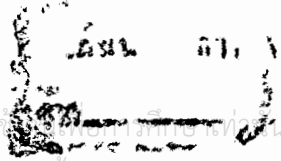




นางสาวจวิธา เลิศจวีสร่วมดี 271032  
 นายจักรกริช เลือดกรุงศรี 271033

**อาจารย์ที่ปรึกษา**

อาจารย์วิวัฒน์ กิรานนท์  
 อาจารย์โมไนย ไกรฤกษ์



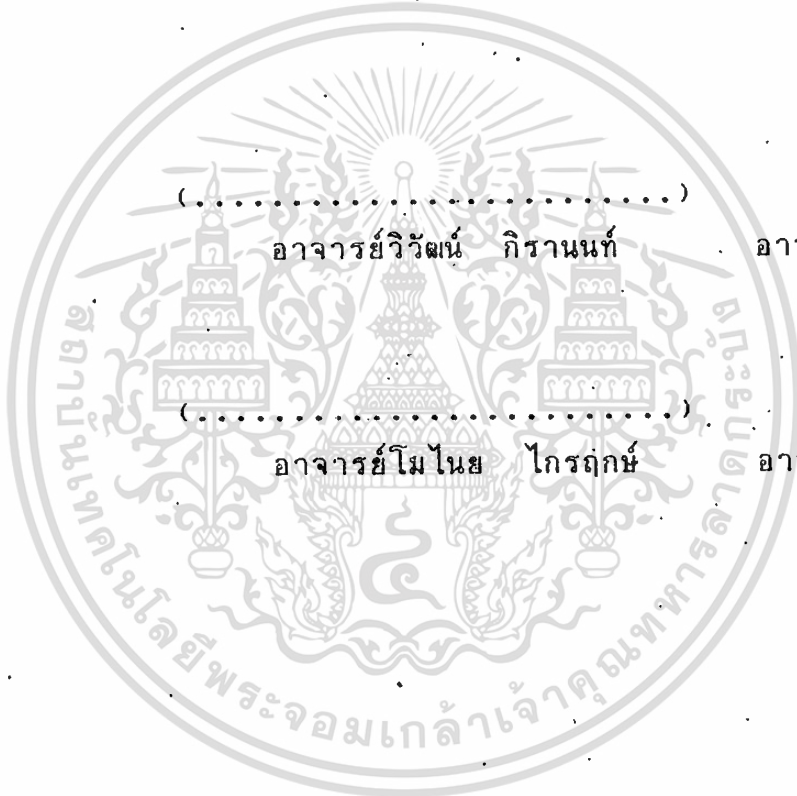
ปริญญาโท ปีการศึกษา 2530

ภาควิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
เรื่อง' ออดิโอ สเปคตรัม อนาไลเซอร์

ผู้จัดทำ

- 1.นางสาวจรรยา เลิศจรัสอร่ามดี
- 2.นายจักรกริช เลือดกรุงศรี



(.....)

อาจารย์วิวัฒน์ กิรานนท์

อาจารย์ที่ปรึกษา

(.....)

อาจารย์โมไนย ไกรฤกษ์

อาจารย์ที่ปรึกษา

## ออดิโอ สเปคตรัม อนาไลเซอร์

นางสาวจรรยา เลิศจรัสอ่วมดี  
นายจักรกริช เลือดกรุงศรี  
อาจารย์วิวัฒน์ กิรานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษา  
อาจารย์โมไนย ไกรฤกษ์ อาจารย์ที่ปรึกษา  
ปีการศึกษา 253๘

### บทคัดย่อ

สเปคตรัม อนาไลเซอร์ (Spectrum Analyzer) เป็นเครื่องมือที่ใช้ในการวัดและวิเคราะห์ส่วนประกอบของสัญญาณที่ความถี่ต่าง ๆ

เครื่องมือชนิดนี้มีด้วยกันหลายแบบ สำหรับโครงการนี้ได้ใช้ชนิดพื้นฐานแบบหนึ่งที่เรียกว่า แบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ (Superheterodyne) ซึ่งมีหลักการทำงานคล้ายคลึงกับเครื่องรับวิทยุแบบเอเอ็ม (AM: Amplitude Modulation) ที่ใช้กันตามบ้าน ส่วนที่แตกต่างกันก็คือ สเปคตรัม อนาไลเซอร์ จะจูน (tune) ความถี่ทางไฟฟ้า แล้วแสดงผลออกทางจอของออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) แทนที่จะออกทางลำโพง

## Audio Spectrum Analyzer

Chariya Lerdcharusaramdee

Jakrit Luadkrungsri

MR.Wiwat Kiranon adviser

MR.monai kailerk adviser

1987

### Abstract

Spectrum analyzer is an instrument which divides a signal into its frequency components and analyzes them. It measures the signal energy which is present at a specific frequency.

Many types of analyzers are available. The superheterodyne analyzer is a basic one that is used in this project. This analyzer works exactly like the common household AM radio receiver except that it tunes electrically and presents its output to an oscilloscope rather than a loudspeaker.

## สารบัญ

บทคัดย่อ		
บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	ทฤษฎีและหลักการ	5
	2.1 ทฤษฎีและหลักการโดยทั่วไป	5
	2.2 หลักการทำงานของวงจรส่วนประกอบ	6
	2.2.1 วงจรโลว์พาส ฟิลเตอร์	6
	2.2.2 วงจรสร้างสัญญาณรูปฟันเลื่อย	7
	2.2.3 วงจรสร้างสัญญาณรูปขึ้นบันได	10
	2.2.4 วงจรโวลเตจ คอนโทรล ออสซิลเลเตอร์	13
	2.2.5 วงจรคูด	15
	2.2.6 วงจรเลือกความถี่	18
	2.2.7 วงจรเอนเวนลอป ดีเทคเตอร์	21
	2.2.8 ออสซิลโลสโคป	23
บทที่ 3	การคำนวณและการสร้าง	26
	3.1 วงจรโลว์พาส ฟิลเตอร์	26
	3.2 วงจรสร้างสัญญาณรูปฟันเลื่อย	27
	3.3 วงจรโวลเตจ คอนโทรล ออสซิลเลเตอร์	28
	3.4 วงจรเลือกความถี่	31
	3.5 วงจรสร้างสัญญาณรูปขึ้นบันได	33
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	37
บทที่ 5	บทวิจารณ์และสรุปผล	47
ภาคผนวก		48
กิตติกรรมประกาศ		57
หนังสืออ้างอิง		58

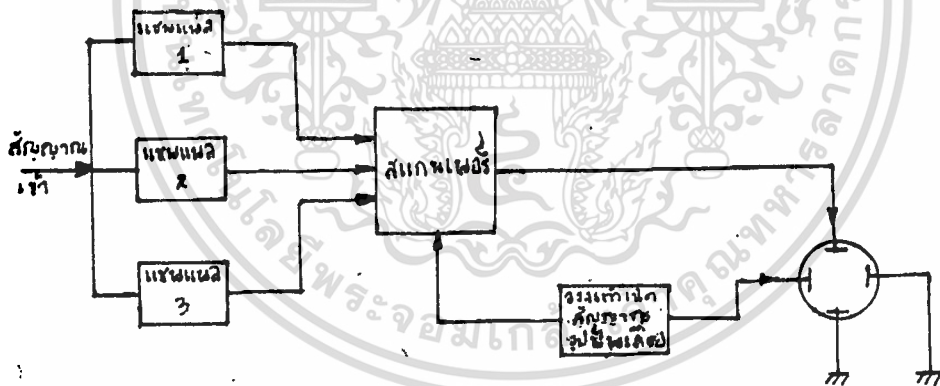
## บทที่ 1

### บทนำ

การวิเคราะห์สัญญาณในเชิงความถี่ (frequency domain) เป็นวิธีการวัดที่สำคัญในการให้ข้อมูลการทำงานของระบบทางไฟฟ้าและกายภาพ

สเปกตรัม อนุโลเซอร์ เป็นเครื่องมืออย่างหนึ่งที่ใช้ในการวัดคุณสมบัติของสัญญาณในเชิงความถี่ กล่าวคือ เป็นเครื่องมือที่แสดงค่าขนาดของสัญญาณที่ความถี่ต่าง ๆ อีกนัยหนึ่ง จะป้องกันการกระจายของพลังงานในรูปฟังก์ชัน (function) ของความถี่

สเปกตรัม อนุโลเซอร์ พื้นฐานที่ใช้กันทั่วไปในปัจจุบันมีอยู่ 2 ชนิด คือ แบบเรียลไทม์ อนุโลเซอร์ (real time analyzer) และแบบสเวปทูน อนุโลเซอร์ (swept-tuned analyzer) แบบเรียลไทม์ อนุโลเซอร์ นั้นที่ช่วงเวลาหนึ่ง ๆ จะสามารถวิเคราะห์ความถี่ต่าง ๆ ที่เป็นส่วนประกอบของสัญญาณอินพุต (input signal) ได้พร้อม ๆ กัน ดังนั้น อนุโลเซอร์ชนิดนี้จึงสามารถแสดงผลของความถี่ที่เกิดขึ้นแบบทันทีทันใด (transient) ได้ดี วงจรทั่วไปของอนุโลเซอร์ชนิดนี้แสดงได้ดังรูป 1-1



รูป 1-1 แสดงส่วนประกอบของ เรียลไทม์ สเปกตรัม อนุโลเซอร์

จากแผนภาพแสดงการทำงานของ เรียลไทม์ อนุโลเซอร์ จะเห็นว่าวงจรประกอบด้วยแชนแนล (channel) จำนวนมาก แต่ละแชนแนลประกอบด้วย แบนด์พาส ฟิลเตอร์ (Band pass filter) และ ดีเทคเตอร์ (detector) โดยแต่ละแชนแนลจะยอมให้ช่วงความถี่ช่วงหนึ่งผ่านไปเท่านั้น จะเห็นว่าแบนด์พาส ฟิลเตอร์ ของแต่ละแชนแนลมีการเหลื่อม (overlap) กับ แชนแนลข้างเคียงทำให้แบนด์วิด (bandwidth) รวมทั้งหมดมีค่าต่อเนื่อง ดัง

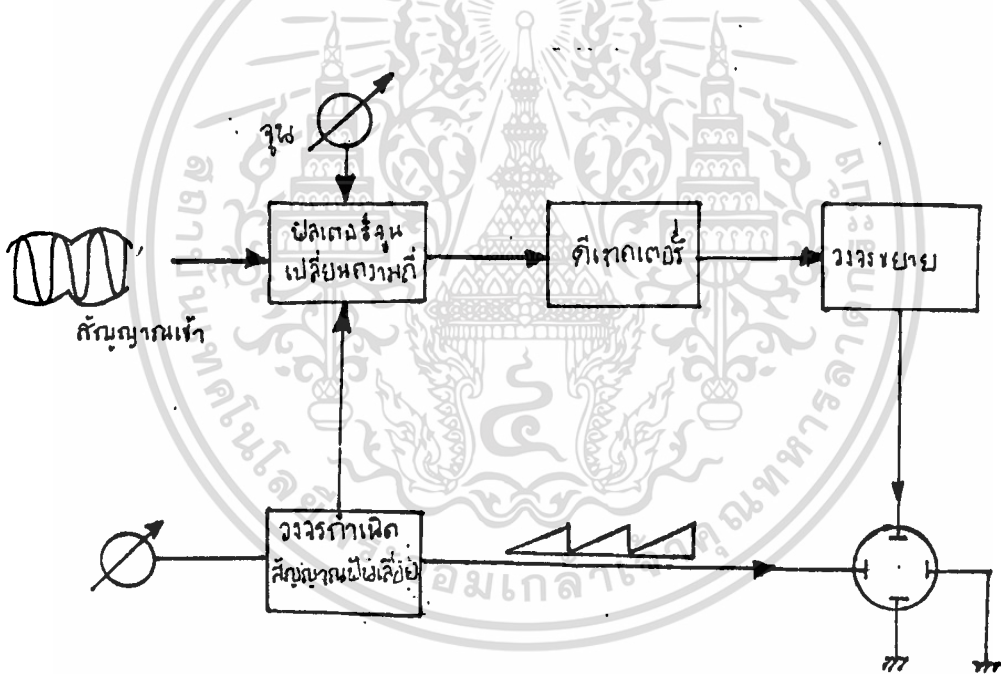
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั้นแบนด์วิดของอนาไลเซอร์ชนิดนี้จึงขึ้นกับจำนวนของฟิลเตอร์ ในขณะที่เดียวกัน ค่า รีโซลูชัน (resolution) จะขึ้นกับ ค่า Q (selectivity) ของแต่ละ แชนแนล (รีโซลูชัน เป็นความสามารถของ อนาไลเซอร์ที่จะบ่งถึงความแตกต่างระหว่างสัญญาณซึ่งมีความถี่ใกล้เคียงกัน)

เอาต์พุต (output) ของแต่ละแชนแนลผ่านเข้าไปยังวงจรมัลติเพลกเซอร์ สแกนเนอร์ (electronic scanner) ซึ่งสวิตช์ผ่านแต่ละแชนแนลด้วยความถี่สูงมาก จากนั้น เอาต์พุต จากสแกนเนอร์จะส่งไปยังแกนตั้งของหลอดคาร์โทด (cathode ray tube : CRT) ซึ่งมีสัญญาณฟันเลื่อย (sawtooth signal) ป้อนเข้าทางแกนนอน เพื่อควบคุมการเกิดภาพบนจอ

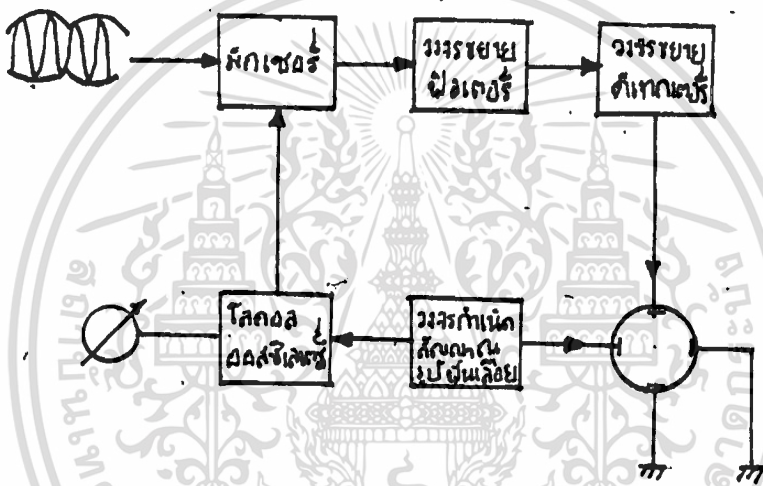
สเปกตรัม อนาไลเซอร์ ชนิดนี้ ใช้ช่วงความถี่กว้างมากและยังต้องใช้แชนแนลจำนวนมาก จึงทำให้มีราคาแพง และช่วงความถี่จะถูกจำกัดเนื่องจากใช้ฟิลเตอร์ที่มีความถี่กลาง (center frequency) มีค่าคงที่



รูป 1-2 แสดงส่วนประกอบของ สแกนนิ่ง-ฟิลเตอร์ ฟรีควเอนซี อนาไลเซอร์

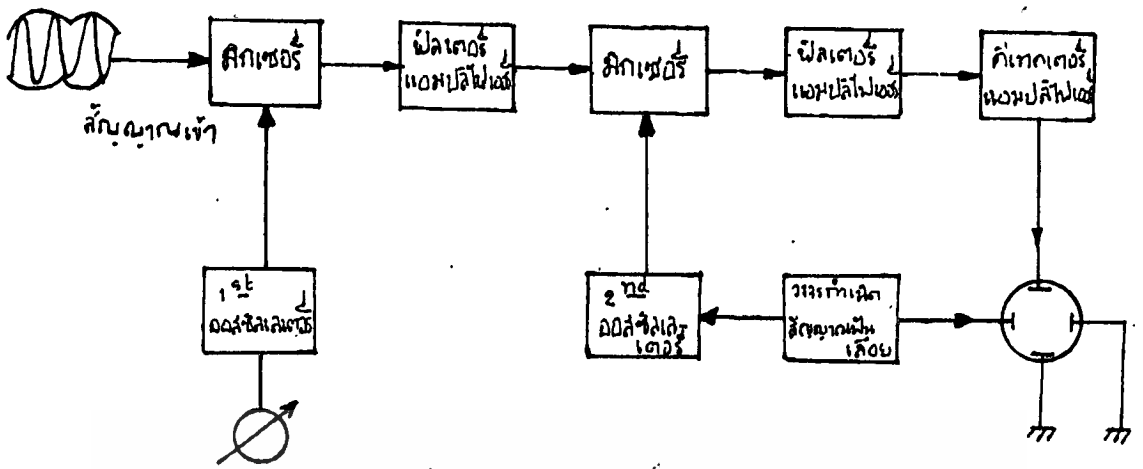
ส่วน สเปกตรัม อนาไลเซอร์ แบบสเวปจูน อนาไลเซอร์ โดยพื้นฐานได้พัฒนามาจาก สแกนนิ่ง-ฟิลเตอร์ ฟรีควเอนซี อนาไลเซอร์ (scanning-filter frequency analyzer) ซึ่งมีการออกแบบใช้ฟิลเตอร์ที่สามารถจูนความถี่ได้ โดยใช้สัญญาณฟันเลื่อย ทำให้เปรียบเสมือนกับมีฟิลเตอร์มากมายปรากฏอยู่ในทุกคาบของสัญญาณฟันเลื่อยที่เข้ามาควบคุม ในทาง

ปฏิบัติ ฟิลเตอร์ชนิดนี้จะสร้างได้ยาก ไม่เหมาะกับการใช้งาน จึงได้มีการพัฒนา ออกแบบ ซุปเปอร์เฮเทอโรไดอันส์ อนุโลเซอร์ ซึ่งเป็นชนิดที่ใช้ศึกษาในโครงการนี้ โดยมีการออกแบบเพิ่มวงจร มิกเซอร์ (mixer) และ โลคัล ออสซิลเลเตอร์ (local oscillator) โดย เอาท์พุทของมิกเซอร์ซึ่งเป็นสัญญาณที่มีความถี่เป็นผลต่างระหว่างความถี่ของสัญญาณอินพุทกับความถี่ของสัญญาณจาก ออสซิลเลเตอร์ จะผ่านเข้าไปยังวงจรฟิลเตอร์ซึ่งได้ออกแบบให้มีความถี่กลางมีค่าคงที่เท่ากับความถี่ผลต่างนั้น โดยสามารถออกแบบเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดธ์ของฟิลเตอร์เพื่อให้ได้ค่า รีโซลูชัน ที่ต้องการ และการสแกนนิ่งจะเกิดขึ้นได้โดยการจูน โลคัล ออสซิลเลเตอร์ ด้วยสัญญาณพีนเล็อย



รูป 1-3 แสดงส่วนประกอบของ เฮเทอโรไดอันส์ สเปคตรัม อนุโลเซอร์

ยังมี ซุปเปอร์เฮเทอโรไดอันส์ อนุโลเซอร์ อีกประเภทหนึ่งที่นิยมกันมากชนิดนี้มีการใช้ โลคัล ออสซิลเลเตอร์ ถึง 2 ตัว สำหรับแยกในการจูนความถี่ตัวหนึ่งและอีกตัวหนึ่งใช้ในการสแกนนิ่ง โดยการควบคุมของสัญญาณพีนเล็อย ในการแยกหน้าที่กันของ ออสซิลเลเตอร์ จะช่วยให้การออกแบบกระทำได้ง่ายขึ้น วงจรแบบนี้มีข้อเสียประการหนึ่ง คือ ช่วงความถี่ในการใช้งานในการสแกน ของเครื่องวัดถูกจำกัดโดยแบนด์วิดธ์ของฟิลเตอร์ตัวแรก



รูป 1-4 แสดงส่วนประกอบของ เฮเทอโรไดนามิก สเปกตรัม อนุไลเซอร์ แบบที่มี โดคัล อดส์ซิลิโคนเตอร์ 2 ตัว

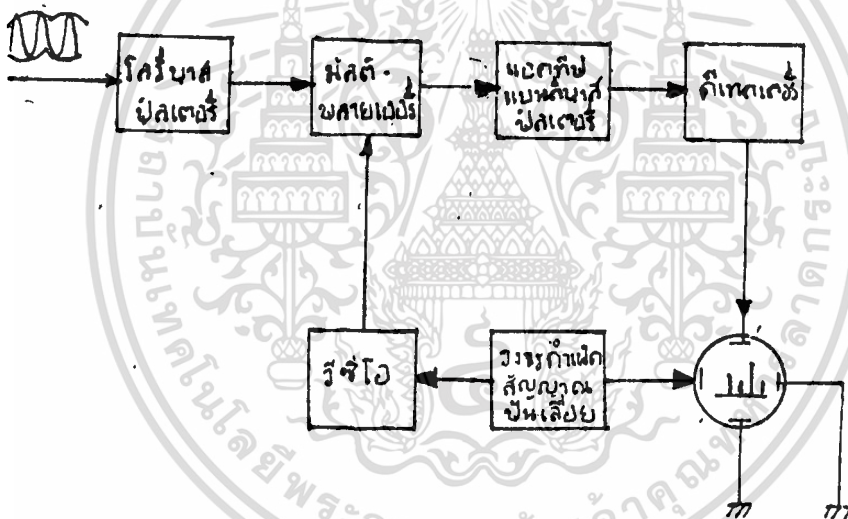
นอกจากนี้ยังมี อนุไลเซอร์อีกชนิดหนึ่ง คือ ดิสเพอร์ซีฟ-ฟิลเตอร์ อนุไลเซอร์ (Dispersive-filter analyzer) ซึ่งอาศัยหลักการการทำงานของ บรอดแบนด์ ดิสเพอร์ซีฟ ฟิลเตอร์ (Broadband dispersive filter) ดังนั้นจึงสแกนความถี่เร็วมาก การทำงานของ อนุไลเซอร์ ประเภทนี้จึงคล้ายคลึงกับ แบบเรโซนาเตอร์ อนุไลเซอร์ แต่ก็สร้างได้ยาก ไม่เป็นที่นิยมในการใช้งานทั่วไป จึงไม่ขอกล่าวถึงในส่วนรายละเอียด

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการ

#### 2.1 ทฤษฎีและหลักการโดยทั่วไป

สเปคตรัม อนาไลเซอร์ ที่ใช้ในโครงการนี้เป็น สเวปจูน อนาไลเซอร์ ชนิด ซุปเปอร์เฮเทอโรไดน์ ที่มี โลคัล ออสซิลเลเตอร์ เพียง ตัวเดียว เนื่องจากได้ออกแบบให้ความถี่ใช้งานอยู่ในช่วง 30 เฮิรตซ์ ถึง 20 กิโลเฮิรตซ์ ฉะนั้นจึงไม่จำเป็นต้องมีการจูนความถี่ของ ออสซิลเลเตอร์ จะใช้ ออสซิลเลเตอร์ เพียงตัวเดียวเพื่อใช้ในการสแกน โดสจะถูกควบคุมด้วยสัญญาณ ฟีนเล็ช นอกจากนี้จะเพิ่มวงจร โลว์พาส ฟิลเตอร์ (low pass filter) ซึ่งมีความถี่คัทออฟ (cut off frequency) ที่ความถี่ 20 กิโลเฮิรตซ์เพื่อตัด สัญญาณความถี่สูงออกไป



รูป 2.1-1 แสดงส่วนประกอบของ สเปคตรัม อนาไลเซอร์ ที่ใช้ในโครงการนี้

จากแผนภาพ ระบบจะทำงานได้โดย สัญญาณอินพุต ซึ่งเป็นสัญญาณ ช่วงความถี่เสียง 30 เฮิรตซ์ ถึง 20 กิโลเฮิรตซ์ จะผ่านวงจรถ่ายทอดสัญญาณ ฟีนเล็ช แล้วเข้าไปคูณ (multiply) กับสัญญาณจาก วงจรโวลเตจ คอนโทรล ออสซิลเลเตอร์ (voltage controlled oscillator) ที่มีความถี่ 25 กิโล เฮิรตซ์ ถึง 45 กิโลเฮิรตซ์ สัญญาณที่ได้จากวงจรถ่ายทอด (multiplier) จะประกอบไปด้วย สเปคตรัมของความถี่มากมาย จากนั้นจะผ่านไปยังวงจรถ่ายทอดสัญญาณ ฟีนเล็ช ซึ่งมีค่าความถี่กลางที่ 45 กิโลเฮิรตซ์ และมีค่า ซีเลคทิวตี้

(selectivity:Q) สูงมากเพื่อให้ สเปกตรัมเฉพาะที่ความถี่ 45 กิโลเฮิร์ต อันเป็นผลจากการคูณสัญญาณดังกล่าวผ่านไปเข้าวงจรดีเทคเตอร์ (detector) แล้ว เอาท์พุทจากวงจรดีเทคเตอร์จะถูกป้อนเข้าไปยังแผ่นเบี่ยงเบนในแนวตั้งของ ออสซิลโลสโคป ซึ่งจะถูกรับรู้การสแกนในแนวนอน ด้วยสัญญาณรูปฟันเลื่อย จากวงจรสร้างสัญญาณรูปฟันเลื่อย (sawtooth generator) ตัวเดียวกับที่ใช้ในการควบคุมความถี่ของ ไลดัล ออสซิลเลเตอร์ เพื่อควบคุมการเกิดภาพบนจอ

จะเห็นว่า ซุปเปอร์เฮทเทอโรไดน์ สเปกตรัม อนุโลเซอร์ ดังกล่าวสามารถสร้างได้สะดวก ประหยัด และมีความยืดหยุ่น (flexibility) ที่ดีกว่าชนิดเรซัลโทม อนุโลเซอร์ จึงเป็นวงจรที่เหมาะสมอย่างยิ่งในการศึกษา หลักการทำงาน โดยการประยุกต์ความรู้พื้นฐานทาง อิเล็กทรอนิกส์และ โทรคมนาคม เข้าด้วยกัน ซึ่งการทำงานของแต่ละวงจรย่อยของระบบสามารถอธิบายได้โดยละเอียด ต่อไป

## 2.2 หลักการทำงานของวงจรส่วนประกอบ

### 2.2.1 วงจรโลว์พาส ฟิลเตอร์ (Low pass filter)

หน้าที่พื้นฐานของวงจรโลว์ พาส ฟิลเตอร์ คือ เป็นวงจรที่ยอมให้สัญญาณความถี่ต่ำผ่านออกมาโดยมีการสูญเสีย (loss) น้อยที่สุด ในขณะที่สัญญาณซึ่งมีความถี่สูงจะถูกกั้น (attenuate) ไม่ให้ผ่านวงจรออกมาได้ สำหรับระบบนี้ เราต้องการ โลว์พาส ฟิลเตอร์ ที่ยอมให้ความถี่ตั้งแต่ 0 เฮิร์ต ถึง 20 กิโลเฮิร์ต เท่านั้นผ่านออกมาได้

เราใช้วงจรโลว์พาส ฟิลเตอร์ ของ แซลเลน และ คีย์ (Sallen & Key) ซึ่งมีการป้อนกลับแบบบวกให้กับวงจรแอกทีฟ ฟิลเตอร์ (active filter) และมี ทรานสเฟอร์ ฟังก์ชัน (transfer function) คือ

$$T_V = \frac{k/R_1 R_2 C_1 C_2}{s^2 + s \left( \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-k}{R_2 C_2} \right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad \dots (2.2.1-1)$$

เมื่อเทียบกับสมการทั่วไปของวงจรโลว์พาส ฟิลเตอร์

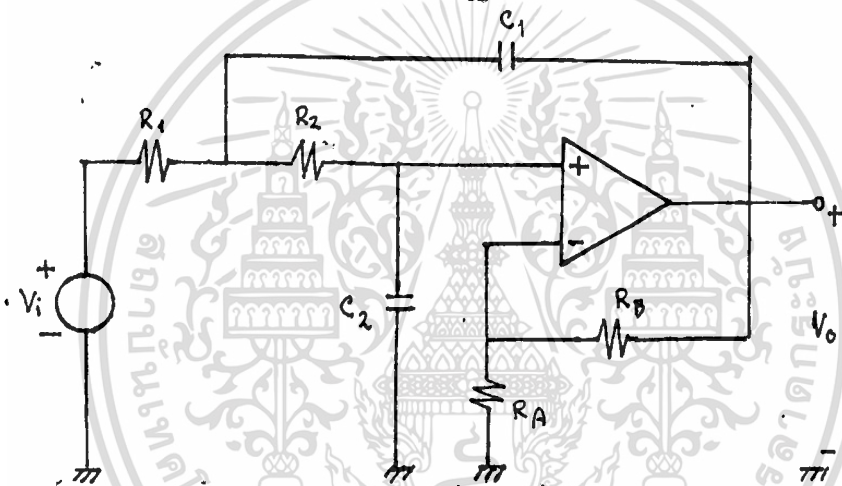
$$T_{LP} = \frac{K}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad \dots (2.2.1-2)$$

จะได้ว่า

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$Q_p = \frac{\omega_p}{(bw)_p} = \frac{\sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}}{\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-k}{R_2 C_2}}$$

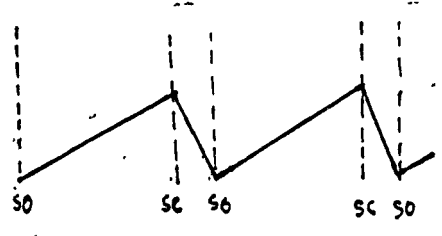
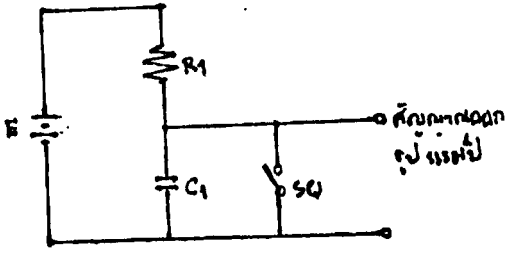
$$K = \frac{k}{R_1 R_2 C_1 C_2}$$



รูป 2.2.1-1 แสดงวงจรโวลท์พาส ฟิลเตอร์

## 2.2.2 วงจรสร้างสัญญาณรูปฟันเลื่อย (Sawtooth Generator)

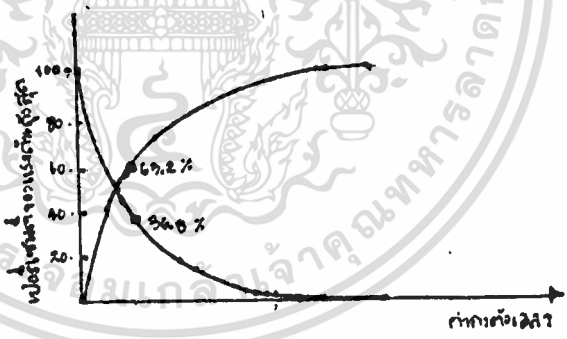
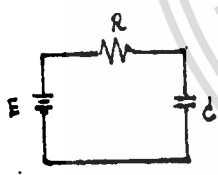
สัญญาณรูปฟันเลื่อย ที่ต้องการมีลักษณะดังรูปที่ 2.2.2-2 นั่นคือ ขนาดของแรงดันจะเพิ่มขึ้นด้วยอัตราเชิงเส้นกับเวลา จนถึงค่าสูงสุดที่กำหนดไว้ ขนาดของแรงดันก็จะตกลงสู่ค่าต่ำสุด อย่างรวดเร็ว โดยอาศัยการอัดและคายประจุ (charge and discharge) ของตัวเก็บประจุ (Capacitor) จากแหล่งจ่ายกระแส และใช้วงจรชmitt ทริกเกอร์ (schmitt trigger) หรือวงจรเปรียบเทียบแรงดัน (voltage comparator) ในการสวิตช์ แหล่งจ่ายกระแสระหว่างช่วงการอัดกับการคายประจุ



50 : สวิตช์เปิดวงจร  
5C : สวิตช์ปิดวงจร

รูป 2.2.2-1 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อยพื้นฐาน  
รูป 2.2.2-2 แสดงลักษณะของสัญญาณฟันเลื่อยที่ได้

เมื่อเริ่มพิจารณาสมมติให้สวิตช์ปิดอยู่ จึงไม่มีประจุค้างอยู่ในตัวเก็บประจุ จากนั้นสวิตช์ได้ถูกเปิดออก ตัวเก็บประจุจะเริ่มอัดประจุ แรงดันที่ตกคร่อมมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ ไปสู่ค่า E ของแบตเตอรี่ เมื่อพิจารณารูป 2.2.2-4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าคงตัวเวลา (time constant,  $T=RC$ ) กับเปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ



รูป 2.2.2-3 แสดงวงจรการอัดประจุของ C  
รูป 2.2.2-4 แสดงกราฟการอัดประจุของ C

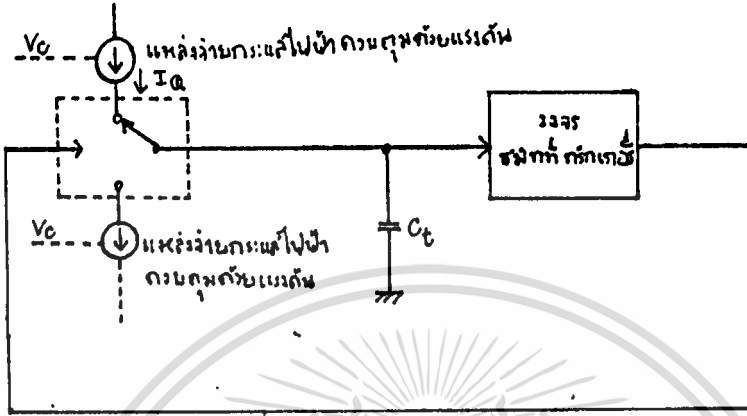
จะเห็นว่าที่ 1 ค่าคงตัวเวลา ตัวเก็บประจุจะอัดประจุจนมีค่าแรงดันตกคร่อมไม่เกิน 63.2% ของแรงดันสูงสุด E ในช่วงนี้การเปลี่ยนแปลงแรงดันจะยังคงเป็นเชิงเส้น การเปลี่ยนแปลงค่าเวลาที่ใช้ในการอัดประจุจะมีแรงดันที่ต้องการ ทำได้โดยการควบคุมค่า R และ C ตามวงจรรูป 2.2.2-3 นอกจากนี้แรงดัน E ที่จ่ายให้กับวงจรยังเป็นตัวควบคุมเวลาที่ใช้ในการอัดประจุให้มี

เมื่อ  $E_0$  มีขนาดเพิ่มขึ้นจนเท่ากับ  $E_1$  วงจรเปรียบเทียบกับแรงดันจะทำให้  
 สวิตช์เปิดวงจร ตัวเก็บประจุจึงคายประจุอย่างรวดเร็ว ขนาดของ  $E_0$  จึงลดลง  
 จนมีค่าเป็น ศูนย์ วงจรเปรียบเทียบกับแรงดันก็จะไปทำให้สวิตช์เปิดวงจร ตัวเก็บ  
 ประจุก็จะเริ่มอัดประจุจน  $E_0$  มีค่าเพิ่มขึ้น วงจรจะทำงานซ้ำ ๆ อย่างเช่นนี้ก็จะ  
 ได้สัญญาณรูปฟันเลื่อยออกมาได้

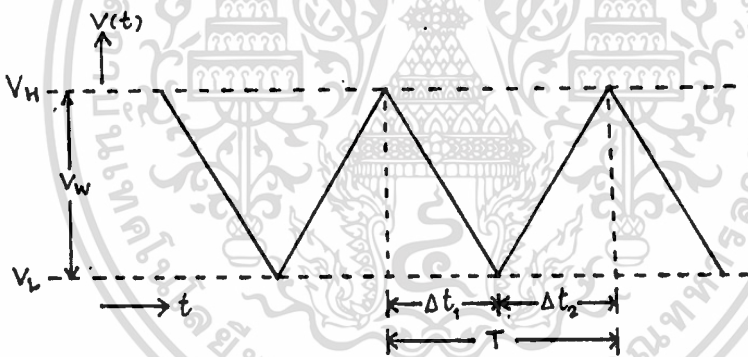


2.2.4 วงจรโวลเตจ คอนโทรล ออสซิลเลเตอร์ (VCO)

วีซีโอ เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่งผลิตสัญญาณมีความถี่ขึ้นอยู่กับการควบคุมแรงดันจากภายนอกที่ป้อนให้กับวงจร เรามักต้องการ วีซีโอ ที่มีความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และแรงดันควบคุมความถี่เป็นลักษณะเชิงเส้น



รูป 2.2.4-1 แสดงวงจรการทำงานพื้นฐานของ วีซีโอ



รูป 2.2.4-2 แสดงลักษณะของแรงดันที่ตกคร่อม  $C_T$  ในรูป 2.2.4-2

จากรูป 2.2.4-1 แสดงแผนผังการทำงานพื้นฐานของวงจร วีซีโอ ซึ่งใช้ในไอซีทั่วไป แหล่งจ่ายกระแสควบคุมแรงดัน จะอัด (charge) และคายประจุ (discharge) ผ่านตัวเก็บประจุ  $C_T$  โดยมีวงจรชMIT ทริกเกอร์ เป็นตัวควบคุมคาบเวลาในการอัดและคายประจุ สำหรับวงจรชMIT ทริกเกอร์ นี้จะมีระดับแรงดันการสวิทช์อยู่ 2 ระดับ คือ แรงดันเทรสโวล (threshold voltage)  $V_L$  และ  $V_H$

ช่วงกว้างของแรงดัน  $V_w = V_H - V_L$

เมื่อแหล่งจ่ายกระแสทำให้  $C_T$  ถูกอัดและคายประจุ แรงดันตก

คร่อม  $C_T$  จะแปรเป็นเชิงเส้นตามเวลา ถ้ากระแสที่อัดประจุให้  $C_T$  มีขนาดเท่ากับที่คายประจุแล้ว แรงดันตกคร่อม  $C_T$  จะเป็นรูปสามเหลี่ยมที่สมมาตร ในการอัดประจุนั้น  $C_T$  จะได้รับการจ่ายกระแสจากแหล่งจ่ายกระแสตัวบนในรูป 2.2.4-1 เมื่อการอัดประจุเพิ่มขึ้นจนมีแรงดันมีค่า  $V_H$  วงจรขมิก ทริกเกอร์จะทำงานกล่าวคือ จะสับสวิตช์ จากแหล่งจ่ายกระแสตัวบนไปยังแหล่งจ่ายกระแสตัวล่างตามรูป 2.2.4-1  $C_T$  ในขณะนี้ซึ่งต่ออยู่กับแหล่งจ่ายกระแสตัวล่างก็จะคายประจุไปยังแหล่งจ่ายกระแสดังกล่าวจนกระทั่งแรงดันลดลง เหลือ  $V_L$  ก็จะไปทำให้วงจรขมิก ทริกเกอร์ทำงาน นั่นคือ สวิตช์จะถูกสับไปต่ออยู่กับแหล่งจ่ายกระแสตัวบนอีกครั้ง วงจรจะทำงานซ้ำ ๆ อยู่เช่นนั้น

พิจารณา ความชันของแรงดัน  $v(t)$  คร่อมตัวเก็บประจุ  $C_T$

$$\begin{aligned} dv(t)/dt &= d(Q/C_T)/dt && ; Q \text{ เป็นประจุใน } C_T \\ &= (1/C_T)(dQ/dt) \\ &= \pm I_Q/C_T \quad \dots (2.2.4-1) \end{aligned}$$

เวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนแรงดันจาก  $V_L$  เป็น  $V_H$  หรือ  $V_H$  เป็น  $V_L$  สามารถหาได้ สำหรับในกรณีนี้แรงดันตกคร่อม  $C_T$  มีรูปสมมาตร เนื่องจากกระแสมีขนาดเท่ากันในการอัดและคายประจุผ่าน  $C_T$

จาก  $\Delta t_1 = \Delta t_2$

และ

$$\frac{V_H - V_L}{\Delta t_2} = \frac{V_L - V_H}{\Delta t_1} = \frac{I_Q}{C_T}$$

ทำให้

$$\frac{(V_H - V_L)C_T}{I_Q} = \frac{V_H C_T}{I_Q} \quad \dots (2.2.4-2)$$

คาบเวลาในการ ออสซิลเลต =  $T = \Delta t_1 + \Delta t_2$

$$= \frac{V_H C_T}{I_Q} \quad \dots (2.2.4-3)$$

ความถี่ในการ ออสซิลเลต ;  $f_o = \frac{1}{T} = \frac{I_q}{2V_w C_t}$  ... (2.2.4-4)

ถ้าหากแหล่งจ่ายกระแสมีความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับกระแสเป็นลักษณะเชิงเส้น กล่าวคือ

$$I_q = G_c(V_c + V_o) \quad \dots (2.2.4-5)$$

โดยที่  $G_c$  เป็นค่าทรานสเฟออร์ คอนดัคแตนซ์ ของแหล่งจ่ายกระแส และ  $V_c$  เป็นแรงดันควบคุม ดังนั้น

$$f_o = \frac{I_q}{2V_w C_t}$$

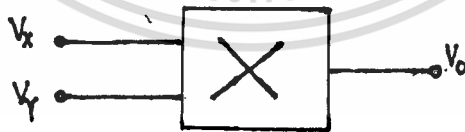
$$= \frac{G_c(V_c + V_o)}{2V_w C_t} \quad \dots (2.2.4-6)$$

จะเห็นว่า ความถี่ในการ ออสซิลเลต จะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นของแรงดันควบคุม  $V_c$  ถ้าให้  $K_v$  เป็นสัมประสิทธิ์การเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่ (voltage-to-frequency transfer coefficient) จะได้

$$K_v = \frac{df_o}{dV_c} = \frac{G_c}{2V_w C_t} \quad \dots (2.2.4-7)$$

## 2.2.5 วงจรคูณ (multiplier)

เป็นอุปกรณ์ที่ให้แรงดันเอาต์พุต มีค่าแปรตามผลคูณแรงดันของ 2 สัญญาณอินพุต



รูป 2.2.5-1 แสดงบล็อก โคจรแกรมของวงจรคูณ  
สมการแสดงความสัมพันธ์ทางอุดมคติของวงจรคูณ คือ

$$V_o = K V_x V_y \quad \dots (2.2.5-1)$$

เมื่อ  $V_x$  และ  $V_y$  เป็นแรงดันทางด้านอินพุตของวงจร

$V_o$  เป็นแรงดันทางด้านเอาต์พุตของวงจร

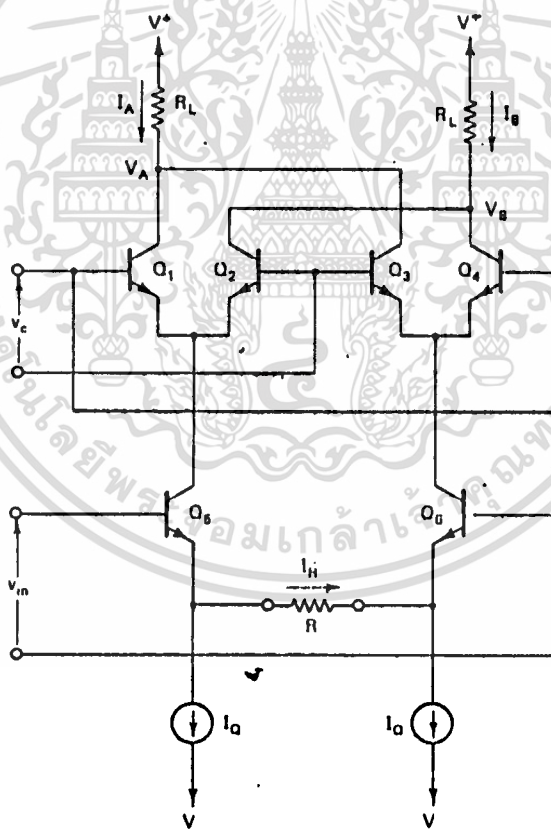
(สำหรับวงจรคูณทางอิเล็กทรอนิกส์นี้ อินพุต และ เอาต์พุต จะเป็นได้ทั้งแรงดัน

และกระแส)

K เป็นค่าคงที่ของเกน (gain constant)

ความสัมพันธ์ดังกล่าวเป็นคุณสมบัติของวงจรถูกแบบโฟร์ ควอดแดรนต์ (four quadrant multiplier) ดังนั้นขนาดและชื่อของเอาต์พุต จะถูกกำหนดโดย อินพุต เท่านั้น

เนื่องจากความต้องการที่แท้จริงนั้น เราต้องการวงจรถูก เพื่อคุณลักษณะความถี่เดียวกับสัญญาณจาก วงจรโวลเตจ คอนโทรล ออสซิลเลเตอร์ และเนื่องจากอุปกรณ์ที่เป็นวงจรถูกแบบโฟร์ ควอดแดรนต์ มีราคาแพงและหาซื้อยาก เราจึงมาใช้อุปกรณ์ที่มีการทำงานเป็น วงจรมอดูเลเตอร์แบบดับเบิลบาลานซ์ ซัพเพรส แครีเรีย (suppressed carrier double balance modulator) ซึ่งหาซื้อได้ง่ายและราคาถูกกว่า ในขณะที่เดียวกันก็ใช้งานได้ดีเช่นกัน



รูป 2.2.5-2 แสดงวงจรถูกบาลานซ์ มอดูเลเตอร์แบบพื้นฐาน

## การมอดูเลชันด้วยความถี่พาห้ที่มีขนาดเล็ก

### (Modulation operation with small carrier amplitude)

จากวงจรรูป 2.2.5-1 เราจะพิจารณาการทำงานของวงจรนี้ ในกรณีที่สัญญาณพาห้  $V_c$  มีขนาดเล็ก ไม่เกิน 25 มิลลิโวลต์ ซึ่งคู่ทรานซิสเตอร์ ที่ทำงานเป็น ดิฟเฟอเรนเชียล แอมพลิไฟเออร์ (differential amplifier) คือ  $Q_1-Q_2$  และ  $Q_3-Q_4$  จะทำงานอยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้น ของ ทรานส์เฟอร์ คาแรคเตอร์ริสติก (transfer characteristics) เมื่อ  $i_1$  และ  $i_2$  เป็นกระแสคอลเลคเตอร์ ac ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ตามลำดับ

$$\begin{aligned} i_1 &= g_F V_c \\ i_2 &= -i_1 = -g_F V_c \end{aligned} \quad \dots (2.2.5-2)$$

โดยที่  $g_F$  เป็นค่า ไดนามิค ฟอว์เวิร์ด ทรานส์เฟอร์คอนดักแตนซ์ (dynamic forward transfer conductance) ของคู่ดิฟเฟอเรนเชียล  $Q_1-Q_2$

เมื่อ  $I_E$  เป็นกระแสที่จุดทำงานของคู่  $Q_1-Q_2$

$$\begin{aligned} I_E &= I_Q + I_R \\ \frac{I_E}{I_Q} &= 1 + \frac{v_m / (R + 2r_{eb})}{V_T} \end{aligned} \quad \dots (2.2.5-3)$$

เมื่อ  $r_{eb} = \frac{V_T}{I_Q}$

$V_T$  = thermal voltage = 25.85 mV ที่ 300 K

นอกจากนี้ค่า  $g_F$  หาได้จาก

$$g_F = \frac{I_E}{4V_T} \quad \dots (2.2.5-4)$$

จาก สมการ 2.2.5-2

$$i_1 = g_F v_c = \frac{I_Q + v_m / (R + 2r_{eb})}{4V_T} v_c$$

$$= \frac{I_Q v_c}{4V_T} + \frac{v_m v_c}{4V_T (R + 2r_{eb})} \quad \dots (2.2.5-5)$$

ในทำนองเดียวกัน สำหรับคู่ดิฟเฟอเรนเชียล  $Q_3-Q_4$  จะได้

$$i_4 = \frac{I_Q v_c}{4V_T} - \frac{v_m v_c}{4V_T (R + 2r_{eb})} \quad \dots (2.2.5-6)$$

จะสังเกตเห็นว่า

$$i_2 = -i_1 \quad \text{และ}$$

$$i_3 = -i_4$$

$$I_A = I_1 + I_3$$

$$I_B = I_2 + I_4$$

ส่วนประกอบของกระแส ac

$$i_A = i_1 + i_3$$

$$= \frac{v_m v_c}{2V_T(R + 2r_{cb})} \quad \dots (2.2.5-7)$$

$$i_B = i_2 + i_4$$

$$= \frac{-v_m v_c}{2V_T(R + 2r_{cb})} \quad \dots (2.2.5-8)$$

แรงดันบาลานซ์ เอาท์พุท ac

$$v_o = v_b - v_a$$

$$= (i_a - i_b)R_L$$

$$= \frac{v_m v_c R_L}{V_T(R + 2r_{cb})} \quad \dots (2.2.5-9)$$

ถ้า  $v_c = V_c \sin \omega_c t$  และ  $v_m = V_m \sin \omega_m t$  เราจะได้

$$v_o = \frac{V_c V_m R_L}{2V_T(R + 2r_{cb})} [\cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t] \quad \dots (2.2.5-10)$$

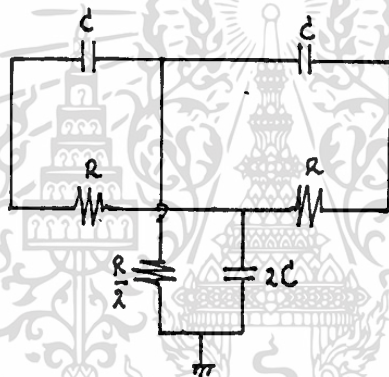
เทอม  $(\omega_c - \omega_m)$  เป็น โลว์เวอริ์ไซด์แบนด์ (lower sideband) ในขณะที่เทอม  $(\omega_c + \omega_m)$  เป็น อັปเปอร์ไซด์แบนด์ (upper sideband) ในสมการแสดงค่า  $v_o$  ไม่มีเทอมของความถี่พาห้เข้ามาเกี่ยวข้องกับลักษณะของวงจรเช่นนี้เรียกว่า ดับเบิลไซด์แบนด์ ซิวเพรส แคร้เวีย (DSB/SC)

## 2.2.6 วงจรเลือกความถี่ (BPF)

เป็นวงจรที่ยอมให้สัญญาณบางช่วงความถี่เท่านั้นผ่านวงจรออกไปได้ ส่วนสัญญาณซึ่งมีความถี่อยู่นอกช่วงที่กำหนดจะถูกดัก (attenuate) ไม่

สามารถผ่านวงจรออกไปได้ ในกรณีที่สัญญาณอยู่ในช่วงความถี่ใช้งานที่ไม่สูงนัก ถ้าเราออกแบบวงจรเลือกความถี่ด้วยอุปกรณ์ทางพาสซีฟ (passive) มักจะมีปัญหาเกี่ยวกับเรื่องขนาดของอุปกรณ์ คือ ค่า อินдукแตนซ์ (inductance) ที่คำนวณได้จะต้องใช้ ขดลวดเหนี่ยวนำที่มีขนาดใหญ่มาก จนอาจจะต้องใช้พวก แกนแม่เหล็ก (magnetic-core) และค่าตัวเก็บประจุที่ใช้มีค่ามาก ๆ จึงทำให้มีราคาแพง สร้างยาก น้ำหนักมาก และเปลืองเนื้อที่ เราจึงหลีกเลี่ยงปัญหา ขั้วชากดังกล่าวด้วยการใช้แอกทีฟ ฟิลเตอร์ (active filter) ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์ที่สำคัญ คือ ออปเปอร์เรชันนัล แอมพลิไฟเออร์ (Operational Amplifier : Op Amp) และอุปกรณ์พวก RC

วงจรเลือกความถี่จะมีความสามารถในการเลือกความถี่ได้ดี จะต้องมียค่า Q สูง วงจรที่ใช้จะเป็น พาสซีฟ ทวิน-ที (passive twin-T) โดยมี ออปแอมป์ ต่อร่วมอยู่ในลักษณะป้อนกลับแบบลบ (Negative Feedback)



รูป 2.2.6-1 แสดงวงจร RC ทวิน-ที สมมาตร

จากวงจรรูป 2.2.6-1 มี ทรานสเฟอ์ ฟังก์ชัน

$$F(j\Omega) = \frac{1 - \Omega^2}{1 + 4j\Omega - \Omega^2} \quad \dots (2.2.6-1)$$

เมื่อเทียบกับสมการรูปทั่วไป

$$F(j\Omega) = \frac{1 - \Omega^2}{1 + (1/Q_d)j\Omega - \Omega^2} \quad \dots (2.2.6-2)$$

จะได้ว่า  $Q_D = 1/4$

ถ้าป้อนสัญญาณเข้าทาง อินพุต โดยเปลี่ยนความถี่ไปเรื่อย ๆ แต่มีขนาดสัญญาณคงที่ แล้ววัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุต จะพบว่าวงจรมีแนวโน้มให้สัญญาณทุก ๆ ความถี่ผ่านได้หมดยกเว้นความถี่ที่เกิดรีโซแนนซ์ (resonance) เพียงความถี่เดียว

เมื่อต่อวงจร ทวิน-ที ดังกล่าวเข้ากับขาลบของออปแอมป์ดังรูป 2.2.6-2 จะหา ทรานสเฟอ์ ฟังก์ชันได้โดย

$$F = \frac{U_{out}}{U_{in}} \quad \dots (2.2.6-3)$$

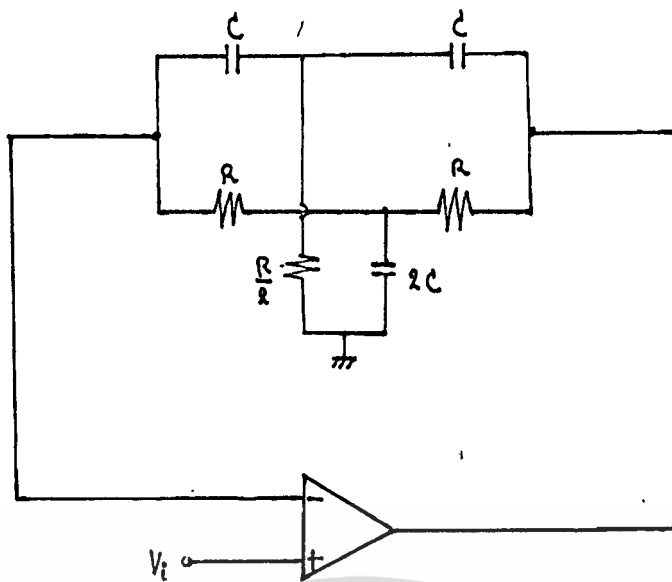
เมื่อ A คือ อัตราขยายของ Op Amp (Open loop gain) และ  $A \gg 1$  จะได้

$$F = \frac{1 + 4j\Omega - \Omega^2}{1 + 4j\Omega/A - \Omega^2} \quad \dots (2.2.6-4)$$

ในกรณีนี้ จะเห็นว่า Q ของวงจร

$$Q_A = A/4$$

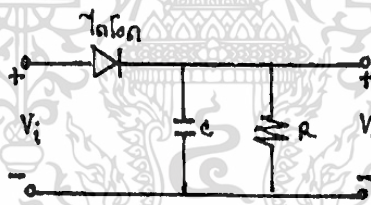
นั่นคือ เราสามารถปรับ Q ของระบบให้สูงขึ้นได้โดยการควบคุมอัตราขยายของ Op Amp ก็จะทำให้วงจรมีประสิทธิภาพในการเลือกความถี่ได้ดียิ่งขึ้น



รูป 2.2.6-2 แสดงวงจรเลือกความถี่

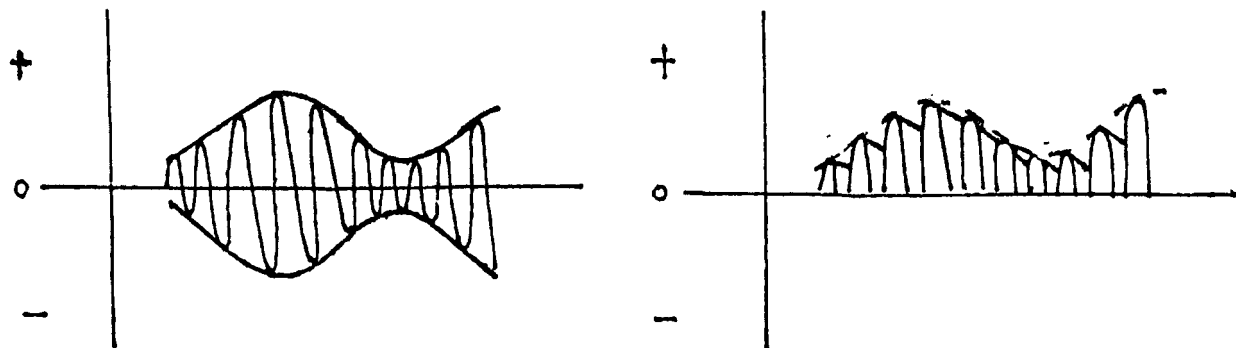
2.2.7 วงจรเอนVELOPE ดีเทคเตอร์ (Envelope Detector)

เป็นวงจรที่ใช้ในการสร้างสัญญาณเดิมซึ่งได้ถูกมอดูเลต ในที่นี้เรา  
ใช้วงจรลักษณะที่เป็น ไดโอด ดิมอดูเลเตอร์ ดังรูป



รูป 2.2.7-1 แสดงวงจรเอนVELOPE ดีเทคเตอร์ แบบพื้นฐาน

โดยอาศัยคุณสมบัติของ ไดโอดเป็นเรกติไฟเออร์ (Rectifier) ในการดีเทค สัญญาณเดิมออกมา ซึ่งวงจรลักษณะนี้เป็นที่ใช้กันอย่างกว้างขวาง เมื่อสัญญาณอยู่ในช่วงความถี่เสียง จากวงจรรูป มีหลักการทำงานง่าย ๆ คือ เมื่อสัญญาณที่ถูกมอดูเลตผ่านวงจรเลือกความถี่เข้ามาเป็นสัญญาณอินพุท ของวงจรดีเทคเตอร์

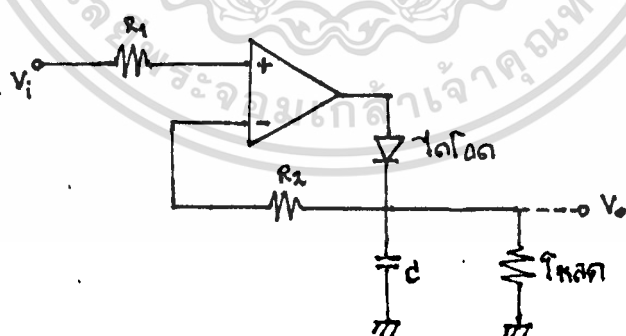


รูป 2.2.7-2 แสดงลักษณะสัญญาณ อินพุทของวงจรถัด เตลเตอร

รูป 2.2.7-3 แสดงลักษณะสัญญาณ เอาท์พุทของวงจรถัด เตลเตอร

จากรูป 2.2.7-2 ชักบวทของสัญญาณอินพุททำให้ขั้ว อานอด (anode) ของไดโอด มีศักดาสูงกว่า ขั้วคาโทด (cathode) ไดโอดจึงนำ กระแสไปอึด (charge)  $C$  แรงดันเอาท์พุทจึงเพิ่มมันจนถึงค่าสูงสุดชั่วขณะ ของแรงดันของคลื่นพาท์ที่อยู่ภายในเอนเวรลอปเมอคลื่นพาท์มีแรงดันลดต่ำลง  $C$  จะคายประจุผ่านความต้านทาน  $R$  โดยจะคายประจุช้าหรือเร็วขึ้นกับ ค่าคงที่ เวลา (time constant)  $C$  จะคายประจุจนกว่าแรงดันของคลื่นพาท์มีค่าสูง กว่าเอาท์พุทก็จะเกิดการอึดประจุอึดอีก ด้วยขบวนการดังกล่าวกี้สามารถ ดีเทค สัญญาณออกมาได้

สำหรับวงจรถัด เตลเตอรที่ได้นำมาใช้ แสดงได้ดังรูป



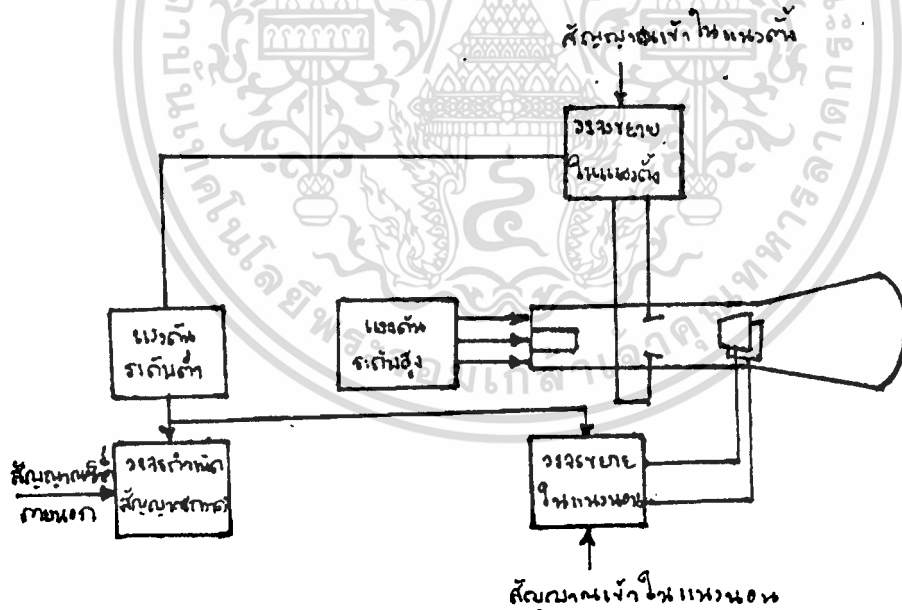
รูป 2.2.7-4 แสดงวงจรถัด เตลเตอร

เมื่อข้อนแรงดันเป็นบวกเข้าขงขั้ว นอนอินเวอร์ตตั้ง แรงดันที่เกิดขึ้นทางเอาท์ของออปแอมป์จะไปไบแอสตรง (forward bias) ทำให้ ไดโอดนำกระแสแล้วไปอัดประจุให้แก่ตัวเก็บประจุ จนกระทั่ง แรงดันที่ขั้วอินพุตทั้งสองมีค่าเท่ากัน แล้วตัวเก็บประจุจะทำการคายประจุ ผ่านโหลด (load)

การเพิ่มออปแอมป์เข้ามาในวงจรดีเทคเตอร์จะทำให้วงจรทำงานมีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น กล่าวคือ วงจรรูปที่ 2.2.7-1 นั้น จะมีแรงดันบางส่วนสูญเสียไป เนื่องจากคุณสมบัติความต้านทานภายในของไดโอด แต่ในวงจรรูป 2.2.7-4 นั้น ตามคุณสมบัติของออปแอมป์ ซึ่ง อินพุต อิมพีแดนซ์ มีค่ามากเป็นอนันต์แต่ เอาท์พุท อิมพีแดนซ์ มีค่าน้อยมาก จึงทำให้ แรงดันเอาท์พุท มีการสูญเสียน้อยกว่าในกรณีแรก

2.2.8 ออสซิลโลสโคป

ประกอบด้วยหลอดรังสีคาโทด (cathode ray tube) ที่มีแผ่นเบี่ยงเบนแนวตั้งและแนวนอน ซึ่งจะถูกขยายด้วยวงจรขยาย จนมีค่าที่สามารถเกิดปรากฏการณ์เบี่ยงเบนของของลำอิเล็กตรอน เพื่อให้เกิดภาพได้



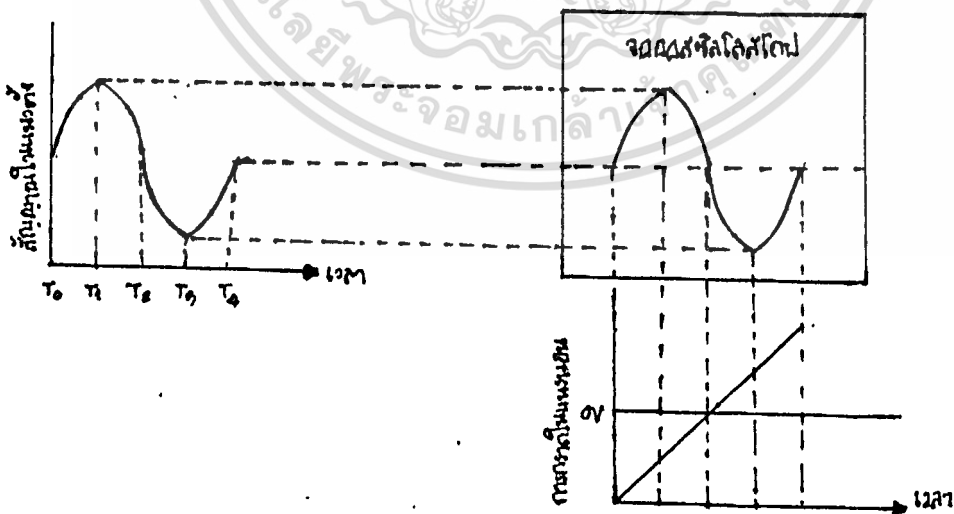
รูป 2.2.8-1 แสดงบล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของ ออสซิลโลสโคป

จากแผนผังแสดงส่วนประกอบของออสซิลโลสโคป จะสังเกตเห็นว่า วงจรขยายตามแกนนอน (Horizontal Amplifier) จะมีสัญญาณอินพุทเข้ามาได้ 2 ทาง สัญญาณหนึ่งนั้นได้จากวงจรกวาด (sweep generator) ที่อยู่ภายใน และอีกสัญญาณมาจากภายนอก ส่วนวงจรขยายตามแกนตั้ง

(Vertical Amplifier) มีสัญญาณอินพุทเพียงสัญญาณเดียว รูปที่ปรากฏบนจอเกิดจากการป้อนขนาดของสัญญาณเข้าสู่วงจรขยายตามแกนตั้ง โดยทำให้เกิดภาพอย่างต่อเนื่องบนจอด้วยการควบคุมการกวาดจากสัญญาณที่เข้าสู่แกนนอน

ในการทดลองสำหรับโครงการนี้ ซึ่งต้องการนำสัญญาณจากวงจรดีเทคเตอร์ มาแสดงผลบนจอของ ออสซิลโลสโคป ดังนั้นจึงใช้ สโคปในโหมด X-Y เพื่อให้สามารถใช้งานสโคปเป็นแบบ X-Y คือแบบไม่มีฐานเวลาภายใน (internal time base) นั่นคือ เราจะป้อนสัญญาณจากวงจรดีเทคเตอร์เข้าสู่วงจรขยายตามแกนตั้ง (Y) และป้อนสัญญาณจากภายนอกเข้าควบคุมตามแกนนอน (X) ซึ่งในที่นี้คือ สัญญาณจากวงจรสร้างสัญญาณรูปฟันเลื่อย หรือสัญญาณจากวงจรสร้างสัญญาณรูปซันบันได โดยเมื่อใช้สัญญาณรูปฟันเลื่อยมาควบคุมจะทำให้เกิดภาพมีลักษณะต่อเนื่อง (continuous) ตลอดทั้งจอ แต่ถ้าใช้สัญญาณรูปซันบันไดมาควบคุม จะทำให้เกิดภาพมีลักษณะไม่ต่อเนื่อง (discrete) ซึ่งจะเป็นการแสดงสเปกตรัมของความถี่ต่าง ๆ ได้โดยประมาณเท่านั้น

### การเกิดภาพบนจอสโคป



รูป 2.2.๑-2 แสดงการเกิดภาพบนจอในโหมด X-Y

จากรูป ๒.๒.๑-๒ ที่เวลา  $T_0$  แรงดันที่แผ่นเบี่ยงเบนแนวนอนจะมีค่าเป็นลบมากที่สุด ซึ่งทำให้ลำอิเล็กตรอน อยู่ทางซ้ายสุดของจอภาพ ในขณะที่เดียวกันแรงดันของคลื่นรูปไซน์ ที่ป้อนไปยังแผ่นเบี่ยงเบนแนวตั้งมีค่า 0 โวลท์

ที่เวลา  $T_1$  แรงดันที่แผ่นเบี่ยงเบนแนวนอนมีค่าเป็นบวก ซึ่งทำให้ลำอิเล็กตรอนเคลื่อนจากซ้ายไปขวา ในขณะที่เดียวกันแรงดันที่แผ่นเบี่ยงเบนแนวตั้งมีค่าเป็นบวก ซึ่งทำให้ลำอิเล็กตรอนเคลื่อนไปยังด้านบนของจอ

ที่เวลา  $T_2$  คลื่นรูปไซน์มีเฟส 180 องศา ในขณะที่แรงดันของแผ่นเบี่ยงเบนในแนวนอนทำให้ลำอิเล็กตรอนอยู่ที่กึ่งกลางจอ

ที่เวลา  $T_3$  และ  $T_4$  ก็อธิบายได้ทำนองเดียวกัน ดังนั้นเราจะได้ว่า ถ้าเวลาในการกวาดสัญญาณทางแนวนอน เท่ากับคาบของ 1 คลื่นรูปไซน์แล้ว จอภาพจะปรากฏให้เห็นคลื่นรูปไซน์ 1 รูปเต็มจอ เพราะฉะนั้นรูปคลื่นที่ปรากฏบนจอภาพจะถูกควบคุมด้วยเวลาในการกวาดสัญญาณในแนวนอน

\* จากการทดลองเมื่อปรับอุปกรณ์ภายในวงจรสร้างสัญญาณรูปฟันเลื่อยจนได้คาบเวลาของคลื่นรูปฟันเลื่อยมากที่สุดที่จอจะแสดงภาพดังกล่าวโดยไม่กระพริบ ปรากฏว่าจะได้สัญญาณเอาต์พุตออกมา มี รีโซลูชัน ที่ดีกว่าเมื่อคาบของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่าน้อย ๆ

### บทที่ 3

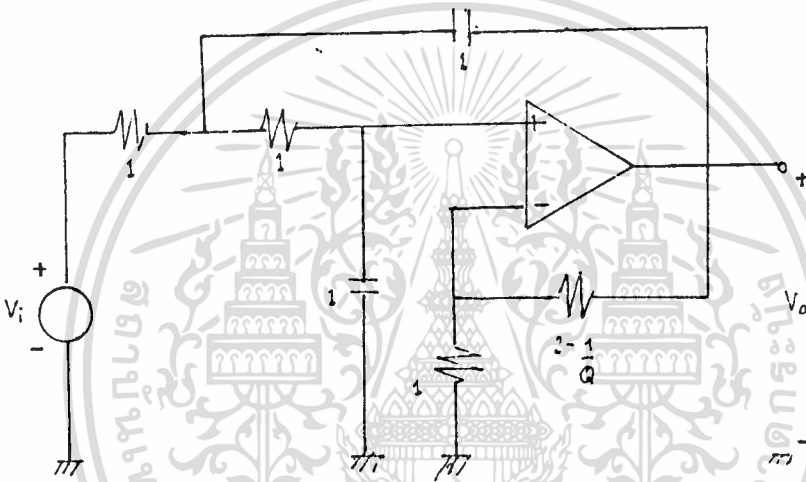
#### การคำนวณและการสร้าง

##### 3.1 วงจรโลว์พาส ฟิลเตอร์

เมื่อกำหนดให้  $R_1 = R_2 = 1$  และ  $C_1 = C_2 = 1$   
จาก ทรานสเฟิร์ ฟังก์ชัน

$$T(S) = \frac{K}{s^2 + (3-K)s + 1}$$

วงจรจะอยู่ในรูป



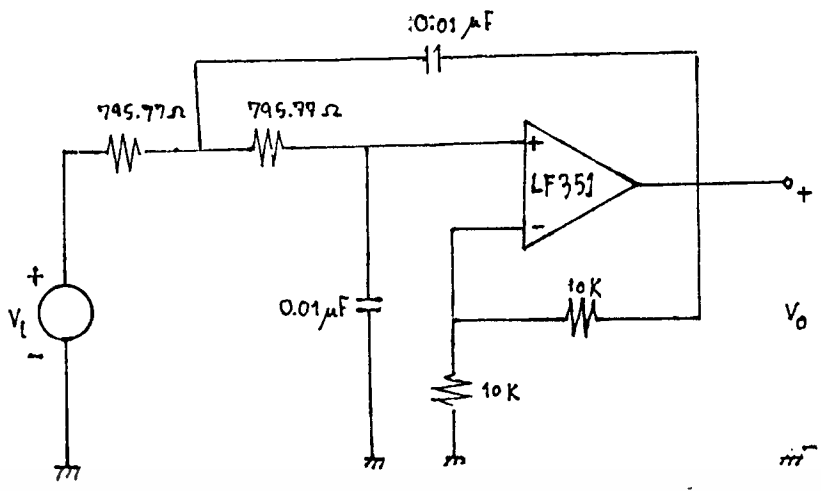
รูป 3.1-1 แสดงขั้นตอนการคำนวณค่าในโลว์พาส ฟิลเตอร์

เมื่อทำการเลื่อนค่าทางความถี่ (frequency scaling) จากความถี่ 1 เฮิรตซ์ เป็นความถี่ 20 กิโลเฮิรตซ์ ด้วยการหารค่ารีซิสแตนซ์ ทุกค่าด้วย  $2 \times 20 \times 10^3$  จากนั้นจึงทำการเลื่อนค่าทางอิมพีแดนซ์ (impedance scaling) เพื่อเปลี่ยนค่าของอิลิเมนต์ต่าง ๆ ให้เหมาะสมกับค่าที่จะหาได้ สำหรับกรณีนี้ เราจะสเกล ด้วยอัตราส่วน  $10^6$

$$R_1 = R_2 = \frac{1}{2 \times 20 \times 10^3} \times 10^8 = 795.77 \text{ โอห์ม}$$

$$C_1 = C_2 = 1 \times 10^{-6} = 0.01 \text{ ไมโครฟารัด}$$

ส่วนค่า  $R_A$  และ  $R_B$  ไม่มีผลต่อ ทรานสเฟิร์ ฟังก์ชัน ของระบบ เราจึงสามารถ สเกลได้อย่างอิสระ ซึ่งเราให้  $R_A = R_B = 10$  กิโลโอห์ม

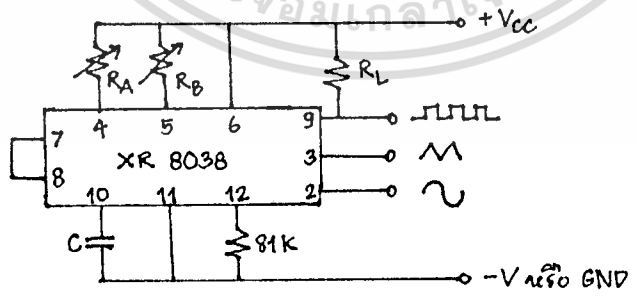


รูป 3.1-2 แสดงวงจรโลว์พาส ฟิลเตอร์

3.2 วงจรสร้างสัญญาณรูปฟันเลื่อย

เลือกใช้ ไอซี เบอร์ XR-8038 ซึ่งเป็นไอซีที่ผลิตสัญญาณคลื่นรูปต่าง ๆ ได้ ลักษณะรูปคลื่นที่ถูกดัดแปลงมากเบอร์หนึ่ง สามารถใช้งานในช่วงความถี่กว้าง ตั้งแต่ 0.001 เฮิร์ต ถึง 1 เมกะเฮิร์ต นอกจากนี้ยังสามารถปรับค่า duty cycle (Duty cycle) และความถี่ของสัญญาณได้ง่ายจากค่าอุปกรณ์ R, C ภายนอก ดังนั้นสามารถคำนวณค่า ไรส์ไทม์ (rise time) และ ฟอลไทม์ (fall time) ให้พอเหมาะเพื่อให้ได้สัญญาณรูปฟันเลื่อยตามต้องการ

เมื่อทดลองใช้ออสซิลโลสโคป เพื่อหาค่าความถี่ต่ำสุดโดยประมาณใน การเกิดภาพบนจอ แล้วภาพยังไม่กระพริบ พบว่าความถี่ไม่ควรน้อยกว่า 200 เฮิร์ต จากนั้นต่อวงจรดังรูป



รูป 3.2.-1 แสดงวงจรสร้างรูปคลื่นจาก XR-8038

สำหรับเอาต์พุตนั้นเราดึงจากขา 3 ของไอซี ซึ่งจะให้สัญญาณรูปสามเหลี่ยม โดยขนาดของสัญญาณมีค่าเท่ากับ 1/3 ของ Vcc ดังนั้นสัญญาณเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พินเลี้ยงที่ได้จะมีค่าตั้งแต่ -4 ถึง +4 โวลต์

### การคำนวณ

$$\text{ค่าไรซ์ไทม์ } t_1 = \frac{C \times V}{I} = \frac{C \times 1/3 \times V_{CC} \times R_A}{1/5 \times V_{CC}} = \frac{5}{3} R_A \times C \quad \dots (3.2-1)$$

$$\text{ค่าฟอลไทม์ } t_2 = \frac{C \times V}{I} = \frac{C \times 1/3 V_{CC}}{\frac{2}{5} \times \frac{V_{CC}}{R_B} - \frac{1}{5} \times \frac{V_{CC}}{R_A}} = \frac{5}{3} \times \frac{R_A R_{BC}}{2R_A - R_B} \quad \dots (3.2-2)$$

$$\text{ความถี่ } f = \frac{1}{t_1 + t_2}$$

$$= \frac{1}{\frac{5}{3} R_A C \left( 1 + \frac{R_B}{2R_A - R_B} \right)}$$

โดยที่ความถี่ที่ต่ำสุดเท่ากับ 200 เฮิร์ต และสำหรับค่าคงที่เวลา (time constant : RC) นั้นสามารถที่จะเลือกได้หลายค่า ขึ้นอยู่กับชาร์จิง เคอร์เร็นท์ (charging current) ภายในไอซี โดยที่

$$i = V_{CC} / 5R_A$$

ค่าที่เหมาะสม สำหรับกระแสนี้ ควรอยู่ระหว่าง 1 ไมโครแอมแปร์ ถึง 1 มิลลิแอมแปร์ ในที่นี้เลือก  $i$  เท่ากับ 0.5 มิลลิแอมแปร์ จะได้

$$\begin{aligned} R_A &= V_{CC} / 5i \\ &= \frac{12}{5 \times 0.5 \times 10^{-3}} \\ &= 4.8 \text{ กิโลโห์ม} \end{aligned}$$

### 3.3 วงจรโวลเตจ คอนโทรล ออสซิลเลเตอร์ (วีซีโอ)

ในการออกแบบสร้างวงจรวีซีโอ นี้เราเลือกใช้ไอซีเบอร์ XR-2206 ซึ่งเป็นไอซีที่สามารถนำมาสร้างวงจรวีซีโอ ให้คุณภาพของเอาต์พุตดี ใช้งานในช่วงความถี่กว้างตั้งแต่ 0.01 เฮิร์ต ถึง 1 เมกกะเฮิร์ต โดยความถี่ที่เอาต์พุต สามารถควบคุมจากอินพุต โวลเตจ ซึ่งก็คือ ขนาดของสัญญาณรูปฟันเลื่อย และอุปกรณ์ภายนอกที่ขาไทม์มิ่ง เทอร์มินัล (timing terminal) ได้ โดยง่าย ช่วงของการกวาดความถี่ก็มีความเป็นเชิงเส้นดี ความถี่ที่ใช้งานนี้สามารถหาได้จาก

$$f_o \text{ (kHz)} = 320 I_T \text{ (mA)} / C_o \text{ (\mu F)} \quad \dots (3.3-1)$$

เมื่อ  $I_T$  เป็นกระแสที่ผ่านเข้าไปยังไทม์มิ่ง เทอร์มินัล

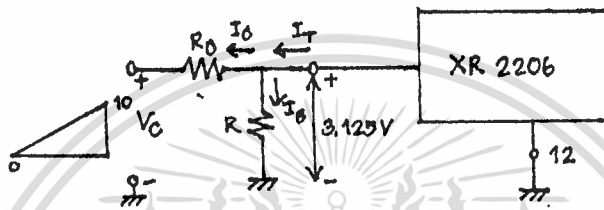
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$C_o$  เป็นตัวเก็บประจุ (timing capacitor)

$f_o$  เป็นความถี่ที่ได้เนื่องจากค่าอินพุต โวลเตจ ค่าหนึ่ง ๆ

การคำนวณ

เนื่องจากที่ขาไทม์มิ่ง เทอร์มินัล มีไบอัส โวลเตจ อยู่ภายใน +3.125 โวลต์ ตามรูป 3.3-1 กำหนดให้ กระแสสูงสุดของ  $I_T$  เท่ากับ 3 มิลลิแอมป์ และสัญญาณอินพุตที่กวาดมีค่าเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง -4 ถึง +4 โวลต์



รูป 3.3-1 แสดงการต่อขั้วไทม์มิ่ง ของ XR-2206 ในโหมดการทำงานวีซีโอ

จากวงจรรูป 3.3-1 จะได้

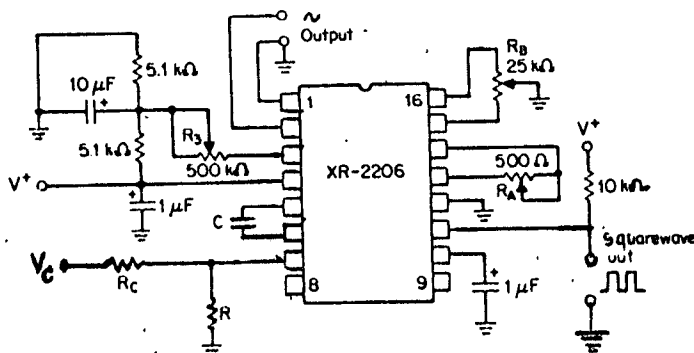
$$I_T = I_B + I_C$$

$$= 3.125/R + (3.125 - V_c)/R_c \dots (3.3-2)$$

แทนค่าสมการ 3.3-2 ลงในสมการ 3.3-1 จะได้

$$f = \frac{0.320}{C_o} \left[ \frac{3.125}{R} + \frac{3.125 - V_c}{R_c} \right]$$

$$= \frac{1}{RC_o} + \frac{1}{R_c C_o} - \frac{V_c}{3.125 R_c C_o}$$



รูป 3.3-2 แสดงวงจรทดลอง ดอนโทรล ๐๐๕ซิลิเกตอร์

$$f = \frac{1}{RC_0} \left[ 1 + \frac{R}{R_c} (1 - V_c/3.125) \right] \quad \dots (3.3-3)$$

โดยการดิฟเฟอเรนเชียล (differentiate) สมการ 3.3-3 จะได้ อัตราการขยาย จากการเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่ (voltage-to-frequency conversion gain K)  $K = \frac{df}{dV_c} = -\frac{0.32}{R_c C_0}$  (Hz/V)

ช่วงการกวาดที่ใช้งานในระบบนี้ต้องการให้ เอาท์พุท กวาดความถี่ ตั้งแต่ 25 กิโลเฮิรต์ ถึง 45 กิโลเฮิรต์ มีช่วงความถี่เท่ากับ 20 กิโลเฮิรต์

$$K \approx 20 \text{ kHz/V} \quad \therefore \frac{0.32}{R_c C_0}$$

$$R_c C_0 = 128 \times 10^{-6} \quad \dots (3.3-4)$$

วงจรวีซีโอจ่ายความถี่ใช้งานสูงสุดเท่ากับ 45 กิโลเฮิรต์ เมื่อ อินพุท  $V_c = -4$  โวลต์ ดังนั้น

$$45,000 = \frac{1}{RC_0} \left[ 1 + \frac{R}{R_c} \left( 1 + \frac{4}{3.125} \right) \right]$$

$$= \frac{1}{RC_0} + \frac{2.28}{R_c C_0}$$

$$= \frac{1}{C_0} \left( \frac{1}{R} + \frac{2.28}{R_c} \right)$$

$$\dots (3.3-5)$$

จาก  $I_r = 3.125/R_r$ ;  $\frac{1}{R_r} = \frac{1}{R} + \frac{2.28}{R_c}$

ที่  $V_c = -4$  V และ ใช้ค่า  $I_c = 2$  mA จะได้

$$R_p = 1200 \text{ โอห์ม}$$

จากสมการ 3.3-5

$$45000 = \frac{1}{1200 \times C_0}$$

$$C_0 = 0.02 \mu\text{F}$$

จากสมการ 3.3-4

$$R_c = \frac{128 \times 10^6}{0.02 \times 10^6}$$

$$= 6400 \Omega$$

จากค่า  $R_p$ 

$$\frac{1}{1200} = \frac{1}{R} + \frac{2.26}{6400}$$

$$R = 2100$$

## 3.4 วงจรเลือกความถี่

ที่ความถี่กลาง 45 กิโลเฮิรต์ =  $2\pi \times 45 = 2.83 \times 10^5$  เรเดียน  
วงจรวิน-ที มีทรานสเฟอ์ ฟังก์ชัน

$$F(j\Omega) = \frac{1 - \Omega^2}{1 + 4j\Omega - \Omega^2}$$

$$F(s) = \frac{s^2 + \frac{1}{R^2 C^2}}{s^2 + \frac{4}{RC}s + \frac{1}{R^2 C^2}}$$

เทียบกับสมการ ไบควอดราติก (Biquadratic)

$$H(s) = K \frac{s^2 + \frac{\omega_z}{Q_z}s + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p}s + \omega_p^2}$$

จะได้ว่า  $(\omega_p)^2 = 1/(RC)^2 = (2.83 \times 10^5)^2$   
 $= 1/RC = 2.83 \times 10^5$

ให้  $C = 1$  ฟารัด

ดังนั้น  $R = 1/(2.83 \times 10^5)$

ทำการเลื่อนค่าทางอิมพีแดนซ์ (impedance scaling) ด้วยค่า  
 $10^6$  จะได้

$$C = 1 \times \frac{150}{10^{-12}} = 150 \text{ พิโคฟารัด}$$

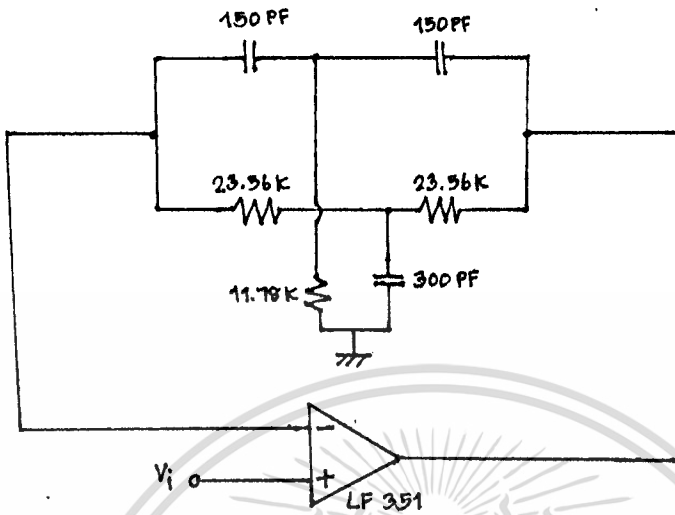
$$R = \frac{10^{12}}{2.83 \times 10^5 \times 150} = 23.56 \text{ กิโลโอห์ม}$$

แล้วต่อวงจรวิน-ที ที่มีค่าของอุปกรณ์ตามที่ได้ออกแบบไว้

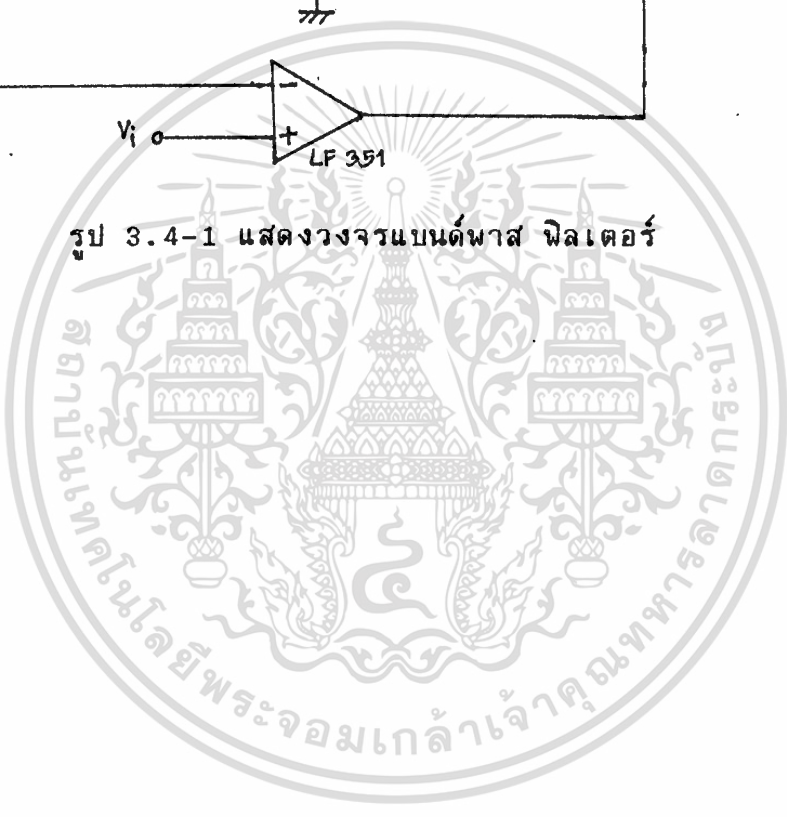
ป้อนกลับแบบลบให้แก่ ออปแอมป์ เบอร์ LF 351 ซึ่งเป็นออปแอมป์ที่สามารถทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

งานที่ความถี่ 45 กิโลเฮิรต์ได้เป็นอย่างดี  
วงจรที่ใช้งานแสดงได้ดังรูป



รูป 3.4-1 แสดงวงจรแบบนำเฟส ฟีดแบ็ค



บทที่ 4

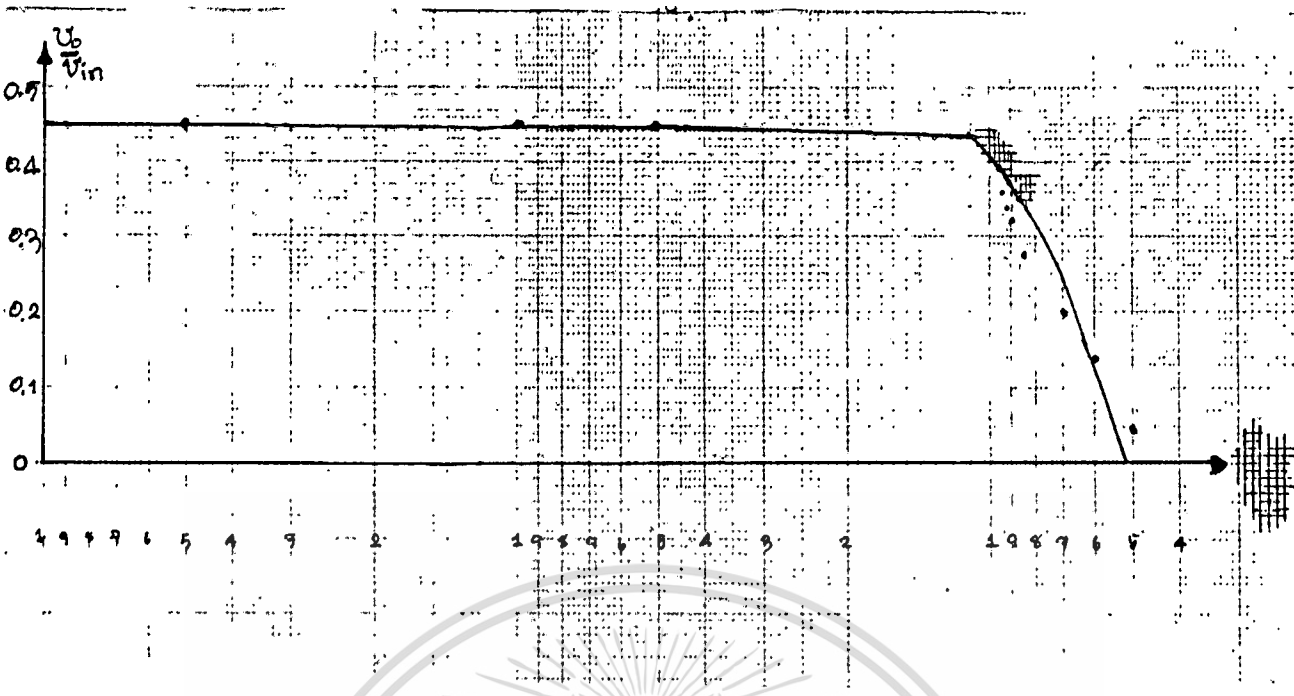
การทดลองและผลการทดลอง

**4.1 วงจรโลว์พาส ฟิลเตอร์**

ทำการทดลองเพื่อทดสอบคุณสมบัติของวงจรโลว์พาส ฟิลเตอร์ ตามรูป 3.1-2 โดยการป้อนสัญญาณที่มีขนาดคงที่ ที่ ความถี่หนึ่ง เข้าทางด้านอินพุต แล้ววัดขนาดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต จากนั้นก็เปลี่ยนไปยังความถี่อื่น โดยที่รักษาให้ขนาดของสัญญาณอินพุตมีค่าคงที่ทุกความถี่

ตารางที่ 4.1-1 แสดงผลการทดลองวงจรโลว์พาส ฟิลเตอร์

ความถี่ (กิโลเฮิรต์)	ขนาดของสัญญาณ (โวลต์)		
	อินพุต	เอาต์พุต	เอาต์พุต/อินพุต
0.5	2.2	1	0.45
1.0	2.2	1	0.45
5.0	2.2	1	0.45
10.0	2.2	0.95	0.43
12.0	2.2	0.9	0.41
14.0	2.2	0.85	0.39
16.0	2.2	0.8	0.36
18.0	2.2	0.75	0.34
20	2.2	0.7	0.32
25	2.2	0.6	0.27
30	2.2	0.45	0.20
40	2.2	0.3	0.14
60	2.2	0.12	0.05

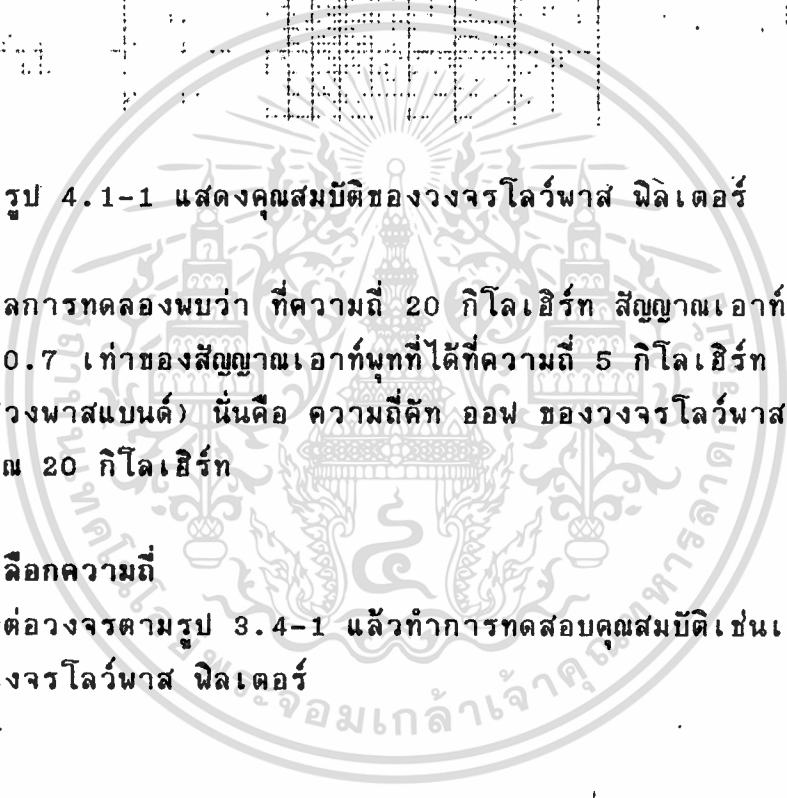


รูป 4.1-1 แสดงคุณสมบัติของวงจรวอร์พาส ฟิลเตอร์

จากผลการทดลองพบว่า ที่ความถี่ 20 กิโลเฮิรต์ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีค่าประมาณ 0.7 เท่าของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ที่ความถี่ 5 กิโลเฮิรต์ (ความถี่ในช่วงพาสแบนด์) นั่นคือ ความถี่คัท ออฟ ของวงจรวอร์พาส ฟิลเตอร์นี้มีค่าประมาณ 20 กิโลเฮิรต์

4.2 วงจรเลือกความถี่

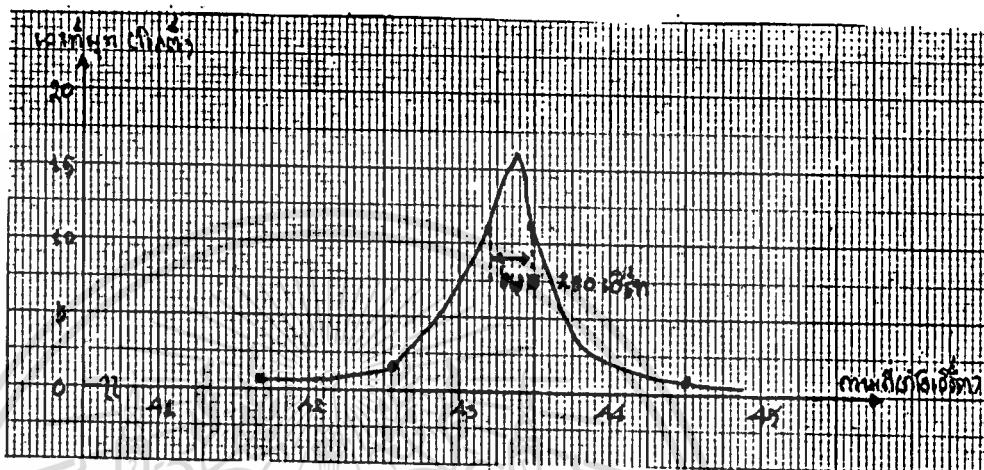
ต่อวงจรตามรูป 3.4-1 แล้วทำการทดสอบคุณสมบัติเช่นเดียวกับ การทดลองวงจรวอร์พาส ฟิลเตอร์



ตาราง 4.2-1 แสดงผลการทดลองวงจรเลือกความถี่

รูป 4.2-2

ความถี่ (กิโลเฮิรต์)	แอมพลิจูด (โวลต์)
41.68	1.5
42.54	3
43.20	12
43.37	17
43.48	12
44.45	2
46.9	1

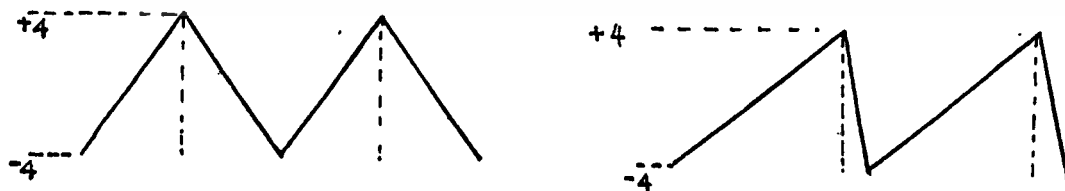


จากผลการทดลองพบว่าวงจรมีความถี่กลางที่ 43.37 กิโลเฮิรต์

มีค่า  $Q = f_c / BW_{3dB} = \frac{43.37 \times 10^3}{280} = 154$  ซึ่งจะสามารถนำมาใช้เป็นวงจรเลือกความถี่ที่ดีที่สุด

#### 4.3 วงจรสร้างสัญญาณรูปฟันเลื่อย

เมื่อต่อวงจรดังรูป 3.2-1 เพื่อนำสัญญาณรูปสามเหลี่ยมจากขา 3 โดยจะได้สัญญาณรูปสามเหลี่ยม มีขนาด -4 ถึง +4 โวลต์



รูป 4.3-1 แสดงสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่ได้จากขา 3 ของ XR 8038

ทำการปรับค่าตัวดี ไซเคิล (Duty cycle) ตัว  $R_u$  และ  $R_b$  เพื่อให้ได้สัญญาณรูปฟันเลื่อย ทั้งนี้พยายามปรับให้ค่าไรส์ไทม์ มีค่ามากที่สุด และค่าฟอลไทม์ มีค่าน้อยที่สุด โดยให้ได้ความถี่ เท่ากับ 200 เฮิร์ต จากการปรับจะได้

$$R_u = 6 \text{ กิโลโหม์ม}$$

$$R_b = 2 \text{ กิโลโหม์ม} \quad \text{เมื่อ } C = 0.2 \text{ ไมโครฟาร์ัด}$$

จากผลการทดลองพบว่า ได้สัญญาณรูปฟันเลื่อย ตามต้องการสามารถนำไปใช้เป็นสัญญาณ อินพุตให้กับวงจร วิซีโอ และใช้ในการควบคุมการวาดภาพของสโคปได้



### 4.5 วงจรวีซีโอ

ต่อวงจรดังรูป 3.3-2 เนื่องจากการทดสอบวงจรเลือกความถี่ แล้วพบว่ามีความถี่กลาง 43.37 กิโลเฮิรต์ ซึ่งต่างจากที่ออกแบบไว้ คือ 45 กิโลโอห์ม ดังนั้นจึงต้องมีการปรับแต่งค่า  $R_c$  เพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตมีค่าอยู่ในช่วง ประมาณ 23.5 กิโลโอห์ม ถึง 43.3 กิโลโอห์ม แทน

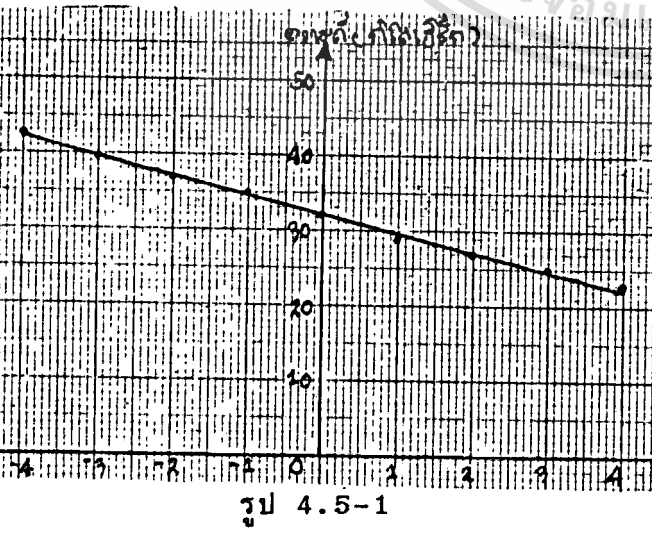
เนื่องจากช่วงของสัญญาณอินพุตที่ใช้ควบคุมวงจรมีค่า ตั้งแต่ -4 ถึง +4 โวลต์ เพื่อให้สัญญาณมีความเป็นลิเนียร์ได้ดี จึงกำหนดให้ เมื่อ  $V = 0$  โวลต์ จะได้สัญญาณเอาต์พุต ความถี่ 33.3 กิโลเฮิรต์

หลังจากทำการปรับจะได้  $R_c = 7$  กิโลโอห์ม

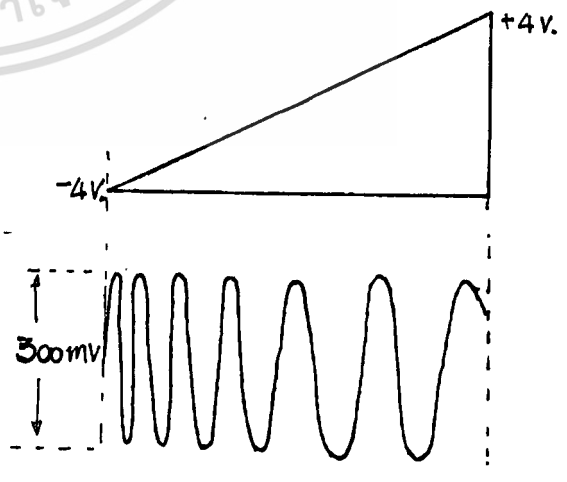
และทำการปรับค่า  $R_u$  จนได้เอาต์พุตมีขนาด 300 มิลลิโวลต์

ตาราง 4.5-1 แสดงความสัมพันธ์ของขนาดของสัญญาณอินพุต และความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต

อินพุต (โวลต์)	ความถี่ (กิโลเฮิรต์)
-4	43.7
-3	39.5
-2	37
-1	35
0	33.3
1	29
2	27
3	25
4	23.5



รูป 4.5-1



รูป 4.5-2

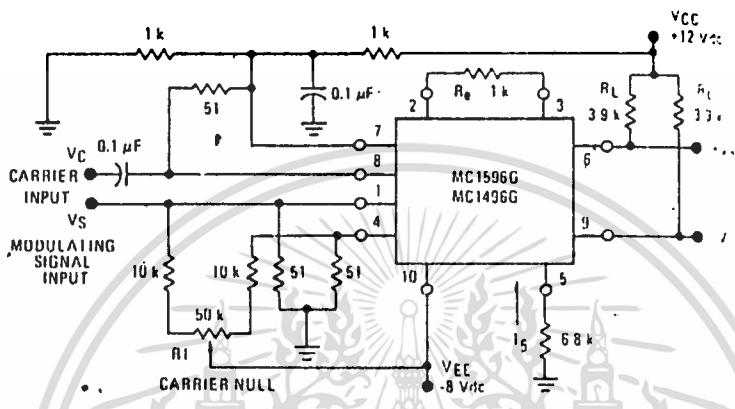
แสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของสัญญาณอินพุต

แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณ

จากผลการทดลองวงจรจะให้สัญญาณรูปไซน์ ที่มีความถี่เปลี่ยนแปลงอยู่ใน ช่วง 23.5 กิโลเฮิรท์ ถึง 43.7 กิโลเฮิรท์และมีลักษณะที่ ลิเนียร์รดีดี

### 4.6 วงจรคูณ

เลือกใช้ไอซีเบอร์ MC 1496 ซึ่งทำงานเป็น บาลานซ์ มอดูเลเตอร์ มาทำงานเป็นวงจรคูณ

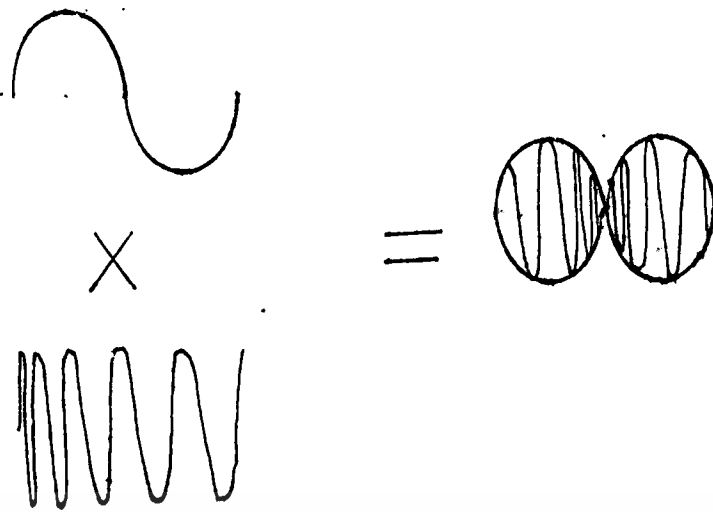


รูป 4.6-1 แสดงวงจรคูณ

สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรวีซีโอ จะต่อตรงเข้าขา  $V_C$  และสัญญาณ ความถี่เสียงที่ผ่านจากวงจรโลว์พาส ฟิลเตอร์ จะเข้าสู่ขา  $V_M$  จากข้อกำหนดของอุปกรณ์ เพื่อให้วงจรทำงานได้ดี

$V_M$  ควรมีค่าไม่เกิน 60 มิลลิโวลท์

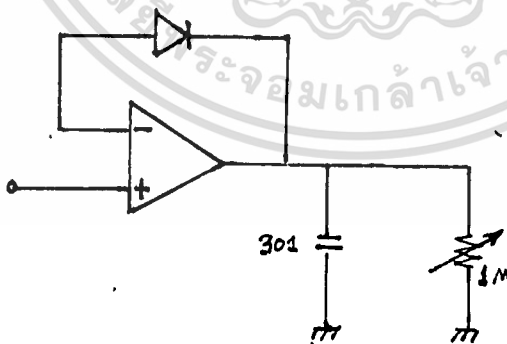
และ  $V_C$  ควรมีค่าประมาณ 300 มิลลิโวลท์



รูป 4.6-2 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุต  
ของวงจรมอดูเลเตอร์

จะได้สัญญาณเอาต์พุตมีลักษณะเป็น ดับเบิล ซไซด์แบนด์ ซัพเพรส  
แคเรียร์ ตามต้องการ

#### 4.7 วงจรเอนเวนลอป ดีเทคเตอร์

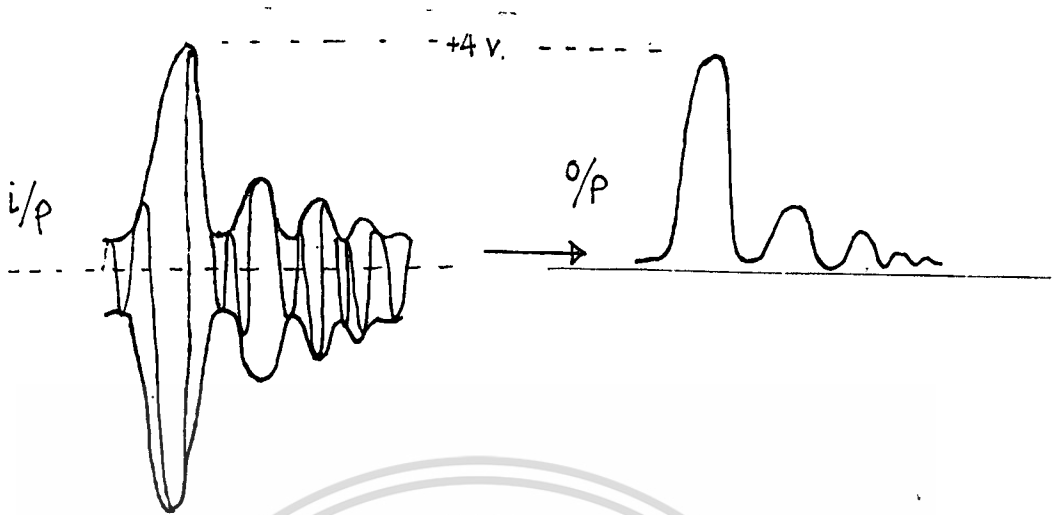


รูป 4.7-1 แสดงวงจร เอนเวนลอป ดีเทคเตอร์

สัญญาณเอาต์พุตจากวงจร เลือกความถี่ เมื่อผ่านเข้าไปในวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอนเวเนลอป ดีเทคเตอร์ จะได้ผล ดังนี้



รูป 4.7-2 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต  
ของวงจรเอนเวเนลอป ดีเทคเตอร์

#### 4.8 การแสดงผล

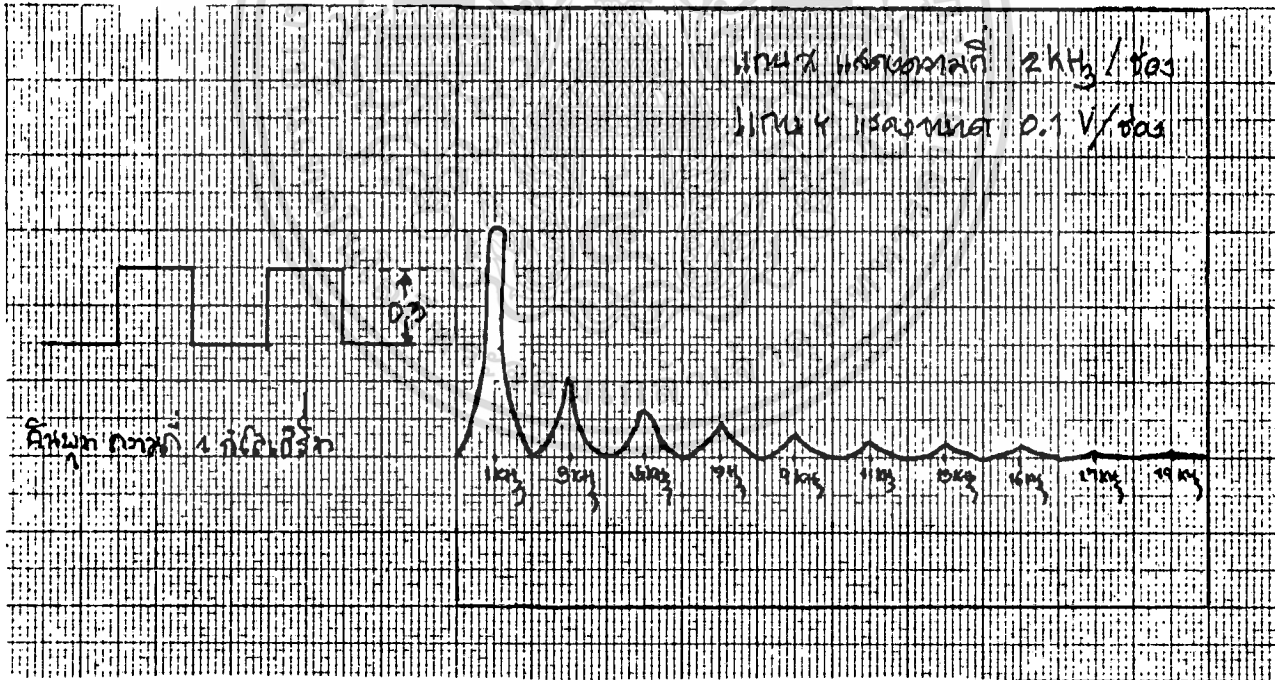
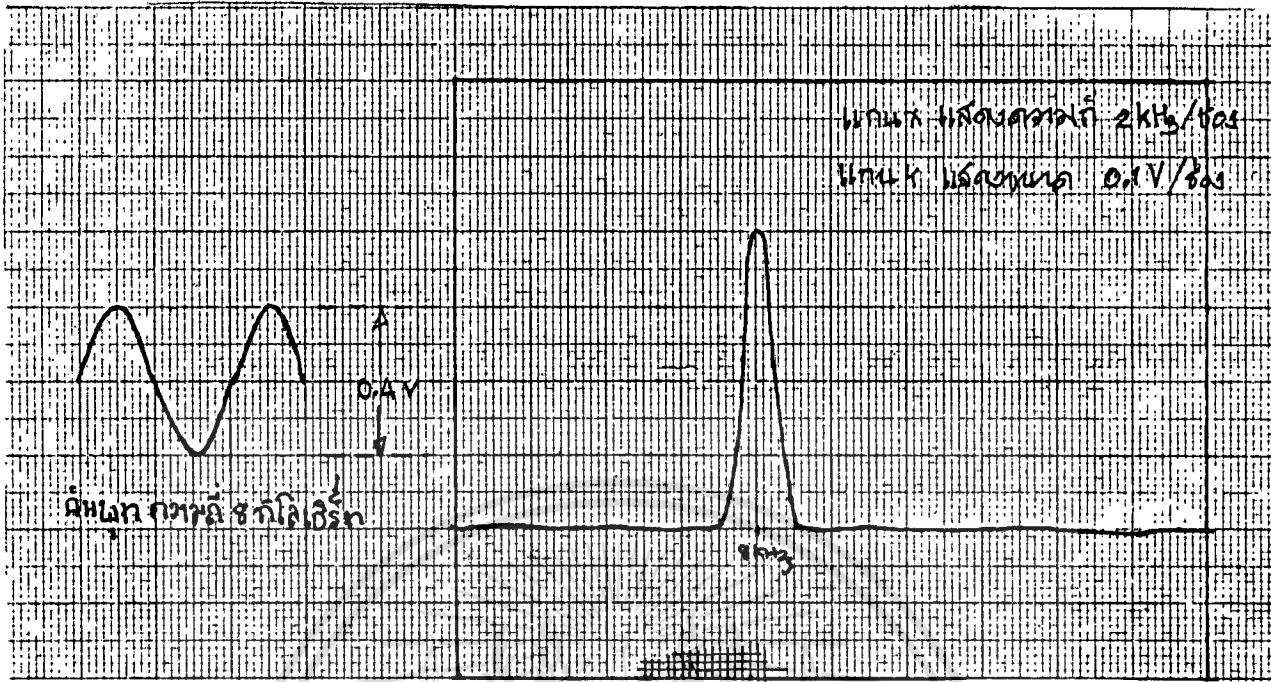
เนื่องจากต้องการแสดงผลของ สเปคตรัมออกทางจอภาพของสโคป  
ดังนั้นจะกำหนดสเกลในการอ่านค่าโดย

แกน X แสดงแกนความถี่ ให้ 1 ช่องแสดง ค่าความถี่ได้ 2 กิโล  
เฮิร์ต ดังนั้นตลอดทั้งจอของสโคปซึ่งมีจำนวน 10 ช่อง จะสามารถแสดงความถี่  
ได้ตั้งแต่ 0 ถึง 20 กิโลเฮิร์ต

แกน Y แสดงขนาดของสัญญาณเป็นโวลท์

#### ผลการทดลอง

จากหลักการที่แสดงมาแล้วทั้งหมด จะสามารถแสดงสเปคตรัมของ  
สัญญาณในช่วงความถี่ 0 ถึง 20 กิโลเฮิร์ตได้โดยอาจจะใช้สัญญาณรูปฟันเลื่อย  
หรือสัญญาณรูปซันบันไดในการควบคุมให้เกิดภาพได้ ดังตัวอย่างดังนี้



รูป 4.8-1 แสดงผลการทดลองเมื่อควบคุมด้วยสัญญาณรูปฟันเลื่อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5  
บทวิจารณ์และสรุป

โครงการเรื่อง ออดีโอ สเปคตรัม อนาคตออนไลน์ เซอร์ นี้ เป็นการศึกษา ออกแบบ และสร้างเครื่องมือที่มีประโยชน์ในการวัดและวิเคราะห์สัญญาณในเชิง ความถี่ โดยอาศัยหลักการพื้นฐานทางอิเล็กทรอนิกส์ และโทรคมนาคมที่ได้ศึกษา มา โดยในขั้นนี้ได้ออกแบบเพื่อให้สามารถวิเคราะห์สัญญาณในช่วงความถี่เสียง (ความถี่ 30 เฮิรตซ์ ถึง 20 กิโลเฮิรตซ์) ซึ่งก็ปรากฏว่าสามารถวัดและ วิเคราะห์ สัญญาณในช่วงความถี่ดังกล่าวได้ดี สามารถนำไปใช้งานได้

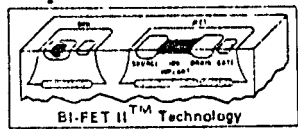
ระบบที่ออกแบบสร้างขึ้นนี้เป็นวิธีการหนึ่งที่ใช้กันอย่างแพร่หลายเพราะ มีความยืดหยุ่นในการสร้างและนำไปใช้งานได้ โดยอาศัยหลักการดังกล่าวที่แสดงใน โครงการนี้ แม้จะแสดงผลได้ไม่แม่นยำนัก แต่หากได้รับการพัฒนาปรับปรุงเพิ่ม ความสามารถของเครื่องมือ แล้ว ย่อมจะสามารถจัดสร้างเป็นเครื่องมือใน การวัดสัญญาณที่ดี มีประโยชน์ มีคุณภาพ และราคาไม่แพง ได้





# Operational Amplifiers/Buffers

## LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier



### General Description

The LF351 is a low cost high speed JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF351 is pin compatible with the standard LM741 and uses the same offset voltage adjustment circuitry. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 designs.

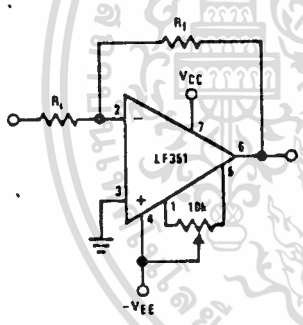
The LF351 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift, but for applica-

tions where these requirements are critical, the LF356 is recommended. If maximum supply current is important, however, the LF351 is the better choice.

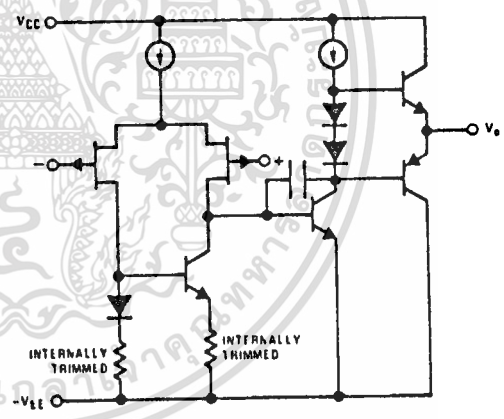
### Features

- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 16 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 1.8 mA
- High input impedance 10<sup>12</sup> Ω
- Low total harmonic distortion  $A_V = 10$ ,  $R_L = 10k$ ,  $V_O = 20 V_{p-p}$ ,  $BW = 20 Hz - 20 kHz$  < 0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

### Typical Connection

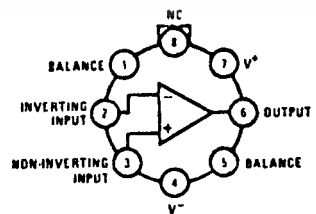


### Simplified Schematic



### Connection Diagrams (Top Views)

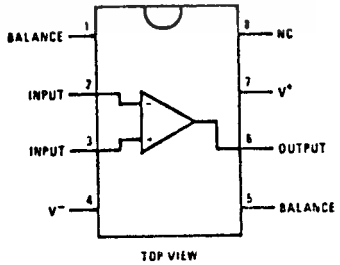
Metal Can Package



Note: Pin 4 connected to case.

Order Number LF351H  
See NS Package H08C

Dual-In-Line Package



Order Number LF351N  
See NS Package N08A

## Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	± 18V
Power Dissipation (Note 1)	500mW
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
T <sub>j</sub> (MAX)	115°C
Differential Input Voltage	± 30V
Input Voltage Range (Note 2)	± 15V
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

## DC Electrical Characteristics (Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LF351			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
V <sub>OS</sub>	Input Offset Voltage	R <sub>S</sub> = 10kΩ, T <sub>A</sub> = 25°C Over Temperature		5	10 13	mV mV
ΔV <sub>OS</sub> /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R <sub>S</sub> = 10kΩ		10		μV/°C
I <sub>OS</sub>	Input Offset Current	T <sub>j</sub> = 25°C, (Notes 3, 4) T <sub>j</sub> < 70°C		25	100 4	pA nA
I <sub>B</sub>	Input Bias Current	T <sub>j</sub> = 25°C, (Notes 3, 4) T <sub>j</sub> < 70°C		50	200 8	pA nA
R <sub>IN</sub>	Input Resistance	T <sub>j</sub> = 25°C		10	12	Ω
A <sub>VOL</sub>	Large Signal Voltage Gain	V <sub>S</sub> = ± 15V, T <sub>A</sub> = 25°C V <sub>O</sub> = ± 10V, R <sub>L</sub> = 2kΩ Over Temperature	25	100		V/mV V/mV
V <sub>O</sub>	Output Voltage Swing	V <sub>S</sub> = ± 15V, R <sub>L</sub> = 10kΩ	± 12	± 13.5		V
V <sub>CM</sub>	Input Common-Mode Voltage Range	V <sub>S</sub> = ± 15V	± 11	+ 15 - 12		V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R <sub>S</sub> < 10kΩ	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 5)	70	100		dB
I <sub>S</sub>	Supply Current			1.8	3.4	mA

## AC Electrical Characteristics (Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LF351			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
SR	Slew Rate	V <sub>S</sub> = ± 15V, T <sub>A</sub> = 25°C		13		V/μs
GBW	Gain Bandwidth Product	V <sub>S</sub> = ± 15V, T <sub>A</sub> = 25°C		4		MHz
e <sub>n</sub>	Equivalent Input Noise Voltage	T <sub>A</sub> = 25°C, R <sub>S</sub> = 100Ω, f = 1000Hz		16		nV/√Hz
i <sub>n</sub>	Equivalent Input Noise Current	T <sub>j</sub> = 25°C, f = 1000Hz		0.01		pA/√Hz

Note 1: For operating at elevated temperature, the device must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W junction to ambient or 45°C/W junction to case.

Note 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

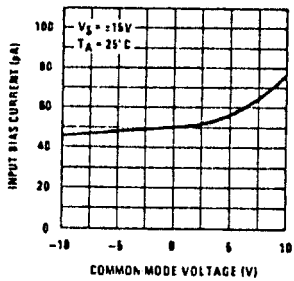
Note 3: These specifications apply for V<sub>S</sub> = ± 15V and 0°C < T<sub>A</sub> < +70°C. V<sub>OS</sub>, I<sub>B</sub> and I<sub>OS</sub> are measured at V<sub>CM</sub> = 0.

Note 4: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T<sub>j</sub>. Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P<sub>D</sub>. T<sub>j</sub> = T<sub>A</sub> + θ<sub>JA</sub> P<sub>D</sub> where θ<sub>JA</sub> is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

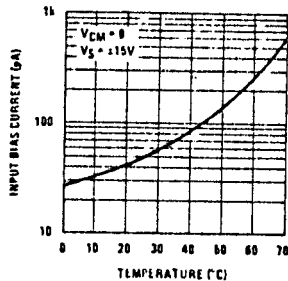
Note 5: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice.

# Typical Performance Characteristics

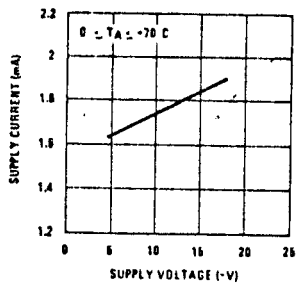
### Input Bias Current



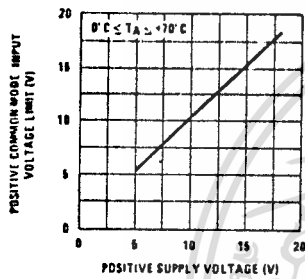
### Input Bias Current



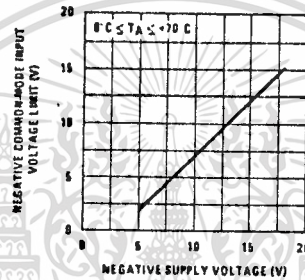
### Supply Current



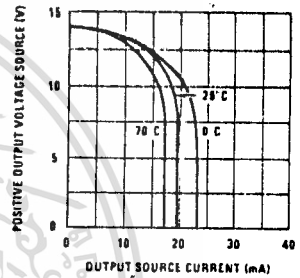
### Positive Common-Mode Input Voltage Limit



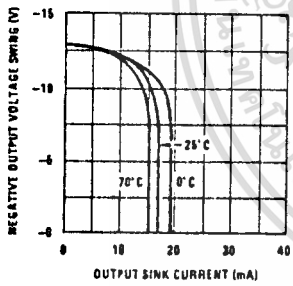
### Negative Common-Mode Input Voltage Limit



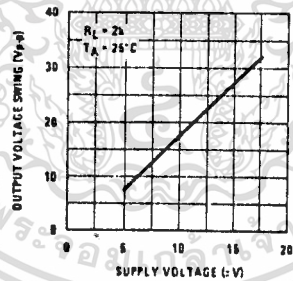
### Positive Current Limit



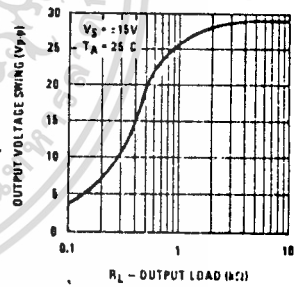
### Negative Current Limit



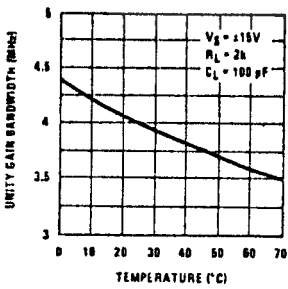
### Voltage Swing



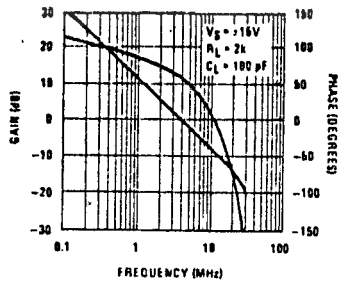
### Output Voltage Swing



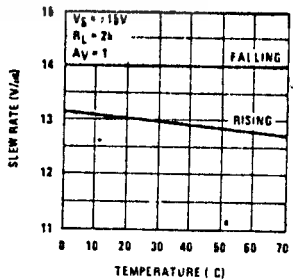
### Gain Bandwidth



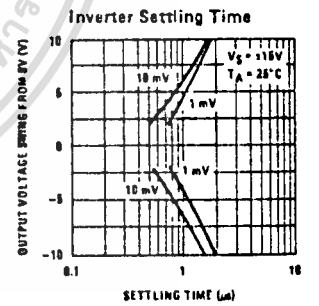
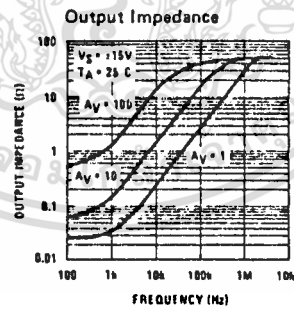
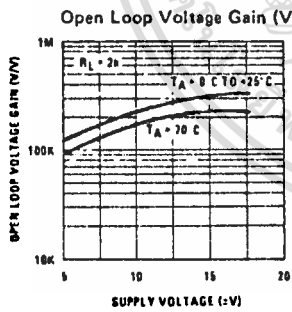
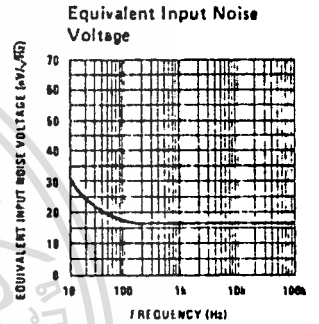
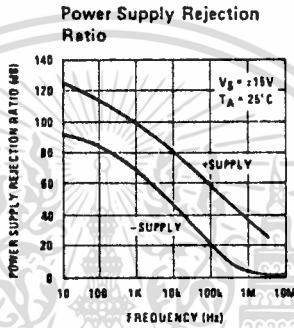
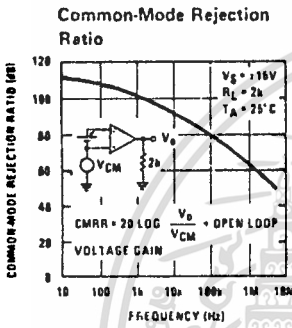
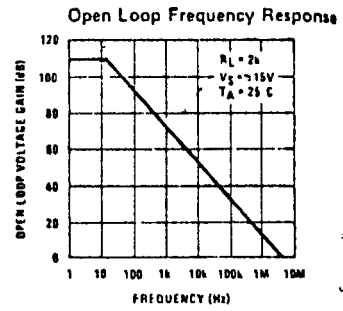
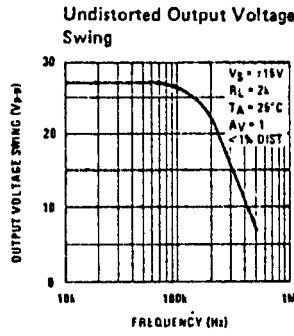
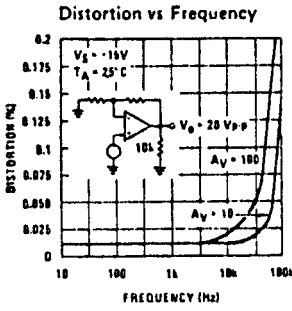
### Bode Plot



### Slew Rate



Typical Performance Characteristics (Continued)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่สามารถคัดลอกซ้ำได้ และต้องแจ้งให้ผู้ออกแบบทราบ และต้องแจ้งถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีกรอกไปใช้

# Precision Waveform Generator

## GENERAL DESCRIPTION

The XR-8038 is a precision waveform generator IC capable of producing sine, square, triangular, sawtooth and pulse waveforms with a minimum number of external components and adjustments. Its operating frequency can be selected over nine decades of frequency, from 0.001 Hz to 1 MHz by the choice of external R-C components. The frequency of oscillation is highly stable over a wide range of temperature and supply voltage changes. The frequency control, sweep and modulation can be accomplished with an external control voltage, without affecting the quality of the output waveforms. Each of the three basic waveforms, i.e., sinewave, triangle and square wave outputs are available simultaneously, from independent output terminals.

The XR-8038 monolithic waveform generator uses advanced processing technology and Schottky-barrier diodes to enhance its frequency performance. It can be readily interfaced with a monolithic phase-detector circuit, such as the XR-2208, to form stable phase-locked loop circuits.

## FEATURES

- Direct Replacement for Intersil 8038
- Low Frequency Drift—50 ppm/°C Max.
- Simultaneous Sine, Triangle and Square-Wave Outputs
- Low Distortion—THD = 1%
- High FM and Triangle Linearity
- Wide Frequency Range—0.001 Hz to 1 MHz
- Variable Duty-Cycle—2% to 98%

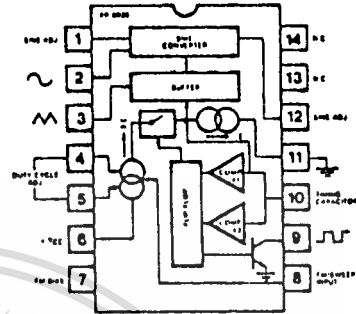
## APPLICATIONS

- Precision Waveform Generation Sine, Triangle, Square, Pulse
- Sweep and FM Generation
- Tone Generation
- Instrumentation and Test Equipment Design
- Precision PLL Design

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	36V
Power Dissipation (package limitation)	
Ceramic package	750 mW
Derate above +25°C	6.0 mW/°C
Plastic package	625 mW
Derate above +25°C	5 mW/°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

## FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



## ORDERING INFORMATION

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-8038M	Ceramic	-55°C to +125°C
XR-8038N	Ceramic	0°C to +70°C
XR-8038P	Plastic	0°C to +70°C
XR-8038CN	Ceramic	0°C to +70°C
XR-8038CP	Plastic	0°C to +70°C

## SYSTEM DESCRIPTION

The XR-8038 precision waveform generator produces highly stable and sweepable square, triangle and sine waves across nine frequency decades. The device time base employs resistors and a capacitor for frequency and duty cycle determination. The generator contains dual comparators, a flip-flop driving a switch, current sources, a buffer amplifier and a sine wave converter. Three identical frequency waveforms are simultaneously available. Supply voltage can range from 10V to 30V, or ±5V with dual supplies.

Unadjusted sine wave distortion is typically less than 0.7%, with Pin 1 open and 8 kΩ from Pin 12 to Pin 11 (-VEE or ground). Sine wave distortion may be improved by including two 100 kΩ potentiometers between VCC and VEE (or ground), with one wiper connected to Pin 1 and the other connected to Pin 12.

Frequency sweeping or FM is accomplished by applying modulation to Pins 7 and 8 for small deviations, or only to Pin 8 for large shifts. Sweep range typically exceeds 1000:1.

The square wave output is an open collector transistor; output amplitude swing closely approaches the supply voltage. Triangle output amplitude is typically 1/3 of the supply, and sine wave output reaches 0.22 V<sub>S</sub>.

# XR-8038

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions:  $V_S = \pm 5V$  to  $\pm 15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ ,  $R_L = 1 M\Omega$ ,  $R_A = R_B = 10 k\Omega$ ,  $C_1 = 3300 pF$ ,  $S_1$  closed, unless otherwise specified. See Test Circuit of Figure 1.

PARAMETERS	XR-8038M/XR-8038			XR-8038C			UNITS	CONDITIONS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
<b>GENERAL CHARACTERISTICS</b>								
Supply Voltage, $V_S$	10	30	10	30	V	$V_S = \pm 10V$ . See Note 1.		
Single Supply	$\pm 5$	$\pm 15$	$\pm 5$	$\pm 15$	V			
Dual Supplies	12	15	12	20	mA			
Supply Current								
<b>FREQUENCY CHARACTERISTICS (Measured at Pin 9)</b>								
Range of Adjustment	1			1			MHz	$R_A = R_B = 500\Omega$ , $C_1 = 0$ , $R_L = 15 k\Omega$ $R_A = R_B = 1 M\Omega$ , $C_1 = 500 \mu F$
Max. Operating Frequency	0.001			0.001			Hz	
Lowest Practical Frequency	100			100			kHz	
Max. FM Sweep Frequency	1000:1			1000:1			%	
FM Sweep Range	0.1			0.2			k $\Omega$	
FM Linearity	0.5	1000	0.5	1000	%	See Notes 2 and 3. $S_1$ Open. See Note 3. Values of $R_A$ and $R_B$		
Range of Timing Resistors	—			—			ppm/ $^\circ C$	See Note 4.
Temperature Stability	—			—			ppm/ $^\circ C$	
XR-8038M	—			—			ppm/ $^\circ C$	
XR-8038	—			—			ppm/ $^\circ C$	
XR-8038C	—			—			ppm/ $^\circ C$	
Power Supply Stability	0.05			0.05			%/V	
<b>OUTPUT CHARACTERISTICS</b>								
Square-Wave	0.9			0.9			$x V_S$	Measured at Pin 9. $R_L = 100 k\Omega$ $I_{sink} = 2 mA$ $R_L = 4.7 k\Omega$ $R_L = 4.7 k\Omega$
Amplitude	0.98	0.4	0.98	0.5	V			
Saturation Voltage	100	100	100	100	nsec			
Rise Time	40	40	40	40	nsec			
Fall Time	2	98	2	98	%			
Duty Cycle Adj.	2			2			%	
Triangle/Sawtooth/Ramp	0.3			0.3			$x V_S$	Measured at Pin 3. $R_L = 100 k\Omega$ $I_{out} = 5 mA$
Amplitude	0.33	0.1	0.33	0.1	%			
Linearity	0.05	200	0.05	200	$\Omega$			
Output Impedance	0.2			0.2			$x V_S$	
Sine-Wave Amplitude	0.2	0.22	0.2	0.22	%	$R_L = 100 k\Omega$		
Distortion	0.7			0.8			%	$R_L = 1 M\Omega$ . See Note 5. $R_L = 1 M\Omega$
Unadjusted	1.5	0.5	1.5	0.5	%			
Adjusted	0.5			0.5			%	

Note 1: Currents through  $R_A$  and  $R_B$  not included.

Note 2:  $V_S = 20V$ ,  $f = 10 kHz$ ,  $R_A = R_B = 10k\Omega$ .

Note 3: Apply sweep voltage at Pin 8.

( $2/3 V_S + 2V$ )  $\leq V_{sweep} \leq V_S$

Note 4:  $10V \leq V_S \leq 30V$  or  $\pm 5V \leq V_S \leq \pm 15V$ .

Note 5:  $81 k\Omega$  resistor connected between Pins 11 and 12.

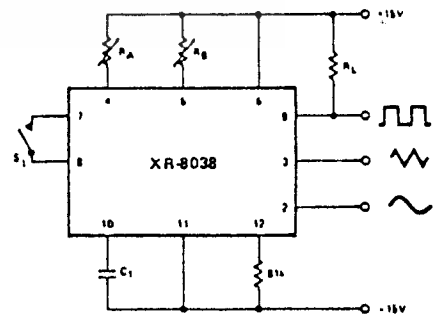
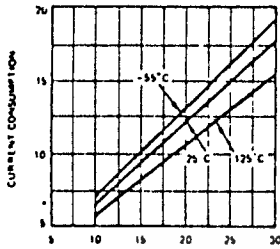
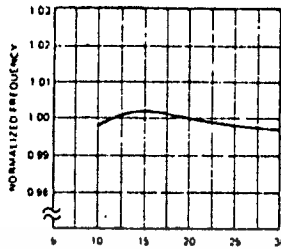


Figure 1. Generalized Test Circuit

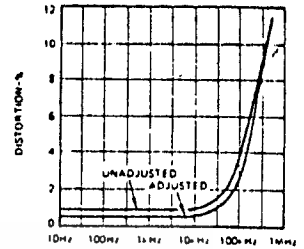
## CHARACTERISTIC CURVES



Power Dissipation vs. Supply Voltage



Frequency Drift vs. Power Supply



Sinewave THD vs. Frequency

## WAVEFORM ADJUSTMENT

The *symmetry* of all waveforms can be adjusted with the external timing resistors. Two possible ways to accomplish this are shown in Figure 2. Best results are obtained by keeping the timing resistors  $R_A$  and  $R_B$  separate (a).  $R_A$  controls the rising portion of the triangle and sine-wave and the "Low" state of the square wave.

The magnitude of the triangle waveform is set at  $1/3 V_{CC}$ ; therefore, the duration of the rising portion of the triangle is:

$$t_1 = \frac{C \times V}{I} = \frac{C \times 1/3 \times V_{CC} \times R_A}{1/5 \times V_{CC}} = \frac{5}{3} R_A \times C$$

The duration of the falling portion of the triangle and the sine-wave, and the "High" state of the square-wave is:

$$t_2 = \frac{C \times V}{I} = \frac{C \times 1/3 V_{CC}}{\frac{2}{5} \times \frac{V_{CC}}{R_B} - \frac{1}{5} \times \frac{V_{CC}}{R_A}} = \frac{5}{3} \times \frac{R_A R_B C}{2R_A - R_B}$$

Thus a 50% duty cycle is achieved when  $R_A = R_B$ .

If the duty-cycle is to be varied over a small range about 50% only, the connection shown in Figure 2b is

slightly more convenient. If no adjustment of the duty cycle is desired, terminals 4 and 5 can be shorted together, as shown in Figure 2c. This connection, however, carries an inherently larger variation of the duty-cycle.

With two separate timing resistors, the *frequency* is given by

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{\frac{5}{3} R_A C \left( 1 + \frac{R_B}{2R_A - R_B} \right)}$$

or, if  $R_A = R_B = R$

$$f = 0.3/RC \text{ (for Figure 2a)}$$

If a single timing resistor is used (Figures 2b and c), the frequency is

$$f = 0.15/RC$$

The frequency of oscillation is independent of supply voltage, even though none of the voltages are regulated inside the integrated circuit. This is due to the fact that both currents *and* thresholds are direct, linear function of the supply voltage and thus their effects cancel.

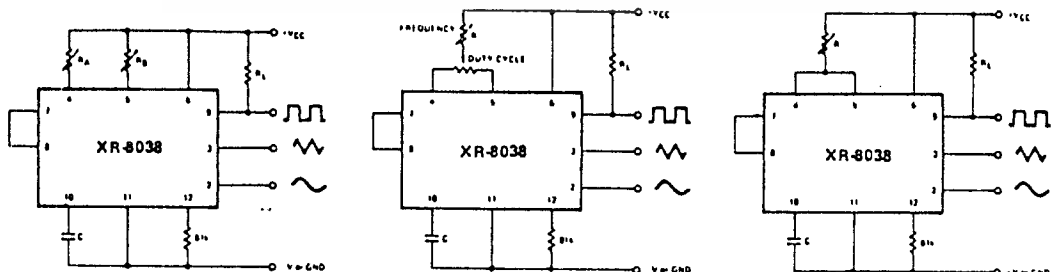


Figure 2. Possible Connections for the External Timing Resistors.

# XR-8038

## DISTORTION ADJUSTMENT

To minimize *sine-wave* distortion the 81 kΩ resistor between pins 11 and 12 is best made a variable one. With this arrangement distortion of less than 1% is achievable. To reduce this even further, two potentiometers can be connected as shown in Figure 3. This configuration allows a reduction of *sine-wave* distortion close to 0.5%.

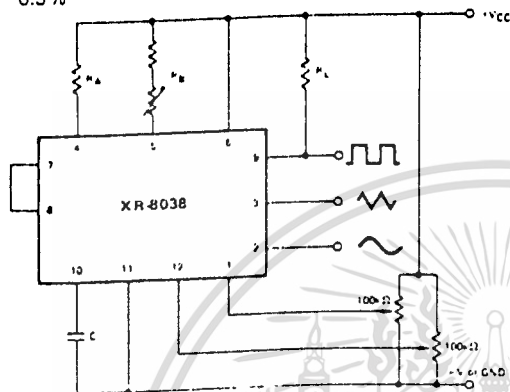


Figure 3. Connection to Achieve Minimum *Sine-Wave* Distortion.

## SELECTING TIMING COMPONENTS

For any given output frequency, there is a wide range of RC combinations that will work. However certain constraints are placed upon the magnitude of the charging current for optimum performance. At the low end, currents of less than 0.1 μA are undesirable because circuit leakages will contribute significant errors at high temperatures. At higher currents (I > 5 mA), transistor bias and saturation voltages will contribute increasingly larger errors. Optimum performance will be obtained for charging currents of 1 μ to 1 mA. If pins 7 and 8 are shorted together the magnitude of the charging current due to RA can be calculated from:

$$I = \frac{R_1 \times V_{CC}}{(R_1 + R_2)} \times \frac{1}{R_A} = \frac{V_{CC}}{5R_A}$$

A similar calculation holds for RB.

## SINGLE-SUPPLY AND SPLIT-SUPPLY OPERATION

The waveform generator can be operated either from a single power-supply (10 to 30 Volts) or a dual power-supply (± 5 to ± 15 Volts). With a single power-supply the average levels of the triangle and sine-wave are at exactly one-half of the supply voltage, while the square-wave alternates between +VCC and ground. A split power supply has the advantage that all waveforms move symmetrically about ground.

The square-wave output is not committed. A load resistor can be connected to a different power-supply, as long as the applied voltage remains within the breakdown capability of the waveform generator (30V). In this way, the square-wave output will be TTL compatible

(load resistor connected to +5 Volts) while the waveform generator itself is powered from a higher supply voltage.

## FREQUENCY MODULATION AND SWEEP

The frequency of the waveform generator is a direct function of the DC voltage at terminal 8 (measured from +VCC). By altering this voltage, frequency modulation is performed.

For small deviations (e.g., ± 10%) the modulating signal can be applied directly to pin 8 by merely providing ac coupling with a capacitor, as shown in Figure 4a. An external resistor between pins 7 and 8 is not necessary, but it can be used to increase input impedance. Without it (i.e. terminals 7 and 8 connected together), the input impedance is 8kΩ; with it, this impedance increases to (R + 8kΩ).

For larger FM deviations or for frequency sweeping, the modulating signal is applied between the positive supply voltage and pin 8 (Figure 4b). In this way the entire bias for the current sources is created by the modulating signal and a very large (e.g., 1000:1) sweep range is obtained (f = 0 at V<sub>sweep</sub> = 0). Care must be taken, however, to regulate the supply voltage; in this configuration the charge current is no longer a function of the supply voltage (yet the trigger thresholds still are) and thus the frequency becomes dependent on the supply voltage. The potential on Pin 8 may be swept from VCC to 2/3 VCC + 2V.

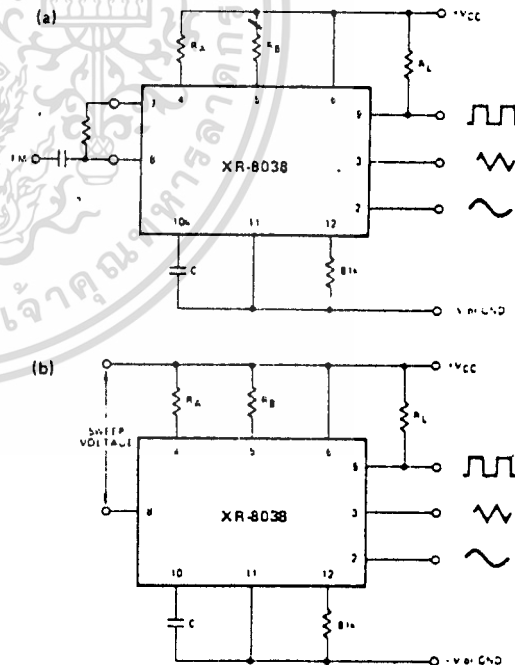


Figure 4. Connections for Frequency Modulation (a) and Sweep (b).

**ORDERING INFORMATION**

Device	Temperature Range	Package
MC1496G	0°C to +70°C	Metal Can
MC1496L	0°C to +70°C	Ceramic DIP
MC1496P	0°C to +70°C	Plastic DIP
MC1596G	-55°C to +125°C	Metal Can
MC1596L	-55°C to +125°C	Ceramic DIP

**BALANCED MODULATOR – DEMODULATOR**

... designed for use where the output voltage is a product of an input voltage (signal) and a switching function (carrier). Typical applications include suppressed carrier and amplitude modulation, synchronous detection, FM detection, phase detection, and chopper applications. See Motorola Application Note AN-531 for additional design information.

- Excellent Carrier Suppression – 65 dB typ @ 0.5 MHz  
– 50 dB typ @ 10 MHz
- Adjustable Gain and Signal Handling
- Balanced Inputs and Outputs
- High Common Mode Rejection – 85 dB typ

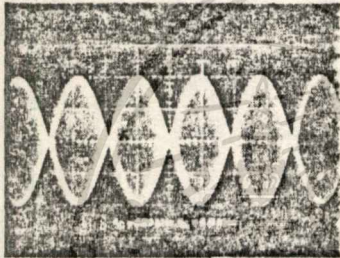


FIGURE 1 - SUPPRESSED CARRIER OUTPUT WAVEFORM

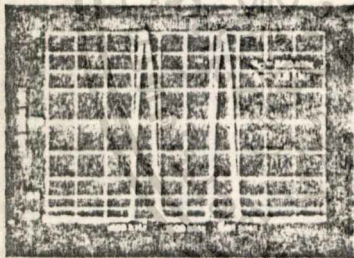


FIGURE 2 - SUPPRESSED CARRIER SPECTRUM

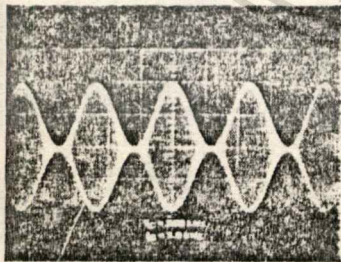


FIGURE 3 - AMPLITUDE MODULATION OUTPUT WAVEFORM

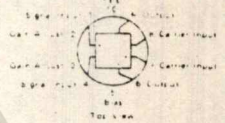
**MC1496**  
**MC1596**

**BALANCED MODULATOR – DEMODULATOR**

**SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT**



**G SUFFIX**  
**METAL PACKAGE**  
**CASE 603**



**L SUFFIX**  
**CERAMIC PACKAGE**  
**CASE 632**  
**TO 116**

**P SUFFIX**  
**PLASTIC PACKAGE**  
**CASE 646**  
**(MC1496 only)**

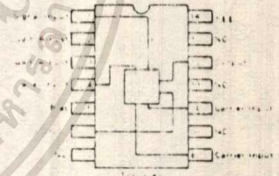
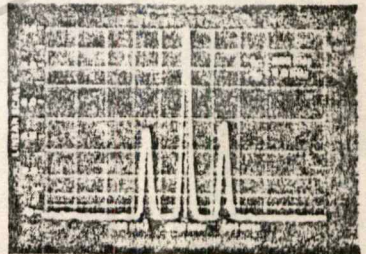


FIGURE 4 - AMPLITUDE MODULATION SPECTRUM



MAXIMUM RATINGS\* (T<sub>A</sub> = +25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Applied Voltage (V <sub>6</sub> - V <sub>7</sub> , V <sub>8</sub> - V <sub>1</sub> , V <sub>9</sub> - V <sub>7</sub> , V <sub>9</sub> - V <sub>8</sub> , V <sub>7</sub> - V <sub>4</sub> , V <sub>7</sub> - V <sub>1</sub> , V <sub>8</sub> - V <sub>4</sub> , V <sub>6</sub> - V <sub>8</sub> , V <sub>2</sub> - V <sub>5</sub> , V <sub>3</sub> - V <sub>5</sub> )	V	30	Vdc
Differential Input Signal	V <sub>7</sub> - V <sub>8</sub> V <sub>4</sub> - V <sub>1</sub>	±5.0 ±(5 × I <sub>5</sub> R <sub>e</sub> )	Vdc
Maximum Bias Current	I <sub>5</sub>	10	mA
Power Dissipation (Package Limitation) Ceramic Dual In-Line Package Derate above T <sub>A</sub> = +25°C Metal Package Derate above T <sub>A</sub> = +25°C	P <sub>D</sub>	575 385 680 4.6	mW mW/°C mW mW/°C
Operating Temperature Range MC1496 MC1596	T <sub>A</sub>	0 to +70 -55 to +125	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS\* (V<sub>CC</sub> = +12 Vdc, V<sub>EE</sub> = -8.0 Vdc, I<sub>5</sub> = 1.0 mAdc, R<sub>L</sub> = 3.9 kΩ, R<sub>e</sub> = 1.0 kΩ  
T<sub>A</sub> = +25°C unless otherwise noted) (All input and output characteristics are single-ended unless otherwise noted.)

Characteristic	Fig	Note	Symbol	MC1596			MC1496			Unit
				Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Carrier Feedthrough V <sub>C</sub> = 60 mV(rms) sine wave and offset adjusted to zero I <sub>C</sub> = 1.0 kHz I <sub>C</sub> = 10 MHz	5	1	VCFT	-	40 140	-	-	40 140	-	μV(rms)
V <sub>C</sub> = 300 mVp-p square wave. offset adjusted to zero offset not adjusted I <sub>C</sub> = 1.0 kHz I <sub>C</sub> = 1.0 kHz				-	0.04 20	0.2 100	-	0.04 20	0.4 200	mV(rms)
Carrier Suppression f <sub>S</sub> = 10 kHz, 300 mV(rms) I <sub>C</sub> = 500 kHz, 60 mV(rms) sine wave I <sub>C</sub> = 10 MHz, 60 mV(rms) sine wave	5	2	VCS	50 -	65 50	-	40 -	65 50	-	dB k
Transmittance Bandwidth (Magnitude) (R <sub>L</sub> = 50 ohms) Carrier Input Port, V <sub>C</sub> = 60 mV(rms) sine wave I <sub>S</sub> = 1.0 kHz, 300 mV(rms) sine wave Signal Input Port, V <sub>S</sub> = 300 mV(rms) sine wave  V <sub>C</sub>   = 0.5 Vdc	8	8	BW <sub>3dB</sub>	-	300 80	-	-	300 80	-	MHz
Signal Gain V <sub>S</sub> = 100 mV(rms), f = 1.0 kHz;  V <sub>C</sub>   = 0.5 Vdc	10	3	A <sub>VS</sub>	2.5	3.5	-	2.5	3.5	-	V/V
Single Ended Input Impedance, Signal Port, f = 5.0 MHz Parallel Input Resistance Parallel Input Capacitance	6	-	r <sub>ip</sub> c <sub>ip</sub>	-	200 2.0	-	-	200 2.0	-	kΩ pF
Single-Ended Output Impedance, f = 10 MHz Parallel Output Resistance Parallel Output Capacitance	6	-	r <sub>op</sub> c <sub>op</sub>	-	40 5.0	-	-	40 5.0	-	kΩ pF
Input Bias Current I <sub>1</sub> + I <sub>4</sub> I <sub>B</sub> = $\frac{I_1 + I_4}{2}$ , I <sub>B</sub> = $\frac{I_7 + I_8}{2}$	7	-	I <sub>B</sub> I <sub>B</sub>	-	12 12	25 25	-	12 12	30 30	μA
Input Offset Current I <sub>10S</sub> = I <sub>1</sub> - I <sub>4</sub> , I <sub>10C</sub> = I <sub>7</sub> - I <sub>8</sub>	7	-	I <sub>10S</sub> I <sub>10C</sub>	-	0.7 0.7	5.0 5.0	-	0.7 0.7	7.0 7.0	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current (T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C)	7	-	TC <sub>I10</sub>	-	2.0	-	-	2.0	-	nA/°C
Output Offset Current (I <sub>6</sub> - I <sub>9</sub> )	7	-	I <sub>10O</sub>	-	14	50	-	14	80	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current (T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C)	7	-	TC <sub>I10O</sub>	-	90	-	-	90	-	nA/°C
Common-Mode Input Swing, Signal Port, f <sub>S</sub> = 1.0 kHz	9	4	CMV	-	5.0	-	-	5.0	-	Vp-p
Common-Mode Gain, Signal Port, f <sub>S</sub> = 1.0 kHz,  V <sub>C</sub>   = 0.5 Vdc	9	-	ACM	-	-85	-	-	-85	-	dB
Common-Mode Quiescent Output Voltage (Pin 6 or Pin 9)	10	-	V <sub>O</sub>	-	8.0	-	-	8.0	-	Vdc
Differential Output Voltage Swing Capability	10	-	V <sub>OUT</sub>	-	8.0	-	-	8.0	-	Vp-p
Power Supply Current I <sub>6</sub> + I <sub>9</sub> I <sub>10</sub>	7	6	I <sub>CC</sub> I <sub>EE</sub>	-	2.0 3.0	3.0 4.0	-	2.0 3.0	4.0 5.0	mAdc
DC Power Dissipation	7	5	P <sub>D</sub>	-	33	-	-	33	-	mW

\* Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

TEST CIRCUITS (continued)

FIGURE 9 - COMMON-MODE GAIN

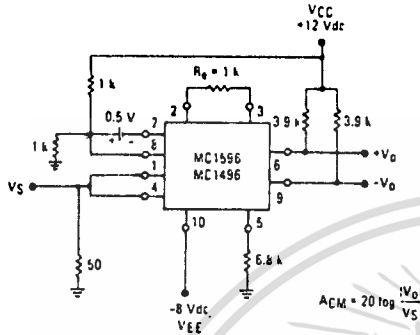
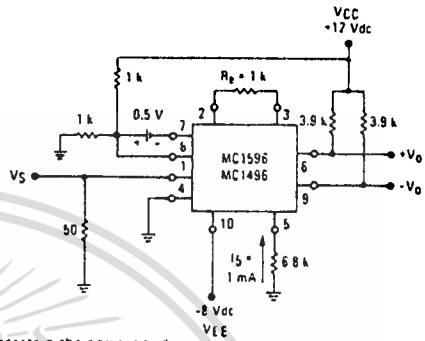


FIGURE 10 - SIGNAL GAIN AND OUTPUT SWING



Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5.  $f_c = 500$  kHz (sine wave),  $V_c = 60$  mV(rms),  $f_s = 1$  kHz,  $V_s = 300$  mV(rms),  $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.

FIGURE 11 - SIDEBAND OUTPUT versus CARRIER LEVELS

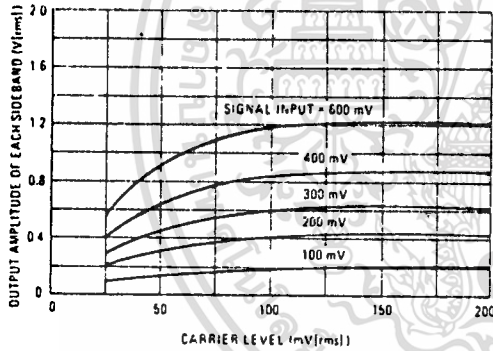


FIGURE 12 - SIGNAL-PORT PARALLEL EQUIVALENT INPUT RESISTANCE versus FREQUENCY

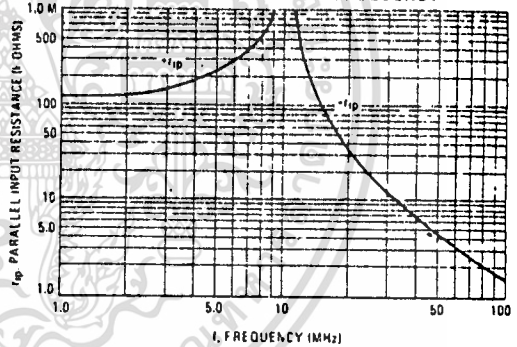


FIGURE 13 - SIGNAL-PORT PARALLEL-EQUIVALENT INPUT CAPACITANCE versus FREQUENCY

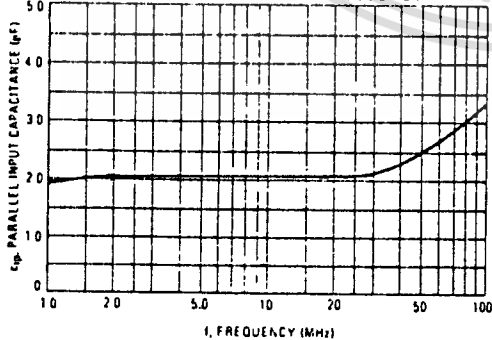
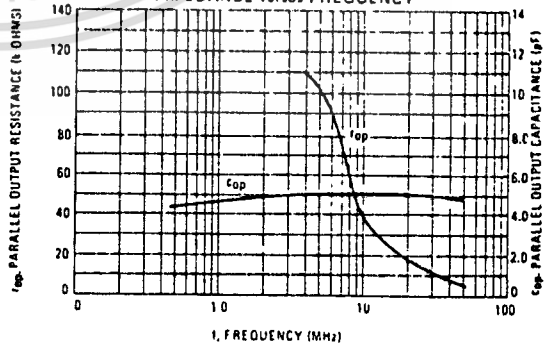


FIGURE 14 - SINGLE-ENDED OUTPUT IMPEDANCE versus FREQUENCY



## TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5.  $f_c = 500$  kHz (sine wave),  
 $V_c = 60$  mV(rms),  $f_s = 1$  kHz,  $V_s = 300$  mV(rms);  $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.

FIGURE 15 - SIDEBAND AND SIGNAL PORT TRANSMITTANCES versus FREQUENCY

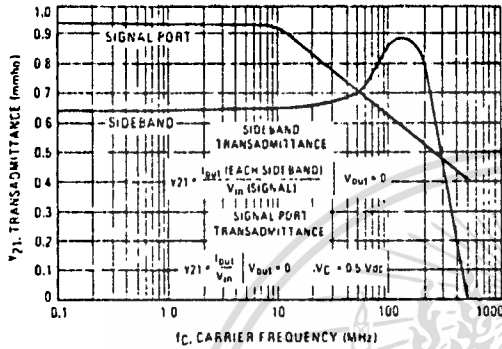


FIGURE 16 - CARRIER SUPPRESSION versus TEMPERATURE

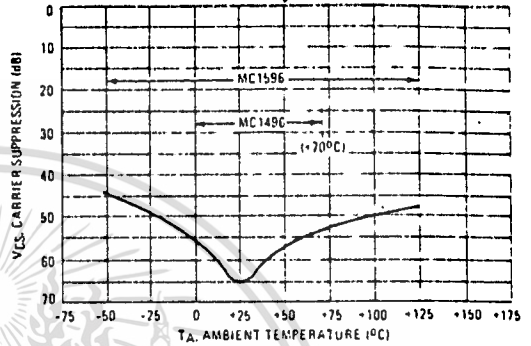


FIGURE 17 - SIGNAL-PORT FREQUENCY RESPONSE

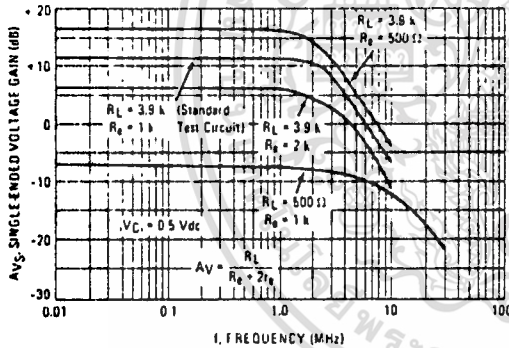


FIGURE 18 - CARRIER SUPPRESSION versus FREQUENCY

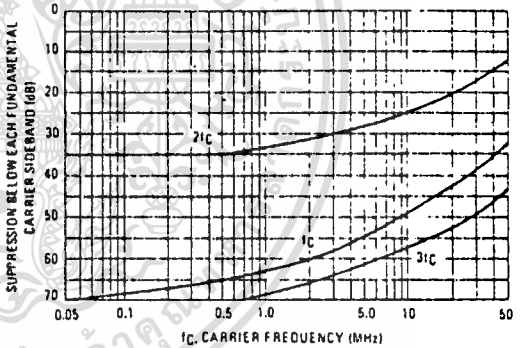


FIGURE 19 - CARRIER FEEDTHROUGH versus FREQUENCY

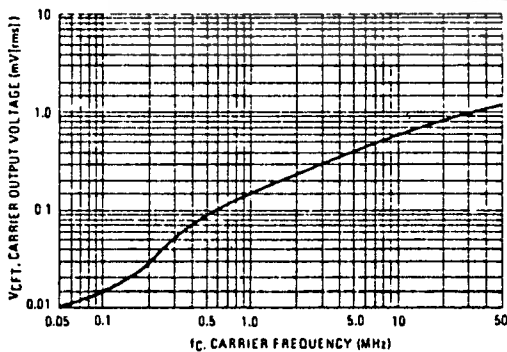
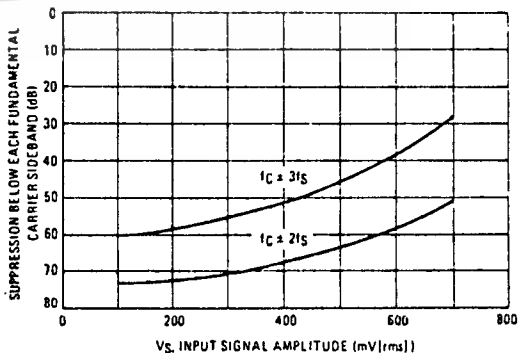


FIGURE 20 - SIDEBAND HARMONIC SUPPRESSION versus INPUT SIGNAL LEVEL



# 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

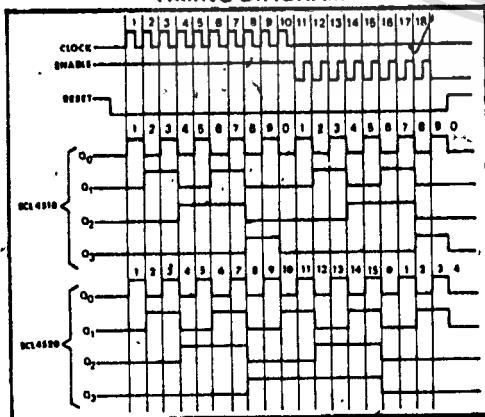
The SCL4518B Dual BCD Counter and the SCL4520B Dual Binary Counter are constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement-mode devices in a single monolithic structure. Each consists of two identical, independent, internally synchronous 4-stage counters. The counter stages are type-D flip-flops, 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

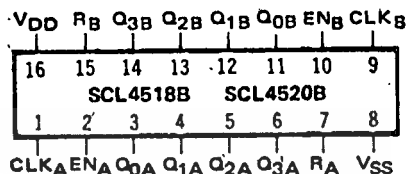
CLOCK	ENABLE	RESET	ACTION
	1	0	Increment Counter
0		0	Increment Counter
	X	0	No Change
X		0	No Change
	0	0	No Change
1		0	No Change
X	X	1	Q0 thru Q3 = 0

X = Don't Care

## TIMING DIAGRAM



## CONNECTION DIAGRAM (all packages)



## Add suffix for package:

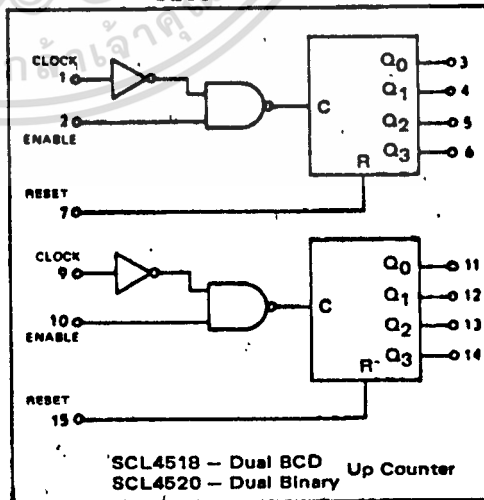
- C 16-pin Cerdip
- D 16-pin Ceramic
- E 16-pin Epoxy
- F 16-pin Flat
- H Chip

## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

DC Supply Voltage	VDD - VSS	3 to 15	Vdc
Operating Temperature	TA	-55 to +125	°C
C, D, F, H Device		-40 to +85	°C

## BLOCK DIAGRAM



SCL4518 - Dual BCD Up Counter  
SCL4520 - Dual Binary Up Counter

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

### STATIC CHARACTERISTICS

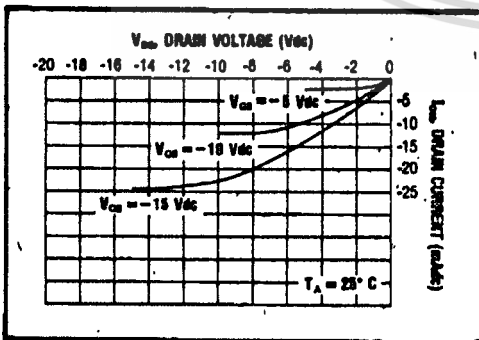
PARAMETER	V <sub>DD</sub> (Vdc)	CONDITIONS	T <sub>LOW</sub> <sup>1</sup>		+25°C			T <sub>HIGH</sub> <sup>2</sup>		Units	
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.		
			QUIESCENT DEVICE CURRENT	I <sub>DD</sub>	5 10 15	V <sub>IN</sub> = V <sub>GS</sub> or V <sub>DD</sub> All valid input combinations	— — —	5 10 20	— — —		0.05 0.1 0.2

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

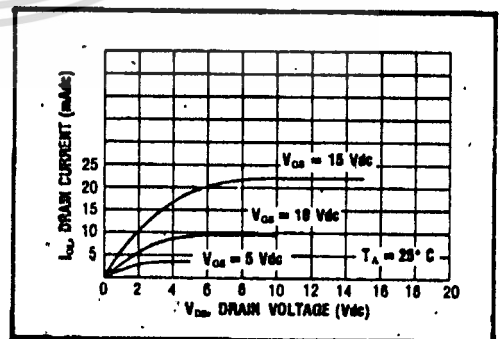
### DYNAMIC CHARACTERISTICS (C<sub>L</sub> = 50pF, T<sub>A</sub> = 25°C)

PARAMETER	V <sub>DD</sub> (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units	
<b>CLOCKED OPERATION</b>						
PROPAGATION DELAY TIME From Clock or Clock Enable	t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	5 10 15	— — —	225 100 80	450 200 160	ns
OUTPUT TRANSITION TIME	t <sub>FLH</sub> , t <sub>FHL</sub>	5 10 15	— — —	130 65 50	260 130 100	ns
MINIMUM CLOCK PULSE WIDTH	PW <sub>CL</sub>	5 10 15	— — —	120 50 40	240 100 80	ns
MINIMUM CLOCK ENABLE PULSE WIDTH	PW <sub>CE</sub>	5 10 15	— — —	200 90 75	400 160 160	ns
MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	f <sub>CL</sub>	5 10 15	1.0 2.5 3.0	2.0 5.0 6.0	— — —	MHz
MAXIMUM CLOCK OR CLOCK ENABLE RISE & FALL TIME <sup>1</sup>	t <sub>RCL</sub> , t <sub>FCL</sub>	5 10 15	15 5 3	— — —	— — —	μs
<b>RESET OPERATION</b>						
PROPAGATION DELAY TIME	t <sub>PHL</sub>	5 10 15	— — —	225 100 80	450 200 160	ns
MINIMUM RESET PULSE WIDTH	PW <sub>R</sub>	5 10 15	— — —	120 50 40	240 100 80	ns
RESET REMOVAL TIME	t <sub>rem</sub>	5 10 15	— — —	100 50 —	200 100 80	ns

<sup>1</sup> 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



หนังสืออ้างอิง

1. William Davic Cooper and Albert D. Helfrick.,  
"Electronic Instrumentation and Measurement  
Techniques" ,Prentice-Hall, Inc., (New Jersey),  
pp.207-324, 1985
2. Darold wobschall ., "Circuit Design for Electronic  
Instrumentation", Mcraw-Hill, Inc., pp.161-200, 1987
3. Sidney Soclof., "Application of Analog Integated  
Circuits" ,Prentice-Hall, Inc., pp.193-218, 1985
4. Gobind Daryanani., "Principle of Active Network  
Synthesis and Design", Bell Laboratories, Inc.,  
pp.254-290, 1976
5. David F. Stout and Milton Kaufman., "Handbook of  
Operational Amplifier Circuit design", McGraw-Hill, Inc.  
, pp.27-8 - 27-10, 1976
6. Howard M. Berlin., "Design of Op-Amp Circuits with  
Experiments", Howard W. Sams & Co, Inc., pp.113-116, 1980
7. Jorn Zinkernagel., "An Active Filter Device for Extreme  
Selective Measurements at Low Frequency", IEEE  
Transaction On Instrumentation and Measurement, Vol.  
IM-26, NO 4. pp.304-306, 1977