

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องวัดสเปกตรัมความถี่แบบประหยัด

LOW COST SPECTRUM ANALYZER



เลขามู.....
เลขทะเบียน..... 72121
วัน,เดือน,ปี..... 11 ส.ย. 2550

b. 117 103644
i.

ปฏิญานี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องวัดสเปกตรัมความถี่แบบประหยัด

LOW COST SPECTRUM ANALYZER

โดย

| | | |
|----------------|-------------|----------|
| นาย นฤชิต | สร้อยเพชร | 47015877 |
| นางสาว นันทิกา | พวงศักดิ์ดา | 47015878 |
| นาย พนม | เทศผล | 47015880 |

อาจารย์ที่ปรึกษา
ดร. ศิริเดช บุญแสง

ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2549

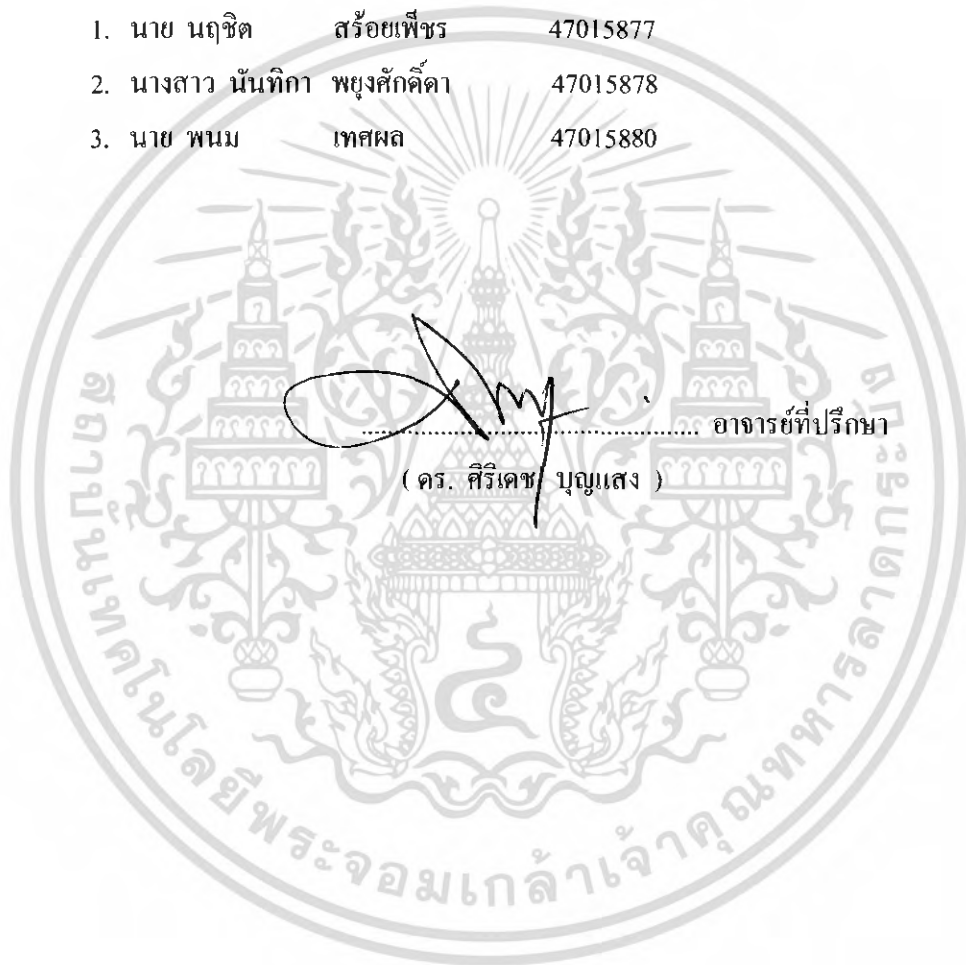
ภาควิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องวัดสเปกตรัมความถี่แบบประหยัด

ผู้จัดทำ

1. นาย นฤชิต สร้อยเพชร 47015877
2. นางสาว นันทิกา พยุงศักดิ์ดา 47015878
3. นาย พนม เทศผล 47015880



..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(ดร. ศิริเดช บุญแสง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องวัดสเปกตรัมความถี่แบบประหยัด

นาย นฤชิต สร้อยเพชร รหัส 47015877
นางสาว นันทิกา พยุงศักดิ์ดา รหัส 47015878
นาย พนม เทศผล รหัส 47015880
ดร. ศิริเดช บุญแสง อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2549

บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นกรออกแบบและการสร้างเครื่องวัดสเปกตรัมความถี่ขึ้นมาใช้งาน ซึ่งในปัจจุบันเครื่องวัดสเปกตรัมความถี่ชนิดนี้ยังคงมีราคาสูงอยู่ จึงมีความคิดที่จะทำขึ้นเพื่อใช้งาน ได้แบบประหยัดซึ่งเครื่องวัดนี้สามารถวัดความถี่ที่มากับสัญญาณต่าง ได้ตั้งแต่ 1 - 20 เมกกะเฮิรตซ์ โดยการทำงานจะใช้การกวาดของวงจรถ้าเน็คสัญญาณพื้นเลื่อยต่อใช้งานกับวงจรรองความถี่ เพื่อที่จะทำการตรวจสอบสัญญาณที่ผ่านเข้ามา เมื่อวงจรถ้าเน็ค ไปพบกับความถี่ที่ตรงกันเครื่องวัดก็ จะแสดงผลของค่าความถี่นั้นออกมาโดยแสดงผลของสัญญาณที่ออสซิลโลสโคป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LOW COST SPECTRUM ANALYZER

Mr. Naluchit Soipet ID. 47015877

Miss.Nantika Phayoongsakda ID. 47015878

Mr. Panom Tespol ID. 47015880

Dr. Siridech Boonsang Advisor

Educational Year 2006

Abstract

The degree composes this is designing and building measuring instrument frequency spectrum upward to are usable. Which, now measuring instrument spectrum frequency kind this still tall valuable. Then think to do go up for can be usable like to economize. Which, this measuring instrument can frequency source temple and a signal can differ since 1 - 20 MHz. By the work will use taste axle crow of origin signal sawtooth circuit builds to are usable with the circuit filter the frequency for check a signal that changes to come in, when axle circuit visits with same frequency, will show of frequency that value comes out by show of a signal that oscilloscope.

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณท่านอาจารย์ ดร. ศิริเดช บุญแสง ผู้เป็นที่ปรึกษาของโครงการนี้ สำหรับคำแนะนำต่างๆ รวมทั้งแนวคิดและค่าใช้จ่ายในการสร้างโครงการ

ขอขอบพระคุณอาจารย์ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ทุกท่านที่ได้ให้ความรู้ต่าง ๆ กับพวกกระผม

ขอขอบพระคุณ คุณพ่อ และคุณแม่ ที่ได้อบรมเลี้ยงดูมาเป็นอย่างดี

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ ทุกคนที่ให้กำลังใจ และให้การสนับสนุนในการทำโครงการนี้

นาย นฤชิต สร้อยเพชร

นางสาว นันทิกา พยุงศักดิ์ดา

นาย พนม เทศผล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

| | หน้า |
|---|------|
| บทคัดย่อ | I |
| Abstract | II |
| สารบัญ | III |
| สารบัญภาพ | V |
| บทที่ 1 บทนำ | 1 |
| บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ | 3 |
| 2.1 ทฤษฎีและหลักการโดยทั่วไป | 3 |
| 2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน | 4 |
| 2.2.1 วาเร็กเตอร์ไดโอด | 4 |
| 2.2.2 วงจร VCO | 4 |
| 2.3 วงจรกรองความถี่ | 5 |
| 2.3.1 ตัวกรองผ่านความถี่สูง (High-Pass Filter) | 5 |
| 2.3.2 ตัวกรองผ่านความถี่เป็นช่วง (Band-Pass Filter) | 9 |
| 2.4.4 ตัวกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low-Pass Filter) | 11 |
| 2.5 วงจรมิกเซอร์ (Mixer) | 13 |
| 2.6 วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย (Sawtooth wave Generator) | 16 |
| บทที่ 3 การออกแบบและสร้างเครื่อง สเปกตรัม อนาไลเซอร์ | 20 |
| 3.1 วงจร INPUT และ (Mixer) | 20 |
| 3.2 3.2 วงจร VCO | 23 |
| 3.3 วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย (Sweep Generator) | 28 |
| บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง | 31 |
| 4.1 วงจรภาค Voltage Control Oscillator | 31 |
| 4.2 วงจรภาค Sweep Generator | 32 |
| 4.3 วงจร Mixer | 33 |
| 4.4 วงจรฟิลเตอร์ | 34 |
| 4.5 วงจรภาคขยายเอาต์พุต | 35 |
| บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง | 42 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

บรรณานุกรม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

| | หน้า |
|--|------|
| รูปที่ 1.1 แสดงส่วนประกอบ ชูปเปอร์เฮตเทอร์โรดาบน์ สเปคตรัม อนาไลเซอร์ | 2 |
| รูปที่ 2.1 แสดงส่วนประกอบของสเปคตรัม อนาไลเซอร์ | 3 |
| รูปที่ 2.2 วงจรVCO ใช้สำหรับควบคุมความถี่ | 5 |
| รูปที่ 2.3 ตัวกรองผ่านความถี่สูง | 6 |
| รูปที่ 2.4 วงจรคิฟเฟอร์เรนทีเอเตอร์ | 8 |
| รูปที่ 2.5 ตัวกรองผ่านความถี่เป็นช่วง | 10 |
| รูปที่ 2.6 ตัวกรองผ่านความถี่ต่ำ | 12 |
| รูปที่ 2.7 (ก) ตัวอย่างมิกเซอร์ของภาคเครื่องรับ (ข) มิกเซอร์ของภาคเครื่องส่ง | 13 |
| รูปที่ 2.8 วงจรบาลานซ์มิกเซอร์ชนิดพาสซีฟ | 14 |
| รูปที่ 2.9 วงจรบาลานซ์มิกเซอร์ ชนิดแอกทีฟ แบบใช้เฟด | 14 |
| รูปที่ 2.10 วงจรบาลานซ์มิกเซอร์ ชนิดแอกทีฟ แบบใช้ IC | 15 |
| รูปที่ 2.11 วงจรมิกเซอร์แบบไม่สมดุล | 15 |
| รูปที่ 2.12 สัญญาณพื้นเลื้อยแบบเชิงเส้น | 16 |
| รูปที่ 2.13 (a) วงจรกำเนิดสัญญาณรูปสามเหลี่ยม (b) รูปสัญญาณ | 18 |
| รูปที่ 2.14 (a) วงจรกำเนิดสัญญาณรูปพื้นเลื้อย (b) รูปสัญญาณ | 19 |
| รูปที่ 3.1 ตำแหน่งขาของ IC SA602A | 20 |
| รูปที่ 3.2 โครงสร้างภายในของ IC SA602A | 20 |
| รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมของ IC SA602A | 20 |
| รูปที่ 3.4 ตำแหน่งขาของ IC LM 387 | 21 |
| รูปที่ 3.5 โครงสร้างภายในของ IC LM387 | 21 |
| รูปที่ 3.6 วงจร INPUT และ วงจร MIXER ที่ต่อใช้งานจริง | 22 |
| รูปที่ 3.7 ตำแหน่งขาของไอซี เบอร์ MAX 038 | 25 |
| รูปที่ 3.8 โครงสร้างภายในของไอซี เบอร์ MAX 038 | 26 |
| รูปที่ 3.9 วงจร VCO ที่ต่อใช้งานจริง | 26 |
| รูปที่ 3.10 ตำแหน่งขาของ IC LM358 | 28 |
| รูปที่ 3.11 โครงสร้างภายในของ IC LM358 | 28 |
| รูปที่ 3.12 วงจรสร้างสัญญาณพื้นเลื้อย | 29 |

สารบัญภาพ(ต่อ)

| | หน้า |
|---|------|
| รูปที่ 4.1 สัญญาณจากเอาต์พุตของ MAX 038 (ขา 19) วัดเทียบกับสัญญาณ Sweep | 31 |
| รูปที่ 4.2 สัญญาณ to scope X input | 32 |
| รูปที่ 4.3 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร Sweep Generator | 32 |
| รูปที่ 4.4 สัญญาณอินพุตเข้าที่ขา 1 ของ SA 602 | 33 |
| รูปที่ 4.5 สัญญาณ VCO เข้าที่ขา 8 ของ SA 602 | 33 |
| รูปที่ 4.6 สัญญาณเอาต์พุตออกที่ขา 5 ของ SA 602 | 34 |
| รูปที่ 4.7 กราฟความถี่คัทออฟ(f_c) | 34 |
| รูปที่ 4.8 สัญญาณเอาต์พุตที่ขนาดความถี่ 1 MHz | 35 |
| รูปที่ 4.9 สัญญาณเอาต์พุตที่ขนาดความถี่ 2 MHz | 35 |
| รูปที่ 4.10 สัญญาณเอาต์พุตที่ขนาดความถี่ 3 MHz | 36 |
| รูปที่ 4.11 สัญญาณเอาต์พุตที่ขนาดความถี่ 4 MHz | 36 |
| รูปที่ 4.12 สัญญาณเอาต์พุตที่ขนาดความถี่ 5 MHz | 37 |
| รูปที่ 4.13 สัญญาณเอาต์พุตที่ขนาดความถี่ 6 MHz | 37 |
| รูปที่ 4.14 สัญญาณเอาต์พุตที่ขนาดความถี่ 7 MHz | 38 |
| รูปที่ 4.15 สัญญาณเอาต์พุตที่ขนาดความถี่ 8 MHz | 38 |
| รูปที่ 4.16 สัญญาณเอาต์พุตที่ขนาดความถี่ 9 MHz | 39 |
| รูปที่ 4.17 สัญญาณเอาต์พุตที่ขนาดความถี่ 10 MHz | 39 |
| รูปที่ 4.18 สัญญาณเอาต์พุตที่ขนาดความถี่ 11 MHz | 40 |
| รูปที่ 4.19 สัญญาณเอาต์พุตที่ขนาดความถี่ 12 MHz | 40 |
| รูปที่ 4.20 สัญญาณเอาต์พุตที่ขนาดความถี่ 13 MHz | 41 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

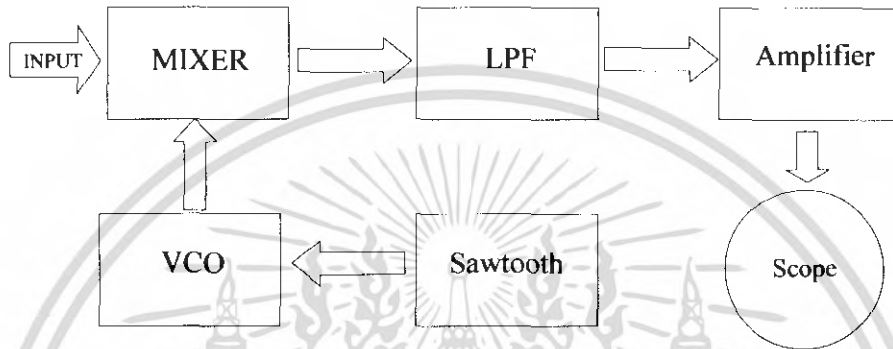
การวิเคราะห์สัญญาณในเชิงความถี่ (Frequency Domain) เป็นการวัดที่สำคัญในการให้ข้อมูลในการทำงานของระบบทางไฟฟ้าและกายภาพ

สเปกตรัม อนุไลเซอร์ (Spectrum Analyzer) เป็นเครื่องมือที่ใช้ในการวัดคุณสมบัติของสัญญาณในเชิงความถี่ กล่าวคือ เป็นเครื่องมือที่แสดงค่าขนาดของสัญญาณที่ความถี่ต่างๆ อีกนัยหนึ่งจะบ่งบอกการกระจายพลังงานในรูปฟังก์ชันของความถี่ สเปกตรัม อนุไลเซอร์ สามารถแสดงค่าความถี่ได้หลายช่วง หลายขนาด บางอันออกแบบให้รับความถี่ย่านออดิโอ (Audio Band = 20Hz-20KHz) บางอันออกแบบเพื่อวัดค่าความถี่ย่านคลื่นวิทยุ (Audio Frequency : RF) ซึ่งมีค่าหลายร้อย เมกะเฮิรตซ์ หรือความถี่หลายกิโลเฮิรตซ์ได้

ทางหนึ่งที่จะสร้าง สเปกตรัม อนุไลเซอร์ ในย่านความถี่วิทยุ 1 ถึง 20 เมกะเฮิรตซ์ คือออกแบบใช้สำหรับความถี่ช่วง 1 ถึง 20 เมกะเฮิรตซ์ ต้องใช้โลว์พาสฟิลเตอร์ (Low Pass Filter) หลายๆตัว อาจใช้ฟิลเตอร์หลายๆตัว อาจเป็น 20 ตัว โดยแต่ละตัวให้มีช่วงความถี่ผ่าน 1 เมกะเฮิรตซ์ (ไม่ใช่ค่าความถี่กลาง) โดยฟิลเตอร์ตัวแรกให้ผ่านเฉพาะช่วงความถี่ 0-1 เมกะเฮิรตซ์ อันที่สองจาก 1-2 เมกะเฮิรตซ์ เป็นเช่นนี้ไปเรื่อยๆ จนถึงฟิลเตอร์ตัวสุดท้ายซึ่งมีความถี่ผ่าน 19-20 เมกะเฮิรตซ์ เรียก สเปกตรัม อนุไลเซอร์ แบบนี้ว่า เรียลไทม์ อนุไลเซอร์ (Real Time Analyzer) ซึ่งแบบนี้จะสามารถวิเคราะห์ความถี่ต่างๆที่เป็นส่วนประกอบของสัญญาณอินพุตได้พร้อมๆกัน ดังนั้น สเปกตรัม อนุไลเซอร์ สามารถวิเคราะห์ผลแบบทันทีทันใดได้ แต่จากหลักการสร้างเบื้องต้นจะเห็นว่าจะต้องใช้ฟิลเตอร์แบบดีเทคเตอร์ (detector) จำนวนมาก ในการสร้างวงจรและแบนด์วิดท์ (bandwidth) ของ สเปกตรัม อนุไลเซอร์ ชนิดนี้จะขึ้นกับจำนวนฟิลเตอร์ ในขณะที่ความถี่ริโซลูชัน (resolution) จะขึ้นกับค่าซีเลกทิวิตี (selectivity :Q) สเปกตรัม อนุไลเซอร์ จึงมีราคาแพงเพราะต้องใช้เซลล์เนลจำนวนมากและช่วงความถี่ที่ถูกจำกัดโดยฟิลเตอร์

ส่วน สเปกตรัม อนุไลเซอร์ อีกแบบหนึ่งคือแบบ สเวปจูน อนุไลเซอร์ (Swept Tuned Analyzer) โดยพื้นฐานได้พัฒนามาจาก สแกนนิ่ง-ฟิลเตอร์ ฟรีควেনซี อนุไลเซอร์ (Scanning Filter Frequency Analyzer) ซึ่งมีการออกแบบให้ฟิลเตอร์สามารถจูนความถี่ได้ โดยใช้สัญญาณฟันเลื่อยทำให้เปรียบเสมือนมีฟิลเตอร์มากมายปรากฏอยู่ในทุกคาบของสัญญาณฟันเลื่อยที่เข้ามาควบคุม ในทางปฏิบัติฟิลเตอร์แบบนี้สร้างได้ยาก ไม่เหมาะกับการใช้งาน จึงได้มีการพัฒนาออกแบบเป็นแบบ ซุปเปอร์เฮเทอโรไดน์ อนุไลเซอร์ (Superheterodyne) ซึ่งเป็นชนิดที่ศึกษาในโครงการนี้ มีการออกแบบมิกเซอร์ (mixer) และ โลคัลออสซิลเลเตอร์ (local oscillator) โดยเอาที่ทุกของ

มิกเซอร์ซึ่งมีสัญญาณที่มีความถี่เป็นผลต่างระหว่างความถี่ของสัญญาณอินพุต กับความถี่ของสัญญาณโลคัลออสซิลเลเตอร์ จะผ่านเข้าไปที่วงจรวอร์พาสฟิลเตอร์ ซึ่งออกแบบให้ความถี่กลางมีค่าคงที่เท่ากับผลต่างนั้น โดยสามารถออกแบบเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ของฟิลเตอร์เพื่อให้ได้ค่ารีโซลูชันตามต้องการ และการสแกนนิ่งจะเกิดขึ้นได้โดยการจูน โลคัลออสซิลเลเตอร์ด้วยสัญญาณฟันเลื่อย



รูปที่ 1.1 แสดงส่วนประกอบของ ซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ สเตจรีม อนุไลเซอร์

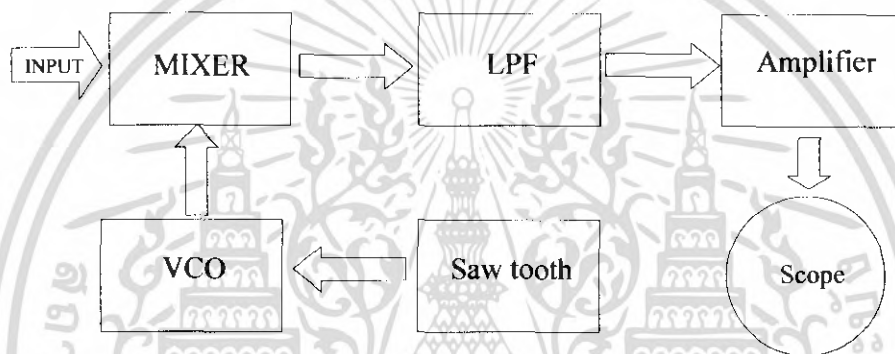
นอกจากนี้ยังมีซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ อนุไลเซอร์ อีกประเภทหนึ่งที่นิยมกันมากคือ ชนิดที่มีการใช้โลคัลออสซิลเลเตอร์ ถึง 2 ตัว สำหรับแยกการจูนและการสแกนนิ่ง จะช่วยให้การออกแบบง่ายขึ้นแต่มีข้อเสียคือ ช่วงความถี่ที่ใช้งานในการสแกนนิ่งของเครื่องจะถูกจำกัด โดยแบนด์วิดท์ของฟิลเตอร์ตัวแรก

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 ทฤษฎีและหลักการโดยทั่วไป

สเปกตรัม อนุไลเซอร์ ที่สร้างขึ้นในโครงการนี้เป็นแบบ สเวปจูน อนุไลเซอร์ ชนิด ซุปเปอร์เฮเทอโรไดน์ที่มีโลคอสอสซิลเลเตอร์เพียงตัวเดียว เนื่องจากออกแบบให้ใช้งานอยู่ในช่วงความถี่ 1 ถึง 20 เมกกะเฮิร์ตซ์ ฉะนั้นจึงไม่จำเป็นต้องมีการจูนความถี่โดยใช้อสซิลเลเตอร์หลายๆค่า แต่จะใช้อสซิลเลเตอร์เพียงตัวเดียวในการสแกน โดยจะถูกควบคุมด้วยสัญญาณฟันเลื่อยที่สร้างขึ้นมาโดยวงจรสวิป (SWEEP).



รูปที่ 2.1 แสดงส่วนประกอบของสเปกตรัม อนุไลเซอร์

จากรูปที่ 2.1 ระบบจะทำงานโดยเมื่อมีสัญญาณอินพุตที่เข้ามาจะผ่านวงจรมิกเซอร์ซึ่งจะมิกซ์ (Mix) กับสัญญาณที่มาจาก ไวสดจ คอนโทรล ออสซิลเลเตอร์ (VCO) ที่มีความถี่ 1 ถึง 20 เมกกะเฮิร์ตซ์ สัญญาณที่ได้จากวงจรมิกเซอร์จะมีหลายความถี่ จากนั้นผ่านไปยังวงจร โลว์พาสฟิลเตอร์เพื่อกรองเอาเฉพาะสัญญาณ ไฟตรง (DC-signal) ออกมาแล้วผ่านไปยังวงจร ดีเทคเตอร์ (Detector) จะดีเทคสัญญาณความถี่ที่ต้องการวัดแสดงผลออกที่ออสซิลโลสโคป สำหรับวงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อย (SWEEP) นั้นใช้ในการผลิตสัญญาณให้กับวงจร โวลเตจ คอนโทรล ออสซิลเลเตอร์ (VCO)

2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน

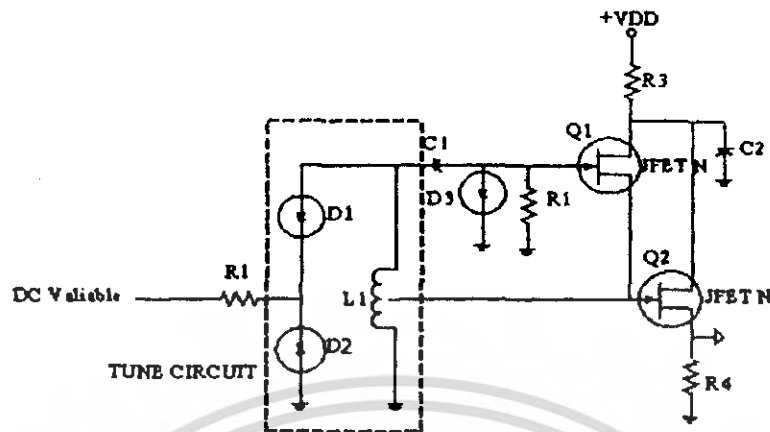
โดยทั่วไปวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมแรงดันด้วยความถี่นิยมเรียกสั้นๆว่า VCO หรือ โวลเตจคอนโทรลลอสซิลเลเตอร์เป็นวงจรที่ใช้สำหรับการปรับแต่งความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งวิธีที่ใช้คือ ใช้คาปาซิทีฟไดโอดแบบสารกึ่งตัวนำหรือที่เรียกกันว่า วาเร็กแคป (Varicap) หรือ วาเร็กเตอร์ (Varactor) คุณสมบัติของไดโอดชนิดนี้คือ ค่าคาปาซิแตนซ์จะแปรผันตามแรงดันไฟฟ้ารีเวิร์ด (Reverse) ที่ป้อนให้กับตัวมันเอง ดังนั้นเมื่อต่อวาเร็กเตอร์คร่อม L ในวงจรของออสซิลเลเตอร์ จึงทำให้มีคุณสมบัติในการปรับความถี่ได้โดยการควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอด

2.2.1 วาเร็กเตอร์ไดโอด

รอยต่อ PN เมื่อถูกป้อนด้วยแรงดันไฟฟ้รีเวิร์ด จะทำให้มีคุณสมบัติเป็นคาปาซิเตอร์ได้ โดย P และ N อิเล็กโทรด เปรียบได้กับแผ่นตัวนำสองแผ่นประกบกันอยู่โดยมีย่านปลอดประจุพาหะของรอยต่อแทรกอยู่ซึ่งย่านปลอดประจุพาหะนี้เป็นเสมือนแถบต้านทาน เพราะไม่มีประจุไฟฟ้าอิสระใดๆเคลื่อนที่ผ่านไปได้ ค่าคาปาซิแตนซ์มีค่าประมาณ 80 pF หรือสูงกว่า สำหรับแรงดันไฟฟ้รีเวิร์ดที่ป้อนเท่ากับ 6V ข้อสำคัญที่ต้องสังเกตก็คือ ค่าคาปาซิแตนซ์จะเปลี่ยนแปลงตามขนาดของแรงดันไฟฟ้รีเวิร์ดที่ป้อนให้

2.2.2 วงจร VCO

วงจร VCO แสดงดังรูป 2.2 ทรานซิสเตอร์ Q1 ที่หน้าที่เป็นออสซิลเลเตอร์ วงจรประกอบด้วยแท็ปคอยล์ L1 ต่อคร่อมคาปาซิทีฟไดโอด D1 และ D2 โดยขั้วคาโทดของไดโอดทั้งคู่จะมีการควบคุมระดับแรงดันไฟตรง สำหรับแรงดันไฟฟ้รีเวิร์ดที่ป้อนเข้ามาทางขาคาโทด เพื่อไปควบคุมการเปลี่ยนแปลงค่า C_v ซึ่งการควบคุมคาปาซิแตนซ์ในลักษณะนี้ก็เพื่อควบคุมความถี่ออสซิลเลเตอร์ และเหตุที่ต้องต่อไดโอดสองตัวอนุกรมกันก็เพื่อทำให้เกิดความสมดุลกันของผลกระทบแรงดันไฟฟ้าของออสซิลเลเตอร์ที่ต่อไดโอด เอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์จะจ่ายออกขาซอร์สอิเล็กโทรดของ Q1 และถูกคัปปลิงไปยังขาเกตของ Q2 โดยเอาต์พุตจะออกจากขาซอร์สในวงจร ซอร์สฟอร์โลว์เวอร์ซึ่งเทียบเท่าคุณสมบัติได้กับวงจร อิมิเตอร์ฟอร์โลว์เวอร์ Q2 จะถูกใช้เป็นตัวบัฟเฟอร์ระหว่างวงจร ซึ่งมีจุดประสงค์เพื่อต้องการจะแยกเอาต์พุตของออสซิลเลเตอร์ Q1 ออกจากโหลดที่ต่ออยู่กับ Q2 ซึ่งข้อดีของการจัดวงจรในลักษณะนี้ก็เพื่อช่วยให้เสถียรภาพของความถี่ขึ้นและทั้ง Q1 และ Q2 ต่างก็เป็น FET ชนิด N แชนแนล (JFET)



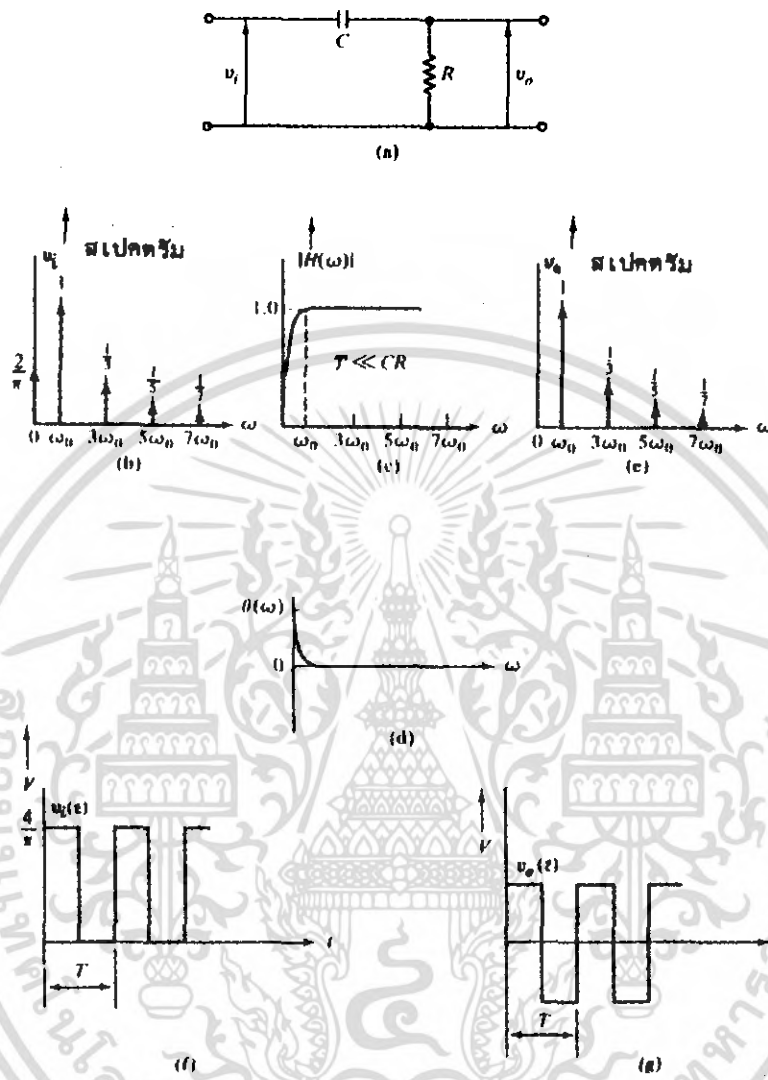
รูปที่ 2.2 วงจรVCO ใช้สำหรับควบคุมความถี่

วงจร VCO ได้มีการนำไปประยุกต์ใช้งานอย่างมากมายเนื่องจากคุณสมบัติที่ดีในการควบคุมความถี่ของออสซิลเลเตอร์ด้วยระดับแรงดันไฟตรง ตัวอย่างเช่นปุ่มปรับช่องสัญญาณ ชนิดสัมผัสในเครื่องรับโทรทัศน์ ซึ่งอาศัยระดับแรงดันไฟตรงไปควบคุมความถี่ของแต่ละช่องสัญญาณได้ การประยุกต์ใช้งานในลักษณะนี้เรียกว่า อิเล็กทรอนิกส์จูนนิ่ง (Electronic Turning) ซึ่งการปรับแรงดันไฟตรงยังต้องใช้มือปรับ แต่เราสามารถปรับปรุงให้ปรับระดับแรงดันโดยอัตโนมัติ ได้โดยใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ควบคุม ซึ่งวงจรที่มีลักษณะดังกล่าวได้แก่ วงจร เฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop)

2.3 วงจรกรองความถี่

2.3.1 ตัวกรองผ่านความถี่สูง (High-Pass Filter)

ตัวกรองผ่านความถี่สูง (HPF) คือตัวกรองความถี่ที่ยอมให้สเปกตรัมความถี่สูงผ่านไปโดยไม่ต้องคำนึงถึงความผิดเพี้ยนทางความสูงหรือเฟส ตัวอย่างง่าย ๆ ก็คือการใช้คอนเดนเซอร์กั้นไฟตรงไม่ให้ผ่านตามรูป 2.3 ในวงจร R เป็นความต้านทานเข้าของวงจรต่อไป สมมุติให้ป้อนคลื่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส (Square wave) ตามรูปที่ 2.3 (f) เข้าไปและเวลาคงที่ (Time Constant) RC ของตัวกรองมีค่ามากกว่าคาบเวลา (Periodic time) T ของสัญญาณมาก ๆ



รูปที่ 2.3 ตัวกรองผ่านความถี่สูง (a) วงจร (b) สเปกตรัมความถี่สัญญาณเข้า (c) ทราบเฟอ์ฟังก์ชันความถี่สูง (d) ทราบเฟอ์ฟังก์ชันเฟส (e) สเปกตรัมความถี่สัญญาณออก (f) รูปคลื่นสัญญาณเข้า (g) รูปคลื่นสัญญาณออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สเปกตรัมของสัญญาณเข้า (Input spectrum) รูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสตามรูป 2.3 (b) และทรานเฟอร์ฟังก์ชันความสูงกับเฟสที่เปลี่ยนไป (Phase shift) ตามรูปที่ 2.3 (c) กับ (d) จะเห็นได้ว่า ถ้าไม่คำนึงถึงความผิดเพี้ยนของความสูงหรือเฟสแล้วสเปกตรัมที่ออกมาจะไม่เปลี่ยนสำหรับส่วนกระแสสลับ (Alternating current) อย่างไรก็ตามตัวกรองก็จะตัดกระแสตรงออกไปด้วย และคลื่นจะมีความสมมาตร (Symmetry) กันตามแกนเวลา

ถ้ากำหนดให้เวลาคงที่ของตัวกรองน้อยกว่าคาบเวลาของคลื่นมาก ๆ ตามรูป (2.3) กำหนดให้ $T = 440CR$ การลดทอน (Attenuation) และเฟสที่เปลี่ยนไปจะทำให้รูปคลื่นเปลี่ยนไป ตามรูป 2.3 (g) การตัดกระแสตรงออกได้ทำให้รูปคลื่นสมมาตรกันตามแกนเวลาจะเห็นได้ว่า วงจรนี้คือ วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ (Differentiator) ซึ่งจะต้องมีข้อแม้ว่า $T \gg CR$ โวลเตจ V_c ตกร่วม C จะมากกว่าโวลเตจ V_o ตกร่วม R ดังนี้

$$V_c \gg V_o \quad (2.1)$$

ดังนั้น

$$V_i \approx V_c \quad (2.2)$$

$$\frac{dV_i}{dt} \approx \frac{dV_c}{dt} \quad (2.3)$$

$$= \frac{1}{C} \frac{dq}{dt} \quad (2.4)$$

ดังนั้น

$$= \frac{i}{C} \quad (2.5)$$

$$i = C \frac{dV_i}{dt} \quad (2.6)$$

$$V_o = iR \quad (2.7)$$

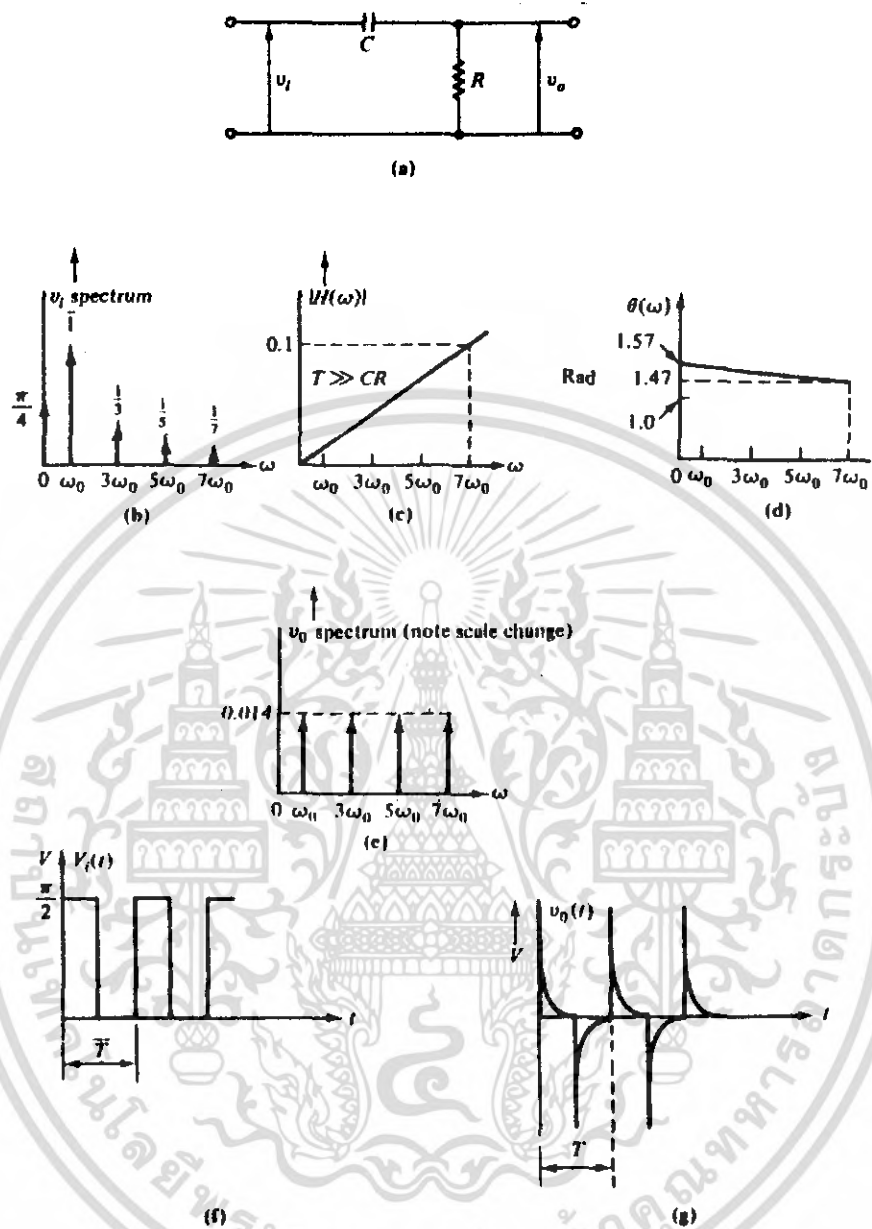
$$= RC \frac{di}{dt} \quad (2.8)$$

และ

$$V_o = iR \quad (2.9)$$

$$= RC \frac{di}{dt} \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 วงจรคิฟเฟอร์เรนท์ไฮเอเตอร์ (a) วงจร (b) สเปกตรัมความถี่สัญญาณเข้า (c) ทรานสเฟอร์ ฟังก์ชันกำลัง (d) ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันเฟส (e) สเปกตรัมความถี่สัญญาณออก (f) รูปคลื่นสัญญาณเข้า (g) รูปคลื่นสัญญาณออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

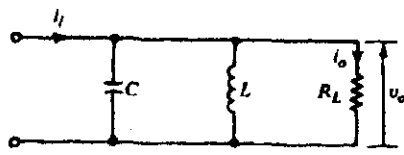
ดังนั้น โวลเตจของสัญญาณออกจะแปรตามอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเข้าและจะน้อยกว่า V_o อัตราการเปลี่ยนแปลงของการขึ้น (Rise) และการตก (Fall) ของ V_i จะเป็นทางบวกและทางลบตามตามรูป 2.4 (g) ในขณะที่อัตราการเปลี่ยนแปลงของด้านบน (Top) และด้านล่าง (Bottom) เป็นศูนย์

2.3.2 ตัวกรองผ่านความถี่เป็นช่วง (Band-Pass Filter)

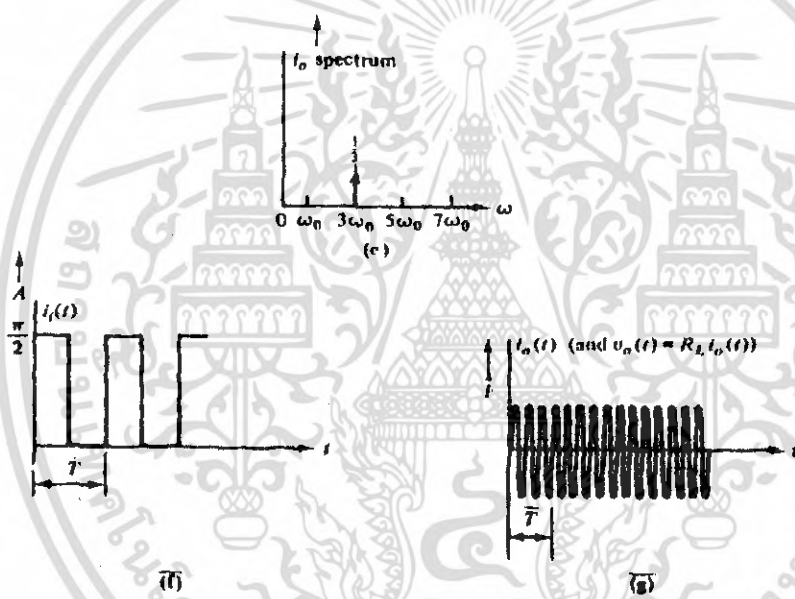
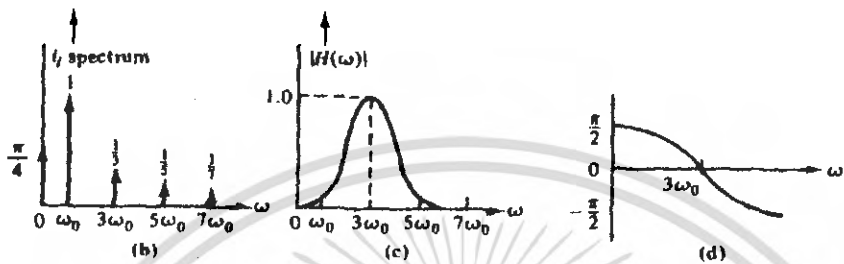
ตัวอย่างง่าย ๆ ของตัวกรองผ่านความถี่เป็นช่วง (BPF) คือวงจรรีโซแนนซ์ขนานตามรูป 2.5 (a) ซึ่งเราต้องใช้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันแบบกระแสเนื่องจากโวลเตจของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกเท่ากันจะได้

$$H(\omega) = \frac{I_o}{I_i} \quad (2.11)$$

สำหรับรูปคลื่นสี่เหลี่ยมจตุรัสตามรูป 2.5 (f) มีสเปกตรัมของสัญญาณตามรูป 2.5 (b) จะได้สเปกตรัมสัญญาณออกเมื่อวงจรรีโซแนนซ์ที่ฮาร์โมนิกที่สามตามรูป 2.5 (c) กระแสตรงก็จะถูกตัดออกโดย L ซึ่งทำหน้าที่ลัดวงจรไม่ออกไปที่ตัวภาระ (Load) R และเฟสก็มึค่าเป็นศูนย์ที่ความถี่รีโซแนนซ์ กระแสและโวลเตจออกจะเป็นคลื่นไซน์ที่ความถี่ $3f_0$ กำหนดให้ $f_0 = 1/T$ หลักการนี้ใช้ในวงจรเพิ่มความถี่ (Frequency multiplier) ซึ่งความถี่จะเป็นสามเท่าของความถี่เดิม



(a)



รูปที่ 2.5 ตัวกรองผ่านความถี่เป็นช่วง (a) วงจร (b) สเปกตรัมความถี่สัญญาณเข้า (c) ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันความสูง (d) ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันเฟส (e) สเปกตรัมความถี่สัญญาณออก (f) รูปคลื่นสัญญาณเข้า (g) รูปคลื่นสัญญาณออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.3 ตัวกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low-Pass Filter)

วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (LPF) ตามรูปที่ 2.6 (a) ทราานสเฟอร์ฟังก์ชันในลักษณะของความถี่แสดงตามรูป 2.6 (b) ถึง (e) แน่นอนกระแสไฟตรงจะผ่านไปได้โดยตัวกรองนี้

สำหรับกรณีที่ $CR \ll T$ รูปคลื่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่ส่งไปจะไม่เปลี่ยนแปลงตามรูป 2.6 (b), (d), (f) และ (h) สำหรับกรณีที่ $CR \gg T$ วงจรจะอินทิเกรต (Integrate) สัญญาณสี่เหลี่ยมจัตุรัสให้มีค่าระดับเฉลี่ยจากรูปที่ 2.6 (c) และ (e) ถ้า $CR = 100T/2$ ที่ความถี่แรก (Fundamental frequency) จะได้

$$V_R \gg V_C \quad (2.12)$$

ดังนั้น

$$i \approx \frac{V_i}{R} \quad (2.13)$$

$$\frac{dq}{dt} = \frac{v_i}{R} \quad (2.14)$$

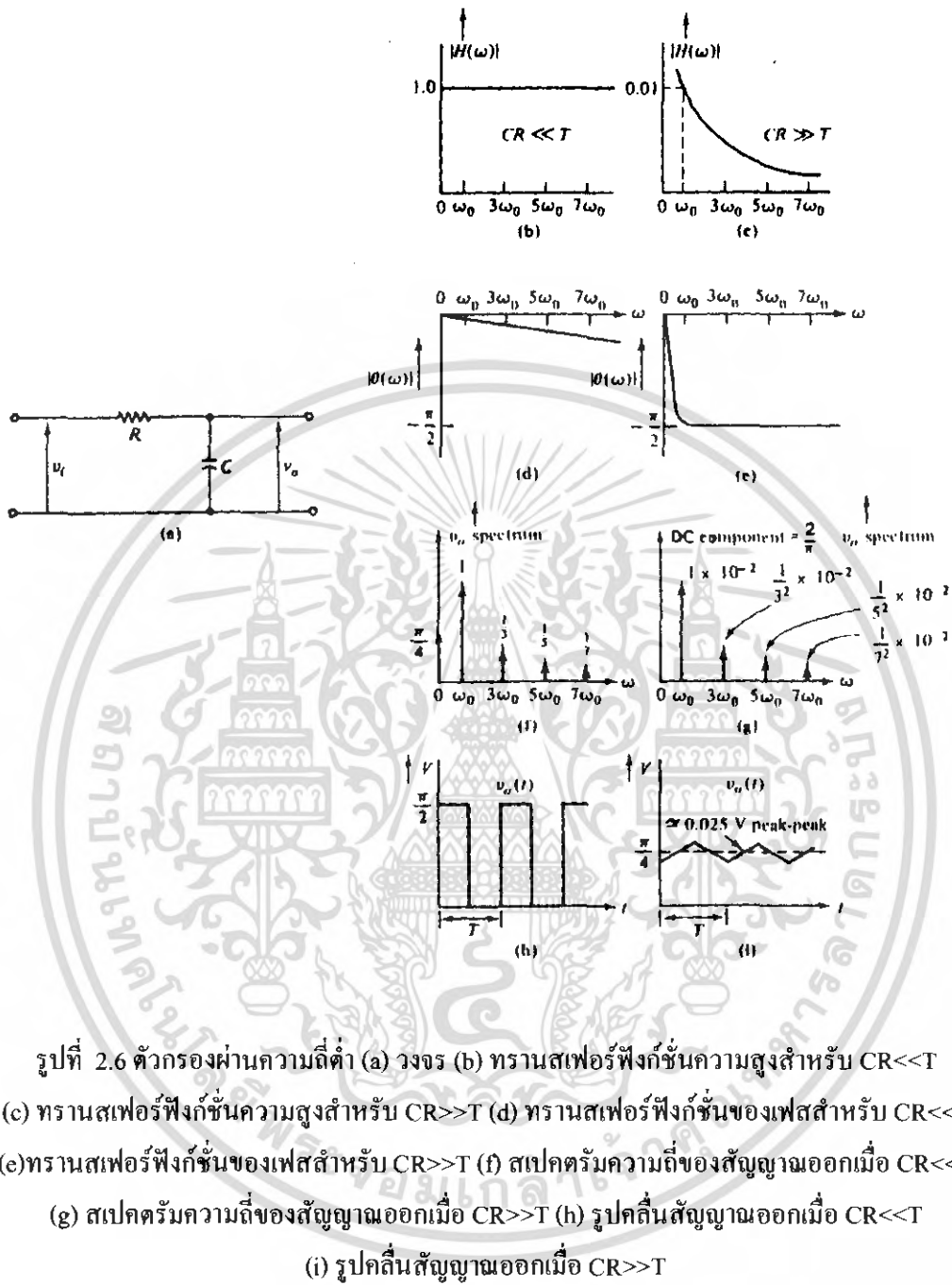
ดังนั้น

$$C \frac{dv_c}{dt} = \frac{v_i}{R} \quad (2.15)$$

และถ้า $V_o = V_c$ จะได้

$$v_o = \frac{1}{RC} \int v_i dt \quad (2.16)$$

จะเห็นว่าตัวกรองผ่านความถี่ต่ำทำหน้าที่เหมือนวงจรอินทิเกรต และตัวกรองผ่านความถี่สูงทำหน้าที่เหมือนวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์



รูปที่ 2.6 ตัวกรองผ่านความถี่ต่ำ (a) วงจร (b) ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันความสูงสำหรับ $CR \ll T$
 (c) ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันความสูงสำหรับ $CR \gg T$ (d) ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของเฟสสำหรับ $CR \ll T$
 (e) ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของเฟสสำหรับ $CR \gg T$ (f) สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณออกเมื่อ $CR \ll T$
 (g) สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณออกเมื่อ $CR \gg T$ (h) รูปคลื่นสัญญาณออกเมื่อ $CR \ll T$
 (i) รูปคลื่นสัญญาณออกเมื่อ $CR \gg T$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 วงจร มิกเซอร์ (Mixer)

วงจรมิกเซอร์ แบ่งออกเป็น 2 ประเภท คือประเภทแอคทีฟ (Active) โดยใช้ทรานซิสเตอร์ หรือไอซี ร่วมกับอุปกรณ์อื่นๆที่ให้อักรายขยาย และอีกประเภทหนึ่งคือ พาสซีฟ (Passive) ใช้ไดโอด ซึ่งจะไม่มีกรขยายสัญญาณ

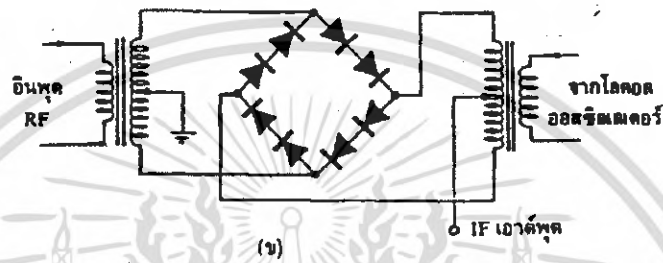
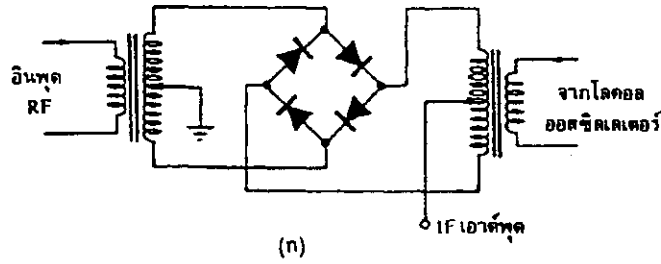
นอกจากนี้เราอาจแบ่งวงจรมิกเซอร์ออกเป็นแบบสมดุลหรือบาลานซ์ กับแบบไม่สมดุลหรืออับบาลานซ์ วงจรมิกเซอร์แบบสมดุลนี้ เราคือให้ขั้วของอินพุตหรือเอาต์พุตไม่เกิดปฏิกิริยาต่อกัน คุณสมบัตินี้เรียกว่า ไอโซเลชัน (Isolation) หรือการแยกระหว่างขั้ว ซึ่งขั้วของสัญญาณก็คือ ขั้วสัญญาณ RF หรือ IF กับสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์เป็นขั้วทางด้านอินพุต และขั้วเอาต์พุตก็คือ สัญญาณ IF หรือ RF



รูปที่ 2.7 (ก) ตัวอย่างมิกเซอร์ของภาคเครื่องรับ (ข) มิกเซอร์ของภาคเครื่องส่ง

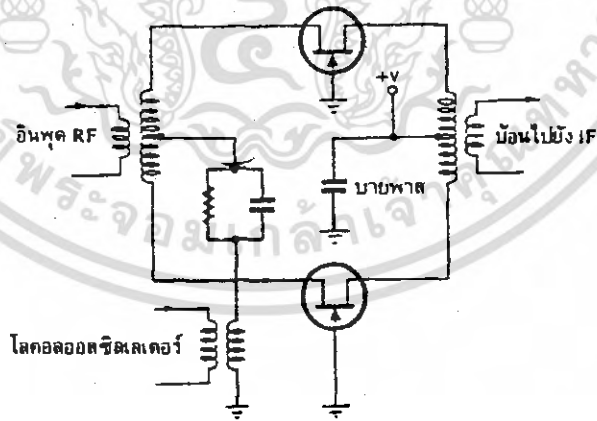
เมื่อพิจารณาจากรูป 2.7 ในกรณีของภาครับจะพบว่าการแยกขั้วระหว่าง RF และออสซิลเลเตอร์นั้นจะไม่สามารถย้อนกลับออกไปยังสายอากาศเพื่อกระจายคลื่นออกไปได้ และการแยกขั้ว RF กับ IF จะไม่ให้สัญญาณที่มีความถี่ตรงกับความถี่ IF ออกไปสู่วงจรขยาย IF ได้ ซึ่งในกรณีของภาคส่งก็จะพิจารณาในทำนองเดียวกัน

สำหรับวงจรมิกเซอร์แบบไม่สมดุลนั้น มีคุณสมบัติการแยกระหว่างขั้วไม่ดี แต่ต้องใช้งานร่วมกับวงจรฟิลเตอร์เพื่อช่วยในการกรองสัญญาณอีกครั้งหนึ่ง



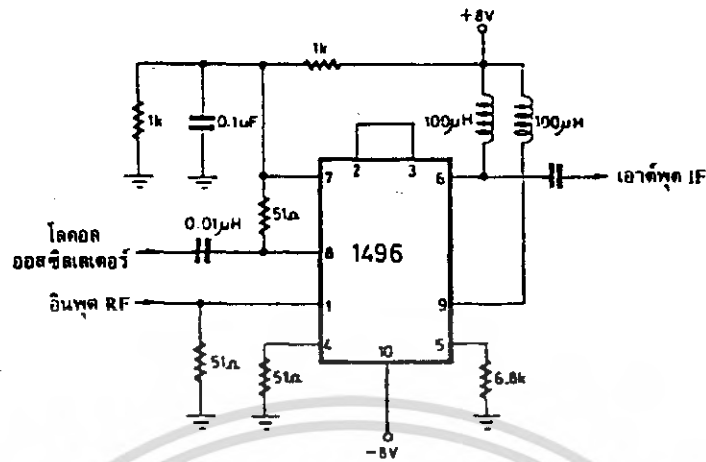
รูปที่ 2.8 วงจรบาลานซ์มิกเซอร์ชนิดพาสซีฟ

จากรูปที่ 2.8 เป็นวงจรบาลานซ์มิกเซอร์ที่ใช้ในภาครับ ไดโอดที่ใช้ต้องมีคุณสมบัติที่เหมือนกันและหม้อแปลงก็ต้องสมมาตรกับจุดกลาง ข้อแตกต่างระหว่างวงจรทั้ง 2 วงจร ก็คือจำนวนการใช้ไดโอด เพื่อเหมาะกับการผสมสัญญาณที่มีความแรงมากกว่า (เช่น ในภาคเครื่องส่ง) จากรูปที่ 2.9 แสดงวงจรบาลานซ์มิกเซอร์แบบแอกทีฟ ซึ่งจะให้อัตราการขยายในการผสมคลื่น



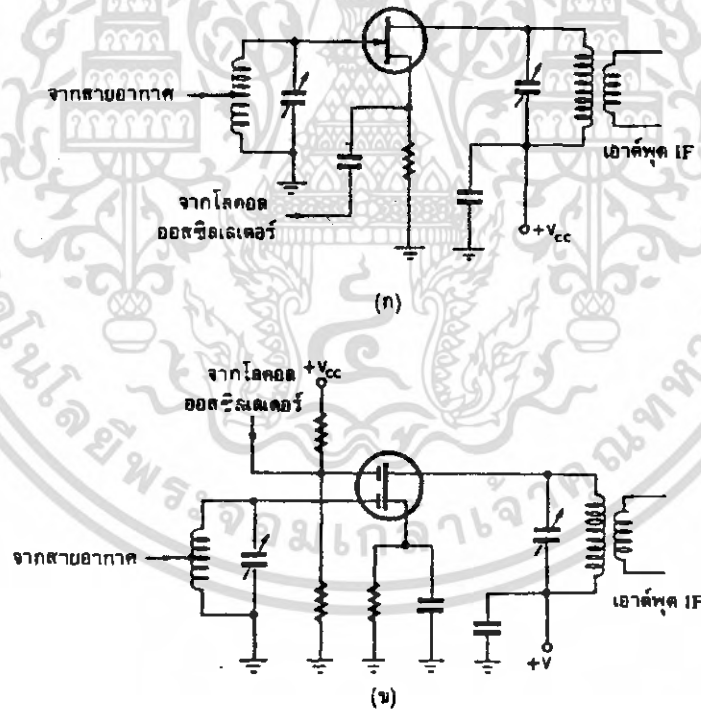
รูปที่ 2.9 วงจรบาลานซ์มิกเซอร์ ชนิดแอกทีฟ แบบใช้เฟด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 วงจรบาลานซ์มิกเซอร์ ชนิดแอกทีฟ แบบใช้ IC

เป็นวงจรบาลานซ์มิกเซอร์อีกแบบหนึ่งที่ใช้ไอซี ซึ่งจะช่วยให้ในการออกแบบวงจรง่ายขึ้น



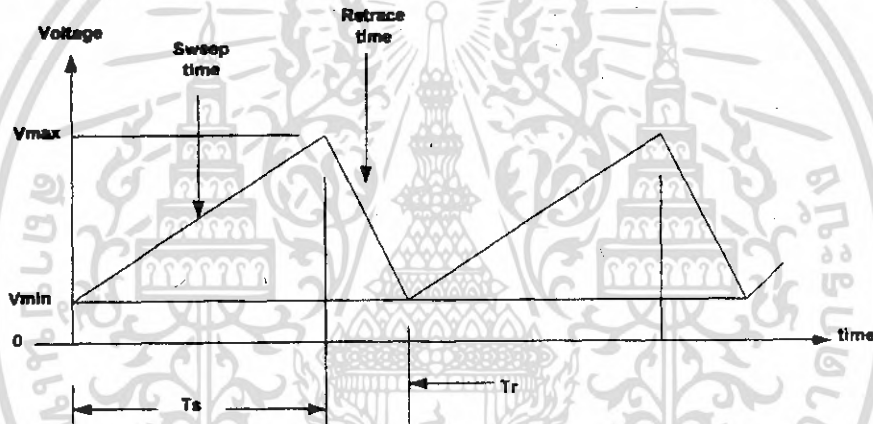
รูปที่ 2.11 วงจรมิกเซอร์แบบไม่สมดุล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 2.11 (ก). ใช้ JFET โดยป้อนสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์ป้อนที่ขา S และสัญญาณ RF ป้อนที่ขา G คุณสมบัติการแยกขั้ว RF และขั้วออสซิลเลเตอร์ไม่ค่อยดี ส่วนในรูป 2.11 (ข). ซึ่งใช้ MOSFET จะมีการแยกขั้วระหว่างออสซิลเลเตอร์กับขั้วของสายอากาศค่อนข้างดี แต่ระหว่างขั้ว RF และขั้ว IF ไม่ค่อยดี จึงจำเป็นต้องใช้ฟิลเตอร์ช่วยในการกรองความถี่เพื่อกำจัดสัญญาณ RF ไม่ให้ไปผสมกับขั้ว IF ได้

2.5 การกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย (Saw tooth wave Generator)

สัญญาณฟันเลื่อย (Saw tooth) ในทางอุดมคตินั้น จะต้องทำงานอย่างเป็นเชิงเส้นจากค่าแรงดันต่ำสุดไปที่ค่าแรงดันสูงสุด และสลับกลับ (Retrace) อย่างรวดเร็วกลับไปที่ระดับแรงดันต่ำสุดค่าเดิม สัญญาณฟันเลื่อยแสดงดังรูป



รูปที่ 2.12 สัญญาณฟันเลื่อยแบบเชิงเส้น

จากที่ 2.12 รูป แสดงสัญญาณฟันเลื่อยแบบเชิงเส้น แบ่งส่วนของสัญญาณออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนลาดขึ้นแบบเชิงเส้น (Linear rising) ที่เรียกว่า “แรงดันแรมปี” (ramp voltage) มีช่วงการกวาด T_s (Sweep time) แรงดันแรมปีจะเปลี่ยนแปลงจากค่าต่ำสุด (V_{min}) ไปสู่ค่าสูงสุด (V_{max}) ก็จะเริ่มกวาดจากขอบด้านซ้ายไปยังขอบทางด้านขวา เมื่อสุดขอบด้านขวาจะต้องสลับกลับเป็น ส่วนที่สอง มีช่วงเวลาของการสลับกลับ T_r (Retrace time) จะต้องมีเวลาที่สั้นที่สุดเพื่อจะได้เริ่มการทำงานใหม่ได้อย่างรวดเร็ว

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

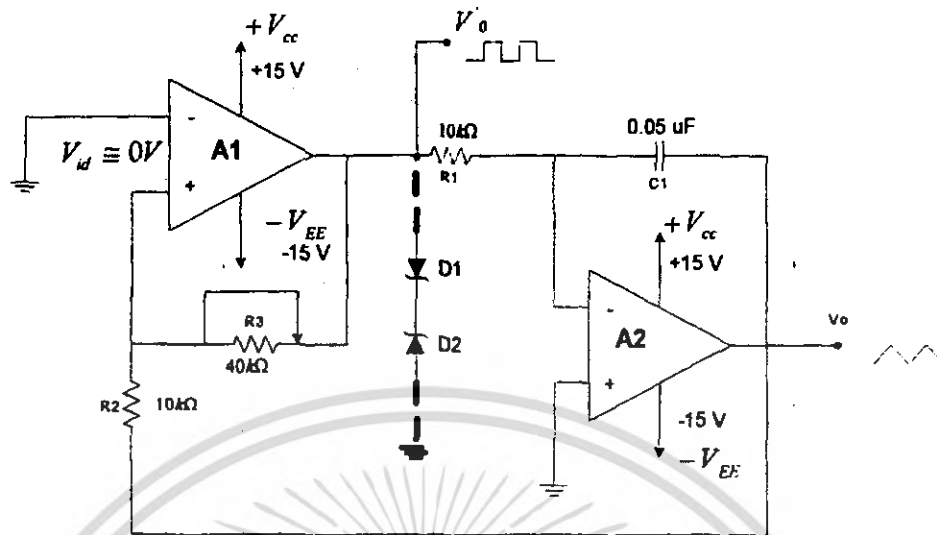
สัญญาณรูปฟันเลื่อยที่ดีจะต้องมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

1. กวาดได้เป็นเชิงเส้น
2. มีการสลับกลับอย่างรวดเร็ว
3. ควบคุมความถี่และการปรับแต่งทำได้ง่าย
4. ซิงโครไนซ์ได้ง่าย

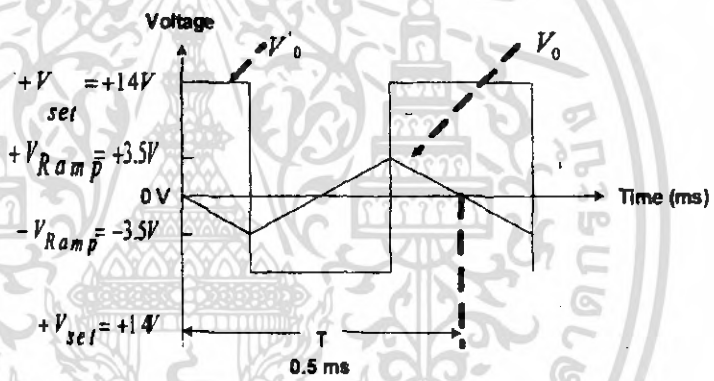
วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อยมีอยู่ด้วยกันหลายแบบ ตั้งแต่วงจรกำเนิดสัญญาณอย่างง่าย โดยใช้ R,C จนกระทั่งถึงวงจรที่มีประสิทธิภาพสูง เช่น ทรานซิสเตอร์และ IC

ข้อแตกต่างระหว่างสัญญาณรูปสามเหลี่ยม (Triangular) และสัญญาณรูปฟันเลื่อย (Sawtooth) ก็คือ ช่วงเวลาขาขึ้น (Rise time) ของสัญญาณรูปสามเหลี่ยมจะเท่ากับช่วงเวลาขาลง (Fall time) เสมอ นั่นคือเวลาที่หมดที่แกว่ง (Swing) จาก $-V_{ramp}$ ถึง $+V_{ramp}$ จะมีค่าเท่ากับเวลาที่แกว่งจาก $+V_{ramp}$ ถึง $-V_{ramp}$ ซึ่งในทางตรงข้ามกัน สัญญาณฟันเลื่อยช่วงเวลาขาขึ้นจะไม่เท่ากับช่วงเวลาขาลง





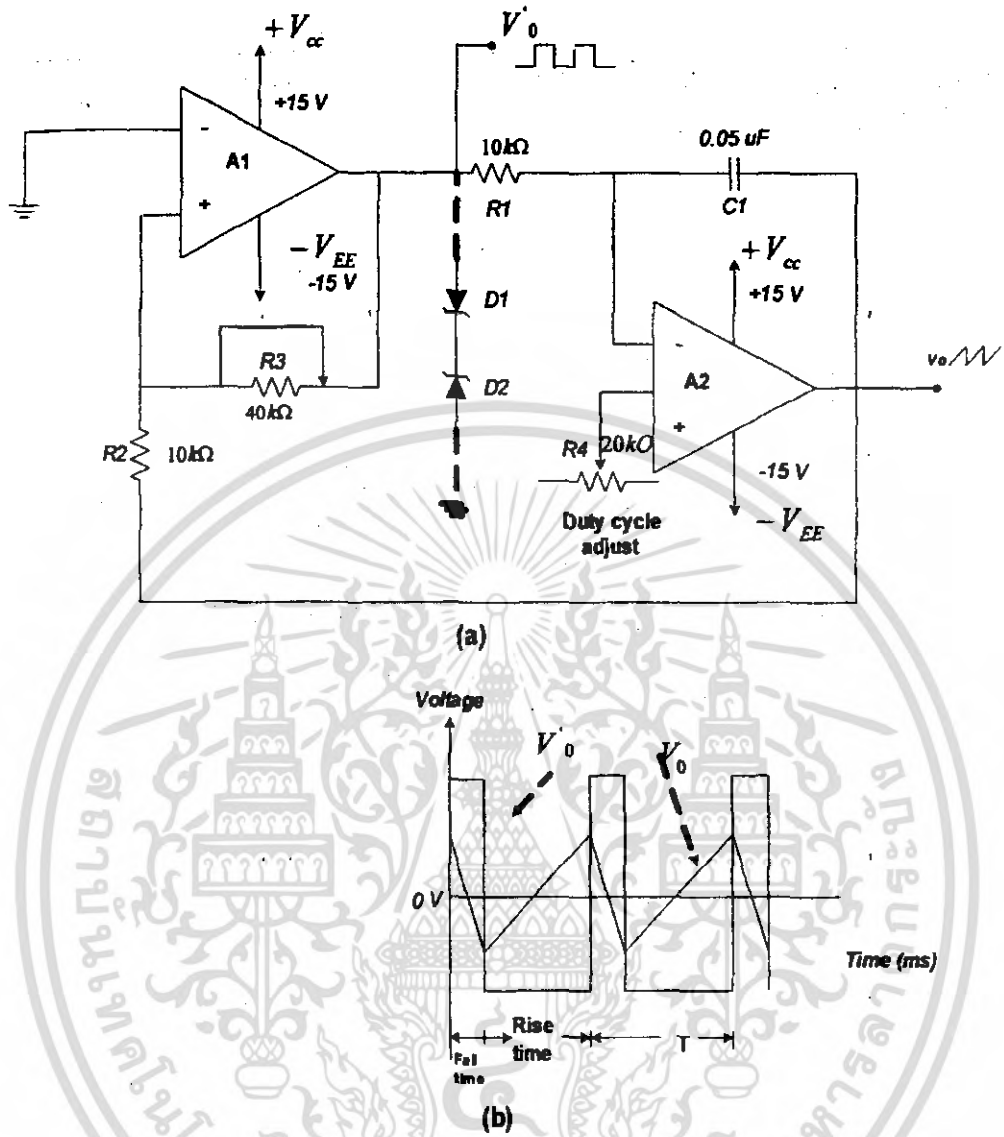
(a)



(b)

รูปที่ 2.13 (a)วงจรกำเนิดสัญญาณรูปสามเหลี่ยม (b)รูปสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 (a)วงจรกำเนิดสัญญาณรูปฟันเลื่อย (b)รูปสัญญาณ

วงจรการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม สามารถที่จะดัดแปลงให้เป็นวงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อยได้โดยการป้อนแรงดันไฟตรง (DC volt) เข้าที่ขานอนอินเวอร์ตติ้ง ของ Op-Amp ตัวที่ 1 ระดับของแรงดันไฟตรงที่ป้อนอยู่ในเอาต์พุตของ Op-Amp ตัวที่ 2 จะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทาน R4 ซึ่งค่าความถี่เกิด (Duty cycle) ของสัญญาณสามเหลี่ยมจะขึ้นอยู่กับขั้ว (Polarity) และขนาด (Amplitude) ของแรงดันไฟตรง ถ้าความถี่เกิดมีค่าน้อยกว่า 50% จะทำให้เกิดสัญญาณฟันเลื่อยขึ้นที่เอาต์พุต แต่ถ้าปรับค่า R4 ให้อยู่ตรงกึ่งกลางพอดีก็จะได้สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่เอาต์พุต

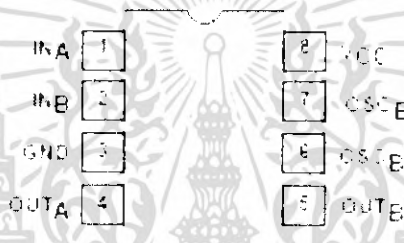
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและการสร้างเครื่อง สเปคตรัม อนุไลเซอร์

3.1 วงจร INPUT และ MIXER

วงจร INPUT ทำหน้าที่รับสัญญาณที่มีขนาด 1 MHz ถึง 20 MHz มาจากภายนอกแล้วนำมาขยายสัญญาณ โดยใช้ FET เบอร์ J310 ทำหน้าที่ในการขยายสัญญาณแล้วส่งให้วงจรมิกเซอร์ซึ่งวงจรมิกเซอร์นี้จะใช้ไอซี SA602A ทำหน้าที่ในการรวมสัญญาณที่มาจากภายนอกกับสัญญาณที่มาจากวงจร VCO ซึ่งวงจร VCO นี้จะสแกนความถี่ได้ตั้งแต่ 1 MHz ถึง 20 MHz เช่นกัน เมื่อวงจรมิกเซอร์รับความถี่ที่ภายนอกตรงกับความถี่ของวงจร VCO วงจรมิกเซอร์จะนำผลต่างที่ได้ผ่านวงจร LOW PASS FILTER ออกเป็นสัญญาณเอาต์พุตไปผ่านวงจรขยายโดยใช้ IC LM387 ทำหน้าที่ในการขยายสัญญาณเพื่อแสดงที่จอออสซิลโลสโคป

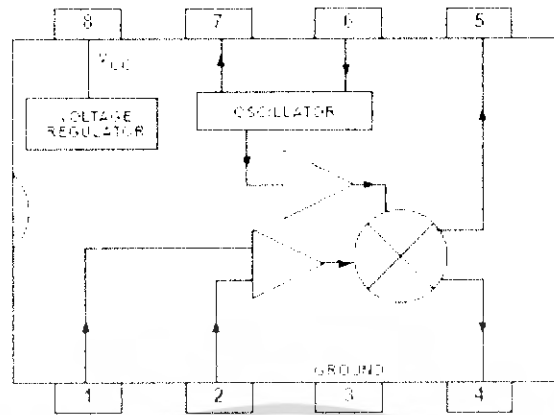


รูปที่ 3.1 ตำแหน่งขาของ IC SA602A

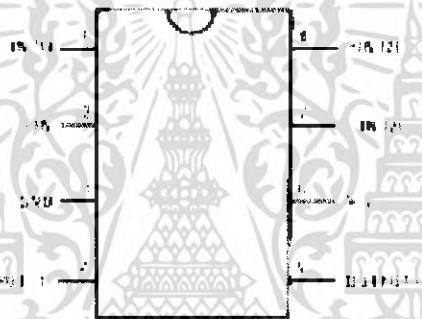


รูปที่ 3.2 โครงสร้างภายในของ IC SA602A

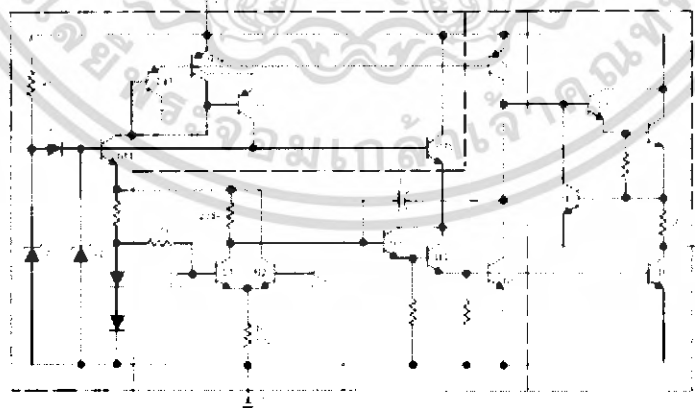
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมของ IC SA602A

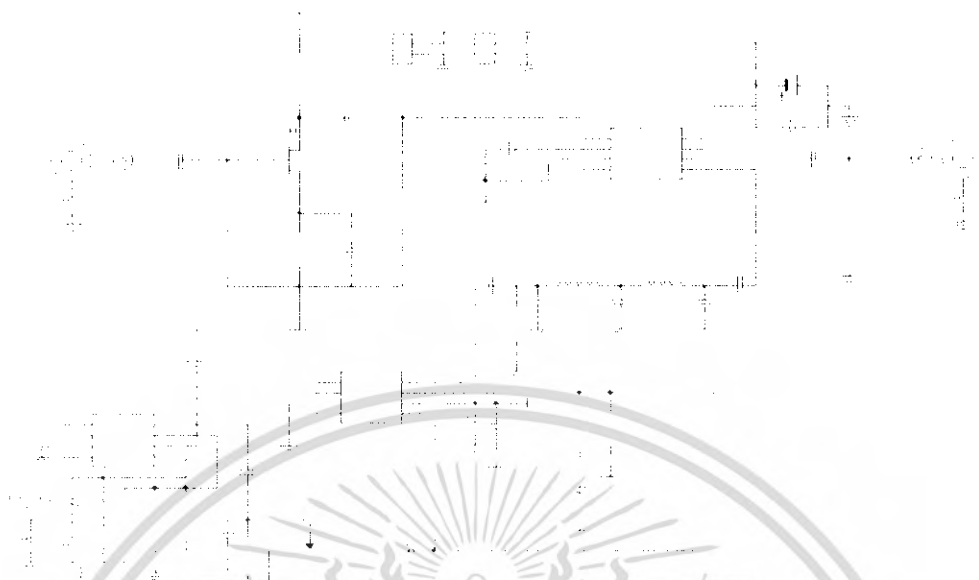


รูปที่ 3.4 ตำแหน่งขาของ IC LM 387



รูปที่ 3.5 โครงสร้างภายในของ IC LM387

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 วงจร INPUT และ วงจร MIXER ที่ต่อใช้งานจริง

จากรูปวงจรสัญญาณอินพุตจะรับเข้ามาโดยผ่านจุด BNC 1 แล้วไปที่มอสเฟต J310 ทำการขยายสัญญาณโดยที่อัตราขยายของมอสเฟตจะมีค่าประมาณ 200 เท่า ส่งให้กับวงจรมิกเซอร์โดยส่งเข้าที่ขา 1 ของไอซี SA602A วงจรมิกเซอร์จะทำการมิกซ์สัญญาณระหว่างสัญญาณอินพุตที่เข้ามา กับสัญญาณที่มาจากวงจร VCO ที่เข้ามาทางจุด BNC 2 เข้าที่ขา 6 ของไอซี SA602A โดยถ้าสัญญาณอินพุตและสัญญาณ VCO มีค่าตรงกันเมื่อมิกซ์สัญญาณแล้ววงจรมิกเซอร์จะนำสัญญาณผลต่างส่งออกเป็นสัญญาณเอาต์พุตออกที่ขา 5 ของ SA602A ส่งเข้าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านซึ่งความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านนี้มีค่า 2.5 KHz เมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแล้วสัญญาณจะถูกส่งเข้าวงจรขยายเอาต์พุต ซึ่งวงจรขยายเอาต์พุตนี้จะใช้ไอซีเบอร์ LM387 ทำหน้าที่ในการขยายสัญญาณภาคสุดท้ายโดยการใช้ LM387 สองตัวต่ออนุกรมกันเพื่อเพิ่มอัตราขยายโดยที่ตัวแรกจะรับสัญญาณจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเข้าที่ขา 8 ของ IC3 แล้วทำการขยายสัญญาณโดยที่อัตราขยายของวงจรตัวแรกมีค่า 35 เท่าเมื่อขยายสัญญาณแล้วส่งออกที่ขา 5 ของ IC3 เป็นสัญญาณเอาต์พุตและส่วนหนึ่งจะป้อนกลับเข้าที่ขา 7 ของ IC3 สัญญาณที่ออกจากขา 5 ของ IC3 จะส่งเข้าที่ขา 8 ของ IC2 เช่นกันซึ่งสัญญาณอินพุตที่เข้าขา 8 ของ IC2 นี้จะถูกกำหนดให้ค่ามากหรือน้อยขึ้นอยู่กับการปรับค่าของ VR1 อัตราขยายของ IC2 นี้จะมีค่า 8 เท่าและสัญญาณที่ถูกขยายแล้วจะถูกส่งออกที่ขา 5 เช่นเดียวกันและส่วนหนึ่งก็ป้อนกลับที่ขา 7 ของ IC2 เช่นเดียวกันสัญญาณเอาต์พุตนี้

จะออกที่จุด BNC 3 ซึ่งนำไปแสดงผลที่จอสโคปเป็นแกนตั้งเทียบกับแกนอนที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณพื้นเลื้อย

3.2 วงจรVCO

MAX038 เป็นอุปกรณ์ไอซีที่สามารถสร้างรูปสัญญาณความถี่ได้สูงกว่าเบอร์อื่นๆ โดยครอบคลุมรูปสัญญาณครบถ้วนตามที่จำเป็นต้องการใช้งาน พร้อมกับคุณภาพที่คิที่สุด ของสัญญาณที่ถูกสร้างขึ้นมา บน โครงสร้างของวงจรที่ประกอบด้วยอุปกรณ์ภายนอกน้อยมาก ความถี่ทางเอาต์พุตนั้นสามารถที่จะควบคุมได้เกินย่านความถี่ระบุไว้คือ 0.1 เฮิรตซ์ ถึง 20 เมกะเฮิรตซ์ จากย่านแรงดันความคุมอ้างอิงภายใน ไอซีขนาด 2.5 โวลต์ร่วมกับอุปกรณ์ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุที่จะต่อประกอบรวมอยู่ภายนอก นอกจากนั้นแล้วค่าคิวิตไซเกิลสามารถปรับค่าได้ในย่านกว้างมากกว่าที่ระบุไว้จากสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน ± 2.3 โวลต์

ส่วนทางด้านการใช้งานด้านอื่น ไอซีนี้สามารถกำเนิดสัญญาณรูปพื้นเลื้อยสำหรับการทำงานในหน้าที่มอดูเลตทางความกว้างของพัลส์ คิ (pulse-width modulator : PWM) และการมอดูเลตทางความถี่หรือการทำงานแบบกวาดสัญญาณก็เช่นกันสามารถกระทำได้โดยขึ้นอยู่กับการควบคุมความถี่และค่าคิวิตไซเกิล ทางด้านเอาต์พุตนั้นสามารถทำการเลือกสัญญาณคลื่นไซน์, สี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมสามารถเลือกได้จากขาควบคุมสองขาที่ต้องเซตรหัสผ่านขาทั้งสองด้วยสัญญาณแบบ TTL สัญญาณทางเอาต์พุตของทุกรูปคลื่นสัญญาณจะมีระดับอยู่ที่ 2 โวลต์พีค-ทู-พีค สวิงจากราวด์หรือเทียบกับกราวด์ จากกรรที่มีคุณสมบัติทางเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำทำให้สามารถขับกระแสออกมาทางเอาต์พุตได้สูงถึง ± 20 มิลลิแอมป์

การใช้งานที่เข้ากันได้กับสัญญาณแบบ TTL นั้นจะมีสัญญาณซิงค์ (sync) ออกมาทางขาซิงค์เอาต์พุตจากวงจรออสซิลเลเตอร์ภายในตัว ไอซีที่มีค่าคิวิตไซเกิลเท่ากับ 50 เปอร์เซ็นต์ โดยไม่เกี่ยวข้องกับค่าคิวิตไซเกิลของรูปคลื่นสัญญาณอื่นๆ แต่อย่างไรเลย เพื่อให้เกิดการซิงโครไนซ์กันกับอุปกรณ์อื่นภายในระบบ นอกจากนั้นแล้ววงจรออสซิลเลเตอร์ภายในตัว ไอซี ยังสามารถทำการซิงโครไนซ์กันกับสัญญาณนาฬิกา TTL ภายนอกได้โดยต่อผ่านเข้ามาทางขา PDI

3.2.1 การทำงาน

การทำงานที่ละเอียดของ MAX038 จะอธิบายเชื่อมโยงถึงบล็อกไดอะแกรมภายในตัว ไอซี ดังแสดงในรูปไว้ในรูปที่ 3.8 จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่า ไอซีนี้ใช้ทำหน้าที่เป็นฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ที่ผลิตความถี่สัญญาณได้สูงรวมทั้งใช้อุปกรณ์ประกอบรวมน้อยมาก ค่าความถี่และค่าคิวิตไซเกิลสามารถควบคุมได้จากการโปรแกรมค่ากระแส, แรงดันและค่าความต้านทาน พร้อมกันนั้นสัญญาณ

ทางเอาต์พุตสามารถเลือกได้โดยอาศัยการป้อนลอจิกเข้าที่ขาเซตลอจิกอินพุต คือขา A_0 และขา A_1 อินพุตและที่ขาซิงค์เอาต์พุต (sync out) กับขาเฟสดีเทกต์ (phase detector) ถูกออกแบบมาให้เป็นการจ่ายสัญญาณออกไปยังภายนอก เพื่อเชื่อมต่อกับส่วนของวงจรอื่นที่ประกอบรวมภายในระบบ

MAX038 สามารถทำงานได้ที่ระดับแรงดันไฟเลี้ยง ± 5 โวลต์และ ± 5 เฟอร์เซนต์ และในส่วนของวงจรรอซิงคลเตอร์ภายในจะมีพื้นฐานการทำงานจากการชาร์จและดิสชาร์จสลับกันไปของตัวเก็บประจุ (C_F) ด้วยระดับกระแสที่คงที่โดยเบื้องต้นนี้จะกำเนิดสัญญาณรูปสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมก่อนเป็นอันดับแรกการชาร์จและดิสชาร์จกระแสของตัวเก็บประจุ C_F จะถูกควบคุมได้จากกระแสที่ไหลผ่านเข้ามายังขา I_{IN} และทำการมอดูเลตด้วยแรงดันที่จ่ายให้กับขา F_{ADJ} และ D_{ADJ} ค่ากระแสที่ไหลผ่านเข้าสู่ขา I_{IN} นั้นสามารถที่จะเปลี่ยนแปลงค่าได้ตั้งแต่ 2 ไมโครแอมป์ถึง 750 ไมโครแอมป์ อันจะเป็นผลทำให้เกิดค่าความถี่ขึ้นสูงกว่าค่าของ C_F ค่าใดๆ เป็น 20 เท่า ถ้าหากจ่ายแรงดัน ± 2.4 โวลต์เข้าที่ขา F_{ADJ} ความถี่จะมีการเปลี่ยนแปลงแบบปกติ และที่ $V_{FADJ} = 0$ โวลต์ก็จะเท่ากับว่า สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้นลง ได้ ± 70 เฟอร์เซนต์ของความถี่ตลอดย่านนั้นๆ ดังนั้นจึงสามารถที่จะใช้การทำงานนี้เป็นตัวปรับค้นหาความถี่ที่ละเอียดได้อีกหน้าที่หนึ่ง

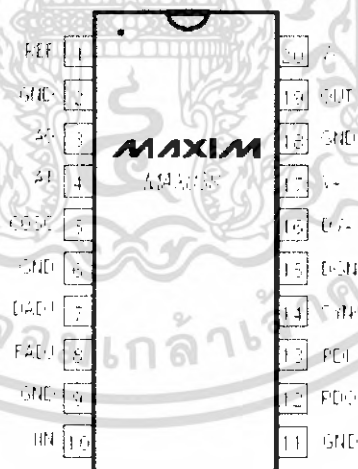
ค่าคิวตี้ไซเคิล (เฟอร์เซนต์ของเวลาที่สัญญาณทางเอาต์พุตเป็นบวก) สามารถควบคุมค่าการเปลี่ยนแปลงได้ตั้งแต่ 10-90 เฟอร์เซนต์ จากค่าแรงดัน ± 2.3 โวลต์ ที่จ่ายให้กับขา D_{ADJ} ค่าแรงดันที่เปลี่ยนแปลงนี้จะป้อนอัตราส่วนกับค่ากระแสที่ชาร์จและดิสชาร์จให้กับ C_F และจะทำให้ได้ค่าความถี่ใกล้เคียงกับค่าคงที่มากที่สุดนอกจากนั้นแล้วค่าแรงดันอ้างอิง (REF) 2.5 โวลต์ ที่มีเสถียรภาพ จะถูกแบ่งแรงดันให้กับขา I_{IN} , F_{ADJ} และ D_{ADJ} ผ่านทางตัวต้านทานค่าคงที่ แกรมยังสามารถที่จะกำหนดให้เป็นการทำงานที่เปลี่ยนแปลงได้เมื่อเปลี่ยนตัวต้านทานค่าคงที่เหล่านั้นเป็นตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ต่อเข้ากับขาอินพุตระหว่าง R_{EF} กับ F_{ADJ} และ D_{ADJ} เทียบกับกราวด์ก็จะได้ค่าความถี่ปกติที่มีค่าคิวตี้ไซเคิลเท่ากับ 50 เฟอร์เซนต์

ค่าความถี่ทางเอาต์พุตนั้นจะเปลี่ยนแปลงและขึ้นอยู่กับค่าของ C_F นอกเหนือจากนั้นแล้วค่าของ C_F ยังสามารถเลือกค่าได้เพื่อให้สามารถกำเนิดความถี่ออกมาทางเอาต์พุตให้ได้สูงถึง 20 เมกกะเฮิรตซ์

การเลือกรูปคลื่นเอาต์พุต MAX038 สามารถที่จะกำหนดรูปคลื่นสัญญาณได้ถึง 3 รูปคลื่น ดังกล่าวมาแล้วและที่ขาแอดเดรส A0 และ A1 จะเป็นขาที่ต้องได้รับระดับหรือสัญญาณลอจิก ความคุมไม่ว่าจะเป็น TTL หรือ CMOS ลอจิกก็ใช้งานได้เช่นกัน โดยลักษณะการเซตลอจิกควบคุม ขาแอดเดรสทั้ง2จะเป็นดังนี้คือ

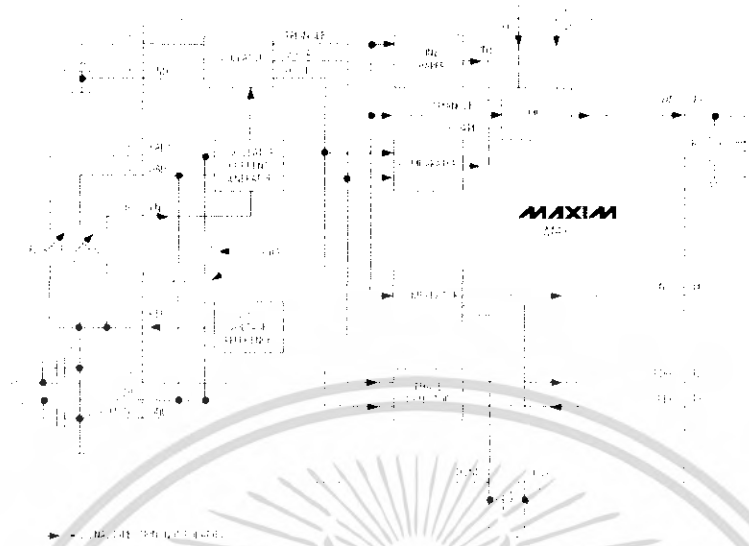
| A0 | A1 | รูปคลื่นเอาต์พุต |
|----|----|------------------|
| X | 1 | คลื่นไซน์ |
| 0 | 0 | คลื่นสี่เหลี่ยม |
| 1 | 0 | คลื่นสามเหลี่ยม |

โดย X ในที่นี้ คือไม่สนใจว่าในขณะที่นั้นขา A0 จะเป็นระดับลอจิกใดก็ตามจะมีผลเฉพาะ ระดับลอจิกที่ขา A1 เท่านั้น ในตำแหน่งคลื่นไซน์ และการเลือกรูปคลื่นสัญญาณนั้นสามารถสวิตช์ เลือกได้ ในทุกเวลาโดยปราศจากเหตุการณ์การกลับเฟสของสัญญาณทางเอาต์พุตอย่างแน่นอน โดยเฉพาะความเร็วในการสวิตช์เลือกของวงจรภายในจะเท่ากับ 0.3 ไมโครวินาที แต่ในบางครั้ง อาจช้ากว่านี้ได้หากมีสัญญาณทรานเซียนต์ขนาดเล็กๆ รบกวนเข้ามาแต่ก็ทำให้เกิดการทำงานที่ช้า สุดก็แค่ 0.5 ไมโครวินาที

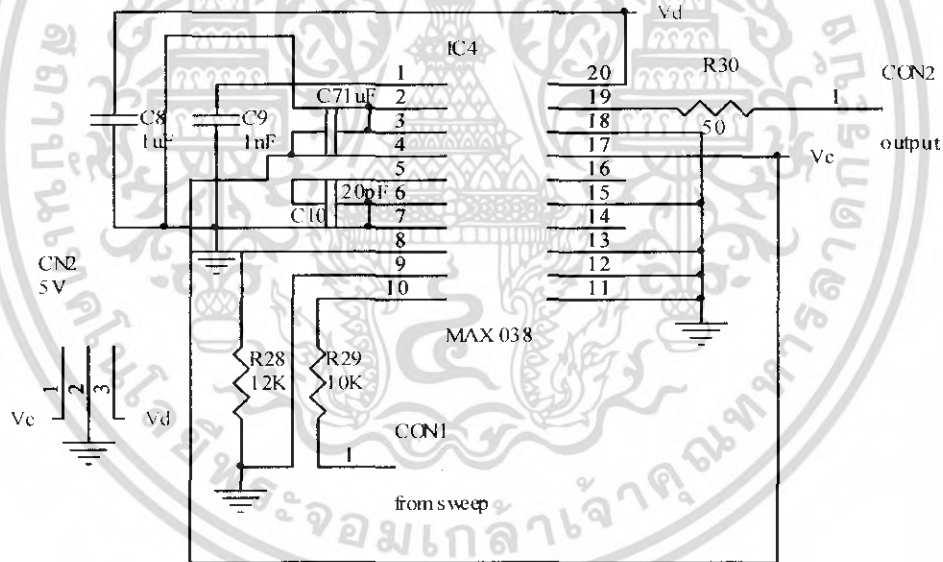


รูปที่ 3.7 ตำแหน่งขาของไอซี เบอร์ MAX 038

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 โครงสร้างภายในของไอซี เบอร์ MAX 038



รูปที่ 3.9 วงจร VCO ที่ต่อใช้งานจริง

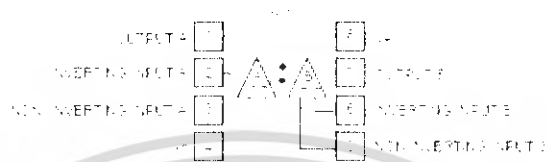
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกำเนิดคลื่นรูปไซน์นั้นจะอาศัยวงจรแปลงรูปคลื่นสัญญาณสามเหลี่ยมที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์ให้ได้สัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีค่าความเพี้ยนต่ำและมีระดับแอมพลิจูดคงที่ สัญญาณรูปคลื่นไซน์, สามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมที่ได้จะถูกจ่ายเข้าไปยังส่วนของวงจรมัลติเพล็กซ์เซอร์ (multiplexer) และมีขาไลน์แอดเดรสสองไลน์ คือ A_0 และ A_1 ทำหน้าที่ควบคุมและทำการเลือกรูปสัญญาณรูปใดรูปหนึ่งในสามรูป เพื่อจ่ายให้กับวงจรขยายสัญญาณออกทางเอาต์พุต สัญญาณทางเอาต์พุตจะมีความแรงหรือระดับแอมพลิจูดคงที่ที่ 2 โวลต์พีค-ทู-พีค (± 1 โวลต์) สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมจะถูกส่งเข้าไปยังวงจรเปรียบเทียบ (comparator) เพื่อทำการสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมความเร็วสูง ซึ่งจะอยู่ในรูปของสัญญาณซิงค์ (sync) ออกไปทางเอาต์พุตเพื่อทำการซิงโครไนส์กับออสซิลเลเตอร์อื่นๆ จากภายนอก วงจรกำเนิดสัญญาณซิงค์นี้ จะมีขารับไฟเลี้ยงจากภายนอกต่างหากดังนั้นจึงสามารถถูกตัดออกจากการใช้งานได้หากไม่ต้องการ

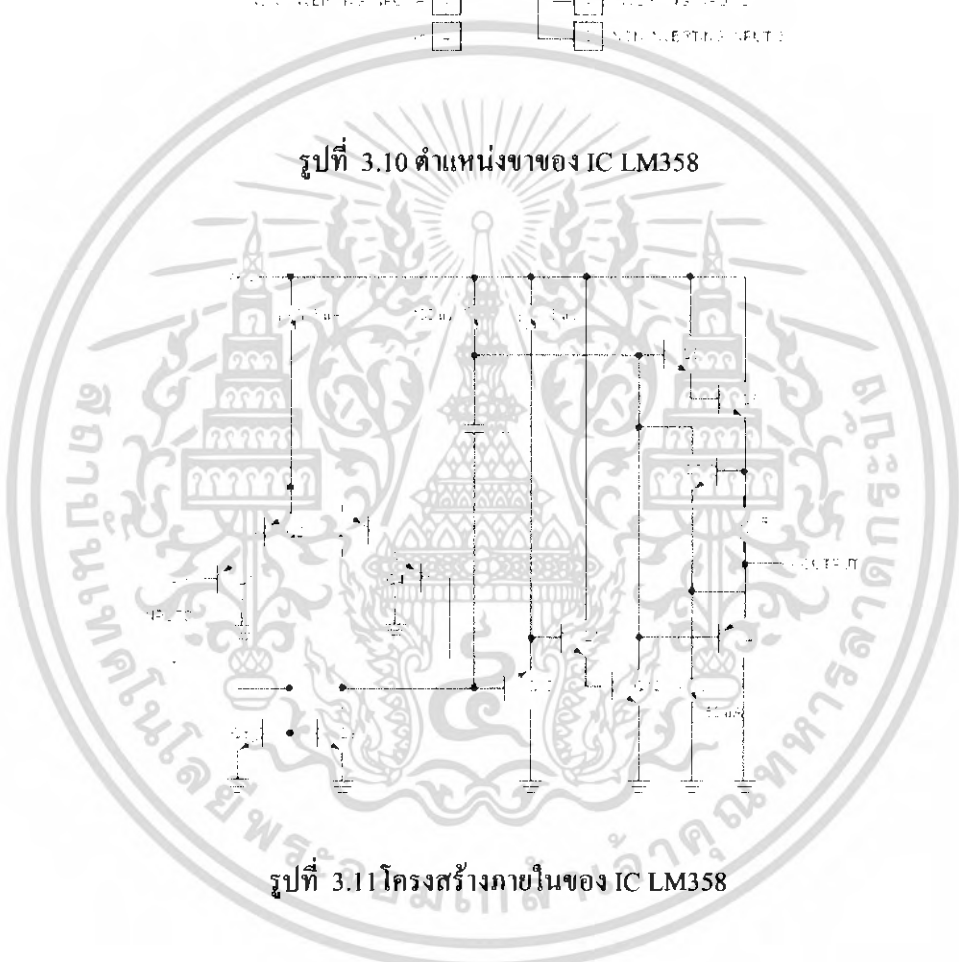
จากความถี่ออสซิลเลเตอร์ OSC/A และ OSC/B จะถูกส่งเข้าสู่วงจรตรวจจับเฟสหรือวงจรเฟสดีเทกเตอร์ จากวงจรส่วนนี้จะมีเอาต์พุตหนึ่งที่ถูกส่งออกไปภายนอกก็คือขา PDO จะเป็นขาสำหรับจ่ายกระแสและสามารถต่อขานี้เข้าโดยตรงได้กับขา F_{ADJ} เพื่อเป็นการซิงโครไนส์กับออสซิลเลเตอร์ภายในตัว MAX038 เองและสำหรับขาอินพุต PDI จะต่อเข้ากับเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ภายนอก

3.3 วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย (Sweep Generator)

วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อยนี้จะใช้ IC เบอร์ LM358 ซึ่งเป็นออปแอมป์ที่สามารถสร้างสัญญาณฟันเลื่อยได้ โดยวงจรนี้จะใช้ไฟเลี้ยงวงจร +15V และ -15V จ่ายให้กับไอซีที่ขา 8 และขา 4 ตามโครงสร้างของไอซี

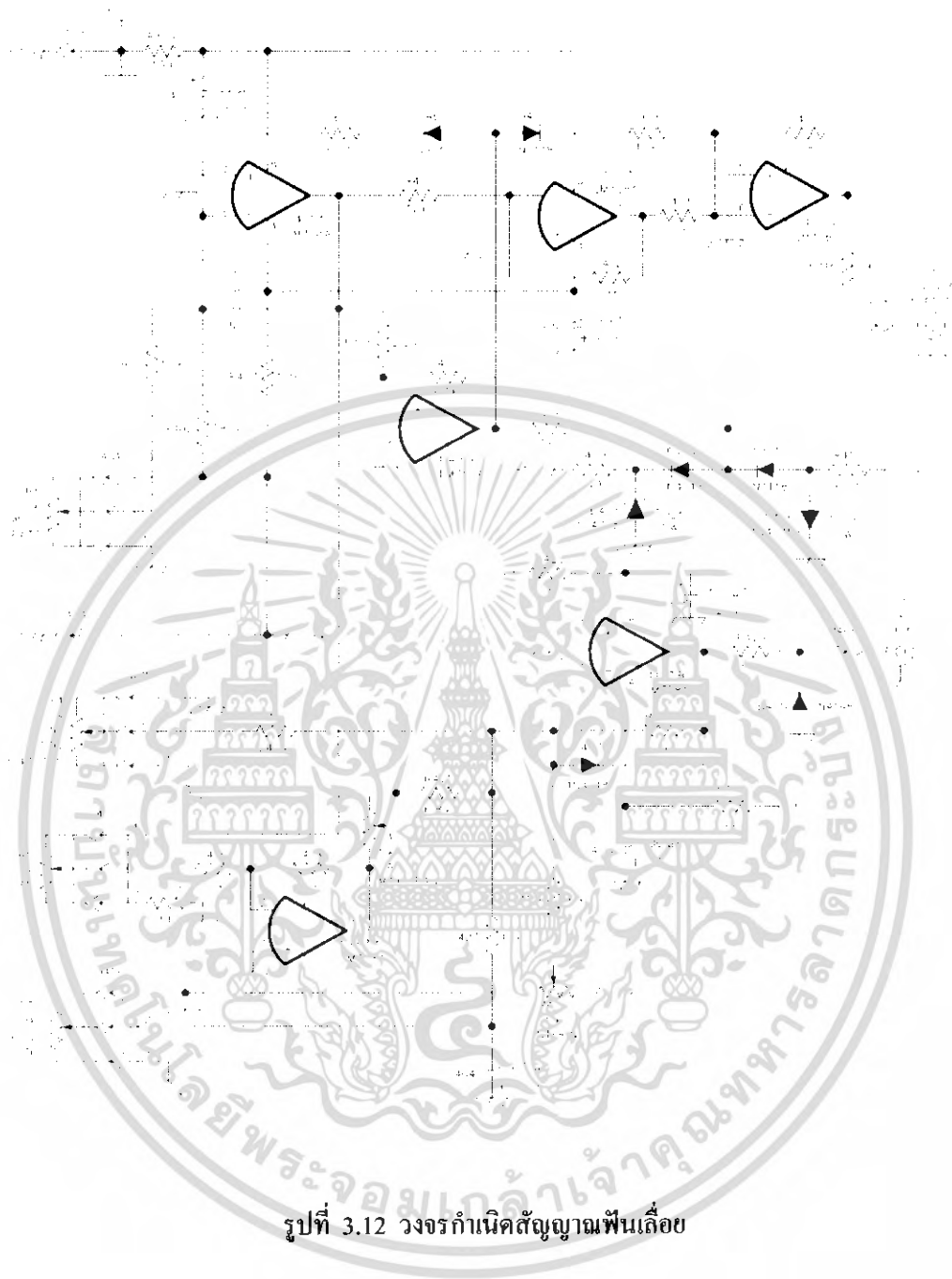


รูปที่ 3.10 ตำแหน่งขาของ IC LM358



รูปที่ 3.11 โครงสร้างภายในของ IC LM358

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย

จากรูปที่ 3.12 เป็นวงจรที่ใช้ในการกำเนิดสัญญาณรูปฟันเลื่อย การออกแบบสำหรับขั้นพื้นฐานโดยปราศจากสัญญาณรบกวนภายนอก ผลลัพธ์ที่ได้จากวงจรประกอบด้วยออปแอมป์เพียง 3 ตัว U401A และ U401B กำเนิดสัญญาณฟันเลื่อยแบบต่อเนื่อง ซึ่งเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณแบบพื้นฐานกระแสจะถูกดึงจากขา 5 ของ U401B เข้าที่ขา 2 ของ U401A โดยมี VR6 เป็นตัวควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส และมี R401 เป็นตัวเชื่อมต่อระหว่างขา 2 และ VR6 กระแสนี้ไหลผ่าน C401 แล้วสร้างแรงดันคงที่เป็นเอาต์พุตของออปแอมป์ สัญญาณ ramp ของวงจรถูกสร้างขึ้นที่ U401B สามารถเปรียบเทียบและตั้งค่าของสัญญาณใหม่ รูปคลื่นสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 1 ของ U401A มีความไม่สมมาตรกันสัญญาณ ramp ทางด้านขอบขาขึ้นมีความกว้างมากกว่าทางด้านขอบขาลง สัญญาณขอบขาขึ้นมีการกวาดของสัญญาณที่เร็วกว่าสัญญาณขอบขาลง ในขณะที่ U401 เป็นสัญญาณ ramp U402A และ U402B จะทำการนำสัญญาณ ramp มากำเนิดเป็นสัญญาณอ้างอิงที่แกน X ของสโคป ความแรงของสัญญาณจะมีศูนย์กลางอยู่ที่ 0 โวลต์ และมีอัตราการแกว่งสูงสุดได้ไม่เกิน 10 โวลต์ สัญญาณพัลส์บางส่วนจากขา 7 ของ U401B จะถูกนำไปรวมกับสัญญาณอินพุตของ U402B ทำให้การกวาดของสัญญาณฟันเลื่อยมีการเริ่มต้นการกวาดใหม่ที่เร็ว ถึงแม้ว่าสัญญาณฟันเลื่อยที่ถูกส่งกลับไป VCO จะมีความเสถียรมาก หากการสแกนของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่าเกินกว่าแกน X ที่กำหนดก็จะทำการเริ่มต้นสแกนใหม่

วงจรถูกกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อยจะกำเนิดสัญญาณเพื่อไปควบคุม VCO เป็น สัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 1 ของ U401A จะถูกควบคุมระยะห่าง โดย VR5 (SPAN) เมื่อวิเคราะห์โดยตั้งให้ระยะห่างมีค่าสูงสุด แรงดันของ VCO จะกำเนิดสัญญาณความถี่ 110 ถึง 180 เมกกะเฮิรตซ์ VCO จะใช้แรงดันทางด้านซิกบวกลเพียงอย่างเดียว ดังนั้นเอาต์พุตของ U403B ที่ไดโอดแกมปี ทำหน้าที่ไม่ให้แรงดันซิกลบออกมาที่เอาต์พุต การปรับตั้งความถี่กลางจะสามารถปรับตั้งได้โดยที่ SPAN มีระยะห่างเป็นค่าสูงสุด โดยปรับที่ VR3 ,VR4 และ VR420 เราสามารถลดระยะห่างให้มีระยะห่างลดลงได้โดยปรับที่ VR5(SPAN) ความถี่กลางสามารถตั้งค่าได้ถึง 35 เมกกะเฮิรตซ์ ที่ระยะห่างสูงสุด

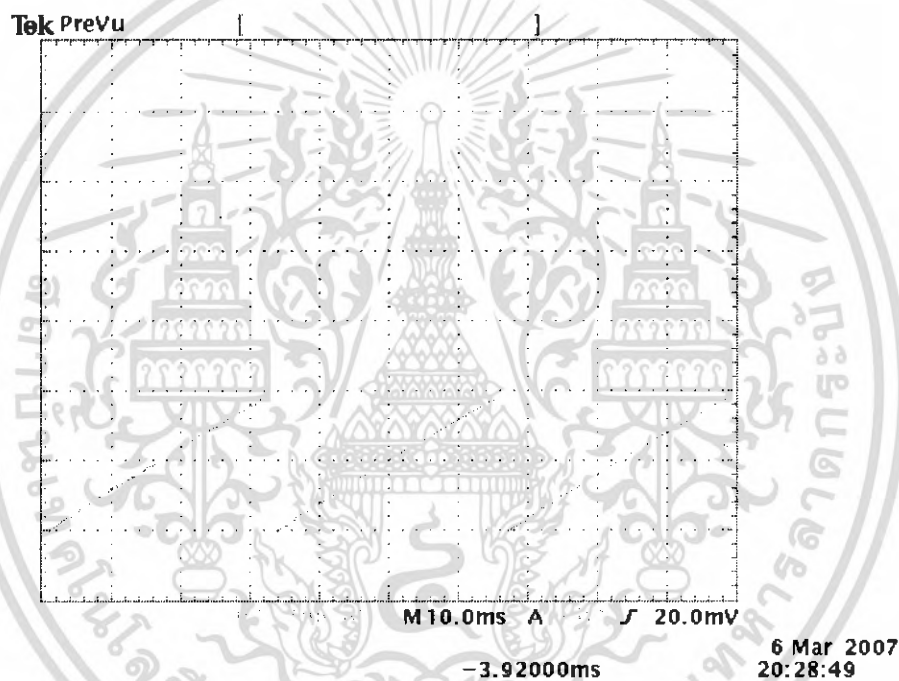
บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

ในการทดลองได้ทำการแบ่งการทดลองออกเป็นส่วนๆ โดยแต่ละส่วนนั้นจะแสดงวิธีการทดลองและผลที่ได้รับจากการทดลองนั้น ซึ่งรายละเอียดของหัวข้อต่างๆจะอธิบายดังต่อไปนี้

4.1 วงจรภาค Voltage Control Oscillator

ทำการทดลองวัดสัญญาณภาค VCO ตามรูปวงจรที่ 3.9 วงจร VCO ที่ต่อใช้งานจริง เพื่อทดสอบรูปสัญญาณที่ออกจากวงจรโวลต์เดจ คอนโทรล ออสซิลเลเตอร์ โดยทำการวัดสัญญาณเทียบกับสัญญาณ Sweep จากการทดลองวัดรูปสัญญาณจะได้ผลการทดลองตามรูป

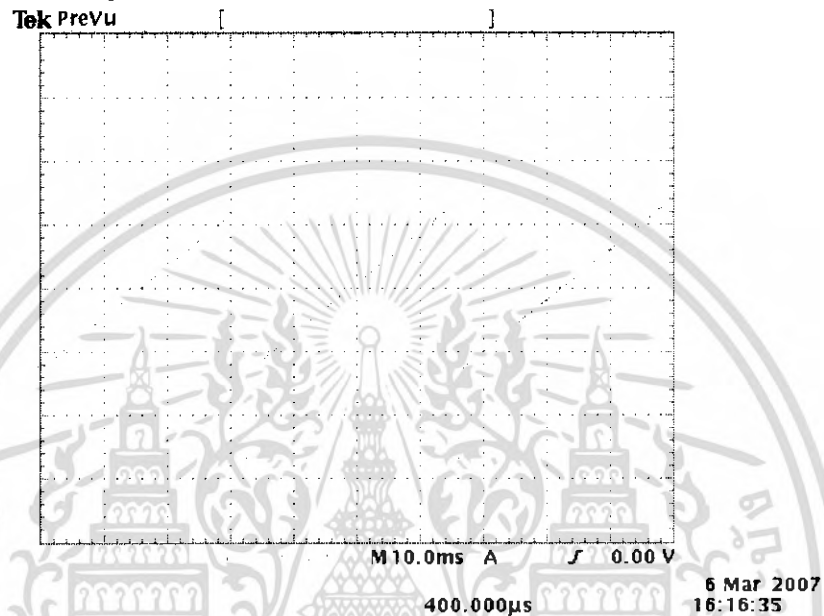


รูปที่ 4.1 สัญญาณจากเอาต์พุตของ MAX 038 (ขา 19) วัดเทียบกับสัญญาณ Sweep

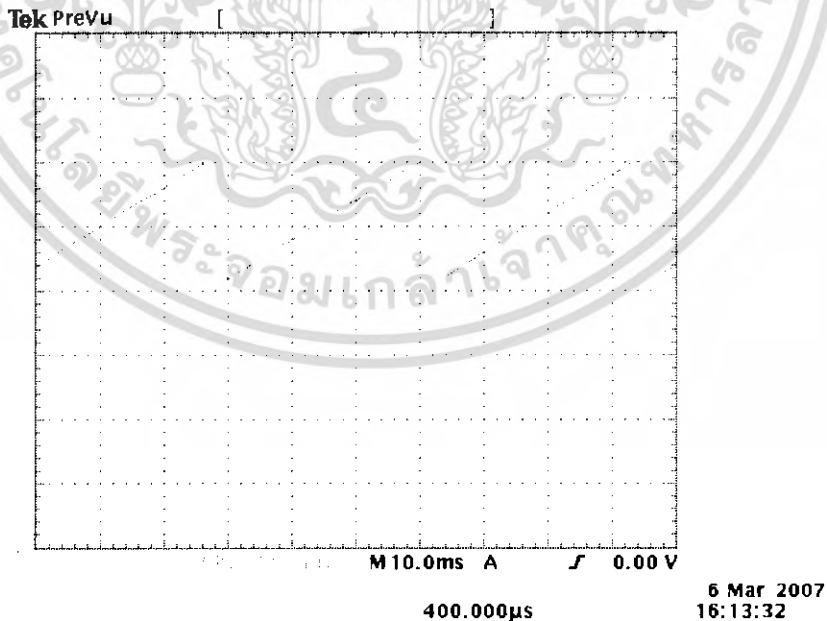
สังเกตว่าเอาต์พุตจากวงจร โวลต์เดจ คอนโทรล ออสซิลเลเตอร์ เมื่อสัญญาณ Sweep ที่แรงดันเพิ่มมากขึ้น VCO จะผลิตความถี่สูงมากขึ้น

4.2 วงจรภาค Sweep Generator

ทำการทดลองวัดสัญญาณภาค Sweep Generator ตามรูปวงจรที่ 3.12 รูปวงจร Sweep Generator เพื่อทดสอบรูปสัญญาณพื่นเหลี่ยมที่ออกจากวงจร ที่จะนำไปต่อให้กับภาค โวลต์เตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ โดยทำการวัดสัญญาณที่จุดต่างๆของวงจร จากการทดลองวัดรูปสัญญาณ จะได้ผลการทดลองตามรูป



รูปที่ 4.2 สัญญาณ to scope X input

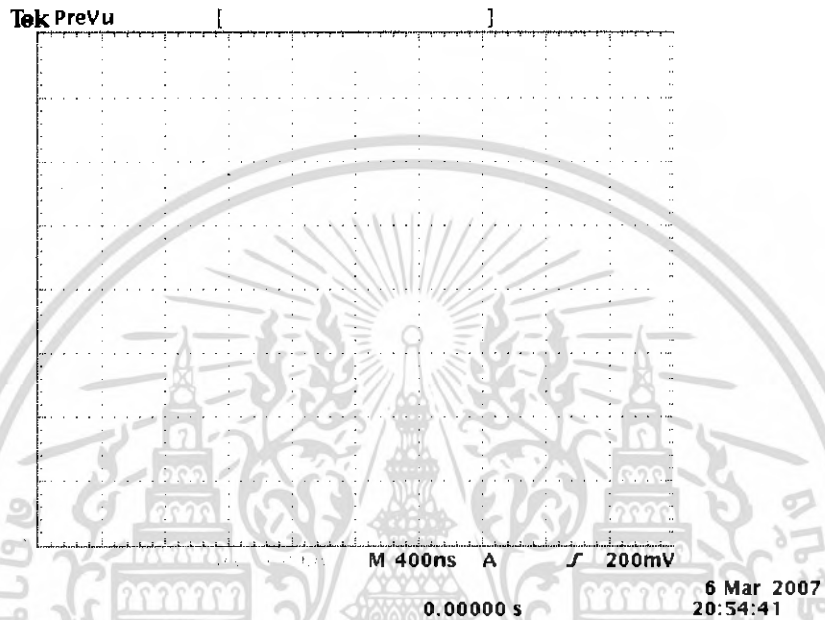


รูปที่ 4.3 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร Sweep Generator

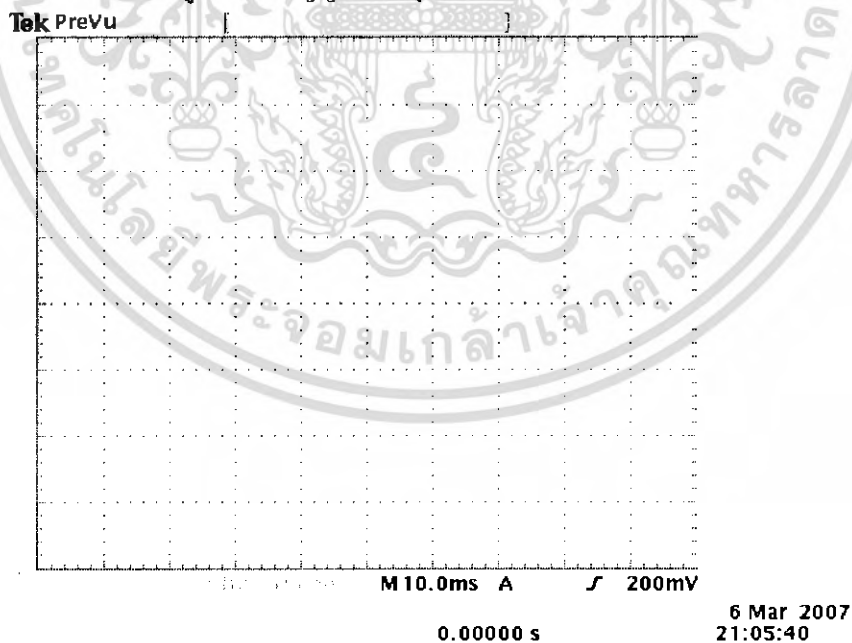
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 วงจร Mixer

วงจร Mixer ทำการทดลองตามวงจรในรูปที่ 3.6 จะได้สัญญาณที่เป็นอินพุตที่เป็นสัญญาณ sine wave เข้าที่ขา 1 และสัญญาณจากวงจร VCO เข้าที่ขา 6 แล้วไอซี SA602 จะทำการมิกซ์สัญญาณทั้งสองแล้วส่งออกที่ขา 5

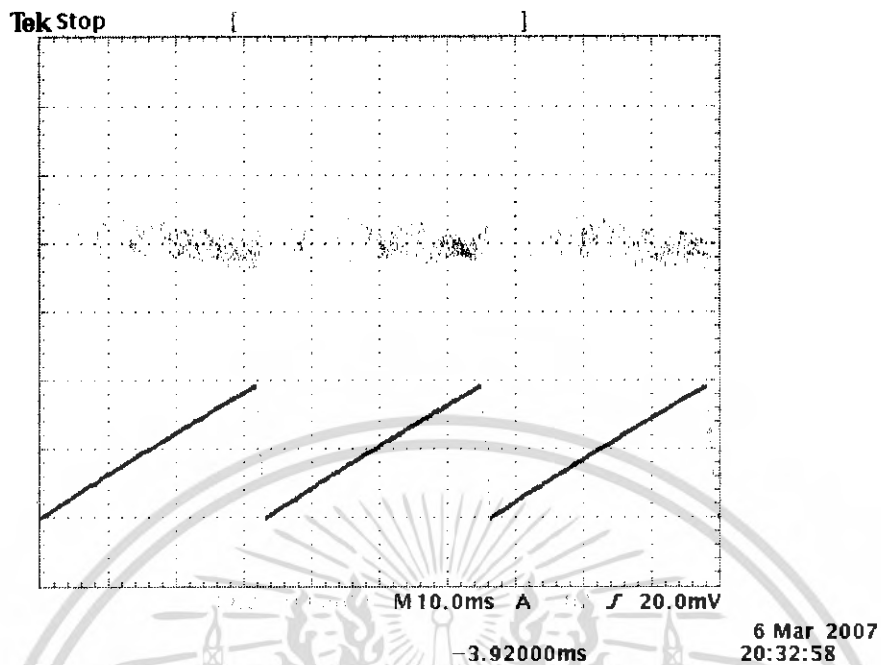


รูปที่ 4.4 สัญญาณอินพุตเข้าที่ขา 1 ของ SA 602



รูปที่ 4.5 สัญญาณ VCO เข้าที่ขา 8 ของ SA 602

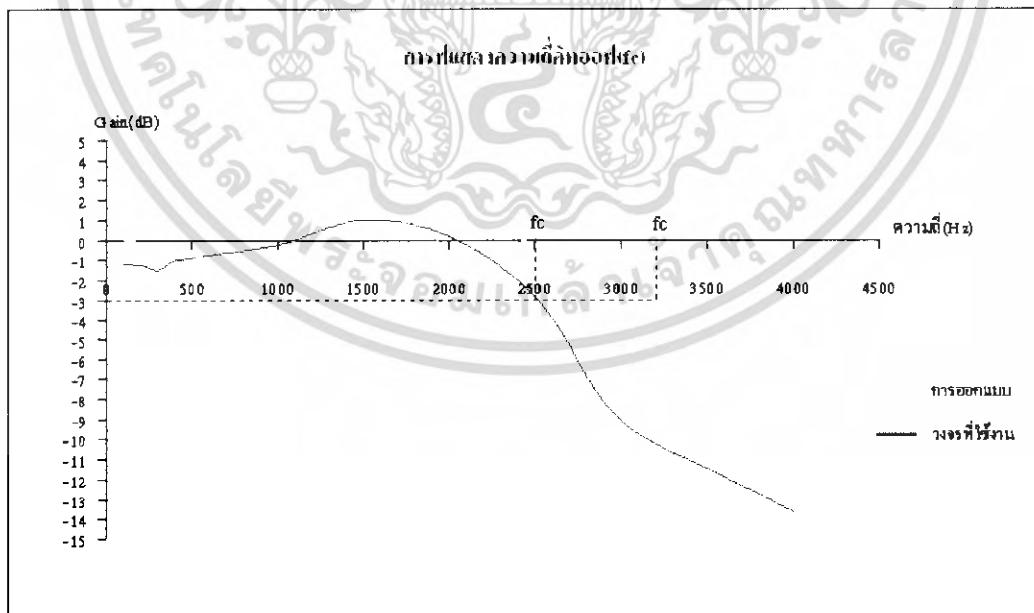
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 สัญญาณเอาต์พุตออกที่ขา 5 ของ SA 602

4.4 วงจรฟิลเตอร์

ทำหน้าที่กรองความถี่ต่ำผ่าน โดยกรองความถี่ที่เกิดจากความถี่ของวงจรมิกเซอร์ซึ่งเกิดจากการหักล้างกันของความถี่อินพุต กับความถี่ของ VCO ความถี่คัทออฟที่ได้จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมีค่าประมาณ 2.5kHz

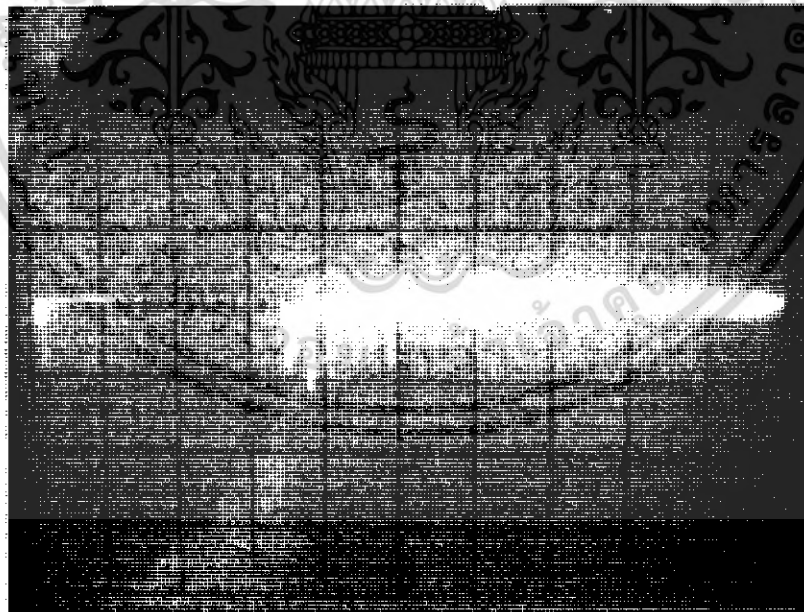
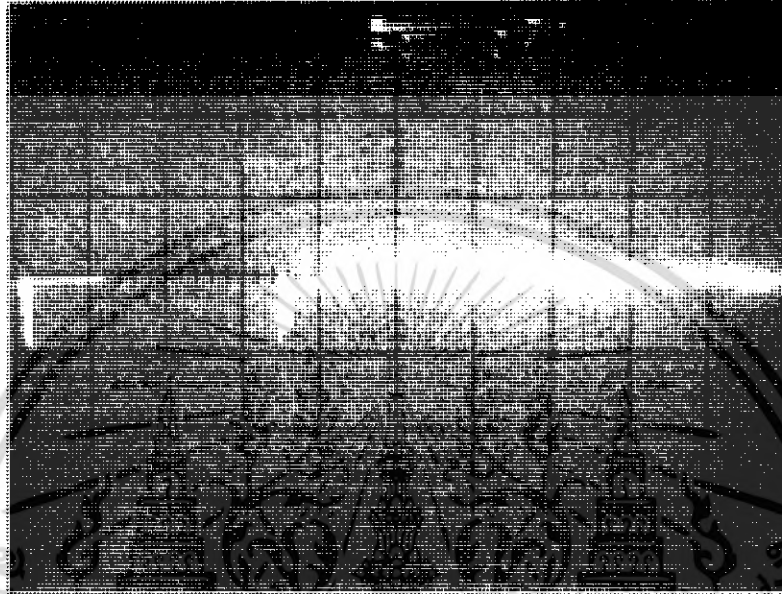


รูปที่ 4.7 กราฟความถี่คัทออฟ (fc)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

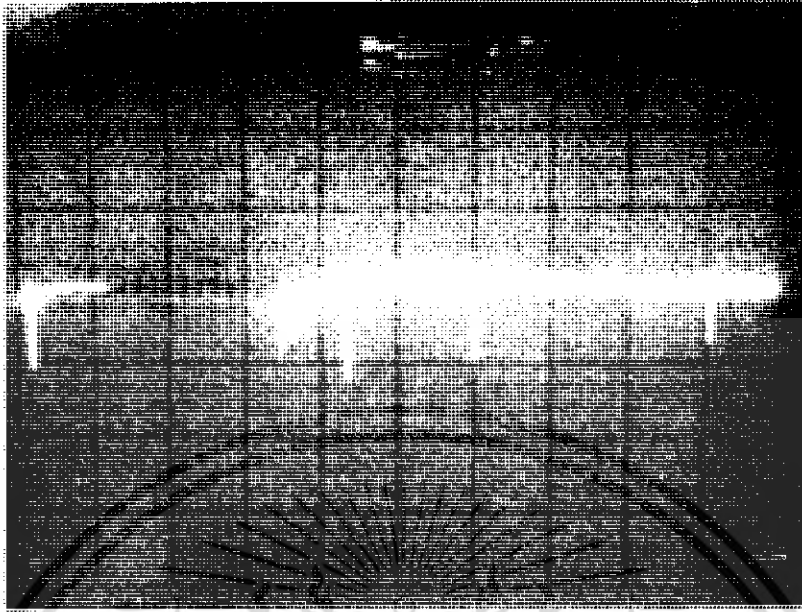
4.5 วงจรภาคขยายเอาต์พุต

วงจรภาคขยายเอาต์พุต โดยใช้ไอซี LM387 มาต่อใช้งาน รับสัญญาณจากวงจรฟิลเตอร์เข้าที่ขา 8 ของ LM387 เพื่อทำหน้าที่ขยายสัญญาณก่อนออก output

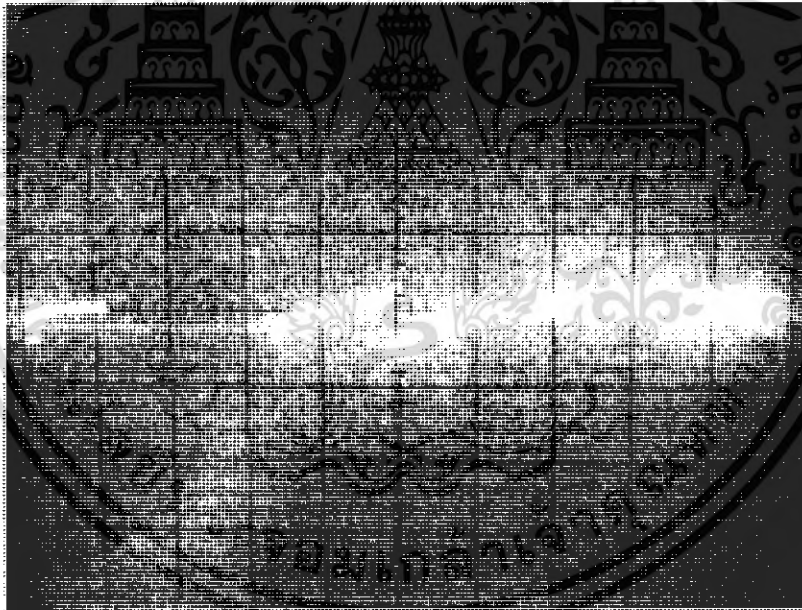


รูปที่ 4.9 สัญญาณบนเอาต์พุตที่ขั้วขา 1 ของ LM387

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

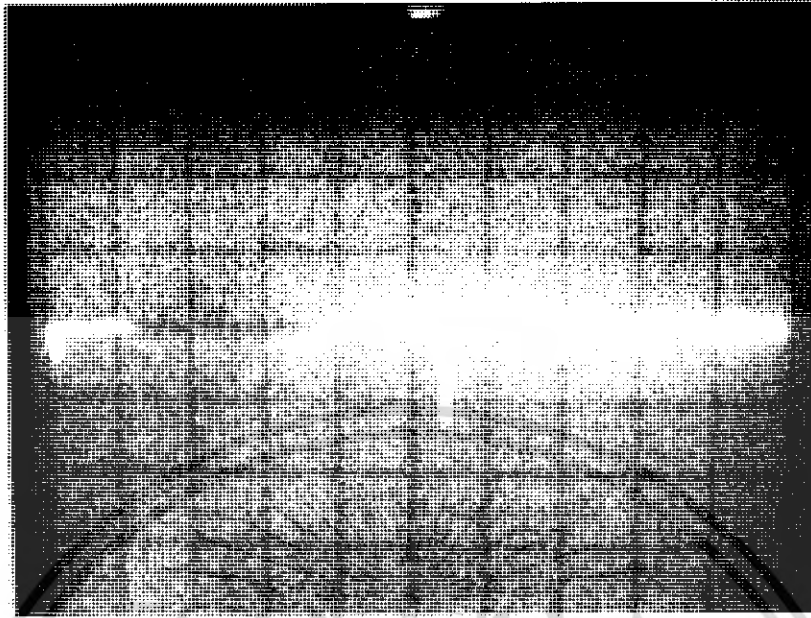


รูปที่ 4.10 สัญญาณเอ็ดพัคที่ขนาดความถี่ 3 MHz

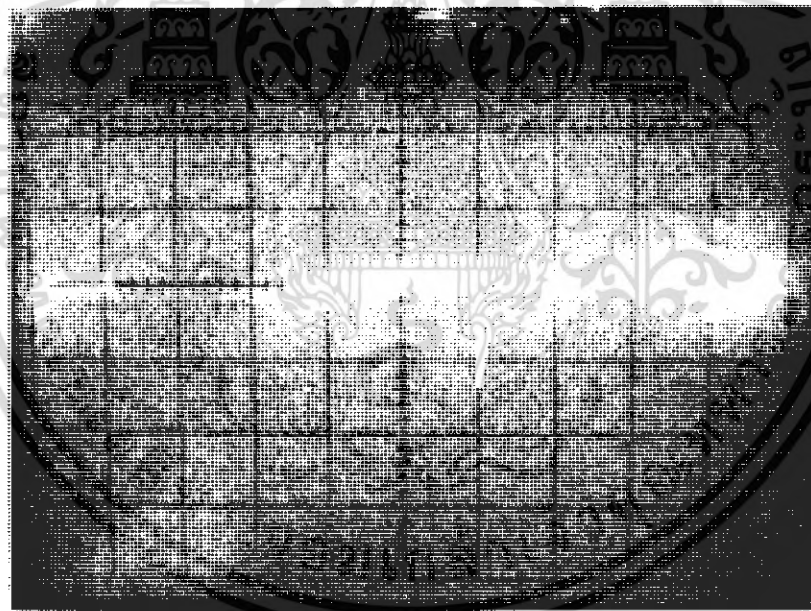


รูปที่ 4.11 สัญญาณเอ็ดพัคที่ขนาดความถี่ 4 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

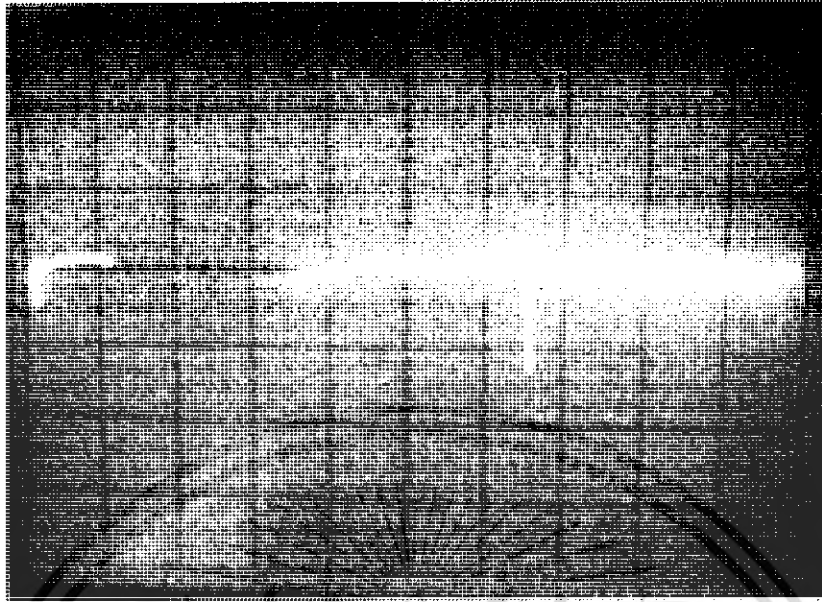


รูปที่ 4.12 คือชุดข้อมูลที่ได้จากการทดลองที่ 5 MFI:

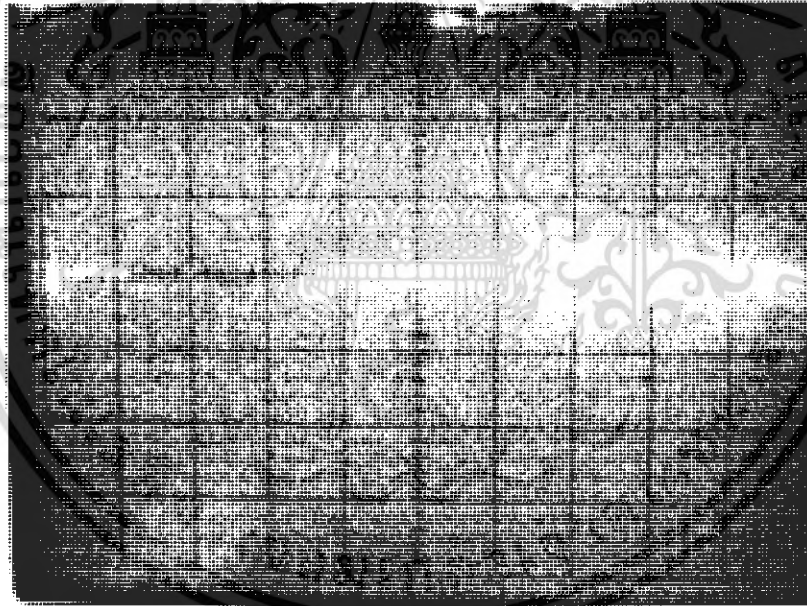


รูปที่ 4.13 คือชุดข้อมูลที่ได้จากการทดลองที่ 6 MFI:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

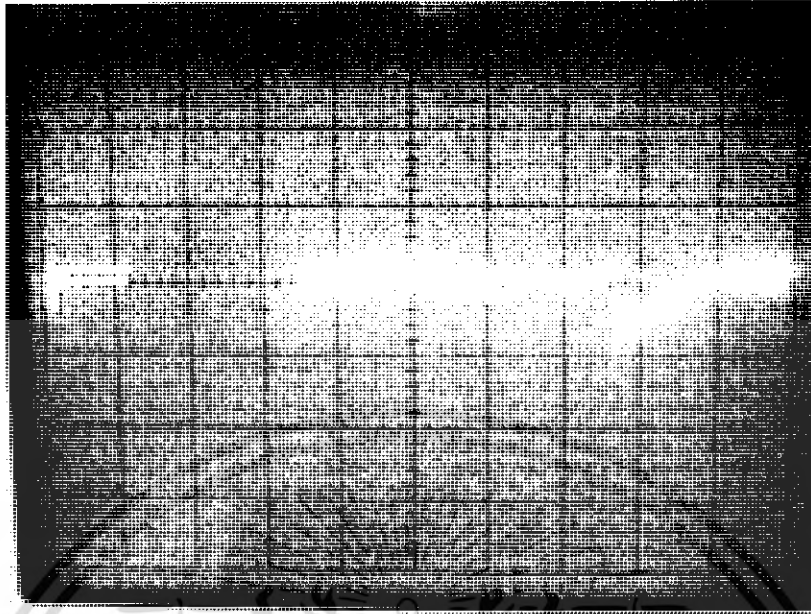


รูปที่ 4.14 สัญญาณเอาต์พุตที่ขนาดความถี่ 7 MHz

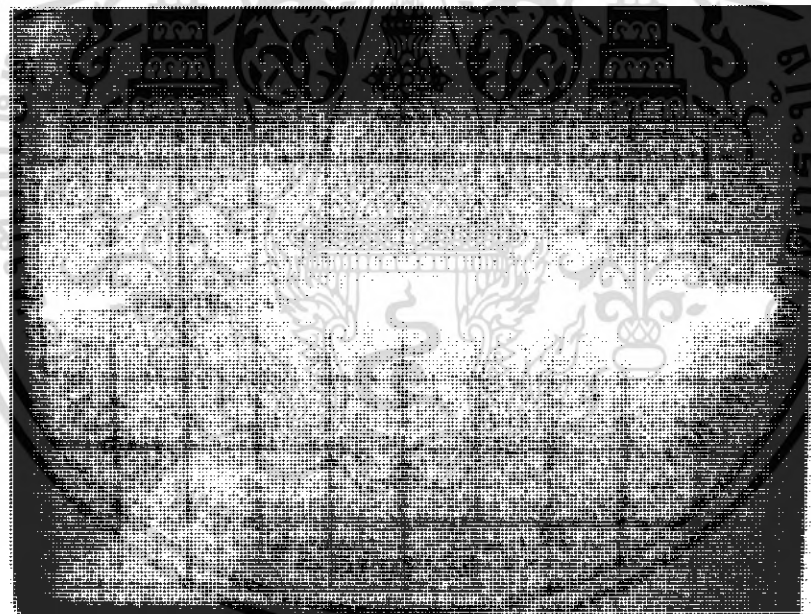


รูปที่ 4.15 สัญญาณเอาต์พุตที่ขนาดความถี่ 8 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

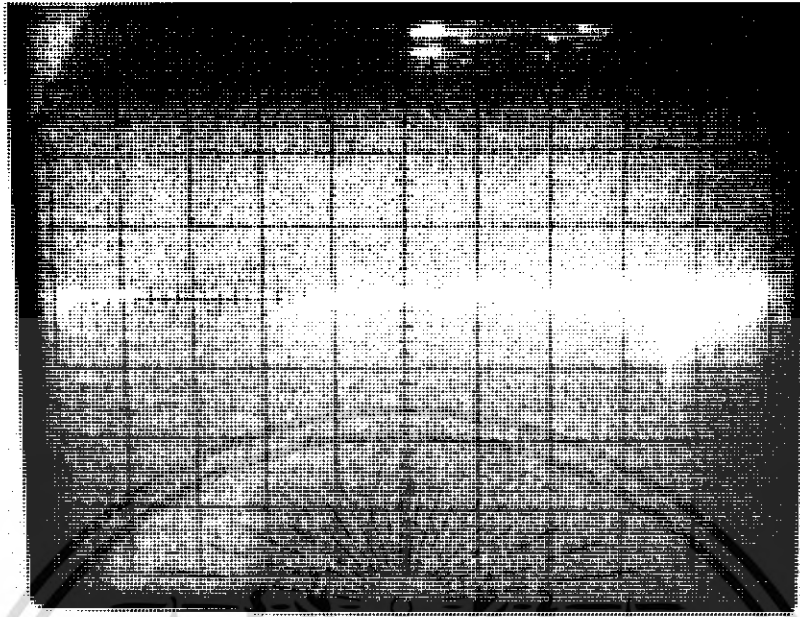


รูปที่ 4.16 ศึกษารูปแบบปกที่ดูทันสมัย มีความเป็น 3 มิติ

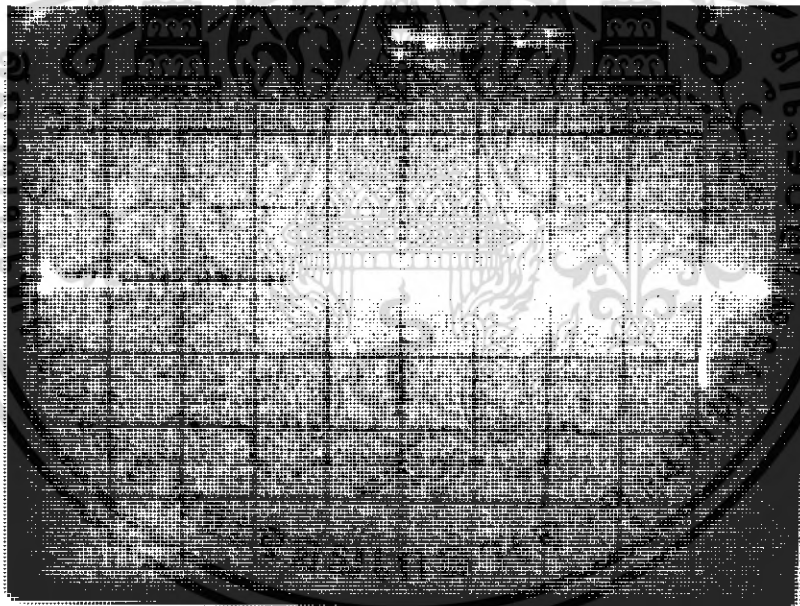


รูปที่ 4.17 ศึกษารูปแบบปกที่ดูทันสมัย มีความเป็น 3 มิติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

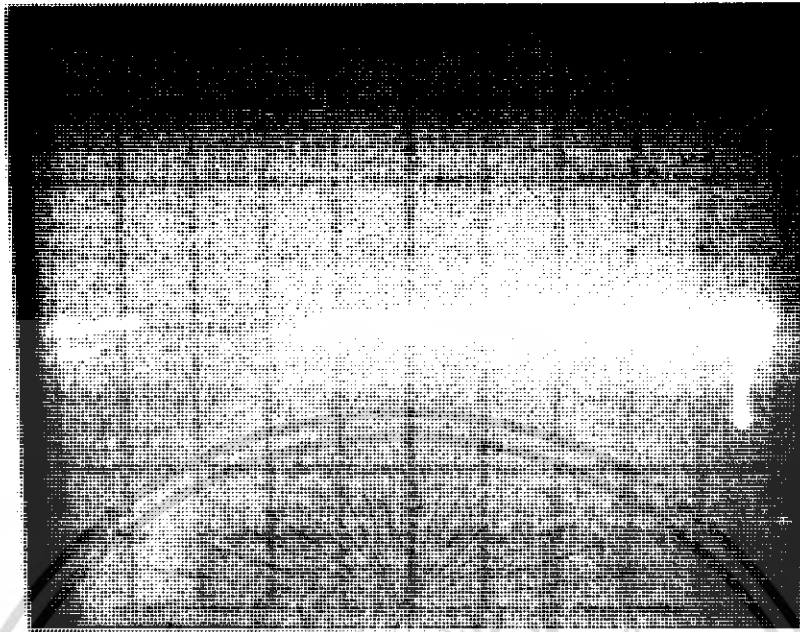


รูปที่ 4.18 สัญญาณเอ็ดพุตที่ขนาดความถี่ 7 MHz



รูปที่ 4.19 สัญญาณเอ็ดพุตที่ขนาดความถี่ 12 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 สัญลักษณ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

วงจร Sweep Generator เป็นวงจรถูกกำเนิดสัญญาณพื้นเลื้อยซึ่งความถี่และแรงดันของสัญญาณนั้นสามารถปรับแต่งได้ด้วย การปรับค่าความต้านทาน VR5(Span) ค่าความถี่ของสัญญาณสามารถปรับค่าได้จากการปรับค่าของ VR6(Sweep Rate) สามารถปรับได้ในช่วงประมาณ 0.5 – 2.2 KHz และแรงดันของสัญญาณสามารถปรับค่าได้จากการปรับค่าของ VR420(Cal Max Span) สามารถปรับได้ในช่วงประมาณ 1 – 8 โวลต์

วงจร Voltage Control Oscillator (VCO) สามารถผลิตความถี่ที่ใช้ในการกวาดได้ในช่วง 1-13 MHz ซึ่งยังมีค่าไม่ตรงตามวัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้ คืออยู่ในช่วง 1-20 MHz ซึ่งอาจเป็นเพราะการผลิตแรงดันของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณพื้นเลื้อยยังมีค่าน้อยกว่าที่ VCO สามารถสแกนได้ถึงช่วง 1-20 MHz

วงจร Mixer สามารถรวมสัญญาณที่รับมาจากอินพุต และ รับมาจาก VCO ซึ่งจะนำผลต่างของสัญญาณทั้ง 2 ส่งผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อกรองนำเอาสัญญาณไฟตรงมาออกเป็นเอาต์พุต

วงจร Low Pass Filter สามารถทำหน้าที่กรองสัญญาณที่ส่งมาจากวงจร Mixer โดยที่ความถี่คัทออฟของวงจร Low Pass Filter นี้มีค่าอยู่ประมาณ 2.5 KHz สัญญาณที่ผ่านวงจร Low Pass Filter นี้เป็นสัญญาณไฟตรง ซึ่งสัญญาณไฟตรงนี้เป็นขนาดของแรงดันผลต่างที่เกิดจากอินพุตกับ VCO แรงดันไฟตรงที่ได้จะถูกส่งไปยังวงจรขยายเอาต์พุตก่อนออกเป็นเอาต์พุต

วงจรขยายเอาต์พุต มีอัตราขยายของวงจรรวมอยู่ที่ประมาณ 280 เท่า ซึ่งวงจรประกอบด้วยวงจรขยายจำนวน 2 ชุด ชุดแรกมีอัตราขยายคงที่อยู่ที่ประมาณ 35 เท่าของวงจร ส่วนชุดที่สองมีอัตราขยายคงที่อยู่ที่ประมาณ 8 เท่าของวงจร สัญญาณที่ถูกขยายจะถูกส่งไปยังเอาต์พุตออกที่สโคป

เครื่องสเปคตรัม อนุโลเชอร์แบบประหยัดที่สร้างขึ้นมา สามารถวัดความถี่ได้ในช่วง 1-13 MHz แต่ในช่วงความถี่ 1-6 MHz จะยังมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นที่เอาต์พุต

บรรณานุกรม

1. ประกิจ ตั้งศิษานนท์, ” วิศวกรรมการสื่อสารไฟฟ้า-อิเล็กทรอนิกส์”, กรุงเทพฯ: สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2. ยืน ภู่วรรณ, ” ทฤษฎีและการใช้งานอิเล็กทรอนิกส์”, กรุงเทพฯ: ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด, 2536
3. สิทธิชัย โกโคอุดม, พีรศักดิ์ วรสุนทร โรสถ และ โตะมิโอะ อิวะสะกิ”, ทฤษฎีการคำนวณวงจรอิเล็กทรอนิกส์”, กรุงเทพฯ: ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด, 2533
4. Robert A. Witte, “ Spectrum and Network Measurement”, Prentice Hall , Englewood Cliffs ,N.J.07632



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

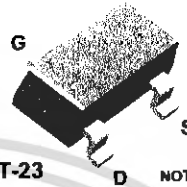
J309
J310

MMBFJ309
MMBFJ310



G
S
D

TO-92



SOT-23
Mark: 6U / 6T

NOTE: Source & Drain
are interchangeable

N-Channel RF Amplifier

This device is designed for VHF/UHF amplifier, oscillator and mixer applications. As a common gate amplifier, 16 dB at 100 MHz and 12 dB at 450 MHz can be realized. Sourced from Process 92.

Absolute Maximum Ratings* TA = 25°C unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Value | Units |
|----------------|--|-------------|-------|
| V_{DS} | Drain-Source Voltage | 25 | V |
| V_{GS} | Gate-Source Voltage | - 25 | V |
| I_{GF} | Forward Gate Current | 10 | mA |
| T_J, T_{stg} | Operating and Storage Junction Temperature Range | -55 to +150 | °C |

*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

NOTES:

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Thermal Characteristics TA = 25°C unless otherwise noted

| Symbol | Characteristic | Max | | Units |
|-----------------|---|-----------|---------------|-------|
| | | J309-J310 | *MMBFJ309-310 | |
| P_D | Total Device Dissipation | 625 | 350 | mW |
| | Derate above 25°C | 5.0 | 2.8 | mW/°C |
| $R_{\theta JC}$ | Thermal Resistance, Junction to Case | 125 | | °C/W |
| $R_{\theta JA}$ | Thermal Resistance, Junction to Ambient | 357 | 556 | °C/W |

*Device mounted on FR-4 PCB 1.6" X 1.6" X 0.06."

N-Channel RF Amplifier (continued)

J309 / J310 / MMBFJ309 / MMBFJ310

Electrical Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Test Conditions | Min | Typ | Max | Units |
|----------------------------|-------------------------------|---|--------------------------|--------------|--------------|---------------|
| OFF CHARACTERISTICS | | | | | | |
| $V_{(BR)GSS}$ | Gate-Source Breakdown Voltage | $I_G = -1.0 \mu A, V_{DS} = 0$ | -25 | | | V |
| I_{GSS} | Gate Reverse Current | $V_{GS} = -15 V, V_{DS} = 0$ $V_{GS} = -15 V, V_{DS} = 0, T_A = 125^\circ C$ | | | -1.0 -1.0 | nA μA |
| $V_{GS(off)}$ | Gate-Source Cutoff Voltage | $V_{DS} = 10 V, I_D = 1.0 nA$ | 309 310 | -1.0 -2.0 | -4.0 -6.5 | V V |

ON CHARACTERISTICS

| | | | | | | |
|-------------|----------------------------------|-----------------------------|--------------------------|----------|----------|----------|
| I_{DSS} | Zero-Gate Voltage Drain Current* | $V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0$ | 309 310 | 12 24 | 30 60 | mA mA |
| $V_{GS(f)}$ | Gate-Source Forward Voltage | $V_{DS} = 0, I_G = 1.0 mA$ | | | 1.0 | V |

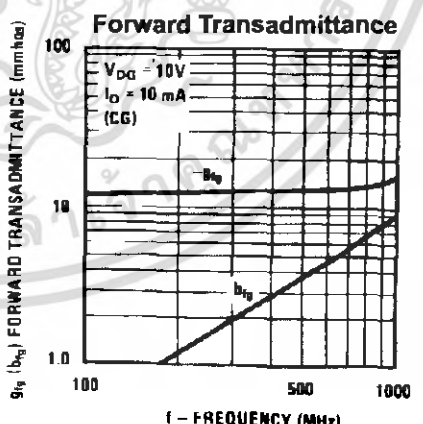
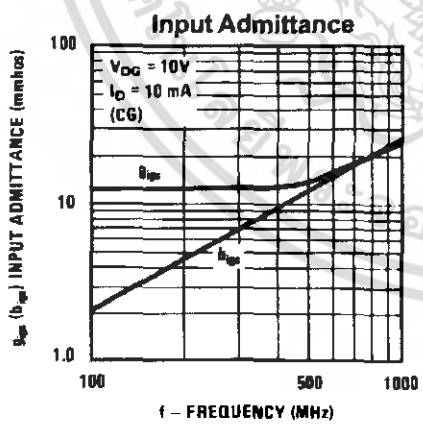
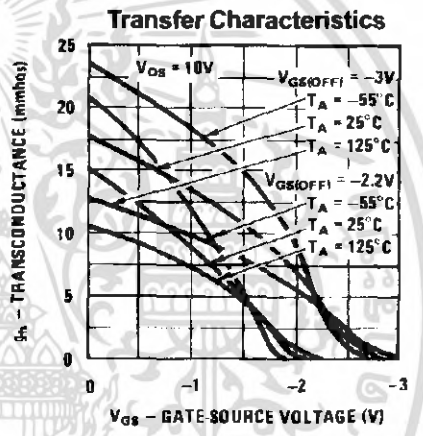
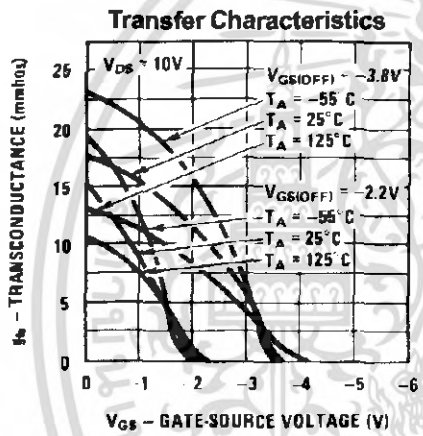
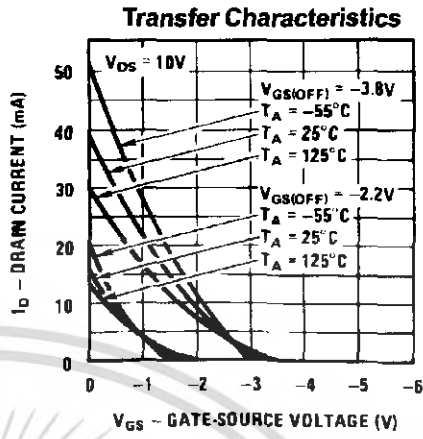
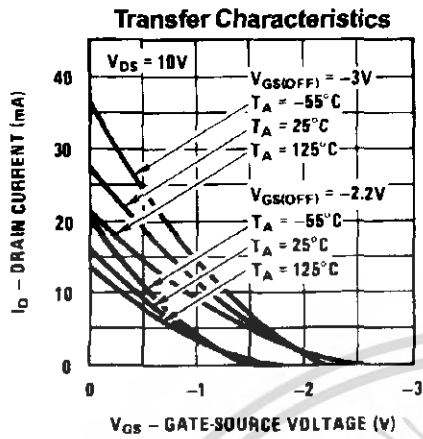
SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

| | | | | | | |
|--------------|--|---|--------------------------|------------------|------------------|--------------------------|
| $Re(Y_{is})$ | Common-Source Input Conductance | $V_{DS} = 10, I_D = 10 mA, f = 100 MHz$ | 309 310 | 0.7 0.5 | | mmhos mmhos |
| $Re(Y_{os})$ | Common-Source Output Conductance | $V_{DS} = 10, I_D = 10 mA, f = 100 MHz$ | | 0.25 | | mmhos |
| G_{pg} | Common-Gate Power Gain | $V_{DS} = 10, I_D = 10 mA, f = 100 MHz$ | | 16 | | dB |
| $Re(Y_{fs})$ | Common-Source Forward Transconductance | $V_{DS} = 10, I_D = 10 mA, f = 100 MHz$ | | 12 | | mmhos |
| $Re(Y_{fg})$ | Common-Gate Input Conductance | $V_{DS} = 10, I_D = 10 mA, f = 100 MHz$ | | 12 | | mmhos |
| g_{fs} | Common-Source Forward Transconductance | $V_{DS} = 10, I_D = 10 mA, f = 1.0 kHz$ | 309 310 | 10,000 8000 | 20,000 18,000 | $\mu mhos$ $\mu mhos$ |
| g_{oss} | Common-Source Output Conductance | $V_{DS} = 10, I_D = 10 mA, f = 1.0 kHz$ | | | 150 | $\mu mhos$ |
| g_{fg} | Common-Gate Forward Conductance | $V_{DS} = 10, I_D = 10 mA, f = 1.0 kHz$ | 309 310 | 13,000 12,000 | | $\mu mhos$ $\mu mhos$ |
| g_{og} | Common-Gate Output Conductance | $V_{DS} = 10, I_D = 10 mA, f = 1.0 kHz$ | 309 310 | 100 150 | | $\mu mhos$ $\mu mhos$ |
| C_{dg} | Drain-Gate Capacitance | $V_{DS} = 0, V_{GS} = -10 V, f = 1.0 MHz$ | | 2.0 | 2.5 | pF |
| C_{sg} | Source-Gate Capacitance | $V_{DS} = 0, V_{GS} = -10 V, f = 1.0 MHz$ | | 4.1 | 5.0 | pF |
| NF | Noise Figure | $V_{DS} = 10 V, I_D = 10 mA, f = 450 MHz$ | | 3.0 | | dB |
| e_n | Equivalent Short-Circuit Input Noise Voltage | $V_{DS} = 10 V, I_D = 10 mA, f = 100 Hz$ | | 6.0 | | nV/\sqrt{Hz} |

* Pulse Test: Pulse Width $\leq 300 \mu s$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$

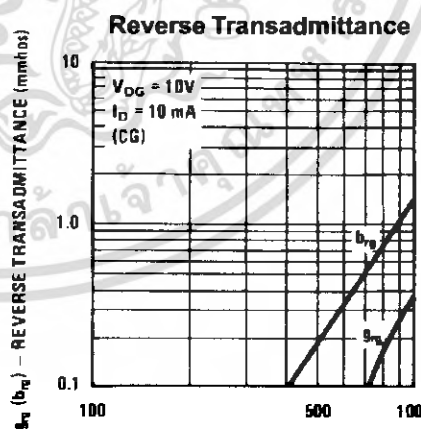
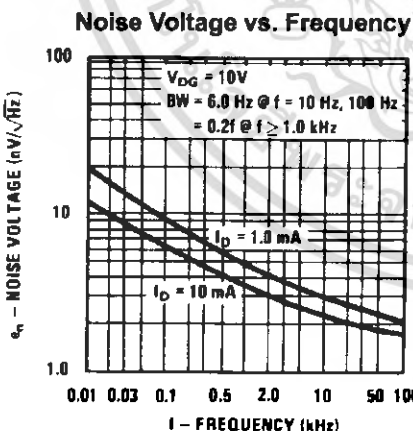
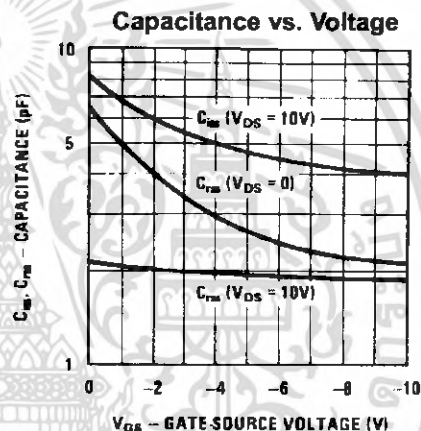
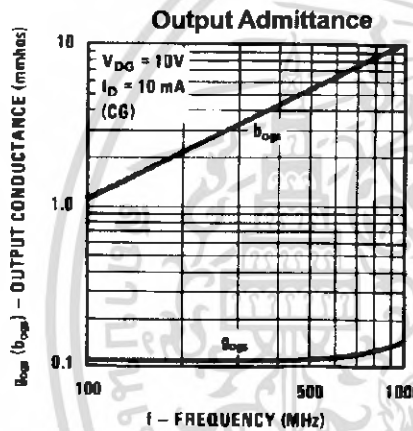
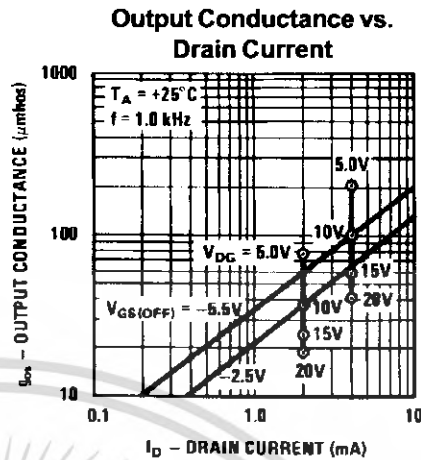
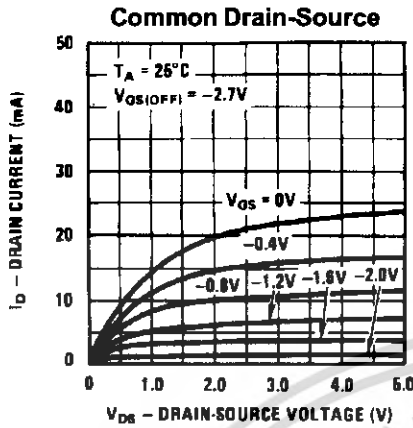
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Characteristics (continued)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

| | | | |
|----------------------|---------------------|---------------------|------------|
| ACEX™ | FASTr™ | PowerTrench® | SyncFET™ |
| Bottomless™ | GlobalOptoisolator™ | QFET™ | TinyLogic™ |
| CoolFET™ | GTO™ | QS™ | UHC™ |
| CROSSVOLT™ | HiSeC™ | QT Optoelectronics™ | VCX™ |
| DOME™ | ISOPLANAR™ | Quiet Series™ | |
| E ² CMOS™ | MICROWIRE™ | SILENT SWITCHER® | |
| EnSigna™ | OPTOLOGIC™ | SMART START™ | |
| FACT™ | OPTOPLANAR™ | SuperSOT™-3 | |
| FACT Quiet Series™ | PACMAN™ | SuperSOT™-6 | |
| FAST® | POP™ | SuperSOT™-8 | |

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.

2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

| Datasheet Identification | Product Status | Definition |
|--------------------------|------------------------|---|
| Advance Information | Formative or In Design | This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice. |
| Preliminary | First Production | This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design. |
| No Identification Needed | Full Production | This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design. |
| Obsolete | Not In Production | This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only. |

Rev G

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DATA SHEET

SA602A

Double-balanced mixer and oscillator

Product specification
Replaces datasheet of April 17, 1990
IC17 Data Handbook

1997 Nov 07

Philips Semiconductors



PHILIPS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Double-balanced mixer and oscillator

SA602A

DESCRIPTION

The SA602A is a low-power VHF monolithic double-balanced mixer with input amplifier, on-board oscillator, and voltage regulator. It is intended for high performance, low power communication systems. The guaranteed parameters of the SA602A make this device particularly well suited for cellular radio applications. The mixer is a "Gilbert cell" multiplier configuration which typically provides 18dB of gain at 45MHz. The oscillator will operate to 200MHz. It can be configured as a crystal oscillator, a tuned tank oscillator, or a buffer for an external LO. For higher frequencies the LO input may be externally driven. The noise figure at 45MHz is typically less than 5dB. The gain, intercept performance, low-power and noise characteristics make the SA602A a superior choice for high-performance battery operated equipment. It is available in an 8-lead dual in-line plastic package and an 8-lead SO (surface-mount miniature package).

FEATURES

- Low current consumption: 2.4mA typical
- Excellent noise figure: <4.7dB typical at 45MHz
- High operating frequency
- Excellent gain, intercept and sensitivity
- Low external parts count; suitable for crystal/ceramic filters
- SA602A meets cellular radio specifications

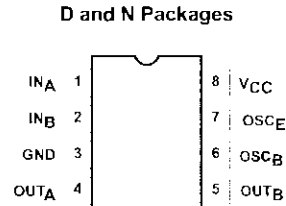
ORDERING INFORMATION

| DESCRIPTION | TEMPERATURE RANGE | ORDER CODE | DWG # |
|--|-------------------|------------|---------|
| 8-Pin Plastic Dual in-Line Plastic (DIP) | -40 to +85°C | SA602AN | SOT97-1 |
| 8-Pin Plastic Small Outline (SO) package (Surface-mount) | -40 to +85°C | SA602AD | SOT96-1 |

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

| SYMBOL | PARAMETER | RATING | UNITS |
|------------------|--|-------------|-------|
| V _{CC} | Maximum operating voltage | 9 | V |
| T _{STG} | Storage temperature range | -65 to +150 | °C |
| T _A | Operating ambient temperature range SA602A | -40 to +85 | °C |
| θ _{JA} | D package | 90 | °C/W |
| | N package | 75 | °C/W |

PIN CONFIGURATION



SR00068

Figure 1. Pin Configuration

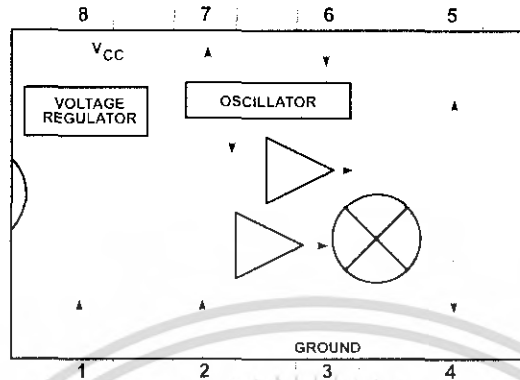
APPLICATIONS

- Cellular radio mixer/oscillator
- Portable radio
- VHF transceivers
- RF data links
- HF/VHF frequency conversion
- Instrumentation frequency conversion
- Broadband LANs

Double-balanced mixer and oscillator

SA602A

BLOCK DIAGRAM



SR00069

Figure 2. Block Diagram

AC/DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V_{CC} = +6V, T_A = 25°C; unless otherwise stated

| SYMBOL | PARAMETER | TEST CONDITIONS | LIMITS | | | UNITS |
|------------------|-----------------------------|--|--------|-----|-----|-------|
| | | | SA602A | | | |
| | | | MIN | TYP | MAX | |
| V _{CC} | Power supply voltage range | | 4.5 | | 8.0 | V |
| | DC current drain | | | 2.4 | 2.8 | mA |
| f _{IN} | Input signal frequency | | | 500 | | MHz |
| f _{OSC} | Oscillator frequency | | | 200 | | MHz |
| | Noise figure at 45MHz | | | 5.0 | 5.5 | dB |
| | Third-order intercept point | RF _{IN} = -45dBm; f ₁ = 45.0MHz f ₂ = 45.06MHz | | -13 | -15 | dBm |
| | Conversion gain at 45MHz | | 14 | 17 | | dB |
| R _{IN} | RF input resistance | | 1.5 | | | kΩ |
| C _{IN} | RF input capacitance | | | 3 | 3.5 | pF |
| | Mixer output resistance | (Pin 4 or 5) | | 1.5 | | kΩ |

DESCRIPTION OF OPERATION

The SA602A is a Gilbert cell, an oscillator/buffer, and a temperature compensated bias network as shown in the equivalent circuit. The Gilbert cell is a differential amplifier (Pins 1 and 2) which drives a balanced switching cell. The differential input stage provides gain and determines the noise figure and signal handling performance of the system.

The SA602A is designed for optimum low power performance. When used with the SA604 as a 45MHz cellular radio second IF and demodulator, the SA602A is capable of receiving -119dBm signals with a 12dB S/N ratio. Third-order intercept is typically -13dBm (that is approximately +5dBm output intercept because of the RF gain). The system designer must be cognizant of this large signal limitation. When designing LANs or other closed systems where transmission levels are high, and small-signal or signal-to-noise issues are not critical, the input to the SA602A should be appropriately scaled.

Besides excellent low power performance well into VHF, the SA602A is designed to be flexible. The input, RF mixer output and oscillator ports can support a variety of configurations provided the designer understands certain constraints, which will be explained here.

The RF inputs (Pins 1 and 2) are biased internally. They are symmetrical. The equivalent AC input impedance is approximately 1.5k || 3pF through 50MHz. Pins 1 and 2 can be used interchangeably, but they should not be DC biased externally. Figure 5 shows three typical input configurations.

The mixer outputs (Pins 4 and 5) are also internally biased. Each output is connected to the internal positive supply by a 1.5kΩ resistor. This permits direct output termination yet allows for balanced output as well. Figure 6 shows three single ended output configurations and a balanced output.

Double-balanced mixer and oscillator

SA602A

The oscillator is capable of sustaining oscillation beyond 200MHz in crystal or tuned tank configurations. The upper limit of operation is determined by tank "Q" and required drive levels. The higher the "Q" of the tank or the smaller the required drive, the higher the permissible oscillation frequency. If the required LO is beyond oscillation limits, or the system calls for an external LO, the external signal can be injected at Pin 6 through a DC blocking capacitor. External LO should be at least 200mV_{p-p}.

Figure 7 shows several proven oscillator circuits. Figure 7a is appropriate for cellular radio. As shown, an overtone mode of operation is utilized. Capacitor C3 and inductor L1 suppress oscillation at the crystal fundamental frequency. In the fundamental mode, the suppression network is omitted.

Figure 8 shows a Coipitts varactor tuned tank oscillator suitable for synthesizer-controlled applications. It is important to buffer the

output of this circuit to assure that switching spikes from the first counter or prescaler do not end up in the oscillator spectrum. The dual-gate MOSFET provides optimum isolation with low current. The FET offers good isolation, simplicity, and low current, while the bipolar transistors provide the simple solution for non-critical applications. The resistive divider in the emitter-follower circuit should be chosen to provide the minimum input signal which will assure correct system operation.

When operated above 100MHz, the oscillator may not start if the Q of the tank is too low. A 22kΩ resistor from Pin 7 to ground will increase the DC bias current of the oscillator transistor. This improves the AC operating characteristic of the transistor and should help the oscillator to start. A 22kΩ resistor will not upset the other DC biasing internal to the device, but smaller resistance values should be avoided.

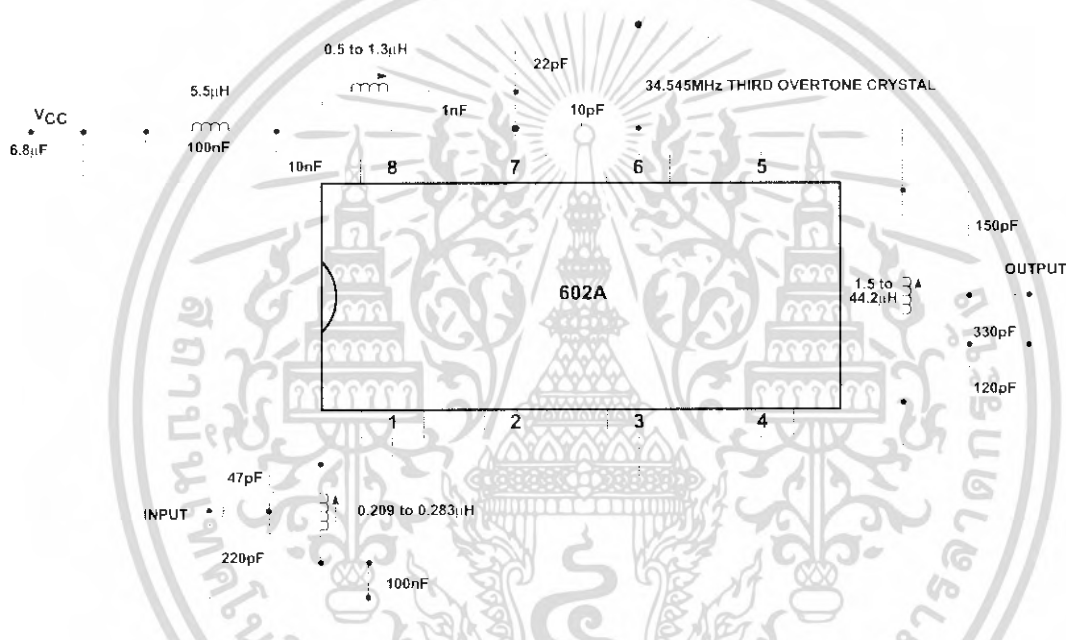


Figure 3. Test Configuration

SR00079

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Double-balanced mixer and oscillator

SA602A

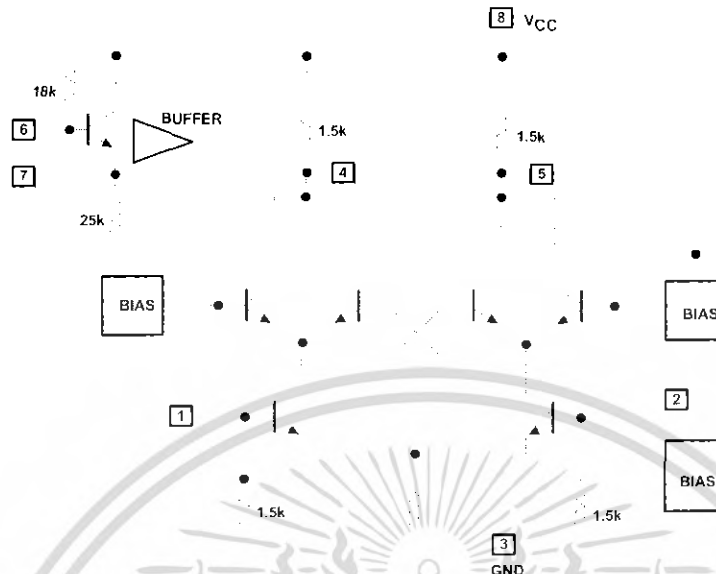
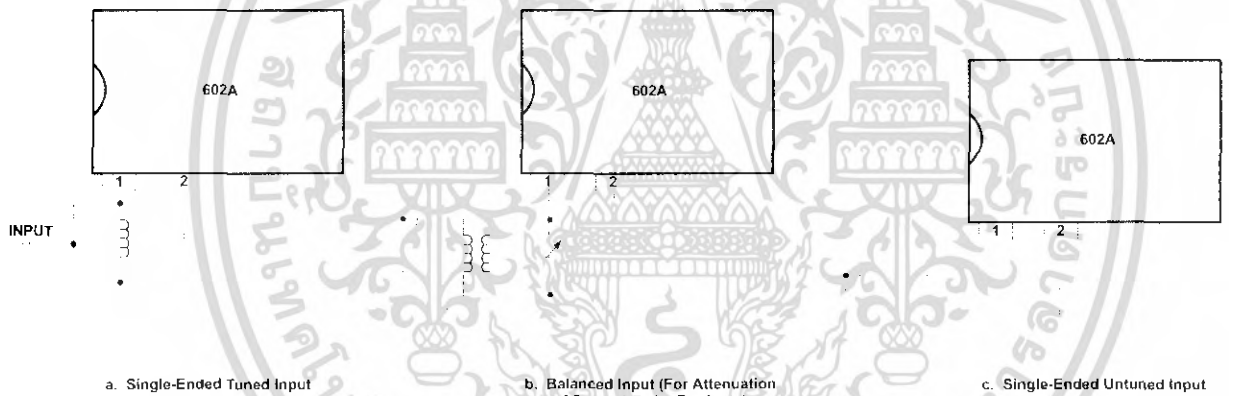


Figure 4. Equivalent Circuit

SR00071



a. Single-Ended Tuned Input

b. Balanced Input (For Attenuation of Second-Order Products)

c. Single-Ended Untuned Input

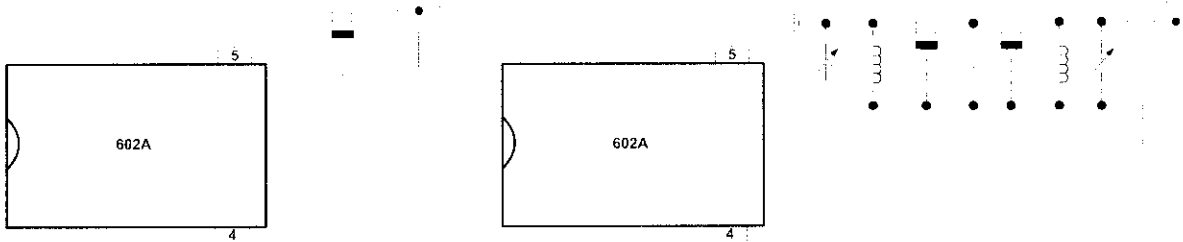
SR00072

Figure 5. Input Configuration

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

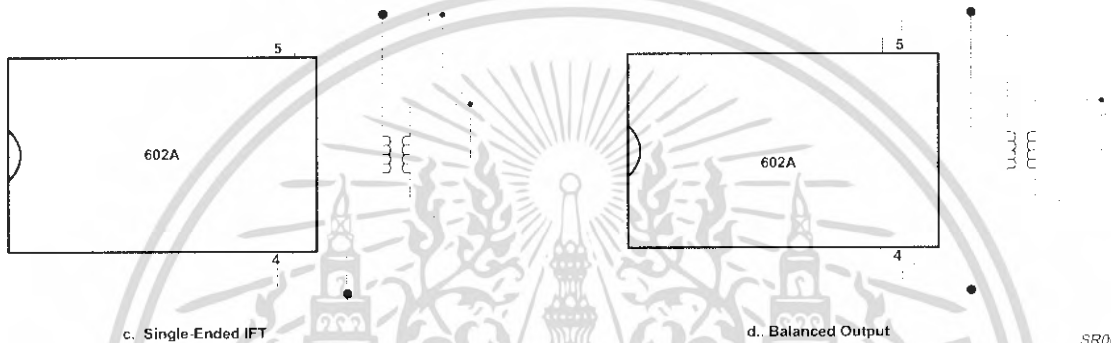
Double-balanced mixer and oscillator

SA602A



a. Single-Ended Ceramic Filter

b. Single-Ended Crystal Filter

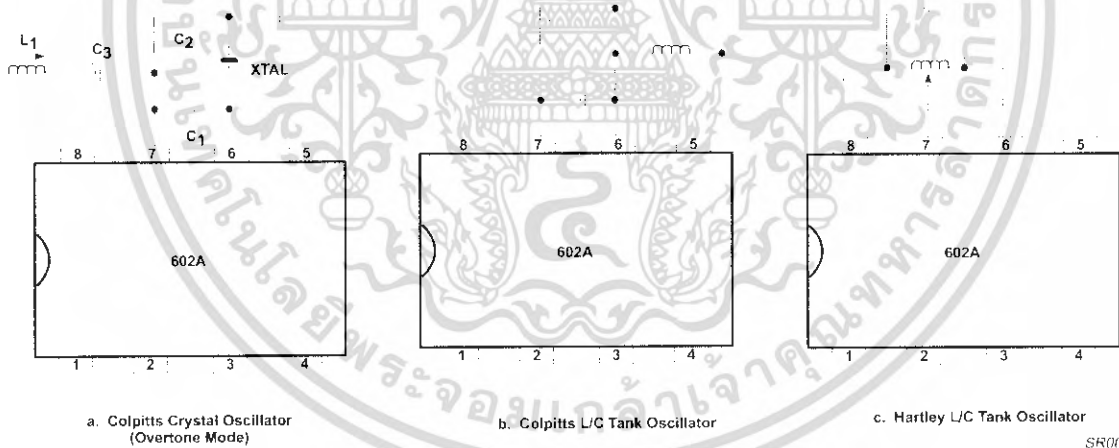


c. Single-Ended IFT

d. Balanced Output

SR00073

Figure 6. Output Configuration



a. Colpitts Crystal Oscillator (Overtone Mode)

b. Colpitts L/C Tank Oscillator

c. Hartley L/C Tank Oscillator

SR00074

Figure 7. Oscillator Circuits

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Double-balanced mixer and oscillator

SA602A

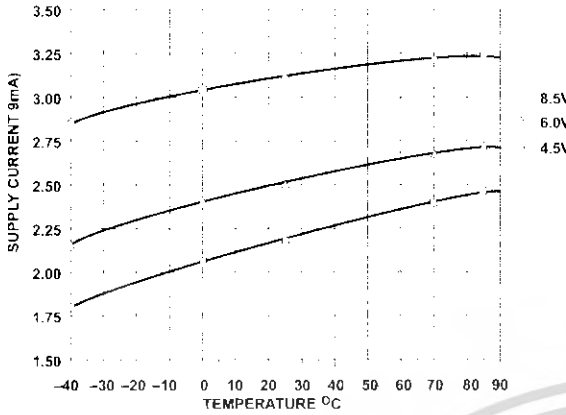


Figure 10. I_{CC} vs Supply Voltage

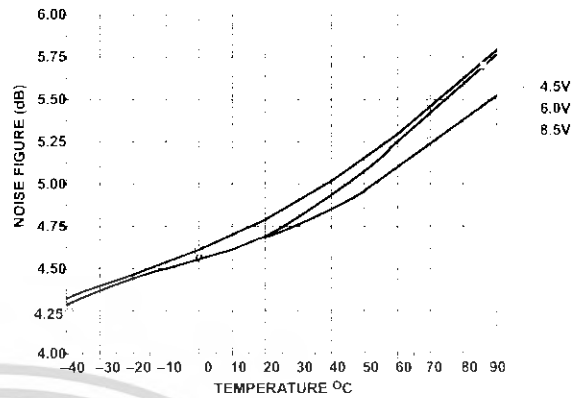


Figure 13. Noise Figure

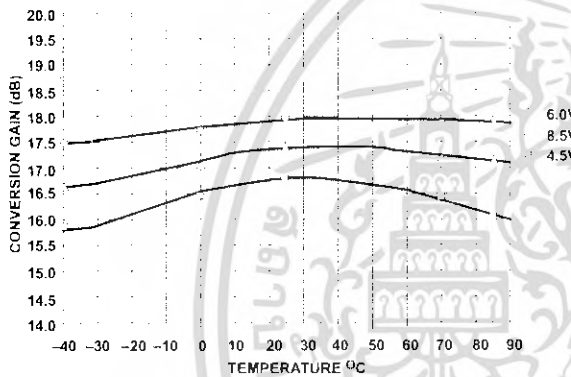


Figure 11. Conversion Gain vs Supply Voltage

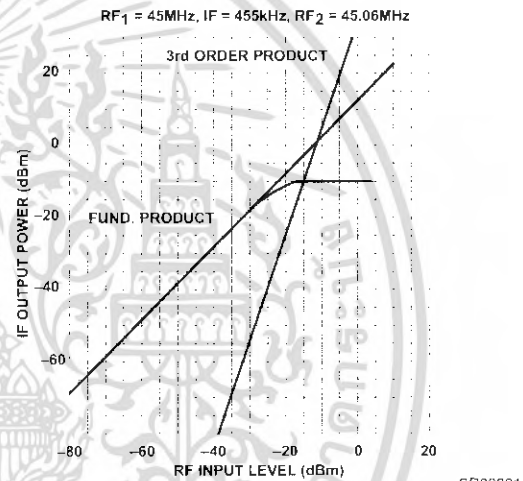


Figure 14. Third-Order Intercept and Compression

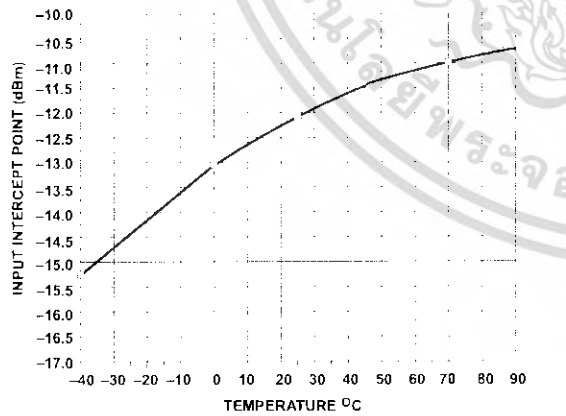


Figure 12. Third-Order Intercept Point

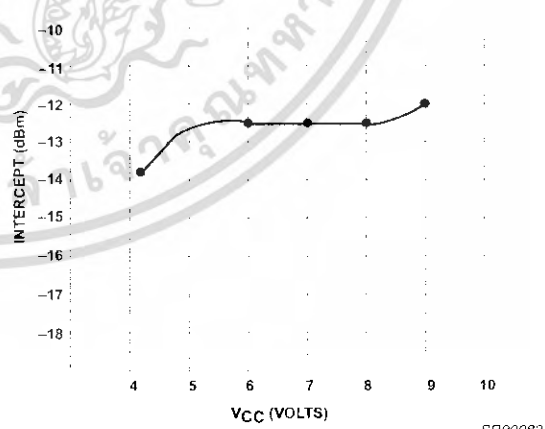


Figure 15. Input Third-Order Intermod Point vs V_{CC}

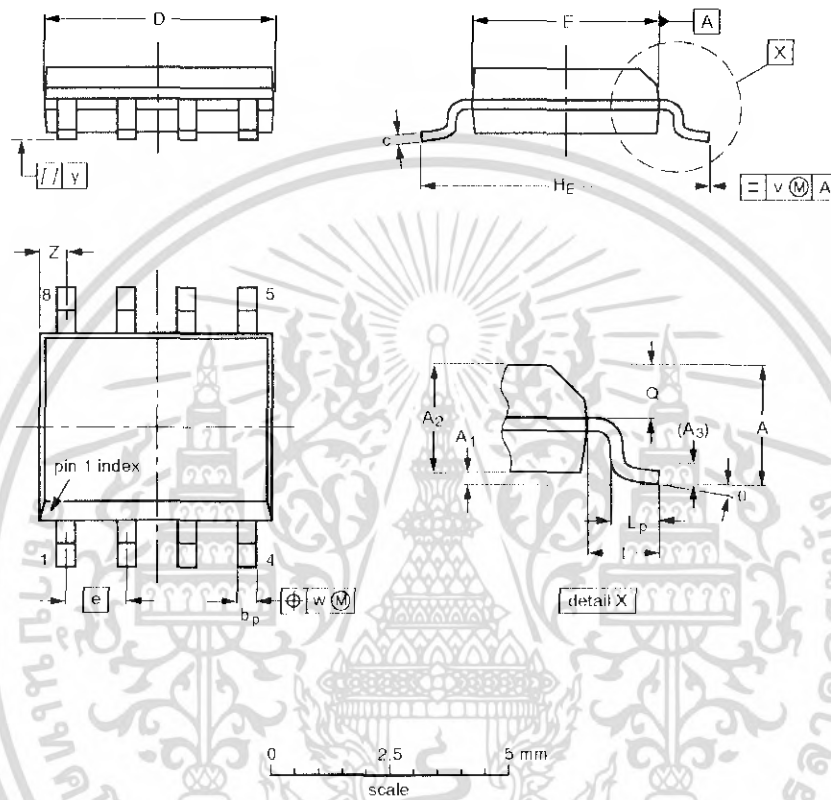
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Double-balanced mixer and oscillator

SA602A

SO8: plastic small outline package; 8 leads; body width 3.9mm

SOT96-1



DIMENSIONS (inch dimensions are derived from the original mm dimensions)

| UNIT | A max. | A ₁ | A ₂ | A ₃ | b _p | c | D ⁽¹⁾ | E ⁽²⁾ | e | H _E | L | L _p | Q | v | w | y | Z ⁽¹⁾ | t |
|--------|--------|------------------|----------------|----------------|----------------|------------------|------------------|------------------|-------|----------------|-------|----------------|----------------|------|------|-------|------------------|----|
| mm | 1.75 | 0.25 0.10 | 1.45 1.25 | 0.25 | 0.49 0.36 | 0.25 0.19 | 5.0 4.8 | 4.0 3.8 | 1.27 | 6.2 5.8 | 1.05 | 1.0 0.4 | 0.7 0.6 | 0.25 | 0.25 | 0.1 | 0.7 0.3 | 0° |
| inches | 0.069 | 0.0098 0.0039 | 0.057 0.049 | 0.01 | 0.019 0.014 | 0.0098 0.0075 | 0.20 0.19 | 0.16 0.15 | 0.050 | 0.24 0.23 | 0.041 | 0.039 0.016 | 0.028 0.024 | 0.01 | 0.01 | 0.004 | 0.028 0.012 | 0° |

Notes

1. Plastic or metal protrusions of 0.15 mm maximum per side are not included.
2. Plastic or metal protrusions of 0.25 mm maximum per side are not included.

| OUTLINE VERSION | REFERENCES | | | EUROPEAN PROJECTION | ISSUE DATE |
|-----------------|------------|----------|------|---------------------|----------------------|
| | IEC | JEDEC | EIAJ | | |
| SOT96-1 | 076E03S | MS 012AA | | | 92-11-17 95 02 04 |

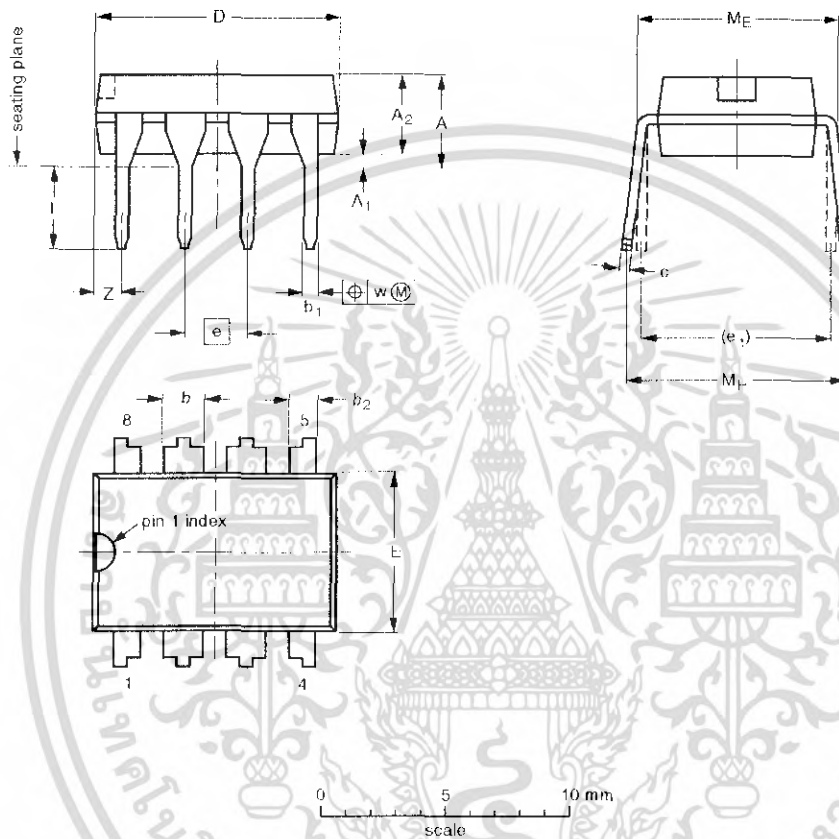
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Double-balanced mixer and oscillator

SA602A

DIP8: plastic dual in-line package; 8 leads (300 mil)

SOT97-1



DIMENSIONS (inch dimensions are derived from the original mm dimensions)

| UNIT | A max. | A ₁ min. | A ₂ max. | b | b ₁ | b ₂ | c | D ⁽¹⁾ | E ⁽¹⁾ | e | e ₁ | L | M _E | M _H | w | z ⁽¹⁾ max. |
|--------|--------|---------------------|---------------------|----------------|----------------|----------------|----------------|------------------|------------------|------|----------------|--------------|----------------|----------------|-------|-----------------------|
| mm | 4.2 | 0.51 | 3.2 | 1.73 1.14 | 0.53 0.38 | 1.07 0.89 | 0.36 0.23 | 9.8 9.2 | 6.48 6.20 | 2.54 | 7.62 | 3.60 3.05 | 8.25 7.80 | 10.0 8.3 | 0.254 | 1.15 |
| inches | 0.17 | 0.020 | 0.13 | 0.068 0.045 | 0.021 0.015 | 0.042 0.035 | 0.014 0.009 | 0.39 0.36 | 0.26 0.24 | 0.10 | 0.30 | 0.14 0.12 | 0.32 0.31 | 0.39 0.33 | 0.01 | 0.045 |

Note

1. Plastic or metal protrusions of 0.25 mm maximum per side are not included.

| OUTLINE VERSION | REFERENCES | | | EUROPEAN PROJECTION | ISSUE DATE |
|-----------------|------------|----------|------|---------------------|----------------------|
| | IEC | JEDEC | EIAJ | | |
| SO197-1 | 050G01 | MO-001AN | | | 92-11-17 95 02 04 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Double-balanced mixer and oscillator

SA602A

DEFINITIONS

| Data Sheet Identification | Product Status | Definition |
|----------------------------------|-------------------------------|--|
| <i>Objective Specification</i> | Formative or in Design | This data sheet contains the design target or goal specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice. |
| <i>Preliminary Specification</i> | Preproduction Product | This data sheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Philips Semiconductors reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design and supply the best possible product. |
| <i>Product Specification</i> | Full Production | This data sheet contains Final Specifications. Philips Semiconductors reserves the right to make changes at any time without notice, in order to improve design and supply the best possible product. |

Philips Semiconductors and Philips Electronics North America Corporation reserve the right to make changes, without notice, in the products, including circuits, standard cells, and/or software, described or contained herein in order to improve design and/or performance. Philips Semiconductors assumes no responsibility or liability for the use of any of these products, conveys no license or title under any patent, copyright, or mask work right to these products, and makes no representations or warranties that these products are free from patent, copyright, or mask work right infringement, unless otherwise specified. Applications that are described herein for any of these products are for illustrative purposes only. Philips Semiconductors makes no representation or warranty that such applications will be suitable for the specified use without further testing or modification.

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

Philips Semiconductors and Philips Electronics North America Corporation Products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of a Philips Semiconductors and Philips Electronics North America Corporation Product can reasonably be expected to result in a personal injury. Philips Semiconductors and Philips Electronics North America Corporation customers using or selling Philips Semiconductors and Philips Electronics North America Corporation Products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips Semiconductors and Philips Electronics North America Corporation for any damages resulting from such improper use or sale.

Philips Semiconductors
811 East Arques Avenue
P.O. Box 3409
Sunnyvale, California 94088-3409
Telephone 800-234-7381

© Copyright Philips Electronics North America Corporation 1997
All rights reserved. Printed in U.S.A.

Let's make things better.

Philips
Semiconductors



PHILIPS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM387/LM387A Low Noise Dual Preampfier

General Description

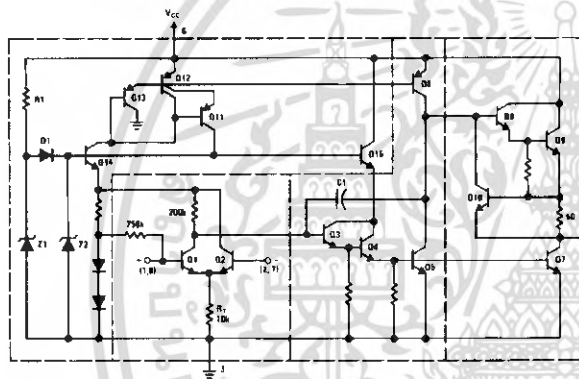
The LM387 is a dual preampfier for the amplification of low level signals in applications requiring optimum noise performance. Each of the two amplifiers is completely independent, with an internal power supply decoupler-regulator, providing 110 dB supply rejection and 60 dB channel separation. Other outstanding features include high gain (104 dB), large output voltage swing ($V_{CC} - 2V$)p-p, and wide power bandwidth (75 kHz, 20 Vp-p). The LM387A is a selected version of the LM387 that has lower noise in a NAB tape circuit, and can operate on a larger supply voltage. The LM387 operates from a single supply across the wide range of 9V to 30V, the LM387A operates on a supply of 9V to 40V.

The amplifiers are internally compensated for gains greater than 10. The LM387, LM387A is available in an 8-lead dual-in-line package. The LM387, LM387A is biased like the LM381. See AN-64 and AN-104.

Features

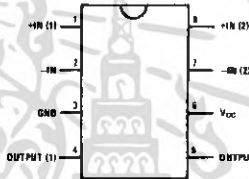
- Low noise 1.0 μ V total input noise
- High gain 104 dB open loop
- Single supply operation
- Wide supply range LM387 9 to 30V
LM387A 9 to 40V
- Power supply rejection 110 dB
- Large output voltage swing ($V_{CC} - 2V$)p-p
- Wide bandwidth 15 MHz unity gain
- Power bandwidth 75 kHz, 20 Vp-p
- Internally compensated
- Short circuit protected
- Performance similar to LM381

Schematic and Connection Diagrams



TL/H/7845-1

Dual-In-Line Package

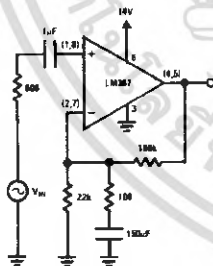


TL/H/7845-2

Top View

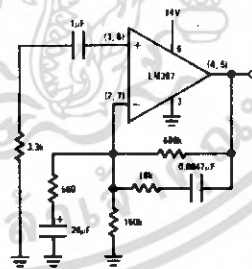
Order Number LM387N or LM387AN
See NS Package Number N08E

Typical Applications



TL/H/7845-3

FIGURE 1. Flat Gain Circuit ($A_v = 1000$)



TL/H/7845-4

FIGURE 2. NAB Tape Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage
LM387 +30V
LM387A +40V

Power Dissipation (Note 1) 1.5W
Operating Temperature Range 0°C to +70°C
Storage Temperature Range -85°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) 260°C

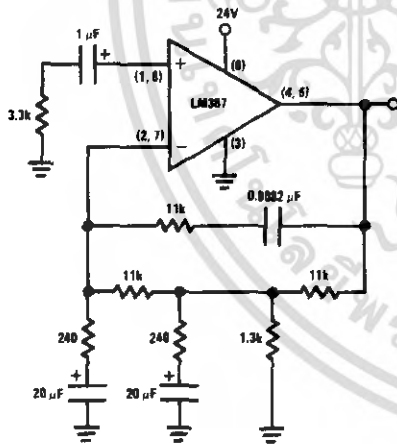
Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 14\text{V}$, unless otherwise stated

| Parameter | Conditions | Min | Typ | Max | Units |
|--|---|-----|--------------|-----|--------------------------|
| Voltage Gain | Open Loop, $f = 100\text{ Hz}$ | | 160,000 | | V/V |
| Supply Current | LM387, $V_{CC} 9\text{V}-30\text{V}$, $R_L = \infty$ LM387A, $V_{CC} 9\text{V}-40\text{V}$, $R_L = \infty$ | | 10 10 | | mA mA |
| Input Resistance Positive Input Negative Input | | 50 | 100 200 | | k Ω k Ω |
| Input Current Negative Input | | | 0.5 | 3.1 | μA |
| Output Resistance | Open Loop | | 150 | | Ω |
| Output Current | Source Sink | | 8 2 | | mA mA |
| Output Voltage Swing | Peak-to-Peak | | $V_{CC} - 2$ | | V |
| Unity Gain Bandwidth | | | 15 | | MHz |
| Large Signal Frequency Response | 20 Vp-p ($V_{CC} > 24\text{V}$), THD $\leq 1\%$ | | 75 | | KHz |
| Maximum Input Voltage | Linear Operation | | | 300 | mVrms |
| Supply Rejection Ratio Input Referred | $f = 1\text{ kHz}$ | | 110 | | dB |
| Channel Separation | $f = 1\text{ kHz}$ | 40 | 60 | | dB |
| Total Harmonic Distortion | 60 dB Gain, $f = 1\text{ kHz}$ | | 0.1 | 0.5 | % |
| Total Equivalent Input Noise (Flat Gain Circuit) | 10 Hz-10,000 Hz LM387 Figure 1 | | 1.0 | 1.2 | μVrms |
| Output Noise NAB Tape Playback Circuit Gain of 37 dB | Unweighted LM387A Figure 2 | | 400 | 700 | μVrms |

Note 1: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 80°C/W junction to ambient.

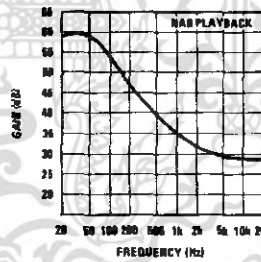
Typical Applications (Continued)

Two-Pole Fast Turn-ON NAB Tape Preamp



TL/H/7845-5

Frequency Response of NAB Circuit of Figure 2



TL/H/7845-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Frequency Waveform Generator

General Description

The MAX038 is a high-frequency, precision function generator producing accurate, high-frequency triangle, sawtooth, sine, square, and pulse waveforms with a minimum of external components. The output frequency can be controlled over a frequency range of 0.1Hz to 20MHz by an internal 2.5V bandgap voltage reference and an external resistor and capacitor. The duty cycle can be varied over a wide range by applying a $\pm 2.3V$ control signal, facilitating pulse-width modulation and the generation of sawtooth waveforms. Frequency modulation and frequency sweeping are achieved in the same way. The duty cycle and frequency controls are independent.

Sine, square, or triangle waveforms can be selected at the output by setting the appropriate code at two TTL-compatible select pins. The output signal for all waveforms is a 2V_{p-p} signal that is symmetrical around ground. The low-impedance output can drive up to $\pm 20mA$.

The TTL-compatible SYNC output from the internal oscillator maintains a 50% duty cycle—regardless of the duty cycle of the other waveforms—to synchronize other devices in the system. The internal oscillator can be synchronized to an external TTL clock connected to PDI.

Applications

Precision Function Generators
Voltage-Controlled Oscillators
Frequency Modulators
Pulse-Width Modulators
Phase-Locked Loops
Frequency Synthesizer
FSK Generator—Sine and Square Waves

Features

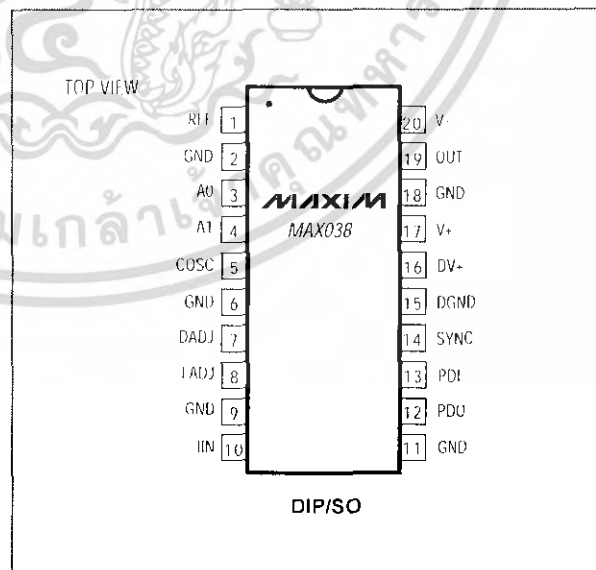
- ◆ 0.1Hz to 20MHz Operating Frequency Range
- ◆ Triangle, Sawtooth, Sine, Square, and Pulse Waveforms
- ◆ Independent Frequency and Duty-Cycle Adjustments
- ◆ 350 to 1 Frequency Sweep Range
- ◆ 15% to 85% Variable Duty Cycle
- ◆ Low-Impedance Output Buffer: 0.1 Ω
- ◆ Low 200ppm/ $^{\circ}C$ Temperature Drift

Ordering Information

| PART | TEMP RANGE | PIN-PACKAGE |
|------------|----------------------------------|----------------|
| MAX038CPE | 0 $^{\circ}C$ to +70 $^{\circ}C$ | 20 Plastic DIP |
| MAX038CWP | 0 $^{\circ}C$ to +70 $^{\circ}C$ | 20 SO |
| MAX038C/D* | 0 $^{\circ}C$ to +70 $^{\circ}C$ | Die |

*Contact factory prior to design.

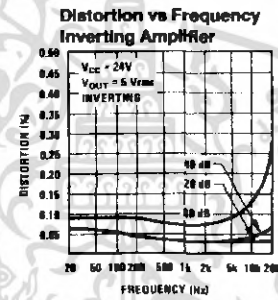
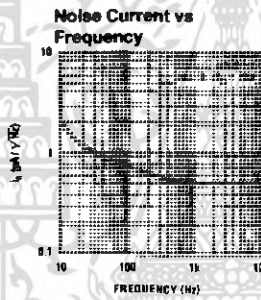
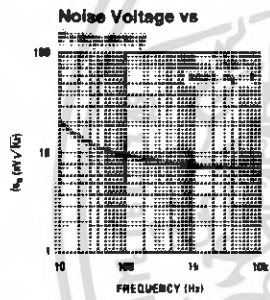
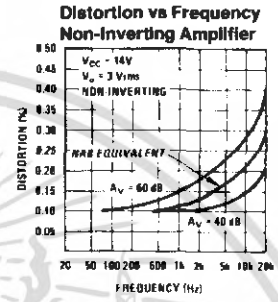
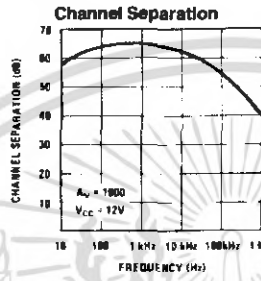
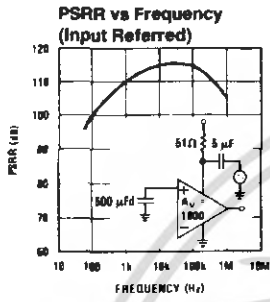
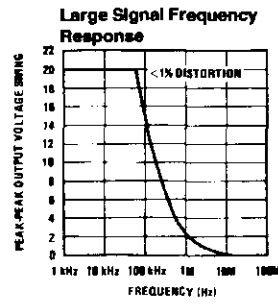
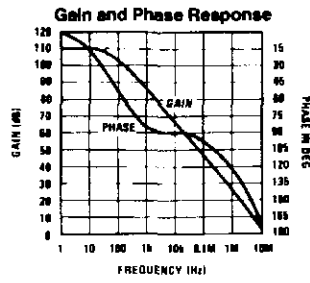
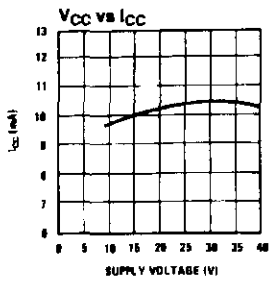
Pin Configuration



For pricing, delivery, and ordering information, please contact Maxim/Dallas Direct! at 1-888-629-4642, or visit Maxim's website at www.maxim-ic.com.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics



TL/H/7645-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Frequency Waveform Generator

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

| | | |
|--|----------------------------|---|
| V+ to GND | -0.3V to +6V | Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C) Plastic DIP (derate 11.11mW/°C above +70°C)889mW SO (derate 10.00mW/°C above +70°C)800mW CERDIP (derate 11.11mW/°C above +70°C)889mW |
| DV+ to DGND | -0.3V to +6V | |
| V- to GND | +0.3V to -6V | Operating Temperature Ranges MAX038C0°C to +70°C |
| Pin Voltages | | |
| IIN, FADJ, DADJ, PDO | (V- - 0.3V) to (V+ + 0.3V) | Maximum Junction Temperature+150°C |
| COSC | +0.3V to V- | |
| A0, A1, PDI, SYNC, REF | -0.3V to V+ | Storage Temperature Range-65°C to +150°C |
| GND to DGND | ±0.3V | |
| Maximum Current into Any Pin | ±50mA | Lead Temperature (soldering, 10s)+300°C |
| OUT, REF Short-Circuit Duration to GND, V+, V- | 30s | |

Stresses beyond 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 these or any other conditions beyond 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.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 1, GND = DGND = 0V, V+ = DV+ = 5V, V- = -5V, V_{DADJ} = V_{FADJ} = V_{PDJ} = V_{PDO} = 0V, C_F = 100pF, R_{IN} = 25kΩ, R_L = 1kΩ, C_L = 20pF, I_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

| PARAMETER | SYMBOL | CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|--|--|--|------|------|-------|------------------|
| FREQUENCY CHARACTERISTICS | | | | | | |
| Maximum Operating Frequency | F _o | C _F ≤ 15pF, I _{IN} = 500μA | 20.0 | 40.0 | | MHz |
| Frequency Programming Current | I _{IN} | V _{FADJ} = 0V | 2.50 | | 750 | μA |
| | | V _{FADJ} = -3V | 1.25 | | 375 | |
| IIN Offset Voltage | V _{IN} | | | ±1.0 | ±2.0 | mV |
| Frequency Temperature Coefficient | ΔF _o /°C | V _{FADJ} = 0V | | 600 | | ppm/°C |
| | F _o /°C | V _{FADJ} = -3V | | 200 | | |
| Frequency Power-Supply Rejection | (ΔF _o /F _o)/ΔV- | V- = -5V, V+ = 4.75V to 5.25V | | ±0.4 | ±2.00 | %V |
| | (ΔF _o /F _o)/ΔV+ | V+ = 5V, V- = -4.75V to -5.25V | | ±0.2 | ±1.00 | |
| OUTPUT AMPLIFIER (applies to all waveforms) | | | | | | |
| Output Peak-to-Peak Symmetry | V _{OUT} | | | ±4 | | mV |
| Output Resistance | R _{OUT} | | | 0.1 | 0.2 | Ω |
| Output Short-Circuit Current | I _{OUT} | Short circuit to GND | | 40 | | mA |
| SQUARE-WAVE OUTPUT (R_L = 100Ω) | | | | | | |
| Amplitude | V _{OUT} | | 1.9 | 2.0 | 2.1 | V _{p-p} |
| Rise Time | t _R | 10% to 90% | | 12 | | ns |
| Fall Time | t _F | 90% to 10% | | 12 | | ns |
| Duty Cycle | dc | V _{DADJ} = 0V, dc = t _{ON} /t x 100% | 47 | 50 | 53 | % |
| TRIANGLE-WAVE OUTPUT (R_L = 100Ω) | | | | | | |
| Amplitude | V _{OUT} | | 1.9 | 2.0 | 2.1 | V _{p-p} |
| Nonlinearity | | F _o = 100kHz, 5% to 95% | | 0.5 | | % |
| Duty Cycle | dc | V _{DADJ} = 0V (Note 1) | 47 | 50 | 53 | % |
| SINE-WAVE OUTPUT (R_L = 100Ω) | | | | | | |
| | V _{OUT} | | 1.9 | 2.0 | 2.1 | V _{p-p} |
| Total Harmonic Distortion | THD | C _F = 1000pF, F _o = 100kHz | | 2.0 | | % |

High-Frequency Waveform Generator

MAX038

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1, GND = DGND = 0V, V+ = DV+ = 5V, V- = -5V, V_{DADJ} = V_{FADJ} = V_{PDI} = V_{DDO} = 0V, C_F = 100pF, R_{IN} = 25kΩ, R_L = 1kΩ, C_L = 20pF, I_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

| PARAMETER | SYMBOL | CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|--------------------------------------|------------------------------------|---|-------|------|-------|--------|
| SYNC OUTPUT | | | | | | |
| Output Low Voltage | V _{OL} | I _{SINK} = 3.2mA | | 0.3 | 0.4 | V |
| Output High Voltage | V _{OH} | I _{SOURCE} = 400μA | 2.8 | 3.5 | | V |
| Rise Time | t _R | 10% to 90%, R _L = 3kΩ, C _L = 15pF | | 10 | | ns |
| Fall Time | t _F | 90% to 10%, R _L = 3kΩ, C _L = 15pF | | 10 | | ns |
| Duty Cycle | dc _{SYNC} | | | 50 | | % |
| DUTY-CYCLE ADJUSTMENT (DADJ) | | | | | | |
| DADJ Input Current | I _{DADJ} | | 190 | 250 | 320 | μA |
| DADJ Voltage Range | V _{DADJ} | | | +2.3 | | V |
| Duty-Cycle Adjustment Range | dc | -2.3V ≤ V _{DADJ} ≤ +2.3V | 15 | | 85 | % |
| DADJ Nonlinearity | dc/V _{FADJ} | -2V ≤ V _{DADJ} ≤ +2V | | 2 | 4 | % |
| Change in Output Frequency with DADJ | F ₀ /V _{DADJ} | -2V ≤ V _{DADJ} ≤ +2V | | ±2.5 | ±8 | % |
| Maximum DADJ Modulating Frequency | f _{DC} | | | 2 | | MHz |
| FREQUENCY ADJUSTMENT (FADJ) | | | | | | |
| FADJ Input Current | I _{FADJ} | | 190 | 250 | 320 | μA |
| FADJ Voltage Range | V _{FADJ} | | | +2.4 | | V |
| Frequency Sweep Range | F ₀ | -2.4V ≤ V _{FADJ} ≤ +2.4V | | ±70 | | % |
| FM Nonlinearity with FADJ | F ₀ /V _{FADJ} | -2V ≤ V _{FADJ} ≤ +2V | | ±0.2 | | % |
| Change in Duty Cycle with FADJ | dc/V _{FADJ} | -2V ≤ V _{FADJ} ≤ +2V | | +2 | | % |
| Maximum FADJ Modulating Frequency | f _F | | | 2 | | MHz |
| VOLTAGE REFERENCE | | | | | | |
| Output Voltage | V _{REF} | I _{REF} = 0 | 2.48 | 2.50 | 2.52 | V |
| Temperature Coefficient | V _{REF} /°C | | | 20 | | ppm/°C |
| Load Regulation | V _{REF} /I _{REF} | 0mA ≤ I _{REF} ≤ 4mA (source) -100μA ≤ I _{REF} ≤ 0μA (sink) | | 1 | 2 | mV/mA |
| Line Regulation | V _{REF} /V+ | 4.75V ≤ V+ ≤ 5.25V (Note 2) | | 1 | 2 | mV/V |
| LOGIC INPUTS (A0, A1, PDI) | | | | | | |
| Input Low Voltage | V _{IL} | | | | 0.8 | V |
| Input High Voltage | V _{IH} | | 2.4 | | | V |
| Input Current (A0, A1) | I _{IL} , I _{IH} | V _{A0} , V _{A1} = V _{IL} , V _{IH} | | | ±5 | μA |
| Input Current (PDI) | I _{IL} , I _{IH} | V _{PDI} = V _{IL} , V _{IH} | | | ±25 | μA |
| POWER SUPPLY | | | | | | |
| Positive Supply Voltage | V+ | | 4.75 | | 5.25 | V |
| SYNC Supply Voltage | DV+ | | 4.75 | | 5.25 | V |
| Negative Supply Voltage | V- | | -4.75 | | -5.25 | V |
| Positive Supply Current | I+ | | | 35 | 45 | mA |
| SYNC Supply Current | I _{DV+} | | | 1 | 2 | mA |
| Negative Supply Current | I- | | | 45 | 55 | mA |

Note 1: Guaranteed by duty-cycle test on square wave.

Note 2: V_{REF} is independent of V-.

MAXIM

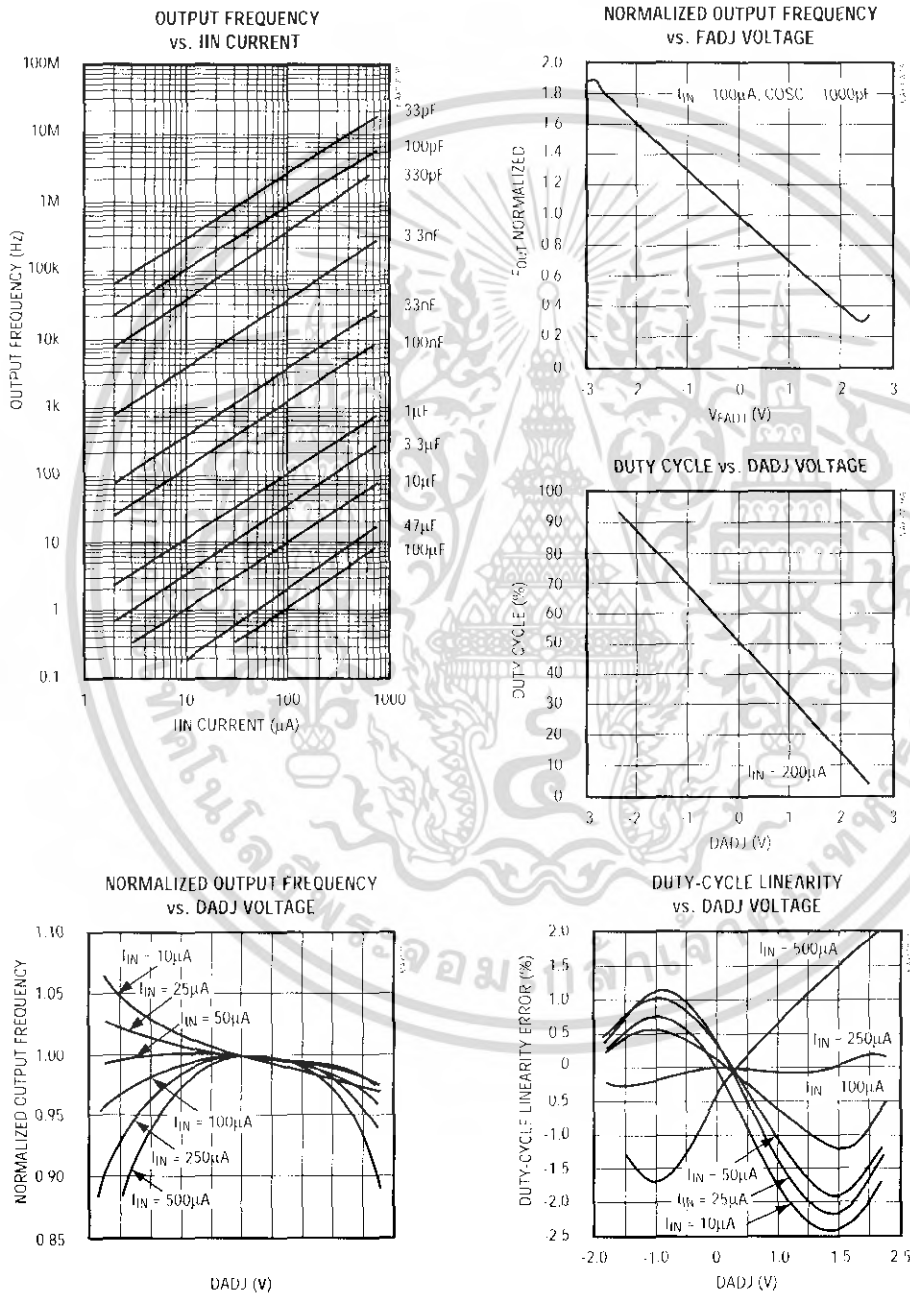
3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Frequency Waveform Generator

Typical Operating Characteristics

(Circuit of Figure 1, $V_+ = DV_+ = 5V$, $V_- = -5V$, $V_{DADJ} = V_{FADJ} = V_{PDI} = V_{PDO} = 0V$, $R_L = 1k\Omega$, $C_L = 20pF$, $I_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



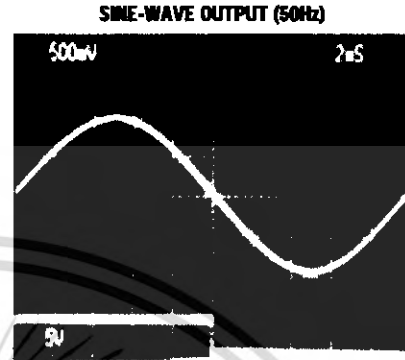
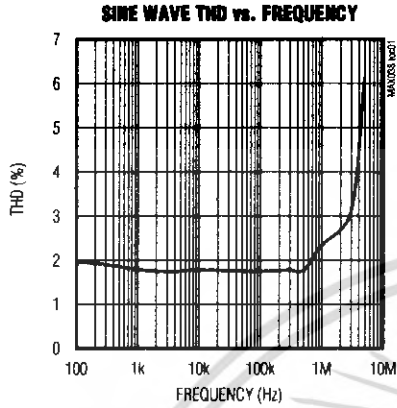
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Frequency Waveform Generator

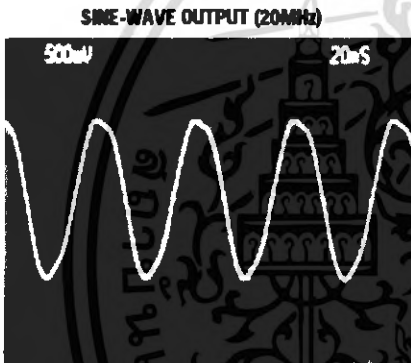
MAX038

Typical Operating Characteristics (continued)

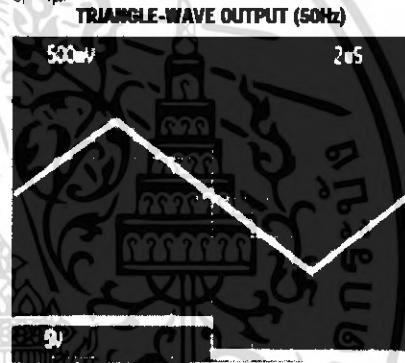
(Circuit of Figure 1, $V_+ = DV_+ = 5V$, $V_- = -5V$, $V_{DADJ} = V_{FADJ} = V_{PDI} = V_{PDO} = 0V$, $R_L = 1k\Omega$, $C_L = 20pF$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



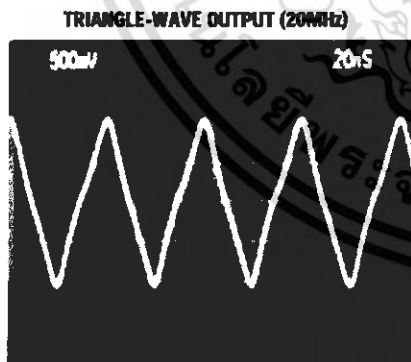
TOP: OUTPUT 50Hz = F_0
 BOTTOM: SYNC
 $I_{IN} = 50\mu A$
 $C_F = 1\mu F$



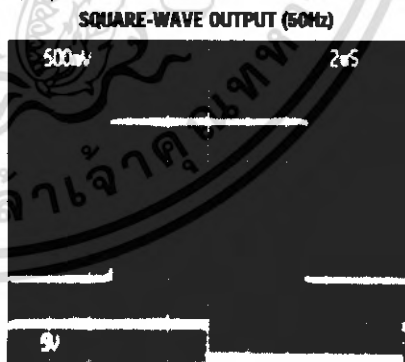
$I_{IN} = 400\mu A$
 $C_F = 20pF$



TOP: OUTPUT 50Hz = F_0
 BOTTOM: SYNC
 $I_{IN} = 50\mu A$
 $C_F = 1\mu F$



$I_{IN} = 400\mu A$
 $C_F = 20pF$

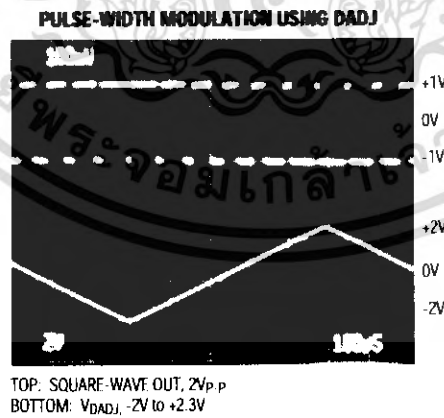
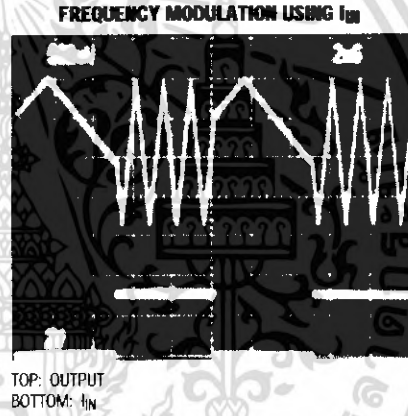
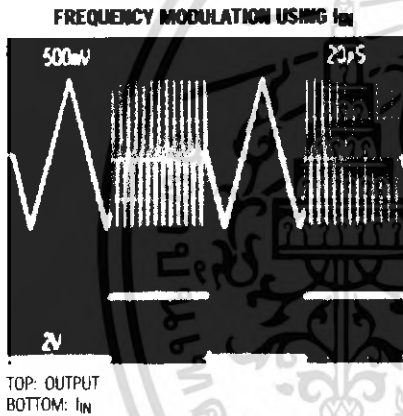
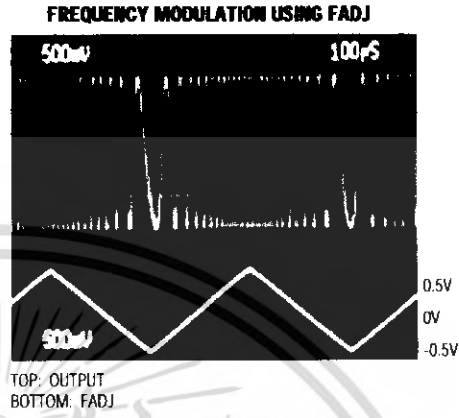
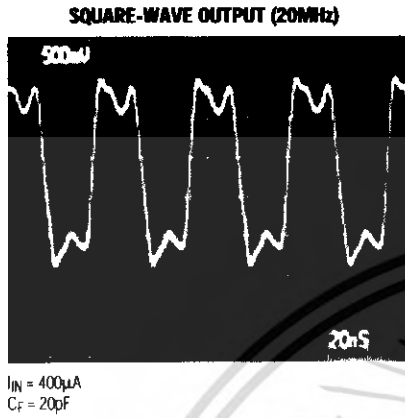


TOP: OUTPUT 50Hz = F_0
 BOTTOM: SYNC
 $I_{IN} = 50\mu A$
 $C_F = 1\mu F$

High-Frequency Waveform Generator

Typical Operating Characteristics (continued)

(Circuit of Figure 1, $V_+ = DV_+ = 5V$, $V_- = -5V$, $V_{DADJ} = V_{FADJ} = V_{PDI} = V_{PDO} = 0V$, $R_L = 1k\Omega$, $C_L = 20pF$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

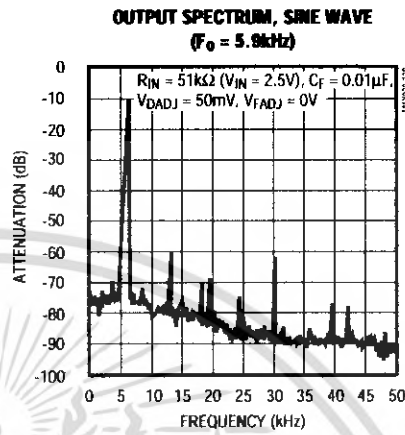
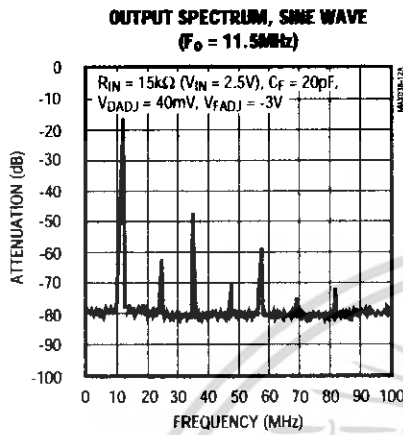


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Frequency Waveform Generator

Typical Operating Characteristics (continued)

(Circuit of Figure 1, $V_+ = DV_+ = 5V$, $V_- = -5V$, $V_{DADJ} = V_{FADJ} = V_{PDI} = V_{PDO} = 0V$, $R_L = 1k\Omega$, $C_L = 20pF$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



Pin Description

| PIN | NAME | FUNCTION |
|-----------------|------|--|
| 1 | RFF | 2.50V bandgap voltage reference output |
| 2, 6, 9, 11, 18 | GND | Ground* |
| 3 | A0 | Waveform selection input; TTL/CMOS compatible |
| 4 | A1 | Waveform selection input; TTL/CMOS compatible |
| 5 | COSC | External capacitor connection |
| 7 | DADJ | Duty-cycle adjust input |
| 8 | FADJ | Frequency adjust input |
| 10 | IIN | Current input for frequency control |
| 12 | PDO | Phase detector output. Connect to GND if phase detector is not used. |
| 13 | PDI | Phase detector reference clock input. Connect to GND if phase detector is not used. |
| 14 | SYNC | TTL/CMOS compatible output, referenced between DGND and DV+. Permits the internal oscillator to be synchronized with an external signal. Leave open if unused. |
| 15 | DGND | Digital ground |
| 16 | DV+ | Digital +5V supply input. Can be left open if SYNC is not used |
| 17 | V+ | +5V supply input |
| 19 | OUT | Sine, square, or triangle output |
| 20 | V- | -5V supply input |

*The five GND pins are not internally connected. Connect all five GND pins to a quiet ground close to the device. A ground plane is recommended (see *Layout Considerations*).

High-Frequency Waveform Generator

MAXIM

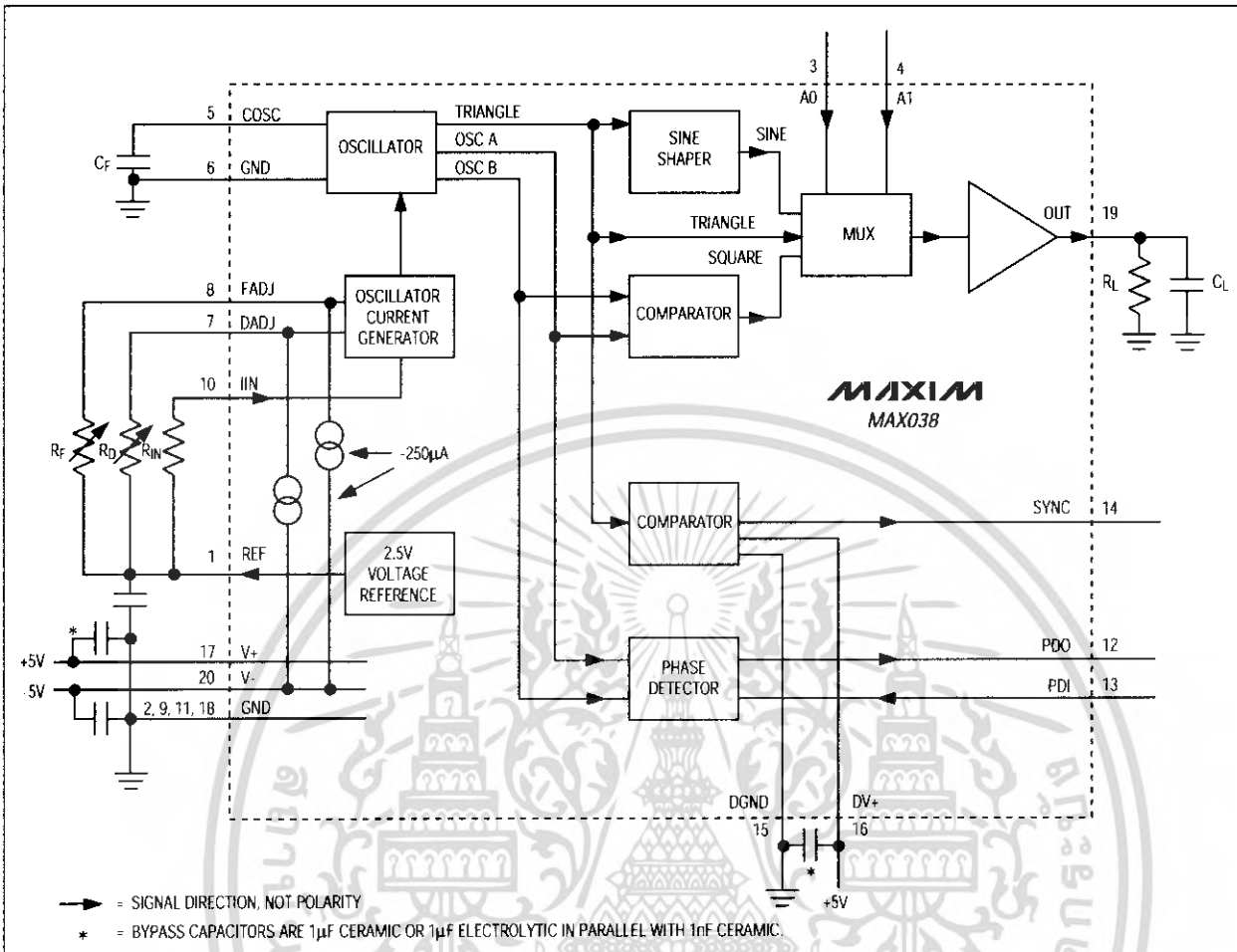


Figure 1. Block Diagram and Basic Operating Circuit

Detailed Description

The MAX038 is a high-frequency function generator that produces low-distortion sine, triangle, sawtooth, or square (pulse) waveforms at frequencies from less than 1Hz to 20MHz or more, using a minimum of external components. Frequency and duty cycle can be independently controlled by programming the current, voltage, or resistance. The desired output waveform is selected under logic control by setting the appropriate code at the A0 and A1 inputs. A SYNC output and phase detector are included to simplify designs requiring tracking to an external signal source.

The MAX038 operates with $\pm 5V \pm 5\%$ power supplies. The basic oscillator is a relaxation type that operates by alternately charging and discharging a capacitor, C_f ,

with constant currents, simultaneously producing a triangle wave and a square wave (Figure 1). The charging and discharging currents are controlled by the current flowing into IIN, and are modulated by the voltages applied to FADJ and DADJ. The current into IIN can be varied from $2\mu A$ to $750\mu A$, producing more than two decades of frequency for any value of C_f . Applying $\pm 2.4V$ to FADJ changes the nominal frequency (with $V_{FADJ} = 0V$) by $\pm 70\%$; this procedure can be used for fine control.

Duty cycle (the percentage of time that the output waveform is positive) can be controlled from 10% to 90% by applying $\pm 2.3V$ to DADJ. This voltage changes the C_f charging and discharging current ratio while maintaining nearly constant frequency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Frequency Waveform Generator

MAX038

A stable 2.5V reference voltage, REF, allows simple determination of IIN, FADJ, or DADJ with fixed resistors, and permits adjustable operation when potentiometers are connected from each of these inputs to REF. FADJ and/or DADJ can be grounded, producing the nominal frequency with a 50% duty cycle.

The output frequency is inversely proportional to capacitor CF. CF values can be selected to produce frequencies above 20MHz.

A sine-shaping circuit converts the oscillator triangle wave into a low-distortion sine wave with constant amplitude. The triangle, square, and sine waves are input to a multiplexer. Two address lines, A0 and A1, control which of the three waveforms is selected. The output amplifier produces a constant 2Vp-p amplitude ($\pm 1V$), regardless of wave shape or frequency.

The triangle wave is also sent to a comparator that produces a high-speed square-wave SYNC waveform that can be used to synchronize other oscillators. The SYNC circuit has separate power-supply leads and can be disabled.

Two other phase-quadrature square waves are generated in the basic oscillator and sent to one side of an "exclusive-OR" phase detector. The other side of the phase-detector input (PDI) can be connected to an external oscillator. The phase-detector output (PDO) is a current source that can be connected directly to FADJ to synchronize the MAX038 with the external oscillator.

Waveform Selection

The MAX038 can produce either sine, square, or triangle waveforms. The TTL/CMOS-logic address pins (A0 and A1) set the waveform, as shown below:

| A0 | A1 | WAVEFORM |
|----|----|---------------|
| X | 1 | Sine wave |
| 0 | 0 | Square wave |
| 1 | 0 | Triangle wave |

X = Don't care.

Waveform switching can be done at any time, without regard to the phase of the output. Switching occurs within 0.3 μ s, but there may be a small transient in the output waveform that lasts 0.5 μ s.

Waveform Timing

Output Frequency

The output frequency is determined by the current injected into the IIN pin, the COSC capacitance (to ground), and the voltage on the FADJ pin. When

VFADJ = 0V, the fundamental output frequency (F0) is given by the formula:

$$F_0 \text{ (MHz)} = I_{IN} \text{ (\mu A)} \div C_F \text{ (pF)} \quad [1]$$

The period (t0) is:

$$t_0 \text{ (\mu s)} = C_F \text{ (pF)} \div I_{IN} \text{ (\mu A)} \quad [2]$$

where:

IIN = current injected into IIN (between 2 μ A and 750 μ A)

CF = capacitance connected to COSC and GND (20pF to >100 μ F).

For example:

$$0.5\text{MHz} = 100\mu\text{A} \div 200\text{pF}$$

and

$$2\mu\text{s} = 200\text{pF} \div 100\mu\text{A}$$

Optimum performance is achieved with IIN between 10 μ A and 400 μ A, although linearity is good with IIN between 2 μ A and 750 μ A. Current levels outside of this range are not recommended. For fixed-frequency operation, set IIN to approximately 100 μ A and select a suitable capacitor value. This current produces the lowest temperature coefficient, and produces the lowest frequency shift when varying the duty cycle.

The capacitance can range from 20pF to more than 100 μ F, but stray circuit capacitance must be minimized by using short traces. Surround the COSC pin and the trace leading to it with a ground plane to minimize coupling of extraneous signals to this node. Oscillation above 20MHz is possible, but waveform distortion increases under these conditions. The low frequency limit is set by the leakage of the COSC capacitor and by the required accuracy of the output frequency. Lowest frequency operation with good accuracy is usually achieved with 10 μ F or greater non-polarized capacitors.

An internal closed-loop amplifier forces IIN to virtual ground, with an input offset voltage less than $\pm 2mV$. IIN may be driven with either a current source (IIN), or a voltage (VIN) in series with a resistor (RIN). (A resistor between REF and IIN provides a convenient method of generating IIN: $I_{IN} = V_{REF}/R_{IN}$.) When using a voltage in series with a resistor, the formula for the oscillator frequency is:

$$F_0 \text{ (MHz)} = V_{IN} \div [R_{IN} \times C_F \text{ (pF)}] \quad [3]$$

and:

$$t_0 \text{ (\mu s)} = C_F \text{ (pF)} \times R_{IN} \div V_{IN} \quad [4]$$

High-Frequency Waveform Generator

When the MAX038's frequency is controlled by a voltage source (V_{IN}) in series with a fixed resistor (R_{IN}), the output frequency is a direct function of V_{IN} as shown in the above equations. Varying V_{IN} modulates the oscillator frequency. For example, using a $10k\Omega$ resistor for R_{IN} and sweeping V_{IN} from 20mV to 7.5V produces large frequency deviations (up to 375:1). Select R_{IN} so that I_{IN} stays within the $2\mu A$ to $750\mu A$ range. The bandwidth of the IIN control amplifier, which limits the modulating signal's highest frequency, is typically 2MHz.

IIN can be used as a summing point to add or subtract currents from several sources. This allows the output frequency to be a function of the sum of several variables. As V_{IN} approaches 0V, the I_{IN} error increases due to the offset voltage of IIN.

Output frequency will be offset 1% from its final value for 10 seconds after power-up.

FADJ Input

The output frequency can be modulated by FADJ, which is intended principally for fine frequency control, usually inside phase-locked loops. Once the fundamental, or center frequency (F_0) is set by I_{IN} , it may be changed further by setting FADJ to a voltage other than 0V. This voltage can vary from -2.4V to +2.4V, causing the output frequency to vary from 1.7 to 0.30 times the value when FADJ is 0V ($F_0 \pm 70\%$). Voltages beyond $\pm 2.4V$ can cause instability or cause the frequency change to reverse slope.

The voltage on FADJ required to cause the output to deviate from F_0 by D_x (expressed in %) is given by the formula:

$$V_{FADJ} = -0.0343 \times D_x \quad [5]$$

where V_{FADJ} , the voltage on FADJ, is between -2.4V and +2.4V.

Note: While I_{IN} is directly proportional to the fundamental, or center frequency (F_0), V_{FADJ} is linearly related to % deviation from F_0 . V_{FADJ} goes to either side of 0V, corresponding to plus and minus deviation.

The voltage on FADJ for any frequency is given by the formula:

$$V_{FADJ} = (F_x - F_0) \div (0.2915 \times F_0) \quad [6]$$

where:

F_x = output frequency

F_0 = frequency when $V_{FADJ} = 0V$.

Likewise, for period calculations:

$$V_{FADJ} = 3.43 \times (t_x - t_0) \div t_x \quad [7]$$

where:

t_x = output period

t_0 = period when $V_{FADJ} = 0V$.

Conversely, if V_{FADJ} is known, the frequency is given by:

$$F_x = F_0 \times (1 - [0.2915 \times V_{FADJ}]) \quad [8]$$

and the period (t_x) is:

$$t_x = t_0 \div (1 - [0.2915 \times V_{FADJ}]) \quad [9]$$

Programming FADJ

FADJ has a $250\mu A$ constant current sink to V^- that must be furnished by the voltage source. The source is usually an op-amp output, and the temperature coefficient of the current sink becomes unimportant. For manual adjustment of the deviation, a variable resistor can be used to set V_{FADJ} , but then the $250\mu A$ current sink's temperature coefficient becomes significant. Since external resistors cannot match the internal temperature-coefficient curve, using external resistors to program V_{FADJ} is intended only for manual operation, when the operator can correct for any errors. This restriction does not apply when V_{FADJ} is a true voltage source.

A variable resistor, R_f , connected between REF (+2.5V) and FADJ provides a convenient means of manually setting the frequency deviation. The resistance value (R_f) is:

$$R_f = (V_{REF} - V_{FADJ}) \div 250\mu A \quad [10]$$

V_{REF} and V_{FADJ} are signed numbers, so use correct algebraic convention. For example, if V_{FADJ} is -2.0V (-58.3% deviation), the formula becomes:

$$R_f = (+2.5V - (-2.0V)) \div 250\mu A \\ = (4.5V) \div 250\mu A \\ = 18k\Omega$$

Disabling FADJ

The FADJ circuit adds a small temperature coefficient to the output frequency. For critical open-loop applications, it can be turned off by connecting FADJ to GND (not REF) through a $12k\Omega$ resistor (R_1 in Figure 2). The $250\mu A$ current sink at FADJ causes -3V to be developed across this resistor, producing two results. First, the FADJ circuit remains in its linear region, but disconnects itself from the main oscillator, improving temperature stability. Second, the oscillator frequency doubles. If FADJ is turned off in this manner, be sure to correct equations 1-4 and 6-9 above, and 12 and 14 below by doubling F_0 or halving t_0 . Although this method doubles the normal output frequency, it does not double the upper frequency limit. Do not operate FADJ open circuit or with voltages more negative than -3.5V. Doing so may cause transistor saturation inside the IC, leading to unwanted changes in frequency and duty cycle.

High-Frequency Waveform Generator

MAXIM
MAX038

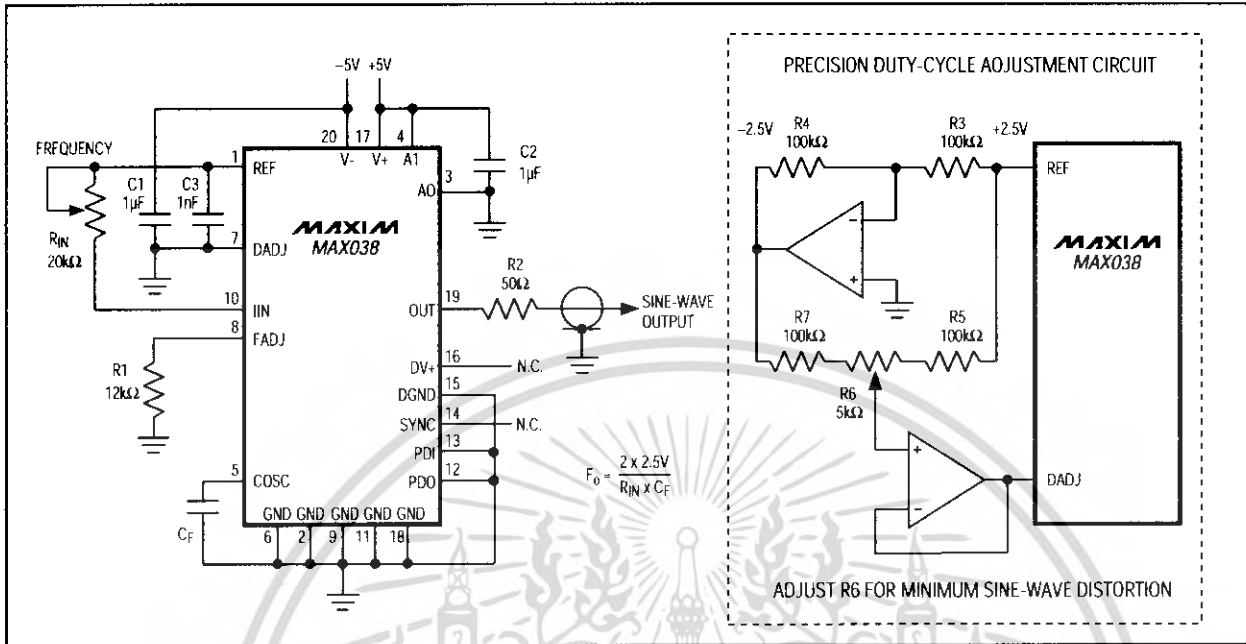


Figure 2. Operating Circuit with Sine-Wave Output and 50% Duty Cycle; SYNC and FADJ Disabled

With FADJ disabled, the output frequency can still be changed by modulating IIN.

Swept Frequency Operation

The output frequency can be swept by applying a varying signal to IIN or FADJ. IIN has a wider range, slightly slower response, lower temperature coefficient, and requires a single polarity current source. FADJ may be used when the swept range is less than $\pm 70\%$ of the center frequency, and it is suitable for phase-locked loops and other low-deviation, high-accuracy closed-loop controls. It uses a sweeping voltage symmetrical about ground.

Connecting a resistive network between REF, the voltage source, and FADJ or IIN is a convenient means of offsetting the sweep voltage.

Duty Cycle

The voltage on DADJ controls the waveform duty cycle (defined as the percentage of time that the output waveform is positive). Normally, $V_{DADJ} = 0V$, and the duty cycle is 50% (Figure 2). Varying this voltage from +2.3V to -2.3V causes the output duty cycle to vary from 15% to 85%, about -15% per volt. Voltages beyond $\pm 2.3V$ can shift the output frequency and/or cause instability.

DADJ can be used to reduce the sine-wave distortion. The unadjusted duty cycle ($V_{DADJ} = 0V$) is 50% $\pm 2\%$; any deviation from exactly 50% causes even order harmonics to be generated. By applying a small adjustable voltage (typically less than $\pm 100mV$) to V_{DADJ} , exact symmetry can be attained and the distortion can be minimized (see Figure 2).

The voltage on DADJ needed to produce a specific duty cycle is given by the formula:

$$V_{DADJ} = (50\% - dc) \times 0.0575 \quad [11]$$

or:

$$V_{DADJ} = (0.5 - [t_{ON} \div t_0]) \times 5.75 \quad [12]$$

where:

V_{DADJ} = DADJ voltage (observe the polarity)

dc = duty cycle (in %)

t_{ON} = ON (positive) time

t_0 = waveform period.

Conversely, if V_{DADJ} is known, the duty cycle and ON time are given by:

$$dc = 50\% - (V_{DADJ} \times 17.4) \quad [13]$$

$$t_{ON} = t_0 \times (0.5 - [V_{DADJ} \times 0.174]) \quad [14]$$

High-Frequency Waveform Generator

Programming DADJ

DADJ is similar to FADJ; it has a 250 μ A constant current sink to V- that must be furnished by the voltage source. The source is usually an op-amp output, and the temperature coefficient of the current sink becomes unimportant. For manual adjustment of the duty cycle, a variable resistor can be used to set V_{DADJ}, but then the 250 μ A current sink's temperature coefficient becomes significant. Since external resistors cannot match the internal temperature-coefficient curve, using external resistors to program V_{DADJ} is intended only for manual operation, when the operator can correct for any errors. This restriction does not apply when V_{DADJ} is a true voltage source.

A variable resistor, R_D, connected between REF (+2.5V) and DADJ provides a convenient means of manually setting the duty cycle. The resistance value (R_D) is:

$$R_D = (V_{REF} - V_{DADJ}) \div 250\mu A \quad [15]$$

Note that both V_{REF} and V_{DADJ} are signed values, so observe correct algebraic convention. For example, if V_{DADJ} is -1.5V (23% duty cycle), the formula becomes:

$$\begin{aligned} R_D &= (+2.5V - (-1.5V)) \div 250\mu A \\ &= (4.0V) \div 250\mu A = 16k\Omega \end{aligned}$$

Varying the duty cycle in the range 15% to 85% has minimal effect on the output frequency—typically less than 2% when 25 μ A < I_{IN} < 250 μ A. The DADJ circuit is wideband, and can be modulated at up to 2MHz (see photos, *Typical Operating Characteristics*).

Output

The output amplitude is fixed at 2V_{P-P}, symmetrical around ground, for all output waveforms. OUT has an output resistance of under 0.1 Ω , and can drive \pm 20mA with up to a 50pF load. Isolate higher output capacitance from OUT with a resistor (typically 50 Ω) or buffer amplifier.

Reference Voltage

REF is a stable 2.50V bandgap voltage reference capable of sourcing 4mA or sinking 100 μ A. It is principally used to furnish a stable current to I_{IN} or to bias DADJ and FADJ. It can also be used for other applications external to the MAX038. Bypass REF with 100nF to minimize noise.

Selecting Resistors and Capacitors

The MAX038 produces a stable output frequency over time and temperature, but the capacitor and resistors that determine frequency can degrade performance if they are not carefully chosen. Resistors should be metal film, 1% or better. Capacitors should be chosen

for low temperature coefficient over the whole temperature range. NPO ceramics are usually satisfactory.

The voltage on COSC is a triangle wave that varies between 0V and -1V. Polarized capacitors are generally not recommended (because of their outrageous temperature dependence and leakage currents), but if they are used, the negative terminal should be connected to COSC and the positive terminal to GND. Large-value capacitors, necessary for very low frequencies, should be chosen with care, since potentially large leakage currents and high dielectric absorption can interfere with the orderly charge and discharge of C_F. If possible, for a given frequency, use lower I_{IN} currents to reduce the size of the capacitor.

SYNC Output

SYNC is a TTL/CMOS-compatible output that can be used to synchronize external circuits. The SYNC output is a square wave whose rising edge coincides with the output rising sine or triangle wave as it crosses through 0V. When the square wave is selected, the rising edge of SYNC occurs in the middle of the positive half of the output square wave, effectively 90° ahead of the output. The SYNC duty cycle is fixed at 50% and is independent of the DADJ control.

Because SYNC is a very-high-speed TTL output, the high-speed transient currents in DGND and DV+ can radiate energy into the output circuit, causing a narrow spike in the output waveform. (This spike is difficult to see with oscilloscopes having less than 100MHz bandwidth). The inductance and capacitance of IC sockets tend to amplify this effect, so sockets are not recommended when SYNC is on. SYNC is powered from separate ground and supply pins (DGND and DV+), and it can be turned off by making DV+ open circuit. If synchronization of external circuits is not used, turning off SYNC by DV+ opening eliminates the spike.

Phase Detectors

Internal Phase Detector

The MAX038 contains a TTL/CMOS phase detector that can be used in a phase-locked loop (PLL) to synchronize its output to an external signal (Figure 3). The external source is connected to the phase-detector input (PDI) and the phase-detector output is taken from PDO. PDO is the output of an exclusive-OR gate, and produces a rectangular current waveform at the MAX038 output frequency, even with PDI grounded. PDO is normally connected to FADJ and a resistor, R_{PD}, and a capacitor C_{PD}, to GND. R_{PD} sets the gain of the phase detector, while the capacitor attenuates high-frequency components and forms a pole in the phase-locked loop filter.

High-Frequency Waveform Generator

MAX038

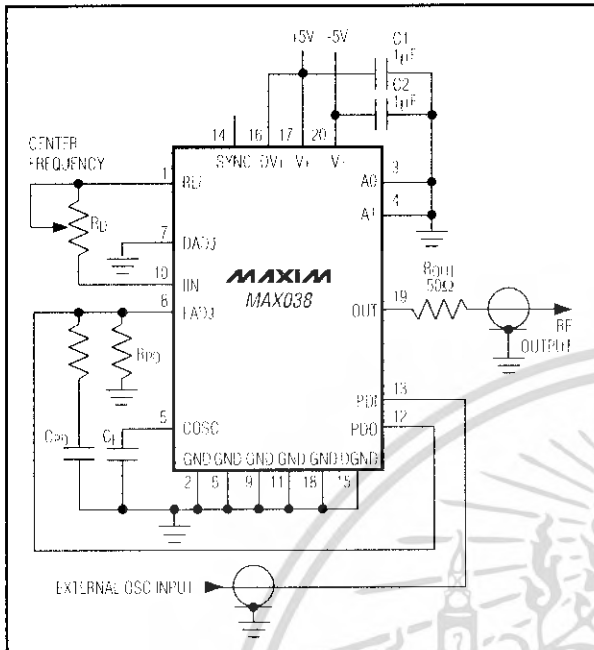


Figure 3. Phase-Locked Loop Using Internal Phase Detector

PDO is a rectangular current-pulse train, alternating between 0µA and 500µA. It has a 50% duty cycle when the MAX038 output and PDI are in phase-quadrature (90° out of phase). The duty cycle approaches 100% as the phase difference approaches 180° and conversely, approaches 0% as the phase difference approaches 0°. The gain of the phase detector (K_D) can be expressed as:

$$K_D = 0.318 \times R_{PD} \text{ (volts/radian)} \quad [16]$$

where R_{PD} = phase-detector gain-setting resistor.

When the loop is in lock, the input signals to the phase detector are in approximate phase quadrature, the duty cycle is 50%, and the average current at PDO is 250µA (the current sink of FADJ). This current is divided between FADJ and R_{PD} ; 250µA always goes into FADJ and any difference current is developed across R_{PD} , creating V_{FADJ} (both polarities). For example, as the phase difference increases, PDO duty cycle increases, the average current increases, and the voltage on R_{PD} (and V_{FADJ}) becomes more positive. This in turn decreases the oscillator frequency, reducing the phase difference, thus maintaining phase lock. The higher R_{PD} is, the greater V_{FADJ} is for a given phase difference; in other words, the greater the loop gain, the less the capture range. The current from PDO must also

charge C_{PD} , so the rate at which V_{FADJ} changes (the loop bandwidth) is inversely proportional to C_{PD} .

The phase error (deviation from phase quadrature) depends on the open-loop gain of the PLL and the initial frequency deviation of the oscillator from the external signal source. The oscillator conversion gain (K_O) is:

$$K_O = \Delta\omega_0 \div \Delta V_{FADJ} \quad [17]$$

which, from equation [6] is:

$$K_O = 3.43 \times \omega_0 \text{ (radians/sec)} \quad [18]$$

The loop gain of the PLL system (K_V) is:

$$K_V = K_D \times K_O \quad [19]$$

where:

K_D = detector gain

K_O = oscillator gain.

With a loop filter having a response $F(s)$, the open-loop transfer function, $T(s)$, is:

$$T(s) = K_D \times K_O \times F(s) \div s \quad [20]$$

Using linear feedback analysis techniques, the closed-loop transfer characteristic, $H(s)$, can be related to the open-loop transfer function as follows:

$$H(s) = T(s) \div [1 + T(s)] \quad [21]$$

The transient performance and the frequency response of the PLL depends on the choice of the filter characteristic, $F(s)$.

When the MAX038 internal phase detector is not used, PDI and PDO should be connected to GND.

External Phase Detectors

External phase detectors may be used instead of the internal phase detector. The external phase detector shown in Figure 4 duplicates the action of the MAX038's internal phase detector, but the optional $-N$ circuit can be placed between the SYNC output and the phase detector in applications requiring synchronizing to an exact multiple of the external oscillator. The resistor network consisting of R_4 , R_5 , and R_6 sets the sync range, while capacitor C_4 sets the capture range. Note that this type of phase detector (with or without the $-N$ circuit) locks onto harmonics of the external oscillator as well as the fundamental. With no external oscillator input, this circuit can be unpredictable, depending on the state of the external input DC level.

Figure 4 shows a frequency phase detector that locks onto only the fundamental of the external oscillator. With no external oscillator input, the output of the frequency phase detector is a positive DC voltage, and the oscillations are at the lowest frequency as set by R_4 , R_5 , and R_6 .

High-Frequency Waveform Generator

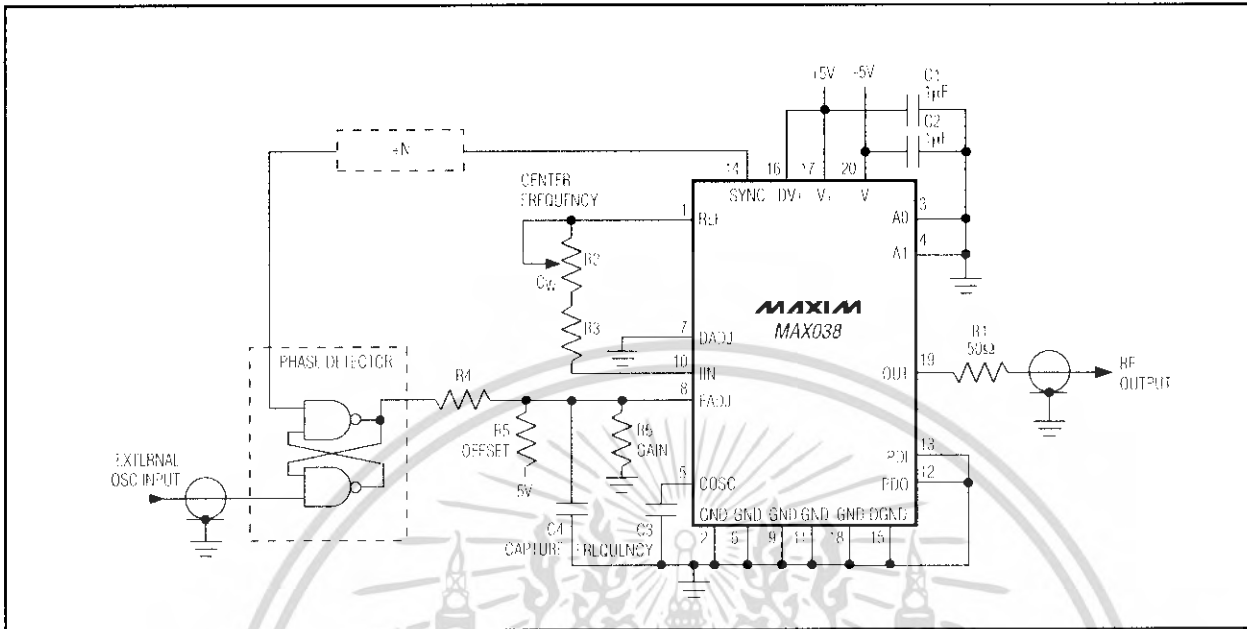


Figure 4. Phase-Locked Loop Using External Phase Detector

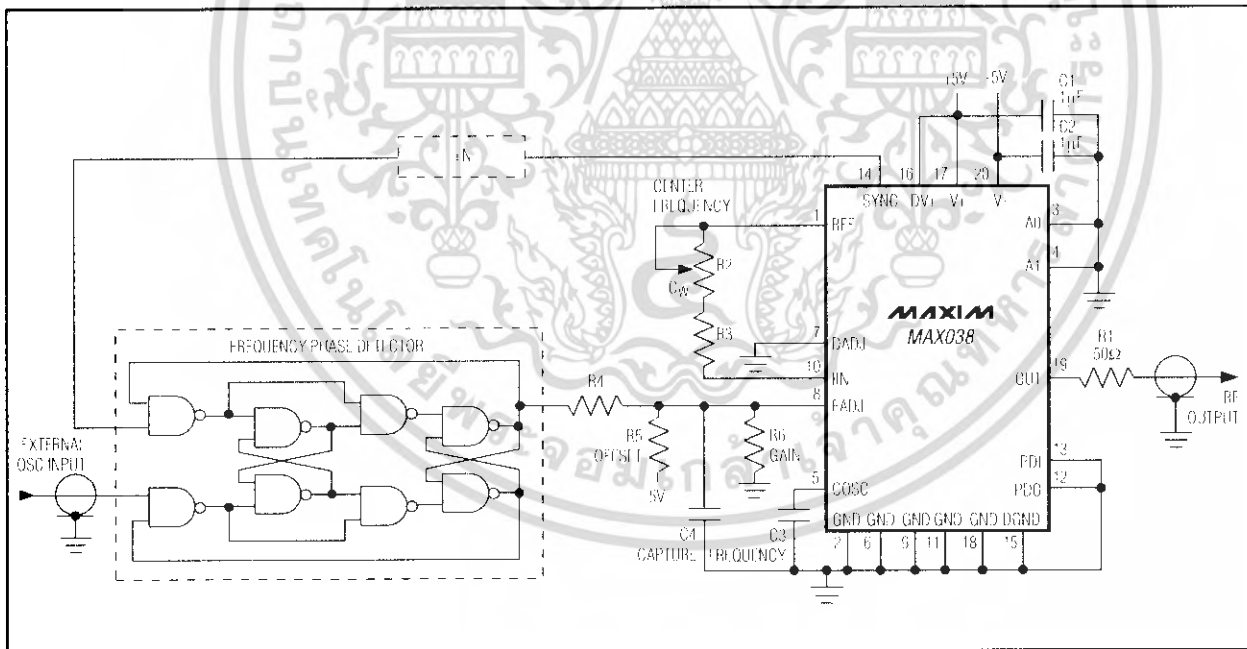


Figure 5. Phase-Locked Loop Using External Frequency Phase Detector

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Frequency Waveform Generator

MAX038

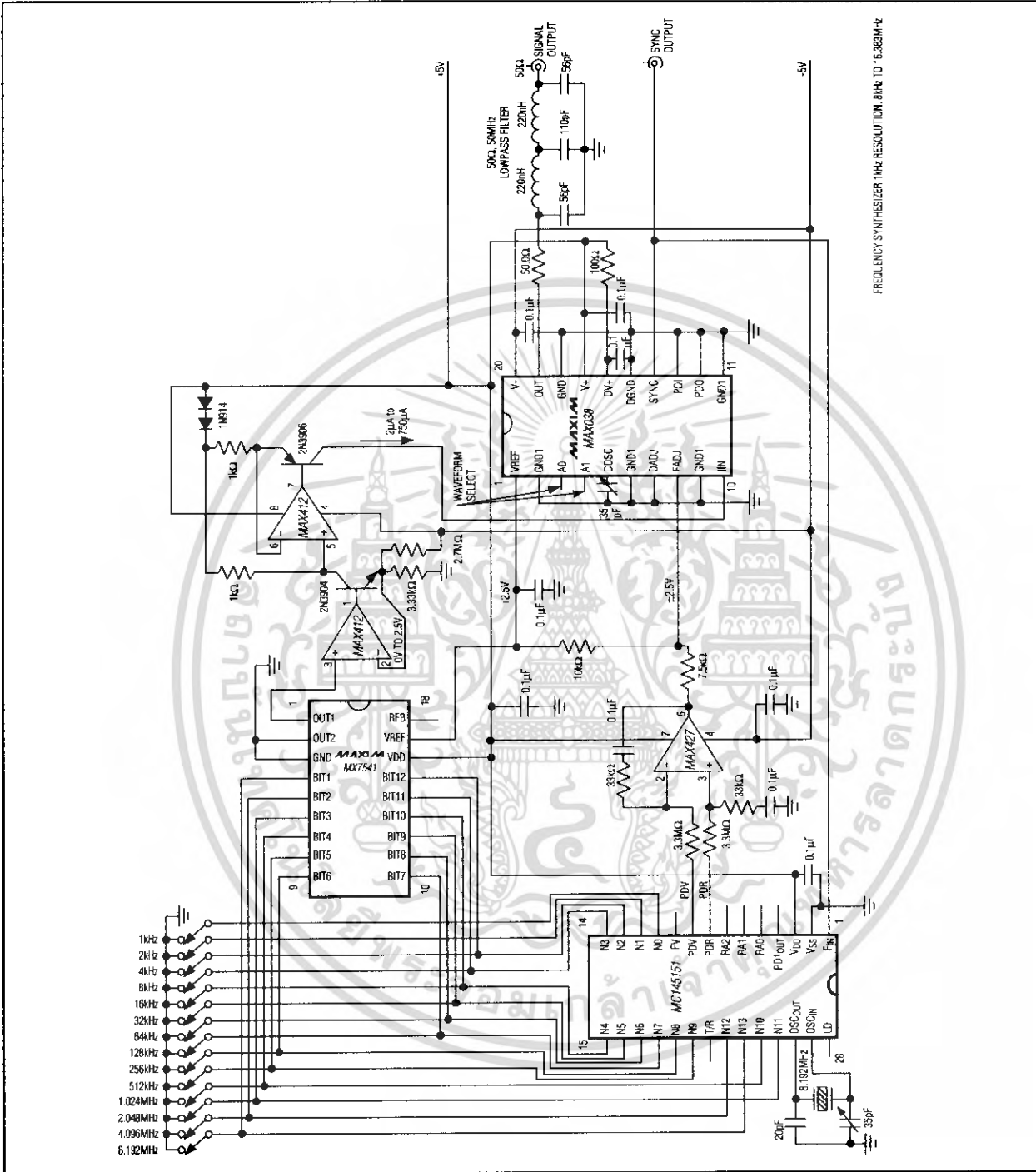


Figure 6. Crystal-Controlled, Digitally Programmed Frequency Synthesizer—8kHz to 16MHz with 1kHz Resolution

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Frequency Waveform Generator

Layout Considerations

Realizing the full performance of the MAX038 requires careful attention to power-supply bypassing and board layout. Use a low-impedance ground plane, and connect all five GND pins directly to it. Bypass V+ and V- directly to the ground plane with 1 μ F ceramic capacitors or 1 μ F tantalum capacitors in parallel with 1nF ceramics. Keep capacitor leads short (especially with the 1nF ceramics) to minimize series inductance.

If SYNC is used, DV+ must be connected to V+, DGND must be connected to the ground plane, and a second 1nF ceramic should be connected as close as possible between DV+ and DGND (pins 16 and 15). It is not necessary to use a separate supply or run separate traces to DV+. If SYNC is disabled, leave DV+ open. Do not open DGND.

Minimize the trace area around COSC (and the ground plane area under COSC) to reduce parasitic capacitance, and surround this trace with ground to prevent coupling with other signals. Take similar precautions with DADJ, FADJ, and IIN. Place C_F so its connection to the ground plane is close to pin 6 (GND).

Applications Information

Frequency Synthesizer

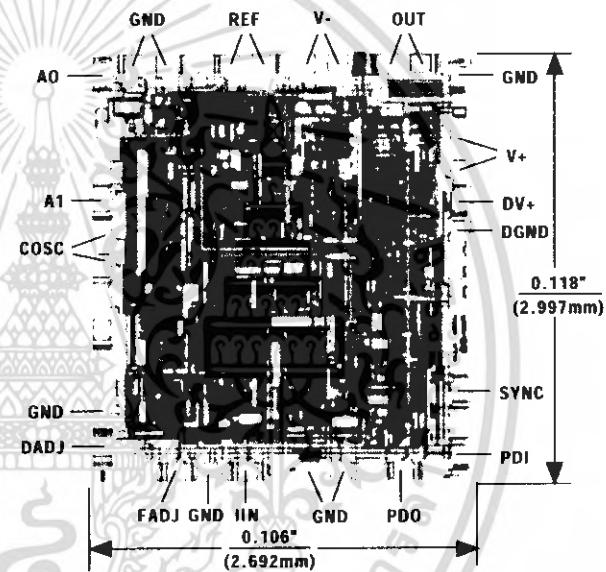
Figure 6 shows a frequency synthesizer that produces accurate and stable sine, square, or triangle waves with a frequency range of 8kHz to 16.383MHz in 1kHz increments. A Motorola MC145151 provides the crystal-controlled oscillator, the \pm N circuit, and a high-speed phase detector. The manual switches set the output frequency; opening any switch increases the output frequency. Each switch controls both the \pm N output and an MX7541 12-bit DAC, whose output is converted to a current by using both halves of the MAX412 op amp. This current goes to the MAX038 IIN pin, setting its coarse frequency over a very wide range.

Fine frequency control (and phase lock) is achieved from the MC145151 phase detector through the differential amplifier and lowpass filter, U5. The phase detec-

tor compares the \pm N output with the MAX038 SYNC output and sends differential phase information to U5. U5's single-ended output is summed with an offset into the FADJ input. (Using the DAC and the IIN pin for coarse frequency control allows the FADJ pin to have very fine control with reasonably fast response to switch changes.)

A 50MHz, 50 Ω lowpass filter in the output allows passage of 16MHz square waves and triangle waves with reasonable fidelity, while stopping high-frequency noise generated by the \pm N circuit.

Chip Topography



TRANSISTOR COUNT: 855
SUBSTRATE CONNECTED TO GND

Package Information

For the latest package outline information, go to www.maxim-ic.com/packages.

Maxim cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Maxim product. No circuit patent licenses are implied. Maxim reserves the right to change the circuitry and specifications without notice at any time.

16 **Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94088 408-737-7600**

© 2005 Maxim Integrated Products

Printed USA

MAXIM is a registered trademark of Maxim Integrated Products, Inc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DATA SHEET



NE/SA/SE532
LM258/358/A/2904
Low power dual operational amplifiers

Product data
Supersedes data of 2002 Jan 22

2002 Jul 12

Philips
Semiconductors



PHILIPS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Low power dual operational amplifiers

NE/SA/SE532/
LM258/358/A/2904

DESCRIPTION

The 532/358/LM2904 consists of two independent, high gain, internally frequency-compensated operational amplifiers internally frequency-compensated operational amplifiers designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from dual power supplies is also possible, and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

UNIQUE FEATURES

In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage. The unity gain cross frequency is temperature-compensated. The input bias current is also temperature-compensated.

FEATURES

- Internally frequency-compensated for unity gain
- Large DC voltage gain: 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain): 1 MHz (temperature-compensated)
- Wide power supply range single supply: $3 V_{DC}$ to $30 V_{DC}$, or dual supplies: $\pm 1.5 V_{DC}$ to $\pm 15 V_{DC}$
- Very low supply current drain ($400 \mu A$)—essentially independent of supply voltage ($1 mW/op amp at +5 V_{DC}$)
- Low input biasing current: $45 nA_{DC}$ temperature-compensated
- Low input offset voltage: $2 mV_{DC}$, and offset current: $5 nA_{DC}$
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage: $0 V_{DC}$ to $V+ - 1.5 V_{DC}$ swing

EQUIVALENT CIRCUIT

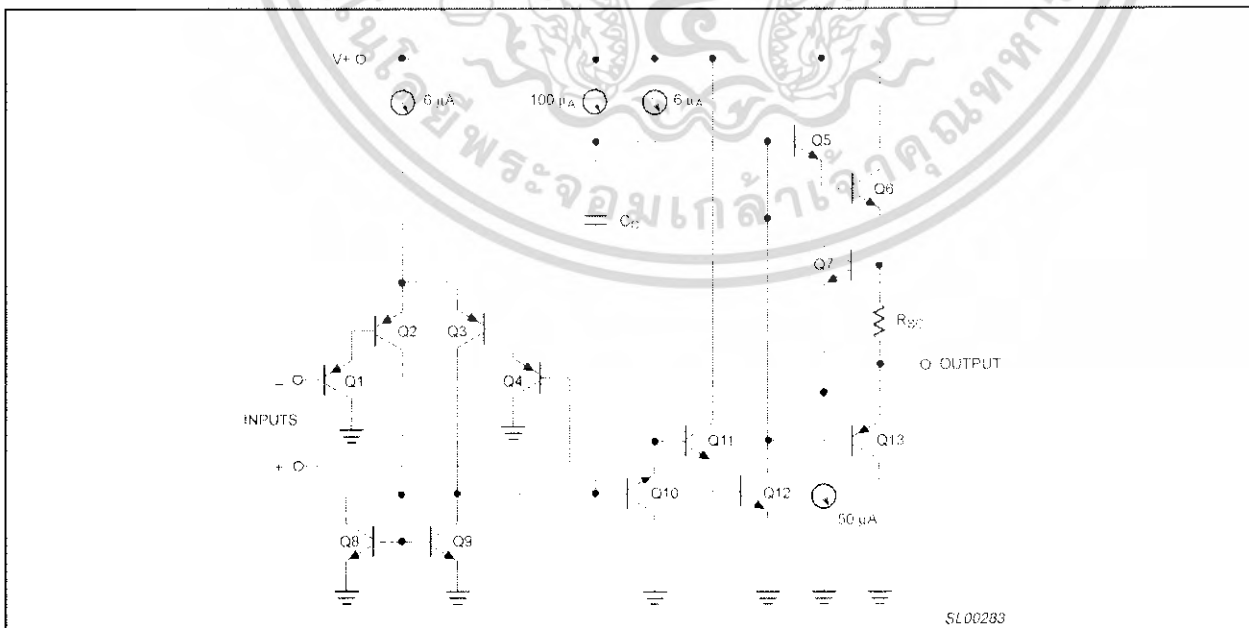


Figure 2. Equivalent circuit.

PIN CONFIGURATION

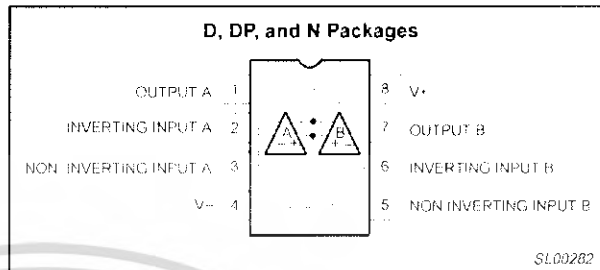


Figure 1. Pin configuration.

Low power dual operational amplifiers

NE/SA/SE532/
LM258/358/A/2904

ORDERING INFORMATION

| DESCRIPTION | TEMPERATURE RANGE | ORDER CODE | DWG # |
|---|-------------------|------------|----------|
| 8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package | 0 °C to +70 °C | NE532D | SOT96-1 |
| 8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP) | 0 °C to +70 °C | NE532N | SOT97-1 |
| 8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package | -40 °C to +85 °C | SA532D | SOT96-1 |
| 8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package | -40 °C to +125 °C | LM2904D | SOT96-1 |
| 8-Pin Plastic Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP) | -40 °C to +125 °C | LM2904DP | SOT505-1 |
| 8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP) | -40 °C to +125 °C | LM2904N | SOT97-1 |
| 8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package | -25 °C to +125 °C | LM258D | SOT96-1 |
| 8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP) | -25 °C to +125 °C | LM258N | SOT97-1 |
| 8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package | 0 °C to +70 °C | LM358D | SOT96-1 |
| 8-Pin Plastic Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP) | 0 °C to +70 °C | LM358DP | SOT505-1 |
| 8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP) | 0 °C to +70 °C | LM358N | SOT97-1 |
| 8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package | 0 °C to +70 °C | LM358AD | SOT96-1 |
| 8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP) | 0 °C to +70 °C | LM358AN | SOT97-1 |
| 8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP) | -55 °C to +125 °C | SE532N | SOT97-1 |

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

| SYMBOL | PARAMETER | RATING | UNIT |
|------------|---|----------------|----------|
| V_S | Supply voltage, V_+ | 32 or ± 16 | V_{DC} |
| | Differential input voltage | 32 | V_{DC} |
| V_{IN} | Input voltage | -0.3 to +32 | V_{DC} |
| P_D | Maximum power dissipation $T_{amb} = 25\text{ °C}$ (Still air) ¹ | | |
| | N package | 1160 | mW |
| | D package | 780 | mW |
| | DP package | 714 | mW |
| | Output short-circuit to GND ² $V_+ < 15\ V_{DC}$ and $T_{amb} = 25\text{ °C}$ | Continuous | |
| T_{amb} | Operating ambient temperature range | | |
| | NE532/LM358/LM358A | 0 to +70 | °C |
| | LM258 | -25 to +85 | °C |
| | LM2904 | -40 to +125 | °C |
| | SA532 | -40 to +85 | °C |
| SE532 | -55 to +125 | °C | |
| T_{stg} | Storage temperature range | -65 to +150 | °C |
| T_{slid} | Lead soldering temperature (10 sec max) | 230 | °C |

NOTE:

- Derate above 25 °C, at the following rates:
N package at 9.3 mW/°C
D package at 6.2 mW/°C
DP package at 5.72 mW/°C
- Short-circuits from the output to V_+ can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V_+ . At values of supply voltage in excess of +15 V_{DC} , continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction.

Low power dual operational amplifiers

NE/SA/SE532/
LM258/358/A/2904

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; $V_{+} = +5\text{ V}$, unless otherwise specified.

| SYMBOL | PARAMETER | TEST CONDITIONS | SE532, LM258 | | | NE/SA532/ LM358/LM2904 | | | UNIT |
|-------------|--|--|--------------|---------|---------------|---------------------------|---------|---------------|--------------------------------|
| | | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| V_{OS} | Offset voltage ¹ | $R_S = 0\ \Omega$ | | ± 2 | ± 5 | | ± 2 | ± 7 | mV |
| | | $R_S = 0\ \Omega$; over temp. | | | ± 7 | | | ± 9 | mV |
| V_{OS} | Drift | $R_S = 0\ \Omega$; over temp. | | 7 | | | 7 | | $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ |
| I_{OS} | Offset current | $I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$ | | ± 3 | ± 30 | | ± 5 | ± 50 | nA |
| | | Over temp. | | | ± 100 | | | ± 150 | nA |
| I_{OS} | Drift | Over temp. | | 10 | | | 10 | | $\text{pA}/^{\circ}\text{C}$ |
| I_{BIAS} | Input current ² | $I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ | | 45 | 150 | | 45 | 250 | nA |
| | | $I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$; Over temp. | | 40 | 300 | | 40 | 500 | nA |
| I_B | Drift | Over temp. | | 50 | | | 50 | | $\text{pA}/^{\circ}\text{C}$ |
| V_{CM} | Common-mode voltage range ³ | $V_{+} = 30\text{ V}$ | 0 | | $V_{+} - 1.5$ | 0 | | $V_{+} - 1.5$ | V |
| | | $V_{+} = 30\text{ V}$; Over temp. | 0 | | $V_{+} - 2.0$ | 0 | | $V_{+} - 2.0$ | V |
| CMRR | Common-mode rejection ratio | $V_{+} = 30\text{ V}$ | 70 | 85 | | 65 | 70 | | dB |
| V_{OH} | Output voltage swing | $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$; $V_{+} = 30\text{ V}$; over temp. | 26 | | | 26 | | | V |
| | | $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$; $V_{+} = 30\text{ V}$; over temp. | 27 | 28 | | 27 | 28 | | V |
| V_{OL} | Output voltage swing | $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$; over temp. | | 5 | 20 | | 5 | 20 | mV |
| I_{CC} | Supply current | $R_L = \infty$; $V_{+} = 30\text{ V}$ | | 0.5 | 1.0 | | 0.5 | 1.0 | mA |
| | | $R_L = \infty$ on all amplifiers; $V_{+} = 30\text{ V}$; over temp. | | 0.6 | 1.2 | | 0.6 | 1.2 | mA |
| A_{VOL} | Large-signal voltage gain | $R_L > 2\text{ k}\Omega$; $V_{OUT} + 10\text{ V}$ | 50 | 100 | | 25 | 100 | | V/mV |
| | | $V_{+} = 15\text{ V}$ (for large V_O swing); over temp. | 25 | | | 15 | | | V/mV |
| PSRR | Supply voltage rejection ratio | $R_S = 0\ \Omega$ | 65 | 100 | | 65 | 100 | | dB |
| | Amplifier-to-amplifier coupling ⁴ | $f = 1\text{ kHz}$ to 20 kHz (input referred) | | -120 | | | -120 | | dB |
| I_{OUT} | Output current (Source) | $V_{IN+} = +1\text{ V}_{DC}$; $V_{IN-} = 0\text{ V}_{DC}$; $V_{+} = 15\text{ V}_{DC}$ | 20 | 40 | | 20 | 40 | | mA |
| | | $V_{IN+} = +1\text{ V}_{DC}$; $V_{IN-} = 0\text{ V}_{DC}$; $V_{+} = 15\text{ V}_{DC}$; over temp. | 10 | 20 | | 10 | 20 | | mA |
| | Output current (Sink) | $V_{IN-} = +1\text{ V}_{DC}$; $V_{IN+} = 0\text{ V}_{DC}$; $V_{+} = 15\text{ V}_{DC}$ | 10 | 20 | | 10 | 20 | | mA |
| | | $V_{IN-} = +1\text{ V}_{DC}$; $V_{IN+} = 0\text{ V}_{DC}$; $V_{+} = 15\text{ V}_{DC}$; over temp. | 5 | 8 | | 5 | 8 | | mA |
| | | $V_{IN+} = 0\text{ V}$; $V_{IN-} = +1\text{ V}_{DC}$; $V_O = 200\text{ mV}$ | 12 | 50 | | 12 | 50 | | μA |
| I_{SC} | Short circuit current ⁵ | | 40 | 60 | | 40 | 60 | | mA |
| | Differential input voltage ⁶ | | | V_{+} | | | V_{+} | | V |
| GBW | Unity gain bandwidth | $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ | | 1 | | | 1 | | MHz |
| SR | Slew rate | $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ | | 0.3 | | | 0.3 | | V/ μs |
| V_{NOISE} | Input noise voltage | $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; $f = 1\text{ kHz}$ | | 40 | | | 40 | | nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ |

(Notes on next page).

Low power dual operational amplifiers

NE/SA/SE532/
LM258/358/A/2904

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

 $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; $V_+ = +5\text{ V}$; unless otherwise specified.

| SYMBOL | PARAMETER | TEST CONDITIONS | LM358A | | | UNIT |
|-------------|--|--|--------|---------|-------------|--------------------------------|
| | | | Min | Typ | Max | |
| V_{OS} | Offset voltage ¹ | $R_S = 0\ \Omega$ | | ± 2 | ± 3 | mV |
| | | $R_S = 0\ \Omega$; over temp. | | | ± 5 | mV |
| V_{OS} | Drift | $R_S = 0\ \Omega$; over temp. | | 7 | 20 | $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ |
| I_{OS} | Offset current | $I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$ | | 5 | ± 30 | nA |
| | | Over temp. | | | ± 75 | nA |
| I_{OS} | Drift | Over temp. | | 10 | 300 | $\text{pA}/^{\circ}\text{C}$ |
| I_{BIAS} | Input current ² | $I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ | | 45 | 100 | nA |
| | | $I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$; Over temp. | | 40 | 200 | nA |
| I_B | Drift | Over temp. | | 50 | | $\text{pA}/^{\circ}\text{C}$ |
| | | | | | | |
| V_{CM} | Common-mode voltage range ³ | $V_+ = 30\text{ V}$ | 0 | | $V_+ - 1.5$ | V |
| | | $V_+ = 30\text{ V}$; Over temp. | 0 | | $V_+ - 2.0$ | V |
| CMRR | Common-mode rejection ratio | $V_+ = 30\text{ V}$ | 65 | 85 | | dB |
| V_{OH} | Output voltage swing | $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$; $V_+ = 30\text{ V}$; over temp. | 26 | | | V |
| | | $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$; $V_+ = 30\text{ V}$; over temp. | 27 | 28 | | V |
| V_{OL} | Output voltage swing | $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$; over temp. | | 5 | 20 | mV |
| I_{CC} | Supply current | $R_L = \infty$; $V_+ = 30\text{ V}$ | | 0.5 | 1.0 | mA |
| | | $R_L = \infty$ on all amplifiers; $V_+ = 30\text{ V}$; over temp. | | 0.6 | 1.2 | mA |
| A_{VOL} | Large-signal voltage gain | $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$; $V_{OUT} \pm 10\text{ V}$ | 25 | 100 | | V/mV |
| | | $V_+ = 15\text{ V}$ (for large V_O swing); over temp. | 15 | | | V/mV |
| PSRR | Supply voltage rejection ratio | $R_S = 0\ \Omega$ | 65 | 100 | | dB |
| | Amplifier-to-amplifier coupling ⁴ | $f = 1\text{ kHz}$ to 20 kHz (input referred) | | -120 | | dB |
| I_{OUT} | Output current (Source) | $V_{IN+} = +1\text{ V}_{DC}$; $V_{IN-} = 0\text{ V}_{DC}$; $V_+ = 15\text{ V}_{DC}$ | 20 | 40 | | mA |
| | | $V_{IN+} = +1\text{ V}_{DC}$; $V_{IN-} = 0\text{ V}_{DC}$; $V_+ = 15\text{ V}_{DC}$; over temp. | 10 | 20 | | mA |
| | Output current (Sink) | $V_{IN-} = +1\text{ V}_{DC}$; $V_{IN+} = 0\text{ V}_{DC}$; $V_+ = 15\text{ V}_{DC}$ | -10 | 20 | | mA |
| | | $V_{IN-} = +1\text{ V}_{DC}$; $V_{IN+} = 0\text{ V}_{DC}$; $V_+ = 15\text{ V}_{DC}$; over temp. | -5 | 8 | | mA |
| | | $V_{IN+} = 0\text{ V}$; $V_{IN-} = +1\text{ V}_{DC}$; $V_O = 200\text{ mV}$ | 12 | 50 | | μA |
| I_{SC} | Short circuit current ⁵ | | 40 | 60 | | mA |
| | Differential input voltage ⁶ | | | V_+ | | V |
| GBW | Unity gain bandwidth | $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ | | 1 | | MHz |
| SR | Slew rate | $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ | | 0.3 | | $\text{V}/\mu\text{s}$ |
| V_{NOISE} | Input noise voltage | $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; $f = 1\text{ kHz}$ | | 40 | | $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ |

NOTES:

- $V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 0\ \Omega$ with V_+ from 5 V to 30 V ; and over the full input common-mode range (0 V to $V_+ - 1.5\text{ V}$).
- The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.
- The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V . The upper end of the common-mode voltage range is $V_+ - 1.5\text{ V}$, but either or both inputs can go to $+32\text{ V}$ without damage.
- Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitance coupling increases at higher frequencies.
- Short-circuits from the output to V_+ can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V_+ . At values of supply voltage in excess of $+15\text{ V}_{DC}$, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction.
- The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V . The upper end of the common-mode voltage range is $V_+ - 1.5\text{ V}$, but either or both inputs can go to $+32\text{ V}_{DC}$ without damage.

Low power dual operational amplifiers

NE/SA/SE532/
LM258/358/A/2904

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

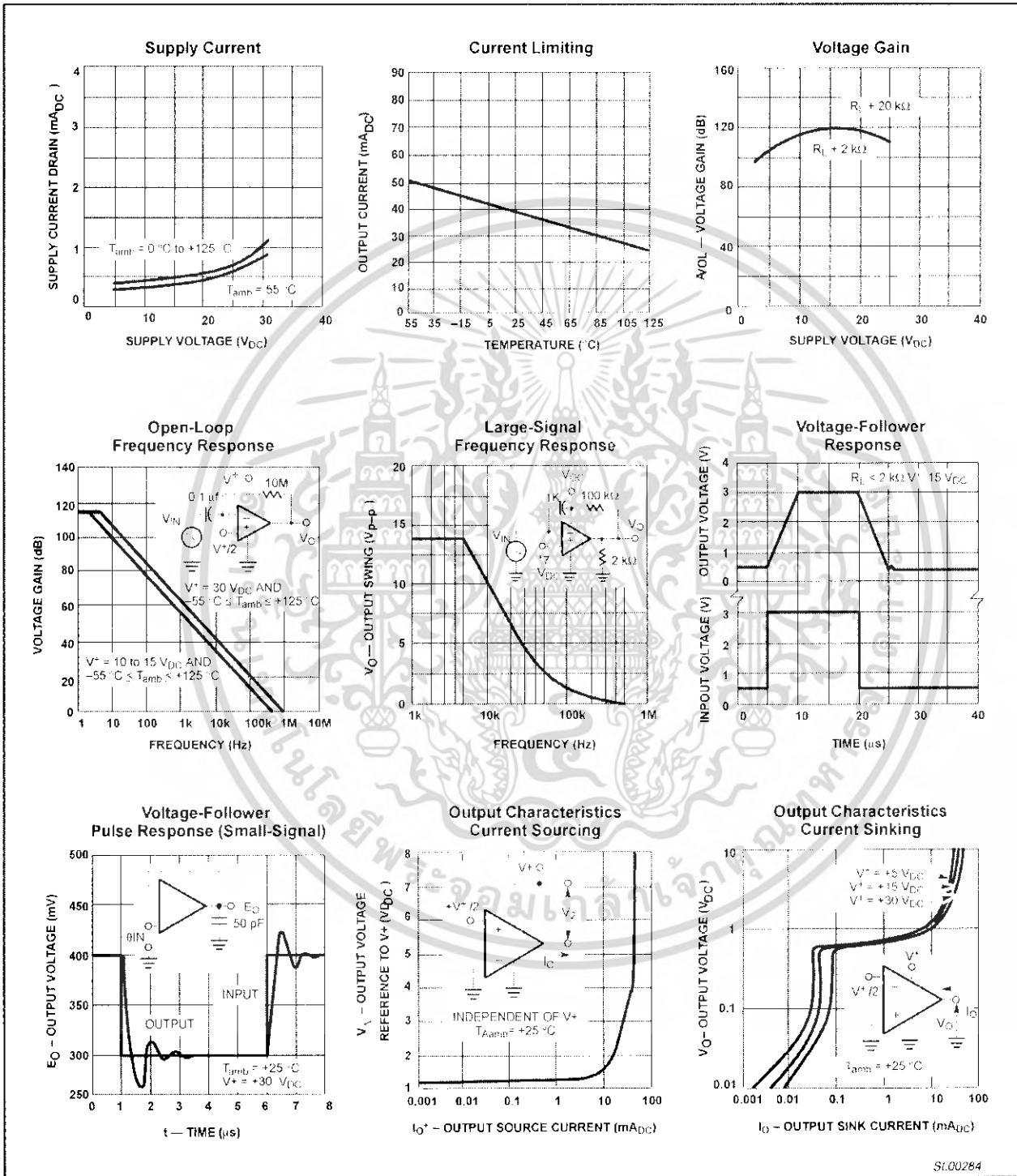


Figure 3. Typical performance characteristics.

Low power dual operational amplifiers

NE/SA/SE532/
LM258/358/A/2904

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)

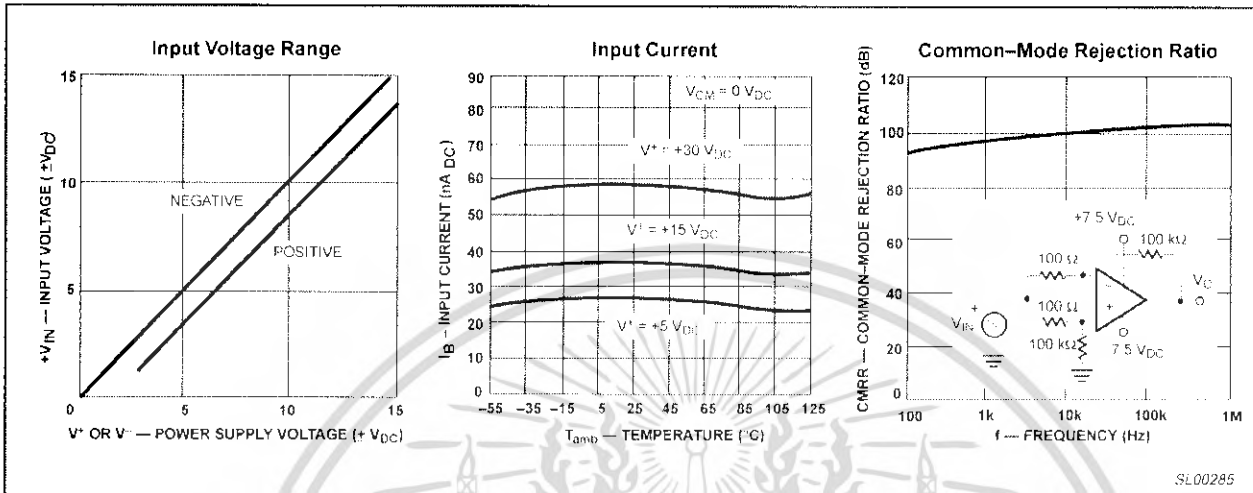


Figure 4. Typical performance characteristics (continued).

TYPICAL APPLICATIONS

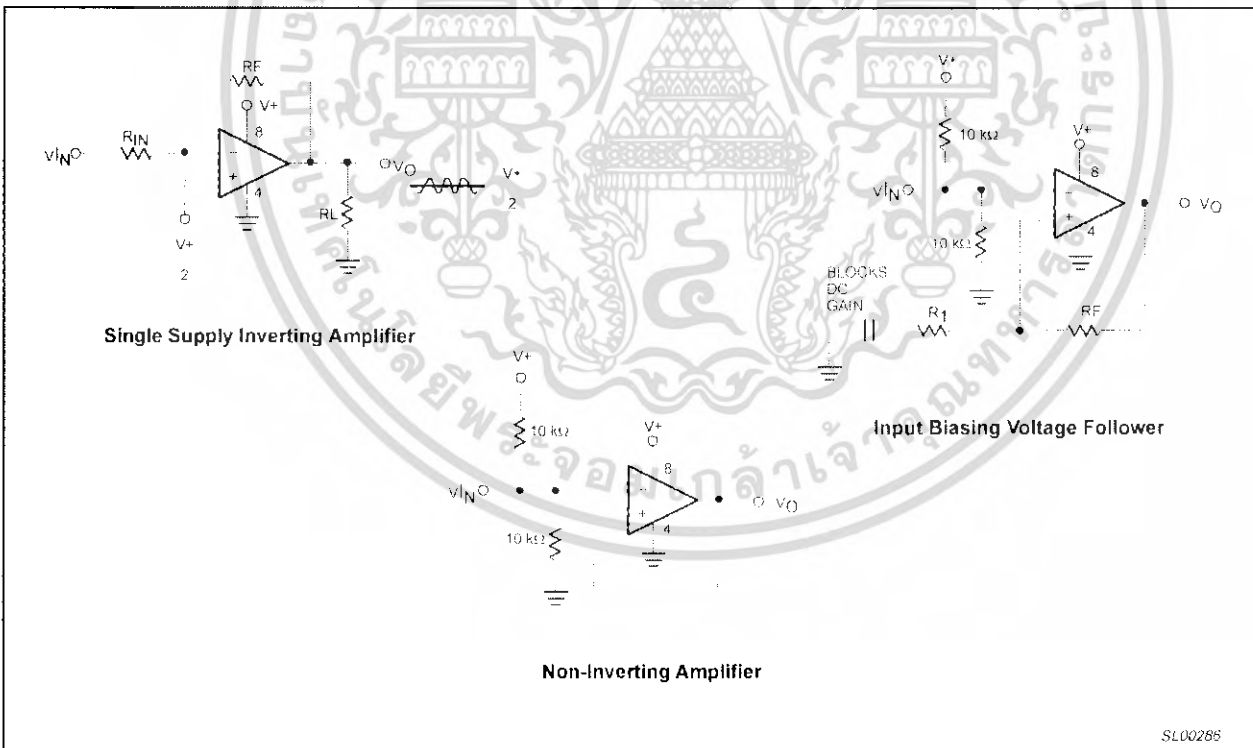


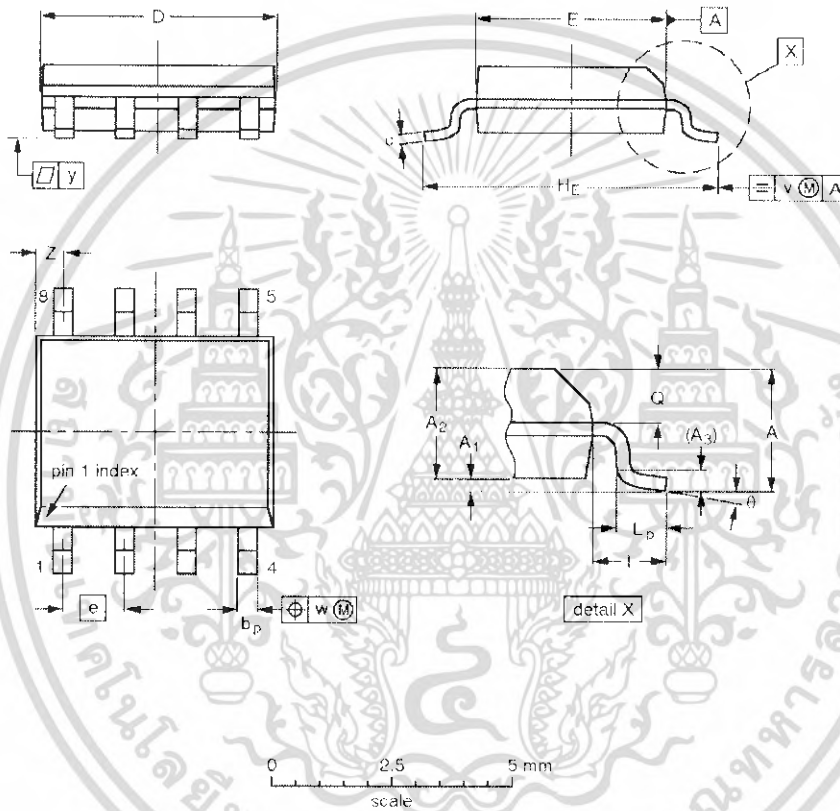
Figure 5. Typical applications.

Low power dual operational amplifiers

NE/SA/SE532/
LM258/358/A/2904

SO8: plastic small outline package; 8 leads; body width 3.9 mm

SOT96-1



DIMENSIONS (inch dimensions are derived from the original mm dimensions)

| UNIT | A max. | A ₁ | A ₂ | A ₃ | b _p | c | D ⁽¹⁾ | E ⁽²⁾ | e | H _E | L | L _p | Q | v | w | y | Z ⁽¹⁾ | θ |
|--------|--------|----------------|----------------|----------------|----------------|------------------|------------------|------------------|-------|----------------|-------|----------------|----------------|------|------|-------|------------------|----------|
| mm | 1.75 | 0.25 0.10 | 1.45 1.25 | 0.25 | 0.49 0.36 | 0.25 0.19 | 5.0 4.8 | 4.0 3.8 | 1.27 | 6.2 5.6 | 1.06 | 1.0 0.4 | 0.7 0.6 | 0.25 | 0.25 | 0.1 | 0.7 0.3 | 8° 0° |
| inches | 0.069 | 0.010 0.004 | 0.057 0.049 | 0.01 | 0.019 0.014 | 0.0100 0.0075 | 0.20 0.19 | 0.16 0.15 | 0.050 | 0.244 0.228 | 0.041 | 0.039 0.016 | 0.028 0.024 | 0.01 | 0.01 | 0.004 | 0.028 0.012 | |

Notes

1. Plastic or metal protrusions of 0.15 mm maximum per side are not included
2. Plastic or metal protrusions of 0.25 mm maximum per side are not included

| OUTLINE VERSION | REFERENCES | | | EUROPEAN PROJECTION | ISSUE DATE |
|-----------------|------------|--------|------|---------------------|----------------------|
| | IEC | JEDEC | EIAJ | | |
| SOT96-1 | 076E03 | MS-012 | | | 97-05-22 99-12-27 |

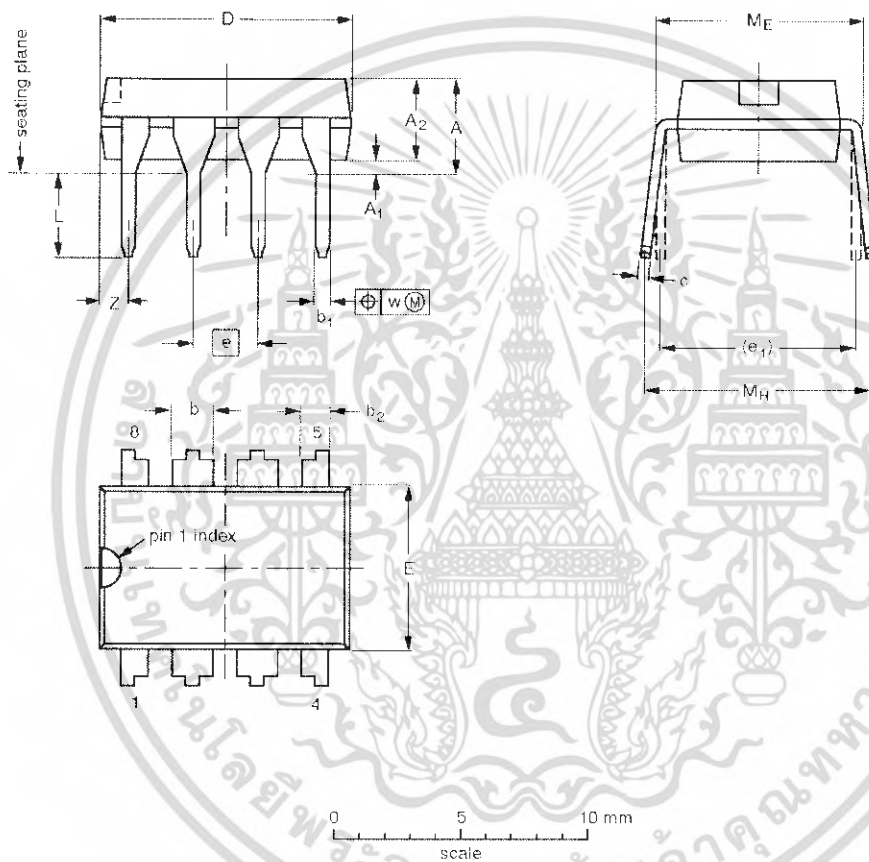
2002 Jul 12 กสสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานหรือการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Low power dual operational amplifiers

NE/SA/SE532/
LM258/358/A/2904

DIP8: plastic dual in-line package; 8 leads (300 mil)

SOT97-1



DIMENSIONS (inch dimensions are derived from the original mm dimensions)

| UNIT | A max. | A ₁ min. | A ₂ max. | b | b ₁ | b ₂ | c | D ⁽¹⁾ | E ⁽¹⁾ | e | e ₁ | L | M _E | M _H | w | Z ⁽¹⁾ max. |
|--------|--------|---------------------|---------------------|----------------|----------------|----------------|----------------|------------------|------------------|------|----------------|--------------|----------------|----------------|-------|-----------------------|
| mm | 4.2 | 0.51 | 3.2 | 1.73 1.14 | 0.53 0.38 | 1.07 0.89 | 0.36 0.23 | 9.8 9.2 | 6.48 6.20 | 2.54 | 7.62 | 3.60 3.05 | 8.25 7.80 | 10.0 8.3 | 0.254 | 1.15 |
| inches | 0.17 | 0.020 | 0.13 | 0.068 0.045 | 0.021 0.015 | 0.042 0.035 | 0.014 0.009 | 0.39 0.36 | 0.26 0.24 | 0.10 | 0.30 | 0.14 0.12 | 0.32 0.31 | 0.39 0.33 | 0.01 | 0.045 |

Note

1. Plastic or metal protrusions of 0.25 mm maximum per side are not included.

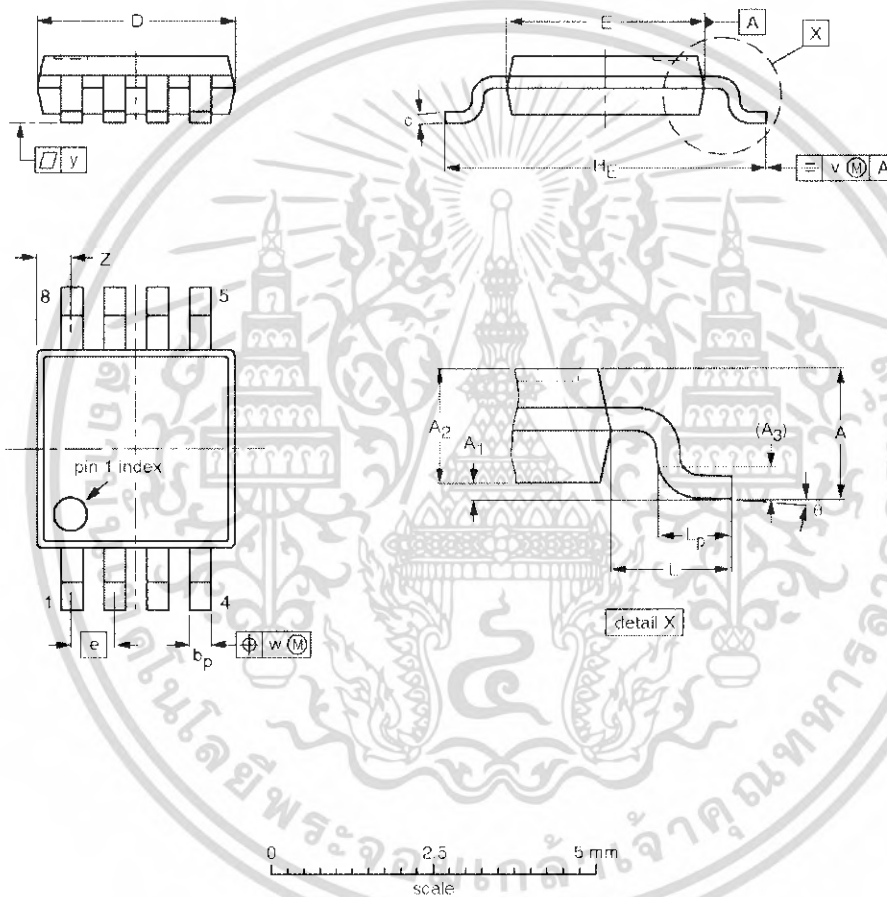
| OUTLINE VERSION | REFERENCES | | | EUROPEAN PROJECTION | ISSUE DATE |
|-----------------|------------|--------|----------|---------------------|----------------------|
| | IEC | JEDEC | EIAJ | | |
| SOT97-1 | 050G01 | MO-001 | SC-504-B | | 95-02-04 99-12-27 |

Low power dual operational amplifiers

NE/SA/SE532/
LM258/358/A/2904

TSSOP8: plastic thin shrink small outline package; 8 leads; body width 3 mm

SOT505-1



DIMENSIONS (mm are the original dimensions)

| UNIT | A max. | A ₁ | A ₂ | A ₃ | b _p | c | D ⁽¹⁾ | E ⁽²⁾ | e | H _E | L | L _p | v | w | y | z ⁽¹⁾ | θ |
|------|--------|----------------|----------------|----------------|----------------|--------------|------------------|------------------|------|----------------|------|----------------|-----|-----|-----|------------------|----------|
| mm | 1.10 | 0.15 0.05 | 0.95 0.90 | 0.25 | 0.45 0.25 | 0.28 0.15 | 3.10 2.90 | 3.10 2.90 | 0.65 | 5.10 4.70 | 0.94 | 0.70 0.40 | 0.1 | 0.1 | 0.1 | 0.70 0.35 | 6° 0° |

Notes

1. Plastic or metal protrusions of 0.15 mm maximum per side are not included.
2. Plastic or metal protrusions of 0.25 mm maximum per side are not included.

| OUTLINE VERSION | REFERENCES | | | EUROPEAN PROJECTION | ISSUE DATE |
|-----------------|------------|-------|------|---------------------|------------|
| | IEC | JEDEC | EIAJ | | |
| SOT505-1 | | | | | 99-04-09 |

Low power dual operational amplifiers

NE/SA/SE532/
LM258/358/A/2904

Data sheet status

| Data sheet status [1] | Product status [2] | Definitions |
|-----------------------|--------------------|--|
| Objective data | Development | This data sheet contains data from the objective specification for product development. Philips Semiconductors reserves the right to change the specification in any manner without notice. |
| Preliminary data | Qualification | This data sheet contains data from the preliminary specification. Supplementary data will be published at a later date. Philips Semiconductors reserves the right to change the specification without notice, in order to improve the design and supply the best possible product. |
| Product data | Production | This data sheet contains data from the product specification. Philips Semiconductors reserves the right to make changes at any time in order to improve the design, manufacturing and supply. Changes will be communicated according to the Customer Product/Process Change Notification (CPCN) procedure SNW-SQ-650A. |

[1] Please consult the most recently issued data sheet before initiating or completing a design.

[2] The product status of the device(s) described in this data sheet may have changed since this data sheet was published. The latest information is available on the internet at URL: <http://www.semiconductors.philips.com>

Definitions

Short-form specification — The data in a short-form specification is extracted from a full data sheet with the same type number and title. For detailed information see the relevant data sheet or data handbook.

Limiting values definition — Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.

Application information — Applications that are described herein for any of these products are for illustrative purposes only. Philips Semiconductors make no representation or warranty that such applications will be suitable for the specified use without further testing or modification.

Disclaimers

Life support — These products are not designed for use in life support appliances, devices or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips Semiconductors customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips Semiconductors for any damages resulting from such application.

Right to make changes — Philips Semiconductors reserves the right to make changes, without notice, in the products, including circuits, standard cells, and/or software, described or contained herein in order to improve design and/or performance. Philips Semiconductors assumes no responsibility or liability for the use of any of these products, conveys no license or title under any patent, copyright, or mask work right to these products, and makes no representations or warranties that these products are free from patent, copyright, or mask work right infringement, unless otherwise specified.

Contact information

For additional information please visit
<http://www.semiconductors.philips.com> Fax: +31 40 27 24825

© Koninklijke Philips Electronics N.V. 2002
All rights reserved. Printed in U.S.A.

For sales offices addresses send e-mail to:
sales.addresses@www.semiconductors.philips.com

Document order number:

Date of release: 08-02

9397 750 10187

Let's make things better.

Philips
Semiconductors



PHILIPS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้