอยู่ในสภาวะนำกระแสตลอดเวลา และขณะนี้เอง ไดโอด D_1 จะได้รับไบแอสตรงดัดยไม่เกี่ยวข้องกับ Q_2 การต่อ D_1 ก็เพื่อความมุ่งหมายบางประการที่จะได้กล่าวต่อไป



รูปที่ 2.3 วงจรโมโนสเตเบิลที่มีลิตัวเบเรเตอร์ ชนิดคอลเลคเตอร์คัปปลิง

ในขณะที่ Q_2 อยู่ในสภาวะอิ่มตัว แรงดันที่คอลเลคเตอร์ของ Q_2 จะมีค่าโดยประมาณเท่ากับ $V_{CEsat} + V_{D1}$ โดยคิดเทียบกับกราวนด์ แรงดันที่เบสของ Q_1 หาได้โดยคิดค่าแรงดันตกคร่อม $R_1 + R_2$ ซึ่งมาจากแรงดันคอลเลคเตอร์ของ Q_2 กับ $-V_{BB}$ แต่เนื่องจาก V_{C2} มีค่าใกล้เคียงแรงดันกราวนด์ ดังนั้นแรงดัน V_{B1} จึงมีค่าเป็นลบทำให้ Q_1 อยู่ในสภาวะคัทออฟอย่างแน่นอน

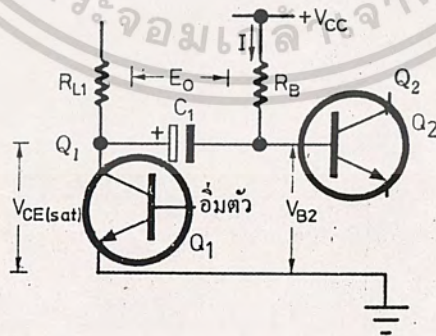
เมื่อ Q_1 อยู่ในสภาวะคัทออฟ กระแสคอลเลคเตอร์จะมีค่าน้อยมากจนคิดได้ว่าเป็นศูนย์ นั่นคือจะไม่มีแรงดันตกคร่อม R_{L1} และแรงดันที่คอลเลคเตอร์ของ Q_1 จะมีค่าโดยประมาณเท่ากับแรงดัน V_{CC} เมื่อพิจารณาทางด้าน Q_2 บ้าง แรงดัน V_{B2} ของทรานซิสเตอร์ Q_2 จะไม่วากกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีค่าโดยประมาณเท่ากับ $V_{BE} + V_{D1}$ แรงดันทางด้านขวาของตัวเก็บประจุ C_1 จะเป็นแรงดัน V_{B2} และแรงดันทางด้านซ้ายของตัวเก็บประจุจะมีค่าเท่ากับ V_{CC} ดังนั้นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 หรือ E_o จะมีค่าเท่ากับ $V_{CC} - V_{B2}$

คราวนี้เราลองมาดูกันว่าจะเกิดอะไรขึ้นถ้าหากว่าเราทำการทริกให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 อิ่มตัวชั่วขณะหนึ่ง แรงดันที่คอลเลคเตอร์ของ Q_1 จะลดลงเกือบมีค่าเท่ากับแรงดันกราวนด์ ตัวเก็บประจุ C_1 จะยังไม่คายประจุ แรงดันทางด้านซ้ายของตัวเก็บประจุมีค่าโดยประมาณเท่ากับ V_{CEsat} นั่นคือ แรงดันทางขวาของตัวเก็บประจุจะยังคงมีแรงดันเท่ากับ $V_{CEsat} - E_o$ แรงดันที่เบสของ Q_2 จะมีค่าเท่ากับ $V_{CEsat} - E_o$ ด้วย จะเป็นผลทำให้ Q_2 คัทออฟทันที เมื่อ Q_2 คัทออฟกระแส I_{C2} ก็จะมีค่าน้อยมาก ทำให้แรงดัน V_{C2} มีค่าเพิ่มขึ้น และป้อนกลับมาให้เบสของ Q_1 ทำให้ Q_1 นำกระแสยิ่งขึ้น

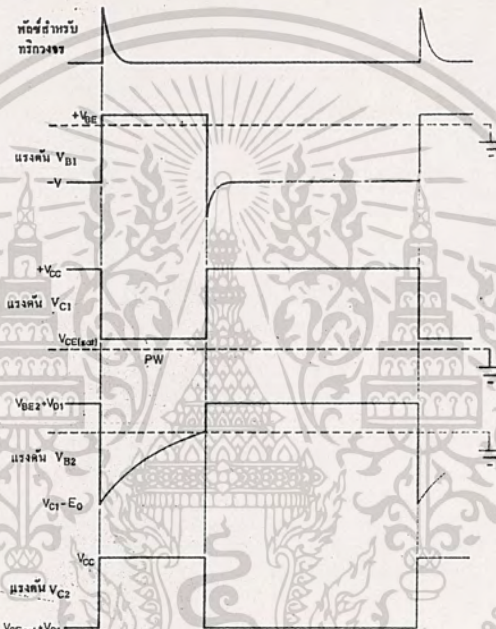
จากที่กล่าวมานี้พอสรุปได้ว่าในชั่วขณะที่มีการทริกทรานซิสเตอร์ Q_2 จะคัทออฟและ Q_1 จะอิ่มตัว แต่การดำรงสถานะนี้จะดำรงสถานะได้ชั่วขณะหนึ่ง

การเปลี่ยนสถานะกลับคืนเข้าสู่สถานะเสถียรแสดงให้เห็นดังรูป ก่อนที่สัญญาณพัลส์มาทริกให้ Q_1 นำกระแสหรืออิ่มตัว แรงดันที่เบส $V_B = -V$, $V_{C1} = V_{CC}$, $V_{B2} = 1.4$ โวลต์ $V_{C2} \approx 0.9$ โวลต์ ครั้นเมื่อทริกให้ Q_1 นำกระแสแรงดัน $V_{B1} \approx 0.7$, $V_{C1} \approx 0.2$, $V_{B2} = (V_{C1} - E_o) \approx -E_o$, $V_{C2} \approx V_{CC}$ ในขณะที่ Q_2 กำลังอยู่ในสภาวะคัทออฟนั้น แรงดันส่วนอื่นที่กล่าวมาแล้วจะมีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงยกเว้นแรงดัน V_{B2} แรงดัน V_{B2} นี้ขึ้นกับตัวเก็บประจุ C_1 เพราะตัวเก็บประจุ C_1 จะคายประจุผ่าน R_B แรงดัน E_o คร่อม C_1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 2.4 แสดงการเปลี่ยนแปลงแรงดัน V_B เนื่องจากตัวเก็บประจุ C_1 โยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในตอนเริ่มแรกจะมีค่าบวกทางขึ้นด้านซ้าย และมีค่าเป็นลบทางด้านขวา กระแส I จะไหลผ่านไปทางด้านขวาของตัวเก็บประจุ C_1 ซึ่งจะทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุ และแล้วจะเสมือนรับประจุเพื่อกลับศักดาระหว่างขั้วตัวเก็บประจุ C_1 ใหม่ นั่นคือ แรงดัน V_{B2} จะค่อย ๆ มีค่าสูงขึ้นสูงขึ้น เติมเริ่มจากแรงดัน $V_{CEsat} - E_o$ เข้าสู่แรงดันกราวด์ ครั้นเมื่อการคายประจุจนทำให้แรงดันเบส V_{B2} สูงขึ้นจนถึงค่า ๆ หนึ่งที่ทำให้แรงดันเบสอิมิตเตอร์ของ Q_2 เกิดการไบแอสตรงทำให้มีกระแส I_{C2} และ V_{C2} จะมีค่าลดลงเมื่อ V_{C2} มีค่าลดลง มันจะเป็นผลทำให้ V_{B1} พลอยลดลงตาม ในที่สุดทรานซิสเตอร์ Q_2 จะนำกระแสและ Q_1 จะคัทออฟและจะอยู่อย่างนี้ต่อไป



รูปที่ 2.5 แสดงลักษณะการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่ส่วนต่าง ๆ ของวงจรเมื่อมีการทริกกวงจร

ในขณะที่ทรานซิสเตอร์กลับเข้าสู่สถานะสมดุลย์ ส่วนของแรงดัน V_{B1} จะมีลักษณะของสไปท์เกิดขึ้น การเกิดสไปท์นี้เกิดเนื่องจากเราเติมตัวเก็บประจุ C_2 ลงไปในวงจร ตัวเก็บประจุ C_2 นี้เราเรียกว่า ตัวเพิ่มความเร็ว (speed up capacitor)

จากการที่เราทริกกวงจร เราจะเห็นว่าลักษณะของการเปลี่ยนแรงดันที่ขาคอลเลคเตอร์ ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวจะอยู่ในลักษณะกลับกัน ดังนั้นเราสามารถต่อออกไปใช้งานได้สองแบบ ค่าความกว้างของพัลส์ (PW) จะขึ้นอยู่กับอัตราการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_1 นั่นคือ ขึ้นอยู่กับค่าของ C_1 และ R_B ถ้าหากว่าเราเลือกใช้ตัวต้านทาน R_B เป็นตัว

ต้านทานที่ปรับค่าได้ เราก็สามารถปรับความกว้างของพัลส์ได้ ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 การออกแบบวงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ชนิดคอลเลคเตอร์คัปปลิ่ง

ก่อนที่จะทำการออกแบบวงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ เราจะต้องทราบความต้องการของเราเสียก่อนว่าต้องการให้ความกว้างของพัลส์มีค่าสักเท่าใด แรงดันไฟเลี้ยงใช้ค่าเท่าไร โหลดของวงจรเป็นอย่างไร จากข้อมูลนี้เราก็มาเลือกทรานซิสเตอร์ที่ใช้ให้เหมาะสม สำหรับโหลดของวงจรนั้นเราอาจตกลงไปในตำแหน่งของ R_{L1} หรือ R_{L2} ได้เลย แต่โดยทั่ว ๆ ไปเรามักต้องการแต่ลักษณะสัญญาณพัลส์ที่เกิดขึ้น ดังนั้นเราอาจต้องคัปปลิ่งกับคอลเลคเตอร์ของ Q_2 ได้

I_{C2} และ R_{L2} เป็นค่าที่เราควรที่จะเลือกให้พอเหมาะเพื่อให้ทรานซิสเตอร์อยู่ในภาวะอิ่มตัวได้ โดยปกติค่า $I_{C2} \cdot R_{L2} \approx V_{CC}$ เมื่อกำหนดค่า I_{C2} ได้แล้วก็สามารถคำนวณหาค่า I_{B2} ได้จาก I_{C2} / h_{FEmin} การใช้ค่า h_{FE} ที่ต่ำที่สุดที่เป็นได้เพราะเราจะได้แน่ใจว่าเมื่อมีกระแสเบสเข้ามาตามค่าที่กำหนดแล้วทรานซิสเตอร์อิ่มตัวได้ ค่าตัวต้านทานเบส R_{B2} นั้นเราคำนวณได้จาก $(V_{CC} - V_{B2}) / I_{B1}$ ส่วนค่า R_{L1} นั้นเรามักจะให้เท่ากับ R_{L2} เพื่อว่า $I_{C1} \approx I_{C2}$

ตัวต้านทาน R_1 และ R_2 มีไว้สำหรับจัดให้ไบแอสกับเบสของ Q_1 เมื่อวงจรอยู่ในเสถียรปกติ (เมื่อ Q_1 อยู่ในภาวะอิ่มตัว) กระแส I_2 ที่ไหลผ่าน R_1 และ R_2 จะมีค่ามากกว่ากระแสเบสที่ไหลผ่าน Q_1 เพื่อให้ได้เงื่อนไข $I_2 \gg I_{B1}$ ตัวต้านทาน R_1 และ R_2 ควรจะเลือกให้มีค่าน้อยเท่าที่จะทำได้แต่อย่างไรก็ดี R_1 และ R_2 ยังเป็นตัวลดกระแสที่ไหลผ่าน R_{L2} ถ้าพิจารณาในแง่นี้ได้อย่างเดียวค่า R_1 และ R_2 ควรมีค่ามากที่สุดเท่าที่จะมากได้ วิธีการกำหนดจึงต้องอาศัยประสบการณ์บางอย่างและโดยปกติเราจะให้ $I_2 \approx I_{C2} / 10$ เนื่องจาก $I_{C1} \approx I_{C2}$ กระแส I_{B1} จึงมีค่าเป็น I_{C2} / h_{FE} นั่นคือ I_2 จะมีค่า $(h_{FE} / 10) \times I_{B1}$ และเมื่อทำการออกแบบแล้วจะพบว่าค่าตัวต้านทาน R_1 และ R_2 ที่ใช้จะมีค่ามากกว่า R_L ถึง 10 เท่า

ความกว้างของพัลส์ที่เอาท์พุทขึ้นอยู่กับค่าตัวเก็บประจุ C_1 และ R โดยเราคิดเอาไว้ว่าตัวเก็บประจุจะทำการคายประจุที่มีค่าเริ่มต้นเท่ากับแรงดันคร่อมตัวมัน จะมีแรงดันเป็นศูนย์ในที่สุด

ตัวอย่าง จงแสดงการออกแบบวงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ โดยใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง ± 9 โวลต์ กระแส $I_C = 2\text{mA}$ $h_{FE} = 50$ โดยความกว้างของพัลส์มีค่าเท่ากับ 250 ns

ลักษณะของวงจรเราจะใช้วงจรในรูปที่ 2.3 โดยกำหนดให้สถานะปกติ Q_2

นำกระแส และ Q_1 คัทออฟจากวงจรเราสามารถหาค่า R_{L2} ได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 R_{L2} &\approx V_{CC} - V_D / I_C \\
 &= 9V - 0.7V / 2mA \\
 &= 4.25k\Omega \quad (\text{ใช้ } 4.7k\Omega \text{ เนื่องจากเป็นค่ามาตรฐาน})
 \end{aligned}$$

กระแสเบส I_{B2} ต่ำสุดที่เป็นได้คือ

$$\begin{aligned}
 I_{B(\min)} &= I_C / h_{FF(\min)} \\
 &= 2mA / 50 \\
 &= 40\mu A
 \end{aligned}$$

หาค่า R_B จากค่า I_B ได้

$$\begin{aligned}
 R_B &= V_{CC} - V_{BE} - V_{D1} / I_{B2} \\
 &= 9V - 0.7V - 0.7V / 40\mu A \\
 &= 190k\Omega \quad (\text{ใช้ค่า } 180k\Omega)
 \end{aligned}$$

ค่าตัวต้านทาน R_{L1} เรากำหนดให้มีค่าเท่ากับค่าตัวต้านทาน R_{L2} (เมื่อ Q_2 อิ่มตัว ขอให้พิจารณาจากรูป 2.6)

$$R_{L1} = R_{L2} = 4.7k\Omega$$

เพื่อที่จะกำหนดให้ $I_2 > I_{B1}$

$$\begin{aligned}
 I_2 &\approx I_C / 10 \\
 &= 2mA / 10 = 200\mu A
 \end{aligned}$$

$$V_{B1} = V_{BE} = 0.7 \text{ โวลต์ (เมื่อ } Q_1 \text{ อิ่มตัว)}$$

$$\begin{aligned}
 V_{R2} &= V_{B1} - V_{BB} \\
 &= 0.7 \text{ โวลต์} - (-9 \text{ โวลต์}) = 9.7 \text{ โวลต์} \\
 &= V_{R2} / I_2 \\
 &= 9.7 \text{ โวลต์} / 200\mu A \\
 &= 48.5k\Omega \quad (\text{ใช้ค่า } 47k\Omega)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_{B1} + I_2 &\approx 200\mu A + 40\mu A \\
 &= 240\mu A
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_{L2} + R_1 &= V_{CC} - V_{B1} / I_{B1} + I_2 \\
 &= 9 \text{ โวลต์} - 0.7 \text{ โวลต์} / 204\mu A \\
 &= 34.6k\Omega
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R1 &= (R_{L1} + R_1) - R_{L2} \\
 &= 34.6k\Omega - 4.7k\Omega
 \end{aligned}$$

$$= 29.9k\Omega \quad (\text{ใช้ค่า } 27k\Omega)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกริใช้งานในเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรที่กล่าวมาที่เสร็จสิ้น เราสามารถหาค่า V_{B1} เมื่อ Q_2 อิ่มตัว และ Q_1 คัทออฟ เพื่อตรวจสอบ

$$V_{B1} = V_{C1} - V_{R1}$$

$$V_{C2} = V_{D1} + V_{CEsat}$$

$$\approx 0.7 \text{ โวลต์} + 0.2 \text{ โวลต์}$$

$$= 0.9 \text{ โวลต์}$$

$$V_{R1} = R_1 / R_1 + R_2 (V_{C2} - V_{BB})$$

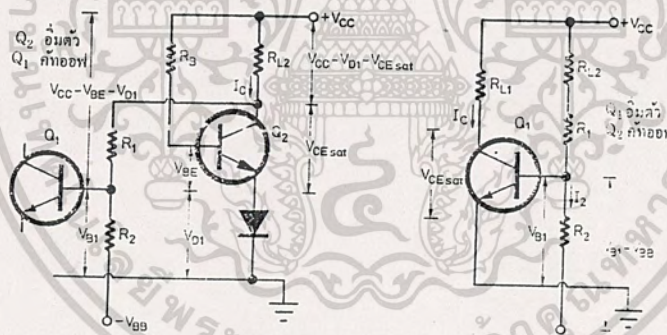
$$= (27k\Omega / 27k\Omega + 47k\Omega) [0.9V - (-9V)]$$

$$\approx 3.6 \text{ โวลต์}$$

$$V_{B1} = 0.9 - 3.6 \text{ โวลต์}$$

$$= -2.7 \text{ โวลต์}$$

ค่า V_{B1} นี้ พอเพียงที่จะทำให้ Q_1 คัทออฟ และ Q_2 อิ่มตัว



รูปที่ 2.6 วงจรที่ใช้ในการคำนวณ

การกำหนดความกว้างของพัลส์ จากตัวอย่างนี้เรากำหนดให้ความกว้างของพัลส์มีค่าเท่ากับ $250 \mu s$ การออกแบบเราสามารถหาค่า R และ C ได้ดังนี้

จากกราฟรูปที่ 2.2 เราให้แรงดัน V_{B2} เปลี่ยนแปลงค่าแรงดันตามสมการ

$$V_{B2} = V_{CC} - (V_{CC} - E_0)e^{-t/RC}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการเราได้ว่า

$$e^{-t/RC} = V_{CC} - V_{B2} / V_{CC} - E_o$$

$$t / RC = \ln (V_{CC} - V_{B2} / V_{CC} - E_o)$$

หรือ

$$C = t / R \ln (V_{CC} - V_{B2} / V_{CC} - E_o)$$

ในขณะที่ Q_2 สวิตช์มานำกระแส เราประมาณให้ค่า V_{B2} มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ (เพื่อการคำนวณที่ง่ายขึ้น)

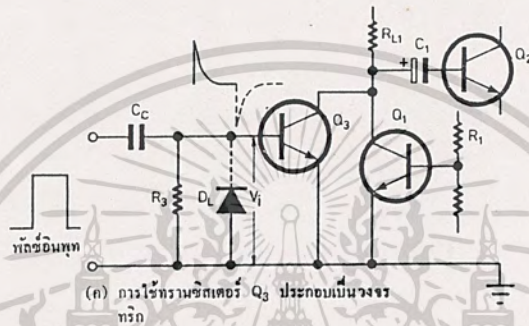
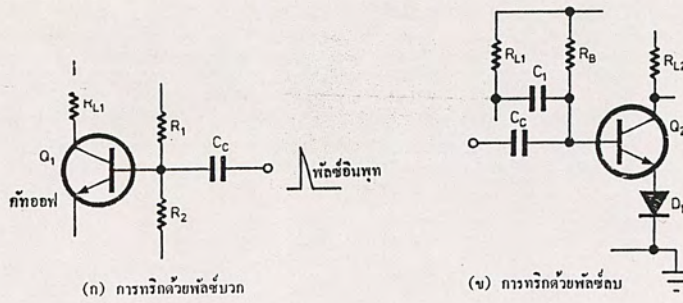
จากโจทย์ที่กำหนดให้ $V_{CC} = 9$ โวลต์ $E_o = -(V_{CC} - V_{BE} - V_{B1})$ หรือ $E_o = -7.6$ โวลต์ $t = 250 \mu\text{s}$ และ $R = R_B = 180\text{k}\Omega$ จากสมการข้างบนคำนวณ C ได้

$$C = 250 \mu\text{s} / 180\text{k}\Omega \ln [9 - (-7.6)] / 9$$

$$C = 2.3 \times 10^{-9} \text{ หรือ } 0.0023 \mu\text{F}$$

2.5 การทริกวงจรมอนอสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์

การทริกวงจรมอนอสเตเบิลก็คือ การกระทำให้ทรานซิสเตอร์ตัวที่อยู่ในสถานะอิ่มตัว กลับมาเป็นคัทออฟ หรือกระทำที่ตัวทรานซิสเตอร์คัทออฟให้อิ่มตัว การทริกจึงอาศัยพัลส์ซึ่งจะเป็นชนิดพัลส์บวกหรือลบก็ได้ ขึ้นอยู่กับการทริกที่ส่วนใด ของวงจรถ่ายและตัวทรานซิสเตอร์ตัวใด รูปที่ 2.7 (ก) เป็นการนำเอาพัลส์บวกต่อคัทอับลิ่งเข้าส่วนเบสของทรานซิสเตอร์ตัวที่คัทออฟ เพื่อให้กลับมามีอิ่มตัว ส่วนรูปที่ 2.7 (ข) เป็นการทริกที่เบสของทรานซิสเตอร์ที่อิ่มตัว เราจึงใช้พัลส์ลบ ซึ่งลักษณะของพัลส์จะไปทำให้ทรานซิสเตอร์เปลี่ยนสถานะจากอิ่มตัวมาเป็นคัทออฟ



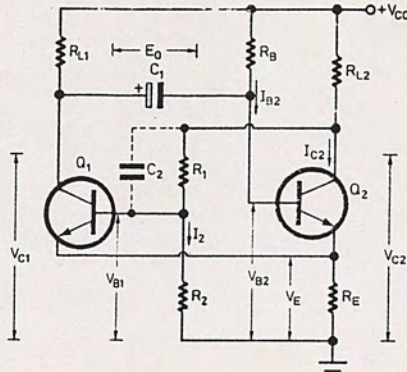
รูปที่ 2.7

วงจรทวีคูณที่ให้ประสิทธิภาพการทวีคูณได้ดีวิธีหนึ่ง คือการใช้ทรานซิสเตอร์ประกอบในวงจรทวีคูณ ดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.7 (ค) C_C และ R_3 ประกอบกันเป็นวงจรดีฟเฟอเรนเชียล เพื่อเปลี่ยนสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมให้เป็นพัลส์แหลม ๆ ไดโอด D_1 ใส่ไว้สำหรับตัดพัลส์ลบซึ่งอาจจะมีและจะไปกระทำให้เกิดพัลส์ตรงรอยต่อระหว่างเบส-อิมิตเตอร์ของ Q_3 ในขณะที่ไบแอสกลับ ครั้งเมื่อ Q_3 ได้รับพัลส์เข้าที่เบสแรงดันคอลเลกเตอร์อิมิตเตอร์ของมันจะลดลงจนถึง V_{CEsat} ซึ่งจะทำให้ Q_1 ซึ่งแต่เดิมคัทออฟกลับกลายเป็นอิ่มตัวได้

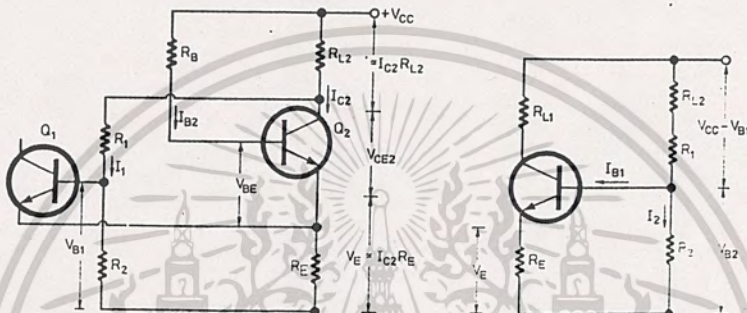
2.6 วงจรโมโนสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์ชนิดอิมิตเตอร์คัทบัลลิ่ง

วงจรโมโนสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์ที่กล่าวมาแล้วนั้น เราต้องใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรทั้งบวกและลบซึ่งไม่เหมาะกับการใช้งานในบางโอกาส สำหรับในหัวข้อนี้เราจะกล่าวถึงวิธีการที่จะเติมตัวต้านทาน R_E เพื่อเป็นการช่วยไบแอสให้วงจรใช้แรงดันไฟเลี้ยงแต่เพียง V_{CC} เท่านั้น นอกจากนี้การเพิ่มตัวต้านทาน R_E ให้กับวงจรทำให้ทรานซิสเตอร์อิ่มตัวได้ง่ายขึ้นเป็นผลทำให้ทรานซิสเตอร์กระทำเป็นสวิทช์ที่ความเร็วได้สูงกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(น) วงจรไบโพลาร์แบบมีตัวเก็บประจุที่ควบคุมโดยทรานซิสเตอร์ที่ปัดล้าง



(จ) วงจรเมื่อ Q₂ อิ่มตัว Q₁ คัทออฟ

(ก) วงจรเมื่อ Q₂ อิ่มตัว Q₁ คัทออฟ

รูปที่ 2.8

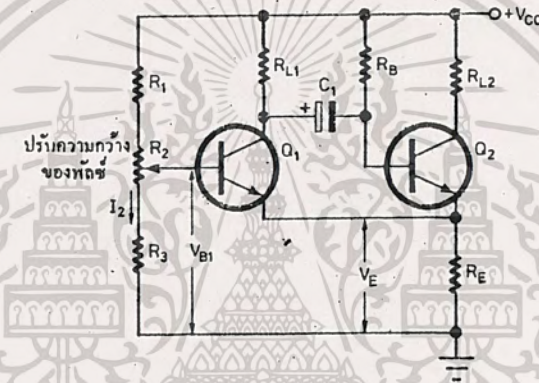
เพื่อให้เข้าใจการทำงานของวงจรได้ดียิ่งขึ้นเราจะอธิบายอ้างอิงถึงวงจรในรูปที่ 2.8 ทรานซิสเตอร์ Q_2 อยู่ในภาวะอิ่มตัวเนื่องจากกระแสไบแอส I_{B1} ที่ไหลผ่านมาจาก $+V_{CC}$ ผ่าน R_B ดังนั้นจึงมีกระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_2 ซึ่งทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม R_E แรงดันตกคร่อม คอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ของ Q_2 จะมีค่าเท่ากับ V_{CEsat} ซึ่งมีค่าต่ำประมาณ 0.2 โวลต์ แรงดันที่คอลเลคเตอร์ของ Q_2 นี้จึงมีผลทำให้แรงดัน V_{B1} ของ Q_1 มีค่าต่ำกว่าแรงดัน V_E เป็นผลทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 อยู่ในภาวะคัทออฟ (ดูรูปที่ 2.8 ข) และเมื่อ Q_1 คัทออฟจะทำให้แรงดันที่คอลเลคเตอร์ของ Q_1 มีค่าประมาณเท่ากับ V_{CC} แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ E_0 จึงมีค่าโดยประมาณเท่ากับ $V_{CC} - V_{B2}$

ครั้งเมื่อ Q_1 ได้รับการทริกให้อิ่มตัว Q_2 ก็จะมาอยู่ที่คัทออฟ รูปวงจรแสดงให้เห็น ดังรูปที่ 2.8 (ค) ในขณะที่การทริกกำลังดำเนินการ แรงดันคอลเลคเตอร์ของ Q_1 จะลดลง และประจุที่มีอยู่ในตัวเก็บประจุ C_1 ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดได้ แรงดันคร่อม C_1 จึง ทำให้แรงดันเบสของ Q_2 ลดลงจนทำให้ Q_2 คัทออฟ แรงดันคอลเลคเตอร์ของ Q_2 จึงมีค่า สูงขึ้นเป็นผลทำให้เกิดการไบแอสไปที่ Q_1 ยิ่งมากขึ้นจนทำให้ Q_1 ยิ่งอิ่มตัวยิ่งขึ้น ในขณะนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษายเท่านั้น และอนุญาตให้เผยแพร่ได้แต่เพียงในด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงคร่อมตัวเก็บประจุจะพยายามกลับมาสู่ระดับใหม่ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่ตัวเก็บประจุจะค่อย ๆ เปลี่ยนจนกระทั่งการเปลี่ยนแปลงมีผลทำให้แรงดัน V_{B2} สูงขึ้นจนถึงระดับมากกว่าแรงดัน V_E พอเพียงที่จะทำให้ Q_2 นำกระแสซึ่งจะทำให้วงจรกลับมาอยู่ในสถานะเดิมคือ Q_2 นำกระแส และ Q_1 คัทออฟ

ตัวเก็บประจุ C_2 ซึ่งเป็นตัวเก็บประจุที่มีหน้าที่เพิ่มความเร็วในการทำงานของวงจรในการเปลี่ยนสถานะเช่นเดียวกับวงจรคอลเลคเตอร์คัปปลิ่งที่กล่าวถึงแล้ว



รูปที่ 2.9 วงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ที่ปรับความกว้างของพัลส์

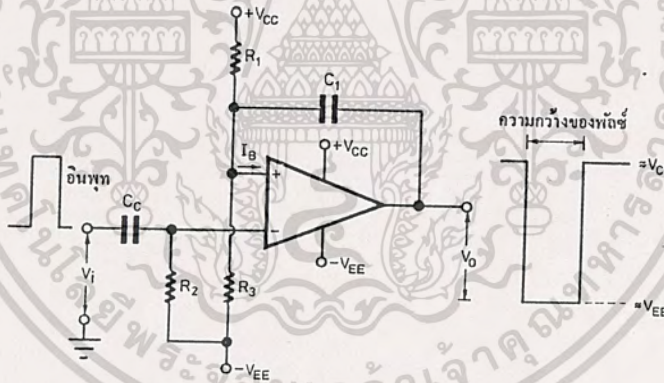
ในการออกแบบวงจรก็คล้ายคลึงกับการออกแบบวงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ชนิดคอลเลคเตอร์คัปปลิ่ง แต่สำหรับการปรับแต่งช่วงความกว้างของพัลส์เราทำได้โดยการต่อวงจรในลักษณะที่แสดงในรูปที่ 2.9 ซึ่งเป็นการปรับค่าแรงดัน V_{B1} ด้วยตัวต้านทาน R_2 วงจรจะได้รับการออกแบบเพื่อว่าค่าสูงสุดของระดับแรงดัน V_{B1} มีค่าน้อยกว่าปกติของแรงดัน V_{B2} ครั้งเมื่อ Q_1 ได้รับการทริกให้นำกระแสแรงดันคอลเลคเตอร์ของ Q_1 จะลดลง ประจุที่อยู่ใน C_1 จะทำให้ V_{B2} มีค่าต่ำกว่าค่า V_B Q_2 จึงอยู่ในภาวะคัทออฟ ฟอนกระทั้ง C_1 คายประจุทำให้แรงดัน V_{B2} มีค่าสูงขึ้นจนมากกว่า V_{B1} อีกครั้งหนึ่ง

สำหรับการออกแบบวงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ก็เหมือนกับการออกแบบวงจรตามหัวข้อ 2.9 แต่แทนที่จะมีแรงดัน V_{BB} ช่วยไบแอสที่เบส เราก็ใช้ R_E โดยมีแรงดันคร่อม R_E เป็นตัวช่วยไบแอสให้กับวงจร โดยปกติแรงดันเอาท์พุทที่เรานำออกมาที่ขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์จะมีลักษณะมิได้เปลี่ยนระดับศูนย์ถึง V_{CC} ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 การใช้ออปแอมป์เป็นวงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์

วงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ยังเป็นวงจรที่ได้รับการประยุกต์มาจากออปแอมป์ได้ ลักษณะของวงจรแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.10 ขาอินเวอร์ตติ้งอินพุทของออปแอมป์ต่อลงกราวด์โดยการผ่านตัวต้านทาน R_3 ส่วนขาอนอินเวอร์ตติ้งอินพุทได้รับแรงดันไบแอสที่มีค่าสูงกว่ากราวด์ด้วยตัวต้านทาน R_1 และ R_2 เนื่องจากแรงดันที่ขาอนอินเวอร์ตติ้งอินพุทมีค่าสูงกว่าแรงดันที่ขาอินเวอร์ตติ้ง ดังนั้นแรงดันเอาต์พุทจะมีค่าอ้อมตัวโดยประมาณเท่ากับ V_{CC} ตัวเก็บประจุที่ต่อในลักษณะบ็อนกลับจึงได้รับการประจุทำให้แรงดันทางด้านต่อกับเอาต์พุทมีค่าสูงกว่าแรงดันทางด้านต่อกับอินพุท

ครั้นแรงดัน V_1 ได้รับการบ็อนเข้าโดยมีแรงดันบวกมากกว่าระดับแรงดันที่ขาอนอินเวอร์ตติ้ง แรงดันเอาต์พุทก็จะสวิทช์อย่างรวดเร็วลดลงมาจนมีแรงดันเกือบเท่ากับแรงดัน $-V_{EE}$ แรงดันพัลส์ที่บ็อนเข้ามาที่อินพุทนี้จะทำให้แรงดันที่ขาอนอินเวอร์ตติ้งพลอยมีค่าลดลงด้วย โดยจะลดลงมีค่าโดยประมาณเท่ากับ $(-V_{EE}) - E_o$



รูปที่ 2.10 การใช้ออปแอมป์เป็นวงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์

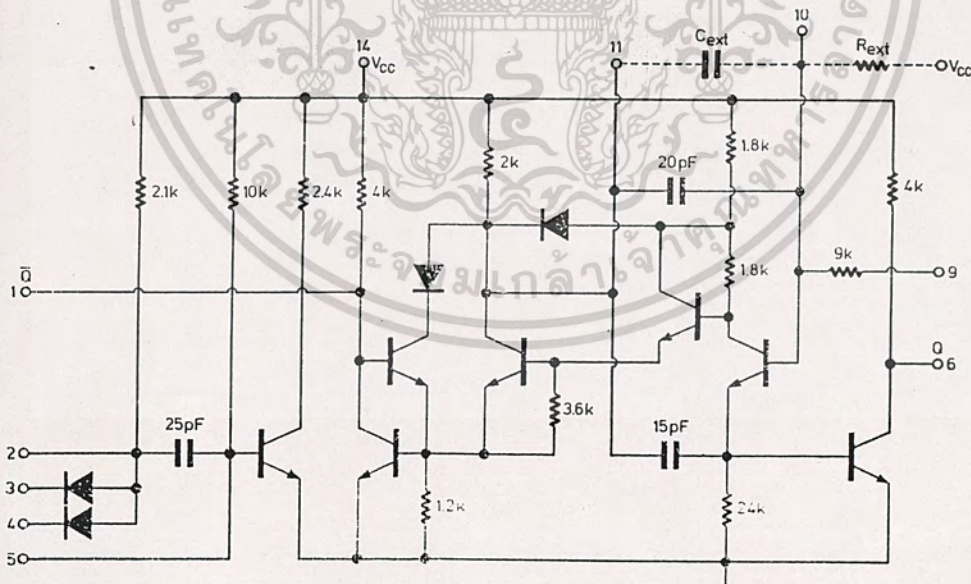
ดังนั้นเอาต์พุทจะยังคงมีค่าเป็นลบรอจนกระทั่งการคายประจุของ C_1 จนกระทั่งทำให้แรงดันที่ขาอนอินเวอร์ตติ้งมีค่าสูงกว่าขาอินเวอร์ตติ้ง การคายประจุของ C_1 จะคายผ่าน R_1 และ R_2 นั่นคือ แรงดันทางด้านซ้ายของตัวเก็บประจุจะค่อย ๆ สูงขึ้น และเมื่อแรงดันทางด้านซ้ายของตัวเก็บประจุหรือขาอนอินเวอร์ตติ้งมีค่าสูงกว่าแรงดันกราวด์ทางด้านขาอนอินเวอร์ตติ้งเอาต์พุทก็จะสวิทช์กลับไปทางด้านแรงดันประมาณ $+V_{CC}$ และจะเสถียรภาพอยู่เช่นนี้รอการทรiggerที่อินพุทต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 ไอซีวงจรมอนอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์

ในปัจจุบันการออกแบบวงจรประยุกต์ใช้งานเป็นไปได้ง่ายเข้า เพราะเรามีไอซีที่ทำหน้าที่แทนวงจรที่ยุ่งยากซับซ้อน สำหรับวงจรมอนอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์เราก็มีไอซีที่เมื่อต้องการใช้งานเราเพียงต่อตัวต้านทานและตัวเก็บประจุอย่างละหนึ่งเพื่อกำหนดความกว้างของพัลส์ และต่อแรงดันไฟเลี้ยงให้กับวงจรก็จะทำงานเป็นวงจรมอนอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ได้ทันที

รูปที่ 2.11 เป็นวงจรมอนอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ภายในของไอซีเบอร์ MC 951/MC851 ซึ่งเป็นไอซีวงจรมอนอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ แรงดันไฟเลี้ยงจะต่อบ้อนเข้าทางขา 14 และขา 7 เอาท์พุทจะเป็นขา 1 และขา 6 ซึ่งให้อาท์พุทที่กลับเฟสตรงข้ามกัน ส่วนอินพุทที่ใช้ในการทริกได้นั้นคือ ขา 2, 3, 4, 5 ซึ่งมีไว้ให้เลือกการทริกแบบต่าง ๆ ส่วนตัวต้านทาน R_{ext} และ C_{ext} จะเป็นตัวกำหนดความกว้างของพัลส์ ซึ่งความกว้างของพัลส์โดยประมาณหาได้จาก $PW \approx 0.5 R_{ext} (C_{ext} + 20) \text{ nS}$ เมื่อ R_{ext} มีหน่วยเป็น $k\Omega$, C_{ext} มีหน่วยเป็น pF



รูปที่ 2.11 วงจรมอนอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9 ไอซีที่ทำงานแบบทำงานที่ขอบของพัลส์

ลักษณะการกระตุ้นให้โมโนสเตเบิลทำงานนั้น ทำได้ 2 อย่างคือ ใช้ขอบขาขึ้นหรือลงของพัลส์ในการกระตุ้นและอีกวิธีคือ ใช้ระดับของสัญญาณเป็นตัวกระตุ้น โดยทั่วไปแล้วการกระตุ้นแบบใช้ขอบของพัลส์นั้น มักจะไม่ค่อยสนใจในส่วนระดับของสัญญาณเท่าใดนัก

หลักการพื้นฐานของการกระตุ้นด้วยขอบของพัลส์ก็คือ บ้อนสัญญาณทางอินพุตผ่านชุดเน็ดเวอร์ก RC ที่มีค่าเวลาคงที่สั้น ๆ ทำให้ได้ขอบขาขึ้นของพัลส์ที่คมและชัน และขอบขาของพัลส์ก็จะมีลักษณะเป็นเอกซ์โปเนนเชียลแล้วใช้ไดโอดแยกสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไป จากนั้นบ้อนสัญญาณนี้ให้กับไอซีชมิทริกเกอร์ ก็จะทำให้ได้สัญญาณออกทางเอาต์พุต เป็นรูปสี่เหลี่ยมที่มีคาบเวลายาวนานเท่าที่ต้องการ โดยการกระตุ้นด้วยขอบพัลส์ทางอินพุตเพียงครั้งเดียว

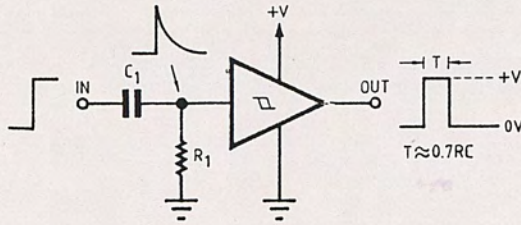
โดยทั่วไปแล้ว ไอซีชมิทริกเกอร์แบบ CMOS จะมีไดโอดอยู่ภายในที่อินพุตทุกขาอยู่แล้ว ซึ่งไดโอดนี้สามารถนำมาใช้เป็นไดโอดแยกสัญญาณได้

รูปที่ 2.12 แสดงวงจรที่ทำงานด้วยขอบขาขึ้นของพัลส์อินพุต โดยมีตัวต้านทาน R_1 ต่ออินพุตลงกราวด์ได้ ค่าเวลาคงที่ RC จะเป็นสัดส่วนกับคาบของสัญญาณทางเอาต์พุต โดยสัญญาณอินพุตจะถูกเปลี่ยนเป็นพัลส์แฉก (spike) แล้วถูกเปลี่ยนเป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยมอีกครั้งด้วยไอซีชมิทรี จากรูปเป็นไอซีแบบไม่กลับขั้วสัญญาณเอาต์พุต ก็จะได้สัญญาณพัลส์เป็นบวก แต่ถ้าใช้แบบกลับขั้วสัญญาณก็จะได้เอาต์พุตเป็นพัลส์ลบทั้ง 2 กรณี จะมีค่าของคาบเวลา $T = 0.7 (RC)$ สำหรับในรูปที่ 2.13 มีการทำงานเหมือนรูปที่ 2.12 แต่ใช้ขอบขาลงของสัญญาณอินพุตในการทำงาน

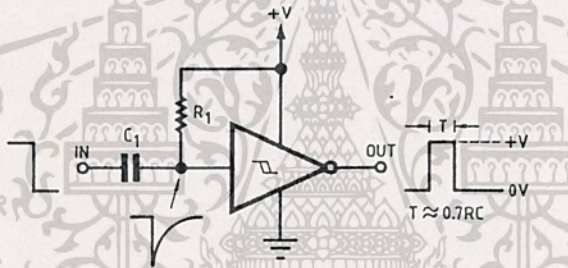
วงจรที่ทำงานที่ขอบของพัลส์นี้ยังสามารถใช้ไปทำเป็น "สวิตช์แบบไม่มีสัญญาณรบกวน" ได้อีกด้วย ดังแสดงในรูปที่ 2.14 อินพุตของไอซีต่อลงกราวด์ โดยผ่าน R_1 ซึ่งเป็นตัวกำหนดเวลาและตัวต้านทานป้องกันอินพุต R_2 ดังนั้นปกติเอาต์พุตของวงจรก็จะเป็น "0" เมื่อสวิตช์ S_1 ปิดวงจร C_1 ก็จะได้รับประจุจนเกือบเต็มเท่ากับไฟเลี้ยง เอาต์พุตของชมิทรีก็จะเป็น "1" และเมื่อปล่อยสวิตช์ S_1 C_1 ก็จะคายประจุออกอย่างช้า ๆ ผ่าน R_1 และเอาต์พุตของชมิทรีก็จะเป็น "0" จนกว่าเวลาจะผ่านไป 20 มิลลิวินาทีแล้ว ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จึงไม่ถูกรบกวนจากการกระดิ่งของหน้าสัมผัสของสวิตช์

วงจรกำเนิดพัลส์รีเซต ในรูปที่ 2.15 จะผลิตพัลส์ขนาดความกว้าง 700 มิลลิวินาทีออกมา เมื่อบ้อนไฟเลี้ยงเข้าวงจรในขณะที่เริ่มต้น C_1 ไม่มีประจุ ทำให้อินพุตของไอซีเป็น "0" ให้เอาต์พุตเป็น "1" ต่อเมื่อ C_1 ได้รับประจุจากไฟเลี้ยงผ่าน R_1 นานประมาณ 700 มิลลิวินาที C_1 ก็จะได้รับประจุจนเต็มเอาต์พุตของไอซีจึงกลับเป็น "0"

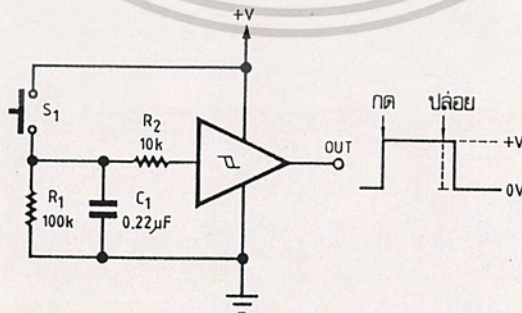
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



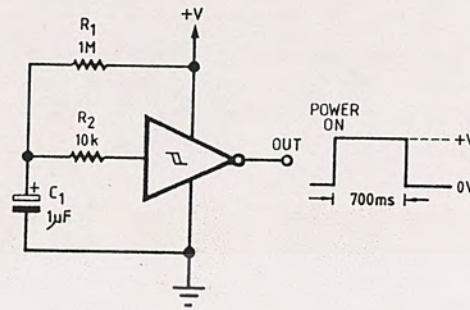
รูปที่ 2.12 วงจรทำงานด้วยขอบขาขึ้นของพัลส์อินพุต



รูปที่ 2.13 วงจรทำงานด้วยขอบขาลงของพัลส์อินพุต



รูปที่ 2.14 การประยุกต์ใช้งานเป็นสวิทช์ไม่มีสัญญาณรบกวน นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 วงจรกำเนิดพัลส์รีเซตเมื่อบ่อนไฟเข้าวงจร

ไอซีโมโนสเตเบิล

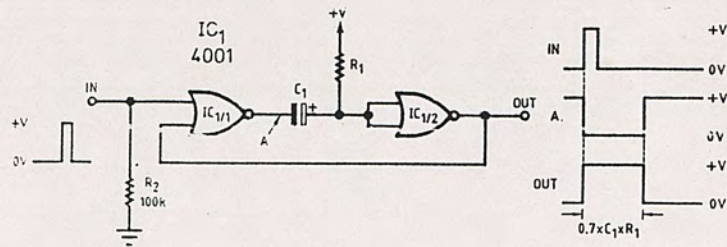
การสร้างวงจรโมโนสเตเบิลวิธีที่ราคาถูกที่สุดก็คือ ใช้ไอซี 4001B มี NOR เกต 2 อินพุต 4 ตัว ดังแสดงวงจรที่ใช้ไอซีนี้ไว้ในรูปที่ 2.16 - 2.19 แต่ของดีราคาถูกคงหาไม่ได้ง่ายนัก เพราะค่าเวลาของวงจรเหล่านี้ จะเปลี่ยนไปในไอซีแต่ละตัว หรือเมื่อระดับไฟเลี้ยงเปลี่ยนแปลงไป ดังนั้นจึงไม่เหมาะที่จะใช้ในวงจรที่ต้องการความเที่ยงตรงสูง ๆ

รูปที่ 2.16 และ 2.17 เป็นแบบมาตรฐานใช้เกต 2 ตัว ช่วงเวลาทางเอาต์พุตกำหนดได้โดยค่าของ R_1 และ C_1 ตามสมการ $T = 0.7 \times C_1 \times R_1$ เมื่อ R_1 มีค่าประมาณ 1.5 เมกะโอห์ม ค่าของตัวเก็บประจุก็จะมีค่าเท่ากับเวลาเอาต์พุตเป็น 1 วินาทีต่อไมโครฟารัด แต่ในการใช้งานจริงจะสามารถใช้ C_1 ที่มีค่าประมาณ 100 พิโคฟารัด ไปจนถึง 2,000-3,000 ไมโคฟารัด และ R_1 มีค่าจาก 4.7 กิโลโอห์ม ไปจนถึง 10 เมกะโอห์ม

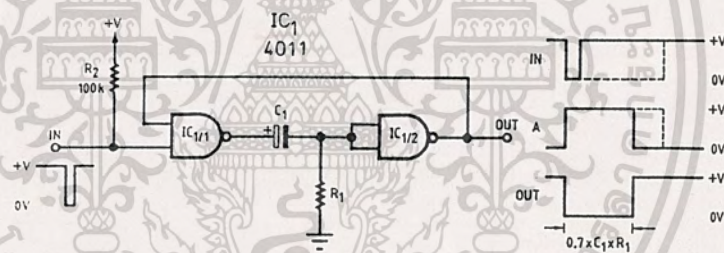
วงจรในรูปที่ 2.16 แบบใช้ NOR เกต ปกติจะให้เอาต์พุตเป็น "0" และทำงานได้ด้วยวิธีการกระตุ้นที่ขอบบวกของพัลส์อินพุต ส่วนวงจรในรูปที่ 2.17 ที่ใช้ NAND เกต จะให้เอาต์พุตเป็น "0" เมื่อถูกกระตุ้นด้วยขอบลบของสัญญาณอินพุต

ข้อดีอย่างหนึ่งของวงจรมันก็คือความกว้างหน้าของพัลส์อินพุต ไม่ค่อยมีผลต่อความกว้างของพัลส์ทางเอาต์พุตและรูปคลื่นที่จุด A จะมีความกว้างเท่ากับทั้งที่เอาต์พุตหรืออินพุตแล้วแต่กรณี คือจะเท่ากับความกว้างของพัลส์ที่กว้างกว่า ถ้าพัลส์ทางอินพุตแคบกว่าเอาต์พุต คลื่นที่จุด A ก็จะมีเท่ากับที่เอาต์พุต คุณสมบัตินี้สามารถนำไปใช้ได้ไม่ว่าจะเปรียบเทียบความกว้างของพัลส์หรือวงจรเตือนความเร่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 การใช้ NOR เกต 2 อินพุต 2 ตัวต่อเป็นวงจรถ่ายเฟดพัลส์บวกที่ทำงานด้วยพัลส์บวกทางอินพุต



รูปที่ 2.17 การใช้ NOR เกต 2 อินพุต 2 ตัวต่อเป็นวงจรถ่ายเฟดพัลส์ลบที่ทำงานด้วยพัลส์ลบทางอินพุต

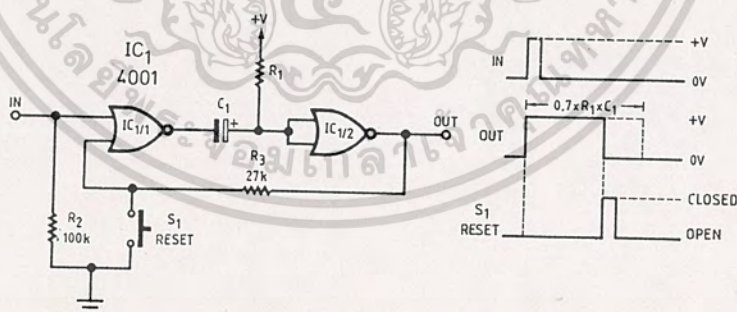
หลักการการทำงานของวงจรถ่ายเฟดพัลส์บวกที่ง่ายมากคือ จากรูปที่ 2.16 $IC_{1/1}$ ต่อใช้งานแบบ NOR เกตธรรมดา ส่วน $IC_{1/2}$ ต่อเป็นวงจรถ่ายเฟดพัลส์บวก ในขณะที่ยังจรงจรอยู่ในสภาวะสงบ ขั้วอินพุตของวงจรถ่ายเฟดพัลส์บวกจะถูกระงับเป็น "0" โดยผ่าน R_2 และเอาต์พุตของทั้ง 2 ของ $IC_{1/1}$ เป็น "0" ดังนั้นเอาต์พุตของ $IC_{1/1}$ จึงเป็น "1" ทำให้ C_1 คายประจุออก เมื่อสัญญาณกระตุ้นของบวกรวมของพัลส์ป้อนเข้ามาถึงวงจรถ่ายเฟดพัลส์บวก เอาต์พุตของ $IC_{1/1}$ ก็จะเป็น "0" ในทันที และเพราะว่าในขณะนี้ C_1 ไม่มีประจุอยู่ มันจึงดึงอินพุตของ $IC_{1/2}$ เป็น "0" ด้วยเอาต์พุตของวงจรถ่ายเฟดพัลส์บวกจึงเป็น "1" ไปจนถึงการคาย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาท์พุทของ $IC_{1/2}$ ต่อป้อนกลับไปยังอินพุทของ $IC_{1/1}$ ด้วย ดังนั้นจึงทำให้ $IC_{1/1}$ ยังคงเป็น "0" อยู่ ไม่ว่าสัญญาณทางอินพุทจะเปลี่ยนไปอย่างไร ในขณะที่เอาท์พุทของ $IC_{1/1}$ เป็น "0" อยู่ นั้น C_1 ก็เริ่มประจุผ่าน R_1 และหลังจากเวลาหนึ่งผ่านไป (ขึ้นอยู่กับค่าของ C_1 และ R_1) C_1 ก็จะได้รับประจุจนถึงระดับที่ทำให้เอาท์พุทของวงจรเป็น "0" และหยุดการทำงานของวงจร แต่วงจรไม่สามารถกลับไปอยู่ในสภาวะสงบได้ ถ้าหากที่อินพุทของวงจรยังได้รับการกระตุ้นด้วยพัลส์บวกอยู่ตลอดเวลาในขณะที่เอาท์พุทครบเวลาแล้ว

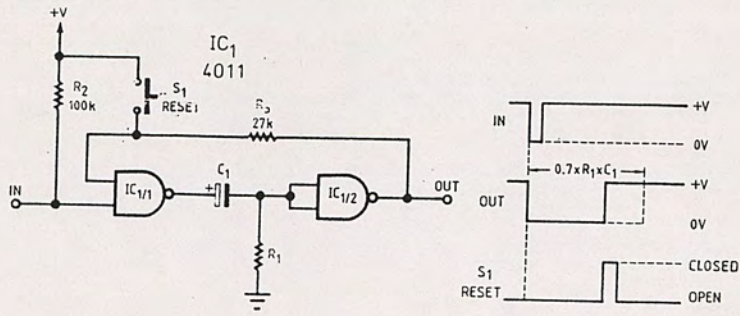
วงจรในรูปที่ 2.17 มีการทำงานเหมือนกับในรูปที่ 2.16 ต่างกันตรงที่ใช้ไอซี NAND เกต และรับการกระตุ้นด้วยพัลส์ลบ แต่ทั้ง 2 วงจรนี้ ก็มีการต่อเอาท์พุทกลับไปยังอินพุทขาหนึ่ง เพื่อรักษาสภาวะการกระตุ้นทางอินพุทนั้นไว้แม้ว่าสัญญาณการกระตุ้นของจริงจะหมดไปแล้วก็ตาม การทำงานในลักษณะนี้เราเรียกว่า "แบบกึ่งแลตซ์"

วงจรในรูปที่ 2.16 และ 2.17 ยังสามารถหยุดคาบเวลาไว้ก่อนจะครบกำหนดได้ ด้วยการหยุดการป้อนกลับ ดังแสดงในรูปที่ 2.18 และ 2.19 วิธีการก็คือ ดึงอินพุทหนึ่งของ $IC_{1/1}$ ไปไว้ยังลอจิก "0" หรือ "1" แต่การทำอย่างนั้นก็จะลัดวงจรเอาท์พุทของ $IC_{1/2}$ ด้วย จึงต้องใส่ R_3 ไว้ เพื่อป้องกันการโหลดเกินในการประยุกต์ใช้งาน สามารถแทนสวิตช์ได้ด้วยทรานซิสเตอร์หรืออิเล็กทรอนิกส์สวิตซ์ก็ได้



รูปที่ 2.18 การประยุกต์วงจรในรูปที่ 2.16 ให้สามารถรีเซ็ตได้ คือ ให้สิ้นสุด

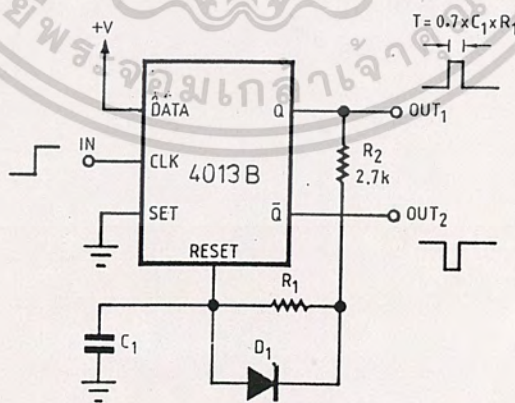
คาบเวลาเอาท์พุทก่อนกำหนดโดยการกดสวิตช์ S_1
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 เป็นการประยุกต์วงจรในรูปที่ 2.17 มีลักษณะการทำงานเหมือนในรูปที่ 2.18

การใช้ฟลิปฟล็อปทำโมโนสเตเบิล

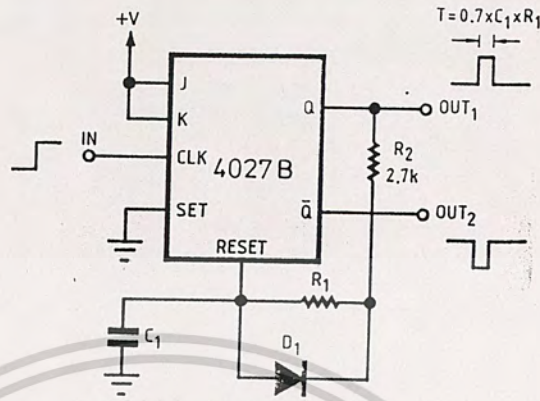
นอกจากไอซีเกตธรรมดาแล้วยังสามารถใช้ไอซี CMOS ที่เป็นฟลิปฟล็อปมาทำวงจรโมโนสเตเบิลแบบมาตรฐานได้อีกด้วย ทั้งยังให้ความเที่ยงตรงสูงกว่า เช่น ไอซีเบอร์ 4013B มีฟลิปฟล็อป ชนิด D 2 ตัว หรือ 4027B มีฟลิปฟล็อป ชนิด J-K 2 ตัว ดังแสดงโครงสร้างของไอซีทั้ง 2 เบอร์นี้ในรูปที่ 2.20 และ 2.21 วงจรในรูปทั้ง 2 ชนิดนี้ มีการทำงานเหมือนกัน โดยต่อในลักษณะวงจรหาร คือ ต่อใช้งานขา DATA กับ SET ใน 4013B และ J-K SET 40278B แต่เอาที่พุด Q ต่อไปยังขา RESET โดยผ่านเน็ตเวิร์กท่วงเวลา RC



รูปที่ 2.20 ใช้ฟลิปฟล็อปชนิด D มาทำโมโนสเตเบิล โดยสามารถกำเนิดทั้ง

พัลส์บวกและลบได้ในเวลาเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษายเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.21 ใช้ฟลิปฟล็อปชนิด JK ทำเป็นโมโนสเตเบิลมีการทำงานเหมือนในรูปที่ 2.20

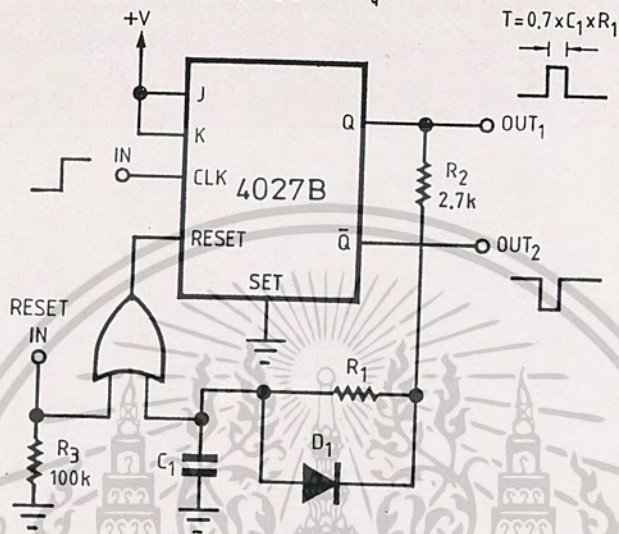
เมื่อวงจรมีอยู่ในวงรอบของการทำงานเอาต์พุต Q จะเป็น "0" ทำให้ตัวเก็บประจุทำหน้าที่กำหนดเวลา (C_1) คายประจุผ่าน R_2 และ R_1 ที่ต่อขนานอยู่กับ D_1 เอาต์พุต Q จะเป็น "1" ได้ก็ต่อเมื่อมีขอบขาขึ้นของพัลส์ป้อนเข้ามายังอินพุต CLK ทำให้ C_1 เริ่มได้รับการประจุ โดยผ่านตัวต้านทาน R_1 และ R_2 ที่ต่ออนุกรมกันอยู่ และหลังจากผ่านช่วงเวลาหนึ่งซึ่งกำหนดด้วยค่า R_1 และ C_1 แรงดันที่ตกคร่อม C_1 ก็จะเพิ่มขึ้นจนถึงค่าที่ทำให้ฟลิปฟล็อปเกิดการรีเซตเอาต์พุต Q จึงเป็น "0" อีกครั้ง จากนั้น C_1 ก็จะได้รับประจุขึ้นใหม่อย่างรวดเร็วผ่าน R_2 และเน็ตเวิร์ก D_1/R_1 ทำให้วงจรพร้อมจะทำงานอีกครั้งหนึ่งทันทีที่มีสัญญาณมากระตุ้นที่อินพุต

ช่วงเวลาของการทำงานของวงจรในรูปที่ 2.20 และ 2.21 มีค่าเท่ากันคือประมาณ $0.7 \times C_1 \times R_1$ และช่วงเวลาการรีเซต (ช่วงที่ C_1 คายประจุหลังจากให้พัลส์ทางเอาต์พุตแต่ละครั้ง) มีค่าประมาณ $C_1 \times R_2$ เนื่องจาก R_2 ใช้เพื่อป้องกันขอบขาของพัลส์ที่อาจจะไม่ชันเนื่องจากการคายประจุของ C_1 ดังนั้นจึงอาจใช้สวิตช์ตรงแทน R_2 ก็ได้ เพื่อให้เวลาเป็นศูนย์และทั้ง 2 วงจรนี้ที่เอาต์พุต Q ของวงจรจะให้เอาต์พุตเป็นพัลส์บวก ส่วนที่เอาต์พุต Q จะให้เอาต์พุตเป็นพัลส์ลบ

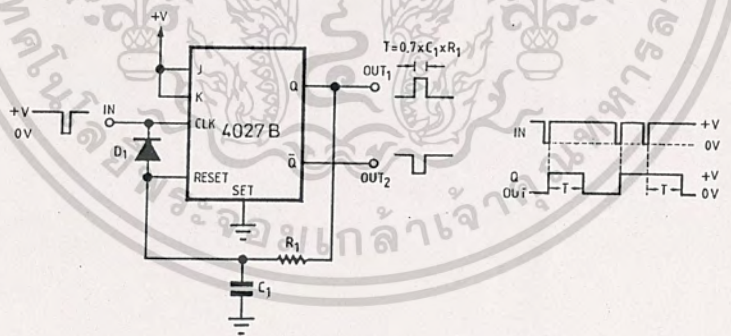
วงจรในรูปที่ 2.21 สามารถเพิ่มการรีเซตเข้าไปได้ ดังแสดงการต่อในรูปที่ 2.22 โดยการต่อ C_1 ไปยังขา RESET ของวงจร โดยผ่าน OR เกตตัวหนึ่ง แล้วใช้ขาอินพุตที่เหลืออีกขาหนึ่งของ OR เกต เป็นตัวรับสัญญาณอินพุตรีเซตแทนสำหรับในรูปที่ 2.23 ใช้เป็นวงจรการคัดลอกสัญญาณเป็นเอาต์พุตเพียงอย่างเดียว

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบกระตุ้นซ้ำได้ โดยใช้ฟลิปฟล็อปเบอร์ 4027B ซึ่งจะทำให้การเริ่มต้นของคาบเวลาพัลส์เอาต์พุตใหม่ ทุกครั้งที่มีการกระตุ้นมาจากอินพุต มีข้อนำลิ่งเกิดอยู่อย่างหนึ่งของวงจรนี้คือทางอินพุตของวงจรปกติจะเป็นลอจิก "1" แต่วงจรจะทำงานด้วยขอบขาขึ้นของสัญญาณอินพุต ดังนั้นการทำงานจึงเกิดขึ้นที่ขอบหลังของสัญญาณอินพุต ซึ่งจะเป็นพัลส์ลบ (ดูจากในรูปที่ 2.23)



รูปที่ 2.22 โมโนสเตเบิล ฟลิปฟล็อปแบบรีเซตได้ด้วยวงจรอิเล็กทรอนิกส์



รูปที่ 2.23 โมโนสเตเบิลใช้ JK ฟลิปฟล็อปแบบกระตุ้นซ้ำได้ ให้เอาต์พุตที่ยาวนานกว่าที่กำหนด โดยการกระตุ้นซ้ำก่อนครบคาบเวลาทางเอาต์พุต

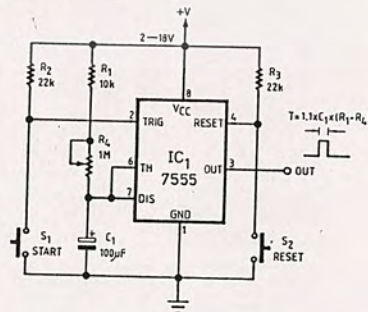
เมื่อเริ่มต้นการทำงานในแต่ละวงรอบการทำงาน อินพุตจะถูกระงับเป็น "0" ทันทีที่มีพัลส์ลบเข้ามา C_1 จะถูกคายประจุออกอย่างรวดเร็วผ่านทาง D_1 อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณอิเล็กทรอนิกส์ได้ทั้งนั้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อพัลส์อินพุทเป็น "1" C_1 ก็หลุดจากสภาพการถูกคายประจุ และพัลส์ทางอินพุทนั้นก็จะทำให้เอาต์พุท Q เป็น "1" และคาบเวลาทางเอาต์พุทก็ได้เริ่มต้นขึ้นโดย C_1 จะได้รับการประจุอย่างช้า ๆ ผ่านทาง R_1 จนกระทั่งแรงดันตกคร่อม C_1 สูงขึ้นจนทำให้ฟลิปฟล็อปถูกรีเซ็ต เอาต์พุท Q จึงเป็น "0" และ C_1 ก็คายประจุออกช้า ๆ ผ่าน R_1

ถ้าเกิดมีการกระตุ้นซ้ำเข้ามายังอินพุทในระหว่างคาบเวลาของเอาต์พุท (ในขณะที่ Q เป็น "1" และ C_1 กำลังถูกประจุผ่านทาง R_1) C_1 ก็จะคายประจุอย่างรวดเร็วผ่านทาง D_1 ไปยังอินพุทในช่วงที่สัญญาณกระตุ้นเป็น "0" และคาบเวลาก็จะเริ่มต้นใหม่อีกครั้ง เมื่อขอบขาขึ้นของสัญญาณกระตุ้นถูกป้อนเข้ายังอินพุทของวงจรทำให้ C_1 ไม่คายประจุ แต่จะเริ่มรับการประจุจากเอาต์พุท Q เป็นการเริ่มคาบเวลาทางเอาต์พุท สำหรับพัลส์ที่ใช้กระตุ้นทางอินพุทนั้นควรให้มีความกว้างมากพอที่จะทำให้ C_1 คายประจุได้หมด แต่ก็ควรแคบกว่าช่วงเวลาทางเอาต์พุท ช่วงคาบเวลาทางเอาต์พุทคำนวณได้จาก $0.7 \times C_1 \times R_1$ สำหรับค่า R_1 ควรให้มีความมากที่สุดเท่าที่จะทำได้

โมโนสเตเบิลความถี่ตรงสูง

จากวงจรที่ผ่านมา คาบเวลาทางเอาต์พุทขึ้นอยู่กับระดับเทรซไฮลด์ทางอินพุทของ ไอซีแต่ละตัวซึ่งไม่เท่ากันอีกทั้งยังขึ้นอยู่กับแรงดันไฟเลี้ยงที่ใช้และอุณหภูมิรอบข้างด้วย ดังนั้นหากต้องการวงจรผลิตพัลส์ที่มีความถี่ตรงสูงก็ต้องใช้ไอซีเฉพาะกิจ ที่เป็นที่รู้จักกันเป็นอย่างดีคือ เบอร์ 555 แต่ที่จะแนะนำนี้เป็นเบอร์ 7555 ซึ่งเป็นไอซีเบอร์ 555 แต่โครงสร้างเป็นแบบ CMOS ก็ทำให้กินไฟต่ำมาก ภายในยังบรรจุไว้ด้วย วงจรเปรียบเทียบแรงดันที่ใช้ทำงานร่วมกับฟลิปฟล็อปภายในและภาคควบคุมความกว้างของพัลส์ทางเอาต์พุทอย่างแม่นยำ แม้จะเกิดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟเลี้ยงหรืออุณหภูมิก็ตาม แรงดันไฟเลี้ยงที่สามารถทำงานได้อยู่ในช่วงกว้างมากคือ 2-18 โวลต์



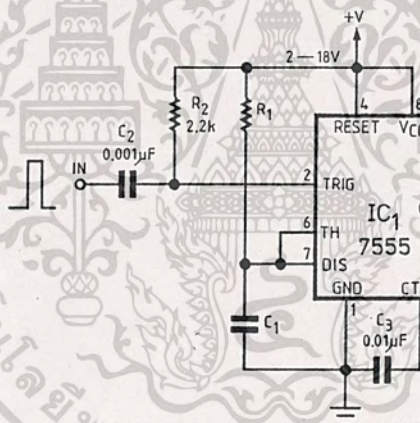
รูปที่ 2.24 วงจรโมโนสเตเบิลที่ใช้การกระตุ้นทางกลและสามารถผลิตพัลส์ที่มี

ความกว้างเปลี่ยนแปลงได้จาก 1:1 ถึง 100 วินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

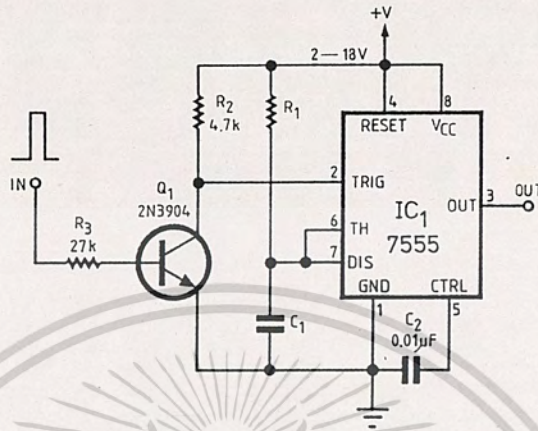
รูปที่ 2.24 แสดงวงจรพื้นฐานในการนำไอซี 7555 ไปใช้งาน โดยเป็นแบบกระตุ้นด้วยมือ แล้วให้เอาท์พุทพัลส์ที่เปลี่ยนแปลงได้ การกระตุ้นก็โดยการดึงขา 2 ให้เป็น "0" (แรงดันต่ำกว่า $1/3$ ของไฟเลี้ยง) โดยผ่านทาง S_1 ในช่วงเวลาที่เอาท์พุท (ขา 3) ก็จะเป็น "1" และไอซีก็จะเริ่มเข้าสู่วงรอบการทำงาน เมื่อ C_1 เริ่มได้รับการประจุผ่านตัวต้านทาน R_1 และ R_1 ที่ต่ออนุกรมกันอยู่ เป็นเวลาเท่ากับ $1.1 \times C_1(R_1 + R_4)$ แรงดันตกคร่อม C_1 ก็จะพ้นช่วงเทรสโฮลด์ทางอินพุทของไอซี ($2/3$ ของแรงดันไฟเลี้ยง) แล้วเอาท์พุทก็จะสวิตช์กับเป็น "0" อีก เป็นการจบหนึ่งวงรอบการทำงาน

การหยุดการทำงานก่อนครบวงรอบทำได้ โดยกดปุ่ม RESET (S_2) เพื่อให้อินพุท 4 (RESET) เป็น "0" วงจรนี้สามารถผลิตพัลส์ที่มีความกว้างจาก 1.1 ถึง 100 วินาทีได้ โดยกำหนดจากค่า R_1

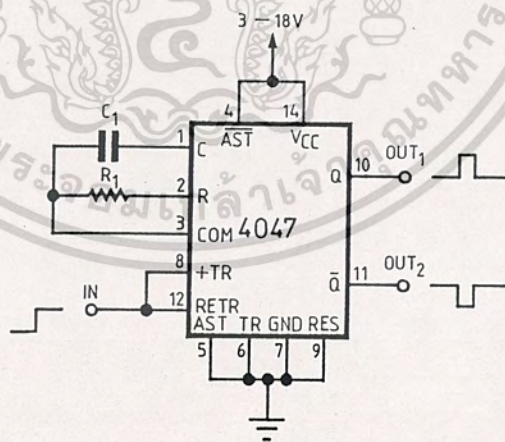


รูปที่ 2.25 เหมือนวงจรในรูปที่ 2.24 ต่างกันตรงที่ใช้การกระตุ้นทางอิเล็กทรอนิกส์

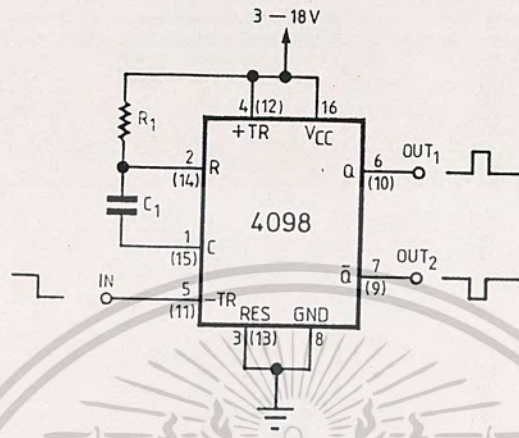
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 สร้างพัลส์ที่มีความเที่ยงตรงสูงจากการกระตุ้นด้วยพัลส์ที่มีความเที่ยงตรงปานกลาง จากโมโนสเตเบิลที่ทำจากฟลิปฟลอป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 2.27 การใช้ 4047 เป็นโมโนสเตเบิลแบบกระตุ้นซ้ำได้ด้วยขอบพัลส์บวก ทำานการค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.28 การใช้ 4098 ใช้โมโนสเตเบิลแบบกระตุ้นเข้าได้ด้วยขอบพัลส์ลบ

ในการประยุกต์ใช้งานไอซีเบอร์นี้ อาจจะต้องการการกระตุ้นด้วยวงจรอิเล็กทรอนิกส์ หรือด้วยระบบกลไก ซึ่งไม่ว่าจะด้วยวิธีไหนก็ตามจะต้องเป็นไปตามเงื่อนไข คือ พัลส์อินพุตต้อง สวิทช์จาก ระดับ "0" เป็น "1" ที่แรงดันไม่ต่ำกว่า $1/3$ ของแรงดันไฟเลี้ยง วงจรจึงจะ ถือว่าถูกกระตุ้นแล้ว และความกว้างของพัลส์ต้องไม่น้อยกว่า 1000 นาโนวินาที แต่ต้องสั้นกว่า ความกว้างของพัลส์ที่ต้องการทางเอาท์พุท ดังนั้นจึงควรให้พัลส์ทางอินพุตสิ้นสุดการกระตุ้นก่อน จบคาบเวลาทางเอาท์พุท

มีวิธีง่าย ๆ ที่จะสร้างพัลส์สำหรับกระตุ้นอินพุทในขนาดที่เหมาะสมจากพัลส์รูป สี่เหลี่ยมผืนผ้าขนาดความกว้างมาก โดยการต่อสัญญาณอินพุทเข้ายังขา 2 ของ 555 โดย ผ่านทางเน็ตเวิร์ก RC ดิฟเฟอเรนเชียลเอตติ้งที่มีค่าเวลาคงที่สั้น ๆ และถ้าต้องการเปลี่ยน ขอบขาขึ้นหรือลงของพัลส์ทางอินพุทให้เป็นพัลส์สำหรับกระตุ้นที่เหมาะสมก็ให้ดูได้จากในรูปที่ 2.25

วิธีที่ดีที่สุดในการกระตุ้น 7555 ก็คือ ใช้วงจรโมโนสเตเบิลที่ทำจากฟลิปฟล็อปที่ได้ อธิบายมาแล้ว มาผลิตพัลส์บวกขนาดแคบ ๆ (ประมาณ 100 นาโนวินาที) แล้วส่งให้วงจร 7555 ที่ขา 2 โดยผ่านทางทรานซิสเตอร์ตัวหนึ่ง ดังแสดงในรูปที่ 15 C₂ ที่ใส่ไว้ในวงจรใช้ เพื่อป้องกันวงจรพัลส์แฉกที่อาจหลุดรอดมากับไฟเลี้ยง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไอซี CMOS ที่เป็นโมโนสเตเบิล

นอกจากที่กล่าวมาแล้ว ยังมีไอซีลอจิกในตระกูล CMOS ที่ถูกออกแบบมาให้เป็นไอซีผลิตพัลส์แบบที่โดยเฉพาะ เช่น เบอร์ 4047B เป็นไอซีโมโนสเตเบิล หรืออะสเตเบิล 4098B เป็นโมโนสเตเบิล 2 ตัวในตัวถึงเดียวกัน ไอซีชนิดนี้อาจจะมีเสถียรภาพและความแม่นยำไม่ค่อยดีนัก แต่ก็ให้ความสะดวกในการใช้งานพอสมควร คือสามารถกระตุ้นได้ด้วยทั้งพัลส์บวกหรือลบ และทำงานได้ทั้งแบบมาตรฐานหรือแบบกระตุ้นซ้ำได้

เมื่อใช้งาน 4047B ในโหมดโมโนสเตเบิล สัญญาณกระตุ้นทางอินพุตจะไปทำให้ วงจรอะสเตเบิลภายในเริ่มทำงานและรีเซตวงจรนับ ทำให้เอาต์พุต Q เป็น "1" เมื่อผ่านพ้นช่วงเวลาที่กำหนดโดยจำนวนพัลส์จากอะสเตเบิล เอาต์พุต Q ก็จะเป็น "0" คาบเวลาทางเอาต์พุตจะมีค่าประมาณ $2.5 \times R_1 \times C_1$

R_1 ใช้ค่าเท่าใดก็ได้จาก 10 กิโลโอห์ม ถึง 1 เมกะโอห์ม C_1 ใช้แบบไม่มีขั้วค่ามากกว่า 1000 พิโคฟารัดขึ้นไปรูปที่ 2.27 เป็นการต่อ 4047 แบบกระตุ้นซ้ำได้ วงจรสามารถรีเซตเมื่อใดก็ได้เพียงแต่ดึงขา 9 ให้เป็น "1" เท่านั้น

4098B เป็นโมโนสเตเบิลคู่ที่สามารถทำงานต่างกันได้ 2 อย่างในตัวถึงเดียวกัน แต่ยังคงมีไฟเลี้ยงที่ใช้ร่วมกัน คาบเวลาของเอาต์พุตของทั้ง 2 ถูกกำหนดด้วยตัวต้านทาน R_1 และตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_1 โดยมีคาบเวลาประมาณ $0.5 \times R_1 \times C_1$ ตัวต้านทาน R_1 มีค่าได้จาก 5 กิโลโอห์ม ถึง 10 เมกะโอห์ม และ C_1 มีค่าได้จาก 20 พิโคฟารัด ถึง 100 ไมโครฟารัด ในรูปที่ 2.28 แสดงการต่อไอซีเบอร์ 4098B เป็นโมโนสเตเบิลแบบกระตุ้นซ้ำได้ โดยการกระตุ้นด้วยพัลส์ลบที่ขอบขาลง

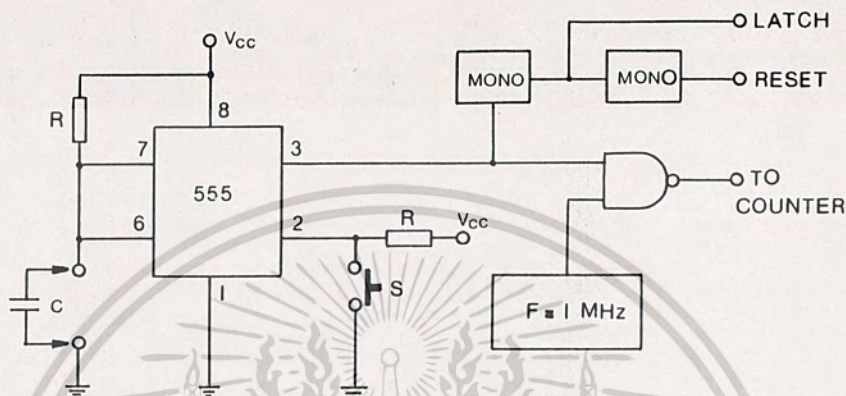
การที่จะนำวงโมโนสเตเบิลไปใช้งาน ในงานประเภทใด ลักษณะใด ก็ขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ออกแบบและแบบผู้ใช้ ซึ่งจะต้องพิจารณาตามต้องการด้วยว่า จะให้วงจรทำงานแบบใด เพื่อที่จะเลือกวงจรโมโนสเตเบิลมาใช้ได้ถูกแบบ ตามที่ต้องการ

2.10 การดัดแปลงไปให้วัดค่าของตัวเก็บประจุและคาบเวลา

จากหลักการการทำงานของเครื่องวัดความถี่ ยังมีความสามารถที่จะนำไปใช้วัดค่าอื่น ๆ ได้อีกด้วย โดยอาศัยแปลงค่าอื่น ๆ ที่ต้องการวัดให้เป็นความถี่หรือพัลส์ที่มีคาบเวลาตามค่านั้น ๆ ตัวอย่างง่าย ๆ เช่น ใช้ไอซีเบอร์ 555 ยอดนิยมนำมาทำงานเป็นวงจรโมโนสเตเบิลที่ให้คาบเวลาของพัลส์ตามค่าของตัวเก็บประจุตามสูตรดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบท T ไขง=นเพื่อก. T ไขง R ไขง C ไขง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าให้ R มีค่า 909 Ω เมื่อ C มีค่า 1μF จะได้คาบเวลาเป็น 1ms หรือ C มีค่า 100 μF จะได้คาบเวลา 100 ms จะเห็นว่าคาบเวลาแปรตามคาบเวลาของ C โดยตรง เมื่อได้เช่นนี้แล้วก็นำเอาคาบเวลานี้ไปเปิดเกตแทนสัญญาณฐานเวลาตามการต่อวงจรในรูปที่ 2.29



รูปที่ 2.29 หลักการของการวัดค่าตัวเก็บประจุโดยแปลงค่าตัวเก็บประจุเป็นคาบเวลา

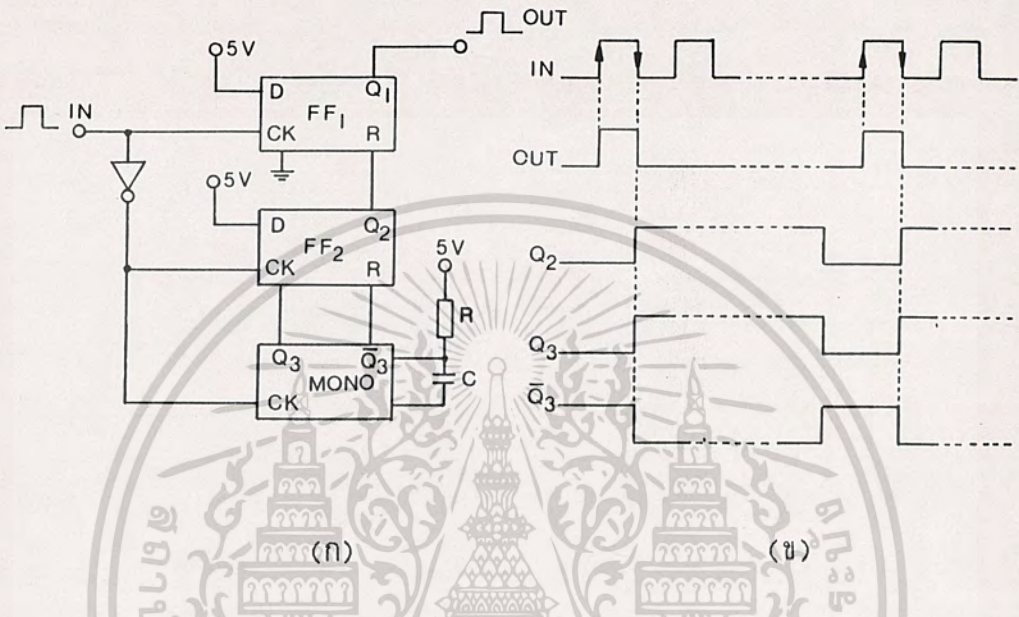
โดยป้อนความถี่มาตรฐานจากการหารความถี่ของคริสตอล เช่น 10 KHz เข้าที่ขาของ NAND เกตอีกข้างหนึ่ง ด้วยวิธีเช่นนี้จึงทำให้จำนวนพัลส์ที่ป้อนเข้าวงจรนับจะขึ้นอยู่กับค่าของ C ด้วยเช่นกัน

ตัวอย่างเช่น R มีค่า 909 Ω และ C มีค่า 4.7 μF ทำการป้อนความถี่มาตรฐาน 1 MHz เมื่อกดสวิตช์ที่ขา 2 ให้ 555 ทำงานจะได้พัลส์ไปเปิดเกตเป็นเวลา 4.7 ms ทำให้ได้จำนวนพัลส์ออกจาก NAND เกตเป็นจำนวน

$$\frac{4.7 \times 1,000,000}{1,000} = 4,700 \text{ ลูก}$$

เมื่อทำการใส่จุดที่หลักแรก ภาพแสดงผลจะแสดงค่าเป็น 4.700 ทำให้อ่านค่าออกมาได้ถูกต้องและเที่ยงตรง ไม่เพียงเท่านั้น ยังสามารถดัดแปลงไปใช้วัดคาบเวลาของพัลส์จากวงจรโมโนสเตเบิลหรือคาบเวลาของสัญญาณนาฬิกาจากวงจรอะอสซิลเลเตอร์ มัลติไวเบรเตอร์ได้เช่นกัน โดยอาศัยหลักการเดียวกันกับการวัดค่า C แต่ต้องเพิ่มเติมวงจรอีกเล็กน้อยแผนผังการทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.30 แผนผังการทำงานของวงจรวัดคาบเวลาในรูป (ก) และแผนผังเวลาในรูป (ข)

การทำงานของวงจรในรูปที่ 2.30 เริ่มต้นดังนี้ ขณะปกติยังไม่มีสัญญาณอินพุต ป้อนเข้า Q_1 , Q_2 และ Q_3 จะมีลอจิกเป็น "0" ทั้งหมดยกเว้น Q_3 และพลิกฟลอปทั้ง 2 ตัวรวมทั้งตัวโมโนสเตเบิลด้วยถูกจัดให้ทำงานที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกา เมื่อสัญญาณอินพุต เปลี่ยนสถานะจาก "0" เป็น "1" จะทำให้ FF_1 ทำงาน ผลก็คือ Q_1 เป็น "1" ส่วน FF_2 กับโมโนสเตเบิลยังไม่ทำงาน เนื่องจากมีตัวอินเวอร์เตอร์ต่อคั่นอยู่ (จึงทำงานที่ขอบขาลงของสัญญาณอินพุต) Q_1 จะเป็น "1" ค้างไว้จนกระทั่งสัญญาณอินพุตเปลี่ยนจาก "1" เป็น "0" จึงจะทำให้ FF_2 และโมโนสเตเบิลทำงาน ที่ขอบขาลงนี้ Q_2 จึงเปลี่ยนไป "1" ไปรีเซต Q_1 ให้ลงมาเป็น "0" ทันที และในเวลาเดียวกันนี้โมโนสเตเบิลก็ทำงานด้วยทำให้ Q_3 เป็น "1" ด้วย (เป็นเวลาดตามค่า R, C) ไปทำการเซตให้ Q_2 เป็น "1" ค้างไว้จนหมดเวลาดตามค่า R, C จึงจะกลับมากทำงานรอบใหม่ต่อไปเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจัดวงจรตามรูปที่ 2.30 นี้ ก็เพื่อที่จะทำการจับพัลส์เป็นจังหวะตามค่า R,C เนื่องจากสัญญาณอินพุทอาจมีความถี่สูง ๆ ซึ่งถ้านำไปเปิดเกตโดยตรง ก็ทำให้อ่านตัวเลขได้ไม่ทัน จึงต้องใช้วิธีจับพัลส์ 1 ลูก แล้วหยุดไประยะหนึ่งจึงมาจับพัลส์ลูกต่อไป นอกจากนี้วงจรรูปที่ 2.30 ยังสามารถจับพัลส์ของวงจรโมนอสเตเบิลทั่ว ๆ ไปได้ด้วย เพราะวงจรนี้จะทำการจับพัลส์ที่ขอบขาขึ้นและขาลงของพัลส์ลูกแรก แล้วหยุดไปจนกว่าจะมีพัลส์จากโมนอสเตเบิลอินพุทเข้ามาอีก อีกประการหนึ่งวงจรนี้ยังทำการอ่านพัลส์ในช่วงลอจิก "1" หรือพัลส์บวกเท่านั้น ถ้าต้องการอ่านคาบเวลาในช่วงลอจิก "0" หรือพัลส์ลบก็ทำได้ง่ายโดยต่อตัวอินเวอร์เตอร์เข้าที่อินพุทเท่านั้น



๐๗/๒

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การทำงานของวงจรความถี่ ค่าความจุ และคาบเวลา

3.1 หลักการทำงานของวงจรวัดความถี่

หัวใจของเครื่องนี้ คือ ไอซีเบอร์ ICM 7216 DIPI ภายในประกอบด้วยวงจรต่าง ๆ มากมาย เช่น ภาควัดขั้ว LED, วงจรกำเนิดความถี่สูง, วงจรกำเนิดความถี่ฐานเวลาเลขฐานสิบ, วงจรนับและแสดงข้อมูลเลขฐาน 8 หลัก และยังประกอบด้วยภาคถอดรหัสตัวเลขเจ็ดส่วนและภาคมัลติเพล็กซ์ 8 หลัก ซึ่งสามารถต่อไปยัง LED ได้โดยตรงด้วย

เนื่องจากการขับ LED ของวงจรนี้ เป็นมัลติเพล็กซ์ ซึ่งจะทำให้ LED แต่ละหลักติดสว่าง ในช่วงเวลาหนึ่งเท่านั้นแล้วดับ จากนั้นก็ไปติดที่หลักอื่นต่อแล้วดับ เรียงกันอย่างนี้ไปเรื่อย ๆ แล้ววนกลับมาใหม่ ทำให้การกินกระแสของทั้งหมดประมาณเท่ากับการติดสว่างของ LED เพียงหลักเดียวเท่านั้น แต่ตาจะมองเห็นว่าทุกดวงติดสว่างพร้อมกันหมดเพราะการติดดับจะใกล้เคียงกันเร็วมาก จนตาเรามองไม่เห็นว่าจะกะพริบ

สำหรับ ไอซีเบอร์ ICM 7216 DIPI จะปรับระดับสัญญาณทางอินพุตเป็นแบบ TTL คือให้ระดับลอจิก "0" คือ แรงดันต่ำกว่า 0.8 โวลต์ และลอจิก "1" คือ แรงดันสูงกว่า 2.4 โวลต์ ดังนั้นในการทำไอซีเบอร์นี้ไปใช้ในงานวัดทั่วไป จึงต้องมีการจัดสัญญาณให้ก่อน โดยใช่วงจรขยายที่ประกอบด้วย MPF102, 2N3904, 2N3906 ประกอบกับไอซีขมิตต์ทริกเกอร์ที่เป็นอินเวอร์เตอร์ IC เบอร์ 74LS14N เพื่อทำให้สัญญาณใด ๆ ที่กำลังวัดอยู่นั้นกลายเป็นรูปสี่เหลี่ยมทั้งหมดก่อนจะป้อนให้ ICM 7216 DIPI

ในส่วนของ MPF102 ซึ่งเป็นเฟต เป็นตัวทำให้อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าสูงขึ้นถึง 1 เมกกะโอห์ม เพื่อจะได้ไม่โหลดวงจรที่กำลังวัดอยู่ แล้วป้อนเอาต์พุตให้กับ 2N3904 โดยมีอิมพีแดนซ์ลดลงเหลือประมาณ 10 กิโลโอห์ม

สัญญาณที่ป้อนเข้าทางอินพุต ต้องมีแรงดันอย่างต่ำ 25 มิลลิโวลต์ จึงจะทำให้ได้สัญญาณไปปรากฏที่ 7216 อย่างถูกต้อง โดยจะผ่านการขยายด้วย MPF102 และ 2N3904 ที่ทำงานที่แรงดัน 15 โวลต์ ดังนั้นเมื่อจะป้อนสัญญาณให้กับไอซี 74LS14 ซึ่งเป็นแบบ TTL จึงต้องลดระดับลงด้วย 2N3906 ที่ทำงานด้วยไฟเลี้ยง 5 โวลต์ก่อน โดยที่ขาคอลเลคเตอร์

ของ 2N3904 จะเป็นลอจิก "0" เมื่อที่อินพุตเป็น 0 โวลต์ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของการแสดงผลประกอบด้วย LED 7 ส่วน 8 ตัว และ LED แสดงการวัดเกิน 1 ตัว คือ LED₁ (Over Flow) ถ้า LED ตัวนี้ติดสว่างหมายถึง ความถี่ที่วัดนั้นเกิน 10 MHz แล้ว

สำหรับสวิตช์ต่าง ๆ ในวงจรมีหน้าที่ดังนี้ คือ S_{ON} เป็นสวิตช์เปิด/ปิด เครื่อง S_{Reset} เป็นสวิตช์รีเซ็ตเครื่อง (รีเซ็ตให้การนับเป็นศูนย์ส่วนสวิตช์ GATE ใช้เลือกช่วงเวลาในการเกิดสัญญาณทางอินพุต โดยมีผ่านให้เลือก 4 ย่าน คือ 0.01, 0.1, 1 และ 10 วินาที สำหรับแต่ละช่วงความถี่ที่ต้องการวัด

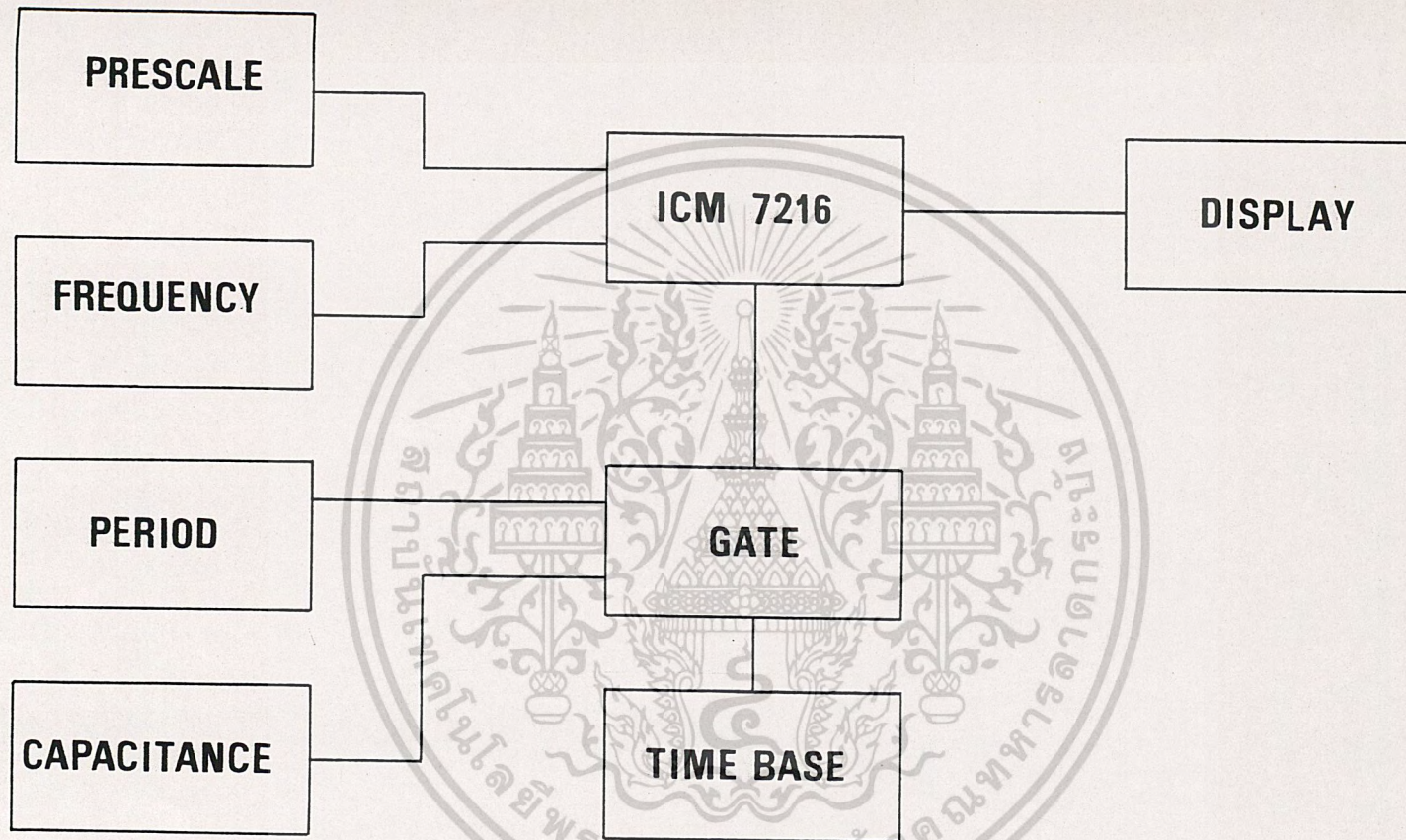
ในการวัดถ้าต้องการวัดความถี่สูง ๆ เกิน 10 หรือ 100 MHz ขึ้นไปเราก็จะใช้ชุดปรีสเกล เพื่อทำการหารความถี่ลงโดยป้อนสัญญาณเข้าที่ IC เบอร์ UPC1651C เพื่อทำการขยายสัญญาณ ซึ่งสามารถรับสัญญาณได้ต่ำสุด 25 mV แล้วทำการขยายสัญญาณ จากนั้นนำสัญญาณมาเข้า IC เบอร์ 11C90 เพื่อทำการหาร 10 จากนั้นนำสัญญาณที่หาร 10 แล้ว เข้า IC เบอร์ 74196 เพื่อทำการหาร 10 อีกครั้ง ซึ่งจะเป็นการหาร 100 จากสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามาจากนั้นก็นำสัญญาณมาเข้าทรานซิสเตอร์ ซึ่งทำหน้าที่เป็นขมิ้มที่ทริกเกอร์ ทำการแปลงรูปคลื่น สี่เหลี่ยม จากนั้นก็ส่งเข้าภาคแสดงผลต่อไป

3.2 หลักการทำงานของวงจรวัดค่าความจุและค่าคาบเวลา

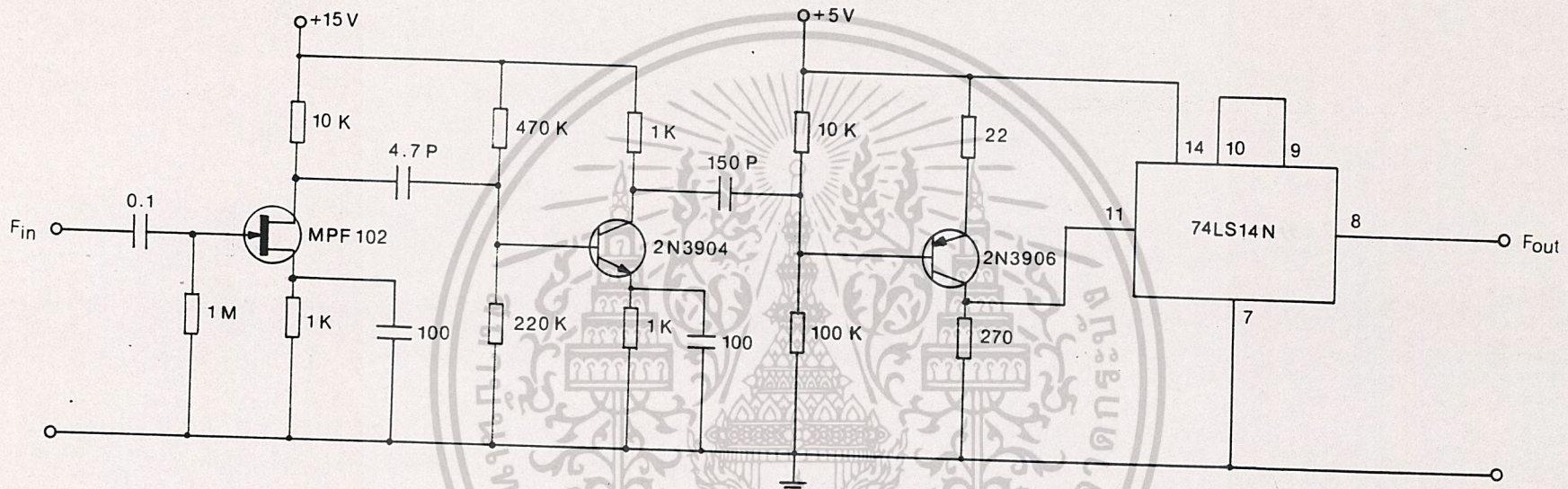
เริ่มต้นมี IC 4011 ซึ่งประกอบด้วย NAND GATE 4 ตัว ตัวที่ 1 ทำการกำเนิดความถี่คริสตัลค่า 4 MHz โดยมี NAND GATE ตัวที่ 2 และ 3 เป็นบัฟเฟอร์ ก่อนป้อนเข้า IC 74393 ซึ่งมีวงจร 16(2,4,8,16) อยู่ 2 ชุด ชุดหนึ่งทำหน้าที่หาร 2 หรือ 4 อีกชุดหนึ่งใช้เพียงหาร 2 เท่านั้น ในที่นี้ป้อนความถี่เข้าที่ขา Bin (ขา 13) เอาท์พุทออกทาง Q_B (ขา 10) ขา Q_B เป็นหาร 4 หลักจากหาร 4 แล้ว เอาท์พุทที่ออกมาเป็น 1 MHz จากนั้นป้อนเข้า IC 4518 ตัวที่ 1 ถึง 3 เพื่อทำการหาร 10 เป็นจำนวน 6 ครั้ง โดยที่ IC 4518 ตัวที่ 2 และ 3 จะมีการหาร 10 จำนวน 2 ชุด ในตัวมันแต่ละตัว ความถี่ที่ได้จาก IC 4518 ตัวที่ 3 จะมีค่าความถี่ 1 Hz ออกมาที่ขา 14 ของ IC 4518 ตัวที่ 3 จากนั้นเรานำสัญญาณ 1 Hz ไปต่อที่ขาทริกเกอร์ของ IC 555 โดยผ่าน สวิตช์ Test C ในการวัดค่า C เราใช้สูตรจาก $T = 1.1 \times R \times C$ ถ้าเราให้ R มีค่า 909 Ω ค่า $T = C$ ถ้า C มีค่า 1 μf จะได้คาบเวลาเป็น 1 ms ถ้า C มีค่า 100 μf จะได้คาบเวลา 100 ms จะเห็นว่าคาบเวลาแปรตามค่าของ C เมื่อได้ค่าคาบเวลาแล้วเราก็นำคาบเวลาแล้วเราก็นำคาบเวลาซึ่งออกจากขา C_{out} ไปเข้า NAND GATE ตัวที่ 4 โดยผ่าน S_{2/2} จากนั้นก็เปิดสัญญาณฐานเวลาเข้าไป NAND ตัวที่ 4 โดยค่าความถี่จะป้อนเข้าไปก็มี 1 KHz, 10 KHz, 100 KHz และ 1 KHz โดยผ่าน S_{3/1} จากนั้นก็นำสัญญาณจาก CK (ผลจากการ NAND ของ GATE ตัวที่ 4 ไปเข้า S_{1/2} ขา 28 ของ IC 7216 เพื่อแสดงผลออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาก็เท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

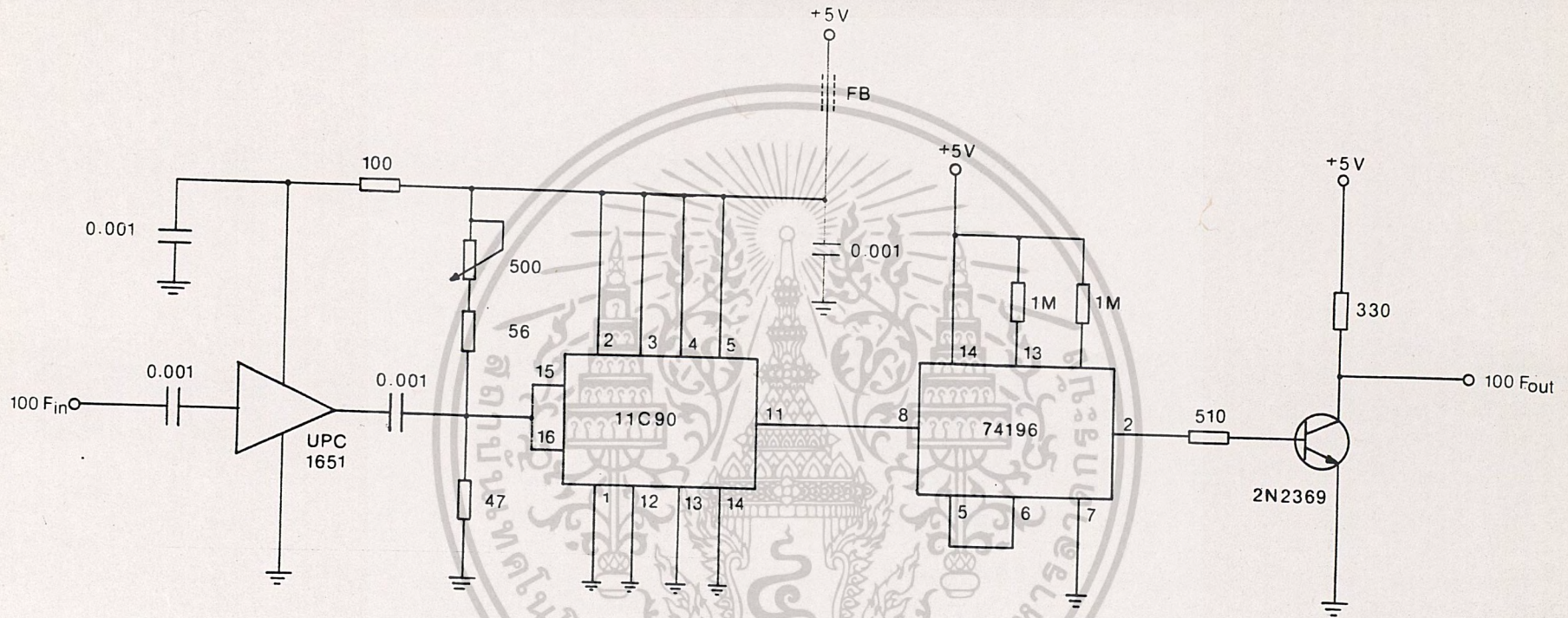
ในการวัดค่าคาบเวลานั้นเราใช้สัญญาณที่จะวัดป้อนเข้ามาผ่าน $S_{1/1}$ จากนั้นเราสามารถที่จะเลือกว่าต้องการวัดพัลส์บวกหรือพัลส์ลบ โดยการเลือก $S_{4/1}$ ขณะปกติยังไม่มีสัญญาณอินพุตป้อนเข้ามา IC 4012 ซึ่งมี D ฟลิปฟลิปอยู่ 2 ชุด และ 74121 เป็น IC โมโนสเตเบิล โดยตอนแรก ขา 3 ของ IC 4013 มีสถานะ "0" ขา 11 ของ 4013 และขา 5 ของ 74121 จะเป็น "1" เมื่อมีพัลส์เข้ามาที่ขา 3 ของ 4013 ทำให้ขา 1 ของ 4013 มีสถานะเป็น "1" เมื่อมีพัลส์เข้ามาที่ขา 3 ของ 4013 ทำให้ขา 1 ของ 4013 มีสถานะเป็น "1" ไปเรื่อย ๆ จนเมื่อสิ้นสุดพัลส์บวกเมื่อขณะเปลี่ยนสถานะจาก "1" เป็น "0" ทำให้ขา 8 ของ NOT GATE เปลี่ยนจาก "0" เป็น "1" ทำให้มีสัญญาณเข้าขา 11 ของ 4013 ซึ่งเป็น D ฟลิปฟลิปอีกชุด และขา 5 ของ 74121 เป็น "1" ทำให้ R และ C เกิดการคายประจุ ทำให้ขา 6 (Q) ของ 74121 เป็น "1" ไปเข้าขา 8 (set) ของ 4013 ซึ่งเป็นฟลิปฟลิป ชุดที่ 2 ทำให้ขา 13 (Q ของชุดที่ 2) เป็น "1" ไปเข้าขา 4 (Reset ของ ชุดที่ 1) ทำให้ขา 1 (Q ของฟลิปฟลิปชุดที่ 1) เปลี่ยนสถานะเป็น "0" เปลี่ยนค่าคาบเวลาออกไป เข้า NAND GATE โดยผ่าน $S_{2/2}$ จากนั้นก็นำไป NAND กับฐานเวลาซึ่งมีค่า 1 KHz หรือ 1 MHz ตามแต่จะเลือกโดยผ่าน $S_{2/1}$ จากนั้นนำขา CK ไปขา 28 ของ IC 7216 เมื่อนำไปแสดงผลอีกที่



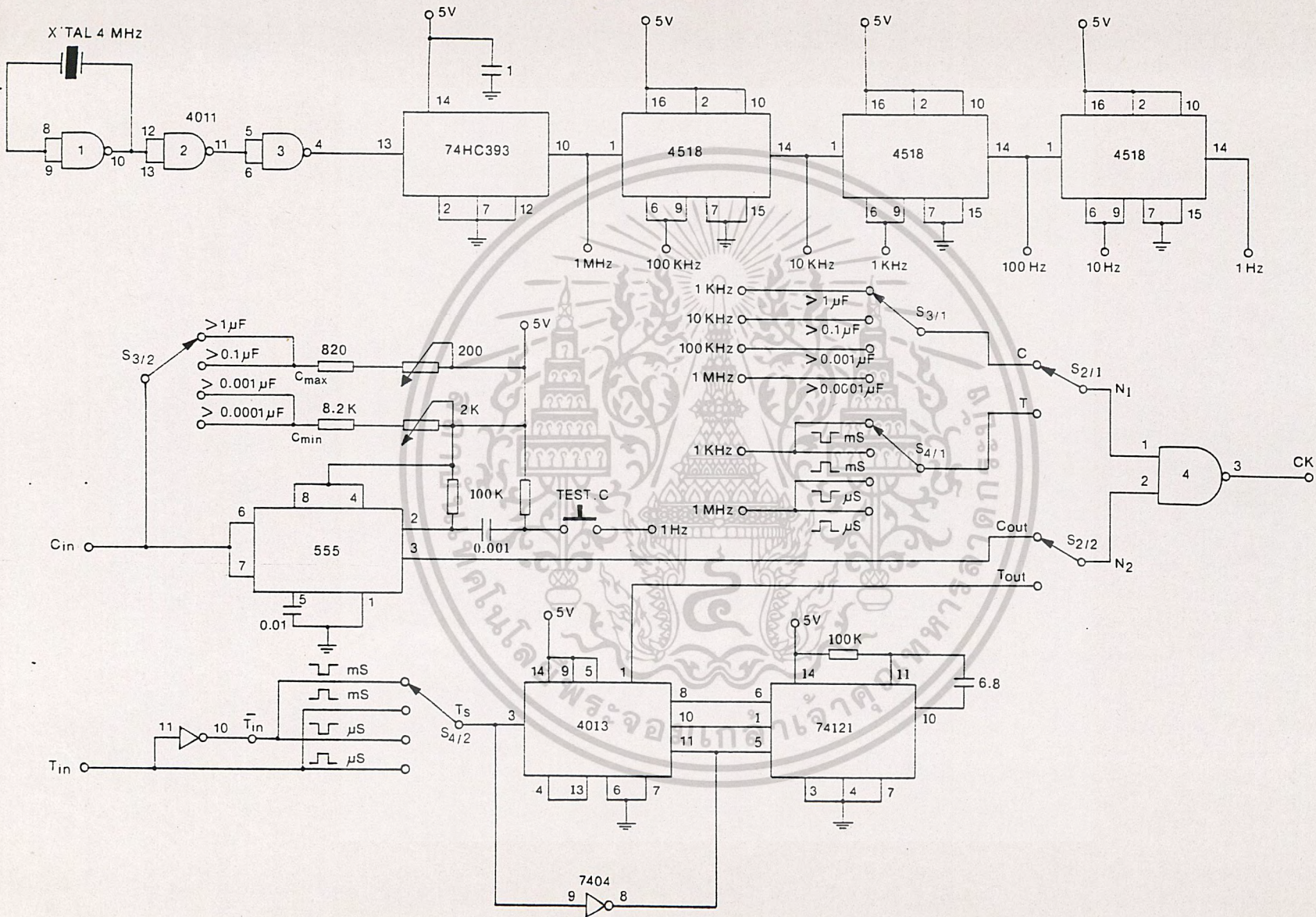
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องวัด F,C,T



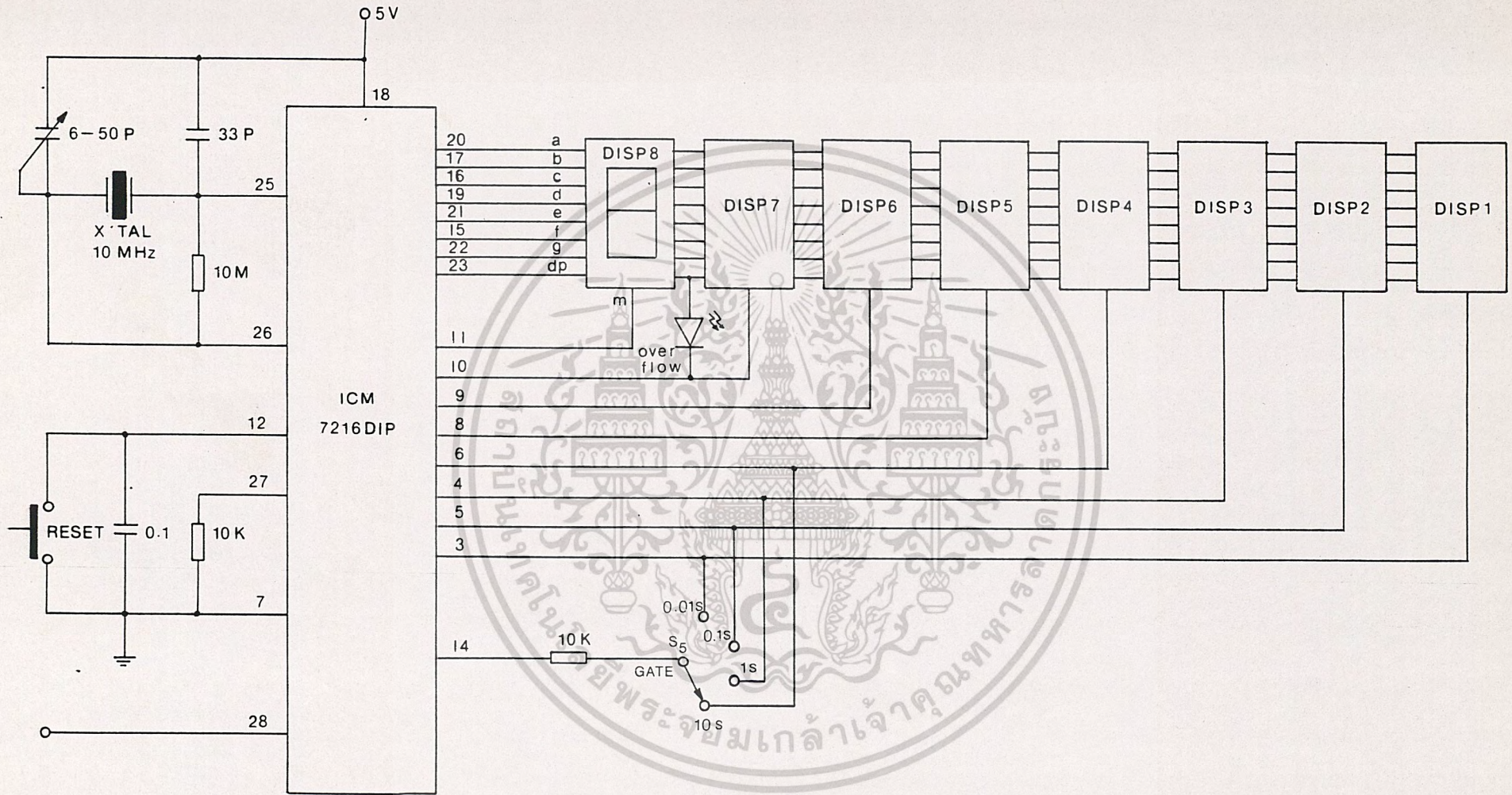
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรส่วนของภาค Frequency input



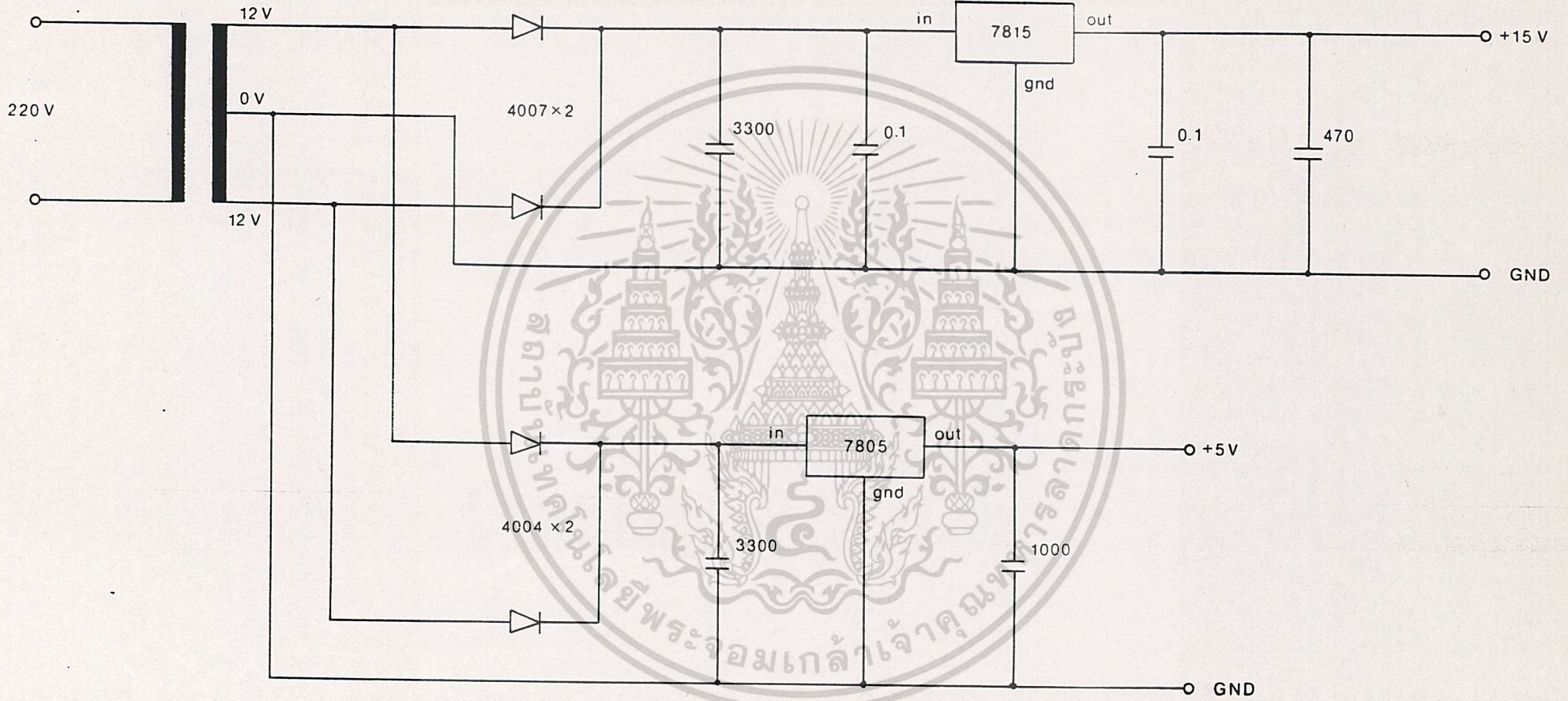
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรล้วนของ Prescale



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรส่วนของภาพ Time base, วัดค่าความจุ และคาบเวลา



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรส่วนของภาครับค่าและแสดงผล



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรส่วนของภาค Power Supply

บทที่ 4

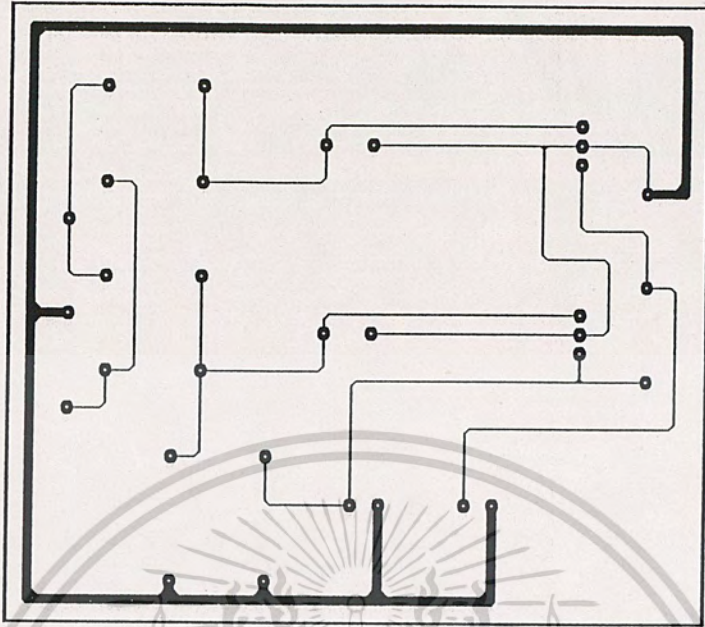
การสร้างเครื่องนับความถี่

หลังจากที่ได้ทำการทดลองประกอบส่วนต่าง ๆ ของวงจรบน Proto Board แล้ว ทดสอบการทำงานของวงจรเป็นที่พอใจแล้ว ก็เขียนวงจรและทำการสร้าง โดยขั้นตอนดังนี้

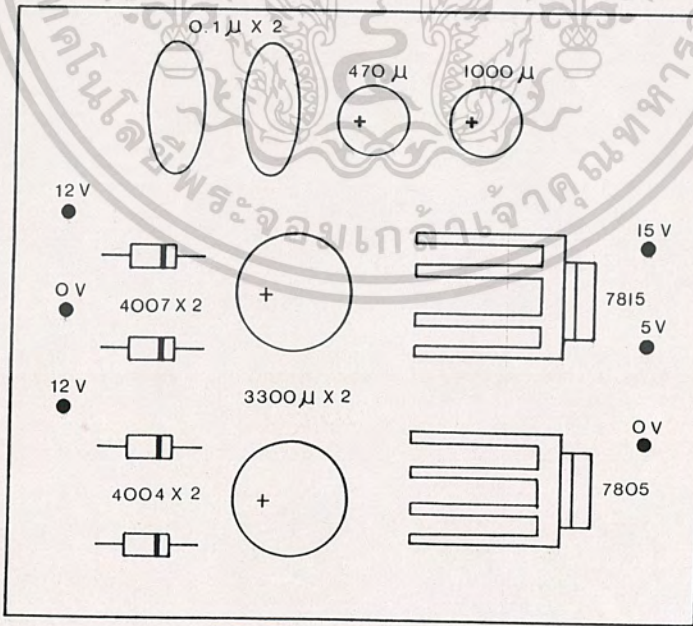
4.1 การออกแบบลายปริ้นท์ จะต้องออกแบบให้ได้ให้เหมาะสมกับอุปกรณ์ต่าง ๆ สายของสัญญาณต่าง ๆ อย่าออกแบบให้ใกล้กัน เพราะอาจเกิดการรบกวนกันได้ เรื่องกราวด์ ควรออกแบบให้มีขนาดใหญ่ สวิตซ์ที่เกี่ยวข้องกับทางเดินสัญญาณควรออกแบบลงปริ้นท์ถ้าทำได้ ถ้าไม่ได้ก็ให้ใกล้ที่สุดเพื่อการเดินสายเคเบิลสั้นที่สุด

สำหรับแร่คริสตอลควรออกแบบให้อยู่ใกล้ขาไอซี เพื่อลดค่าคาปาซิแตนซ์ สำหรับแหล่งจ่ายไฟฟ้าด้านอินพุทจะมีความถี่ 50 เฮิทซ์อยู่ จึงควรให้อยู่ห่าง ๆ จากภาคอินพุท เมื่อออกแบบลายปริ้นท์เรียบร้อยแล้ว ก็ให้ตรวจสอบว่าถ้าถูกต้องหรือไม่ เมื่อแน่ใจว่าไม่มีที่ผิดพลาดก็นำไปดำเนินการตามขบวนการจนได้ปริ้นท์บอร์ดเซอร์กิต

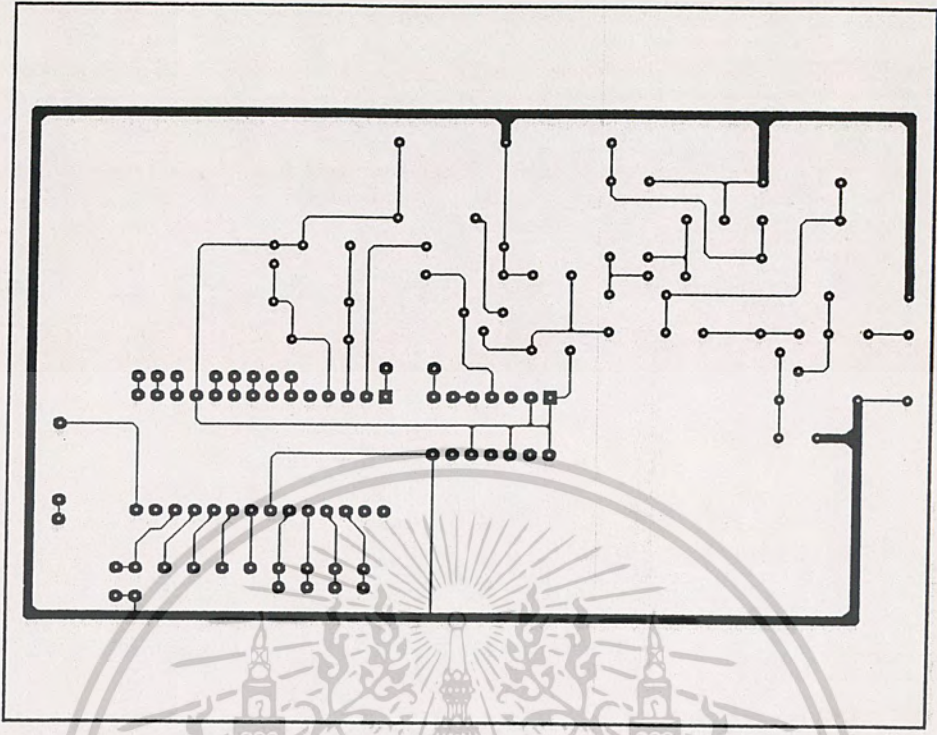
4.2 ทำการประกอบอุปกรณ์ต่าง ๆ ลงในแท่นเครื่องพร้อมทั้งเดินสายเคเบิลตามวงจรให้เรียบร้อยและถูกต้อง เมื่อดำเนินการจบแล้วเสร็จให้ตรวจสอบความเรียบร้อยอีกครั้ง ว่ามีที่ผิดพลาดอะไรบ้าง ถ้าพบพร้อมให้จัดการแก้ไขเสียให้ถูกต้อง



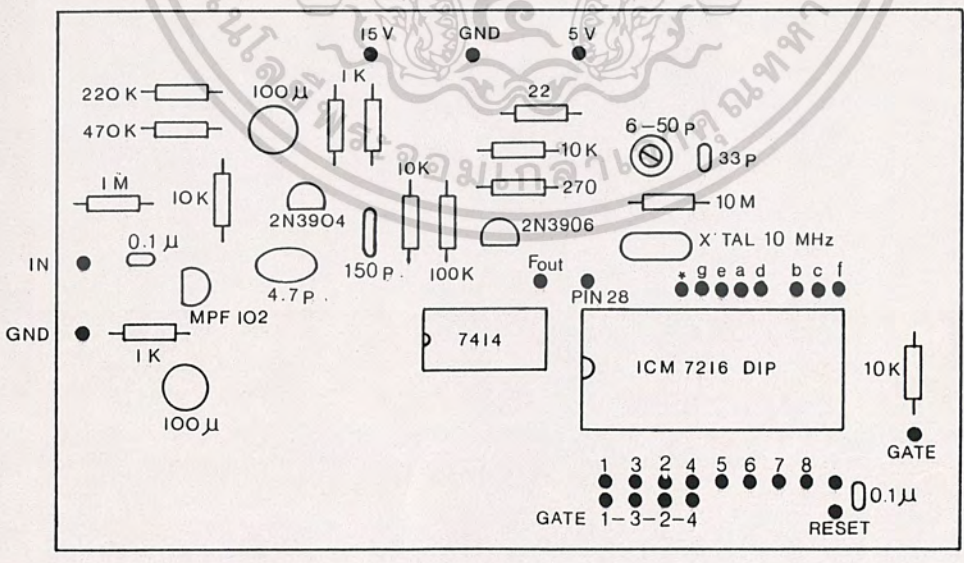
รูปที่ 4.1 ลายแผนวงจรพิมพ์ในส่วนภาค Power supply ขนาดเท่าของจริง



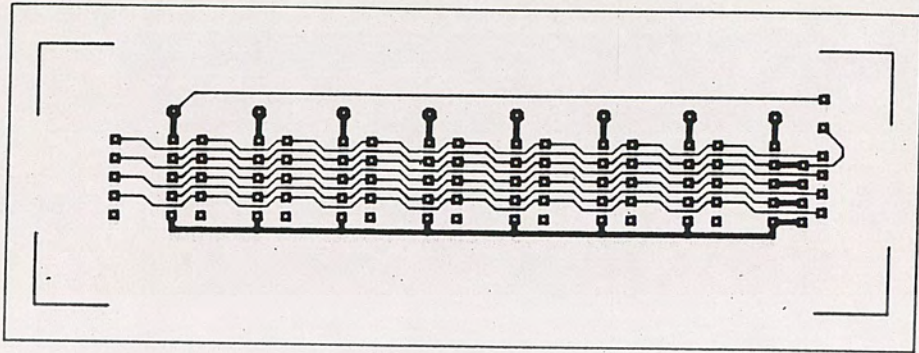
เอกสารนี้เป็นเอกสารรูปที่ 4.2 ไว้การวางอุปกรณ์บนแผ่นวงจรพิมพ์ของส่วน Power supply
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



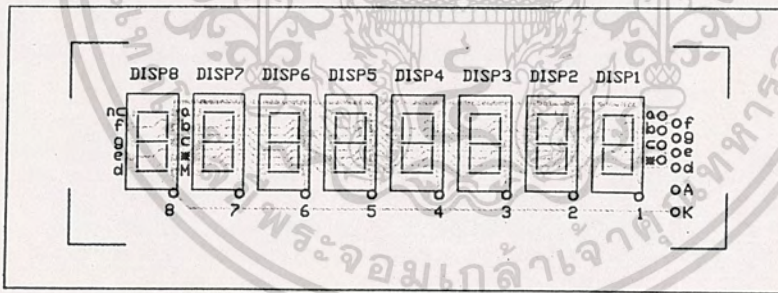
รูปที่ 4.3 ลายแผ่นวงจรพิมพ์ในส่วนของวงจรวัดค่าความถี่ และแสดงผลขนาดเท่าของจริง



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 4.4 การวางอุปกรณ์บนแผ่นวงจรพิมพ์ของส่วนวัดค่าความถี่ และคาบเวลา
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

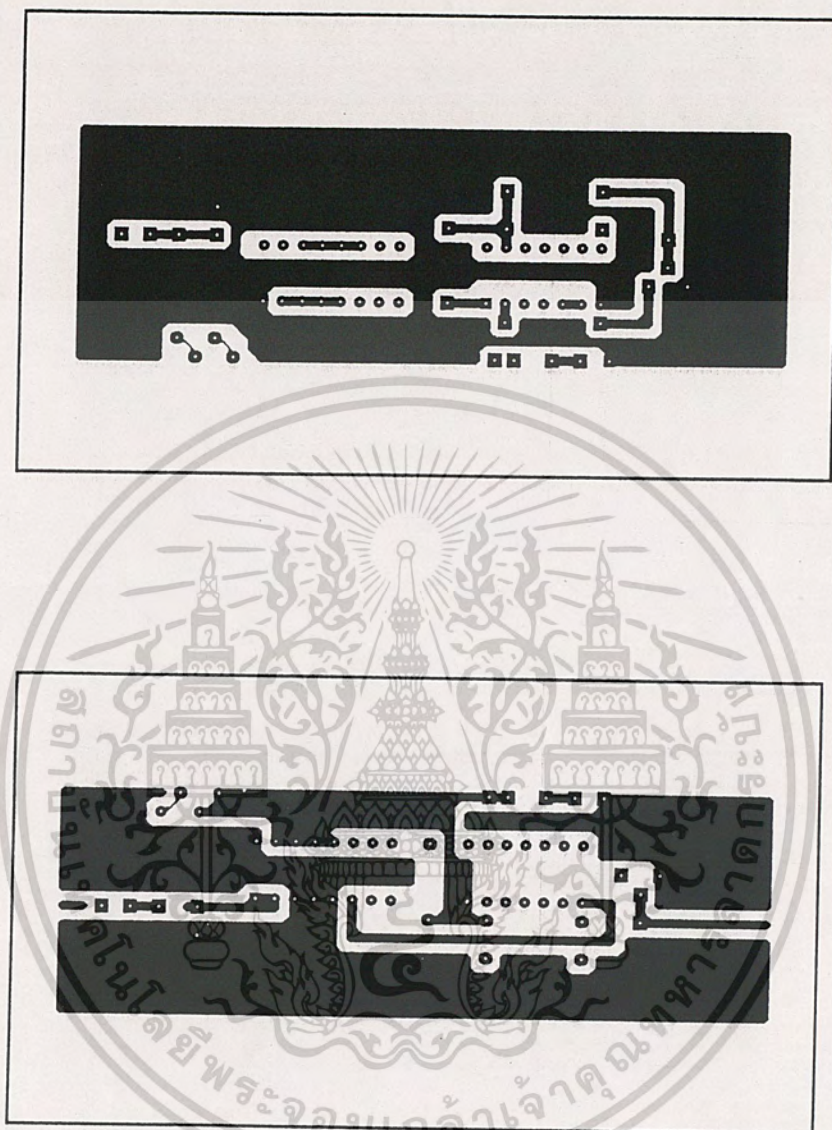


รูปที่ 4.5 สายแผ่นวงจรพิมพ์ในส่วนภาคแสดงผลขนาดเท่าของจริง



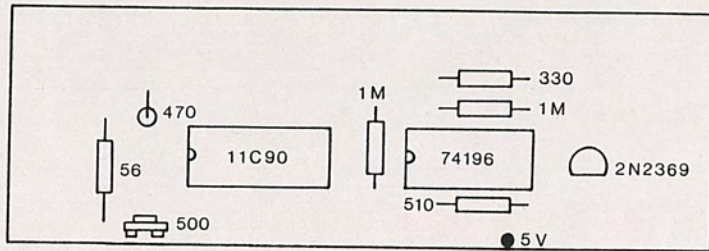
รูปที่ 4.6 การวางอุปกรณ์บนแผ่นวงจรพิมพ์ของส่วนแสดงผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



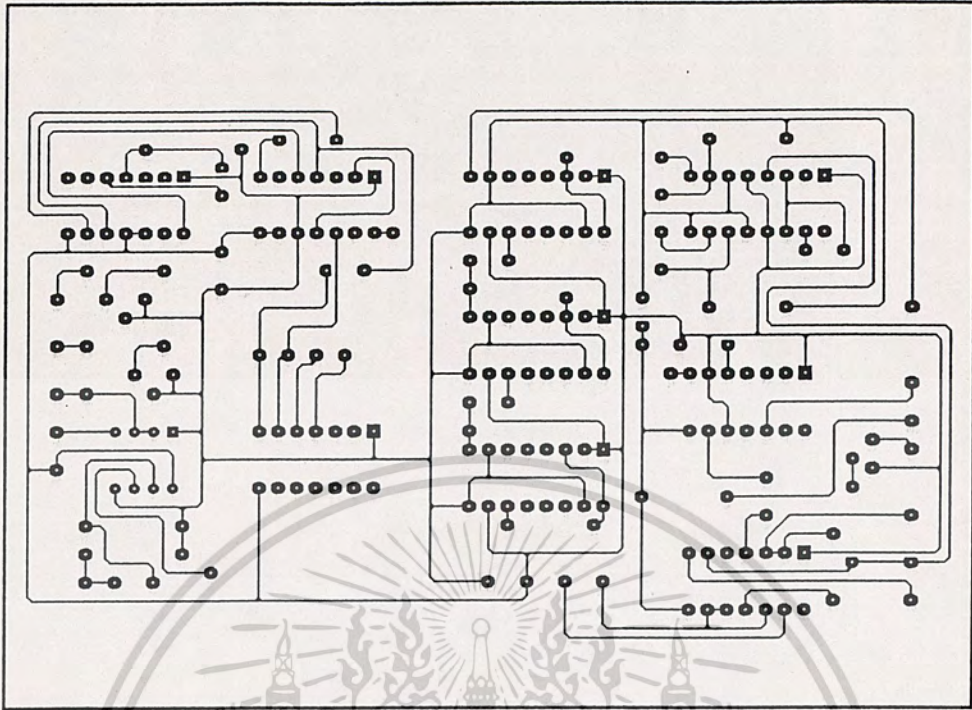
รูปที่ 4.7 ลายแผ่นวงจรพิมพ์ในส่วน Prescale ขนาดเท่าของจริงทั้งสองด้าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

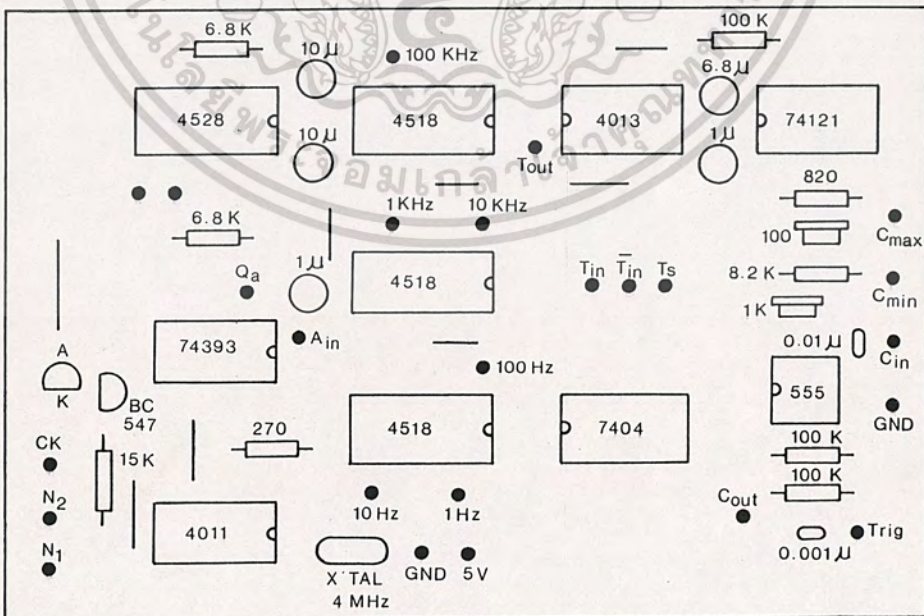


รูปที่ 4.8 การวางอุปกรณ์บนแผ่นวงจรพิมพ์ของส่วน Prescale

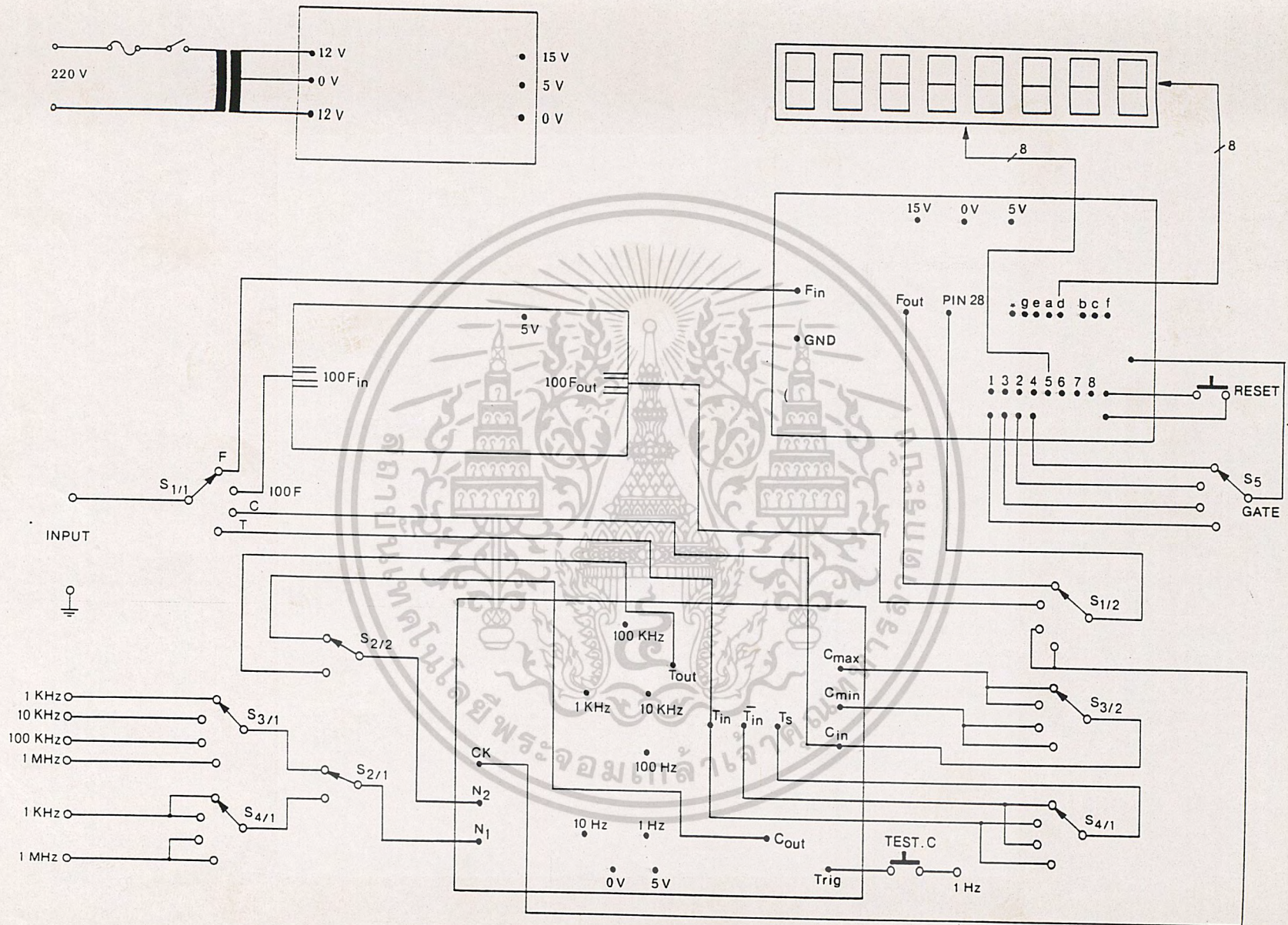
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 ลายแผ่นวงจรพิมพ์ในส่วน Time base, วงจรวัดค่าความจุ และคาบเวลา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใด รูปที่ 4.10 การวางอุปกรณ์บนแผ่นวงจรพิมพ์ของส่วน Time base, วัดค่าความจุไปใช้
 และคาบเวลา



รูปที่ 4.11 การเดินสายจากวงจรพิมพ์แต่ละส่วนไปยังอุปกรณ์ภายนอกทั้งหมด

4.3 การปรับแต่งวงจร

4.3.1 การปรับแต่งและใช้งานด้านความถี่

ในการวัดสัญญาณเสียงสัญญาณทางดิจิตอลใช้สายต่อสัญญาณที่มีชิลด์เข้ากับปลั๊ก BNC ซึ่งเป็นด้านอินพุตของเครื่องนับความถี่ ปลายอีกด้านของสายชิลด์ต่อเข้ากับสัญญาณที่เราต้องการวัด ในเครื่องนับความถี่สามารถวัดความถี่ได้แม่นยำ แต่เมื่อป้อนความถี่สูง ๆ ประมาณ 9-10 MHz ความถี่ที่วัดจะออกมาเพี้ยนแต่อย่าเพิ่งตกใจให้ใช้ไขควงเล็ก ๆ ปรับที่ C ขนาด 6-50 pF ซึ่งเป็นทริมเมอร์ ให้ปรับจนกว่าความถี่ที่อ่านได้บนหน้าปัดของเครื่องนับความถี่ตรงกับสัญญาณความถี่ที่เราตั้งไว้ที่เครื่องกำเนิดความถี่ การใช้สวิตช์เลือกเวลาเกต (S_G) ถ้าต้องการความละเอียดน้อยและเวลาในการแสดงผลที่รวดเร็วให้ตั้งไว้ที่ 0.01 วินาที แต่ถ้าต้องการความละเอียดในการนับมากขึ้นให้เลื่อน S_G มาที่ตำแหน่ง 0.1, 1, 10 วินาที ตามลำดับ

การวัดสัญญาณทางดิจิตอลในบางครั้งจะต้องมีการวัดหลาย ๆ ความถี่ เมื่อเราต้องการวัดความถี่ใหม่ให้กดสวิตช์รีเซ็ต เพื่อให้เครื่องนับความถี่เซตที่ตำแหน่งศูนย์ และเมื่อมีสัญญาณอินพุตเข้ามาก็ให้เครื่องเริ่มนับความถี่ใหม่ ในกรณีที่ LED ตำแหน่ง OVER FLOW ติด (LED_1) แสดงว่าสัญญาณอินพุตมีค่าความถี่เกินกว่า 10 MHz ซึ่งเป็นความถี่สูงเกินกว่าที่เครื่องนับจะนับได้ถูกต้อง อันนี้เป็นข้อดีของวงจรประการหนึ่ง

4.3.2 การปรับแต่งและดัดแปลงการวัดค่าความจุ

มีส่วนต้องปรับแต่งอยู่เพียงส่วนเดียว คือส่วนของโมโนสเตเบิลเบอร์ 555 ที่ตำแหน่ง $VR_1 = 200 \Omega$ และ $VR_2 = 2 K\Omega$ ซึ่งจำเป็นต้องปรับค่าให้ถูกต้อง เพราะจะมีผลทำให้ค่าที่อ่านได้ผิดพลาดไปทั้งหมดหากปรับค่าไม่ถูกต้อง วิธีการปรับแต่งในที่นี้จำเป็นต้องใช้ค่าของตัวเก็บประจุที่รู้ค่าแน่นอน โดยอาจใช้ตัวเก็บประจุชนิดแทนทาลัม เพราะมีค่าความถูกต้องสูงเกินกว่าชนิดอื่น หรือใช้เปรียบเทียบกับเครื่องวัดที่มีค่าความถูกต้องสูงถ้าหาได้

ให้นำตัวเก็บประจุที่รู้ค่าแน่นอนต่อเข้าที่อินพุท แล้วเลือกสวิตช์ ไปยังตำแหน่งที่วัด C เช่น ในย่านการวัดต่ำสุดของ S_G (ตำแหน่ง $> 0.0001 \mu F$) อาจใช้ค่า $1 \mu F$ แล้วปรับ VR_2 จนได้ตัวเลขแสดงผลเป็น 1.000 หรือถ้าใช้ค่า $4.7 \mu F$ ก็ปรับให้ได้เป็นตัวเลข 4.700 สำหรับการปรับ VR_1 ให้นำตัวเก็บประจุค่า $10 \mu F$ ชนิดแทนทาลัม ต่อเข้าที่อินพุทจากนั้นหมุนสวิตช์ ไปยังการวัดตำแหน่ง $> 0.01 \mu F$) แล้วปรับ VR_1 จนได้ตัวเลขเป็น 010.0 และถ้าจะให้ดีก็ควรใช้ตัวเก็บประจุค่าประมาณ $100 \mu F - 1000 \mu F$ ทำการปรับแต่งให้ได้ตัวเลขตรงกับค่าที่แน่นอนของมัน

ความถี่ 1 Hz ที่นำมาทริก จะทำให้ซีดจำกัดจะอยู่ที่ค่าประมาณ $1000 \mu F$ ถ้าสูงกว่าจะวัดไม่ได้ เนื่องจากช่วงเวลาของโมโนสเตเบิลที่ไปเปิดเกทนี้ จะนานกว่า 1 วินาที ทำให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น เมื่อผู้ดูเห็นไปใช้จริงเป็นการนำ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คาบเวลาของโรโมนอสเตเบิลยังไม่หมด ก็เกิดการทริกใหม่อีก ผลก็คือคาบเวลาที่ไปเปิดเกต เกิดยาวต่อเนื่องไปเรื่อย ๆ คือเป็นลอจิก "1" ค้างไว้นั่นเอง ทำนองเดียวกันถ้าเลือกความถี่ 0.5 Hz ไปทริกจะทำให้ขีดจำกัดของการวัดขยายขึ้นไปเป็น 2,200 μF แต่เกิดผลเสีย คือ อัตราการลุ่มเป็น 2 วินาที/ครั้ง จึงทำให้เกิดการแสดงผลทุก ๆ 2 วินาที ซึ่งบางท่านอาจจะ รู้สึกช้าไป จะเลือกวิธีไหนก็แล้วแต่ความพอใจ หรือจะเพิ่มสวิตช์ขึ้นมาอีก 1 ตัว เพื่อเลือก การทริกว่าจะทริกด้วย S_{U} หรือความถี่ 0.5 Hz ก็ตามความสะดวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

คุณสมบัติของ เครื่องนับความถี่

5.1 ย่านความถี่ที่วัดได้ (FREQUENCY RANGE)

หมายถึง ความถี่ที่เครื่องสามารถวัดค่าได้มีค่าตั้งแต่เท่าใดถึงเท่าใด สำหรับเครื่องที่ประกอบขึ้นสามารถวัดค่าได้ตั้งแต่ 0.1 Hz ถึง 750 MHz

5.2 ความไวอินพุท (INPUT SENSITIVITY)

หมายถึง ขนาดของสัญญาณที่ต่ำที่สุดที่เครื่องสามารถวัดค่าได้ โดยจะกำหนดไว้เป็นช่วงของความถี่และชนิดของสัญญาณอินพุท เช่น ไซน์เวฟ 4 Vp-p 20 KHz - 5 MHz 200 mVp-p ที่ความถี่ 1 MHz - 750 MHz และสแควร์เวฟ 0.2 Vp-p ที่ความถี่ 10 Hz - 100 Hz และซอร์ทรัส 4 Vp-p ที่ความถี่ 20 KHz - 750 MHz

5.3 อินพุทอิมพีแดนซ์ (INPUT IMPEDANCE)

คือ ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของอินพุท โดยทั่วไปจะกำหนดเป็น 1 เมกกะโอห์ม ในย่านความถี่ไม่เกิน 10 MHz เพราะค่าอิมพีแดนซ์นี้จะเปลี่ยนไปตามความถี่

5.4 ความแม่นยำของการวัดความถี่ (FREQUENCY ACCURACY)

คือ การกำหนดความถี่วัดผิดพลาดไปเท่าใด สำหรับเครื่องนับความถี่ หมายถึง การนับพัลส์อินพุทว่าผิดพลาดเท่าใด ซึ่งจะกำหนดเป็นจำนวนที่ผิดพลาด เช่น ± 1 เคาท์ (Count) และยังขึ้นอยู่กับค่าผิดพลาดของไทม์เบส โดยกำหนด $\pm 1 \text{ Count} \pm \text{Time Base Error}$

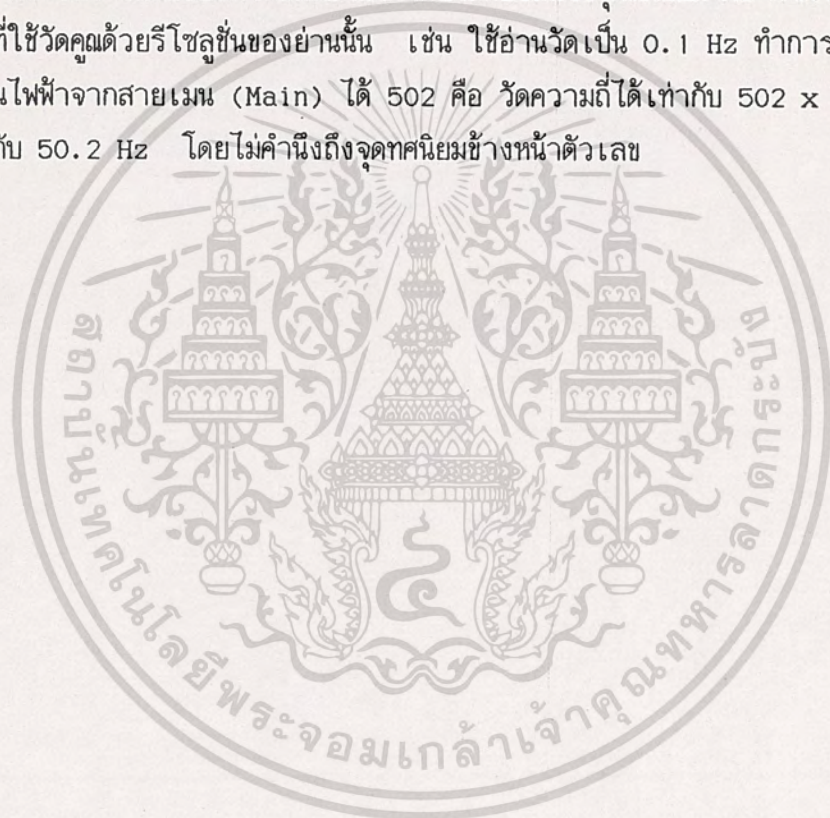
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 เวลาเปิดเกต (Gate Time)

คือ บอกเวลาเปิดเกตมีกี่ตำแหน่ง หมายถึง ไทม์เบส เลือกได้กี่ค่า เช่น กำหนดเวลาเปิดเกต 100 ms, 1 s เป็นต้น

5.6 รีโซลูชัน (Resolution)

หมายถึง หน่วยของความถี่ที่อ่านได้โดยไม่ต้องสนใจจุดทศนิยม คือ ค่าความถี่ที่อ่านได้ในย่านที่ใช้วัดคูณด้วยรีโซลูชันของย่านนั้น เช่น ใช้ย่านวัดเป็น 0.1 Hz ทำการวัดความถี่แรงเคลื่อนไฟฟ้าจากสายเมน (Main) ได้ 502 คือ วัดความถี่ได้เท่ากับ 502×0.1 Hz จะได้เท่ากับ 50.2 Hz โดยไม่คำนึงถึงจุดทศนิยมข้างหน้าตัวเลข



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

การทดสอบคุณสมบัติ

6.1 การทดสอบคุณสมบัติ

จากรายละเอียดของเครื่องนับความถี่เกี่ยวกับคุณสมบัติต่าง ๆ ทำให้เราทราบคุณสมบัติของเครื่องและสามารถใช้งานได้อย่างถูกต้อง เครื่องที่เราสร้างขึ้นเองนี้มีคุณสมบัติอย่างไรบ้าง ถูกต้องตามที่ได้กำหนดไว้หรือไม่ เพื่อให้ได้คุณสมบัติที่ถูกต้องจึงต้องทำการทดสอบ การทดสอบจะทำการทดสอบเฉพาะคุณสมบัติที่สำคัญ ๆ และสามารถทดสอบได้เท่านั้น คุณสมบัติข้อใดไม่มีอุปกรณ์ทดสอบก็จะกล่าวถึงวิธีการเท่านั้น การทดสอบคุณสมบัติ (SPECIFICATIONS) ของเครื่องมีดังนี้

6.1.1 การทดสอบย่านความถี่ที่วัดได้ (FREQUENCY RANGE) ย่านความถี่ที่วัดได้จะขึ้นอยู่กับอุปกรณ์ที่ใช้สร้างเครื่องนับความถี่ สำหรับอุปกรณ์ที่ใช้สร้างเครื่องนี้สามารถวัดความถี่ได้ถึง 750 เมกกะเฮิรตซ์ เมื่อสร้างเสร็จต้องทำการทดสอบดูว่าจะได้ตามที่กำหนดหรือไม่ และได้ผลอย่างไร วิธีการทดสอบจะต้องใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ (SIGNAL GENERATOR) ที่กำเนิดสัญญาณ ในช่วงความถี่ดังกล่าวได้ และใช้เครื่องนับความถี่มาตรฐานเป็นเครื่องวัดเปรียบเทียบ ผลจากการทดสอบเครื่องที่สร้างขึ้นสามารถวัดสัญญาณได้ค่าถูกต้องแน่นอนตั้งแต่ความถี่ 0.1 เฮิรตซ์ ถึง 750 เมกกะเฮิรตซ์

6.1.2 การทดสอบความไวของอินพุท (INPUT SENSITIVITY) เครื่องที่สร้างขึ้นได้ออกแบบให้วัดสัญญาณอินพุทมีขนาดเป็นมิลลิโวลต์ได้อย่างต่ำ $25 \text{ mV}_{\text{rms}}$ และสูงสุดได้ถึง $15 \text{ V}_{\text{rms}}$ การทดสอบต้องอาศัยเครื่องกำเนิดสัญญาณที่ปรับความสูงและความถี่ของสัญญาณได้ เครื่องออสซิลโลสโคป และอาจใช้เครื่องนับความถี่มาตรฐานมาวัดเปรียบเทียบด้วยก็ได้ การทดสอบจะต้องทดสอบที่ความถี่ต่าง ๆ กัน แล้ววัดค่าความสูงของสัญญาณที่เครื่องนับความถี่เริ่มอ่านได้ สำหรับการทดสอบนี้ได้ทำการทดสอบทั้งกรณีสัญญาณอินพุทเป็นรูปไซน์ (SINE WAVE) รูปฟันเลื่อย (ซอร์ทรูส) และเป็นรูปสี่เหลี่ยม (SQUARE WAVE) โดยทดสอบเครื่องนับความถี่มาตรฐานเปรียบเทียบด้วย ดังแสดงในตาราง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณอินพุทรูปซายน์

ความถี่อินพุท	ความสูงของสัญญาณอินพุทที่เริ่มอ่านได้ เครื่องที่สร้าง
20 KHz	4 V _{p-p}
50 KHz	2 V _{p-p}
100 KHz	0.8 V _{p-p}
1 MHz	0.5 V _{p-p}

ตารางแสดงความไวของอินพุทต่อความถี่รูปซายน์

สัญญาณอินพุทรูปสี่เหลี่ยม

ความถี่อินพุท	ความสูงของสัญญาณอินพุทที่อ่านได้ เครื่องที่สร้าง
10 Hz	0.2 V _{p-p}
100 Hz	0.4 V _{p-p}
1 KHz	0.6 V _{p-p}
100 KHz	0.6 V _{p-p}
1 MHz	0.46 V _{p-p}

ตารางแสดงความไวของอินพุทต่อความถี่รูปสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณอินพุทรูปฟันเลื่อย

ความถี่อินพุท	ความสูงของสัญญาณอินพุทที่อ่านค่าได้ เครื่องที่สร้าง
20 KHz	4 V _{P-P}
50 KHz	2 V _{P-P}
100 KHz	0.8 V _{P-P}
1 MHz	0.5 V _{P-P}

6.2 การทดสอบความเที่ยงตรง (ACCURACY TEST)

ความแม่นยำจากการวัดความถี่จะเกิดผิดพลาดจากเวลาเปิดเกทที่มาจากฐานเวลา และจากการนับของชุดนับมีค่าเป็น ± 1 เคานท์ (COUNT) สำหรับค่าผิดพลาดจากฐานเวลา ขึ้นอยู่กับความถี่ที่เลื่อนไปของคริสตอล ถ้าใช้ค่าความถี่ออสซิลเลเตอร์สูงมาก ๆ ค่าผิดพลาดจากการเลื่อน (DRIFT) ของความถี่จะมีผลต่อเวลาเปิดเกทน้อยลง ความแม่นยำก็จะสูงขึ้น การดริฟท์ (DRIFT) นี้จะเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิด้วย สำหรับการทดสอบทำได้ยากมากวิธีที่ง่าย คือ ใช้เครื่องนับความถี่มาตรฐานที่มีความแม่นยำสูงมาวัดเปรียบเทียบกับเครื่องที่สร้างนี้ โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณที่ความเที่ยงตรงของความถี่สูง การทดสอบใช้เครื่อง FC-8551A เป็นเครื่องนับความถี่เปรียบเทียบ และใช้ฟังก์ชันเจเนอเรเตอร์ (FUNCTION GENERATOR) กำเนิดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณอินพุตรูปซายน์ขนาด 4 V_{p-p}

เครื่องที่สร้าง	ค่าที่อ่านได้		ค่าแตกต่าง
	FC-8551A		
16.381 KHz	16.223 KHz	0.158	
23.404 KHz	23.363 KHz	0.041	
35.034 KHz	35.040 KHz	0.006	
99.999 KHz	100.011 KHz	0.012	

สัญญาณอินพุตรูปสี่เหลี่ยมขนาด 4 V_{p-p}

เครื่องที่สร้าง	ค่าที่อ่านได้		ค่าแตกต่าง
	FC-8551A		
1 Hz	2 Hz	1	
100 Hz	100 Hz	0.000	
10.027 KHz	10.028 KHz	0.001	
101.121 KHz	101.133 KHz	0.012	
1016.340 KHz	1016.356 KHz	0.016	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

✓

จากการทดสอบคุณสมบัติต่าง ๆ ของเครื่องนับความถี่ที่สามารถกำหนดคุณลักษณะ (SPECIFICATIONS) ที่สำคัญ ๆ ของเครื่องได้ดังนี้

FREQUENCY

RANGE 0.1 Hz - 750 MHz

GATE TIME 10 ms, 100 ms, 1s, 10s

RESOLUTION 100 Hz, 10 Hz, 1 Hz, 0.1 Hz

ACCURACY \pm COUNT \pm TIME BASE ERROR

PERIOD

RANGE 10 μ S - 0.1S

FREQUENCY COUNTED 1 MHz

TIME RESOLUTION 1 μ S

ACCURACY \pm COUNT \pm TRIGGER ERROR \pm TIME BASE ERROR

CAPACITANCE

RANGE 0.0047 μ f - 1000 μ f

FREQUENCY COUNTED 1 MHz

TIME RESOLUTION 1 μ S

ACCURACY \pm COUNT \pm TRIGGER ERROR \pm TIME BASE ERROR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการสร้างและการทดลอง

7.1 สรุปผลการสร้างและการทดลอง

จากการสร้างและทดลองการทำงานของเครื่องจะเห็นว่าส่วนสำคัญของเครื่องจะอยู่ที่ภาคอินพุทและชุดนับความถี่ ซึ่งชุดนับความถี่นี้สามารถแก้ไขได้ดัดแปลงให้วัดความถี่ได้สูงขึ้นไปอีกซึ่งอาจให้มากกว่า 100 MHz ได้โดยต่อภาค Prescale เข้าไปอีกเพื่อจะได้วัดให้ได้เป็น 1 GHz หรือไม่กี่ 10 GHz ซึ่งเราจะต้องหาไอซีที่สามารถหารความถี่ที่เป็นค่า GHz ให้ได้ สำหรับการวัดค่าความถี่นั้นขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของ ไอซีที่จะใช้มาทำเป็นโมโนสเตเบิลและการเปลี่ยนค่า R จากวงจรโดยให้ R มาก ๆ ก็จะทำให้สามารถวัดค่าความถี่ได้น้อยลง แต่ก็ต้องขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของ ไอซี ดังที่กล่าวมาแล้ว สำหรับการวัดค่าคาบเวลานั้น ก็อยู่กับสัญญาณการทริกถ้าเราลดค่า R และ C ก็จะทำให้วัดค่าคาบเวลาได้น้อยลง

7.2 ข้อควรระวังในการใช้เครื่องนับความถี่

เครื่องนับความถี่ เป็นเครื่องมือที่มีความแม่นยำมากในการวัดและใช้เป็นเครื่องมือวัดความถี่ที่สะดวกและง่ายที่สุด มีข้อควรระวังในการใช้ดังนี้

7.1.1 ระวังเรื่องอุณหภูมิ อุปกรณ์ของ เครื่องมือวัดส่วนใหญ่ใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ซึ่งมีความไวต่ออุณหภูมิ ส่วนใหญ่ทำงานในช่วง 0-130 องศาฟาเรนไฮด์ ถ้าอุณหภูมิสูงเกินค่าปกติการวัดอาจไม่เที่ยงตรง เนื่องจากเกิดการ DRIFT ได้

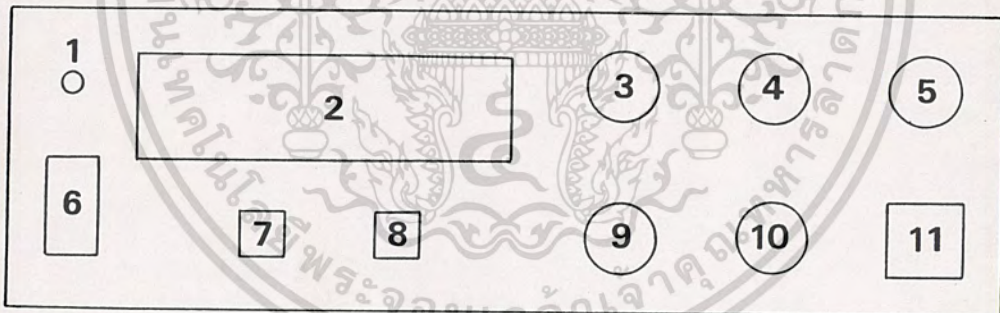
7.1.2 ข้อควรระวังเรื่องการต่อสายกราวด์ในการวัดความถี่ เช่น ถ้าใช้สายไฟแบบสามสาย (THREE-WIRE POWER LINE) สายชิลด์ (SHIELDED) ไม่ควรนำมาต่อกับเครื่องนับความถี่ เมื่อจะวัดความถี่สายไฟ (POWER LINE FREQUENCY) เพราะอาจจะเกิดการช็อต (SHORT) ผ่านสายชิลด์ ผ่านตัวถัง (CHASIS) และสายกราวด์ได้ ควรจะไว้เสมอว่าเครื่องนับความถี่อบบาง เวลาใช้ต้องตรวจดูว่ามีความต่างศักย์ระหว่างจุดกราวด์ทั้งสองด้วยโวลท์มิเตอร์ ก่อนที่จะต่อสายกราวด์

7.1.3 ข้อควรระวังเกี่ยวกับการเกิดออสซิลเลชันในสายวัด การมิใช้สายวัดแบบ นด้านการค้าขอเกี่ยว (HOOK-UP CABLES) เมื่อวัดพัลส์ที่มีขนาดสูงกว่า 200 mV และเวลาขึ้น (RISE) ไปใช้

TIME) สั้นกว่า 50 nS อาจจะทำให้เกิด DAMPENED OSCILLATION ในสายต่อ ทำให้เกิดผิดพลาดในค่าที่อ่านได้ ต้องใช้ความต้านทาน 10 K Ω อนุกรมกับสายอินพุทของเครื่องนับความถี่ เพื่อแก้ปัญหานี้

7.1.4 ข้อควรระวังเกี่ยวกับการวัดความถี่ของเครื่องส่ง สำหรับเครื่องหรืออุปกรณ์ที่มีเอาต์พุทเพาเวอร์สูงกว่านี้ต้องใช้ (OUTPUT POWER) น้อยกว่า 1/2 วัตต์ สามารถต่อสายวัดได้โดยตรง ถ้ามีเอาต์พุทเพาเวอร์สูงกว่านี้ต้องใช้ COUPLING DEVICE ช่วยในการวัด บางกรณีที่มีเอาต์พุทกำลังสูงจะทำการวัดความถี่จาก MASTER OSCILLATOR แทนโดยใช้คัปปลิงคอยล์ (COUPLING COIL) วางใกล้ ๆ กับ MASTER OSCILLATOR ข้อควรระวังอีกอย่างหนึ่ง คือ เครื่องส่งที่วัด จะเกิดพลังงานสะท้อนกลับ (REFLECTED ENERGY) ซึ่งทำให้เครื่องส่งเสียหายได้ ถ้าต่อโหลดของเครื่องส่งไม่ถูกต้อง จึงจำเป็นต้องใช้ดัมมี่โหลด (DUMMY LOAD) ที่มีอิมพีแดนซ์ตรงกับเครื่องส่งต่อแทนเสาอากาศของเครื่องส่งในกรณีที่วัดความถี่

7.3 การใช้เครื่องมือ วัด F + C + T



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวัดค่าความถี่

1. เปิดสวิตช์ On โฟ AC ที่สวิตช์ (หมายเลข 6) ดังรูป
2. ถ้าตัวเลขที่หน้าปัดวิ่งก็ให้กดปุ่ม RESET (หมายเลข 7) ตัวเลขทั้งหมดก็จะขึ้นเลข 0 หมด
3. ทำการปรับสวิตช์ซีเลคเตอร์ RANGE (หมายเลข 9) ไปที่ตำแหน่ง F จากนั้นปรับปุ่ม GATE หมายเลข 10 ควรให้อยู่ที่ตำแหน่งเลขบนหน้าปัด เลข 1 จากนั้นก็ทำการวัดค่าความถี่ ซึ่งค่าที่ได้จะเรียงจากหลักหน่วยไปเรื่อย ๆ เช่น 100 Hz ตัวเลขหน้าปัดก็จะขึ้น .100 (จุดทศนิยมเราไม่คิดเพราะเป็นการเลือกปิดเปิดเกต) จากนั้นถ้าเราต้องการละเอียดขึ้นเราก็ทำการปรับสวิตช์ GATE (หมายเลข 10) ไปที่ 0.1 ซึ่งตัวเลขบนหน้าจอก็จะเปลี่ยนจาก .100 เป็น .1000 เราต้องทำการ $\times 0.1$ กับ .1000 ก็จะเท่ากับ 100 Hz ถ้าปรับไปที่ 10 ตัวเลขที่ปรากฏก็จะเท่ากับ .10 เมื่อ $\times 10$ เท่ากับ 100 Hz ถ้าปรับที่ 100 ตัวเลขก็จะปรากฏ .1 เมื่อ $\times 100$ เท่ากับ 100 Hz
4. ถ้าค่าความถี่เกิน 10 MHz LED ที่ OVERFLOW (หมายเลข 1) ก็จะติดสว่างขึ้น ค่าตัวเลขที่ออกมาก็จะใช้ไม่ได้
5. ทำการปรับสวิตช์ซีเลคเตอร์ RANG ไปที่ 100 F ก็จะได้ค่าที่ต้องการวัด จากนั้นก็ทำการคูณค่ามันด้วย 100 ก็จะได้ค่าที่แท้จริง (ค่าที่ต้องการวัดต้องเกิน 10 MHz ขึ้นไป ถึงจะใช้ที่ 100 F ได้)

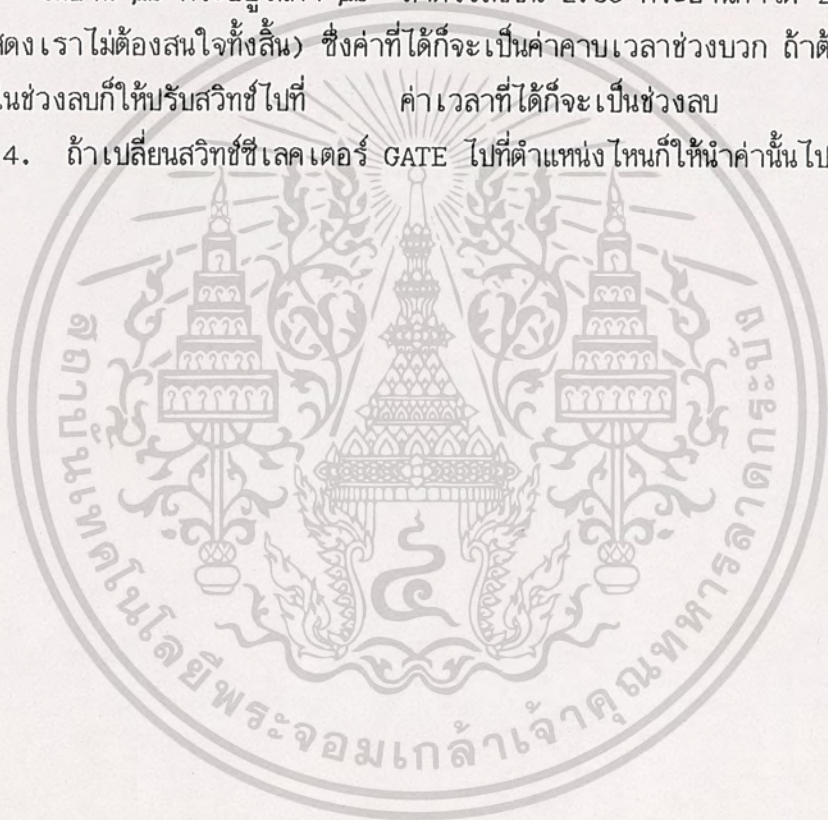
การวัดค่าปาสีเตอร์

1. ทำการปรับสวิตช์ซีเลคเตอร์ RANGE (หมายเลข 9) ไปที่ C จากนั้นปิดซีเลคเตอร์ (หมายเลข 3) ไปที่ C
2. นำค่า C ที่ต้องการวัดที่ขั้วอินพุท (หมายเลข 11) ควรปรับสวิตช์ซีเลคเตอร์ GATE ไปที่เลข 1 ซึ่งขึ้นเลข .000 บนหน้าปัด เพราะเป็นการวัดที่แน่นอน และถูกต้อง
3. ทำการกดปุ่ม TEST C ซึ่งก็จะทำให้ค่า C ที่ถูกต้องแสดงผลออกมาที่จอแสดงผล (หมายเลข 2)
4. ทำการปรับสวิตช์ซีเลคเตอร์ C (หมายเลข 4) ไปตามค่าที่ต้องการวัด ถ้าวัด C ค่าน้อย ก็ควรปรับไปที่ 0.0001 μf ถ้าค่าเกิน 1 μf ขึ้นก็ควรปรับไปที่ 1 μf ถ้าค่าที่ขึ้นมาเป็น 47.000 ถ้าสวิตช์ C อยู่ที่ค่า 0.0001 μf เราก็ทำการคูณ 0.0001 μf กับค่า 47000 (จุดที่ขึ้นบนหน้าปัดเราไม่นำมาคิดได้ทั้งสิ้น) ก็จะได้ค่า 4.7 μf โดยดูที่สวิตช์ซีเลคเตอร์ GATE (หมายเลข 10 ด้วย) ถ้าอยู่ที่ 1 ก็ทำการคูณ 1 กับค่า 4.7 μf ก็จะได้ค่า 4.7 μf แต่ถ้าสวิตช์ซีเลคเตอร์อยู่ที่ 0.1 ก็ต้องทำการคูณ 0.1 \times 4.7 μf จะเท่ากับ 0.47 μf

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวัดค่าคาบเวลา

1. ทำการปิดสวิทช์ซีเลคเตอร์ RANGE (หมายเลข 9) ไปที่ตำแหน่ง T จากนั้นปิดสวิทช์ซีเลคเตอร์ (หมายเลข 3) ไปที่ T
2. ทำการป้อนสัญญาณเข้าที่ขั้วอินพุท (หมายเลข 11) ควรปรับสวิทช์ซีเลคเตอร์ GATE ไปที่เลข 1 ซึ่งขึ้นเลข .00 บนหน้าปัดเพราะเป็นค่าที่แน่นอนในการวัด
3. ทำการปิดสวิทช์ T (หมายเลข 5) ไปตามค่าคาบเวลาที่ต้องการวัด เช่น ถ้าเลือก ในย่าน μs ก็จะอยู่ในค่า μs ถ้าตัวเลขขึ้น 2.35 ก็จะอ่านค่าได้ 235 μs (ค่าจุดที่แสดงเราไม่ต้องสนใจทั้งสิ้น) ซึ่งค่าที่ได้ก็จะเป็นค่าคาบเวลาช่วงบวก ถ้าต้องการค่าคาบเวลาในช่วงลบก็ให้ปรับสวิทช์ไปที่ ค่าเวลาที่ได้ก็จะเป็นช่วงลบ
4. ถ้าเปลี่ยนสวิทช์ซีเลคเตอร์ GATE ไปที่ตำแหน่งไหนก็ให้นำค่านั้นไปคูณ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



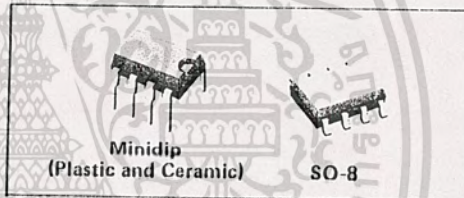
NE555
SA555
SE555

TIMER

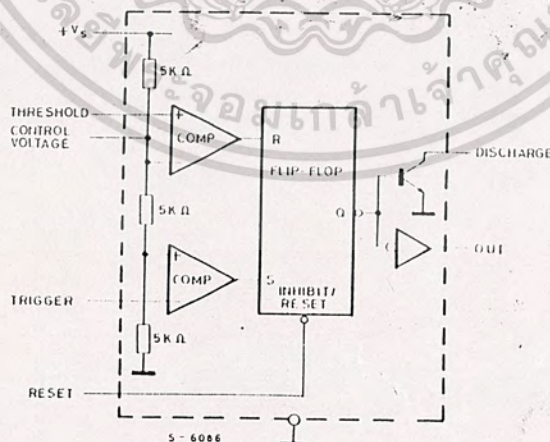
- TURN OFF TIME LESS THAN $2\mu\text{s}$
- MAXIMUM OPERATING FREQUENCY GREATER THAN 500kHz
- TIMING FROM MICROSECONDS TO HOURS
- OPERATES IN BOTH ASTABLE AND MONOSTABLE MODES
- HIGH OUTPUT CURRENT
- ADJUSTABLE DUTY CYCLE
- TTL COMPATIBLE
- TEMPERATURE STABILITY OF 0.005% PER $^{\circ}\text{C}$

The NE555 monolithic timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays or oscillation. In the time delay

mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For a stable operation as an oscillator, the free running frequency and the duty cycle are both accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output structure can source or sink up to 200mA. The NE555 is available in plastic and ceramic Minidip package and in a 8-lead micropackage version.



BLOCK DIAGRAM



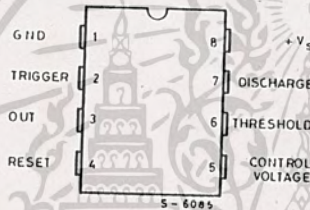
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NE555
SA555
SE555

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

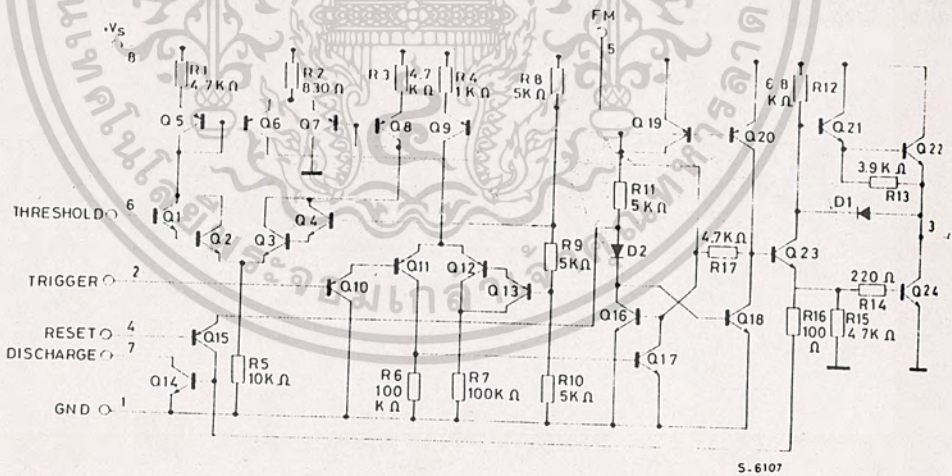
V_s	Supply voltage for SE555 for NE555	18	V $^{\circ}C$ $^{\circ}C$ $^{\circ}C$
T_{op}	Operating temperature range for NE555 for SA555 for SE555	16 0 to 70 -40 to 85	
T_j	Junction temperature	-55 to 125	
T_{stg}	Storage temperature range	150 -65 to 150	

CONNECTION DIAGRAM AND ORDERING NUMBERS
(top view)



Temperature range	Plastic Minidip	Ceramic Minidip	SO-8
Commercial 0 to 70°C	NE555N	NE555FE	NE555D
Automotive -40 to 85°C	SA555N	-	-
Military -55 to 125°C	-	SE555FE	-

SCHEMATIC DIAGRAM



THERMAL DATA

$R_{th\ j-amb}$	Thermal resistance junction-ambient	max.	Plastic Minidip	Ceramic Minidip	SO-8
			120°C/W	150°C/W	200°C/W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



NE555
SA555
SE555

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$, $V_s = 5$ to 15V unless otherwise specified)

Parameter	Test conditions	NE555			SE555			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V_s Supply voltage		4.5		16	4.5		18	V
I_s Supply current (low state) ⁽¹⁾	$V_s = 5\text{V}$ $R_L = \infty$ $V_s = 15\text{V}$ $R_L = \infty$		3 10	6 15		3 10	5 12	mA
E_{tm} Timing error (monostable) Initial accuracy ⁽²⁾ Drift with temperature Drift with supply voltage	$R_A, R_B = 2$ to $100\text{K}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$		1 50 0.1	3 0.5		0.5 30 0.05	2 100 0.2	% ppm/ $^{\circ}\text{C}$ %/V
E_{ta} Timing error (astable) Initial accuracy ⁽²⁾ Drift with temperature Drift with supply voltage	$R_A, R_B = 1$ to $100\text{K}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$ $V_{CC} = 15\text{V}$		2.25 150 0.3			1.5 90 0.15		% ppm/ $^{\circ}\text{C}$ %/V
V_C Control voltage level	$V_s = 15\text{V}$ $V_s = 5\text{V}$	9 2.6	10 3.3	11 4	9.6 2.9	10 3.3	10.4 3.8	V V
V_T Threshold voltage	$V_s = 15\text{V}$ $V_s = 5\text{V}$	8.8 2.4	10 3.3	11.2 4.2	9.4 2.7	10 3.3	10.6 4.0	V V
I_T Threshold current ⁽³⁾			0.1	0.25		0.1	0.25	μA
V_{TR} Trigger voltage	$V_s = 15\text{V}$ $V_s = 5\text{V}$	4.5 1.1	5 1.67	5.6 2.2	4.8 1.45	5 1.67	5.2 1.9	V V
I_{TR} Trigger current	$V_{TR} = 0$		0.5	2		0.5	0.9	μA
V_R Reset voltage ⁽⁴⁾		0.4	0.7	1	0.4	0.7	1	V
I_R Reset current	$V_R = 0$		0.4 0.1	1.5 0.4		0.4 0.1	1 0.4	mA mA
V_{OL} Output voltage (low)	$V_s = 15\text{V}$ $I_{SINK} = 10\text{mA}$ $I_{SINK} = 50\text{mA}$ $I_{SINK} = 100\text{mA}$ $I_{SINK} = 200\text{mA}$ $V_s = 5\text{V}$ $I_{SINK} = 8\text{mA}$ $I_{SINK} = 5\text{mA}$		0.1 0.4 2 2.5	0.25 0.75 2.5		0.1 0.4 2 2.5	0.15 0.5 2.2	V V V V
V_{OH} Output voltage (high)	$V_s = 15\text{V}$ $I_{SOURCE} = 200\text{mA}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$ $V_s = 5\text{V}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$		12.75 13.3		13	12.5 13.3		V V
t_{off} Turn off time ⁽⁵⁾	$V_{RESET} = V_s$		0.5			0.5	2	μs
t_r Rise time of output			100	300		100	200	ns
t_f Fall time of output			100	300		100	200	ns
I_L Discharge leakage current			20	100		20	100	nA

NOTES

Supply current when output high typically 1mA less.

Tested at $V_s = 5\text{V}$ and $V_s = 15\text{V}$

This will determine the maximum value of $R_A + R_B$, for 15V operation, the max total $R = 10\text{M}\Omega$, and for 5V operation, the max total $R = 3.5\text{M}\Omega$.

Specified with triggered input high.

Time measured from a positive going input pulse from 0 to $0.8 \times V_s$ into the threshold to the drop from high to low of the output. Trigger is tied to threshold.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**NE555
SA555
SE555**

Fig. 1 - Minimum pulse width required for triggering

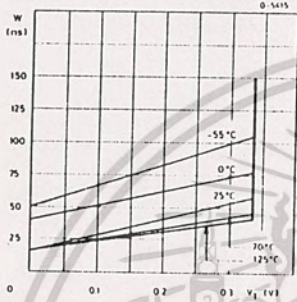


Fig. 2 - Supply current vs. supply voltage



Fig. 3 - Delay time vs. temperature

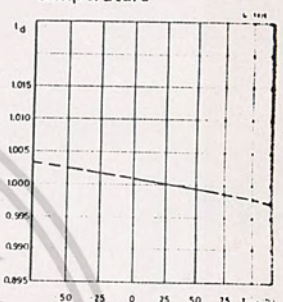


Fig. 4 - Low output voltage vs. output sink current

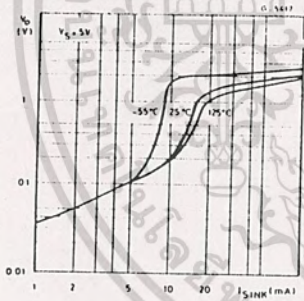


Fig. 5 - Low output voltage vs. output sink current

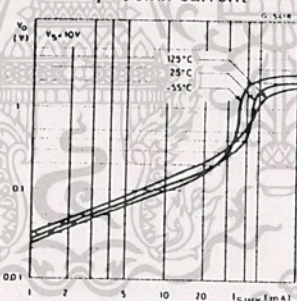


Fig. 6 - Low output voltage vs. output sink current

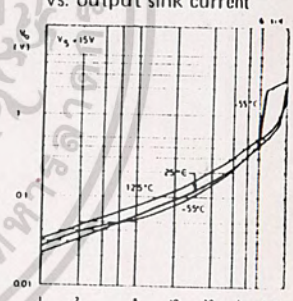


Fig. 7 - High output voltage drop vs. output source current

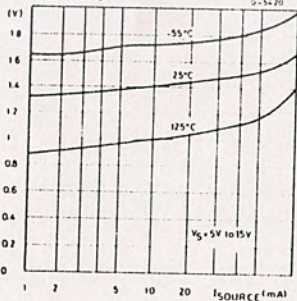


Fig. 8 - Delay time vs. supply voltage

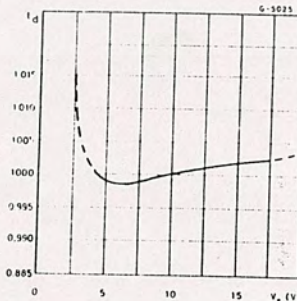
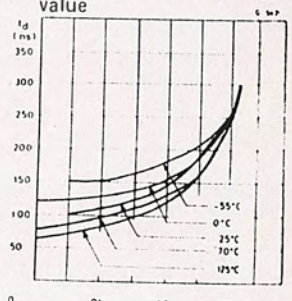


Fig. 9 - Propagation delay vs. voltage level of trigger value



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**NE555
SA555
SE555**

APPLICATION INFORMATION

MONOSTABLE OPERATION

In the monostable mode, the timer functions as a one-shot. Referring to Figure 10 the external capacitor is initially held discharged by a transistor inside the timer.

The circuit triggers on a negative-going input signal when the level reaches $1/3 V_s$. Once triggered, the circuit remains in this state until the set time has elapsed, even if it is triggered again during this interval. The duration of the output HIGH state is given by $t = 1.1 R_1 C_1$ and is easily determined by figure 12. Notice that since the charge rate and the threshold level of the comparator are both directly proportional to supply voltage, the timing interval is independent of supply. Applying a negative pulse simultaneously to the Reset terminal (pin 4) and the Trigger terminal (pin 2) during the timing cycle discharges the external capacitor and causes the

cycle to start over. The timing cycle now starts on the positive edge of the reset pulse. During the time the reset pulse is applied, the output is driven to its LOW state.

When a negative trigger pulse is applied to pin 2, the flip-flop is set, releasing the short circuit across the external capacitor and driving the output HIGH. The voltage across the capacitor increases exponentially with the time constant $\tau = R_1 C_1$. When the voltage across the capacitor equals $2/3 V_s$, the comparator resets the flip-flop which then discharge the capacitor rapidly and drives the output to its LOW state.

Figure 11 shows the actual waveforms generated in this mode of operation.

When Reset is not used, it should be tied high to avoid any possibly or false triggering.

Fig. 10

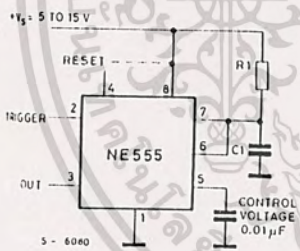


Fig. 11

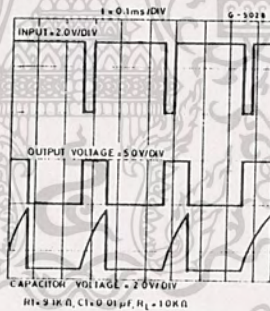
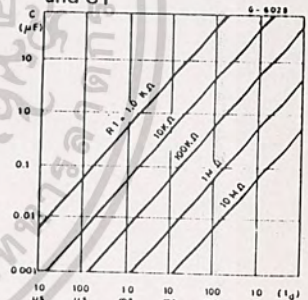


Fig. 12 - Time Delay vs R1 and C1



ASTABLE OPERATION

When the circuit is connected as shown in Figure 13 (pin 2 and 6 connected) it triggers itself and free runs as a multivibrator. The external capacitor charges through R1 and R2 and discharges through R2 only. Thus the duty cycle may be precisely set by the ratio of these two resistors.

In the astable mode of operation, C1 charges and discharges between $1/3 V_s$ and $2/3 V_s$. As in the triggered mode, the charge and discharge times and therefore frequency are independent of the supply voltage.

Figure 14 shows actual waveforms generated in this mode of operation.

The charge time (output HIGH) is given by:

$$t_1 = 0.693 (R_1 + R_2) C_1$$

and the discharge time (output LOW) by:

$$t_2 = 0.693 (R_2) C_1$$

Thus the total period T is given by:

$$T = t_1 + t_2 = 0.693 (R_1 + 2R_2) C_1$$

The frequency of oscillation is then:

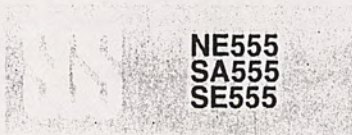
$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2) C_1}$$

and may be easily found by Figure 15

The duty cycle is given by:

$$D = \frac{R_2}{R_1 + 2R_2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



APPLICATION INFORMATION (continued)

Fig. 13

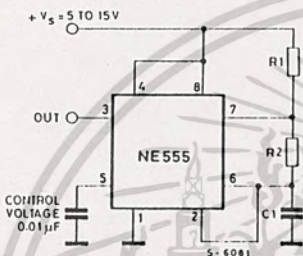


Fig. 14

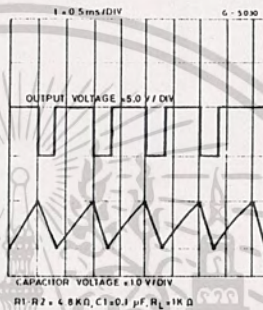
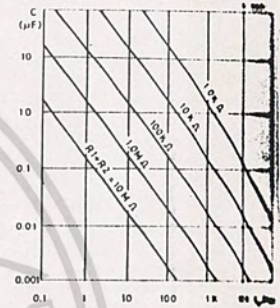


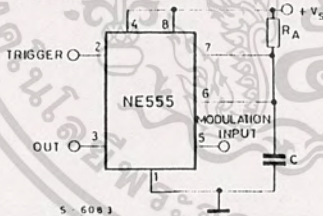
Fig. 15 - Free Running Frequency vs R1, R2, and C1



PULSE WIDTH MODULATOR

When the timer is connected in the monostable mode and triggered with a continuous pulse train, the output pulse width can be modulated by a signal applied to pin 5. Figure 16 shows the circuit.

Fig. 16 - Pulse Width Modulator



LINEAR RAMP

When the pullup resistor, RA, in the monostable circuit is replaced by a constant current source, a linear ramp is generated. Figure 17 shows a circuit configuration that will perform this function.

Fig. 17

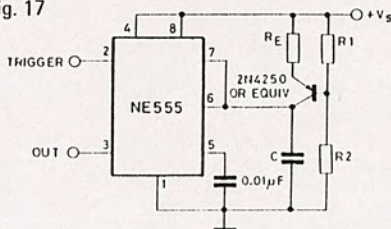
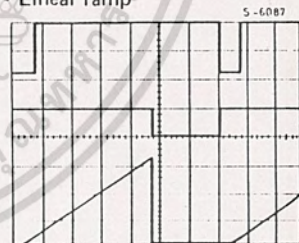


Figure 18 shows waveforms generator by the linear ramp.

The time interval is given by:

$$T = \frac{2/3 V_s R_E (R_1 + R_2) C}{R_1 V_s - V_{BE} (R_1 + R_2)} \quad V_{BE} \cong 0.6V$$

Fig. 18 - Linear ramp



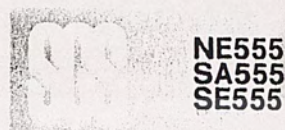
Vs = 5V
TIME = 20µs/DIV
R1 = 47KΩ
R2 = 100KΩ
RE = 2.7KΩ
C = 0.01µF

Top trace: input 3V/DIV
Middle trace: output 5V/DIV
Bottom trace: capacitor voltage 1V/DIV

50% DUTY CYCLE OSCILLATOR;

For a 50% duty cycle the resistors RA and RB may be connected as in Figure 19. The time period for the output high is the same as previous, t1 = 0.693 RA C.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



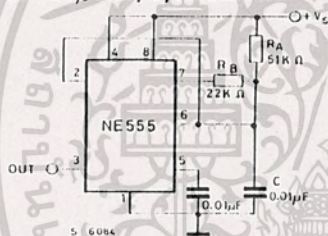
APPLICATION INFORMATION (continued)

For the output low it is $t_2 =$

$$[(R_A R_B)/(R_A + R_B)] CL_n \left\{ \frac{R_B - 2R_A}{2R_B - R_A} \right\}$$

Thus the frequency of oscillation is $f = \frac{1}{t_1 + t_2}$

Figure 19 - 50% Duty cycle oscillator



Note that this circuit will not oscillate if R_B is greater than $1/2 R_A$ because the junction of R_A and R_B cannot bring pin 2 down to $1/3 V_{cc}$ and trigger the lower comparator.

ADDITIONAL INFORMATION

Adequate power supply bypassing is necessary to protect associated circuitry. Minimum recommended is $0.1\mu F$ in parallel with $1\mu F$ electrolytic.

Lower comparator storage time can be as long as $10\mu s$ when pin 2 is driven fully to ground for triggering. This limits the monostable pulse width to $10\mu s$ minimum.

Delay time reset to output is $0.47\mu s$ typical. Minimum reset pulse width must be $0.3\mu s$, typical. Pin 7 current switches within 30ns of the output (pin 3) voltage.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5404/7404 Hex Inverter

	Schottky TTL			High-Speed TTL			Low-Power Schottky TTL			Standard TTL			Low-Power TTL			
	Device Type	Package			Device Type	Package			Device Type	Package			Device Type	Package		
		C	P	MICF		C	P	MICF		C	P	MICF		C	P	MICF
T. I.	SN54S04	J	W	SN54H04	J	W	SN54LS04	J	W	SN5404	J	W	SN74ALS04	J	W	
FAIRCHILD	SN74S04	J	N	SN74H04	J	N	SN74LS04	J	N	SN7404	J	N	SN74L04	J	N	
	FM54S04/FM9S04	D		FM54H04/FM9H04	D		FM54LS04/FM9LS04	D		FM5404/FM9N04	D					
MOTOROLA	FC74S04/FC9S04	D	M	FC74H04/FC9H04	D	P	FC74LS04/FC9LS04	D	M	FM7404/FC9N04	D	P				
				MC3108	L	F			MC5404	L	F					
N. S. C.				MC3008	L	F	SN74LS04	P		MC7404	L	P				
				DM54H04	J	N	DMS4LS04	J	N	DM5404	J	N	DM54L04	J	N	
PHILIPS	DM74S04	N	T	DM74H04	J	N	DM74LS04	J	N	DM7404	J	N	DM74L04	J	N	
SIGNETICS	N74S04	J		N74H04	J		N74LS04	J		FJH241-7404	J					
	SS4S04	F	A	S54H04	F	A	N74LS04	A		SS404	F	A				
SIEMENS	N74S04	F	A	N74H04	F	A			N7404	F	A					
SIEMENS										FLH211	J					
FUJITSU							74LS04	M		MB418	J	M				
HITACHI	HD74S04	J	P				HD74LS04	P		HD7404/HD2522	J	P				
MITSUBISHI	M55S04		P				M74LS04	P		M53204	P					
NEC	74S04	C					74LS04	C		μPB235	D					
TOSHIBA										TD3404A	P					

Electrical Characteristics *SN54LS04, SN74LS04

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range

Supply voltage, V _{CC}	1V	Operating free-air temperature range	SN54LS	-55°C to 125°C
Input voltage	7V	Storage temperature range	SN74LS	0°C to 100°C
				-65°C to 150°C

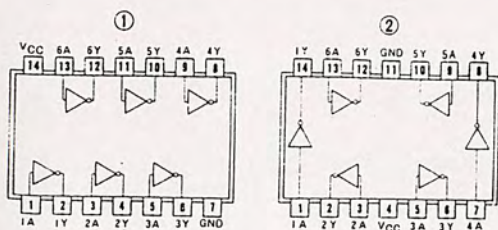
recommended operating conditions

	SN54LS04			SN74LS04			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I _{OH}			-100			-400	mA
Low-level output current, I _{OL}			4			8	mA
Operating free-air temperature, T _A	-55		125			70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

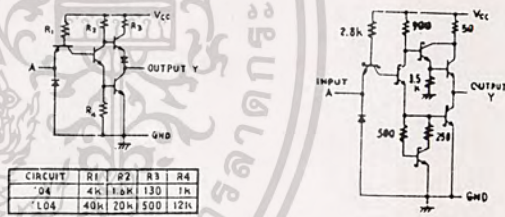
PARAMETER	TEST CONDITIONS †	MIN	TYP ‡	MAX	UNIT
V _{IH}	High-level input voltage		2		V
V _{IL}	Low-level input voltage			0.8	V
V _I	Input clamp voltage	V _{CC} = MIN, I _I = -18 mA		-1.5	V
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IL} = V _{IL} max, I _{OH} = MAX	2.7	3.4	V
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2V, I _{OL} = 4mA		0.4	V
I _I	Input current at maximum input voltage	V _{CC} = MAX, V _I = 7V		0.1	mA
I _{IH}	High-level input current	V _{CC} = MAX, V _{IH} = 2.7V		20	μA
I _{IL}	Low-level input current	V _{CC} = MAX, V _{IL} = 0.4V		-0.4	mA
I _{OS}	Short-circuit output current *	V _{CC} = MAX, 54LS Family, 74LS Family		-20 to -100	mA
I _{CSH}	Supply current	V _{CC} = MAX, Total, outputs high	1.2	2.4	mA
I _{CCL}	Supply current	V _{CC} = MAX, Total, outputs low	3.6	6.6	mA
I _{CC}	Supply current	V _{CC} = 5V, Average per gate (50% duty cycle)		0.4	mA
I _{PLH}	Propagation delay time, low-to-high-level output	V _{CC} = 5V, T _A = 25°C, C _L = 15PF, R _L = 2KΩ		9	15 ns
I _{PHL}	Propagation delay time, high-to-low-level output			10	15 ns

Pin Assignments (Top View)



positive logic:
Y = \bar{A}

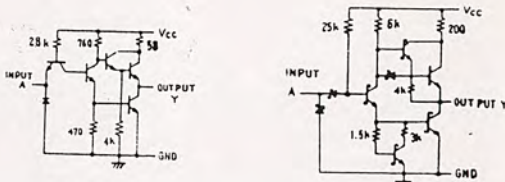
Schematics (each gate)



CIRCUIT	R1	R2	R3	R4
'04	4k	1.5k	130	1k
'L04	40k	20k	500	12k

Input clamp diodes not on SN54LS74/SN74LS74 circuits.

'04, 'L04 CIRCUITS



'H04 CIRCUIT

'LS04 CIRCUIT

Resistor values shown are nominal and in ohms.

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
‡ All typical values are at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.
* Not more than one output should be shorted at a time, and for SN54H/SN74H* and SN54S/SN74S*, duration of short-circuit should not exceed 1 second.

ไมวากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้เด็ดแปลงเนื้อหาและตองอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5414/7414 Hex Schmitt-Trigger Inverter

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL					
	Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package			
	C	P	M	ICF	C	P	M	ICF	C	P	M	ICF	C	P	M	ICF	C	P	M	ICF		
T. I.									SN54LS14	J	I	N	W	SN5414	J	I	N	W				
FAIRCHILD									SN74LS14	J	I	N	W	SN7414	J	I	N	W				
MOTOROLA									FM54LS14, FM74LS14	D	E	F		FM5414, FM7414	D	E	F					
N. S. C.									74LS14					MC7414								
PHILIPS									DM54LS14					DM5414	J	I	N	W				
SIGNETICS									DM74LS14					DM7414	J	I	N	W				
SIEMENS									N74LS14					N7414								
FUJITSU									N74LS14	A	I			N5414	F	I	B					
HITACHI									74LS14	M	E			F7414	F	I	B					
MITSUBISHI									HD74LS14	P	I			HD7414	P	I						
NEC									M74LS14	P	I			M53214	P	I						
TOSHIBA																						

Electrical Characteristics SN54LS14 SN74LS14

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range

Supply voltage, V _{CC}	TV	Operating free-air temperature range	SN54LS14	-55°C to 125°C
Input voltage	TV		SN74LS14	0°C to 70°C
		Storage temperature range		-65°C to 150°C

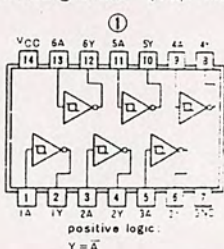
recommended operating conditions

	SN54LS14			SN74LS14			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I _{OH}			-430			-400	µA
Low-level output current, I _{OL}			4			8	mA
Operating free-air temperature, T _A	-55		125			70	°C

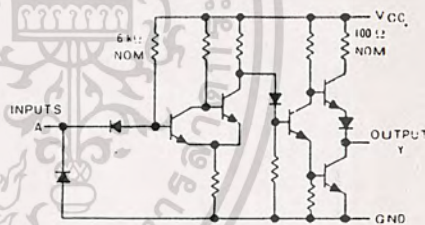
electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

PARAMETER	TEST CONDITIONS †	MIN	TYP ‡	MAX	UNIT
V _{T+}	Positive-going threshold voltage V _{CC} =5V	1.4	1.6	1.9	V
V _{T-}	Negative-going threshold voltage V _{CC} =5V	0.5	0.8	1	V
Hysteresis (V _{T+} - V _{T-})	V _{CC} =5V	0.4	0.8		V
V _I	Input clamp voltage V _{CC} =MIN, I _I =-5mA			-1.5	V
V _{OH}	High-level output voltage V _{CC} =MIN, I _{OH} =-430µA V _{CC} =MAX, I _{OH} =MAX	2.7	3.4		V
V _{OL}	Low-level output voltage V _{CC} =MIN, I _{OL} =4mA V _{CC} =MAX, I _{OL} =MAX	0.25	0.4		V
I _{T+}	Input current at positive-going threshold V _{CC} =5V, V _I =V _{T+}		-0.14		mA
I _{T-}	Input current at negative-going threshold V _{CC} =5V, V _I =V _{T-}		-0.18		mA
I _I	Input current at maximum input voltage V _{CC} =MAX, V _I =V _{CC}		0.1		mA
I _{IH}	High-level input current V _{CC} =MAX, V _I =3.5V		20		µA
I _{IL}	Low-level input current V _{CC} =MAX, V _I =2.0V		-0.4		mA
I _{OS}	Short-circuit output current † V _{CC} =MAX		-20	-100	mA
I _{CC}	Supply current		8.6	16	µA
	Total, output high	V _{CC} =MAX		12	21
	Total, output low	V _{CC} =5V, 50% duty cycle		1.72	
I _{PLH}	Propagation delay time, low-to-high-level output	V _{CC} =5V, T _A =25°C	15	22	ns
	Propagation delay time, high-to-low-level output	C _L =15PF, R _L =2kΩ	15	22	ns

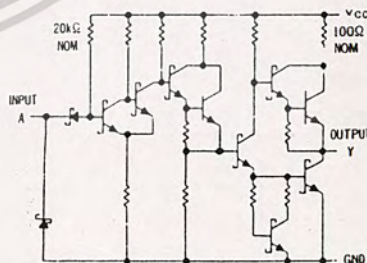
Pin Assignment (Top View)



Schematics (each gate)



14 CIRCUIT



LS14 CIRCUIT

Resistor values shown are nominal and in ohms

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate test conditions under recommended operating conditions.

‡ All typical values are at V_{CC}=5V, T_A=25°C.

• Not more than one output should be shorted at a time.

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของ บริษัท เซมิคอนดักเตอร์ เทคโนโลยี จำกัด ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

54121/74121 Monostable Multivibrator with Schmitt-Trigger Input

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL					
	Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package			
	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF		
T.I.													SN54121	J				SN54L121	J			
FAIRCHILD													SN74121	J				SN74L121	J			
MOTOROLA													FM54121	FM9603	D			F7				
N.S.C.													FC74121	FC9603	D			F7				
PHILIPS													MC54121	L				F3				
SIGNETICS													MC74121	L				F7				
SIEMENS													DM54121	J				W3				
FUJITSU													DM74121	J				W3				
HITACHI													FJK101/74121									
MITSUBISHI													SS4121	F				W3				
NEC													N74121	F				W3				
TOSHIBA													FLK101									
													HD74121/HD2543									
													M53321									
													TD34121A									

Electrical Characteristics SN54S121 SN74S121

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range				
Supply voltage V _{CC}	7V	Operating free air temperature range	SN54S	55°C to 125°C
Input voltage	5.5V		SN74S	0°C to 70°C
		Storage temperature range		65°C to 150°C

recommended operating conditions

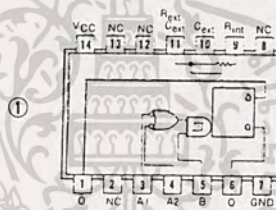
	SN54S121		SN74S121		UNIT
	MIN	NOM	MAX	MAX	
Supply voltage V _{CC}	5.0	5.0	4.75	5.25	V
Maximum output current I _O				400	mA
Low-level output current I _{OL}				16	mA
Input delay time t _{pd}	Schmitt-Trigger				V to V
Input delay time t _{pd}	Low input A1, A2				V to V
External timing capacitance C _{ext}	2	30	1.4	40	pF
External timing capacitance C _{ext}			0.07	1.0	μF
Warranty	0.1 μF			50	ns
Operating free air temperature T _A	55	70	70	70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

PARAMETER	TEST CONDITIONS †	MIN	TYP ‡	MAX	UNIT
V _{T+}	Positive-going threshold voltage	V _{CC} = MIN	1.4	2	V
V _{T-}	Negative-going threshold voltage	V _{CC} = MIN	0.8	1.4	V
V _{T+}	Positive-going threshold voltage	V _{CC} = MIN	1.55	2	V
V _{T-}	Negative-going threshold voltage	V _{CC} = MIN	0.8	1.35	V
V _I	Input clamp voltage	V _{CC} = MIN, I _I = -12mA		-1.5	V
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} = MIN, I _O H = MAX	2.4	3.4	V
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, I _O L = MAX	0.2	0.4	V
I _I	Input current at maximum input voltage	V _{CC} = MAX, V _I = 5.5V		1	mA
I _{IH}	High-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 2.4V		40	μA
I _{IL}	Low-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4V		-1.6	mA
I _{OS}	Short-circuit output current *	V _{CC} = MAX	54 Family	-20	mA
			74 Family	-18	mA
I _{CC}	Supply current	V _{CC} = MAX	Quiescent	13	25
			Triggered	23	40
t _{PLH}	Propagation delay time, low-to-high-level Q output from either A input	V _{CC} = 5V, C _T = 80 pF, R _{int} to V _{CC}		45	70
t _{PLH}	Propagation delay time, low-to-high-level Q output from B input	V _{CC} = 5V, C _L = 15 pF, R _L = 400Ω		35	55
t _{PHL}	Propagation delay time, high-to-low-level Q output from either A input	V _{CC} = 5V, C _T = 80 pF, R _{int} to V _{CC}		50	80
t _{PHL}	Propagation delay time, high-to-low-level Q output from B input	V _{CC} = 5V, C _L = 15 pF, R _L = 400Ω		40	65
t _{w(out)}	Pulse width obtained using internal timing resistor	V _{CC} = 5V, T _A = 25°C, C _L = 15 pF, R _L = 400Ω	C _T = 80 pF, R _{int} to V _{CC}	70	110
t _{w(out)}	Pulse width obtained with zero timing capacitance		C _T = 0, R _{int} to V _{CC}	30	50
t _{w(out)}	Pulse width obtained using external timing resistor		C _T = 100 pF, R _T = 10 kΩ	600	700
			C _T = 1 μF, R _T = 10 kΩ	6	7

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
‡ All typical values are at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.
* Not more than one output should be shorted at a time.

Pin Assignment (Top view)



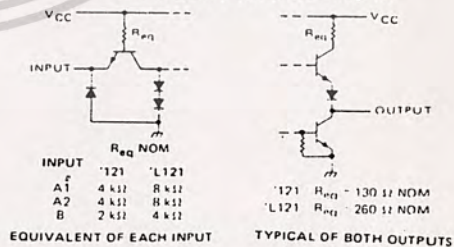
NC-No internal connection
‡121...R_{int} = 2 kΩ NOM
L121...R_{int} = 4 kΩ NOM

Function Table

‡121 †L121 (See Note)

INPUTS			OUTPUTS		
A1	A2	B	Q	Q̄	
L	X	H	L	H	
X	L	H	L	H	
X	X	L	L	H	
H	H	X	L	H	
.	.	H	L	L	
.	.	H	L	L	
L	X	↑	L	L	
X	L	↑	L	L	

schematics of inputs and outputs



EQUIVALENT OF EACH INPUT TYPICAL OF BOTH OUTPUTS

- NOTES: A. H=high level (steady state), L=low level (steady state), ↑=transition from low to high level, ↓=transition from high to low level, ⊕=one high-level pulse, ⊖=one low-level pulse, X=irrelevant (any input, including transitions).
B. To use the internal timing resistor connect R_{int} to V_{CC}.
C. An external timing capacitor may be connected between C_{ext} (positive) and R_{ext}/C_{ext}.
D. For accurate repeatable pulse widths, connect an external resistor between R_{ext}/C_{ext} and V_{CC} with R_{int} open-circuited.
E. To obtain variable pulse widths, connect external values resistance between R_{int} or R_{ext}/C_{ext} and V_{CC}.

ไม่ว่ากรณีใดๆ หงสน ออกกฎหมายให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

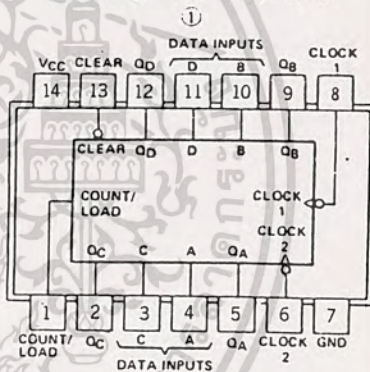
54196/74196 50MHz Presettable Decade Counter/Latch

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL			
	Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package	
	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF
T.I.	SN74S196								SN54LS196 SN74LS196				SN54196 SN74196							
FAIRCHILD									FM54LS196 / FM74LS196 FC74LS196 / FC74LS196				FM54196 / FM74196 FC74196 / FC74196							
MOTOROLA									SN74LS196				SN74196							
N.S.C.									DM54LS196 DM74LS196				DM54196 DM74196							
PHILIPS	N74S196								N74LS196				N74196							
SIGNETICS	N74S196				F11AJJ				N74LS196				N74196				A0J			
SIEMENS													FLJ381							
FUJITSU																				
HITACHI									HD74LS196				HD74196 / HD2572				DIP-16			
MITSUBISHI																				
NEC																				
TOSHIBA																				

Electrical Characteristics SN54LS196/SN74LS196

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range					
Supply voltage, V _{CC}	7V	Operating free-air temperature range	SN54LS -55°C to 125°C SN74LS 0°C to 70°C		
Input voltage	7V	temperature range	SN74LS 0°C to 70°C		
Interemitter voltage (see Note 1)	5.5V	Storage temperature range	-65°C to 150°C		
recommended operating conditions					
		SN54LS196	SN74LS196		
		MIN NOM MAX	MIN NOM MAX		
Supply voltage, V _{CC}		4.5 5 5.5	4.75 5 5.25		
High-level output current, I _{OH}		-400	400		
Low-level output current, I _{OL}		0	8		
Count frequency		0 30 0	0 30 0		
	Clock 1 input	0 15 0	0 15 0		
	Clock 2 input	0 15 0	0 15 0		
Pulse width, t _w		20 30 30	20 30 30		
	Clock 1 input	20 30 30	20 30 30		
	Clock 2 input	20 30 30	20 30 30		
	Clear	15 15 15	15 15 15		
	Load	20 20 20	20 20 20		
Input hold time, t _{hold}		t _w (load)	t _w (load)		
	High-level data	t _w (load)	t _w (load)		
	Low-level data	t _w (load)	t _w (load)		
Input setup time, t _{setup}		10 10 10	10 10 10		
	High-level data	10 10 10	10 10 10		
	Low-level data	15 15 15	15 15 15		
Count enable time, t _{enable} (See Note 2)		30 30 30	30 30 30		
Operating free-air temperature, T _A		-55 125 0	70 70 70		
electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range					
PARAMETER *	TEST CONDITIONS †	MIN	TYP ‡	MAX	UNIT
V _{IH}	High-level input voltage	2			V
V _{IL}	Low-level input voltage			0.8	V
V _I	Input clamp voltage	V _{CC} = MIN, I _I = -10mA		-1.5	V
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2V, V _{IL} = 0.8V, I _{OH} = -400µA	2.7	3.4	V
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2V, V _{IL} = 0.8V, I _{OL} = 8mA	0.35	0.5	V
I _I	Input current			0.1	mA
	data, count/load			0.2	mA
	clear, clock 1	V _{CC} = MAX, V _I = 5.5V		0.4	mA
	clock 2			0.4	mA
I _{IH}	High-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 2.7V		20	µA
	data, count/load			40	µA
	clear, clock 1			80	µA
	clock 2			0.4	mA
I _{IL}	Low-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4V		0.8	mA
	data, count/load			2.4	mA
	clear			2.8	mA
	clock 1			2.8	mA
	clock 2			2.8	mA
I _{OS}	Short-circuit output current †	V _{CC} = MAX	SN54LS -20 SN74LS -20	100 100	mA
I _{CC}	Supply current	V _{CC} = MAX, See Note 3		16 27	mA
f _{max}	from Clock 1 to output Q _A			30 40	MHz
t _{PLH}	from Clock 1 to output Q _A			8 15	ns
t _{PHL}	from Clock 1 to output Q _A			13 20	ns
t _{PLH}	from Clock 2 to output Q _B			16 27	ns
t _{PHL}	from Clock 2 to output Q _B			22 33	ns
t _{PLH}	from Clock 2 to output Q _C	V _{CC} = 5V, T _A = 25°C, C _L = 15pF, R _L = 2kΩ		38 57	ns
t _{PHL}	from Clock 2 to output Q _C			41 62	ns
t _{PLH}	from Clock 2 to output Q _D			12 18	ns
t _{PHL}	from Clock 2 to output Q _D			30 45	ns
t _{PLH}	from A, B, C, D			20 30	ns
t _{PHL}	to output Q _A , Q _B , Q _C , Q _D			29 44	ns
t _{PLH}	from Load to Any output			27 41	ns
t _{PHL}	from Load to Any output			30 45	ns
t _{PLH}	from Clear to Any output			34 51	ns

Pin Assignment (Top View)



Function Tables

DECADE (BCD) (See Note A)'196, 'LS196					BI-QUINARY (5-2) (See Note B)'196, 'LS196				
COUNT	OUTPUT				COUNT	OUTPUT			
	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A		Q _A	Q _D	Q _C	Q _B
0	L	L	L	L	0	L	L	L	L
1	L	L	L	H	1	L	L	L	H
2	L	L	H	L	2	L	L	H	L
3	L	L	H	H	3	L	L	H	H
4	L	H	L	L	4	L	H	L	L
5	L	H	L	H	5	H	L	L	H
6	L	H	H	L	6	H	L	L	L
7	L	H	H	H	7	H	L	H	H
8	H	L	L	L	8	H	L	L	L
9	H	L	L	H	9	H	L	L	H

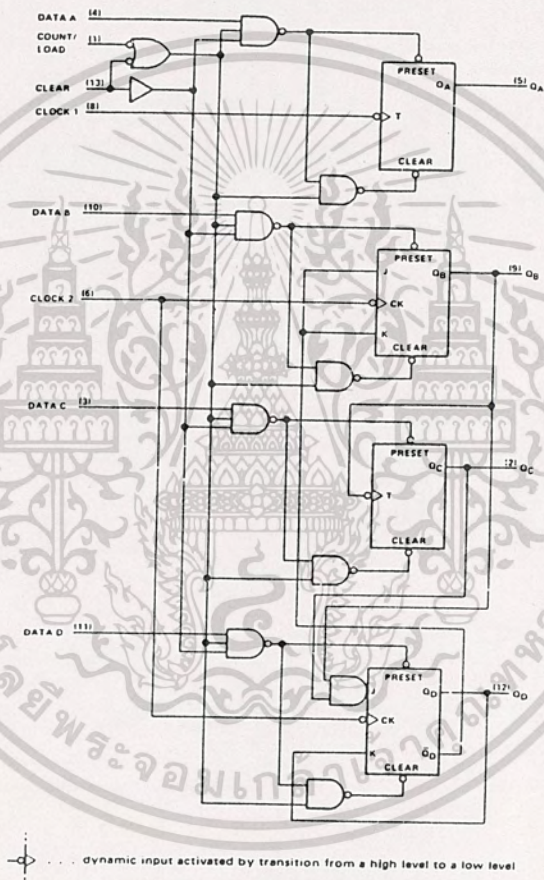
H=high level, L=low level

- NOTES: 1. This is the voltage between two emitters of a multiple-emitter transistor. For this circuit, this rating applies between the clear and count/load inputs.
 2. Count enable time is the interval immediately preceding the negative-going edge of the clock pulse during which interval the count/load and clear inputs must both be high to ensure counting.
 3. I_{CC} is measured with all inputs grounded and all outputs open.
 A. Output Q_A connected to clock-2 input.
 B. Output Q_B connected to clock-1 input.

† For condition shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions for applicable device type.
 * f_{max} = maximum input count frequency. t_{PLH} = propagation delay time, low-to-high-level output. t_{PHL} = propagation delay time, high-to-low-level output.
 † Q_A outputs are tested at I_{OL} = 16 mA plus the limit value of I_{IL} for the clock-2 input. This permits driving the clock-2 input while fanning out to 10 Series 54/74 loads.
 ‡ All typical values are at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.
 † Not more than one output should be shorted at a time.

54196/74196(CONTINUED)

Functional Block Diagram



... dynamic input activated by transition from a high level to a low level

196, LS196 50/30-MHz PRESETTABLE DECADE AND BINARY COUNTER/LATCH

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

54393/74393 Dual 4-Bit Binary Counter

	Schottky TTL			High-Speed TTL			Low-Power Schottky TTL			Standard TTL			Low-Power TTL				
	Device Type	Package		Device Type	Package		Device Type	Package		Device Type	Package		Device Type	Package			
		C	P	M	C	P	M	C	P	M	C	P	M	C	P	M	C
T. I.																	
FAIRCHILD																	
MOTOROLA																	
N. S. C.																	
PHILIPS																	
SIGNETICS																	
SIEMENS																	
FUJITSU																	
HITACHI																	
MITSUBISHI																	
NEC																	
TOSHIBA																	

Electrical Characteristics SN54LS393/SN74LS393

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range			
Supply voltage, V _{CC}	7V	Operating free-air temperature range	SN54LS -55°C to 125°C
Input voltage	7V	Storage temperature range	SN74LS 0°C to 70°C
			-65°C to 125°C

recommended operating conditions

	SN54LS390			SN74LS390			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I _{OH}			400			-400	μA
Low-level output current, I _{OL}			4			8	mA
Count frequency, f _{count}	A input	0	25	0	25		MHz
	B input	0	20	0	20		
Pulse width, t _w	A input high or low	20	20	20	20		ns
	B input high or low	25	25				
	Clear high	20	20				
Clear inactive-state setup time, t _{setup}	25		25				ns
Operating free-air temperature, T _A	-55		125	0		70	°C

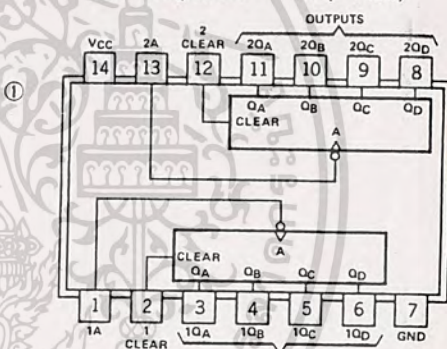
electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

PARAMETER*	TEST CONDITIONS†	MIN	TYP‡	MAX	UNIT
V _{IH} High-level input voltage		2			V
V _{IL} Low-level input voltage				0.8	V
V _I Input clamp voltage	V _{CC} =MIN, I _I =-18mA			-1.5	V
V _{OH} High-level output voltage	V _{CC} =MIN, V _{IH} =2V, V _{IL} =0.8V, I _{OH} =-400μA	2.7	3.4		V
V _{OL} Low-level output voltage	V _{CC} =MIN, V _{IH} =2V, V _{IL} =0.8V, I _{OL} =8mA	0.35	0.5		mV
I _I Input current at maximum input voltage	Clear V _{CC} =MAX, V _I =7V Input A V _{CC} =MAX, V _I =5.5V Input B		0	0.2	μA
I _{IH} High-level input current	Clear V _{CC} =MAX, V _I =2.4V		20	100	mA
I _{IL} Low-level input current	Clear V _{CC} =MAX, V _I =2.7V		0.4	-1.6	mA
I _{OS} Short-circuit output current*	V _{CC} =MAX	SN54 -20	100		mA
I _{CC} Supply current	V _{CC} =MAX. See Note 1	SN74 -20	100		mA
f _{max} f _{max} from A to output Q _A	V _{CC} =5V, T _A =25°C	25	35		MHz
t _{PLH} t _{PLH} from A to output Q _A	C _L =15pF, R _L =2kΩ	12	20		ns
t _{PHL} t _{PHL} from A to output Q _D		13	20		ns
t _{PLH} t _{PLH} from Clear to Any output		40	60		ns
t _{PHL} t _{PHL} from Clear to Any output		40	60		ns
		24	39		ns

NOTE: I_{CC} is measured with all outputs open, both clear inputs grounded following momentary connection to 4.5V, and all other inputs grounded

† The arrow indicates that the falling edge of the clock pulse is used for reference.
 * f_{max} = maximum count frequency. t_{PLH} = propagation delay time, high-to-low-level output. t_{PHL} = propagation delay time, low-to-high-level output.
 ‡ The Q_A outputs of the 390 are tested at I_{OL}=16mA plus the limit value for I_I for the B input. This permits driving the B input while maintaining full fan-out capability.
 † For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
 ‡ All typical values are at V_{CC}=5V, T_A=25°C.
 * Not more than one output should be shorted at a time.

Pin Assignment (Top View)

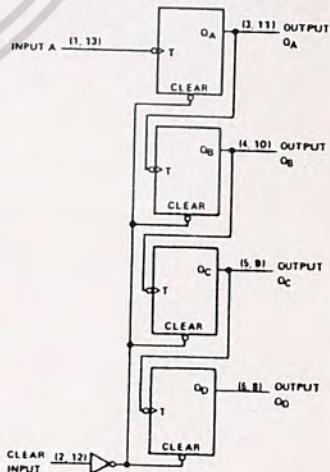


positive logic: High input to clear resets all four outputs low

Function Table

COUNT	OUTPUT			
	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H
10	H	L	H	L
11	H	L	H	H
12	H	H	L	L
13	H	H	L	H
14	H	H	H	L
15	H	H	H	H

Functional Block Diagram



393 DUAL 4-BIT BINARY COUNTER

ICM7216A/B/C/D 8-Digit Multi-Function Frequency Counter/Timer

ICM7216A/B/C/D

GENERAL DESCRIPTION

The ICM7216A and B are fully integrated Timer Counters with LED display drivers. They combine a high frequency oscillator, a decade timebase counter, an 8-decade data counter and latches, a 7-segment decoder, digit multiplexers and 8 segment and 8 digit drivers which directly drive large multiplexed LED displays. The counter inputs have a maximum frequency of 10MHz in frequency and unit counter modes and 2MHz in the other modes. Both inputs are digital inputs. In many applications, amplification and level shifting will be required to obtain proper digital signals for these inputs.

The ICM7216A and B can function as a frequency counter, period counter, frequency ratio (f_A/f_B) counter, time interval counter or as a totalizing counter. The counter uses either a 10MHz or 1MHz quartz crystal timebase. For period and time interval, the 10MHz timebase gives a 0.1 μ s resolution. In period average and time interval average, the resolution can be in the nanosecond range. In the frequency mode, the user can select accumulation times of 0.01 sec, 0.1 sec, 1 sec and 10 sec. With a 10 sec accumulation time, the frequency can be displayed to a resolution of 0.1Hz in the least significant digit. There is 0.2 seconds between measurements in all ranges.

The ICM7216C and D function as frequency counters only, as described above.

All versions of the ICM7216 incorporate leading zero blanking. Frequency is displayed in kHz. In the ICM7216A and B, time is displayed in μ s. The display is multiplexed at 500Hz with a 12.2% duty cycle for each digit. The ICM7216A and C are designed for common anode display with typical peak segment currents of 25mA. The ICM7216B and D are designed for common cathode displays with typical peak segment currents of 12mA. In the display off mode, both digit and segment drivers are turned off, enabling the display to be used for other functions.

ORDERING INFORMATION

Part Number	Temperature Range	Package
ICM7216AII	-25°C to +85°C	28 pin CERDIP
ICM7216BII	-25°C to +85°C	28 pin PLASTIC DIP
ICM7216BIJ	-25°C to +85°C	28 pin CERDIP
ICM7216CII	-25°C to +85°C	28 pin CERDIP
ICM7216DII	-25°C to +85°C	28 pin PLASTIC DIP
ICM7216DIJ	-25°C to +85°C	28 pin CERDIP

FEATURES

ALL VERSIONS:

- Functions as a Frequency Counter (DC to 10MHz)
- Four Internal Gate Times: 0.01 Sec, 0.1 Sec, 1 Sec, 10 Sec in Frequency Counter Mode
- Directly Drives Digits and Segments of Large Multiplexed LED Displays (Common Anode and Common Cathode Versions)
- Single Nominal 5V Supply Required
- Highly Stable Oscillator, Uses 1MHz or 10MHz Crystal
- Internally Generated Decimal Points, Interdigit Blanking, Leading Zero Blanking and Overflow Indication
- Display Off Mode Turns Off Display and Puts Chip Into Low Power Mode
- Hold and Reset Inputs for Additional Flexibility

ICM7216A AND ICM7216B

- Functions Also as a Period Counter, Unit Counter, Frequency Ratio Counter or Time Interval Counter
- 1 Cycle, 10 Cycles, 100 Cycles, 1000 Cycles in Period, Frequency Ratio and Time Interval Modes
- Measures Period From 0.5 μ s to 10s

ICM7216C AND ICM7216D

- Decimal Point and Leading Zero Blanking May Be Externally Selected

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICM7216A/B/C/D

INTERSIL ICM7216A/B/C/D

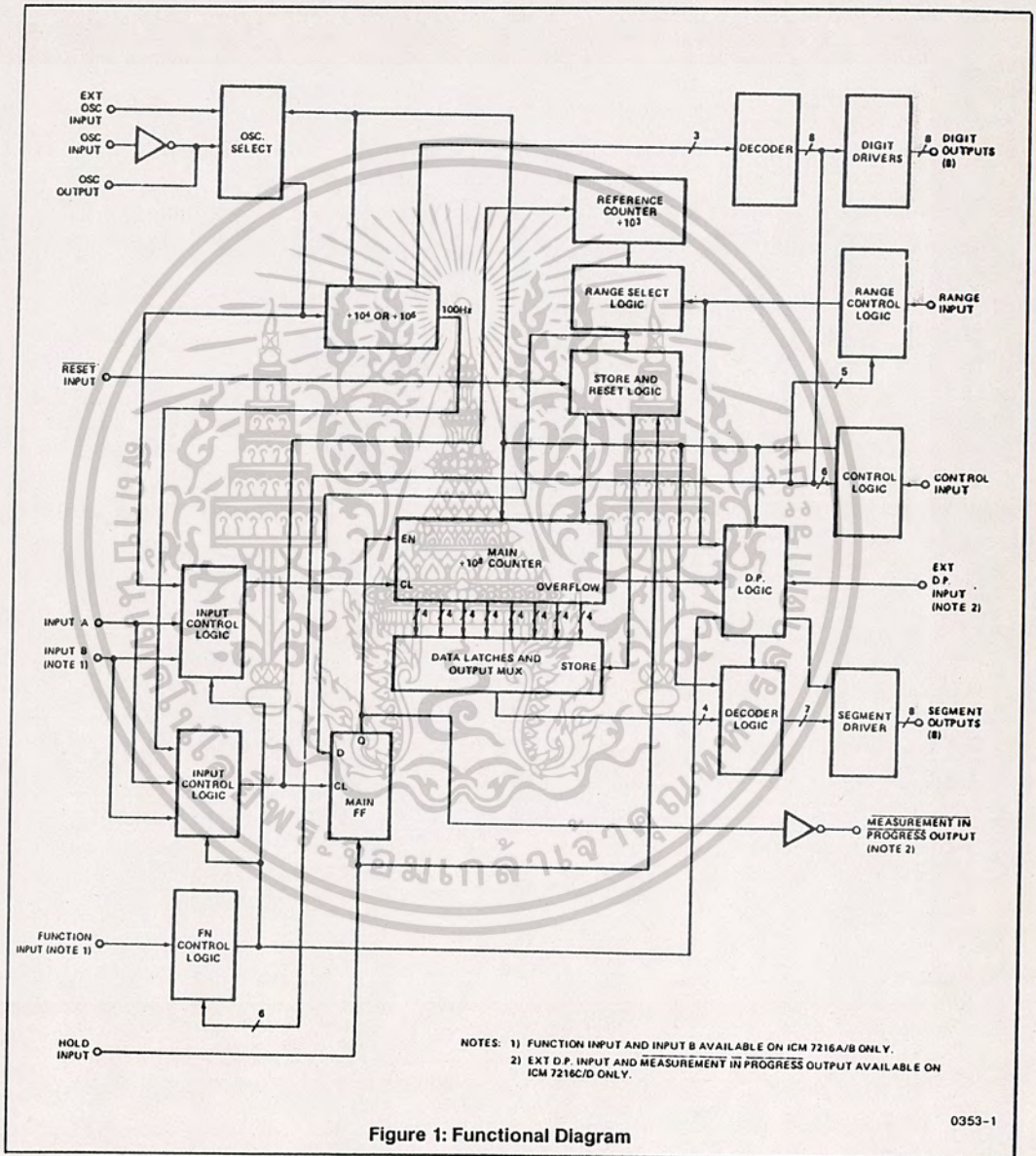


Figure 1: Functional Diagram

0353-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICM7216A/B/C/D

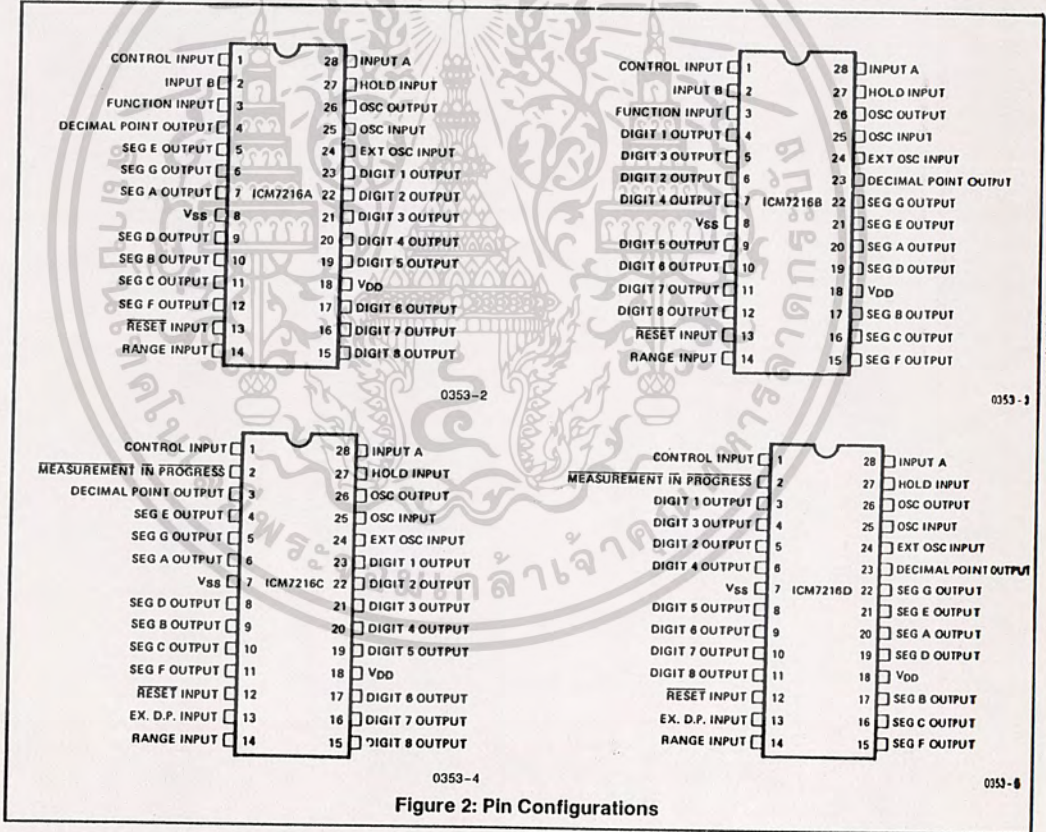


ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Maximum Supply Voltage (V _{DD} - V _{SS})	6.5V
Maximum Digit Output Current	400mA
Maximum Segment Output Current	60mA
Voltage On Any Input or Output Terminal[1]	(V _{DD} + 0.3V) to (V _{SS} - 0.3V)
Maximum Power Dissipation at 70°C	1.0W (ICM7216A & C) 0.5W (ICM7216B & D)
Operating Temperature Range	-25°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10sec)	300°C

NOTE: Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at those or any other conditions above those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

Note: 1. The ICM7216 may be triggered into a destructive latchup mode if either input signals are applied before the power supply is applied or if input or output are forced to voltages exceeding V_{DD} to V_{SS} by more than 0.3 volts.



EVALUATION KIT

The ICM7226 Universal Counter System has all of the features of the ICM7216 plus a number of additional features. The ICM7226 Evaluation Kit consists of the ICM7226AIJL (Common Anode LED Display), a 10MHz

quartz crystal, eight 7 segment 0.3" LED's, P.C. board, resistors, capacitors, diodes, switches, socket; everything needed to quickly assemble a functioning ICM7226 Universal Counter System.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICM7216A/B/C/D

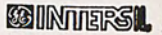
ICM7216A/B/C/D

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (ICM7216A/B)

 (V_{DD} = 5.0V, V_{SS} = 0, T_A = 25°C, unless otherwise specified.)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
ICM7216A/B						
I _{DD}	Operating Supply Current	Display Off, Unused Inputs to V _{SS}		2	5	mA
V _{SUPPLY}	Supply Voltage Range (V _{DD} - V _{SS})	INPUT A, INPUT B Frequency at f _{max}	4.75		6.0	V
f _{A(max)}	Maximum Frequency INPUT A, Pin 28	Figure 3, Function = Frequency, Ratio, Unit Counter Function = Period, Time Interval	10 2.5			MHz MHz
f _{B(max)}	Maximum Frequency INPUT B, Pin 2	Figure 4	2.5			MHz
	Minimum Separation INPUT A to INPUT B Time Interval Function	Figure 5	250			ns
f _{osc}	Maximum Osc. Freq. and Ext. Osc. Frequency		10			MHz
f _{osc}	Minimum Ext. Osc. Freq.				100	kHz
g _m	Oscillator Transconductance	V _{DD} = 4.75V, T _A = + 85°C	2000			μs
f _{mux}	Multiplex Frequency	f _{osc} = 10MHz		500		Hz
	Time Between Measurements	f _{osc} = 10MHz		200		ms
V _{INL} V _{INH}	Input Voltages: Pins 2,13,25,27,28 Input Low Voltage Input High Voltage		3.5		1.0	V V
R _{IN}	Input Resistance to V _{DD} Pins 13,24	V _{IN} = V _{DD} - 1.0V	100	400		kΩ
I _{ILK}	Input Leakage Pin 27,28,2				20	μA
dV _{IN} /dt	Input Range of Change	Supplies Well Bypassed		15		mV/μs
ICM7216A						
I _{OH} I _{OL}	Digit Driver: Pins 15,16,17,19,20,21,22,23 High Output Current Low Output Current	V _{OUT} = V _{DD} - 2.0V V _{OUT} = V _{SS} + 1.0V	-140	-180 0.3		mA mA
I _{OL} I _{OH}	Segment Driver: Pins 4,5,6,7,9,10,11,12 Low Output Current High Output Current	V _{OUT} = V _{SS} + 1.5V V _{OUT} = V _{DD} - 2.5V	20	35 -100		mA μA
V _{INL} V _{INH} R _{IN}	Multiplex Inputs: Pins 1,3,14 Input Low Voltage Input High Voltage Input Resistance to V _{SS}	V _{IN} = V _{SS} + 1.0V	2.0 50		0.8 100	V V kΩ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICM7216A/B/C/D

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (ICM7216A/B)

 (V_{DD} = 5.0V, V_{SS} = 0, T_A = 25°C, unless otherwise specified.) (Continued)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
ICM7216B						
I _{OL} I _{OH}	Digit Driver: Pins 4,5,6,7,9,10,11,12 Low Output Current High Output Current	V _{OUT} = V _{SS} + 1.3V V _{OUT} = V _{DD} - 2.5V	50	75 - 100		mA μA
I _{OH} I _{SLK}	Segment Driver: Pins 15,16,17,19,20,21,22,23 High Output Current Leakage Current	V _{OUT} = V _{DD} - 2.0V V _{OUT} = V _{DD} - 2.5V	- 10		10	mA μA
V _{INL} V _{INH} R _{IN}	Multiplex Inputs: Pins 1,3,14 Input Low Voltage Input High Voltage Input Resistance to V _{DD}	V _{IN} = V _{DD} - 2.5V	V _{DD} - 0.8 100	360	V _{DD} - 2.0	V V kΩ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (ICM7216C/D)

 (V_{DD} = 5.0V, V_{SS} = 0, T_A = 25°C, unless otherwise specified.)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
ICM7216C/D						
I _{DD}	Operating Supply Current	Display Off, Unused Inputs to V _{SS}		2	5	mA
V _{SUPPLY}	Supply Voltage Range (V _{DD} - V _{SS})	INPUT A Frequency at f _{max}	4.75		6.0	V
f _{A(max)}	Maximum Frequency INPUT A, Pin 28	Figure 3	10			MHz
f _{osc}	Maximum Osc. Freq. and Ext. Osc. Frequency		10			MHz
f _{osc}	Minimum Ext. Osc. Freq.				100	kHz
g _m	Oscillator Transconductance	V _{DD} = 4.75V, T _A = +85°C	2000			μS
f _{mux}	Multiplex Frequency	f _{osc} = 10MHz		500		Hz
	Time Between Measurements	f _{osc} = 10MHz		200		ms
V _{INL} V _{INH}	Input Voltages: Pins 12,27,28 Input Low Voltage Input High Voltage		3.5		1.0	V V
R _{IN}	Input Resistance to V _{DD} Pins 12,24	V _{IN} = V _{DD} - 1.0V	100	400		kΩ
I _{ILK}	Input Leakage Pin 27, Pin 28				20	μA
I _{OL}	Output Current	V _{OL} = +.4V	0.36			mA
I _{OH}	Pin 2	V _{OH} = V _{DD} - 0.8V	265			μA
dV _{IN} /dt	Input Rate of Change	Supplies Well Bypassed		15		mV/μs

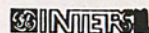
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICM7216A/B/C/D**INTERSIL****ICM7216A/B/C/D****ELECTRICAL CHARACTERISTICS (ICM7216C/D)**(V_{DD} = 5.0V ± 5%, V_{SS} = 0, T_A = 25°C, unless otherwise specified.) (Continued)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
ICM7216C						
I _{OH} I _{OL}	Digit Driver: Pins 15,16,17,19,20,21,22,23 High Output Current Low Output Current	V _{OUT} = V _{DD} - 2.0V V _{OUT} = V _{SS} + 1.0V	-140	-180 0.3		mA mA
I _{OL} I _{OH}	Segment Driver: Pins 3,4,5,6,8,9,10,11 Low Output Current High Output Current	V _{OUT} = V _{SS} + 1.5V V _{OUT} = V _{DD} - 2.5V	20	30 -100		mA μA
V _{INL} V _{INH} R _{IN}	Multiplex Inputs: Pins 1,13,14 Input Low Voltage Input High Voltage Input Resistance to V _{SS}	V _{IN} = +1.0V	2.0 50	100	0.8	V V kΩ
ICM7216D						
I _{OL} I _{OH}	Digit Driver: Pins 3,4,5,6,8,9,10,11 Low Output Current High Output Current	V _{OUT} = +1.3V V _{OUT} = V _{DD} - 2.5V	50	75 100		mA μA
I _{OH} I _{SLK}	Segment Driver: Pins 15,16,17,19,20,21,22,23 High Output Current Leakage Current	V _{OUT} = V _{DD} - 2.0V V _{OUT} = V _{DD} - 2.5V	10	15	10	mA μA
V _{INL} V _{INH} R _{IN}	Multiplex Inputs: Pins 1,13,14 Input Low Voltage Input High Voltage Input Resistance to V _{DD}	V _{IN} = V _{DD} - 1.0V	V _{DD} - 0.8 100	360	V _{DD} - 2.0	V V kΩ

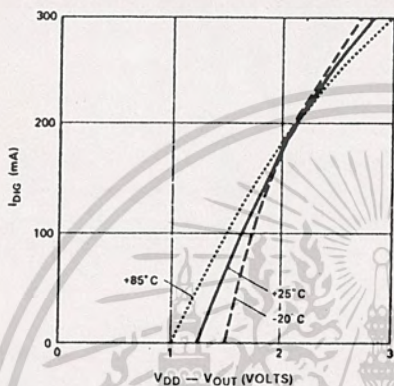
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICM7216A/B/C/D

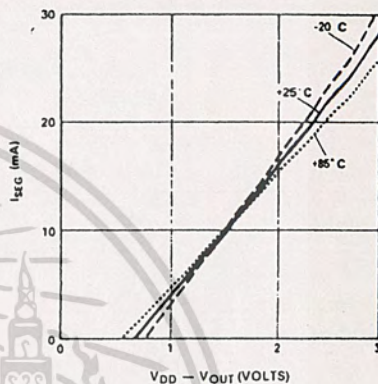


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

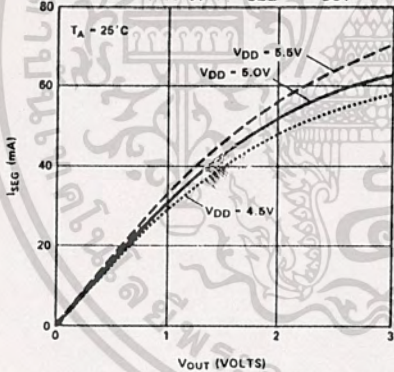
ICM7216A & C Typical I_{DIG} vs. $V_{DD} - V_{OUT}$, $4.5 \leq V_{DD} \leq 6.0V$



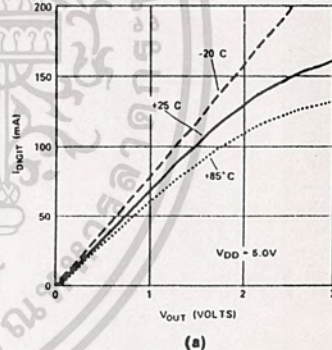
ICM7216B & D Typical I_{SEG} vs. $V_{DD} - V_{OUT}$, $4.5 \leq V_{DD} \leq 6.0V$



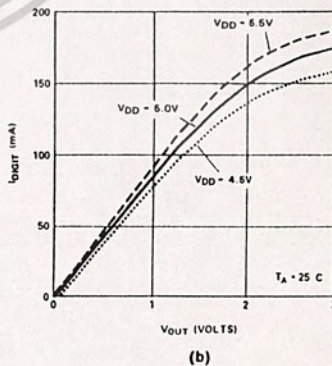
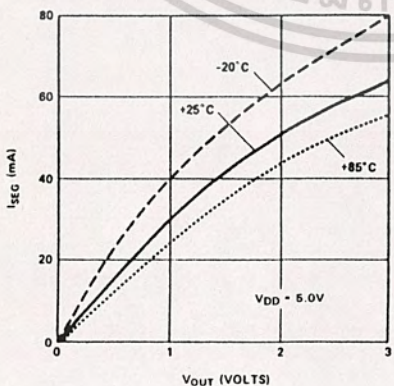
ICM7216A & C Typical I_{SEG} vs. V_{OUT}



ICM7216B & D Typical I_{DIGIT} vs. V_{OUT}



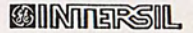
(a)



(b)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICM7216A/B/C/D



ICM7216A/B/C/D

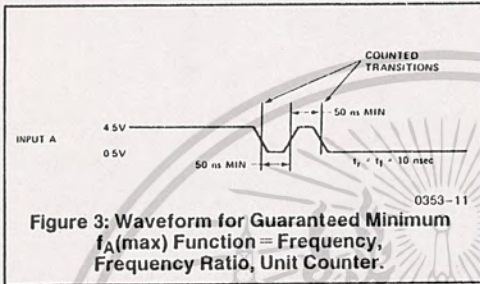


Figure 3: Waveform for Guaranteed Minimum $f_A(\max)$ Function = Frequency, Frequency Ratio, Unit Counter.

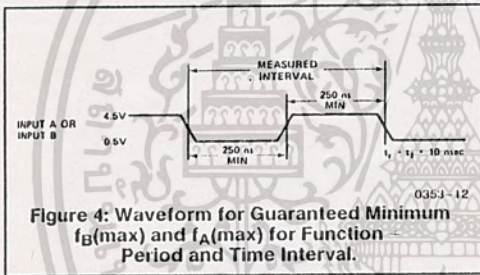


Figure 4: Waveform for Guaranteed Minimum $f_B(\max)$ and $f_A(\max)$ for Function - Period and Time Interval.

TIME INTERVAL MEASUREMENT

The ICM7216A/B can be used to accurately measure the time interval between two events. With a 10MHz time-base crystal, the time between the two events can be as long as ten seconds. Accurate resolution in time interval measurement is 100ns.

The feature operates with Channel A going low at the start of the event to be measured, followed by Channel B going low at the end of the event.

When in the time interval mode and measuring a single event, the ICM7216A/B must first be "primed" prior to measuring the event of interest. This is done by first generating a negative going edge on Channel A followed by a negative going edge on Channel B to start the "measurement interval." The inputs are then primed ready for the measurement. Positive going edges on A and B, before or after the priming, will be needed to restore the original condition.

This can be easily accomplished with the following circuit: (Figure 5).

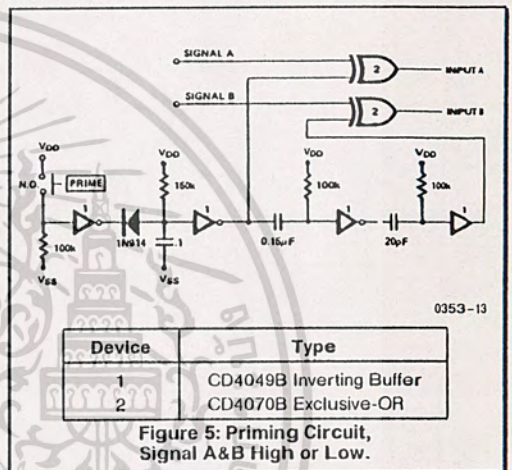


Figure 5: Priming Circuit, Signal A & B High or Low.

Following the priming procedure (when in single event or 1 cycle range input) the device is ready to measure one (only) event.

When timing repetitive signals, it is not necessary to "prime" the ICM7216A/B as the first alternating signal states automatically prime the device. See Figure 5.

During any time interval measurement cycle, the ICM7216A/B requires 200ms following B going low to update all internal logic. A new measurement cycle will not take place until completion of this internal update time.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4011B, SCL4012B
SCL4023B, SCL4068B



CMOS NAND GATES

SCL4011B - Quad 2-Input NAND
SCL4012B - Dual 4-Input NAND
SCL4023B - Triple 3-Input NAND
SCL4068B - 8-Input NAND

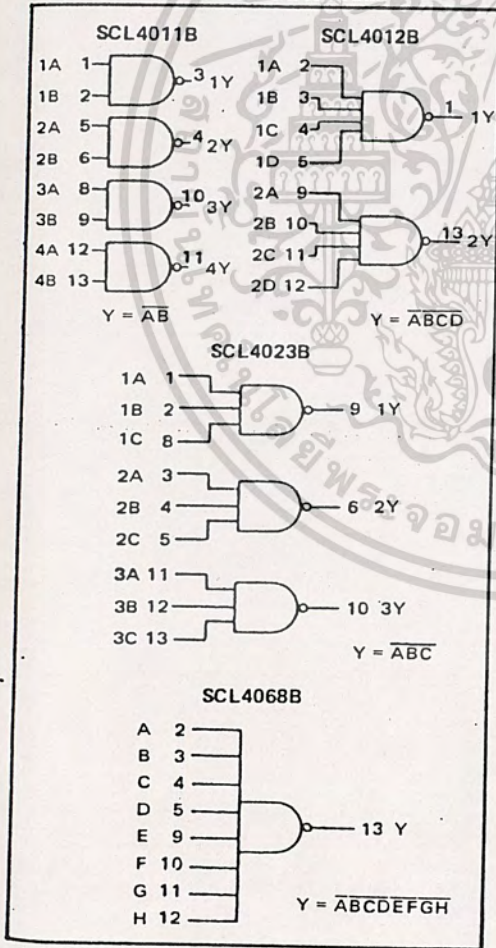
FEATURES

- ◆ Buffered Outputs
- ◆ Diode Protection on all Inputs
- ◆ Fully "B"-Series Compatible
- ◆ Balanced Output Drive Current Specifications

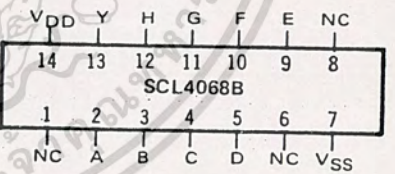
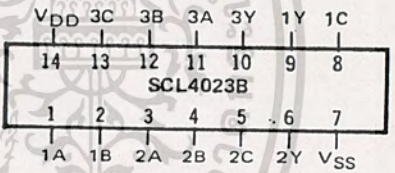
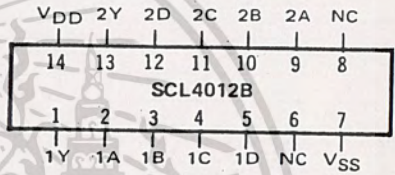
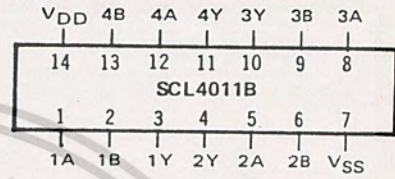
TRUTH TABLE

Inputs	Output
1 1 ... 1	0
All other combinations	1

FUNCTION DIAGRAMS



CONNECTION DIAGRAMS
(all packages)



Add suffix to 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	V _{dc}
Operating Temperature	T _A	-55 to +125	°C
		-40 to +85	°C

C, D, F, H Device
E Device

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4011B, SCL4012B, SCL4023B, SCL4068B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

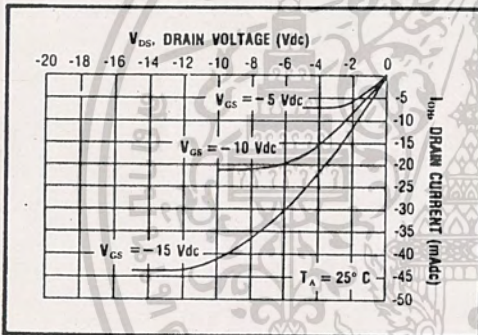
STATIC CHARACTERISTICS

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T _{LOW} ²		+25°C		T _{HIGH} ³		Units	
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.		Max.
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I _{DD}	V _{IN} = V _{OL} or V _{OH} All valid input combinations	-	0.05	-	0.0005	0.05	-	1.5	μA _{dc}
			-	0.10	-	0.001	0.10	-	3.0	
			-	0.20	-	0.002	0.20	-	6.0	

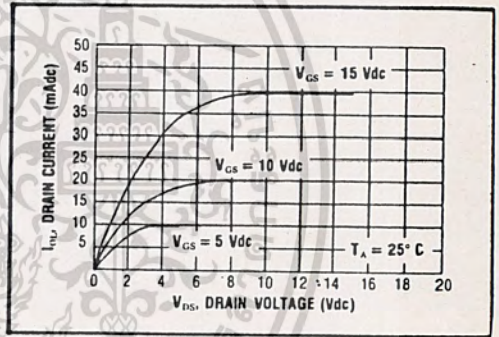
NOTES: ¹ Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".
² T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.
 = -40°C for E device.
³ T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.
 = +85°C for E device.
⁴ These devices have been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

DYNAMIC CHARACTERISTICS (C_L = 50pF, T_A = 25°C)

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
PROPAGATION DELAY TIME	t _{PLH} , t _{PHL}	-	125	250	ns
		-	60	120	
		-	45	90	
OUTPUT TRANSITION TIME	t _{PLH} , t _{PHL}	-	100	200	ns
		-	50	100	
		-	40	80	

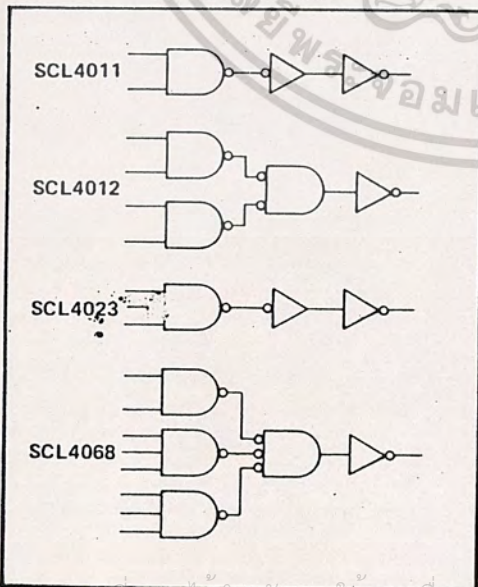


Typical P-Channel Source Current Characteristics

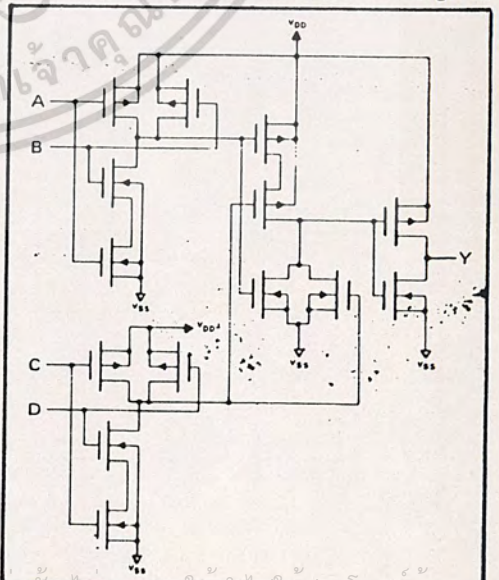


Typical N-Channel Sink Current Characteristics

LOGIC DIAGRAMS



SCHEMATIC DIAGRAM SCL4012B (1 of 2 gates)



เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้โดยไม่ขออนุญาต
 ไม่วากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4011UB



CMOS NAND GATE (Unbuffered)

FEATURES

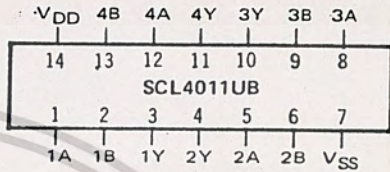
- ◆ Unbuffered Outputs for Quasi-Linear Applications
- ◆ Quad 2-Input NAND Configuration
- ◆ Diode Protection on all Inputs
- ◆ Output Drive Current Compatible with "B" Series
- ◆ Pin Compatible with Buffered SCL4011B
- ◆ Balanced Output Drive Current Specifications

DESCRIPTION

The SCL4011UB consists of four positive-logic NAND gates. The outputs are unbuffered, making the device suitable for quasi-linear applications, such as gated oscillators, multivibrators, and pulse shaping circuits.

For digital applications, the buffered SCL4011B is recommended for its higher gain and input pattern insensitivity.

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

TRUTH TABLE

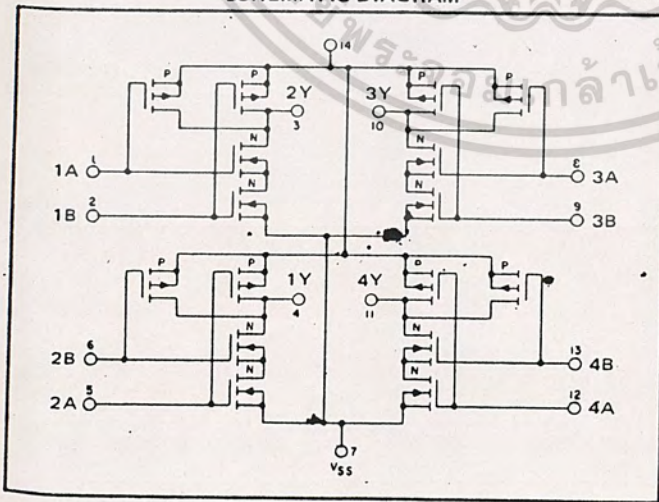
Inputs		Output
1	1	0
All other combinations		1

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

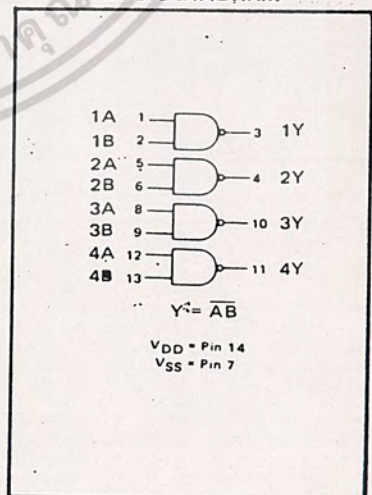
For maximum reliability:

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			

SCHEMATIC DIAGRAM



LOGIC DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4011UB

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

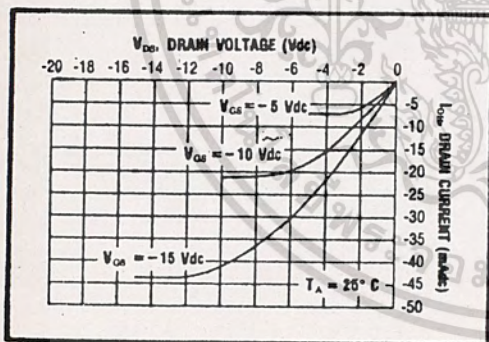
STATIC CHARACTERISTICS ^{1,3}

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T _{LOW} ²		+25°C			T _{HIGH} ²		Units	
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.		
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I _{DD}	V _{IN} = V _{SS} or V _{DD} All valid input combinations	5	—	0.05	—	0.0005	0.05	—	1.5	μA _{dc}
			10	—	0.10	—	0.001	0.10	—	3.0	
			15	—	0.20	—	0.002	0.20	—	6.0	

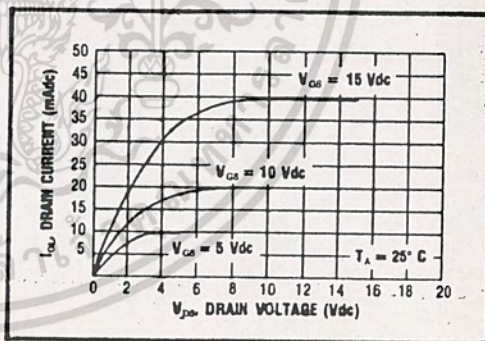
- NOTES: ¹ Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".
² T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.
 = -40°C for E device.
 T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.
 = + 85°C for E device.
³ This device has been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

DYNAMIC CHARACTERISTICS (C_L = 50pF, T_A = 25°C)

PARAMETER		V _{DD} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
PROPAGATION DELAY TIME	t _{PLH} , t _{PHL}	5	—	75	150	ns
		10	—	35	70	
		15	—	25	50	
OUTPUT TRANSITION TIME	t _{TLH} , t _{THL}	5	—	100	200	ns
		10	—	50	100	
		15	—	40	80	



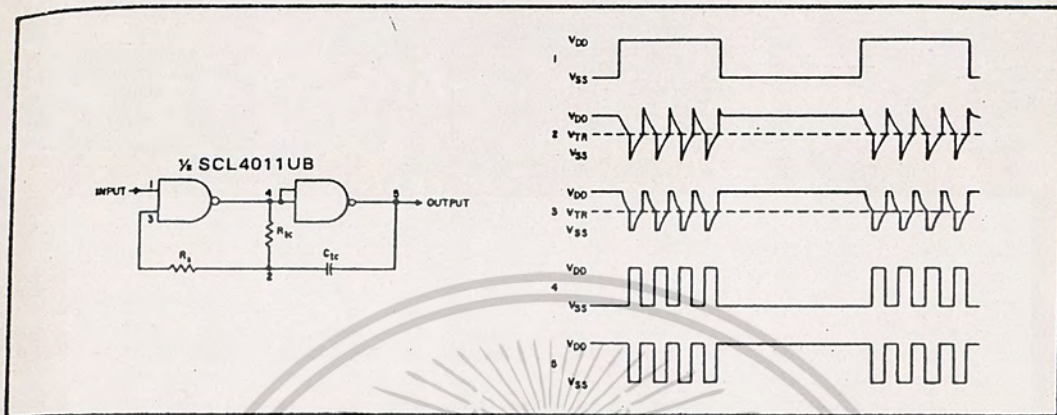
Typical P-Channel Source Current Characteristics



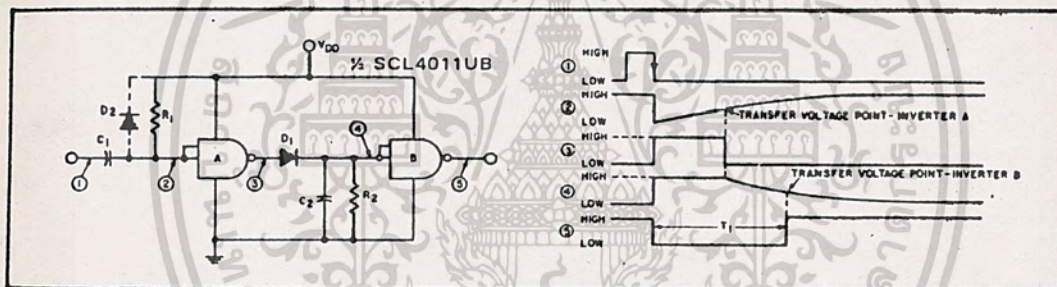
Typical N-Channel Sink Current Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

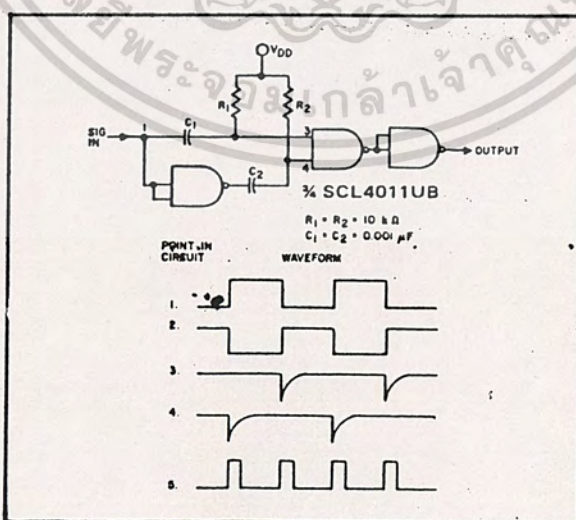
APPLICATIONS INFORMATION



Gated Oscillator



Compensated Monostable Multivibrator
(Independent of Transfer Voltage)



Frequency Doubler

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

SCL4013B



CMOS DUAL D-TYPE FLIP-FLOP

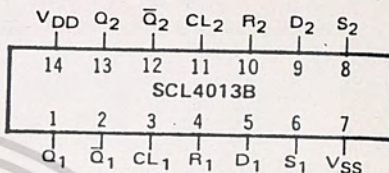
FEATURES

- ◆ Independent Set and Reset Controls
- ◆ Static Operation
- ◆ Logic Edge-Clocked Design
- ◆ 16MHz Toggle Rate @ 10Vdc
- ◆ Balanced Output Drive Current Specifications

DESCRIPTION

The SCL4013B consists of two identical, independent D-type Flip-Flops. These devices can be used for shift register applications, and, by connecting the Q output to the Data input, for counter and toggle applications. The logic level present at the D input is transferred to the Q output during the positive-going transition of the Clock pulse. Setting or resetting is independent of the Clock and is accomplished by a high level on the Set or Reset line, respectively.

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

TRUTH TABLE

CL ▲	D	R	S	Q	Q̄
0	0	0	0	0	1
1	0	0	0	1	0
x	0	0	0	Q	Q̄
x	x	1	0	0	1
x	x	0	1	1	0
x	x	1	1	1	1

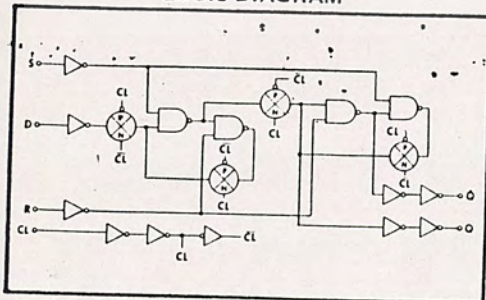
NO CHANGE

▲ = Level Change
x = Don't Care

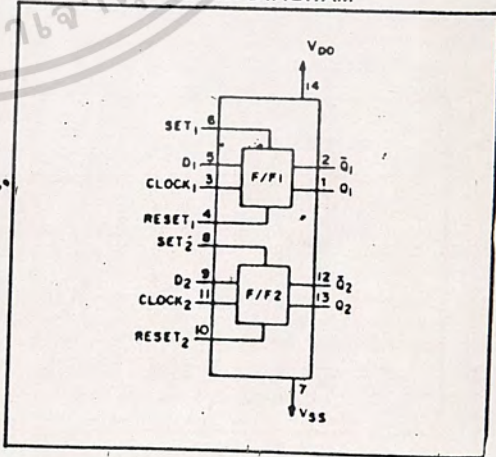
RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

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

LOGIC DIAGRAM



BLOCK DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS^{1,3}

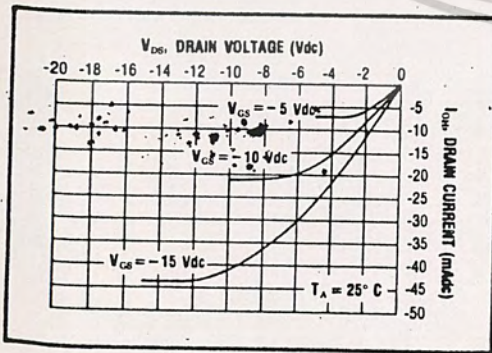
PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T _{LOW} ²		+25°C			T _{HIGH} ²		Units
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	V _{DD}	V _{IN} = V _{SS} or V _{DD} All valid input combinations	-	1.0	-	0.005	1.0	-	30	μA _{dc}
			-	2.0	-	0.01	2.0	-	60	
			-	4.0	-	0.02	4.0	-	120	

- NOTES: ¹ Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".
² T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.
 = -40°C for E device.
 T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.
 = + 85°C for E device.
³ This device has been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

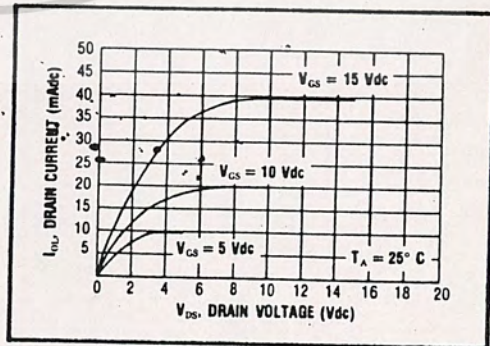
DYNAMIC CHARACTERISTICS (C_L = 50pF, T_A = 25°C)

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units	
CLOCKED OPERATION						
PROPAGATION DELAY TIME	t _{PLH} , t _{PHL}	5	-	125	250	ns
		10	-	65	130	
		15	-	45	90	
OUTPUT TRANSITION TIME	t _{TLH} , t _{THL}	5	-	100	200	ns
		10	-	50	100	
		15	-	40	80	
MINIMUM CLOCK PULSE WIDTH	PW _{CL}	5	-	70	140	ns
		10	-	30	60	
		15	-	20	40	
MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	f _{CL}	5	3.5	7.0	-	MHz
		10	8.0	16	-	
		15	12.5	25	-	
MAXIMUM CLOCK RISE AND FALL TIME ¹	t _{rCL} , t _{fCL}	5	15	-	-	μs
		10	10	-	-	
		15	5	-	-	
MINIMUM SETUP TIME	t _{setup}	5	-	25	50	ns
		10	-	10	20	
		15	-	7.5	15	
MINIMUM HOLD TIME	t _{hold}	5	-	-25	0	ns
		10	-	-10	0	
		15	-	-5	0	
SET AND RESET OPERATIONS						
PROPAGATION DELAY TIME S to Q, R to Q	t _{PLH}	5	-	125	250	ns
MINIMUM SET AND RESET PULSE WIDTH	PW _S , PW _R	5	-	65	130	ns
		10	-	30	60	
		15	-	25	50	
SET AND RESET REMOVAL TIME	t _{rem}	5	-	0	25	ns
		10	-	0	10	
		15	-	0	5	

¹When units are cascaded, the maximum rise and fall times of the clock input should be equal to or less than the transition times of the data outputs driving data inputs, plus the propagation delay of the output driving stage for the output capacitive load.



Typical P-Channel Source Current Characteristics



Typical N-Channel Sink Current Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วาทกรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**SCL4518B
SCL4520B**



CMOS DUAL UP COUNTERS

FEATURES

- ◆ Two Independent 4-Bit Counters
- ◆ Internally Synchronous for High Speed
- ◆ Dual BCD (SCL4518B) and Dual Binary (SCL4520B) Configurations
- ◆ Direct Reset
- ◆ Logic Edge-Clocked Design
- ◆ Trigger from either Edge of Clock Signal
- ◆ Static Operation— DC to 5MHz @ 10Vdc

DESCRIPTION

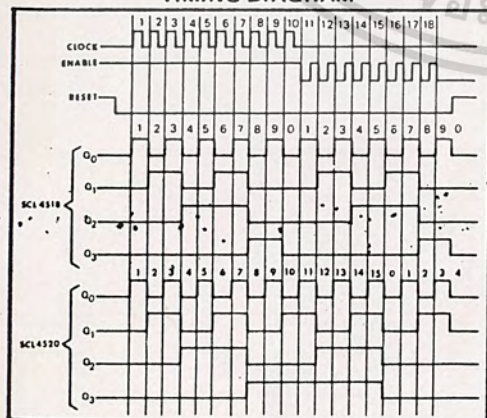
The SCL4518B Dual BCD Counter and the SCL4520B Dual Binary Counter are constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement-mode devices in a single monolithic structure. Each consists of two identical, independent, internally synchronous 4-stage counters. The counter stages are type-D flip-flops, with interchangeable Clock and Enable lines for incrementing on either the positive-going or negative-going transition as required when cascading multiple stages. Each counter can be cleared by applying a high level on the Reset line. In addition, the SCL4518B will count out of all undefined states within two clock periods. These complementary MOS up counters find primary use in multi-stage synchronous or ripple counting applications requiring low power dissipation and/or high noise immunity.

TRUTH TABLE

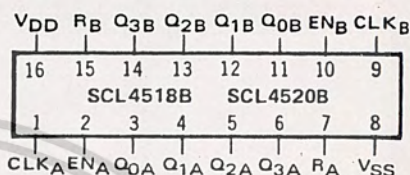
CLOCK	ENABLE	RESET	ACTION
	1	0	Increment Counter
0		0	Increment Counter
	X	0	No Change
X		0	No Change
	0	0	No Change
1		0	No Change
X	X	1	Q0 thru Q3 = 0

X = Don't Care

TIMING DIAGRAM



CONNECTION DIAGRAM
(all packages)



Add suffix for package:

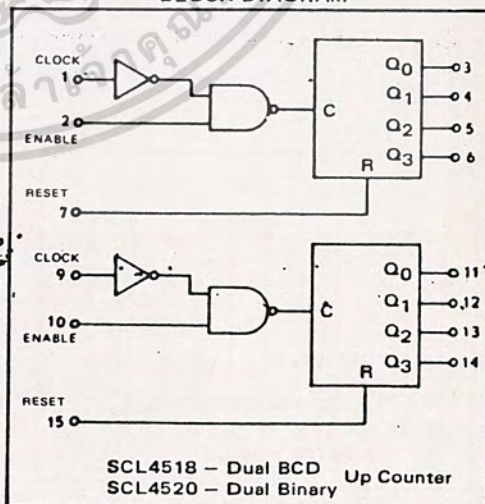
- C 16-pin Cerdip
- D 16-pin Ceramic
- E 16-pin Epoxy
- F 16-pin Flat
- H Chip

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

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

BLOCK DIAGRAM



SCL4518 - Dual BCD Up Counter
SCL4520 - Dual Binary

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS

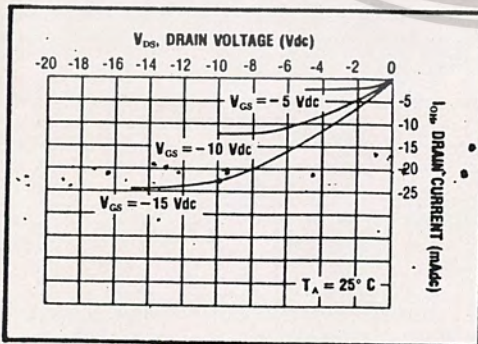
PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T _{LOW} ²		+25°C			T _{HIGH} ²		Units
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I _{DD}	V _{IN} = V _{SS} or V _{DD} All valid input combinations	-	5	-	0.05	5	-	150	μA _{dc}
			-	10	-	0.1	10	-	300	
			-	15	-	0.2	20	-	600	

NOTES: ¹ Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".
² T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.
 = -40°C for E device.
 T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.
 = + 85°C for E device.

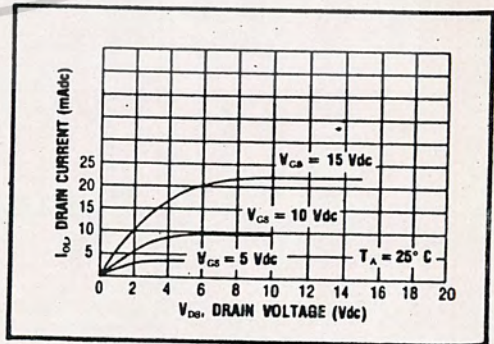
DYNAMIC CHARACTERISTICS (C_L = 50pF, T_A = 25°C)

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
CLOCKED OPERATION					
PROPAGATION DELAY TIME From Clock or Clock Enable	t _{PLH} , t _{PHL}	5	-	225	ns
		10	-	100	
		15	-	80	
OUTPUT TRANSITION TIME	t _{TLH} , t _{THL}	5	-	130	ns
		10	-	65	
		15	-	60	
MINIMUM CLOCK PULSE WIDTH	PW _{CL}	5	-	120	ns
		10	-	50	
		15	-	40	
MINIMUM CLOCK ENABLE PULSE WIDTH	PW _{CE}	5	-	200	ns
		10	-	90	
		15	-	150	
MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	f _{CL}	5	1.0	2.0	MHz
		10	2.5	5.0	
		15	3.0	6.0	
MAXIMUM CLOCK OR CLOCK ENABLE RISE & FALL TIME ¹	t _{CL} , t _{CLE}	5	15	-	μs
		10	5	-	
		15	3	-	
RESET OPERATION					
PROPAGATION DELAY TIME	t _{PHL}	5	-	225	ns
		10	-	100	
		15	-	80	
MINIMUM RESET PULSE WIDTH	PW _R	5	-	120	ns
		10	-	50	
		15	-	40	
RESET REMOVAL TIME	t _{rem}	5	-	100	ns
		10	-	50	
		15	-	40	

¹ When units are cascaded, the maximum rise and fall times of the clock input should be equal to or less than the transition times of the data outputs driving data inputs, plus the propagation delay of the output driving stage for the output capacitive load.



Typical P-Channel Source Current Characteristics

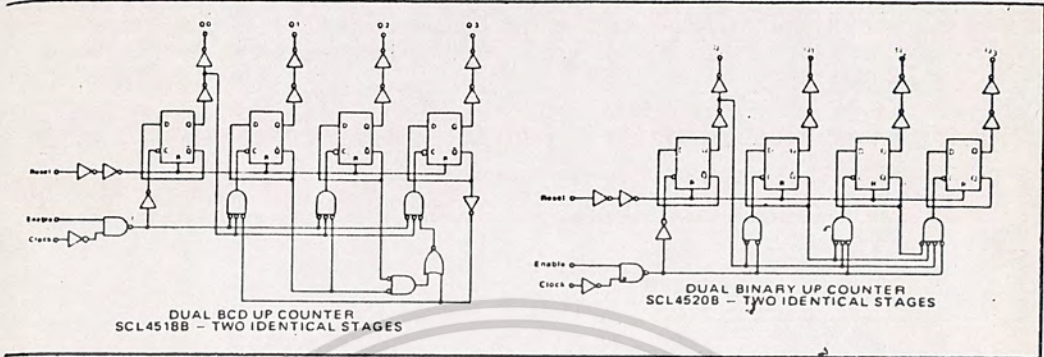


Typical N-Channel Sink Current Characteristics

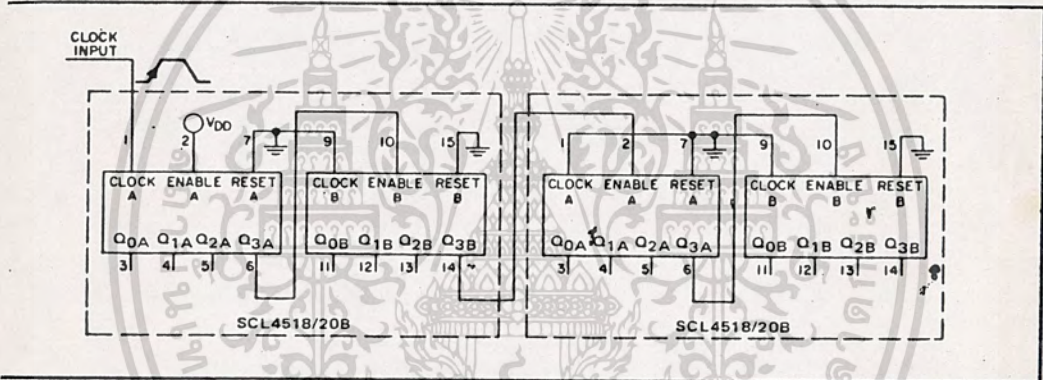
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4518B, SCL4520B

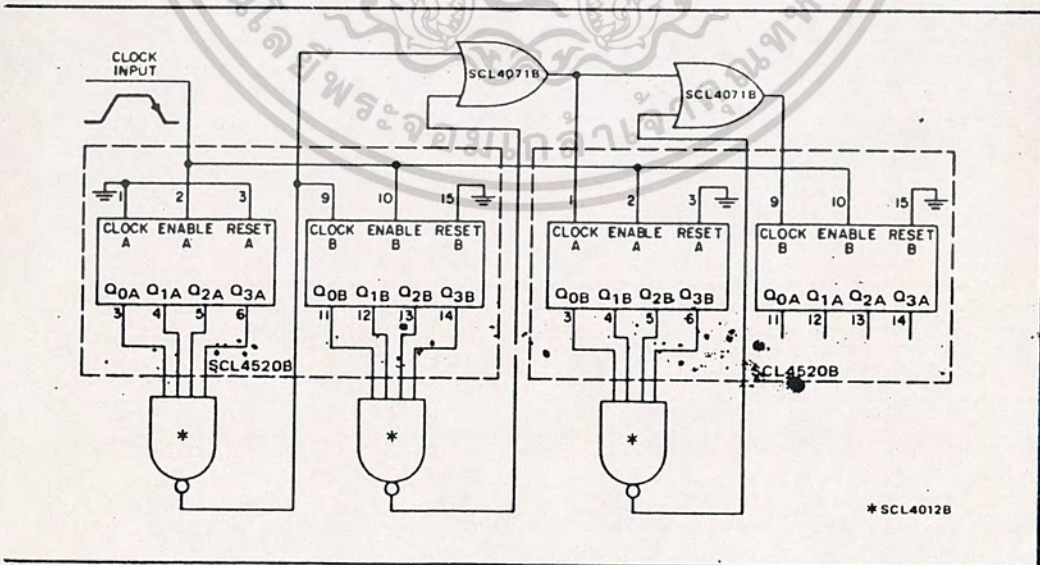
LOGIC DIAGRAMS



APPLICATIONS INFORMATION



Ripple cascading of four counters with positive-edge triggering.



Synchronous cascading of four binary counters with negative-edge triggering.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

ประภิต อ่องสร้อย. "วงจรอินทีเกรท," วารสารไฟฟ้า-อิเล็กทรอนิกส์, ปีที่ 1 ฉบับที่ 6
กุมภาพันธ์ 2517.

_____. "การใช้ฮอสซิลโลสโคป." กรุงเทพฯ : โรงพิมพ์จักรานุกองการพิมพ์, 2517.

"เครื่องวัดความถี่," เทคโนโลยีทรอนิกส์, ปีที่ 1 เล่มที่ 8, 2519.

Robert C. Genn, Jr., Practical Handbook of Low-Cost Electronic Test
Equipment, Parker Poblisking. Company, Inc. West Nyack N.Y.,
1979.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้