

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมแบบประหยัด
HOMEBREW SPECTRUM ANALYZER



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 72182
วัน,เดือน,ปี. 12 มี.ย. 2550

b. 44264428
i.

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมแบบประหยัด
HOMEBREW SPECTRUM ANALYZER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ ปีการศึกษา 2549

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมแบบประหยัด (Homebrew spectrum analyzer)

จัดทำโดย นาย วรวิทย์ อธิพรเมธา 46010661

นาย วิชกรณ ศรีวันทา 46010681

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ ศิริเดช บุญแสง

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

ลงชื่อ.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์ ศิริเดช บุญแสง)

วันที่ 14/07/50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมแบบประหยัด

นายวรวิทย์ อธิพรเมธา รหัส 46010661
นายวัชรกรณ์ ศรีวันทา รหัส 46010681
ดร.ศิริเดช บุญแสง อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2549

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการสร้างเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมที่สามารถวิเคราะห์ความถี่ได้ตั้งแต่ 0 – 20 MHz เพื่อหาค่าความถี่และขนาดของความถี่ที่ต้องการวิเคราะห์ สำหรับการทำงานของเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมสามารถแบ่งเป็น ส่วน คือ 3

- 1) การสร้าง RF ความถี่ 71.1 MHz ที่ได้จากการกรองผลคูณระหว่างความถี่อินพุทกับความถี่ที่สร้างจาก VCO (Voltage control oscillator ที่สร้างความถี่ตั้งแต่ 91.1 - 71.1 MHz) สำหรับการทำงานส่วนนี้จะประกอบด้วยวงจร Sweep Generator, VCO, Mixer และ Filter
- 2) การสร้าง RF ความถี่ 4.4 MHz ที่ได้จากการกรองผลคูณระหว่าง RF จากส่วนแรก กับ 66.7 MHz ที่สร้างจาก VCO สำหรับการทำงานส่วนนี้จะประกอบด้วยวงจร VCO II, Mixer II และ Filter II
- 3) เอาท์พุทสุดท้าย คือ RF จากส่วนที่สองที่ผ่านวงจร Logarithmic IF

การสร้างเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมขึ้นมาใช้เองมีประโยชน์อย่างมาก สำหรับการเพิ่มพูนทักษะความรู้และประสบการณ์ในการออกแบบและสร้างวงจรความถี่สูงที่จะต้องระมัดระวังในเรื่องของสัญญาณรบกวนเป็นพิเศษ นอกจากนี้ยังเป็นการประหยัดค่าใช้จ่ายมากกว่าการไปซื้อเครื่องสำเร็จที่มีราคาแพง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Homebrew spectrum analyzer

Mr. Worawit Athipommetha ID. 46010661

Mr. Watcharakorn Sriwantha ID. 46010681

Dr. Siridech Boonsang Advisor 2006

Abstract

This project is the construction of a spectrum analyzer which can analyze frequencies from DC – 20 MHz to find frequency and amplitude of spectrum that require analysis. The operation of the spectrum analyzer can be divided into 3 parts.

1.) Constructing RF 71.1 MHz which is received from filter of multiple between input frequency with frequency that generate from VCO. (Voltage control oscillator that generate frequency since 71 – 91 MHz) Working of this part consists of Sweep Generator, VCO, Mixer and Filter circuits.
2.) Constructing RF 4.4 MHz which receives from filter of multiple between RF from first part with 66.6 MHz that generate from VCO II. Working of this part consists of VCO II, Mixer II and Filter circuit II.
3.) Last output is from the second part which passes through the Logarithmic IF circuit.

Constructing the spectrum analyzer manually has many benefits, e.g. increasing skill, knowledge and experience in constructing and designing high frequency circuits, save more than buying a prefabricated one, etc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีทั้งนี้เพราะได้รับคำแนะนำและคำปรึกษาจาก
อาจารย์ศิริเดช บุญแสง อาจารย์ที่ปรึกษาในการทำรายงานและโครงการ ผู้จัดทำรู้สึกซาบซึ้งในความ
อนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

นอกจากนี้ขอขอบพระคุณทุกๆท่านที่ให้ความช่วยเหลือ ตลอดจนให้คำแนะนำต่างจนทำให้
รายงานฉบับนี้สำเร็จ โดยสมบูรณ์ได้

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีในรายงานฉบับนี้ ผู้จัดทำขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทที่	เรื่อง	หน้า
1	บทนำ	1
2	หลักการที่ใช้สำหรับการออกแบบ	3
2.1	วงจร Op-Amp Integrator	3
2.2	ออสซิลเลเตอร์	4
2.3	ทฤษฎีของ Mixer	7
2.4	วงจร Match Impedance	8
2.5	ทฤษฎีของวงจร Filter	8
3	การออกแบบ	12
3.1	การออกแบบวงจร Sweep Generator	12
3.2	การออกแบบวงจร VCO	15
3.3	การออกแบบวงจร Mixer I	20
3.4	การออกแบบวงจร Filter I	21
3.5	วงจร XCO และ Mixer II	23
3.6	การออกแบบวงจร Logarithmic IF	24
4	การทดลอง	25
4.1	การทดลองแต่ละภาคส่วน	25
4.1.1	การทดลองวงจร Sweep Generator	25
4.1.2	การทดลองวงจร VCO	28
4.1.3	การทดลองวงจร Filter I	31
4.1.4	การทดลองวงจร Mixer I	32
4.1.5	การทดลองวงจร Mixer II & VCO II	34
4.1.6	การทดลองวงจร Crystal Filter (Filter II)	35
4.1.7	การทดลองวงจร Logarithmic IF	37
4.2	การทดลองการตอบสนองของสัญญาณที่เอาท์พุท	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่	เรื่อง	หน้า
4.3	การทดลองวัด Output ของวงจรรวมทั้งหมดที่ อินพุตค่าต่างๆ	39
4.3.1	เมื่อป้อนอินพุตเป็นความถี่ค่าต่างๆ โดยให้อินพุตมีค่าเป็น-20dBm	39
4.3.2	เมื่อป้อนอินพุตเป็นความถี่ค่าต่างๆ โดยให้อินพุตมีค่าเป็น-10dBm	41
4.3.3	เมื่อป้อนอินพุตเป็นความถี่ค่าต่างๆ โดยให้อินพุตมีค่าเป็น0dBm	42
4.3.4	เมื่อป้อนอินพุตเป็นความถี่ค่าต่างๆ โดยให้อินพุตมีค่าเป็น10dBm	44
5	วิเคราะห์และสรุปผลการทดลอง	46
5.1	การวิเคราะห์และสรุปผลการทดลองวงจรแต่ละภาคส่วน	46
5.1.1	วิเคราะห์และสรุปผลวงจร Sweep Generator	46
5.1.2	วิเคราะห์และสรุปผลวงจร VCO	47
5.1.3	วิเคราะห์และสรุปผลวงจร Mixer I	47
5.1.4	วิเคราะห์และสรุปผล Filter I	48
5.1.5	วิเคราะห์และสรุปผลวงจร XCO และ Mixer II	48
5.1.6	วิเคราะห์และสรุปผล Crystal Filter	49
5.1.7	วิเคราะห์และสรุปผลวงจร Logarithmic IF	49
5.2	การวิเคราะห์และสรุปผลการทดลองของการตอบสนองของสัญญาณที่ เอาท์พุท	49
5.3	การวิเคราะห์และสรุปผลการทดลองของการตอบสนองของเอาท์พุทของวงจรรวมทั้งหมดที่อินพุตค่าต่างๆ	49
6	แนวทางการแก้ไข	50
	ภาคผนวก	
	กิตติกรรมประกาศ	
	หนังสืออ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

รูปที่		หน้า
1.1.1	BLOCK DIAGRAM SPECTUM ANALYSER	1
2.1.1	วงจร Integrator และรูปสัญญาณ	3
2.1.2	วงจร Integrator ที่มี R2 ป้องกันการ saturate	4
2.2.1	วงจรขยาย	4
2.2.2	Colpits OSC.	5
2.2.3	ตัวอย่างวงจร Colpits OSC.	6
2.2.4	ตัวอย่างวงจร Colpits OSC. ด้วย AC model	6
2.4.1	วงจร Tapped Capacitor	8
2.5.1	วงจร BPF	9
3.1.1	วงจร Sweep Generator	12
3.1.2	วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม	13
3.1.3	วงจรขับ X input	14
3.1.4	วงจรขับ VCO	14
3.1.5	ลายวงจร Sweep Generator	15
3.2.1	วงจร VCO	15
3.2.2	รูปวงจรที่ใช้ในการวิเคราะห์หาค่าความถี่โซเนน	17
3.2.3	ลายวงจร VCO	20
3.3.1	วงจร MIXER 1	20
3.3.2	ลายวงจร MIXER 1	21
3.4.1	วงจร Band Pass Filter	21
3.4.2	วงจร Band Pass Filter จากที่ได้ออกแบบไว้	23
3.5.1	วงจร XCO และ Mixer	23
3.6.1	วงจร Logarithmic IF	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่	หน้า
4.1.1.1 วงจรขับ X input	25
4.1.1.2 รูปสัญญาณส่วนขับ X input เมื่อทำการปรับค่า R6	26
4.1.1.3 วงจรขับ VCO	26
4.1.1.4 รูปสัญญาณส่วนขับ VCO เมื่อทำการปรับค่า R4	27
4.1.1.5 รูปสัญญาณส่วนขับ VCO เมื่อทำการปรับค่า R3	27
4.1.1.6 รูปสัญญาณส่วนขับ VCO เมื่อทำการปรับค่า R5	28
4.1.2.1 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน Sweep Gen. กับความถี่ของเอาต์พุต	29
4.1.2.2 สัญญาณของ VCO 1 ออกมา 70.56 MHz ที่แรงดัน Sweep Gen. เป็น 1 V	30
4.1.2.3 สัญญาณของ VCO 1 ออกมา 83.34 MHz ที่แรงดัน Sweep Gen. เป็น 10 V	30
4.1.2.4 สัญญาณของ VCO 1 ออกมา 88.03 MHz ที่แรงดัน Sweep Gen. เป็น 20 V	31
4.1.3.1 กราฟระหว่างค่าความถี่และแรงดันเอาต์พุต	32
4.1.4.1 สัญญาณของ $f_1 = 4.75$ MHz แรงดันเป็น -40.8 dB	33
4.1.4.2 สัญญาณของ $f_2 = 1.75$ MHz แรงดันเป็น -41.2 dB	33
4.1.4.3 สัญญาณที่ถูก mix แล้วระหว่าง f_1 และ f_2	34
4.1.5.1 สัญญาณของ $f_1 = 71$ MHz แรงดันเป็น -14.0 dB	34
4.1.5.2 สัญญาณของ $f_2 = 66$ MHz แรงดันเป็น -32.0 dB	35
4.1.5.3 สัญญาณที่ถูก mix แล้วระหว่าง f_1 และ f_2	35
4.1.6.1 สัญญาณของแรงดันสูงสุดที่ผ่าน crystal filter ที่ความถี่ input 4.425 MHz	36
4.1.6.2 สัญญาณการตอบสนองความถี่ที่แรงดันเอาต์พุตมีค่าสูงสุด -23.2 dB	36
4.1.6.3 สัญญาณการตอบสนองความถี่ที่แรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเป็น -25.6 dB ณ ความถี่สองค่าคือ 4.4324 MHz และ 4.417 MHz	37
4.1.7.1 กราฟแสดงค่าระหว่าง dBm กับ DC Output ที่ความถี่ 10MHz และ 4.4MHz	38
4.2.1 กราฟแสดงค่าระหว่าง dBm กับ DC Output	39
4.3.1.1 เอาต์พุตที่ความถี่อินพุตเป็น 1 MHz -20 dBm	40
4.3.1.2 เอาต์พุตที่ความถี่อินพุตเป็น 5 MHz -20 dBm	40
4.3.1.3 เอาต์พุตที่ความถี่อินพุตเป็น 10 MHz -20 dBm	40
4.3.1.4 เอาต์พุตที่ความถี่อินพุตเป็น 15 MHz -20 dBm	41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่	หน้า
4.3.2.1	41
4.3.2.2	41
4.3.2.3	42
4.3.2.4	42
4.3.3.1	42
4.3.3.2	43
4.3.3.3	43
4.3.3.4	43
4.3.4.1	44
4.3.4.2	44
4.3.4.3	44
4.3.4.4	45
5.1.1.1	46
5.1.2.1	47
5.1.5.1	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

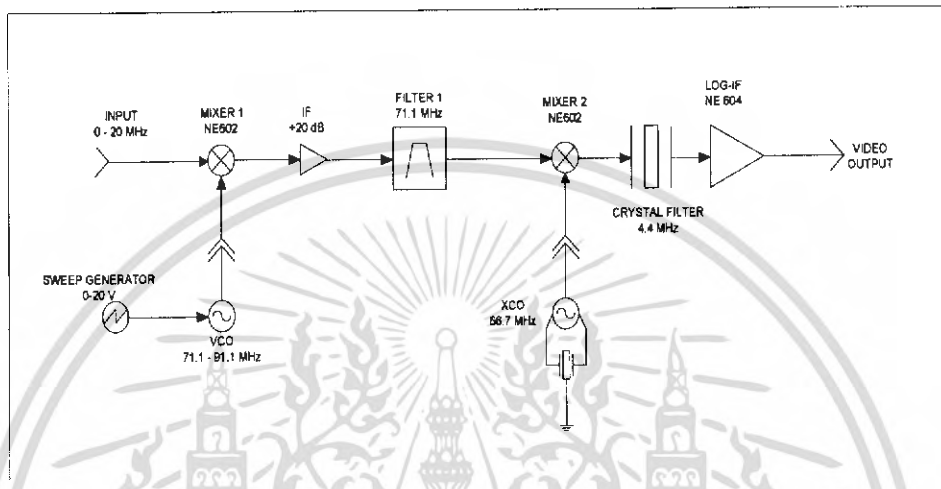
ตารางที่	หน้าที่	
3.2.1	OSCILLATOR TWO PORTS PARAMETERS VALUE	16
3.2.2	OSCILLATOR IMPEDANCE ANALYSIS SHEET	18
4.1.2.1	ตารางเปรียบเทียบค่าระหว่าง แรงดัน Sweep Gen. กับค่าความถี่ และแรงดันเอาต์พุตที่ได้รับออกมา	28
4.1.3.1	ตารางแสดงค่าระหว่าง Freq. กับ แรงดัน	31
4.1.7.1	ตารางการแสดงค่าระหว่าง dBm กับ DC Output ที่ความถี่ 10MHz และ4.4MHz	37



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ



รูปที่ 1.1.1 BLOCK DIAGRAM SPECTUM ANALYSER

โครงการนี้เป็นกรนำเสนอเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมแบบประหยัดขึ้นมาใช้เอง แทนการซื้อเครื่องสำเร็จที่มีราคาแพง สำหรับหลักการคร่าวๆ สามารถดูได้จากรูปที่ 1.1.1 เป็นบล็อกไดอะแกรมของเครื่องวิเคราะห์ความถี่ซึ่งใช้สำหรับวิเคราะห์ความถี่ของ Input ในช่วง DC - 20 MHz ซึ่งประกอบด้วย 6 ส่วนด้วยกัน ดังนี้

- Sweep generator
- VCO
- Front-end (first mixer , IF amplifier และ filter)
- Second local oscillator (XCO or VCO II)
- Second mixer
- Logarithmic IF

ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อ Sweep generator สร้างแรงดันที่ปรับค่าได้ 1-20 V มาเป็น Input ป้อนเข้าสู่ VCO ซึ่งทำให้สามารถสร้างความถี่ที่มีค่าตั้งแต่ 71.1 – 91.1 MHz จากนั้น สัญญาณนี้จะถูกทำการคูณกับสัญญาณอินพุต DC - 20 MHz จากนั้นก็จะถูก IF amplifier ทำการขยายสัญญาณและกรองด้วย filter

71.1 MHz (first mixer , IF amplifier และ filter จะถูกเรียกรวมกันว่า Front-end) ทำให้ได้สัญญาณความถี่ 71.1 MHz จากนั้นสัญญาณจะถูกนำไปคูณกับสัญญาณความถี่ 66.7 MHz ที่สร้างมาจาก XCO และจะถูกกรองด้วย Crystal Filter 4.4 MHz หลังจากนั้นสัญญาณที่ได้จากการกรอวจะถูกนำไปผ่านวงจร Logarithmic IF และให้เอาท์พุทออกมา

สำหรับสิ่งที่จะได้รับจากการสร้างเครื่องวิเคราะห์ความถี่ในครั้งนี้คือ การได้รู้จักกับวิธีการการออกแบบวงจรที่ใช้ในความถี่สูงที่จะต้องระวังเรื่องของสัญญาณรบกวน



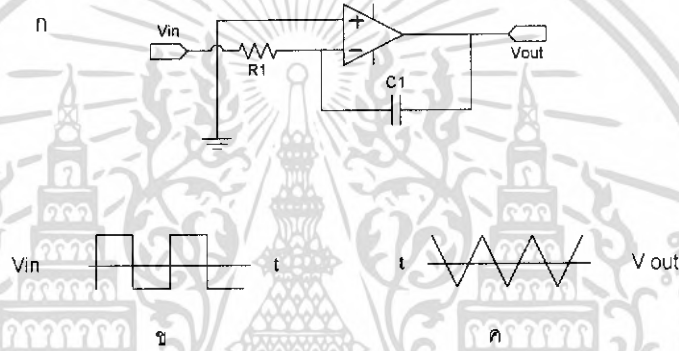
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

หลักการที่ใช้สำหรับการออกแบบ

2.1 วงจร Op-Amp Integrator

เป็นวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมโดยใช้หลักการชาร์จและการคายประจุของตัวเก็บประจุที่มีค่า RC time constant ที่เหมาะสม ซึ่งมีลักษณะดังรูป ก

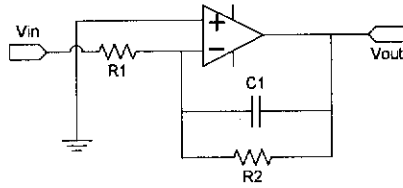


รูปที่ 2.1.1 วงจร Integrator และรูปสัญญาณ

เมื่อป้อนสัญญาณสี่เหลี่ยมดังรูป ข ก็จะได้เอาต์พุตรูปสามเหลี่ยมดังรูป ค และจากการวิเคราะห์วงจรจะได้ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตจากยอดถึงยอดคือ

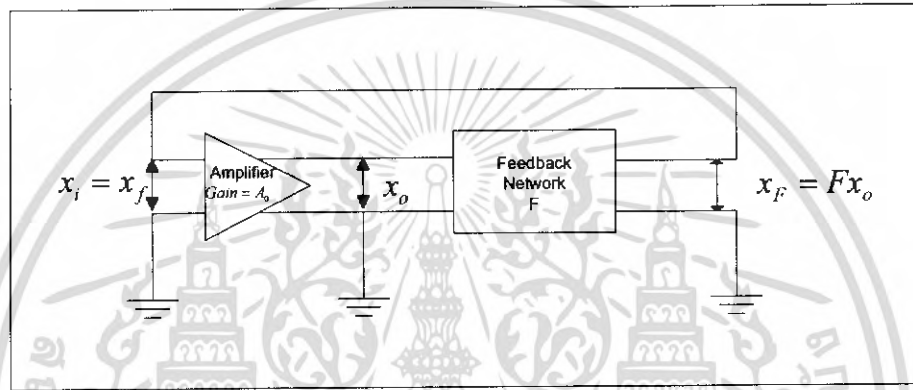
$$V_{out(p-p)} = \frac{V_{in(p-p)}}{4FRC} \quad (2.1.1)$$

แต่ในทางปฏิบัตินั้นตัวเก็บประจุเหมือนมีความต้านทานเป็นอนันต์ เมื่อความถี่อินพุตเป็นศูนย์ ซึ่งกรณีนี้ก็คือ เมื่อป้อนอินพุตเป็นไฟตรงเข้าไป จะทำให้ Op-Amp saturate ดังนั้นเพื่อแก้ปัญหานี้จะต้องใส่ R_2 คร่อมตัวเก็บประจุ C เข้าไปอีกดังรูปที่ 2.1.2 ซึ่งค่า R_2 นี้ควรมีค่ามากกว่าค่า R ประมาณ 5-10 เท่า ซึ่งก็จะมีผลกับสัญญาณเอาต์พุตเท่าใดนัก เมื่อความถี่ F ที่ใช้มากกว่า $1/2 R_2 C$



รูปที่ 2.1.2 วงจร Integrator ที่มี R2 ป้องกันการ saturate

2.2 ออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 2.2.1 วงจรขยาย

- ค่าความถ่วงอัตราขยายของวงจรขยาย

$$A_o = \frac{x_o}{x_i} \quad (2.2.1)$$

ในการคำนวณค่าของ A_o Feedback Network เป็นส่วนหนึ่งของโหนดเป็นวงจรขยาย

- ค่าความหาค่าของ Feedback Factor : F

$$F = \frac{x_f}{x_o} \quad (2.2.2)$$

จากเงื่อนไขของการออสซิลเลท วงจรจะออสซิลเลทเมื่อการเลื่อนเฟสของลูปมีค่า 0 หรือ $2n\pi$ เรเดียน หรือเกิดการป้อนกลับแบบบวก การออสซิลเลทจะเกิดขึ้นเมื่อ

$$1 - A_o F = 0 \quad (2.2.3)$$

$$A_o F = 1 = 1 + j0$$

นำค่า A_o และ F จากข้อ 2.2.1 และ 2.2.2 มาคูณกัน จะได้ค่าของ $A_o F$ อยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อน ซึ่ง

$$A_o F = A_o F(j\omega) = \text{Re}\{A_o F\} + j\text{Im}\{A_o F\} = 1 + j0 \quad (2.2.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นคือ

$$\text{Im}\{A_0 F\}\big|_{\omega=\omega_0} = 0 \quad (2.2.5)$$

และ

$$\text{Re}\{A_0 F\}\big|_{\omega=\omega_0} = 1 \quad (2.2.6)$$

โดยการแก้สมการ

$$\text{Im}\{A_0 F\}\big|_{\omega=\omega_0} = 0 \quad (2.2.7)$$

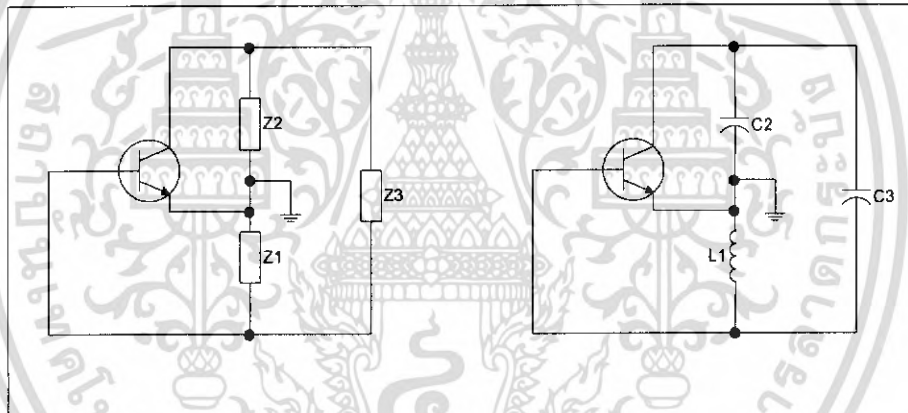
จะได้ค่า ω_0 เป็นค่าความถี่ของการออสซิลเลต

และ

$$\text{Re}\{A_0 F\}\big|_{\omega=\omega_0} = 1 \quad (2.2.8)$$

จะได้ค่าอัตราขยายต่ำสุด A_0 เพื่อให้เกิดการออสซิลเลต

Colpits Oscillator : มี L เพียง ตัว 1

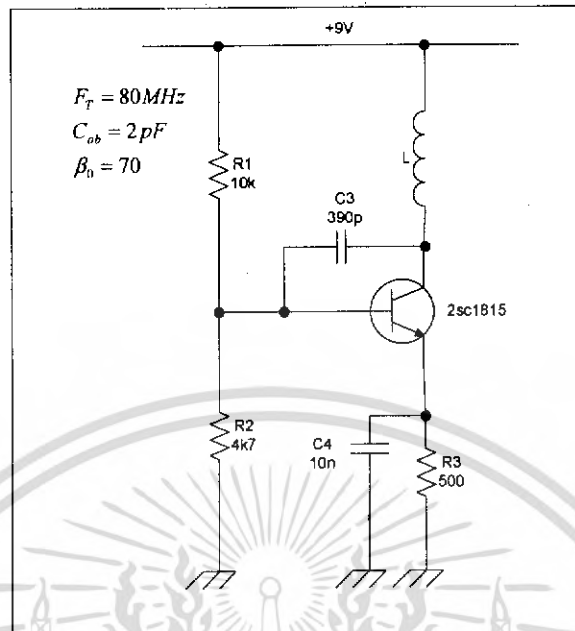


รูปที่ 2.2.2 Colpits OSC

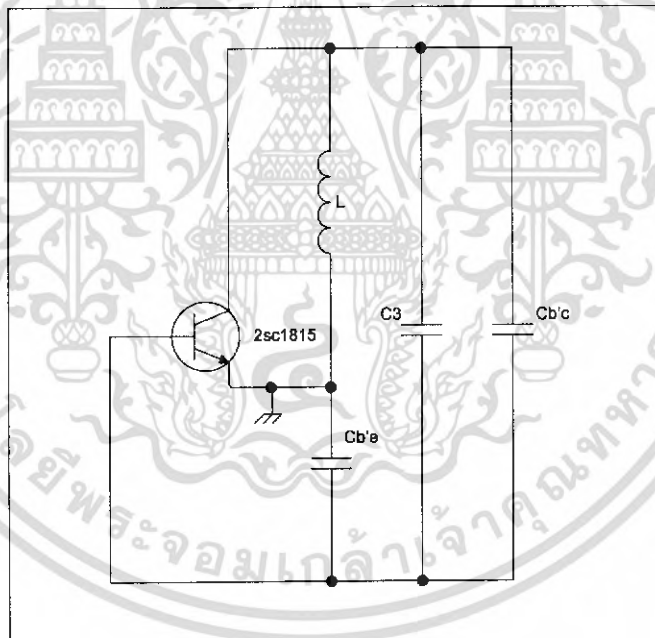
เพื่อให้จัดวงจรไบอัสไม่ลำบาก Colpits OSC นิยมใช้ Z_2 หรือ Z_3 เป็น L

ให้ Z_2 เป็น L, $Z_1, Z_3 = C$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2.3 ตัวอย่างวงจร Colpits OSC



รูปที่ 2.2.4 ตัวอย่างวงจร Colpits OSC ด้วย AC model

หาค่า L เพื่อให้วงจร OSC. ที่ 27 MHz

จากวงจรได้ $I_{CQ} = 4.12 \text{ mA}$, $C_{b'c} = 2 \text{ pF}$, $C_{b'e} = 313.24 \text{ pF}$

ที่ ω_0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 c_{b'e}} - \frac{1}{\omega_0 (c_{b'c} + c_3)} = 0 \quad (2.2.9)$$

ได้

$$\omega_0^2 = \frac{c_{b'e} + (c_{b'c} + c_3)}{c_{b'e} (c_{b'c} + c_3) L} = \frac{1}{L \frac{c_{b'e} (c_{b'c} + c_3)}{c_{b'e} + (c_{b'c} + c_3)}} \quad (2.2.9)$$

ได้ $L = 200 \text{ nH} \#$

2.3 ทฤษฎีของ Mixer

ขบวนการ Mixer หรือ การแปลงความถี่ (Frequency conversion) เป็นขบวนการที่ใช้ในการลดหรือเพิ่มค่าความถี่ของสัญญาณ มีหลักการเหมือนกับ AM Modulator ทุกประการ ซึ่ง AM Modulator ก็คือ ขบวนการที่เปลี่ยนแปลงขนาดของคลื่นพาห์ตามขนาดของสัญญาณมอดคูเลตติ้งโดยสมการของคลื่น Modulated AM คือ

$$v_{AM}(t) = (v_{cp} + v_m(t)) \sin \omega_c t \quad (2.3.1)$$

เมื่อ $v_m(t) = v_{mp} \sin \omega_m t \quad (2.3.2)$

จะได้ $v_{AM}(t) = v_{cp} \sin \omega_c t + v_{mp} \sin \omega_m t \cdot \sin \omega_c t \quad (2.3.3)$

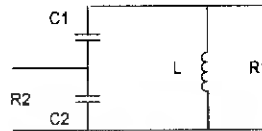
$$v_{AM}(t) = v_{cp} \sin \omega_c t + \frac{v_{mp}}{2} \cos(\omega_c - \omega_m)t - \frac{v_{mp}}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)t \quad (2.3.4)$$

จะเห็นว่าสัญญาณมอดคูเลตติ้ง : $v_m(t)$ ซึ่งมีความถี่ ω_m เมื่อกลายเป็นคลื่น AM Modulated จะถูกเลื่อนความถี่จาก ω_m ไปเป็นความถี่ $\omega_c - \omega_m$ และ $\omega_c + \omega_m$ โดยที่ ω_c คือความถี่ของคลื่นพาห์

ยกตัวอย่างเช่นการทำงานของ Mixer I ที่ทำหน้าที่ในการคูณสัญญาณอินพุตกับสัญญาณที่สร้างจาก VCO ที่ความถี่ระหว่าง DC - 20 MHz กับ 71.1 - 91.1 MHz ตามลำดับ สมมติเมื่อมีอินพุตความถี่ 10 MHz เข้ามา จะถูกนำไปคูณกับสัญญาณจาก VCO เช่นที่ความถี่ 80.1 MHz จะได้ผลลัพธ์ออกมาเป็นความถี่สี่ค่าได้แก่ 10 MHz, 80.1 MHz, 91.1 MHz และ 71.1 MHz เป็นต้น

2.4 วงจร Match Impedance

การ Match Impedance มีด้วยกัน 4 วิธี คือ L-match, π -match, Tapped capacitance และ Double-tapped resonator สำหรับในที่นี้จะขอกล่าวเฉพาะการ Tapped capacitance ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้



รูปที่ 2.4.1 วงจร Tapped Capacitor

การ Tapped C จะใช้ในการเซตความถี่กลาง ค่า Q และ ค่าอัตราการถ่ายโอนซึ่งมีค่าประมาณ

$$\frac{R_2}{R_1} \approx \left(\frac{1/sC_2}{1/sC_1 + 1/sC_2} \right)^2 = \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2} \right)^2 \quad (2.4.1)$$

สำหรับการหาค่า L, C_1, C_2 สามารถหาได้จาก

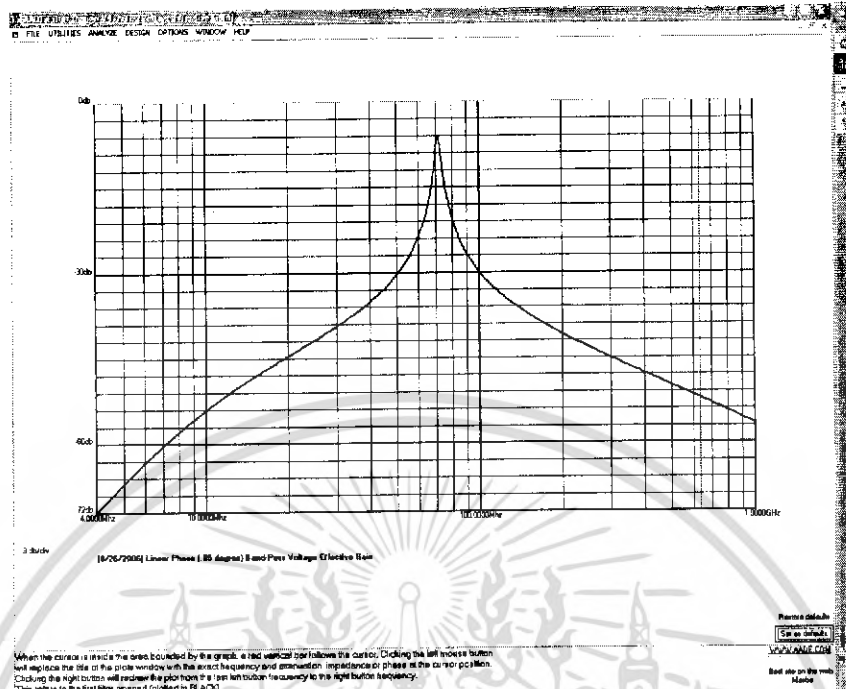
$$L = \frac{R_1}{\omega_0 Q}, \quad C_2 = \frac{Q_2}{\omega_0 R_2} = \frac{\sqrt{\frac{R_2}{R_1}(Q^2 + 1) - 1}}{\omega_0 R_2}, \quad C_1 = \frac{C_2(Q_2^2 + 1)}{Q Q_2 - Q_2^2} \quad (2.4.2)$$

เมื่อ $Q = \frac{\omega_0}{\omega_{-3dB}}$ และ $Q_2 = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}(Q^2 + 1) - 1} \quad (2.4.3)$

2.5 ทฤษฎีของวงจร Filter

BPF (Band Pass Filter) เป็นวงจรที่ใช้กรองความถี่ โดยจะมีการตอบสนองความถี่ดังรูปที่ 2.5.1 ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5.1 วงจร BPF

โดยเราจะวิเคราะห์วงจรใน Order 2 โดยที่เราจะพิจารณาfunction ของ Quadratic poles

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + as + a^2} \quad (2.5.1)$$

หรือ

$$|H(s)| = \frac{1}{\sqrt{(b - \omega^2)^2 + a^2}} \quad (2.5.2)$$

ที่ความถี่ต่ำหรือไฟตรง

$$H(s)|_{\omega \rightarrow 0} = \frac{1}{s^2 + as + a^2}|_{\omega \rightarrow 0} \approx \frac{1}{b} \quad (2.5.3)$$

ดังนั้น

$$LOW_FREQ_MAG \approx -20 \log(b) \text{ dB} \quad (2.5.4)$$

และ

$$\theta_{LOWFREQ} \approx -\tan^{-1}\left(\frac{0}{b}\right) \approx 0^\circ \quad (2.5.5)$$

ที่ความถี่สูงมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H(s)|_{\omega \rightarrow \infty} = \frac{1}{s^2 + as + a^2} \Big|_{\omega \rightarrow \infty} \approx \frac{1}{s^2} \quad (2.5.6)$$

จะเห็นว่าที่ความถี่สูงมาก จะมีการตอบสนองความถี่เหมือน $\frac{1}{s^2}$ นั่นคือ HIGH FREQ ASSYMTOTE จะเป็นเส้นตรงซึ่งตัดแกนความถี่ที่ $\omega = 1$ มีความลาด-40 dB / Decade หรือ -12 dB / Octave และมี Low Freq หรือ DC assymtote ของ H(s) เป็นเส้นตรงที่มีความชันเป็น ศูนย์ มีขนาด $-20 \log b$ dB.

ความถี่ของ โพล : ω_p

ความถี่ของ โพล : ω_p ของ Quadratic poles คือความถี่ที่ทำให้ขนาดของ Function H(s) มีค่าสูงสุดสามารถหาได้โดย การแก้สมการ $\frac{d}{d\omega} |H(j\omega)| = 0$ ถ้า ω ที่ได้จากการแก้สมการดังกล่าว คือค่า ω_p หรือ ω_{\max}

$$\frac{d}{d\omega} \left| \frac{1}{-\omega^2 + aj\omega + b} \right| = 0 \quad (2.5.7)$$

จะได้

$$\omega = \omega_{\max} = \omega_p = \begin{cases} \sqrt{b} \sqrt{1 - \frac{a^2}{2b}}; \frac{a^2}{2b} < 1 \\ 0; \frac{a^2}{2b} > 1 \end{cases} \quad (2.5.8)$$

ถ้า $\frac{a^2}{2b} \ll 1$ จะได้

$$\omega_p \approx \sqrt{b} \quad (2.5.9)$$

ในการประยุกต์โดยทั่วไป ถึงแม้ว่าเงื่อนไข $\frac{a^2}{2b} \ll 1$ ไม่เป็นจริง เรายังคงประมาณว่า $\omega_p \approx \sqrt{b}$ เสมอ ที่ความถี่ของ โพล $\omega_p \approx \sqrt{b}$ ขนาดและ เฟสของ H(s) คือ

$$H(s)|_{\omega \rightarrow \sqrt{b}} = \frac{1}{(j\sqrt{b})^2 + aj\sqrt{b} + b} = \frac{1}{aj\sqrt{b}} \quad (2.5.10)$$

$$MAG|_{\omega=\omega_p} = 20 \log \left(\frac{1}{a\sqrt{b}} \right) \text{ dB} \quad (2.5.11)$$

$$PHASE; \theta = -\tan^{-1} \left(\frac{a\sqrt{b}}{0} \right) = -90^\circ \quad (2.5.12)$$

และเราสามารถสรุปผลการตอบสนองเชิงขนาดของ complex conjugate poles หรือ quadratic poles โดยประมาณได้ดังนี้

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + as + a^2} = \frac{1}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p}s + \omega_p^2} \quad (2.5.13)$$

$$BW = \frac{\omega_p}{Q_p} = a$$

$$Q = \frac{\sqrt{b}}{a} \quad (2.5.14)$$

$$\omega_p \approx \sqrt{b}$$

ซึ่งการตอบสนองของ Complex pole เป็นลักษณะของ Low Pass Filter โดยการเพิ่ม Single Zero ที่ Origin ให้กับ Complex poles จะได้รับการตอบสนองความถี่แบบ BPF และจะได้รูปทั่วไปของ Function BPF ที่มีอัตราขยาย K เท่า จะเป็น

$$Gain_{BPF} = \frac{Kas}{s^2 + as + b} = \frac{K \frac{\omega_p}{Q_p} s}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (2.5.15)$$

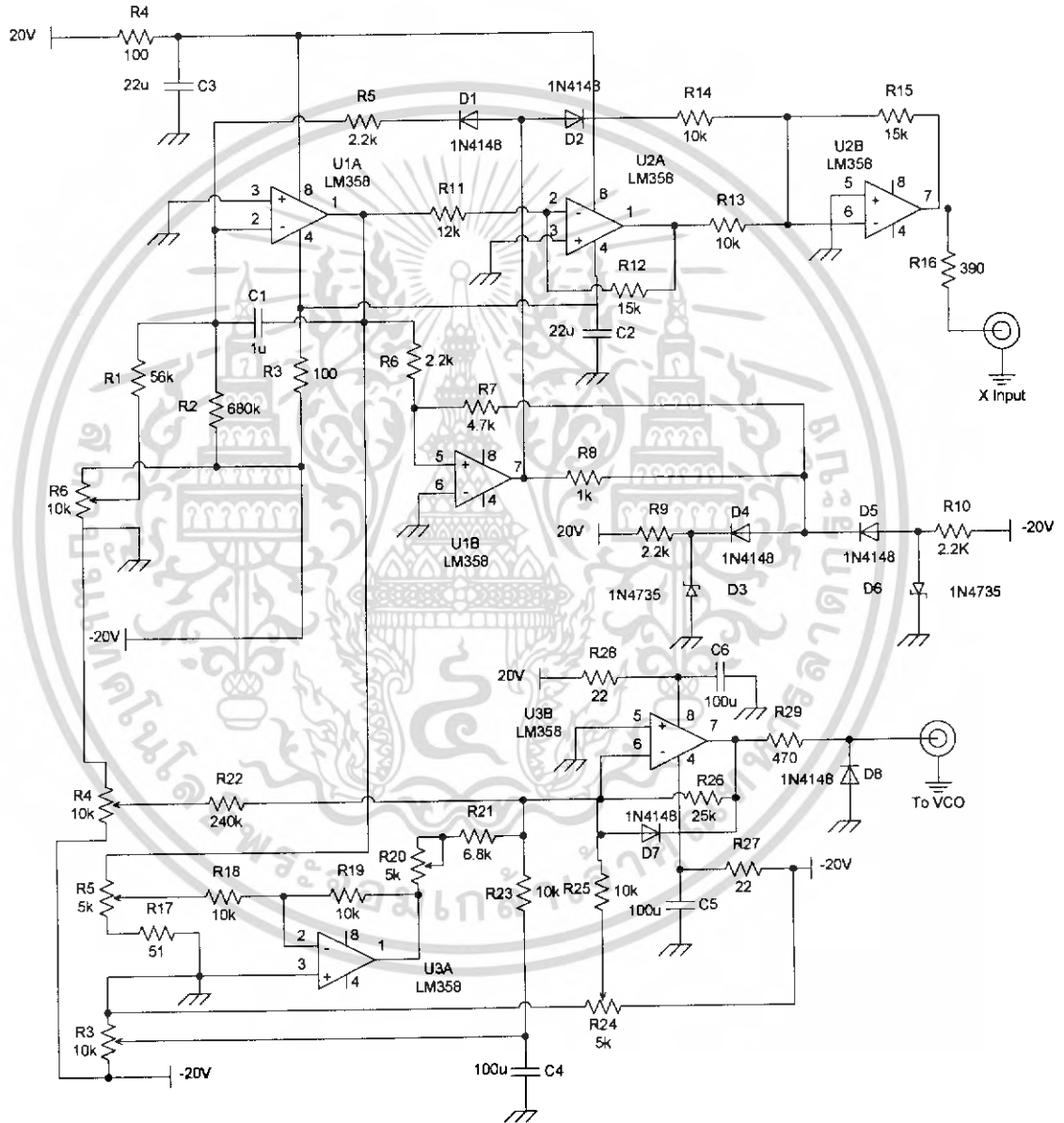
$$K = \text{Passband_gain}$$

ω_p = ความถี่ศูนย์กลางของ BPF

บทที่ 3

การออกแบบ

3.1 การออกแบบวงจร Sweep Generator

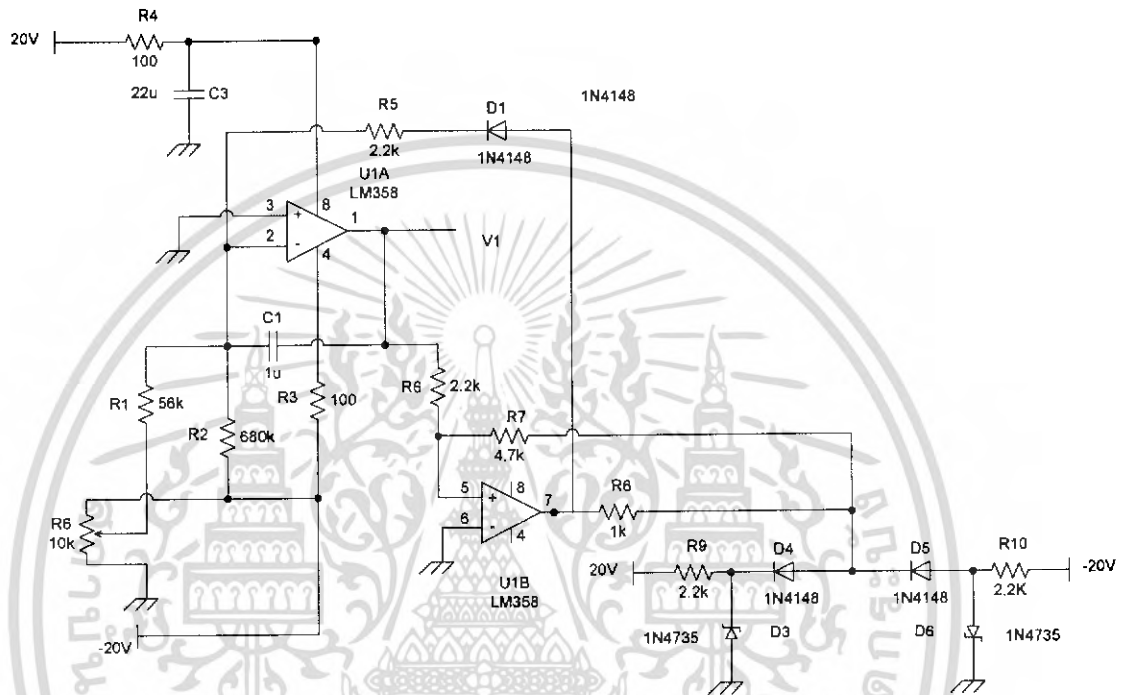


รูปที่ 3.1.1 วงจร Sweep Generator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร Sweep Generator ประกอบด้วย 3 ส่วน คือ

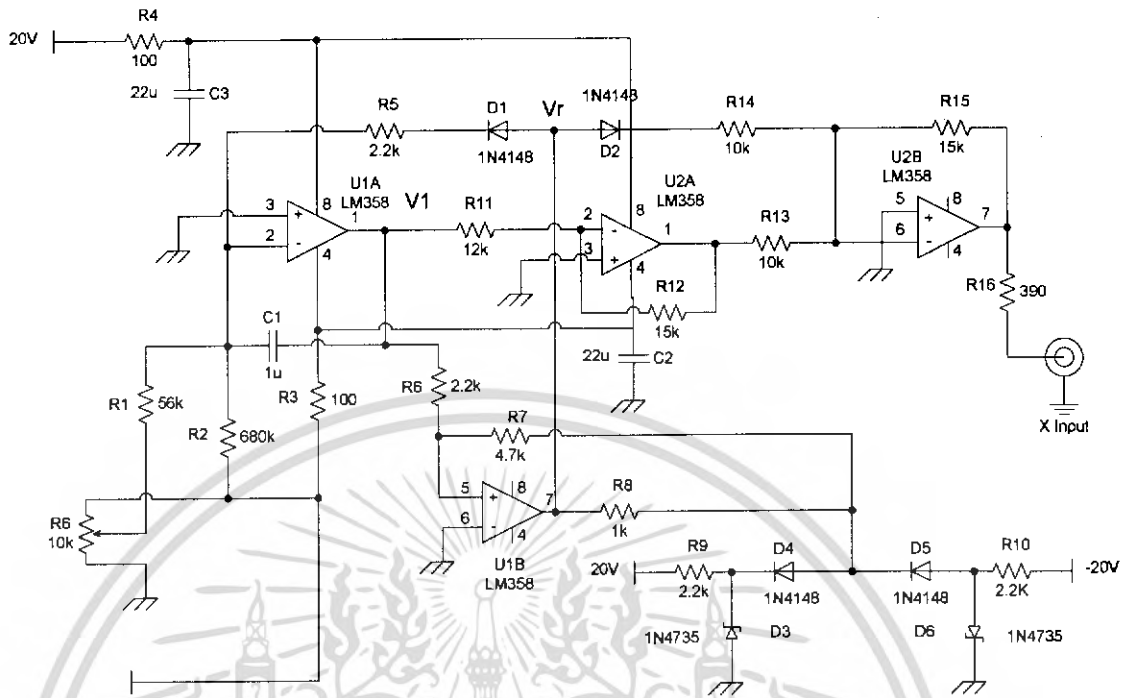
3.1.1 ส่วนที่สร้างสัญญาณสามเหลี่ยม คือ ส่วนที่ประกอบด้วย OpAmp U1A และ U1B โดยค่าของ RC time contain ขึ้นกับ C1, R1, R2 และ R6 ในที่นี้ใช้ R6 เป็น R ปรับค่าได้เพื่อใช้ในการปรับเปลี่ยนค่า time contain



รูปที่ 3.1.2 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

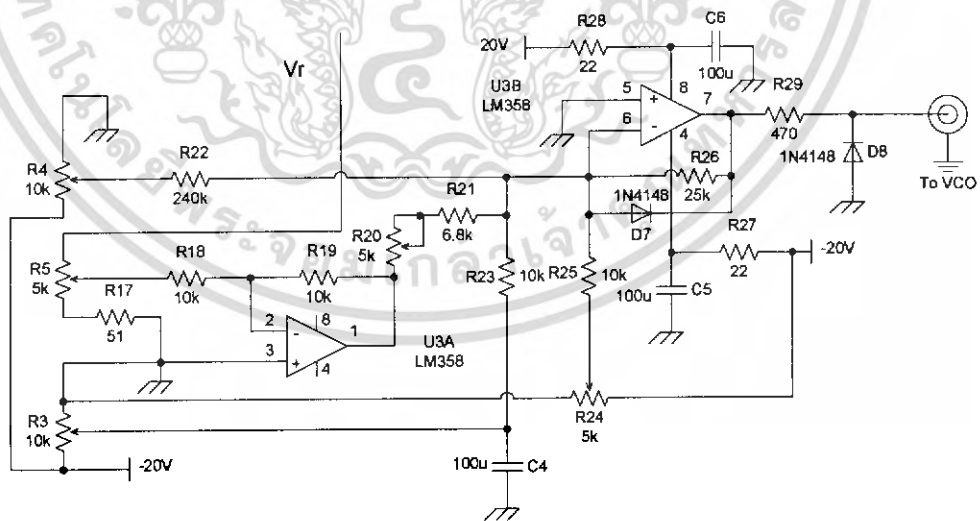
3.1.2. ส่วนที่ส่งสัญญาณออกไปขับ X input ของสโคป คือ ส่วนที่ประกอบด้วย OpAmp U2A และ U2B โดยจะสร้างสัญญาณแรมป์ที่มีค่ากลางอยู่ที่ 0 V และมีการแกว่งมากกว่า 10 V สำหรับอินพุต V_x มีไว้ทำให้การ สวิตช์เร็วขึ้น ดังรูปที่ 3.1.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



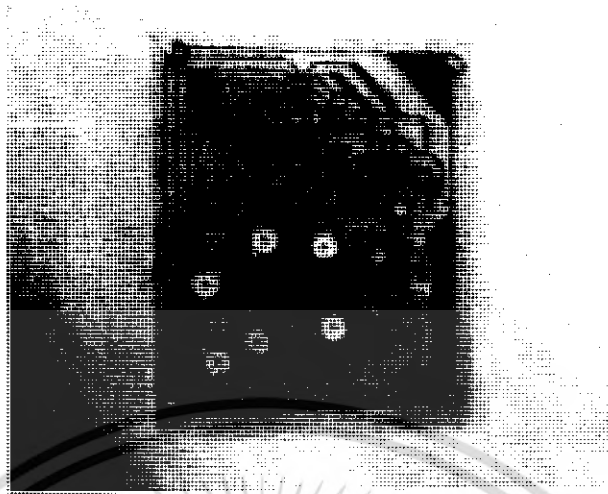
รูปที่ 3.1.3 วงจรขับ X input

3.1.3. ส่วนขยายสัญญาณปรับค่าได้ที่ส่งไปขับ VCO คือ ส่วนที่ประกอบด้วย OpAmp U3A และ U3B โดยจะมีไดโอด D7 ในการทำหน้าที่ป้องกันไฟลปไม่ให้ไหลกลับเข้าในวงจร ดังรูปที่ 3.1.4



รูปที่ 3.1.4 วงจรขับ VCO

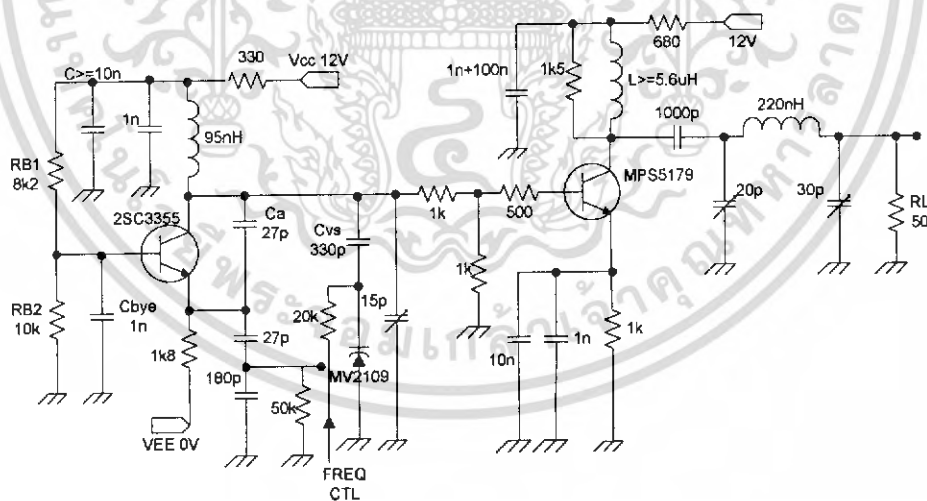
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1.5 ลายวงจร Sweep Generator

3.2 การออกแบบวงจร VCO (Voltage Control Oscillator)

การออกแบบวงจร VCO ปรับค่าได้ตั้งแต่ 71MHz – 91MHz เราจะใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC3355 เป็นตัวออสซิลเลทความถี่ที่เราต้องการออกมา โดยมี MV2109 ทำหน้าที่ ปรับค่า C โดยจะเปลี่ยนตามค่าแรงดันที่ได้รับมาจาก Sweep Generator และจะมีทรานซิสเตอร์เบอร์ MPS5179 ทำหน้าที่ บัฟเฟอร์อีกทีหนึ่ง



รูปที่ 3.2.1 วงจร VCO

การออกแบบวงจรนี้เราจะใช้ MV2109 เป็นตัว tune ค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_{\min} \approx 19.84 \text{ pF @ } 18.0 \text{ V}, r_p(F_{\max}) \approx 15.36 \text{ k}\Omega$$

$$C_{\max} \approx 48.91 \text{ pF @ } 1.25 \text{ V}, r_p(F_{\min}) \approx 3.320 \text{ k}\Omega$$

$$C_{\text{Fixed MAX}} \leq 19.13 \text{ pF}$$

และค่า VCO Capacitance

$$C_T F_{\text{osc}} (\text{MAX}) \approx 31.16 \text{ pF}$$

$$C_{VS} \approx 330 \text{ pF}, \Delta C_F \approx 23.85 \text{ pF}$$

$$C_p \approx 8.856 \text{ pF}$$

$$C_F cF_{\max} \approx 18.71 \text{ pF}$$

$$C_F bf_{\min} \approx 42.60 \text{ pF}$$

OSCILLATOR TWO PORTS PARAMELERS VALUE

TRANSISTOR 2SC3355

$$I_{CQ} \approx 2.5 \text{ mA}$$

$$V_{BEQ} \approx 0.7 \text{ V}$$

$$\beta_0 \approx 120$$

$$r_{bb'} \approx 10.0 \Omega$$

$$r_{b'e} \approx 1241 \Omega$$

$$g_m \approx 96.70 \text{ S}$$

$$|\beta_{FMAX}| \approx 23.33$$

$$V_{CEQ} \approx 2.5 \text{ V}$$

$$r_{ce} \approx 20.0 \text{ k}\Omega$$

$$r_{b'c} \approx 2.40 \text{ M}\Omega$$

$$c_{b'c} \approx 0.95 \text{ pF}$$

$$c_{b'e} \approx 6.146 \text{ pF}$$

$$F_T \approx 2200 \text{ MHz}$$

$$R_{LEMT} \approx 100 \text{ k}\Omega$$

$$C_{LEMT} \approx 2.0 \text{ pF}$$

$$C_{FBK} \approx C_A \approx 27.0 \text{ pF}$$

$$C_B \approx 23.48 \text{ pF}$$

$$C_{TOTAL@Emitter} = C_E^*$$

$$C_E^* = C_{LEMT} + C_B \approx 25.48 \text{ pF}$$

ตารางที่ 3.2.1 OSCILLATOR TWO PORTS PARAMETERS VALUE

$$f_{\text{osc min}} \approx 70.0 \text{ MHz}$$

$$f_{\text{osc max}} \approx 92.50 \text{ MHz}$$

Transistor Y-parameters include R_{LDC}

$$Y_{11bQ} \approx 69.48 - j9.688 \text{ mS}$$

$$Y_{21bQ} \approx -67.19 + j11.74 \text{ mS}$$

$$Y_{12bQ} \approx -148.1 - j287.4 \mu\text{S}$$

$$Y_{22bQ} \approx 156.9 + j655.3 \mu\text{S}$$

Linville Stb Factor : $C \approx 2.600$

Oscillator Y-parameters include C_A

Transistor Y-parameters include R_{LDC}

$$Y_{11bQ} \approx 68.48 - j12.68 \text{ mS}$$

$$Y_{21bQ} \approx -65.92 + j15.33 \text{ mS}$$

$$Y_{12bQ} \approx -181.2 - j373.3 \mu\text{S}$$

$$Y_{22bQ} \approx 196.4 + j858.0 \mu\text{S}$$

Linville Stb Factor : $C \approx 3.044$

Oscillator Y-parameters include C_A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

$$Y_{11bQ} \approx 69.48 - j2.187mS$$

$$Y_{21bQ} \approx -67.19 + j0.1371mS$$

$$Y_{12bQ} \approx -148.1 - j12160\mu S$$

$$Y_{22bQ} \approx 156.9 + j12530\mu S$$

Linville Stb Factor : $C \approx 60.44$

$$Z_s = R_{LEMT} // C_E^* \approx 100k // -j89.24\Omega$$

$$Z_{out} @ col \approx -466.5 // -j824.7\Omega$$

$$R_{LOSSTANT}(TOTAL) \approx r_{pvrc} // r_{PL} // R_L // r_{BIAC_YRC} \\ \approx 701.8\Omega$$

$$Z @ EMT \approx 92.36 // +j473.0\Omega$$

$$K \approx 0.1947$$

$$Y_{11bQ} \approx 69.48 - j3.012mS$$

$$Y_{21bQ} \approx -67.19 + j0.3593mS$$

$$Y_{12bQ} \approx -148.1 - j16070mS$$

$$Y_{22bQ} \approx 156.9 + j16550\mu S$$

Linville Stb Factor : $C \approx 51.10$

$$Z_s = R_{LEMT} // C_E^* \approx 100k // -j67.53\Omega$$

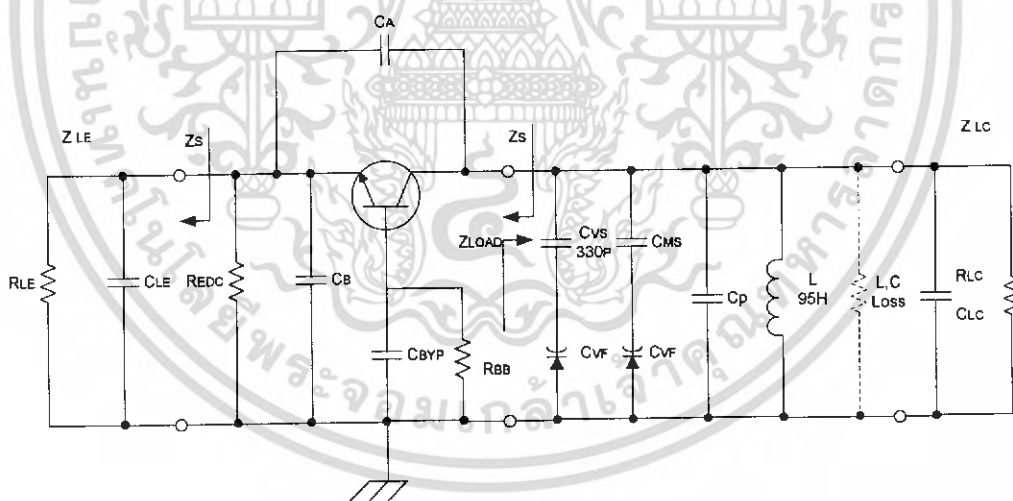
$$Z_{out} @ col \approx -273.5 // -j478.7\Omega$$

$$R_{LOSSTANT}(TOTAL) \approx r_{pvrc} // r_{PL} // R_L // r_{BIAC_YRC} \\ \approx 859.4\Omega$$

$$Z @ EMT \approx 92.51 // +j2371\Omega$$

$$K \approx 0.1538$$

ตารางที่ 3.2.1(ต่อ)



รูปที่ 3.2.2 รูปวงจรที่ใช้ในการวิเคราะห์หาค่าความถี่เรโซแนนซ์

72182

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.2.2 OSCILLATOR IMPEDANCE ANALYSIS SHEET

C_A, C_B selection		$f_{osc\ min} \approx 70.0\text{MHz}$ $R_p \text{ LOSS_TOTAL}(f_{min}) \geq 660.0\Omega$			$f_{osc\ min} \approx 70.0\text{MHz}$ $R_p \text{ LOSS_TOTAL}(f_{min}) \geq 660.0\Omega$		
C_A (FBK)) pF	C_B (E to GND) pF	$Z_{out\ PARALLEL} = R_p // jX_p$			$Z_{out\ PARALLEL} = R_p // jX_p$		
		R_p : (ohm)	X_p : (ohm)	C_{out} (pF)	R_p : (ohm)	X_p : (ohm)	C_{out} (pF)
20.0	27.8 9	-538.7	-j971.8	2.34	-314.0	-j571.5	3.011
22.0	27.8 9	-494.0	-j898.1	2.532	-289.0	-j521.4	3.30
27.0	27.8 9	-411.2	-j746.1	3.047	-243.1	-j422.1	4.077
33.0	27.8 9	-345.5	-j609.8	3.728	-207.0	-j337.8	5.094
22.0	23.4 8	-560.8	-j986.5	2.305	-325.8	-j589.6	2.918
27.0	23.4 8	466.4	-j824.7	2.757	-273.5	-j478.7	3.594
33.0	23.4 8	-391.5	-j677.4	3.356	-232.4	-j383.5	4.487

$$R_p(f) // R_p \text{ LOSS_TOT}(f) \leq 0 \Rightarrow \text{OSCILLATIO NCRITERIA}$$

MPS 5179 AMPLIFIER CHARACTERISTICS

Frcq. = 80.50 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Y - parameters

$$Y_{11e} \approx 1.706 + j0.3685 \text{ mS}$$

$$Y_{21e} \approx 8.345 - j19.30 \text{ mS}$$

$$Y_{12e} \approx -49.18 - j31.90 \text{ } \mu\text{S}$$

$$Y_{22e} \approx 3368 + j1190 \text{ } \mu\text{S}$$

$$\text{Linville Stb FCT} \approx 0.09842$$

Maximum gain

$$Z'_s = 540.6 \parallel + j3782 \text{ } \Omega$$

$$Z'_L = 273.9 \parallel + j1100 \text{ } \Omega$$

$$\text{Stability Factor} : K \approx 241.8$$

$$A_v \approx 2.994 / -1.110 + j2.781$$

$$P_G \approx 17.69 \text{ or } 12.48 \text{ dB}$$

MPS 5179 Freq. = 80.50 MHz DEVICE PARAMETERS

$$I_s = 5.07 \times 10^{-15} \text{ A}$$

$$V_{AF} = 62.30 \text{ V}$$

$$\beta F = 195.0$$

$$N_E = 2.0$$

$$I_{SE} = 2.6 \times 10^{-12} \text{ A}$$

$$R_C = 4.0 \text{ } \Omega$$

$$C_{JC} = 0.8931 \text{ pF}$$

$$M_{JC} = 0.3017$$

$$V_{JC} = 0.750 \text{ V}$$

$$C_{JE} = 0.9398 \text{ pF}$$

$$T_F = 141.1 \text{ ps}$$

$$R_B = 10.0 \text{ } \Omega$$

$$\beta_0 \approx 101.9$$

$$g_m \approx 154.7 \text{ mS}$$

$$r_{b'e} \approx 658.6 \text{ } \Omega$$

$$r_{bb'} \approx 10 + 500 \text{ } \Omega$$

$$r_{ce} \approx 15.58 \text{ k} \Omega$$

$$C_{b'c} \approx 0.5026 \text{ pF}$$

$$C_{b'e} \approx 23.71 \text{ pF}$$

$$F_T \approx 1017 \text{ MHz}$$

$$r_{ES} \approx 2.0 \text{ } \Omega$$

$$L_{ES} \approx 5.0 \text{ nH}$$

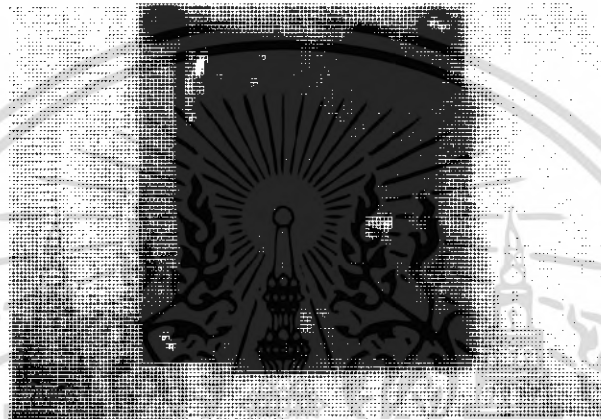
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{Q(DC)} \approx 4.0 \text{ mA}$$

$$V_{CE} \approx 5.0 \text{ V}$$

$$V_{BE} \approx 0.7082 \text{ V}$$

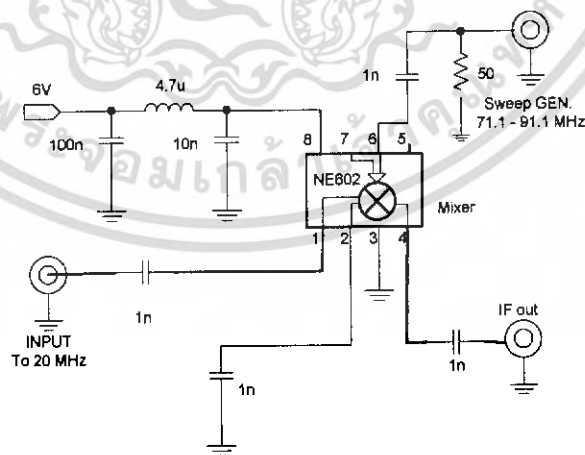
$$\beta_0 = \frac{\beta_F \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_{AF}}\right)^{1/N_E}}{\left(1 + \frac{V_{CE}}{V_{AF}}\right)^{\left(\frac{1}{N_E}-1\right)} + \beta_F I_S^{1/N_E} I_{SF} I_Q^{\left(\frac{1}{N_E}-1\right)}}$$



รูปที่ 3.2.3 ลายวงจร VCO

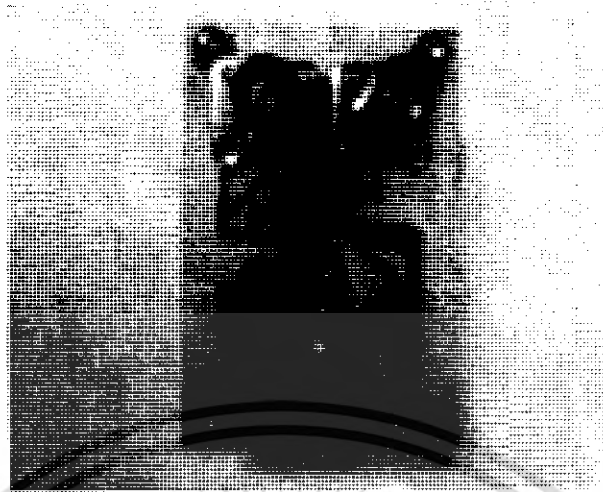
3.3 การออกแบบวงจร Mixer I

จะทำการ Mix สัญญาณระหว่าง VCO I กับสัญญาณอินพุตที่รับเข้ามา จากนั้นจะถูกส่งเข้าสู่ วงจร Filter I กรองสัญญาณออกไป โดยที่เราจะใช้ตัว NE602 เป็นตัว mix สัญญาณ



รูปที่ 3.3.1 วงจร MIXER I

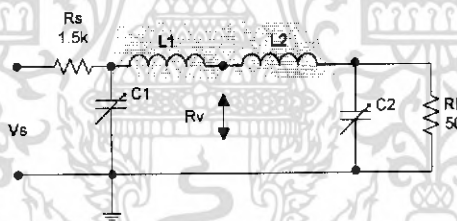
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3.2 ลายวงจร MIXER I

3.4 การออกแบบวงจร Filter I

วิธีการออกแบบวงจร BPF I โดยใช้ทฤษฎี matching ระหว่างวงจร mixer I กับ วงจร mixer II โดยต่อวงจรตามรูปที่ 3.4.1 ซึ่งมีวิธีการออกแบบดังนี้



รูปที่ 3.4.1 วงจร Band Pass Filter

โดยเราต้องการที่ความถี่กลาง เป็น 71MHz และให้ค่า Q_1 มีค่าเท่ากับ 6 จากสูตร

$$R_v = \frac{R_s}{(1+Q^2)} \quad (3.4.1)$$

$$R_v = \frac{1.5k}{(1+6^2)} = \frac{1.5k}{37} = 40.54\Omega$$

เราจะหาค่า L_1 ได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\omega_0 L_1 &= R_s Q_1 \\ L_1 &= \frac{R_s Q_1}{\omega_0} = \frac{40.54(6)}{2\pi \times 71M} = 545.25nH\end{aligned}\quad (3.4.2)$$

และหาค่า C_1 จาก

$$\begin{aligned}\frac{1}{\omega_0 C_1} &= \frac{R_s}{Q_1} \\ \omega_0 C_1 &= \frac{Q_1}{R_s} \\ C_1 &= \frac{Q_1}{R_s \omega_0} = \frac{6}{1500(2\pi \times 71M)} = 8.97pF\end{aligned}\quad (3.4.3)$$

และจาก

$$\begin{aligned}R_L &= R_v(1+Q_2^2) \\ Q_2 &= \sqrt{\frac{R_L}{R_v} - 1} = \sqrt{\frac{50}{40.54} - 1} = 0.483\end{aligned}\quad (3.4.4)$$

จะได้ L_2 เท่ากับ

$$\begin{aligned}\omega_0 L_2 &= R_L Q_2 \\ L_2 &= \frac{R_L Q_2}{\omega_0} = \frac{40.54(0.483)}{2\pi \times 71M} \approx 43.92nH\end{aligned}\quad (3.4.5)$$

จะได้ C_2 เท่ากับ

$$\begin{aligned}\frac{1}{\omega_0 C_2} &= \frac{R_v}{Q_2} \\ \omega_0 C_2 &= \frac{Q_2}{R_v} \\ C_2 &= \frac{Q_2}{R_v \omega_0} = \frac{0.483}{50(2\pi \times 71M)} = 21.65pF\end{aligned}\quad (3.4.6)$$

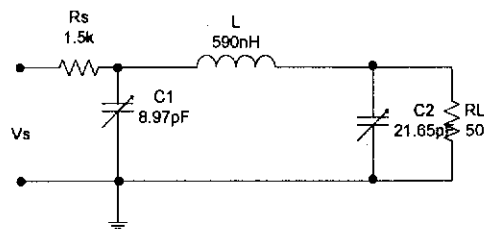
จากนั้นเราจะได้ว่าที่ความถี่ f_0 เป็น 71MHz เราจะได้ค่า $Q = Q_1 + Q_2 = 6 + 0.483 = 6.483$ และ

$L = L_1 + L_2 = 545.25n + 43.92n = 589.17nH$ ประมาณ 590nH

จะได้ค่า BW (Band width) = $\frac{71M}{6.483} = 10.95MHz$

ซึ่งจะได้ค่า $f^- = 60.05MHz$ และได้ค่า $f^+ = 81.95MHz$

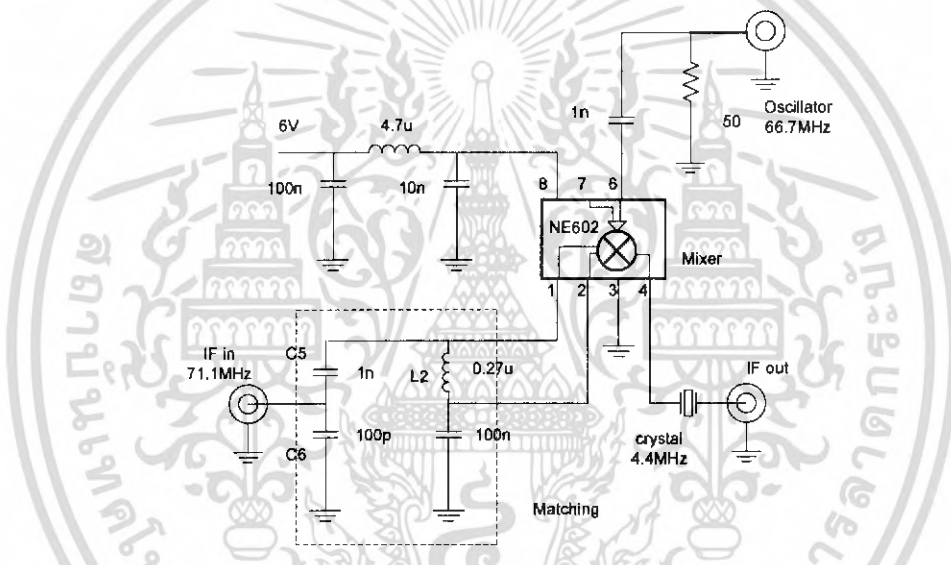
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4.2 วงจร Band Pass Filter จากที่ได้ออกแบบไว้

3.5 การออกแบบวงจร XCO และ MixerII

ในที่นี้เลือก NE 602 เช่นเดียวกับ Mixer1 แต่เพิ่มส่วนของวงจร Matching เข้ามาในส่วนแรก ซึ่งสามารถออกแบบได้ดังรูปที่ 4.1.1



รูปที่ 3.5.1 วงจร XCO และ Mixer

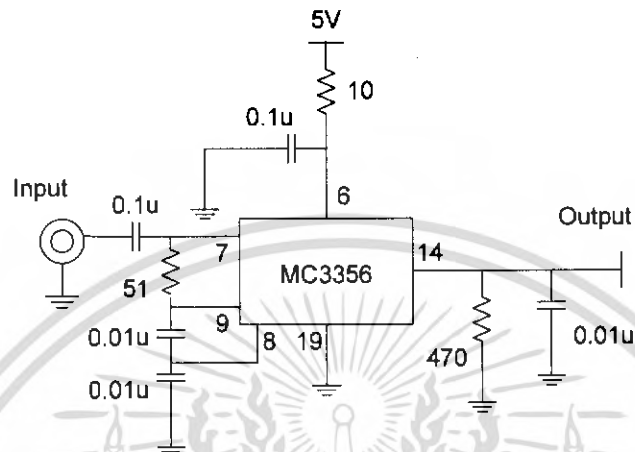
เมื่อความถี่ที่ต้องการจากออสซิลเลเตอร์คือ 66.7 MHz ในที่นี้ เลือกใช้ออสซิลเลเตอร์สำเร็จ สำหรับวงจร Matching ระหว่างเอาต์พุตของวงจรง่อนหน้าที่มีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 Ω กับขา 1 ของ NE602 ที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์เท่ากับ 1.5 k สามารถหาค่า L_2 และ C_5, C_6 ได้จาก สมการ (2.4.2) และ (2.4.3) ซึ่งได้ค่าออกมาเท่ากับ 0.27u, 1n และ 100p ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 การออกแบบวงจร Logarithmic IF

ในที่เลือกใช้ MC3356 ที่ควมคุมค่ากระแสที่เอาต์พุตด้วย R ที่ต่อจากขา 14 ลงกราวด์ ดังรูปที่

3.6.1



รูปที่ 3.6.1 วงจร Logarithmic IF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

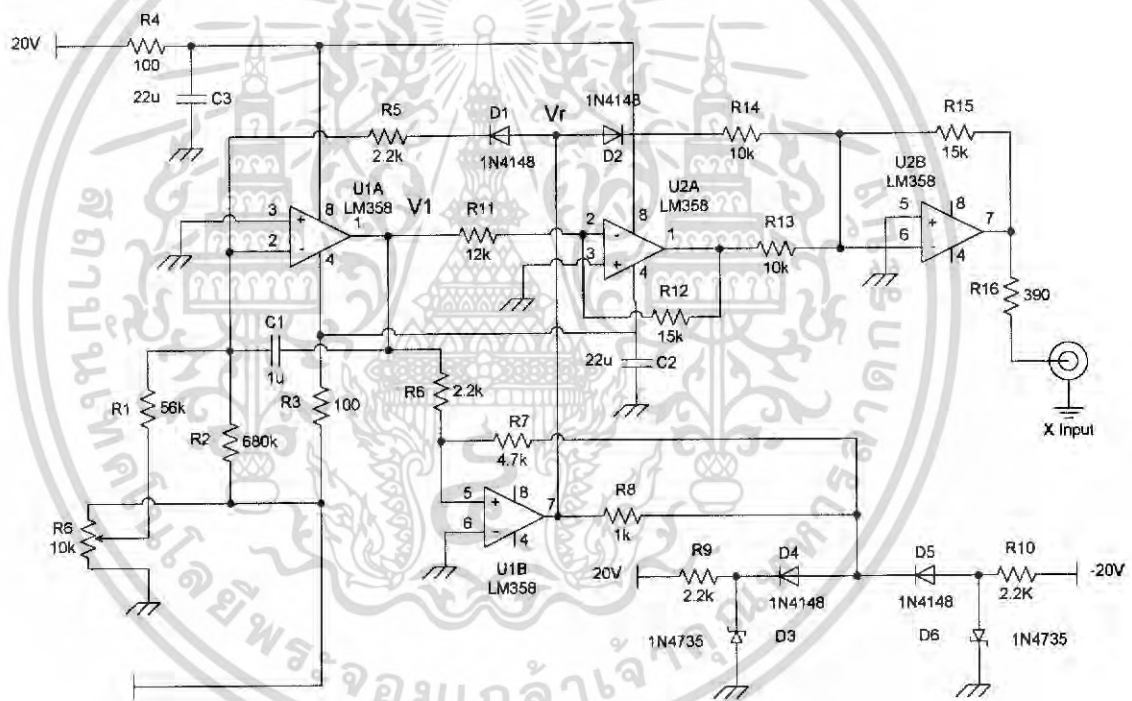
การทดลอง

4.1 การทดลองแต่ละภาคส่วน

4.1.1 การทดลองวงจร Sweep Generator

ทำการวัดสัญญาณในแต่ละส่วนของวงจร พร้อมกับปรับค่า R-variable ในแต่ละส่วนเพื่อดูความเปลี่ยนแปลง

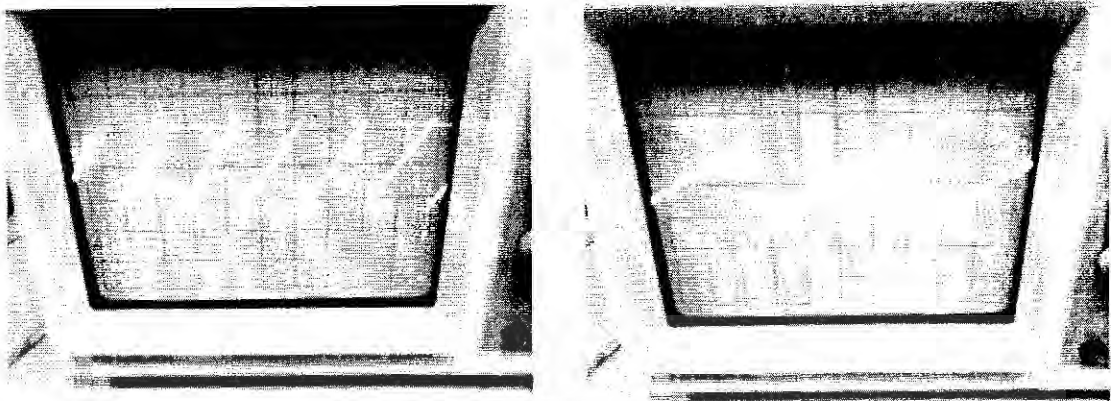
4.1.1.1 ส่วนที่ส่งสัญญาณออกไปขับ X-Input ของสโคป



รูปที่ 4.1.1.1 วงจรขับ X-Input

ทำการวัดจุด X-Input พร้อมกับปรับค่าความต้านทานปรับค่าได้ทุกตัวในวงจร พบว่าการปรับ R6 เท่านั้นที่มีผลต่อรูปสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



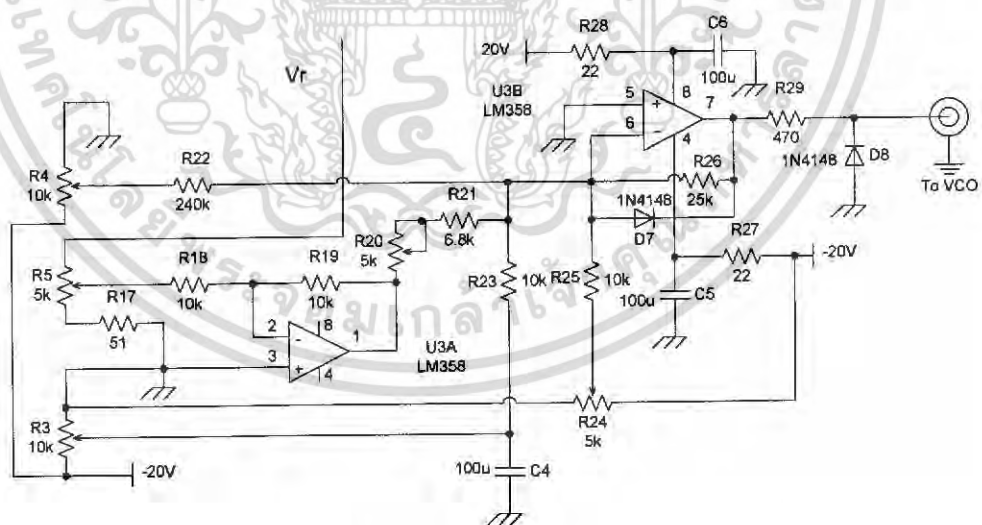
เมื่อปรับ R6 เป็น 0

เมื่อปรับ R6 เป็น 10k

รูปที่ 4.1.1.2 รูปสัญญาณส่วนขับ X-Input เมื่อทำการปรับค่า R6 สำหรับการปรับความต้านทานปรับค่าตัวอื่นพบว่าไม่มีผลต่อรูปสัญญาณที่เอาต์พุต

4.1.1.2 ส่วนขยายสัญญาณปรับค่าได้ที่ส่งไปขับ VCO

ทำการวัดจุด VCO พร้อมปรับ R5 เป็นค่าน้อยสุดและมากที่สุด โดยให้ R3, R20, R24, R4 คงที่อยู่ที่ค่ากลาง จากนั้นวัดที่จุดเดิมแต่เปลี่ยนเป็นปรับ R3 แทน ส่วน R ตัวอื่นคงที่อยู่ที่ค่ากลาง เปลี่ยนการปรับค่า R เช่นนี้ไปเรื่อยๆ จนครบทุกตัว เพื่อให้เห็นหน้าที่ของ R แต่ละตัว

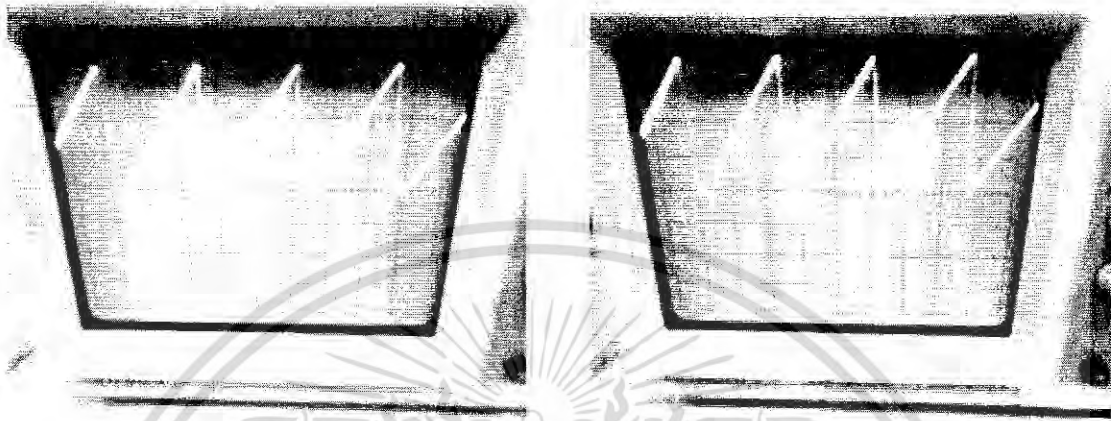


รูปที่ 4.1.1.3 วงจรขับ VCO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ผลการทดลองดังรูป

- กรณีปรับ R4 และให้ความต้านทานตัวอื่นคงที่

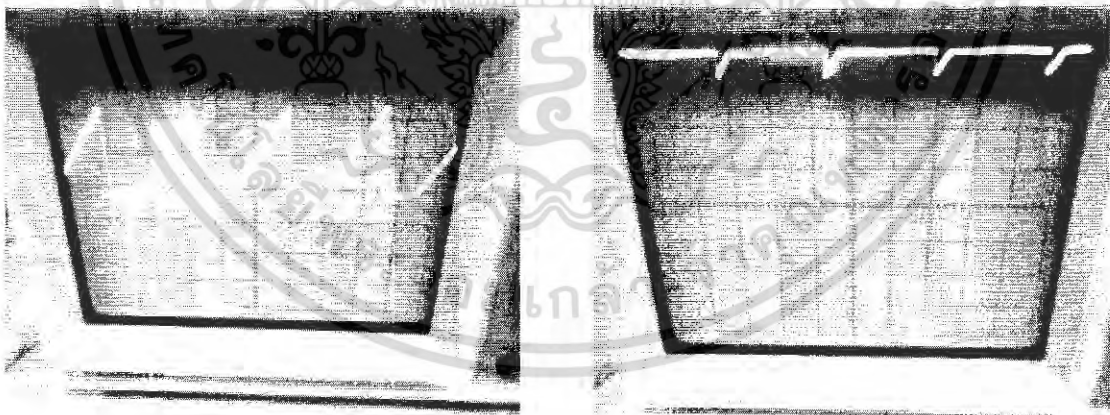


เมื่อปรับ R4 เป็น 1k

เมื่อปรับ R4 เป็น 9k

รูปที่ 4.1.1.4 รูปสัญญาณส่วนขับ VCO เมื่อทำการปรับค่า R4

- กรณีปรับ R3 และให้ความต้านทานตัวอื่นคงที่



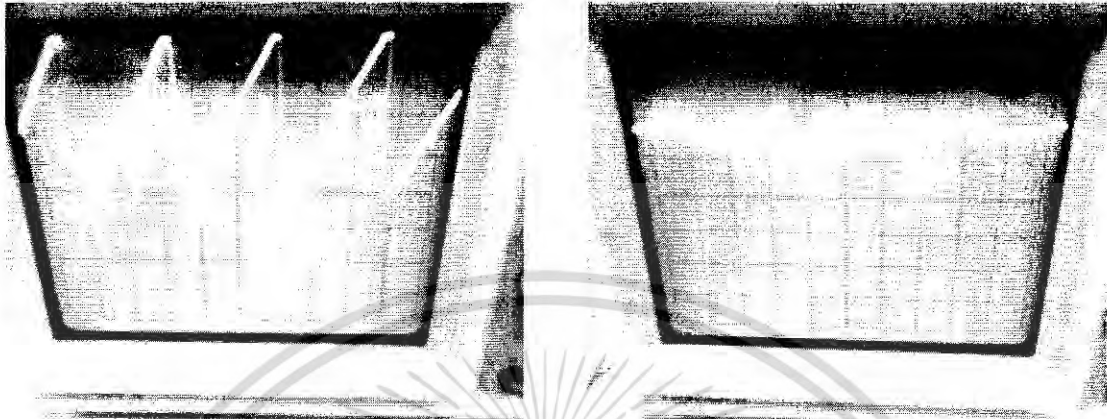
เมื่อปรับ R3 = 1k

เมื่อปรับ R3 = 9k

รูปที่ 4.1.1.5 รูปสัญญาณส่วนขับ VCO เมื่อทำการปรับค่า R3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- กรณีปรับ R5 และให้ความต้านทานตัวอื่นคงที่



เมื่อปรับ R5 = 1k

เมื่อปรับ R5 = 9k

รูปที่ 4.1.1.6 รูปสัญญาณส่วนขับ VCO เมื่อทำการปรับค่า R5

4.1.2 การทดลองวงจร VCO I

จากการทดลองเมื่อเราต่อวงจรที่ได้ออกแบบไว้แล้วเราจะสามารถหาวัดสัญญาณที่แรงดันควมคุม MV2109 ได้ดังนี้

ตารางที่ 4.1.2.1 ตารางเปรียบเทียบค่าระหว่าง แรงดัน Sweep Gen. กับค่าความถี่และแรงดันเอาต์พุตที่ได้รับออกมา

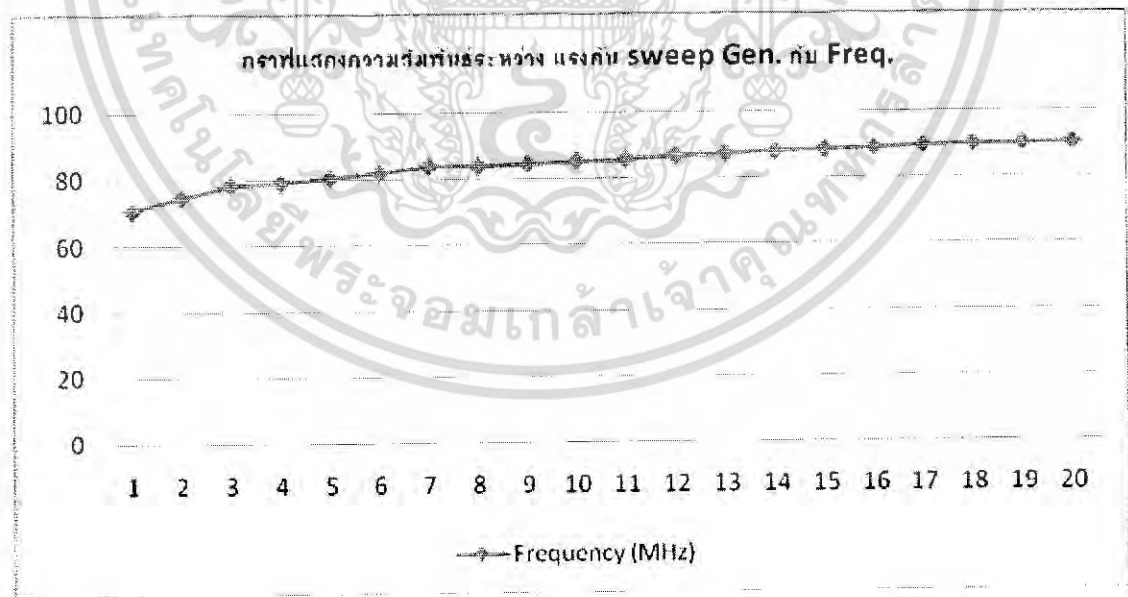
V _{Sweep} (V)	Frequency (MHz)	V _{out} (mV)
1	70.66	19.1
2	74.7	22.3
3	78.26	22.1
4	78.96	28.9
5	80.46	32.5
6	81.91	34.1
7	83.87	35.6
8	83.77	36.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V Sweep (V)	Frequency (MHz)	V out (mV)
9	84.39	37.4
10	85.3	38.5
11	85.67	38.9
12	86.53	39.4
13	87.2	39.7
14	87.67	40.1
15	88.17	40.4
16	88.57	40.6
17	89.38	40.7
18	89.73	40.9
19	89.96	40.8
20	90.2	41

ตารางที่ 4.1.2.1(ต่อ)

และเมื่อเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน Sweep GEN. กับความถี่ของเอาต์พุตก็จะได้กราฟตามรูปที่ 4.1.2.1

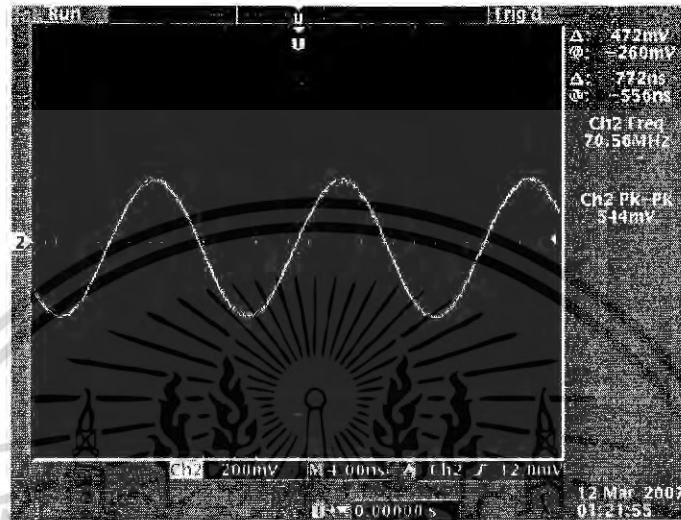


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.1.2.1 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน Sweep GEN. กับความถี่ของเอาต์พุต

เมื่อเราป้อนแรงดัน Sweep Gen. 1 V เราจะได้ค่าความถี่ในการออสซิลเลทออกมาเป็น 70.56

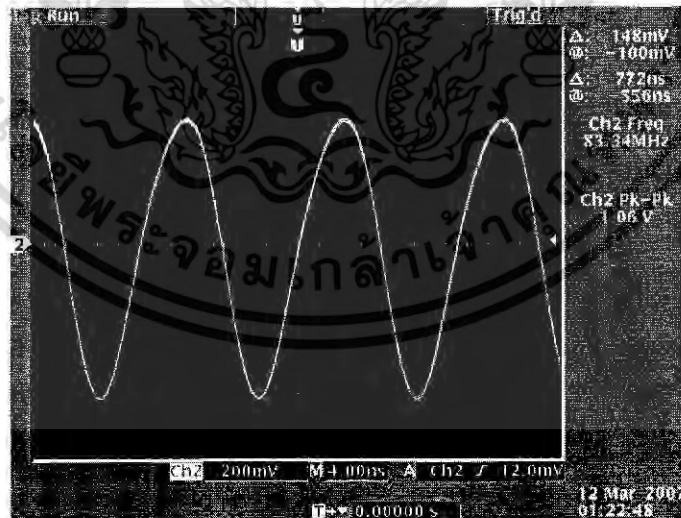
MHz



รูปที่ 4.1.2.2 สัญญาณของ VCO 1 ออกมา 70.56 MHz ที่แรงดัน Sweep Gen. เป็น 1 V

เมื่อเราป้อนแรงดัน Sweep Gen. 10 V เราจะได้ค่าความถี่ในการออสซิลเลทออกมาเป็น 83.34

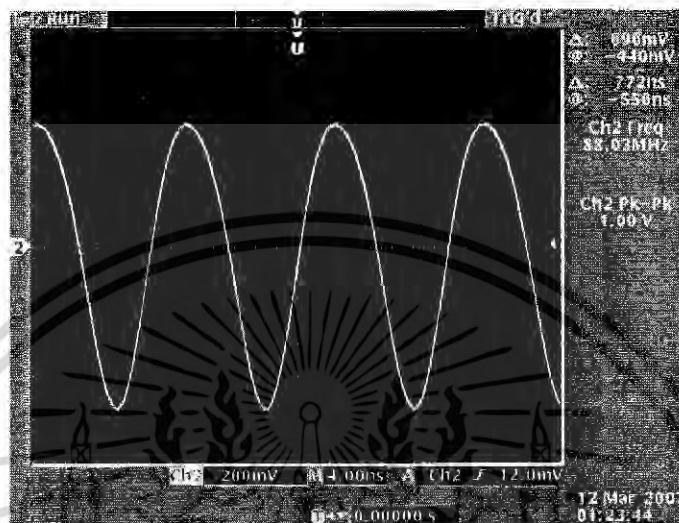
MHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.1.2.3 สัญญาณของ VCO 1 ออกมา 83.34 MHz ที่แรงดัน Sweep Gen. เป็น 10 V

เมื่อเราปรับแรงดัน Sweep Gen. 20 V เราจะได้ค่าความถี่ในการออสซิลเลทออกมาเป็น 88.03 MHz



รูปที่ 4.1.2.4 สัญญาณของ VCO 1 ออกมา 88.03 MHz ที่แรงดัน Sweep Gen. เป็น 20 V

4.1.3 การทดลองวงจร Filter I

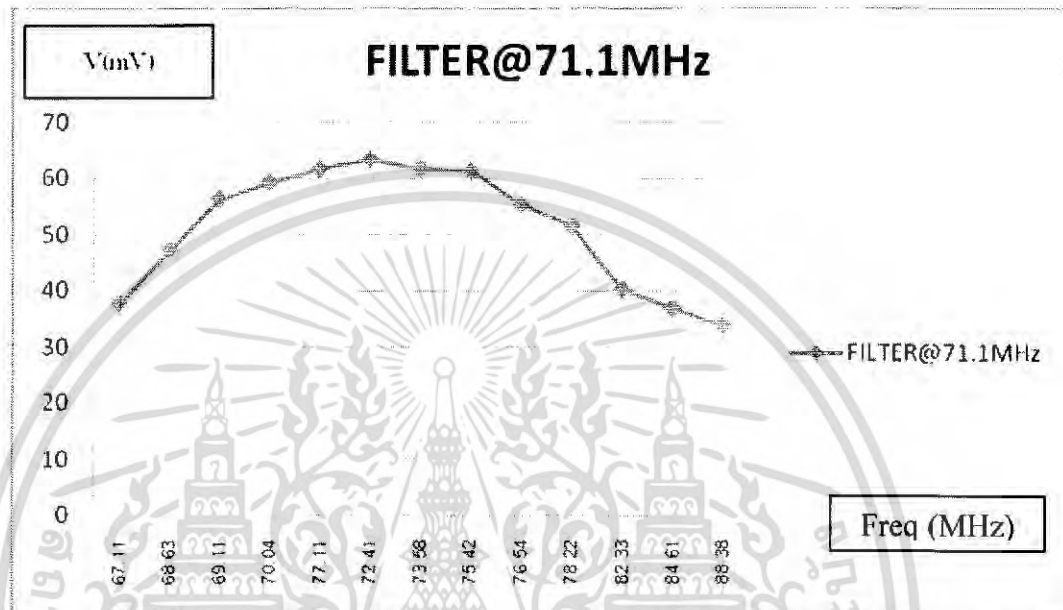
การทดลองนี้เป็นการทดลองที่ใช้เฉพาะสำหรับวงจร Filter ที่มีค่าความถี่กลางเป็น 71.1MHz

ตารางที่ 4.1.3.1 ตารางแสดงค่าระหว่าง Freq. กับ แรงดัน

Frequency (MHz)	Vout (mV)
67.11	37.7
68.26	47.8
69.11	56.3
70.11	61.6
71.11	63.1
73.58	61.7
75.11	58.2
76.54	55.3
78.11	47.8
82.33	40.1
84.61	36.8
88.38	33.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำค่าในตารางมาเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่และแรงดันเอาต์พุตจะได้ตามตามรูปที่ 4.1.3.1



รูปที่ 4.1.3.1 กราฟระหว่างค่าความถี่และแรงดันเอาต์พุต

จากกราฟเราจะได้อะไร

$$V_{max} \text{ ที่ } 72.41\text{MHz} = 63.3 \text{ mV}$$

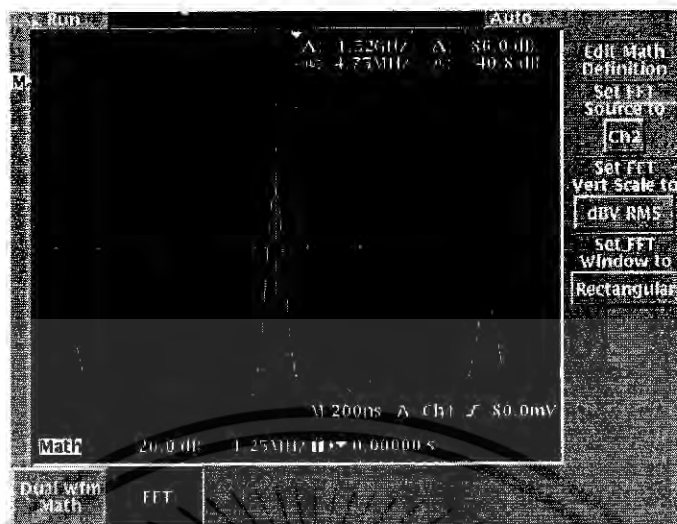
$$0.707 * V_{out} = 0.707 * 63.3 = 44.7531 \text{ mV}$$

$$BW = 68 \text{ to } 80 \text{ MHz} = 12\text{MHz}$$

4.1.4 การทดลองวงจร Mixer I

การทดลองนี้เป็นการทำงานของ SA 602 ซึ่งทำหน้าที่เป็น MIXER โดยที่เรากดลองการทำงานโดยป้อนความถี่ 2 อินพุต คือ $f_1 = 5 \text{ MHz}$ และ $f_2 = 2 \text{ MHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



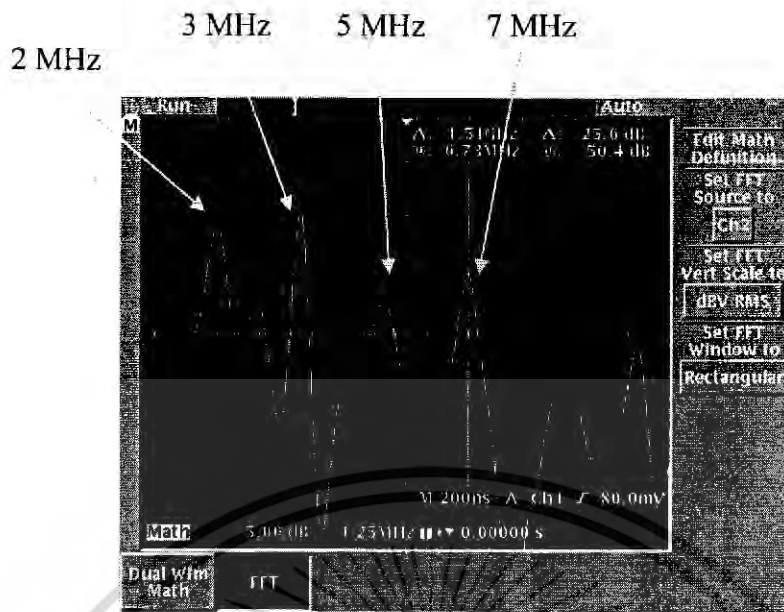
รูปที่ 4.1.4.1 สัญญาณของ $f_1 = 4.75$ MHz แรงดันเป็น -40.8 dB



รูปที่ 4.1.4.2 สัญญาณของ $f_2 = 1.75$ MHz แรงดันเป็น -41.2 dB

จะได้เอาที่พุดที่เกิดจากการ mix สัญญาณเป็นดังรูปที่ 4.1.4.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1.4.3 สัญญาณที่ถูก mix แล้วระหว่าง f_1 และ f_2

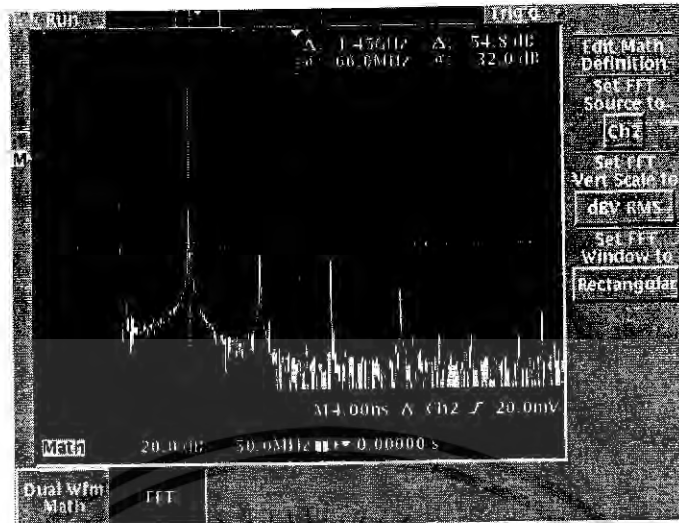
4.1.5 การทดลองวงจร Mixer II & VCO II

การทดลอง วงจร mixer II ด้วย SA602 โดยการป้อน input 2 ความถี่ คือ $f_1 = 71$ MHz และ $f_2 = 66$ MHz



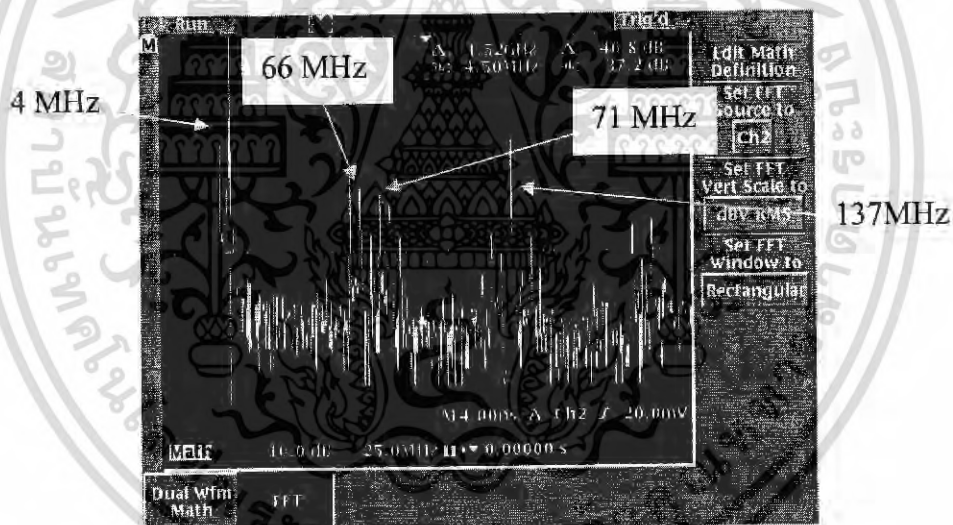
รูปที่ 4.1.5.1 สัญญาณของ $f_1 = 71$ MHz แรงดันเป็น -14.0 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1.5.2 สัญญาณของ $f_2 = 66$ MHz แรงดันเป็น -32.0 dB

จะได้เอาที่พุดที่เกิดจากการ mix สัญญาณเป็นดังรูปที่ 4.5.3

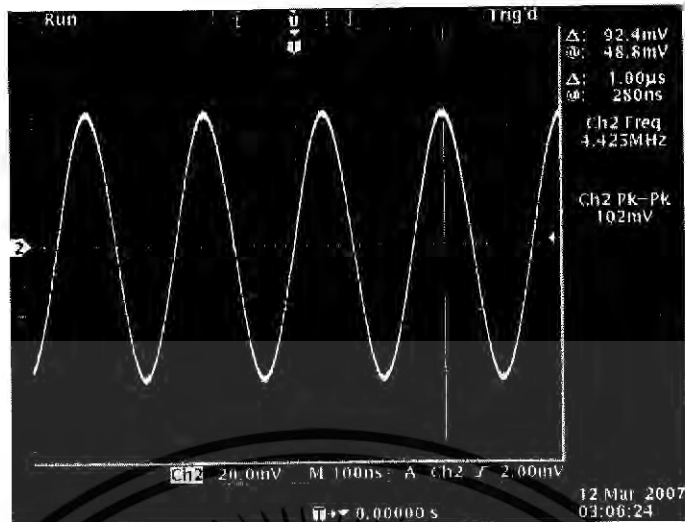


รูปที่ 4.1.5.3 สัญญาณที่ถูก mix แล้วระหว่าง f_1 และ f_2

4.1.6 การทดลองวงจร Crystal Filter (Filter II)

ป้อนสัญญาณอินพุต 4.4 MHz ขนาด 1 V เข้า crystal filter จากนั้นทำการปรับค่าความถี่อินพุต แล้ววัดผลที่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

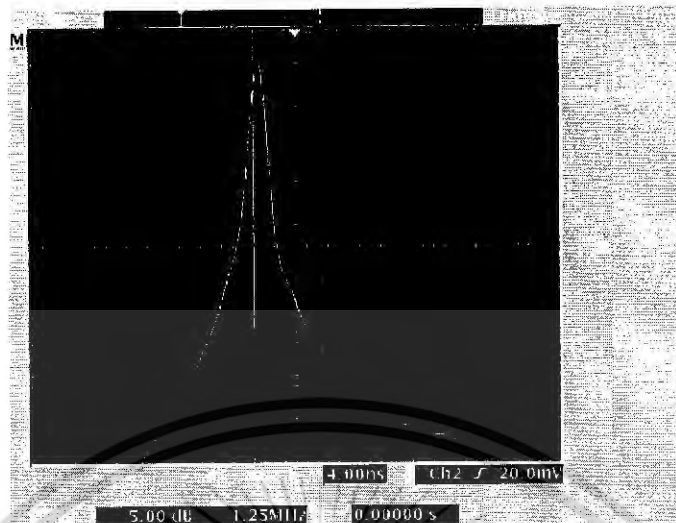


รูปที่ 4.1.6.1 สัญญาณของแรงดันสูงสุดที่ผ่าน crystal filter ที่ความถี่ input 4.425 MHz หากความถี่ที่ออฟโดยวิเคราะห์ในกราฟการตอบสนองความถี่



รูปที่ 4.1.6.2 สัญญาณการตอบสนองความถี่ที่แรงดันเอาต์พุตมีค่าสูงสุด -23.2 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1.6.3 สัญญาณการตอบสนองความถี่ที่แรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเป็น -25.6 dB ณ ความถี่สองค่า คือ 4.4324 MHz และ 4.417 MHz

4.1.7 การทดลองวงจร Logarithmic IF

ตารางที่ 4.1.7.1 ตารางการแสดงค่าระหว่าง dBm กับ DC Output ที่ความถี่ 10MHz และ 4.4MHz

dBm	DC output @10MHz	DC output @ 4.4MHz
-123	29	43
-113	29	43
-103	42	43
-93	43	45
-83	37	56
-73	60	77
-63	89	104
-53	121	133
-43	156	168
-33	187	198

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

dBm	DC output @10MHz	DC output @ 4.4MHz
-23	220	232
-13	250	263
-3	272	285
7	277	291

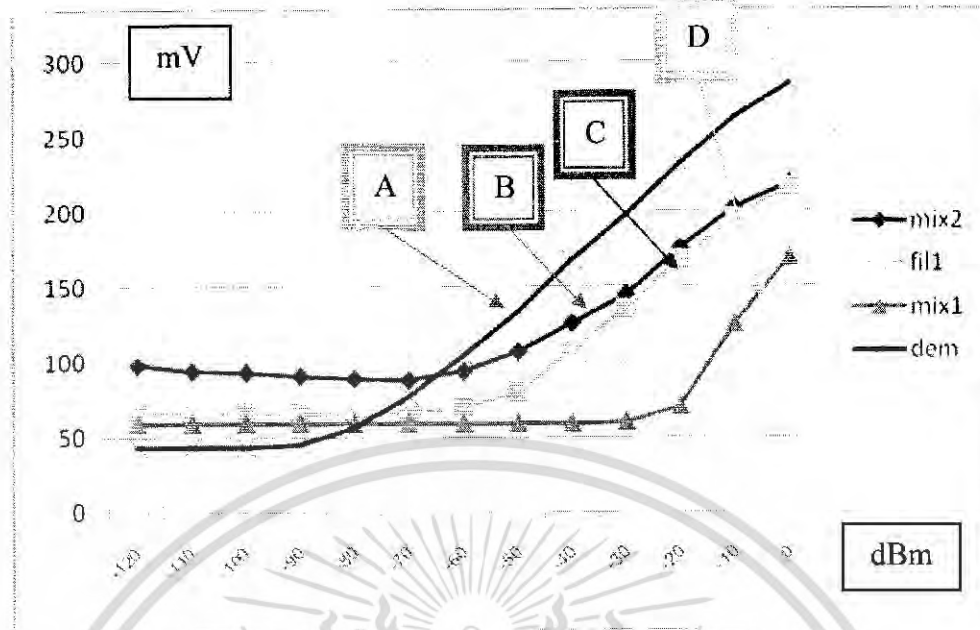
ตารางที่ 4.1.7.1 (ต่อ)



รูปที่ 4.1.7.1 กราฟแสดงค่าระหว่าง dBm กับ DC Output(mV) ที่ความถี่ 10MHz และ 4.4MHz

4.2 การทดลองการตอบสนองของสัญญาณที่ Output

จากการต่อวงจรทุกอย่างพร้อมกัน เราจะได้ว่าเรา สัญญาณ DC ของเอาต์พุต เมื่อต่อแต่ละส่วนเพิ่มเข้าไปทีละส่วน ซึ่งจะได้รูปกราฟออกมาดังรูปที่ 4.2.1

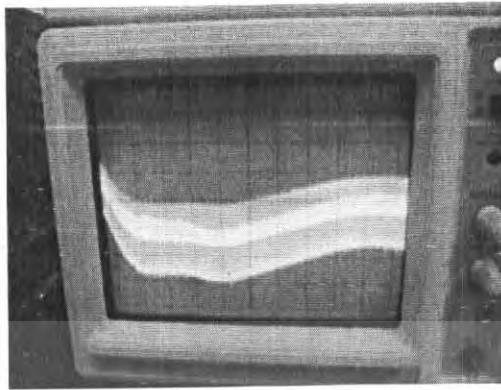


รูปที่ 4.2.1 กราฟแสดงค่าระหว่าง dBm กับ DC Output

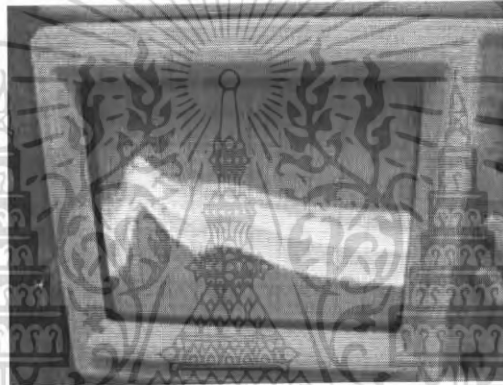
- จากกราฟ A ที่ได้ เป็นกราฟที่ได้จากการป้อนอินพุตค่าความถี่ 4.4 MHz เข้าที่วงจร Logarithmic IF แล้ววัดสัญญาณที่ได้ออกมา
- จากกราฟ B ที่ได้ เป็นกราฟที่ได้จากการป้อนอินพุตค่าความถี่ 71.1 MHz เข้าที่วงจร MIXER II กับ XCO แล้ววัดสัญญาณที่ภาคสุดท้าย
- จากกราฟ C ที่ได้ เป็นกราฟที่ได้จากการป้อนอินพุตค่าความถี่ 71.1 MHz เข้าที่วงจร FILTER I แล้ววัดสัญญาณที่ภาคสุดท้าย
- จากกราฟ D ที่ได้ เป็นกราฟที่ได้จากการป้อนอินพุตค่าความถี่ 10 MHz ให้คูณกับความถี่ 81 MHz จากวงจร VCO โดยใช้วงจร MIXER I แล้ววัดสัญญาณที่ภาคสุดท้าย

4.3 การทดลองวัด Output ของวงจรรวมทั้งหมดที่ Input ค่าต่างๆ

4.3.1 เมื่อป้อนอินพุตเป็นความถี่ค่าต่างๆ โดยให้อินพุตมีค่าเป็น -20 dBm จะได้รูป output ออกมาดังนี้



รูปที่ 4.3.1.1 output ที่ความถี่อินพุตเป็น 1 MHz -20 dBm

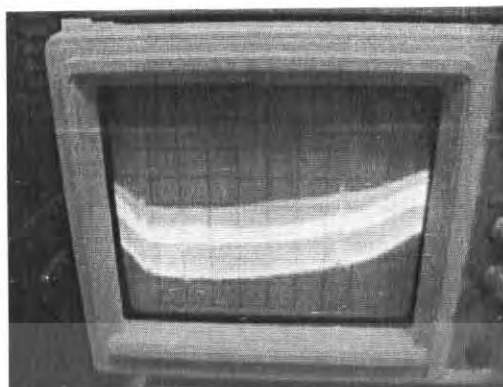


รูปที่ 4.3.1.2 output ที่ความถี่อินพุตเป็น 5 MHz -20 dBm



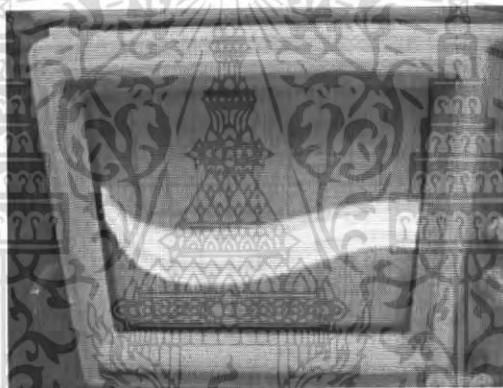
รูปที่ 4.3.1.3 output ที่ความถี่อินพุตเป็น 10 MHz -20 dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3.1.4 output ที่ความถี่อินพุทเป็น 15 MHz -20 dBm

4.3.2 เมื่อป้อนอินพุทเป็นความถี่ค่าต่างๆ โดยให้อินพุทมีค่าเป็น -10 dBm จะได้รูป output ออกมาดังนี้

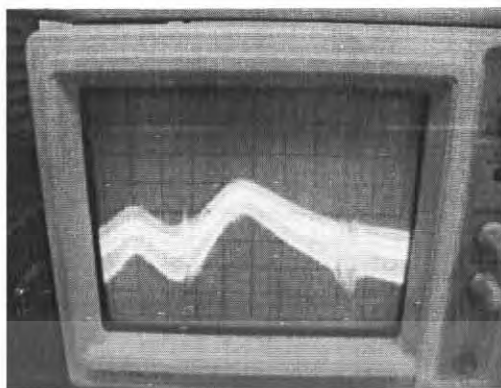


รูปที่ 4.3.2.1 output ที่ความถี่อินพุทเป็น 1 MHz -10 dBm

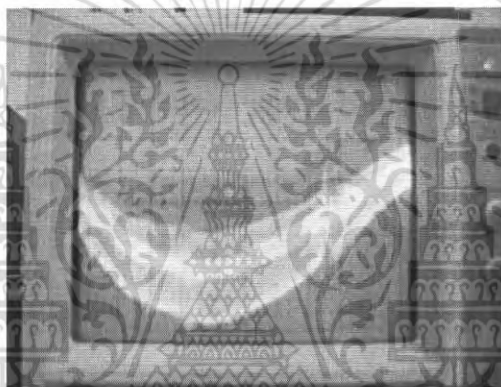


รูปที่ 4.3.2.2 output ที่ความถี่อินพุทเป็น 5 MHz -10 dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3.2.3 output ที่ความถี่อินพุตเป็น 10 MHz -10 dBm



รูปที่ 4.3.2.4 output ที่ความถี่อินพุตเป็น 15 MHz -10 dBm

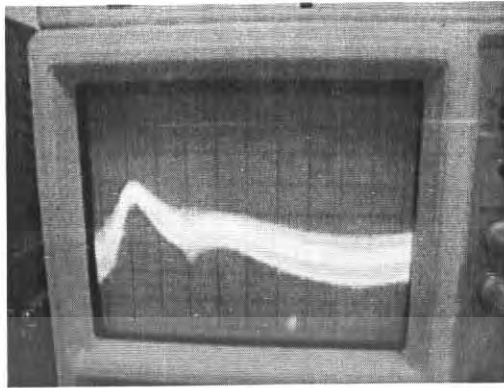
4.3.3 เมื่อป้อนอินพุตเป็นความถี่ค่าต่างๆ โดยให้อินพุตมีค่าเป็น 0 dBm จะได้รูป output ออกมา

ดังนี้

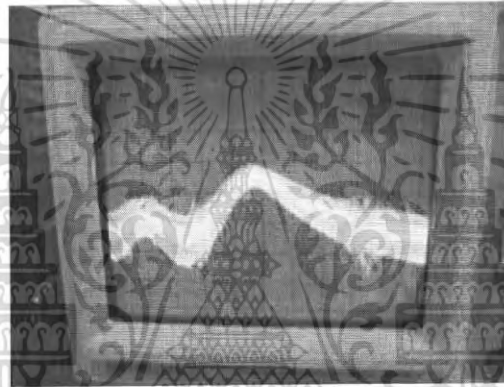


รูปที่ 4.3.3.1 output ที่ความถี่อินพุตเป็น 1 MHz 0 dBm

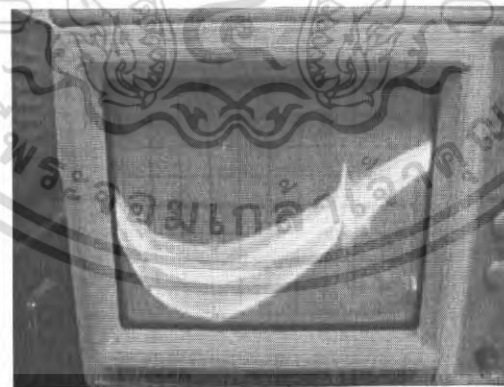
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3.3.2 output ที่ความถี่อินพุตเป็น 5 MHz 0 dBm



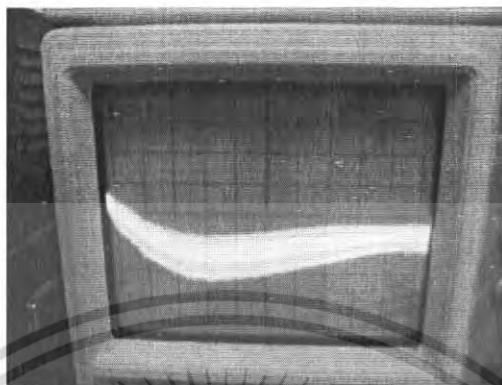
รูปที่ 4.3.3.3 output ที่ความถี่อินพุตเป็น 10 MHz 0 dBm



รูปที่ 4.3.3.4 output ที่ความถี่อินพุตเป็น 15 MHz 0 dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

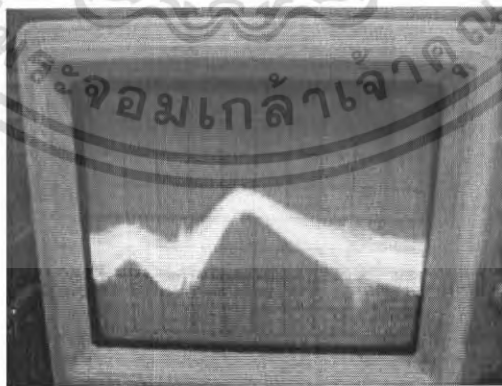
4.3.4 เมื่อป้อนอินพุทเป็นความถี่ค่าต่างๆ โดยให้อินพุทมีค่าเป็น 10 dBm จะได้รูป output ออกมาดังนี้



รูปที่ 4.3.4.1 output ที่ความถี่อินพุทเป็น 1 MHz 10 dBm

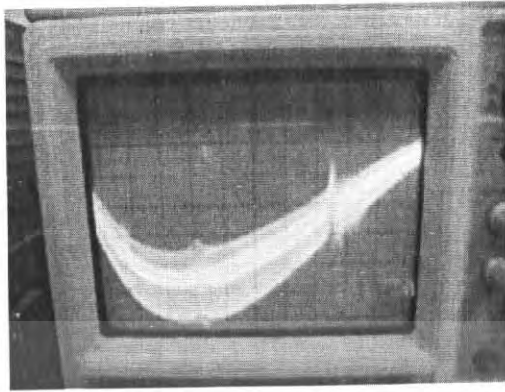


รูปที่ 4.3.4.2 output ที่ความถี่อินพุทเป็น 5 MHz 10 dBm



รูปที่ 4.3.4.3 output ที่ความถี่อินพุทเป็น 10 MHz 10 dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3.4.4 output ที่ความถี่อินพุตเป็น 15 MHz 10 dBm



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

วิเคราะห์และสรุปผลการทดลอง

5.1 การวิเคราะห์และสรุปผลการทดลองของวงจรแต่ละภาคส่วน

5.1.1 วิเคราะห์และสรุปผลวงจร Sweep Generator (ดูรูปที่ 3.1.1)

จากวงจรทั้งหมดของ Sweep Generator จะได้เอาต์พุตสองส่วน ส่วนแรกคือส่วนที่นำไปขับ X input อีกส่วนเป็นส่วนที่นำไปขับ VCO ซึ่งจะสามารถกำหนดขนาดและรูปร่างได้ตั้งแต่ 0 จนถึงค่าของไฟเลี้ยง OpAmp โดยกำหนดจากความต้านทานปรับค่าได้ซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้

จากผลการทดลองพบว่า การปรับค่า R6 มีผลต่อความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตทั้งส่วนที่ไปขับ X input และส่วนที่ไปขับ VCO คือ ถ้า R6 มีค่ามากความถี่จะน้อย และถ้า R6 มีค่าน้อยความถี่จะมาก ก็คือ R1 แปรผกผันแบบผกผันกับความถี่นั่นเอง ทั้งนี้ก็เป็นไปตามทฤษฎี เพราะ

$$t = RC = 1/f$$

สำหรับการปรับค่า R vary ตัวอื่นพบว่าไม่มีผลต่อสัญญาณเอาต์พุตที่นำไปขับ X input แต่มีผลกับสัญญาณเอาต์พุตที่นำไปขับ VCO ซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้

R ที่มีผลต่อแอมพลิจูดของสัญญาณคือ R5 และ R20 โดยแปรผกผันแบบผกผันกัน ตรงกัน ซึ่งถ้าดูจากรูปที่ 3.1.1 ความต้านทานสองตัวนี้ก็คือตัวที่ทำหน้าที่ในการลดทอนสัญญาณนั่นเอง

R ที่มีผลต่อระดับ ของสัญญาณคือ R3, R4 และ R24 โดยแปรผกผันแบบตรงกัน ซึ่งถ้าดูจากรูปที่ 3.1.1 ความต้านทานทั้งสามตัวก็คือตัวควบคุมอัตราขยายของวงจรมันเอง



รูปที่ 5.1.1.1 วงจร Sweep Generator ปรับค่าได้ 1-20 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1.2 วิเคราะห์และสรุปผลวงจร VCO

VCO จะเป็นตัวสร้างความถี่ที่สามารถ Sweep ค่าได้ โดยในส่วนของ VCO จะรับค่าแรงดันมาจาก Sweep Generator 1-20 V ซึ่งจะไปทำการปรับค่าของ C ของ MV2109 ทำให้ค่า C มีค่าเปลี่ยนแปลง โดยสามารถสรุปการทำงานได้ดังนี้

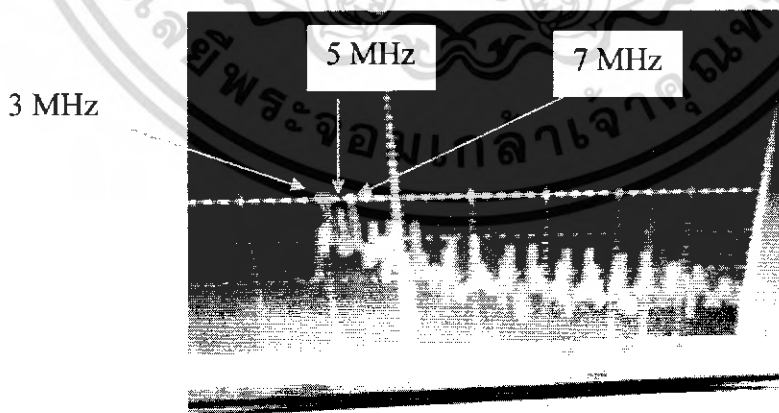
- แรงดันของ Sweep Gen. มากจะทำให้ค่า C Varactor (MV 2109) มีค่าน้อย ซึ่งจะทำให้ค่าความถี่เอาต์พุต VCO มีค่าเพิ่มขึ้น
- แรงดันของ Sweep Gen. ลดลงจะทำให้ค่า C Varactor (MV 2109) มีค่าเพิ่มขึ้น จะทำให้ค่าความถี่เอาต์พุต VCO มีค่าลดลง

โดยค่าความถี่จะสามารถปรับได้ตั้งแต่ 71.1-91.1 MHz และจะนำสัญญาณนี้ไปทำการ mixed กับความถี่ของสัญญาณอินพุต DC - 20 MHz ได้ค่าความถี่ต่างๆ และจะถูก Filter I กรองออกมาได้ 71.1 MHz

และเนื่องจากวงจรนี้ค่าของ C (MV2109) ควรจะใช้งานในช่วงที่เป็น linear แต่ทว่าช่วง linear เป็นช่วงที่ค่า C แคบมาก จึงไม่สามารถใช้ได้ ทำให้เราไม่สามารถกรองอินพุตได้หมด เราจึงจำเป็นต้องขยายช่วงให้มีค่ามากขึ้นเพื่อให้สามารถรับอินพุตได้ทุกค่าความถี่

5.1.3 วิเคราะห์และสรุปผลวงจร Mixer I

จากการทดลอง Mix สัญญาณสองค่าคือ 2 MHz และ 5 MHz ผลคือ ได้สัญญาณเอาต์พุตออกมาหลายค่าความถี่ โดยความถี่ที่มีแอมพลิจูดสูงสุดคือ ที่ความถี่ 3 MHz และ 7 MHz ซึ่งก็คือความถี่ผลต่าง และผลบวกตามลำดับนั่นเอง



รูปที่ 5.1.2.1 สัญญาณที่ถูก mix แล้วระหว่าง f_1 และ f_2

5.1.4 วิเคราะห์และสรุปผลวงจร Filter I

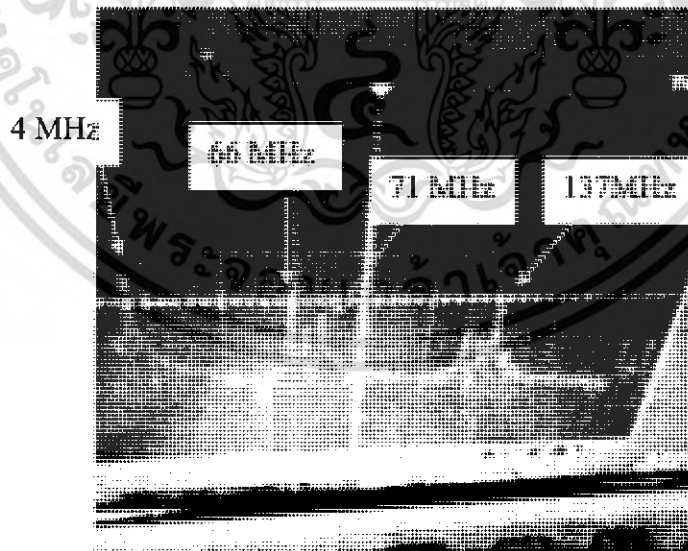
จากผลการทดลองสามารถสรุปได้ว่าวงจรมีค่าความถี่กลางเท่ากับ 72.41 MHz มีความถี่คัทออฟอยู่ที่ 68 และ 80 MHz ทำให้มีแบนวิดท์เท่ากับ 12 MHz

จากการออกแบบวงจร Filter ซึ่งเป็นวงจร Filter แบบ Band Pass Filter วงจรนี้ก็จะทำการกรองสัญญาณให้มีความถี่เป็น 71.1 MHz เช่นเมื่อมีสัญญาณอินพุตความถี่ 0 Hz เข้ามาก็จะทำการ mixed กับสัญญาณ VCO แต่จะมีความถี่ของ VCO เป็น 71.1 MHz เท่านั้นที่ทำให้ Filter 1 กรองออกมาได้ และถ้าความถี่อินพุตเป็น 20 MHz ก็จะทำการ mixed กับสัญญาณ VCO แต่จะมีความถี่ของ VCO เป็น 91.1MHz เท่านั้นที่ทำให้ Filter I กรองออกมาได้

แต่จะเห็นว่าถ้าวงจรนี้มี Band width ที่กว้างมันก็จะกรองความถี่ได้ไม่ดี ซึ่งมันอาจจะมีความถี่อื่น ๆ ปนออกมาด้วย โดยทำให้เกิดค่าผิดพลาดขึ้นในการออกแบบเราจึงควรออกแบบให้มีค่า Band width แคบๆ

5.1.5 วิเคราะห์และสรุปผลวงจร VCO II และ Mixer II

จากการทดลองป้อนสัญญาณความถี่ 66.7 MHz คู่กับสัญญาณ 71.1 MHz จะได้สัญญาณ 4.4, 137.8, 66.7 และ 71.1 MHz ออกมา ซึ่งก็คือความถี่ ผลต่าง ผลบวก และถี่ของสัญญาณที่ทำการคูณกันนั่นเอง



รูปที่ 5.1.5.1 สัญญาณที่ถูก mix แล้วระหว่าง f_1 และ f_2

5.1.6 วิเคราะห์และสรุปผล Crystal Filter

จากการทดลองสามารถสรุปได้ว่า Crystal filter ตัวนี้มีความถี่กลางอยู่ที่ 4.425 MHz และมีความถี่คutoff อยู่ที่ 4.417 และ 4.432 MHz โดยมีแบนวิดท์เพียงแค่ 15 kHz เท่านั้น ซึ่งจะสามารถตัดความถี่ที่ไม่ต้องการได้ค่อนข้างจะมีประสิทธิภาพ

5.1.7 วิเคราะห์และสรุปผลวงจร Logarithmic IF

จากผลการทดลองจะเห็นว่าเมื่ออินพุตมีค่าเพิ่มขึ้น สัญญาณที่ตรวจจับได้ที่เอาต์พุตก็มีค่ามากขึ้นด้วย โดยพบว่าอินพุตที่ความถี่ 4.4 MHz จะมีขนาดสัญญาณที่เอาต์พุตมากกว่าที่ 10 MHz

5.2 การวิเคราะห์และสรุปผลการทดลองของการตอบสนองของสัญญาณที่ Output

จากผลการทดลองพบว่า เมื่อเอาวงจรหลายๆภาคส่วนมารวมกันจะเกิดการลดทอนของสัญญาณเอาต์พุตขึ้น และจะสังเกตได้ว่าเมื่อเอาวงจร MIXER I มาต่อจะให้ให้วงจรเกิดการลดทอนของสัญญาณเกิดขึ้นมากที่สุดเนื่องจากวงจรไม่ได้ทำการ matching วงจรกับ input signal และวงจร VCO

5.3 การวิเคราะห์และสรุปผลการทดลองของการตอบสนองของ Output ของวงจรรวมทั้งหมดที่ Input ค่าต่างๆ

จากตอนที่ 4.2 ซึ่งเราพบว่าวงจรจะมีการตอบสนองต่อสัญญาณที่อินพุตมีค่าต่ำที่สุดเป็น -20 dBm และจะได้เอาต์พุตที่ได้มีค่าเปลี่ยนแปลงตามค่าความถี่ของอินพุตที่เกิดขึ้น และเมื่อเปรียบเทียบกับที่ -10 dBm จะเห็นสัญญาณที่ -10 dBm ได้มีความชัดเจนมากกว่าและเมื่อเพิ่ม แรงดันอินพุตเป็น 0 dBm และที่ 10 dBm จะพบว่าที่ 10 dBm มีรูปสัญญาณที่ชัดเจนที่สุดและที่ 0 dBm, -10 dBm, -20 dBm จะมีความชัดเจนรองลงมาตามลำดับ

บทที่ 6

แนวทางการแก้ไข

จากผลการทดสอบใช้งาน พบว่าประสิทธิภาพโดยรวมยังไม่ดีพอ คือสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีสัญญาณรบกวนปนออกมาด้วย ซึ่งเป็นผลมาจากวงจรกรองสัญญาณยังทำหน้าที่ในการกรองได้ไม่เต็มประสิทธิภาพ แนวทางแก้ไขในส่วนนี้คือจะต้องออกแบบวงจรในส่วนของ Crystal filter ใหม่ให้สามารถทำงานได้เต็มประสิทธิภาพมากกว่านี้ โดยเพิ่มวงจรเมทซิ่งระหว่าง Crystal filter กับวงจร Logarithmic IF

นอกจากนี้ยังพบว่าวงจรยังสามารถปรับปรุงให้ดีขึ้นอีกได้โดยการเพิ่มการตอบสนองของวงจร (ซึ่งก็คือการทำให้วงจรสามารถรับค่าอินพุตต่างๆ ได้นั่นเอง) ด้วยการเพิ่มวงจรเมทซิ่งทั้งในส่วนอินพุตของวงจร Mixer I และส่วนเอาต์พุต VCO ซึ่งจะช่วยให้การลดทอนสัญญาณในส่วนของวงจร Mixer I ลดลง และจะดียิ่งขึ้นอีกถ้าเพิ่มวงจรขยายที่มีการรบกวนต่ำ (Low noise amplifier) เข้าไปหลัง Mixer I และทำการรวมวงจรทั้งหมดไว้ในบอร์ดเดียวกันโดยใช้เทคนิคกราวด์เพลน (Ground plane) ในการออกแบบลายวงจร เพื่อลดการสูญเสียจากสายส่งที่เชื่อมวงจรแต่ละส่วนเข้าด้วยกัน จากการแก้ไขทั้งหมดนี้จะทำให้ได้เครื่องวิเคราะห์ความถี่ที่มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น

เอกสารอ้างอิง

1. ประภากร สุวรรณะ ,“เอกสารประกอบการสอนวิชาอิเล็กทรอนิกส์ 2”
2. ประภากร สุวรรณะ ,“เอกสารประกอบการสอนวิชา High Frequency Communication”
3. Behzad Razavi, RF Microelectronics, July 1997



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

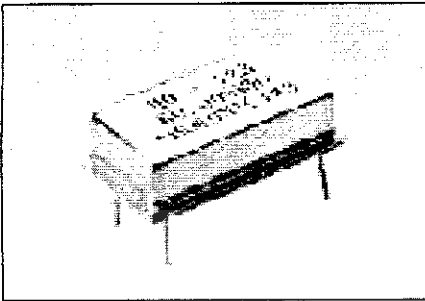


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



FULL SIZE CLOCK OSCILLATORS TTL/HCMOS COMPATIBLE

• HO-12&15 Series



The HO-12 series oscillator is TTL/HCMOS compatible HO-15 series is with 3.3V powersupply voltage. The metal package with pin #7 case ground acts as shielding to minimize EMI radiation.

FEATURES

- TTL/HCMOS Output compatible
- 14 Pin Full Size
- Industry Standard
- Wide Frequency Range
- Low Cost
- Resistance Weld Package
- 3.3V available

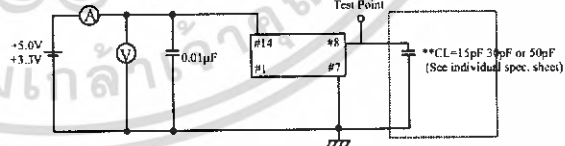
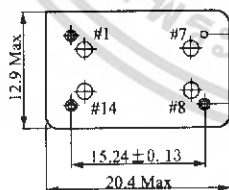
Electrical Specifications

Parameter	Condition	HO-12	HO-15
Frequency Range	F_o	0.5MHz~100.00MHz	0.5MHz~125.00MHz
Frequency Stability*	All Condition*	$\pm 25\text{ppm}, \pm 50\text{ppm}, \pm 100\text{ppm}$	
Operating Temperature Range	T_{OPR}	0°C~70°C(-40°C~+85°C option)	
Storage Temperature Range	T_{STG}	-55°C~+125°C	
Power supply Voltage	V_{DD}	5.0V+/-10%	3.3V+/-10%
Aging(First Year)		$25^\circ\text{C} \pm 3^\circ\text{C}$ $\pm 5\text{ppm}$	
Supply Current	I_{DD}	0.5MHz to 23.999MHz	20mA Max
		24.000MHz to 49.999MHz	30mA Max
		50.000MHz to 69.999MHz	40mA Max
		70.000MHz to 125.000MHz	60mA Max
Output Symmetry	Sym	1/2 V_{DD} 40/60%(45/55% Option)	
Rise time	T_r	10% V_{DD} ~90% V_{DD}	10 nS Max
Fall Time	T_f	90% V_{DD} ~10% V_{DD}	10 nS Max
Output Voltage	V_{OH}	90% V_{DD} min	
	V_{OL}	10% V_{DD} max	
Output load	TTL Load	1~10TTL	1~5TTL
	HCMOS Load	~50M:50pF ~70M:30pF ~100M:15pF	~50M:30pF ~125M:15pF
Start-up Time	T_s	10mS Max	

*Include: 25°C tolerance, operating temperature range, input voltage change, aging, load change, shock and vibration

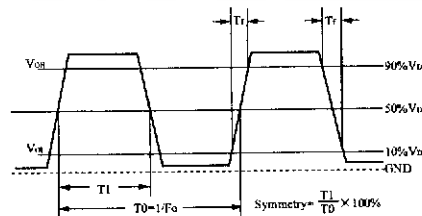
Mechanical Dimensions(mm)

HCOMS Test Circuit



**Includes stray and probe capacitance

HOCMS Output Waveform



Pin	Connection
#1	N.C.
#7	GND
#8	Output
#14	V_{DD}

TAIWAN:

HOSONIC ELECTRONIC CO., LTD.
23-1 LANE 84, CHUN YING ST. SHULIN CHEN,
TAIPEI 23804, TAIWAN, R.O.C.

☎: 886-2-86875200
☎: 886-2-26816456

CHINA:

HANGZHOU HOSONIC ELECTRONIC CO., LTD.
XUNSHAN LIANGZHU TOWN MOGANSHAN ROAD
HANGZHOU, ZHEJIANG, CHINA

☎: (86)-571-88778189
☎: (86)-571-88778857

WEB SITE: <http://www.hosonic.com.tw>

Specifications are subject to change without notice

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นที่มีเหตุเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC3356

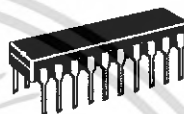
Wideband FSK Receiver

The MC3356 includes Oscillator, Mixer, Limiting IF Amplifier, Quadrature Detector, Audio Buffer, Squelch, Meter Drive, Squelch Status output, and Data Shaper comparator. The MC3356 is designed for use in digital data communications equipment.

- Data Rates up to 500 kilobaud
- Excellent Sensitivity: -3 dB Limiting Sensitivity
 $30 \mu\text{Vrms}$ @ 100 MHz
- Highly Versatile, Full Function Device, yet Few External Parts are Required
- Down Converter Can be Used Independently — Similar to NE602

WIDEBAND FSK RECEIVER

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 738

DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751D
(SO-20L)

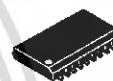
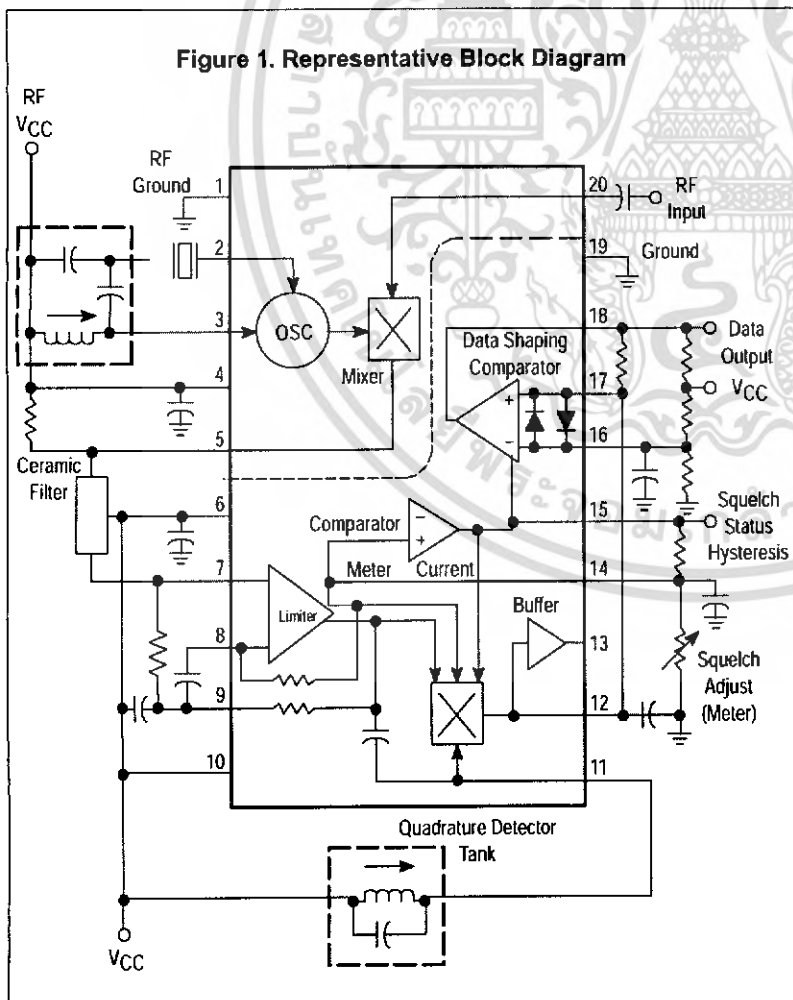
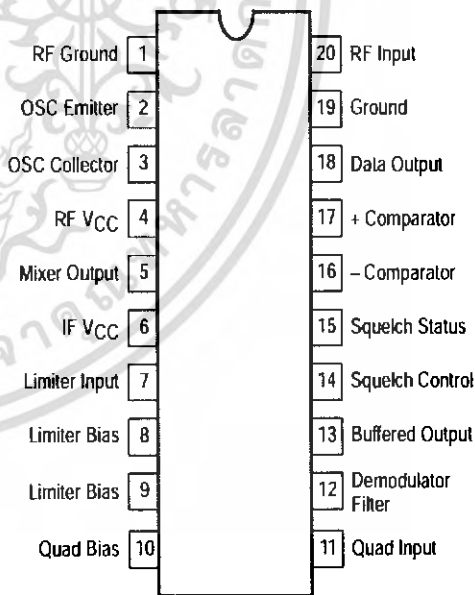


Figure 1. Representative Block Diagram



PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC3356DW	$T_A = -40$ to $+85^\circ\text{C}$	SO-20L
MC3356P		Plastic DIP

Figure 3. Output Components of Signal, Noise, and Distortion

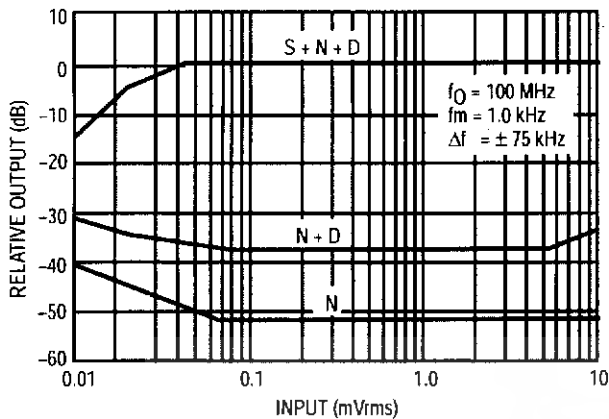
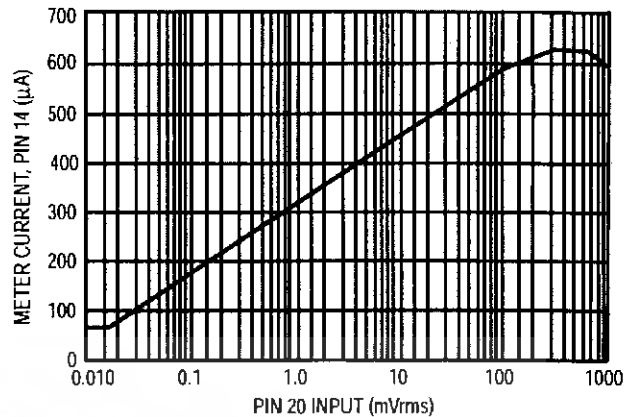


Figure 4. Meter Current versus Signal Input



GENERAL DESCRIPTION

This device is intended for single and double conversion VHF receiver systems, primarily for FSK data transmission up to 500 K baud (250 kHz). It contains an oscillator, mixer, limiting IF, quadrature detector, signal strength meter drive, and data shaping amplifier.

The oscillator is a common base Colpitts type which can be crystal controlled, as shown in Figure 1, or L-C controlled as shown in the other figures. At higher V_{CC} , it has been operated as high as 200 MHz. A mixer/oscillator voltage gain of 2 up to approximately 150 MHz, is readily achievable.

The mixer functions well from an input signal of 10 μ Vrms, below which the squelch is unpredictable, up to about 10 mVrms, before any evidence of overload. Operation up to 1.0 Vrms input is permitted, but non-linearity of the meter output is incurred, and some oscillator pulling is suspected. The AM rejection above 10 mVrms is degraded.

The limiting IF is a high frequency type, capable of being operated up to 50 MHz. It is expected to be used at 10.7 MHz in most cases, due to the availability of standard ceramic resonators. The quadrature detector is internally coupled to the IF, and a 5.0 pF quadrature capacitor is internally provided. The -3dB limiting sensitivity of the IF itself is approximately 50 μ V (at Pin 7), and the IF can accept signals up to 1.0 Vrms without distortion or change of detector quiescent dc level.

The IF is unusual in that each of the last 5 stages of the 6 state limiter contains a signal strength sensitive, current sinking device. These are parallel connected and buffered to produce a signal strength meter drive which is fairly linear for IF input signals of 10 μ V to 100 mVrms (see Figure 4).

A simple squelch arrangement is provided whereby the meter current flowing through the meter load resistance flips a comparator at about 0.8 Vdc above ground. The signal strength at which this occurs can be adjusted by changing the meter load resistor. The comparator (+) input and output are available to permit control of hysteresis. Good positive

action can be obtained for IF input signals of above 30 μ Vrms. The 130 k Ω resistor shown in the test circuit provides a small amount of hysteresis. Its connection between the 3.3 k resistor to ground and the 3.0 k pot, permits adjustment of squelch level without changing the amount of hysteresis.

The squelch is internally connected to both the quadrature detector and the data shaper. The quadrature detector output, when squelched, goes to a dc level approximately equal to the zero signal level unsquelched. The squelch causes the data shaper to produce a high (V_{CC}) output.

The data shaper is a complete "floating" comparator, with back to back diodes across its inputs. The output of the quadrature detector can be fed directly to either input of this amplifier to produce an output that is either at V_{CC} or V_{EE} , depending upon the received frequency. The impedance of the biasing can be varied to produce an amplifier which "follows" frequency detuning to some degree, to prevent data pulse width changes.

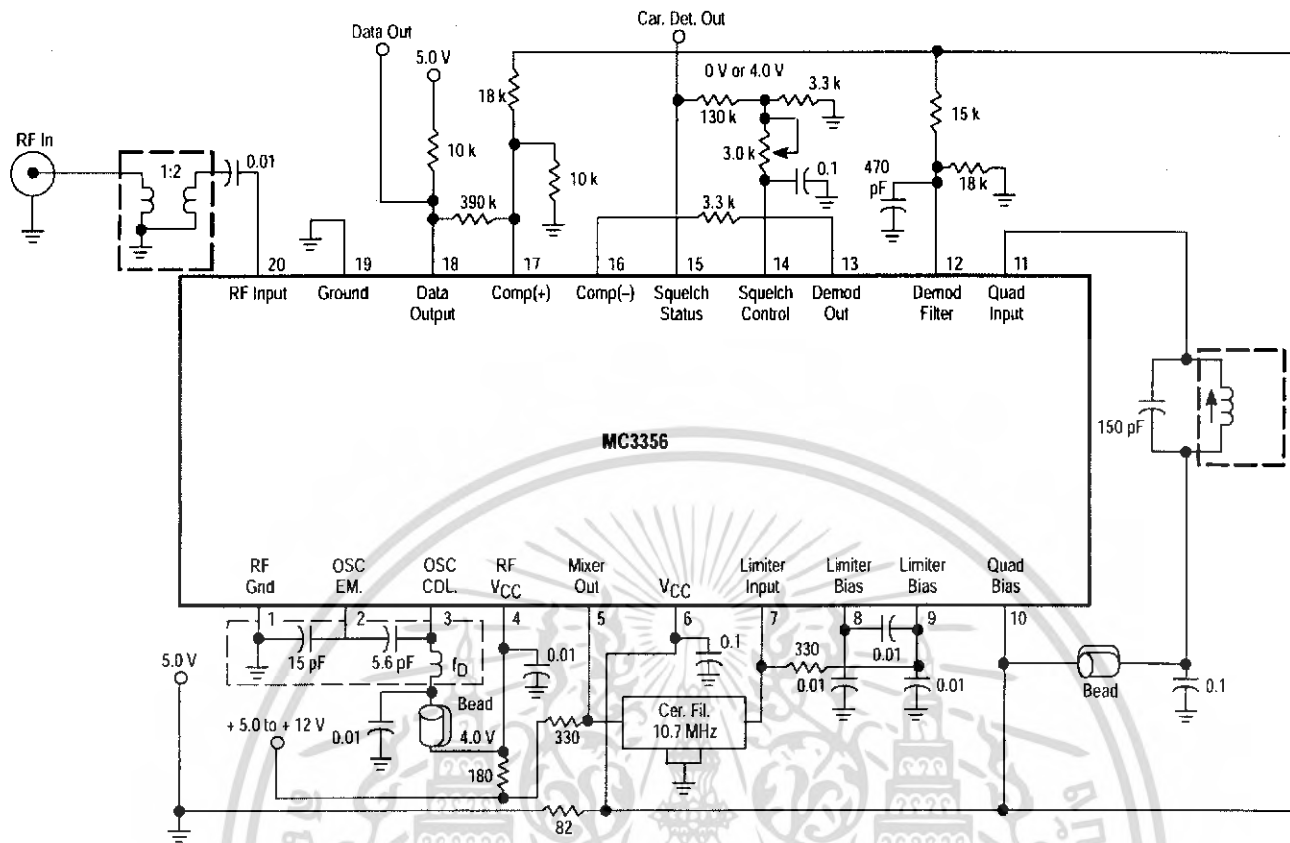
When the data shaper is driven directly from the demodulator output, Pin 13, there may be distortion at Pin 13 due to the diodes, but this is not important in the data application. A useful note in relating high/low input frequency to logic state: low IF frequency corresponds to low demodulator output. If the oscillator is above the incoming RF frequency, then high RF frequency will produce a logic low (input to (+) input of Data Shaper as shown in Figures 1 and 2).

APPLICATION NOTES

The MC3356 is a high frequency/high gain receiver that requires following certain layout techniques in designing a stable circuit configuration. The objective is to minimize or eliminate, if possible, any unwanted feedback.

MC3356

Figure 5. Application with Fixed Bias on Data Shaper



APPLICATION NOTES (continued)

Shielding, which includes the placement of input and output components, is important in minimizing electrostatic or electromagnetic coupling. The MC3356 has its pin connections such that the circuit designer can place the critical input and output circuits on opposite ends of the chip. Shielding is normally required for inductors in tuned circuits.

The MC3356 has a separate V_{CC} and ground for the RF and IF sections which allows good external circuit isolation by minimizing common ground paths.

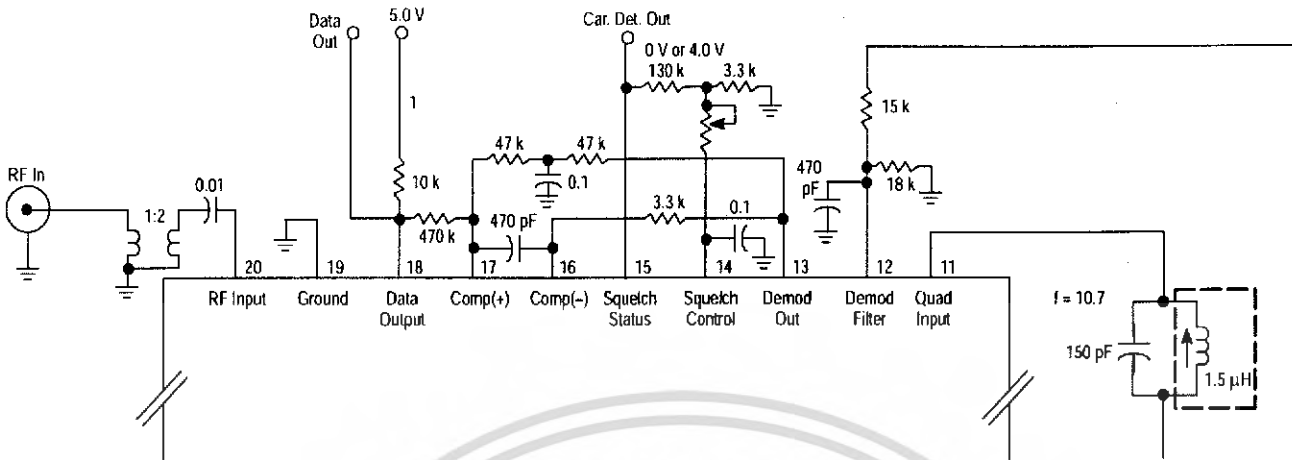
Note that the circuits of Figures 1 and 2 have RF, Oscillator, and IF circuits predominantly referenced to the plus supply rails. Figure 5, on the other hand, shows a suitable means of ground referencing. The two methods produce identical results when carefully executed. It is important to treat Pin 19 as a ground node for either approach. The RF input should be "grounded" to Pin 1 and then the input and the mixer/oscillator grounds (or RF V_{CC} bypasses) should be connected by a low inductance path to Pin 19. IF and detector sections should also have their

bypasses returned by a separate path to Pin 19. V_{CC} and RF V_{CC} can be decoupled to minimize feedback, although the configuration of Figure 2 shows a successful implementation on a common 5.0 V supply. Once again, the message is: define a supply node and a ground node and return each section to those nodes by separate, low impedance paths.

The test circuit of Figure 2 has a 3 dB limiting level of 30 μV which can be lowered 6 db by a 1:2 untuned transformer at the input as shown in Figures 5 and 6. For applications that require additional sensitivity, an RF amplifier can be added, but with no greater than 20 db gain. This will give a 2.0 to 2.5 μV sensitivity and any additional gain will reduce receiver dynamic range without improving its sensitivity. Although the test circuit operates at 5.0 V, the mixer/oscillator optimum performance is at 8.0 V to 12 V. A minimum of 8.0 V is recommended in high frequency applications (above 150 MHz), or in PLL applications where the oscillator drives a prescaler.

MC3356

Figure 6. Application with Self-Adjusting Bias on Data Shaper



APPLICATION NOTES (continued)

Depending on the external circuit, inverted or noninverted data is available at Pin 18. Inverted data makes the higher frequency in the FSK signal a "one" when the local oscillator is above the incoming RF. Figure 5 schematic shows the comparator with hysteresis. In this circuit the dc reference voltage at Pin 17 is about the same as the demodulated output voltage (Pin 13) when no signal is present. This type circuit is preferred for systems where the data rates can drop to zero. Some systems have a low frequency limit on the data rate, such as systems using the MC3850 ACIA that has a start or stop bit. This defines the low frequency limit that can appear in the data stream.

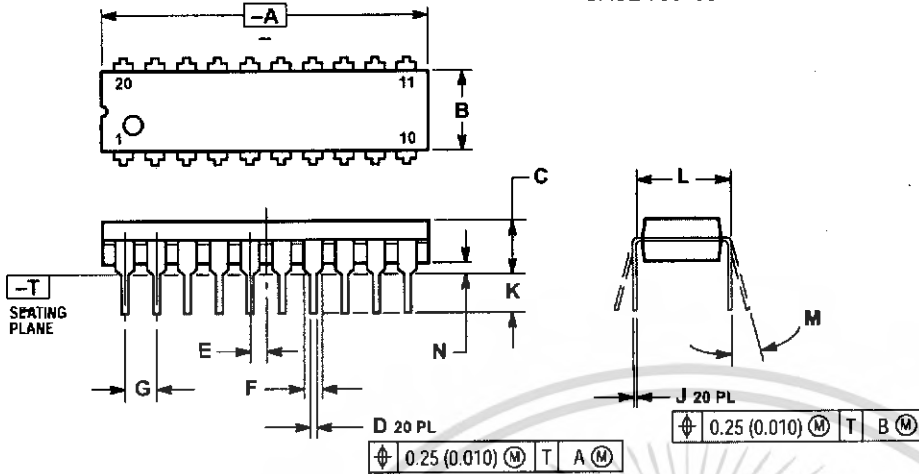
Figure 5 circuit can then be changed to a circuit configuration as shown in Figure 6. In Figure 6 the reference voltage for the comparator is derived from the demodulator output through a low pass circuit where τ is much lower than the lowest frequency data rate. This and similar circuits will compensate for small tuning changes (or drift) in the quadrature detector.

Squelch status (Pin 15) goes high (squelch off) when the input signal becomes greater than some preset level set by the resistance between Pin 14 and ground. Hysteresis is added to the circuit externally by the resistance from Pin 14 to Pin 15.

MC3356

OUTLINE DIMENSIONS

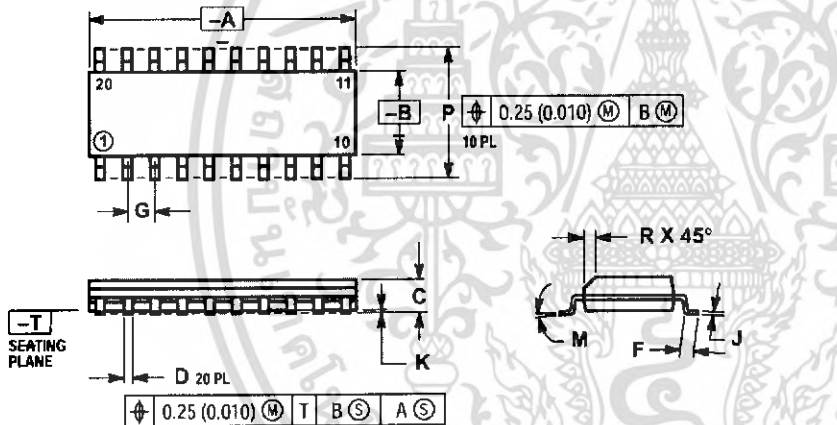
P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 738-03



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION "L" TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.
 4. DIMENSION "B" DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
 5. 738-02 OBSOLETE. NEW STANDARD 738-03.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	25.66	27.17	1.010	1.070
B	6.10	6.60	0.240	0.260
C	3.81	4.57	0.150	0.180
D	0.39	0.55	0.015	0.022
E	1.27 BSC		0.050 BSC	
F	1.27	1.77	0.050	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
J	0.21	0.38	0.008	0.015
K	2.80	3.55	0.110	0.140
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	0.51	1.01	0.020	0.040


DW SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751D-03 (SO-20L)



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSION A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
 5. 751D-01, AND -02 OBSOLETE. NEW STANDARD 751D-03.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	12.65	12.95	0.499	0.510
B	7.40	7.60	0.292	0.299
C	2.35	2.65	0.093	0.104
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.50	0.90	0.020	0.035
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.25	0.32	0.010	0.012
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	10.05	10.55	0.395	0.415
R	0.25	0.75	0.010	0.029



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217. 1-303-675-2140 or 1-800-441-2447

JAPAN: Motorola Japan Ltd., SPS, Technical Information Center, 3-20-1,
Minami-Azabu, Minato-ku, Tokyo 106-8573 Japan. 81-3-3440-3569

Technical Information Center: 1-800-521-6274

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; Silicon Harbour Centre,
2, Dai King Street, Tai Po Industrial Estate, Tai Po, N.T., Hong Kong.
852-26668334

HOME PAGE: <http://www.motorola.com/semiconductors/>



MOTOROLA

ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเฉพาะเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

MC3356/D

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

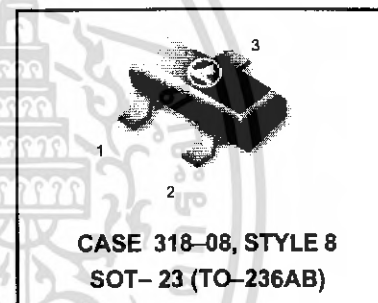
Silicon Tuning Diode

These devices are designed in the popular PLASTIC PACKAGE for high volumerequirements of FM Radio and TV tuning and AFC, general frequency control andtuning applications.They provide solid–state reliability in replacement of mechanical tuning methods. Also available in Surface Mount Package up to 33pF.

- High Q
- Controlled and Uniform Tuning Ratio
- Standard Capacitance Tolerance —10%
- Complete Typical Design Curves

MMBV2101LT1
MMBV2103LT1
MMBV2105LT1
MMBV2107LT1
MMBV2108LT1
MMBV2109LT1
MV2101 MV2104
MV2106 MV2108
MV2109 MV2111
MV2115

6.8-100p
30 VOLTS
VOLTAGE VARIABLE
CAPACITANCE DIODES



MAXIMUM RATINGS(EACH DIODE)

Rating	Symbol	MV21XX	MMBV21XXLT1	Unit
Reverse Voltage	V_R	30		Vdc
Forward Current	I_F	200		mAdc
Forward power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	P_D	280	225	mW
Derate above 25°C		2.8	1.8	mW/ $^\circ\text{C}$
Junction Temperature	T_J	+150		$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +150		$^\circ\text{C}$

DEVICE MARKING

MMBV2101LT1=M4G MMBV2107LT1=4W
 MMBV2103LT1=4H MMBV2108LT1=4X
 MMBV2105LT1=4U MMBV2109LT1=4J

ELECTRICAL CHARACTERISTICS($T_A=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Reverse Breakdown Voltage ($I_R=1.0\mu\text{Adc}$)	$V_{(BR)R}$	30	—	—	Vdc
Reverse Voltage Leakage Current ($V_R=25\text{Vdc}, T_A=25^\circ\text{C}$)	I_R	—	—	0.1	μAdc
Diode Capacitance Temperature Coefficient ($V_R=4.0\text{Vdc}, f=1.0\text{MHz}$)	TC_C	—	280	—	ppm/ $^\circ\text{C}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

MMBV2101LT1 MMBV2103LT1 MMBV2105LT1
MMBV2107LT1 MMBV2108LT1 MMBV2109LT1
MV2101 MV2104 MV2105 MV2108 MV2109
MV2111 MV2115

Device	C _T , Diode Capacitance V _R = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz pF			Q, Figure of Merit V _R = 4.0 Vdc, f = 50 MHz	T _R , Tuning Ratio C ₂ /C ₃₀ f = 1.0 MHz		
	Min	Nom	Max	Typ	Min	Typ	Max
MMBV2101LT1/MV2101	6.1	6.8	7.5	450	2.5	2.7	3.2
MMBV2103LT1	9.0	10	11	400	2.5	2.9	3.2
MV2104	10.8	12	13.2	400	2.5	2.9	3.2
MMBV2105LT1/MV2105	13.5	15	16.5	400	2.5	2.9	3.2
MMBV2107LT1	19.8	22	24.2	350	2.5	2.9	3.2
MMBV2108LT1/MV2108	24.3	27	29.7	300	2.5	3.0	3.2
MMBV2109LT1/MV2109	29.7	33	36.3	200	2.5	3.0	3.2
MV2111	42.3	47	51.7	150	2.5	3.0	3.2
MV2115	90	100	110	100	2.6	3.0	3.3

MMBV2101LT1, MMBV2103LT1, MMBV2105LT1, MMBV2107LT1 thru MMBV2109LT1, are also available in bulk.
 Use the device title and drop the "T1" suffix when ordering any of these devices in bulk.

PARAMETER TEST METHODS

1. C_T, DIODE CAPACITANCE

(C_T = C_c + C_j). C_T is measured at 1.0 MHz using a ca-pacitance bridge (Boonton Electronics Model 75A or equivalent).

2. T_R, TUNING RATIO

T_R is the ratio of C_T measured at 2.0 Vdc divided by C_T measured at 30 Vdc.

3. Q, FIGURE OF MERIT

Q is calculated by taking the G and C readings of an ad-mittance bridge at the specified frequency and substituting in the following equations:

$$Q = \frac{2\pi f C}{G}$$

(Boonton Electronics Model 33As8 or equivalent). Use

Lead Length $\approx 1/16"$.

4. TC_c, DIODE CAPACITANCE TEMPERATURE COEFFICIENT

TC_c is guaranteed by comparing C_T at V_R=4.0Vdc, f=1.0MHz, T_A= -65°C with C_T at V_R=4.0Vdc, f=1.0MHz, T_A= +85°C in the following equation, which defines TC_c:

$$TC_c = \left| \frac{C_T(+85^\circ C) - C_T(-65^\circ C)}{85+65} \right| \cdot \frac{10^6}{C_T(25^\circ C)}$$

Accuracy limited by measurement of C_T to ± 0.1 pF.

MMBV2101LT1 MMBV2103LT1 MMBV2105LT1
MMBV2107LT1 MMBV2108LT1 MMBV2109LT1
MV2101 MV2104 MV2105 MV2108 MV2109
MV2111 MV2115

TYPICAL DEVICE CHARACTERISTICS

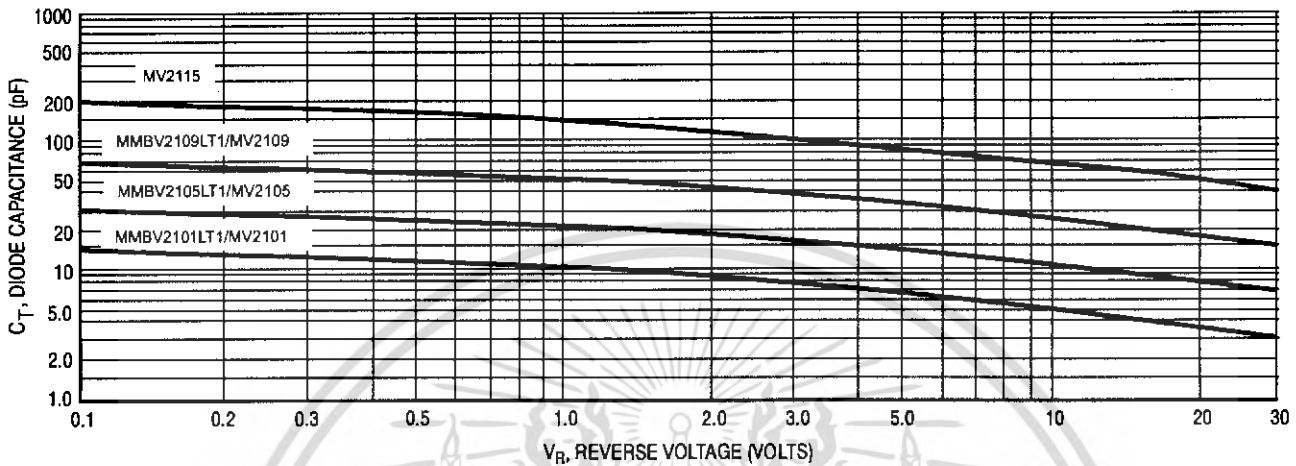


Figure 1. Diode Capacitance versus Reverse Voltage

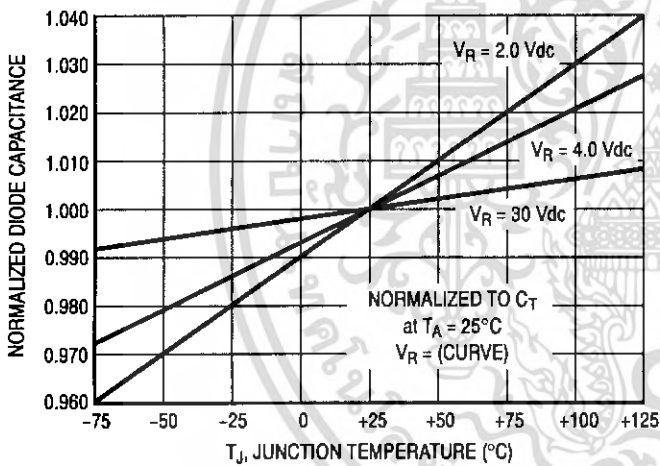


Figure 2. Normalized Diode Capacitance versus Junction Temperature

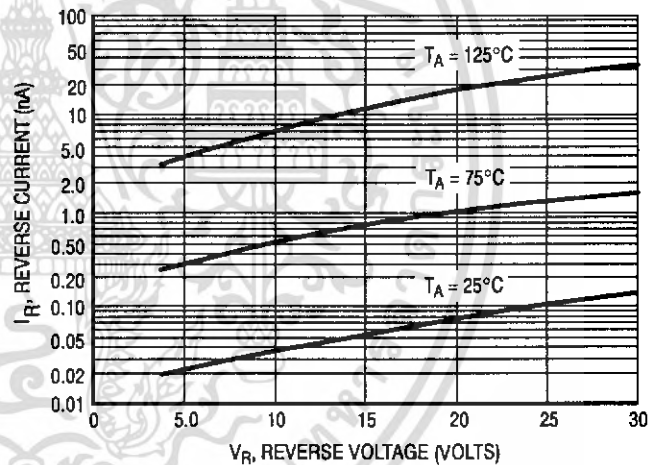


Figure 3. Reverse Current versus Reverse Bias Voltage

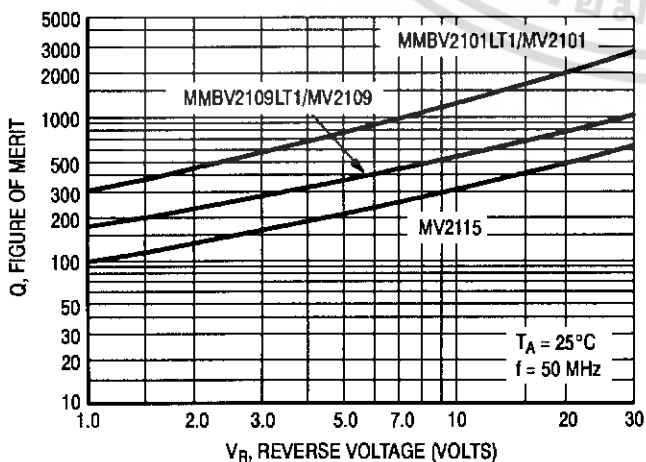


Figure 4. Figure of Merit versus Reverse Voltage

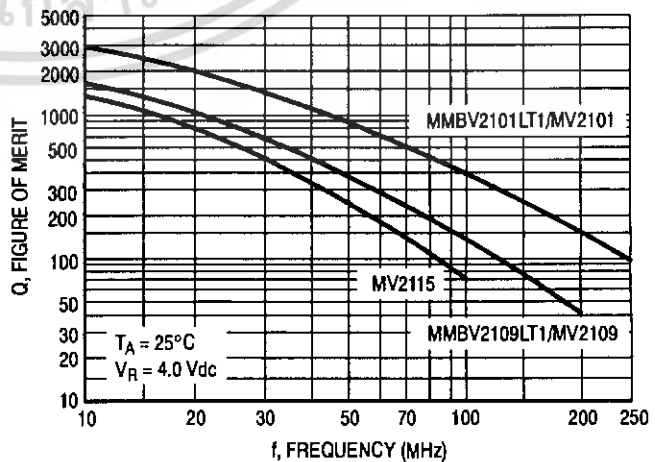


Figure 5. Figure of Merit versus Frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

NPN EPITAXIAL SILICON RF TRANSISTOR
FOR HIGH-FREQUENCY LOW-NOISE AMPLIFICATION

DESCRIPTION

The 2SC3355 is an NPN silicon epitaxial transistor designed for low noise amplifier at VHF, UHF and CATV band. It has large dynamic range and good current characteristic.

FEATURES

- Low noise and high gain
NF = 1.1 dB TYP., $G_a = 8.0$ dB TYP. @ $V_{CE} = 10$ V, $I_c = 7$ mA, $f = 1$ GHz
NF = 1.8 dB TYP., $G_a = 9.0$ dB TYP. @ $V_{CE} = 10$ V, $I_c = 40$ mA, $f = 1$ GHz
- High power gain : MAG = 11 dB TYP. @ $V_{CE} = 10$ V, $I_c = 20$ mA, $f = 1$ GHz

★ ORDERING INFORMATION

Part Number	Quantity	Supplying Form
2SC3355	500 pcs (Non reel)	• 18 mm wide radial taping
2SC3355-T	2.5 kpcs/box (Box type)	• Supplying paper tape with in a box

Remark To order evaluation samples, contact your nearby sales office.
The unit sample quantity is 500 pcs.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_A = +25^\circ\text{C}$)

Parameter	Symbol	Ratings	Unit
Collector to Base Voltage	V_{CBO}	20	V
Collector to Emitter Voltage	V_{CEO}	12	V
Emitter to Base Voltage	V_{EBO}	3.0	V
Collector Current	I_c	100	mA
Total Power Dissipation	P_{tot}	600	mW
Junction Temperature	T_j	150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

Caution Observe precautions when handling because these devices are sensitive to electrostatic discharge.

The information in this document is subject to change without notice. Before using this document, please confirm that this is the latest version.
Not all devices/types available in every country. Please check with local NEC Compound Semiconductor Devices representative for availability and additional information.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = +25°C)

Parameter	Symbol	Test Conditions	MIN.	TYP.	MAX.	Unit
DC Characteristics						
Collector Cut-off Current	I _{CEO}	V _{CB} = 10 V, I _E = 0 mA	–	–	1.0	μA
Emitter Cut-off Current	I _{EB0}	V _{EB} = 1.0 V, I _C = 0 mA	–	–	1.0	μA
DC Current Gain	h _{FE} ^{Note 1}	V _{CE} = 10 V, I _C = 20 mA	50	120	300	–
RF Characteristics						
Gain Bandwidth Product	f _r	V _{CE} = 10 V, I _C = 20 mA	–	6.5	–	GHz
Insertion Power Gain	S _{21e} ²	V _{CE} = 10 V, I _C = 20 mA, f = 1 GHz	–	9.5	–	dB
Noise Figure (1)	NF	V _{CE} = 10 V, I _C = 7 mA, f = 1 GHz	–	1.1	–	dB
Noise Figure (2)	NF	V _{CE} = 10 V, I _C = 40 mA, f = 1 GHz	–	1.8	3.0	dB
Output Capacitance	C _{ob} ^{Note 2}	V _{CB} = 10 V, I _E = 0 mA, f = 1 MHz	–	0.65	1.0	pF

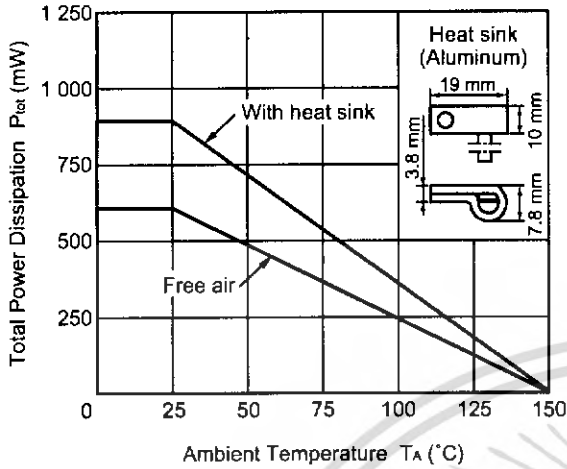
- ★ **Notes 1.** Pulse measurement: PW ≤ 350 μs, Duty Cycle ≤ 2%
- ★ **2.** Collector to base capacitance when the emitter grounded

h_{FE} CLASSIFICATION

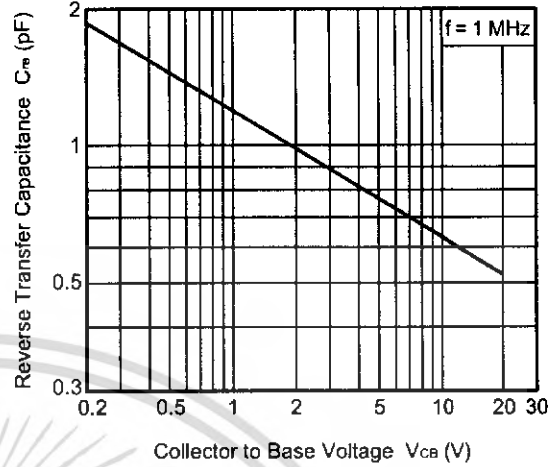
Rank	K
Marking	K
h _{FE} Value	50 to 300

TYPICAL CHARACTERISTICS (TA = +25°C, unless otherwise specified)

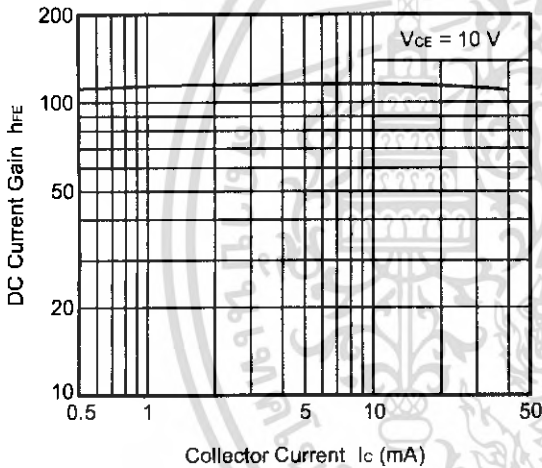
TOTAL POWER DISSIPATION vs. AMBIENT TEMPERATURE



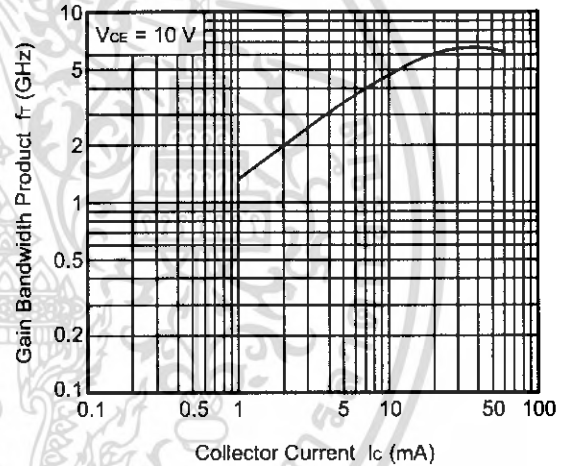
REVERSE TRANSFER CAPACITANCE vs. COLLECTOR TO BASE VOLTAGE



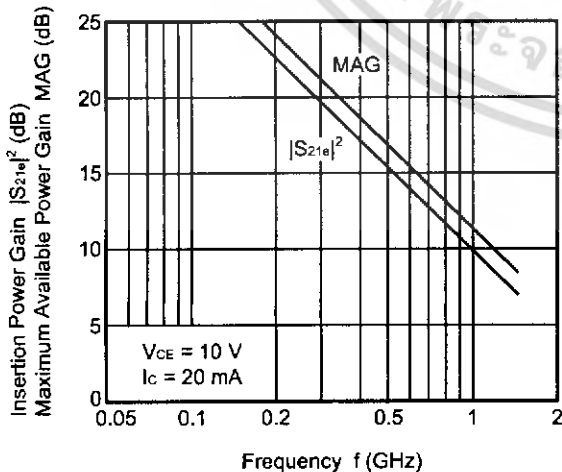
DC CURRENT GAIN vs. COLLECTOR CURRENT



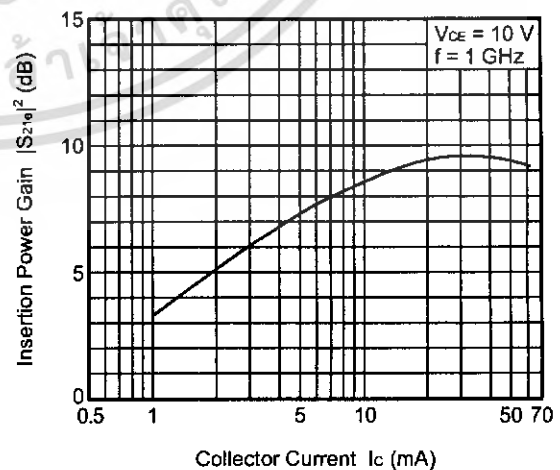
GAIN BANDWIDTH PRODUCT vs. COLLECTOR CURRENT



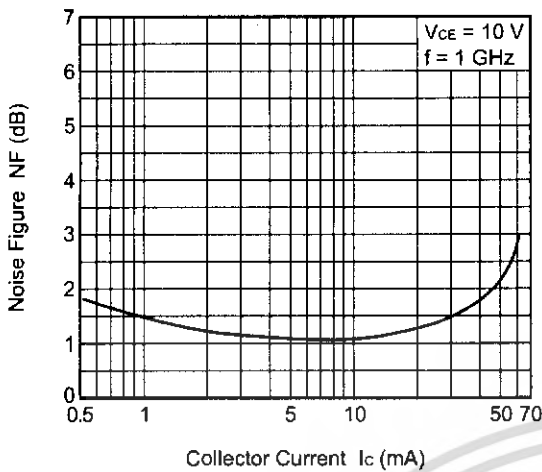
INSERTION POWER GAIN, MAG vs. FREQUENCY



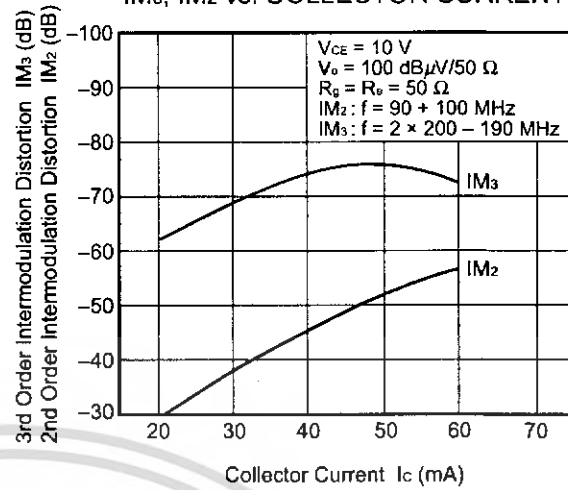
INSERTION POWER GAIN vs. COLLECTOR CURRENT



NOISE FIGURE vs. COLLECTOR CURRENT



IM₃, IM₂ vs. COLLECTOR CURRENT



Remark The graphs indicate nominal characteristics.

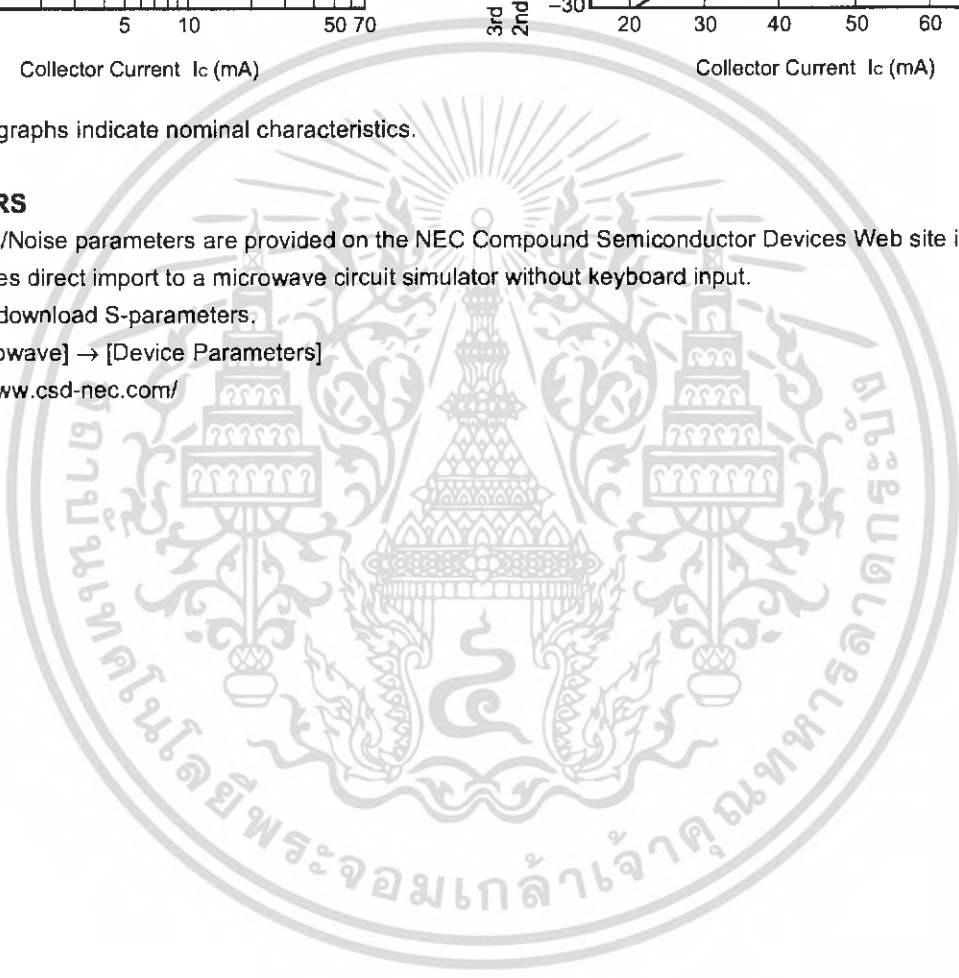
S-PARAMETERS

S-parameters/Noise parameters are provided on the NEC Compound Semiconductor Devices Web site in a form (S2P) that enables direct import to a microwave circuit simulator without keyboard input.

Click here to download S-parameters.

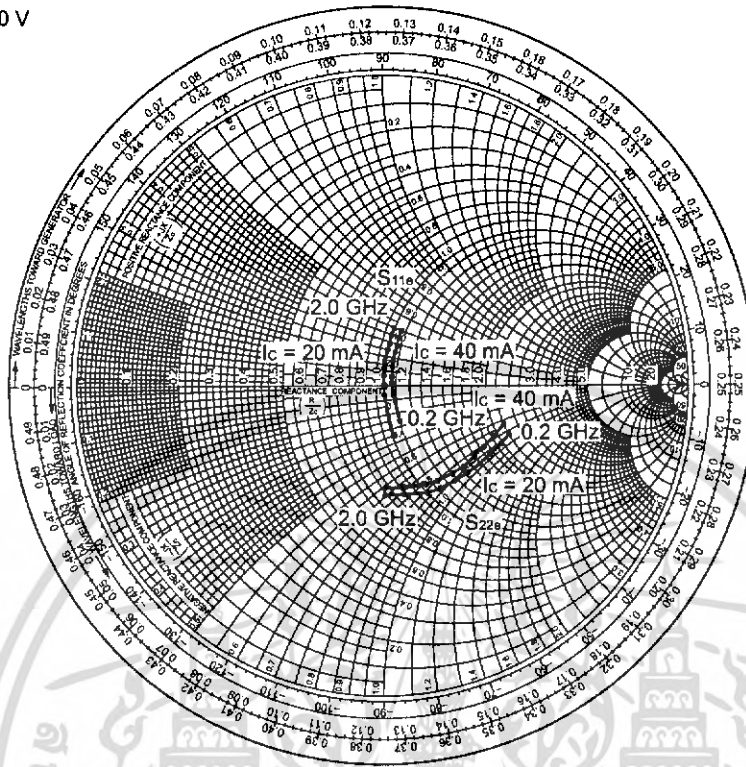
[RF and Microwave] → [Device Parameters]

URL <http://www.csd-nec.com/>

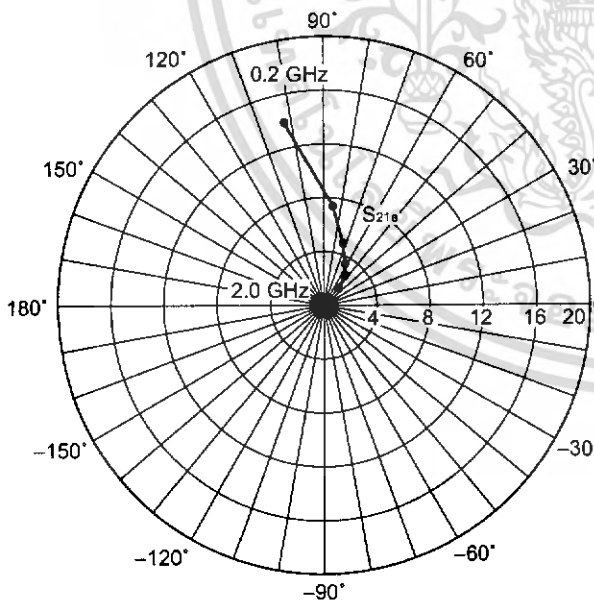


SMITH CHART

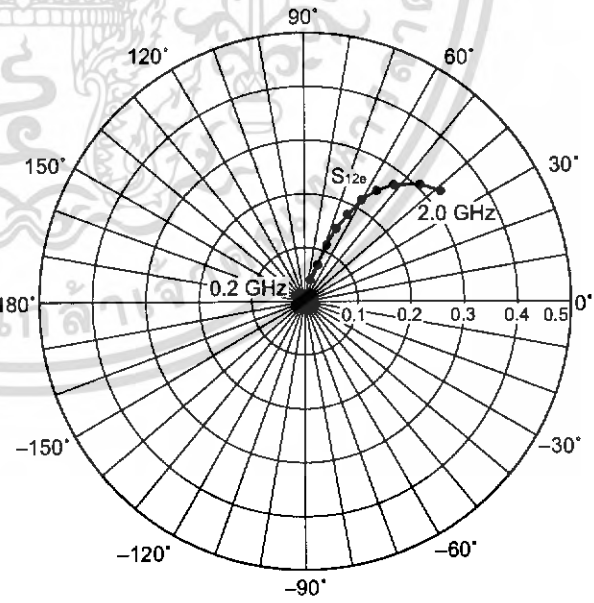
S_{11e}, S_{22e}-FREQUENCY
 CONDITION : V_{CE} = 10 V



S_{21e}-FREQUENCY
 CONDITION : V_{CE} = 10 V, I_c = 40 mA



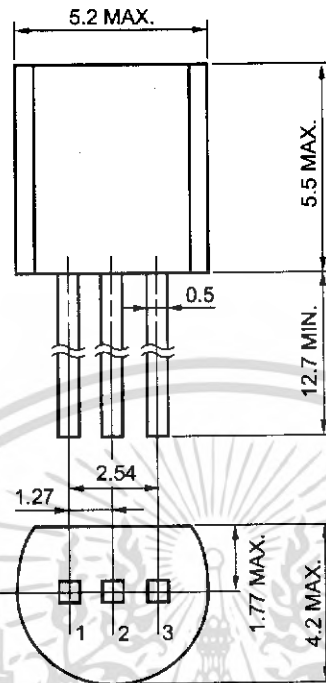
S_{12e}-FREQUENCY
 CONDITION : V_{CE} = 10 V, I_c = 40 mA



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 Data Sheet PU10208EJ01V0DS
 ไม่สามารถแก้ไขได้ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

★ PACKAGE DIMENSIONS

TO-92 (UNIT: mm)



PIN CONNECTIONS

- 1. Base EIAJ : SC-43B
- 2. Emitter JEDEC: TO-92
- 3. Collector IEC : PA33

6 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ Data Sheet PU10208EJ01V0DS นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- **The information in this document is current as of April, 2003. The information is subject to change without notice. For actual design-in, refer to the latest publications of NEC's data sheets or data books, etc., for the most up-to-date specifications of NEC semiconductor products. Not all products and/or types are available in every country. Please check with an NEC sales representative for availability and additional information.**
 - No part of this document may be copied or reproduced in any form or by any means without prior written consent of NEC. NEC assumes no responsibility for any errors that may appear in this document.
 - NEC does not assume any liability for infringement of patents, copyrights or other intellectual property rights of third parties by or arising from the use of NEC semiconductor products listed in this document or any other liability arising from the use of such products. No license, express, implied or otherwise, is granted under any patents, copyrights or other intellectual property rights of NEC or others.
 - Descriptions of circuits, software and other related information in this document are provided for illustrative purposes in semiconductor product operation and application examples. The incorporation of these circuits, software and information in the design of customer's equipment shall be done under the full responsibility of customer. NEC assumes no responsibility for any losses incurred by customers or third parties arising from the use of these circuits, software and information.
 - While NEC endeavours to enhance the quality, reliability and safety of NEC semiconductor products, customers agree and acknowledge that the possibility of defects thereof cannot be eliminated entirely. To minimize risks of damage to property or injury (including death) to persons arising from defects in NEC semiconductor products, customers must incorporate sufficient safety measures in their design, such as redundancy, fire-containment, and anti-failure features.
 - NEC semiconductor products are classified into the following three quality grades:
 "Standard", "Special" and "Specific". The "Specific" quality grade applies only to semiconductor products developed based on a customer-designated "quality assurance program" for a specific application. The recommended applications of a semiconductor product depend on its quality grade, as indicated below. Customers must check the quality grade of each semiconductor product before using it in a particular application.
 "Standard": Computers, office equipment, communications equipment, test and measurement equipment, audio and visual equipment, home electronic appliances, machine tools, personal electronic equipment and industrial robots
 "Special": Transportation equipment (automobiles, trains, ships, etc.), traffic control systems, anti-disaster systems, anti-crime systems, safety equipment and medical equipment (not specifically designed for life support)
 "Specific": Aircraft, aerospace equipment, submersible repeaters, nuclear reactor control systems, life support systems and medical equipment for life support, etc.
- The quality grade of NEC semiconductor products is "Standard" unless otherwise expressly specified in NEC's data sheets or data books, etc. If customers wish to use NEC semiconductor products in applications not intended by NEC, they must contact an NEC sales representative in advance to determine NEC's willingness to support a given application.
- (Note)
- (1) "NEC" as used in this statement means NEC Corporation, NEC Compound Semiconductor Devices, Ltd. and also includes its majority-owned subsidiaries.
 - (2) "NEC semiconductor products" means any semiconductor product developed or manufactured by or for NEC (as defined above).

M8E 00.4-0110



► For further information, please contact

NEC Compound Semiconductor Devices, Ltd.

5th Sales Group, Sales Division TEL: +81-44-435-1588 FAX: +81-44-435-1579 E-mail: salesinfo@csd-nec.com

NEC Compound Semiconductor Devices Hong Kong Limited

Hong Kong Head Office TEL: +852-3107-7303 FAX: +852-3107-7309 E-mail: ncsd-hk@elhk.nec.com.hk

Taipei Branch Office TEL: +886-2-8712-0478 FAX: +886-2-2545-3859

Korea Branch Office TEL: +82-2-558-2120 FAX: +82-2-558-5209

NEC Electronics (Europe) GmbH <http://www.ee.nec.de/>

TEL: +49-211-6503-01 FAX: +49-211-6503-487

California Eastern Laboratories, Inc. <http://www.cel.com/>

TEL: +1-408-988-3500 FAX: +1-408-988-0279

ารใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Double-balanced mixer and oscillator

NE/SA602A

DESCRIPTION

The NE/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 NE/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).

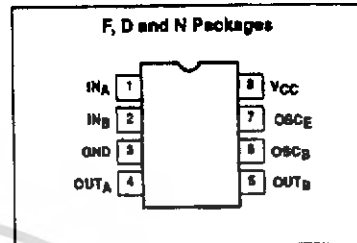
FEATURES

- 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

APPLICATIONS

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

PIN CONFIGURATION



ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE
8-Pin Plastic DIP	0 to +70°C	NE602AN
8-Pin Plastic SO (Surface-mount)	0 to +70°C	NE602AD
8-Pin Cerdip	0 to +70°C	NE602AFE
8-Pin Plastic DIP	-40 to +85°C	SA602AN
8-Pin Plastic SO (Surface-mount)	-40 to +85°C	SA602AD
8-Pin Cerdip	-40 to +85°C	SA602AFE

7110826 0083118 908

April 1990

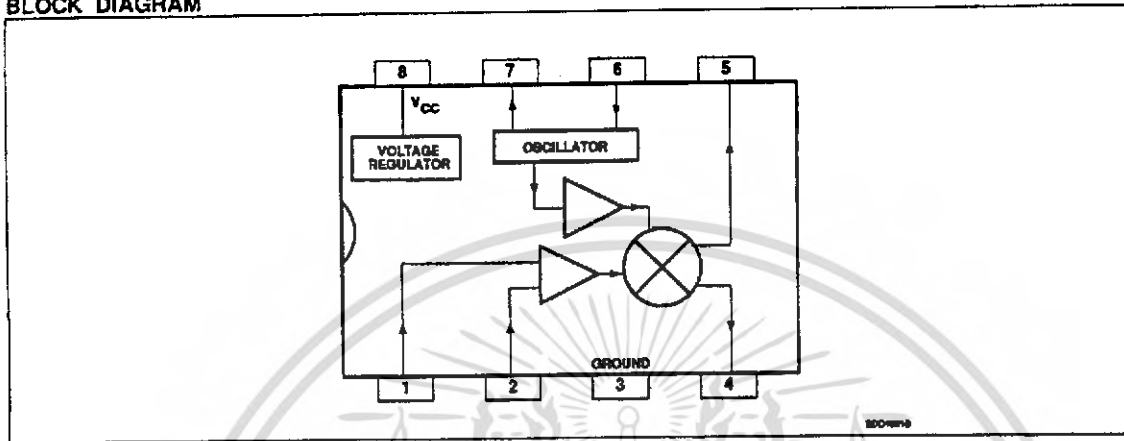
185

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Double-balanced mixer and oscillator

NE/SA602A

BLOCK DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Double-balanced mixer and oscillator

NE/SA602A

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	NE602A	0 to +70
		SA602A	-40 to +85
θ _{JA}	Thermal impedance	D package	90
		N package	75

AC/DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS V_{CC} = +6V, T_A = 25°C; unless otherwise stated

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LIMITS			UNITS
			NE/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 NE/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 NE/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 NE602A should be appropriately scaled.

Besides excellent low power performance well into VHF, the NE/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 3 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 4 shows three single ended output configurations and a balanced output.

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_{r.m.s.}.

Figure 5 shows several proven oscillator circuits. Figure 5a 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 6 shows a Colpitts 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.

7110826 0083120 566

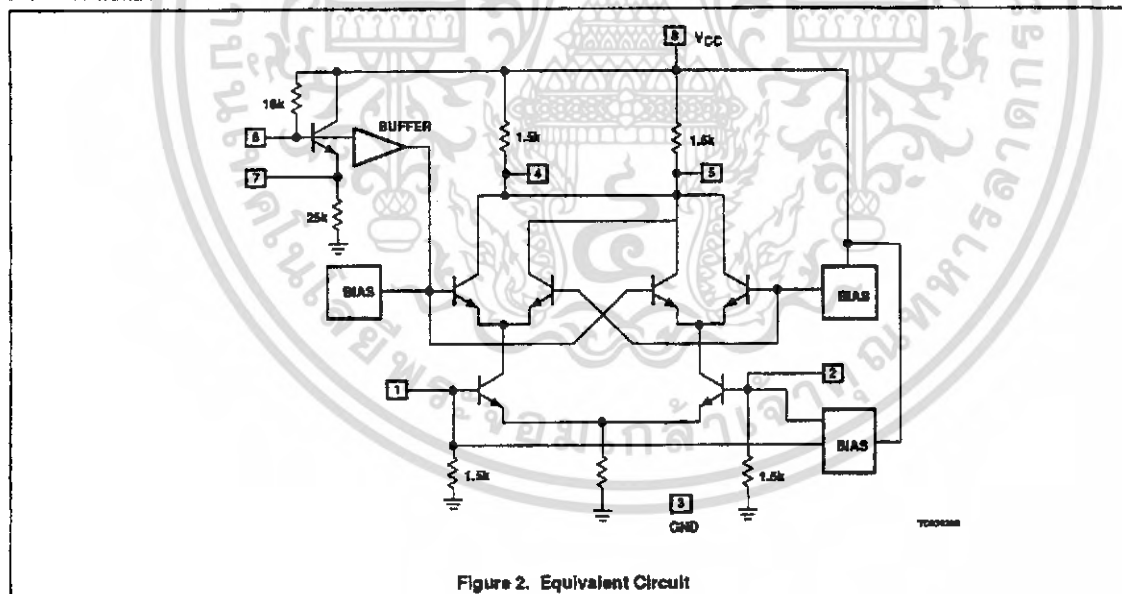
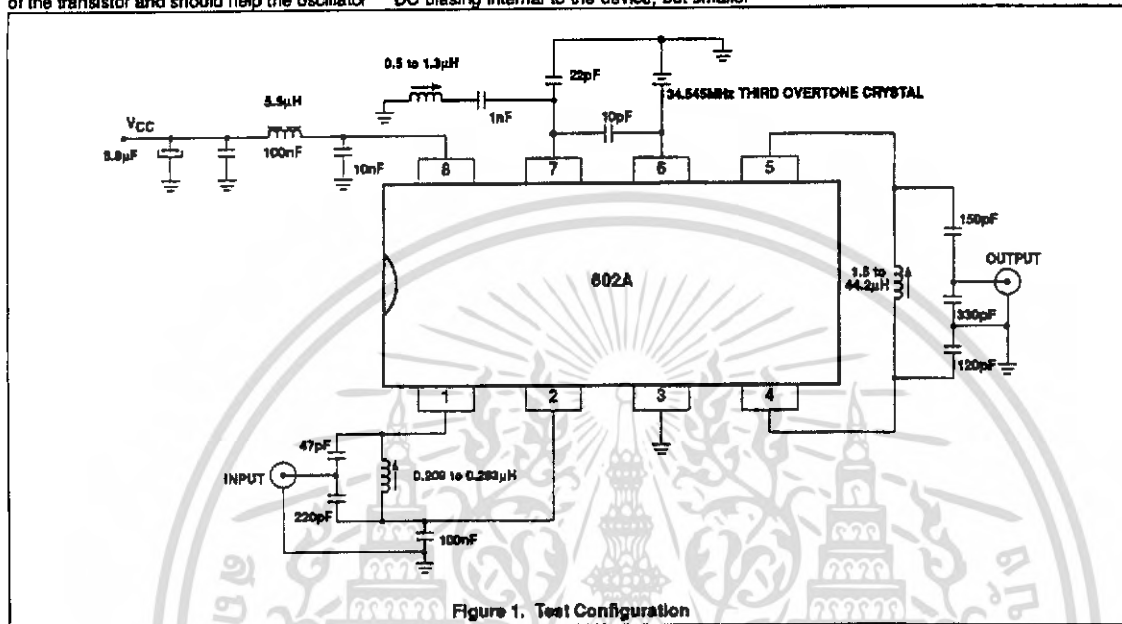
Double-balanced mixer and oscillator

NE/SA602A

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

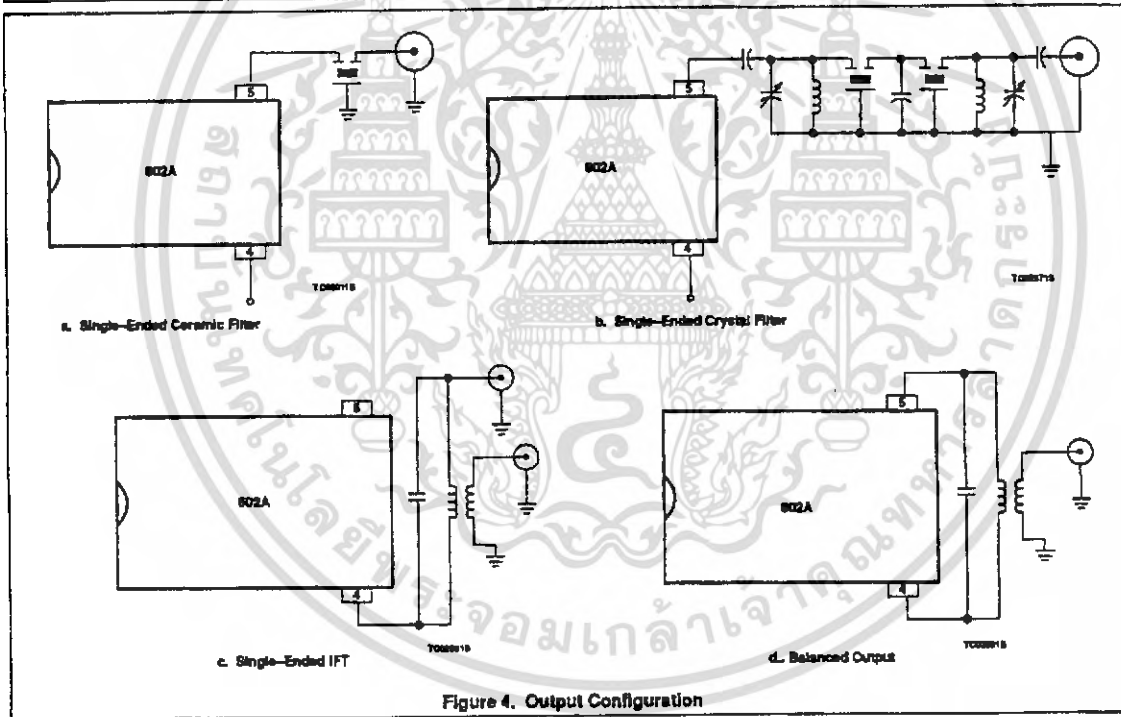
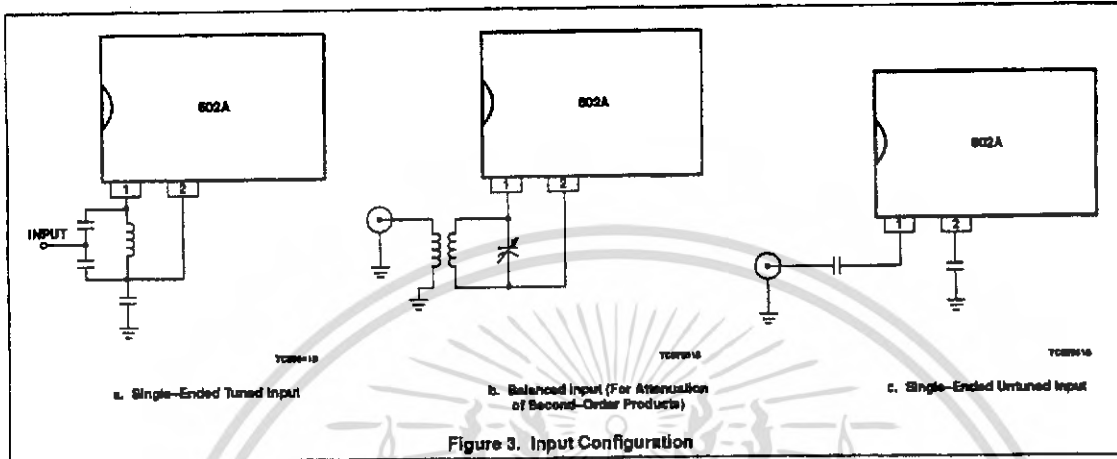
resistance values should be avoided.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Double-balanced mixer and oscillator

NE/SA602A



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Double-balanced mixer and oscillator

NE/SA602A

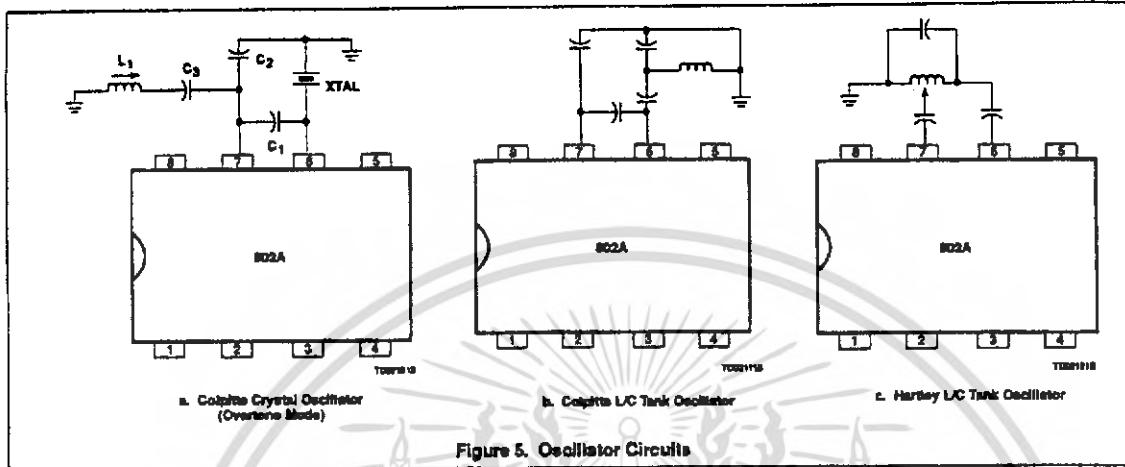
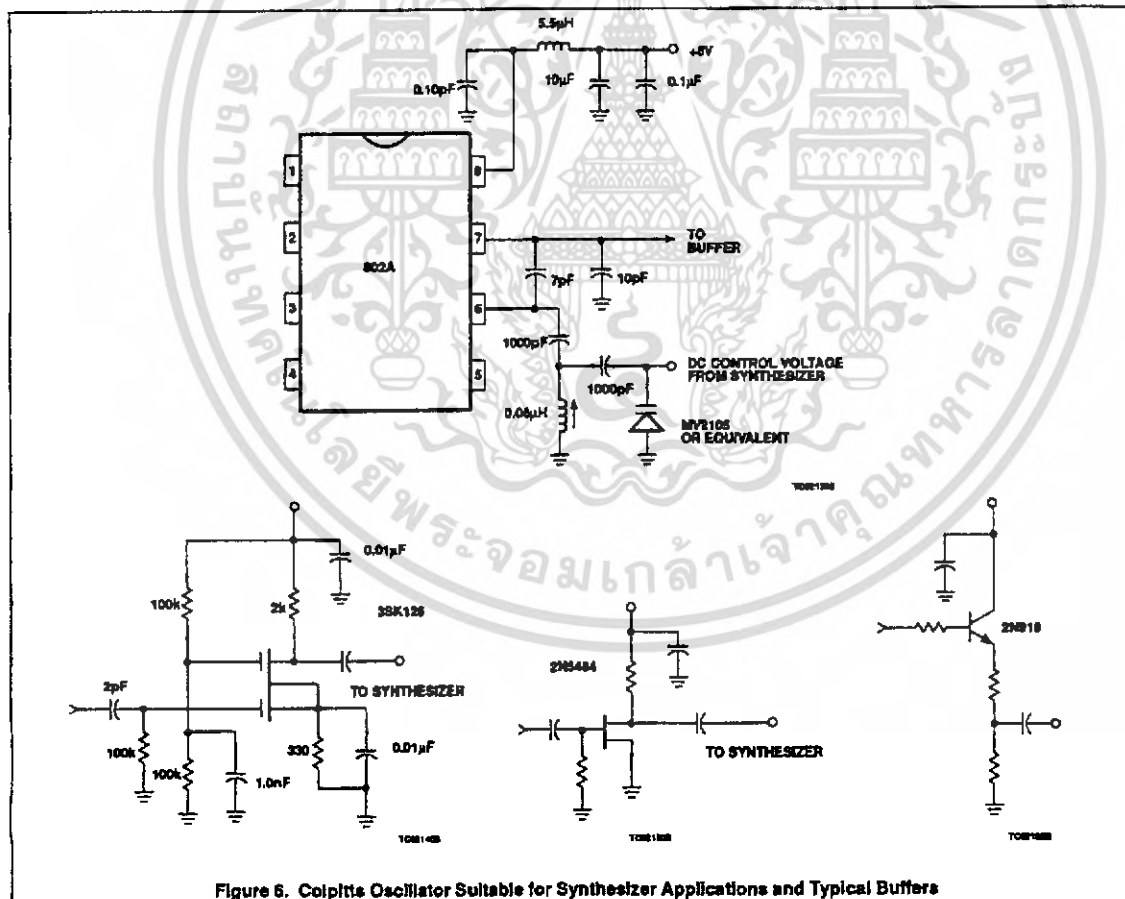


Figure 5. Oscillator Circuits



7110826 0083123 275

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Double-balanced mixer and oscillator

NE/SA602A

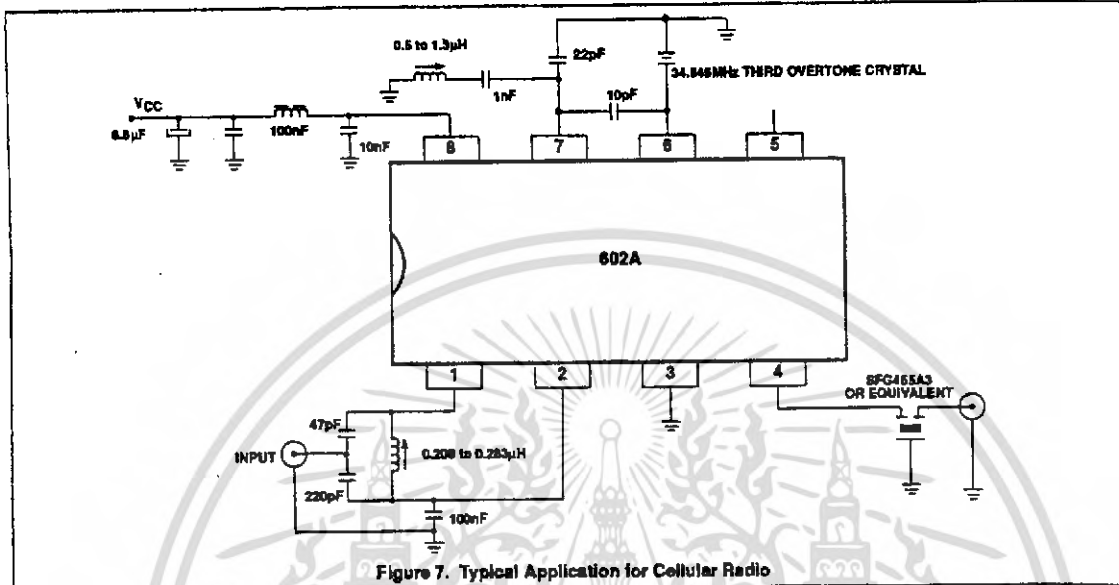


Figure 7. Typical Application for Cellular Radio

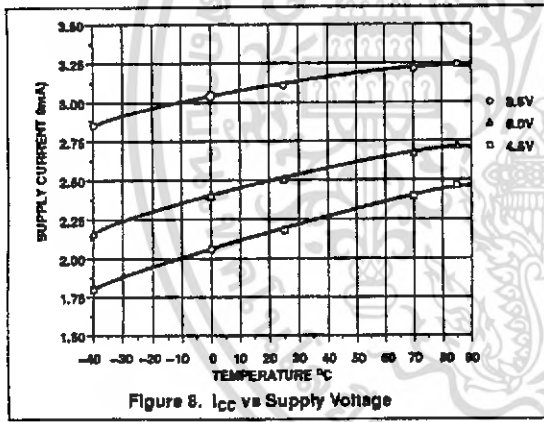


Figure 8. Icc vs Supply Voltage

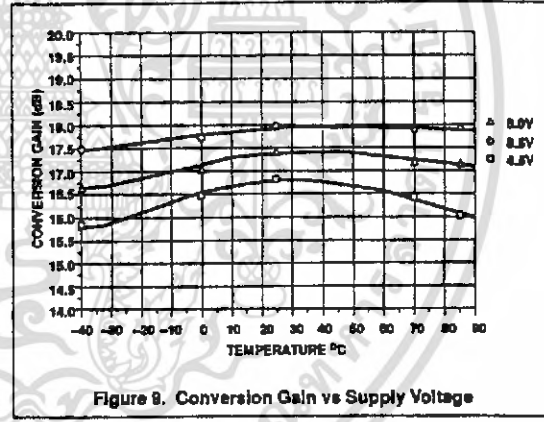


Figure 8. Conversion Gain vs Supply Voltage

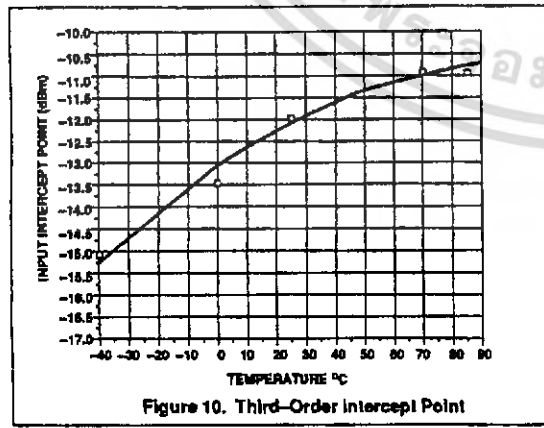


Figure 10. Third-Order Intercept Point

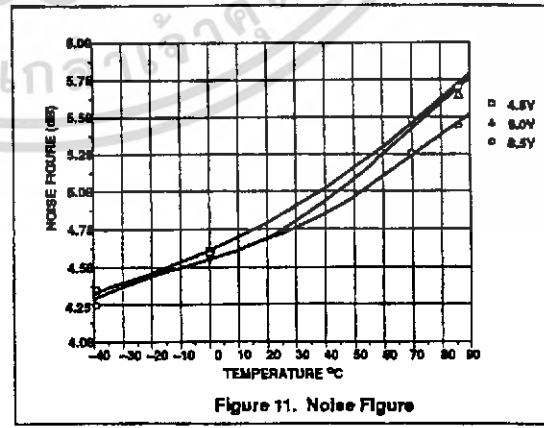


Figure 11. Noise Figure

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Double-balanced mixer and oscillator

NE/SA602A

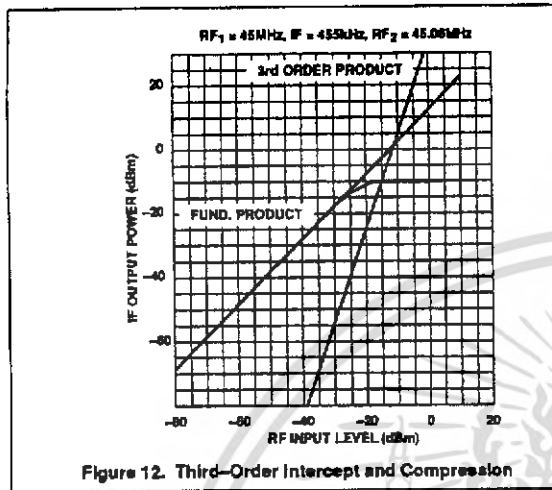


Figure 12. Third-Order Intercept and Compression

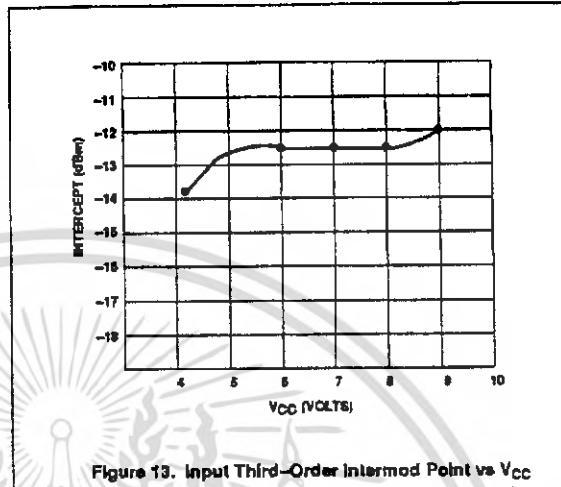
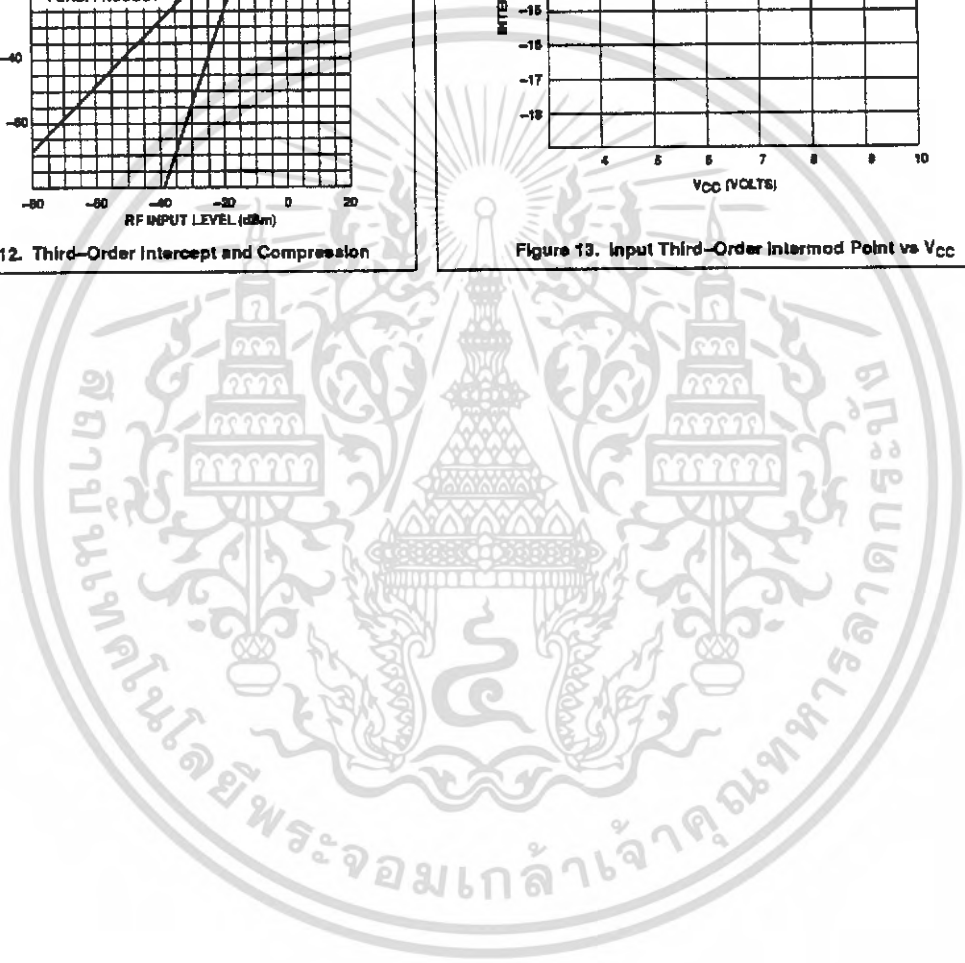


Figure 13. Input Third-Order Intermod Point vs Vcc

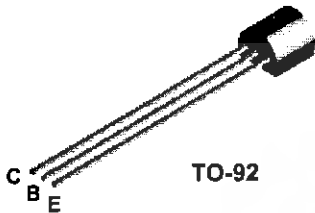


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

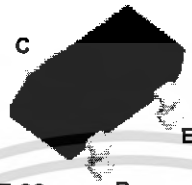
MPS5179

MMBT5179

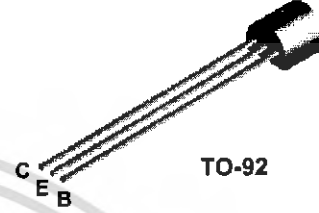
PN5179



TO-92



SOT-23
Mark: 3C



TO-92

NPN RF Transistor

This device is designed for use in low noise UHF/VHF amplifiers with collector currents in the 100 μ A to 30 mA range in common emitter or common base mode of operation, and in low frequency drift, high output UHF oscillators. Sourced from Process 40.

Absolute Maximum Ratings*

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V _{CEO}	Collector-Emitter Voltage	12	V
V _{CBO}	Collector-Base Voltage	20	V
V _{EBO}	Emitter-Base Voltage	2.5	V
I _C	Collector Current - Continuous	50	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
		PN/MPS5179	*MMBT5179	
P _D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	350	225	mW
		2.8	1.8	mW/°C
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	357	556	°C/W

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

NPN RF Transistor

(continued)

Electrical Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
OFF CHARACTERISTICS					
$V_{CE(sus)}$	Collector-Emitter Sustaining Voltage*	$I_C = 3.0 \text{ mA}, I_B = 0$	12		V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 1.0 \mu\text{A}, I_E = 0$	20		V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 10 \mu\text{A}, I_C = 0$	2.5		V
I_{CBO}	Collector Cutoff Current	$V_{CB} = 15 \text{ V}, I_E = 0$ $V_{CB} = 15 \text{ V}, T_A = 150^\circ\text{C}$		0.02 1.0	μA μA

ON CHARACTERISTICS

h_{FE}	DC Current Gain	$I_C = 3.0 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$	25	250	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 1.0 \text{ mA}$		0.4	V
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 1.0 \text{ mA}$		1.0	V

SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

f_T	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = 5.0 \text{ mA}, V_{CE} = 6.0 \text{ V},$ $f = 100 \text{ MHz}$	900	2000	MHz
C_{cb}	Collector-Base Capacitance	$V_{CB} = 10 \text{ V}, I_E = 0,$ $f = 0.1 \text{ to } 1.0 \text{ MHz}$		1.0	pF
h_{fe}	Small-Signal Current Gain	$I_C = 2.0 \text{ mA}, V_{CE} = 6.0 \text{ V},$ $f = 1.0 \text{ kHz}$	25	300	
$rb'C_c$	Collector Base Time Constant	$I_C = 2.0 \text{ mA}, V_{CB} = 6.0 \text{ V},$ $f = 31.9 \text{ MHz}$	3.0	14	ps
NF	Noise Figure	$I_C = 1.5 \text{ mA}, V_{CE} = 6.0 \text{ V},$ $R_s = 50\Omega, f = 200 \text{ MHz}$		5.0	dB

FUNCTIONAL TEST

G_{pe}	Amplifier Power Gain	$V_{CE} = 6.0 \text{ V}, I_C = 5.0 \text{ mA},$ $f = 200 \text{ MHz}$	15		dB
P_o	Power Output	$V_{CB} = 10 \text{ V}, I_E = 12 \text{ mA},$ $f \geq 500 \text{ MHz}$	20		mW

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

Spice Model

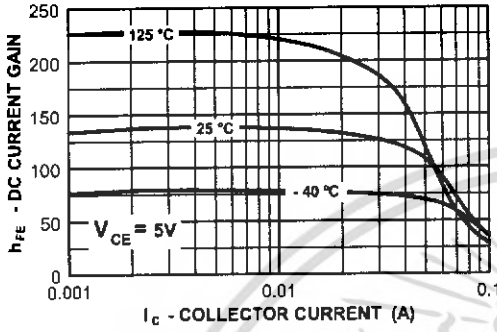
NPN (Is=69.28E-18 Xti=3 Eg=1.11 Vaf=100 Bf=282.1 Ne=1.177 Ise=69.28E-18 Ikf=22.03m Xtb=1.5 Br=1.176 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=4 Cjc=1.042p Mjc=.2468 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=1.52p Mje=.3223 Vje=.75 Tr=1.588n Tf=135.6p Itf=.27 Vtf=10 Xtf=30 Rb=10)

MPS5179 / MMBT5179 / PN5179

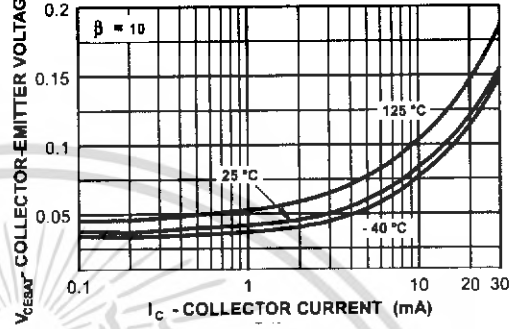
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DC Typical Characteristics

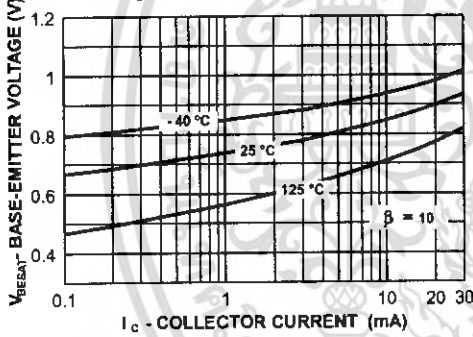
DC Current Gain vs Collector Current



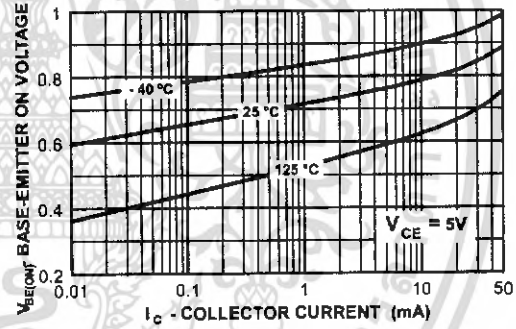
Collector-Emitter Saturation Voltage vs Collector Current



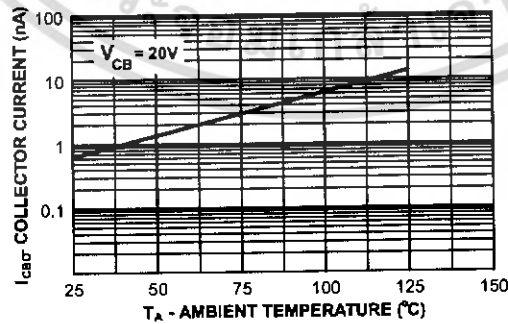
Base-Emitter Saturation Voltage vs Collector Current



Base-Emitter ON Voltage vs Collector Current

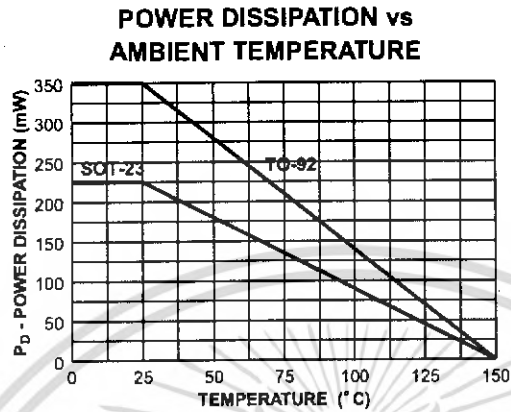


Collector-Cutoff Current vs Ambient Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC Typical Characteristics



Test Circuit

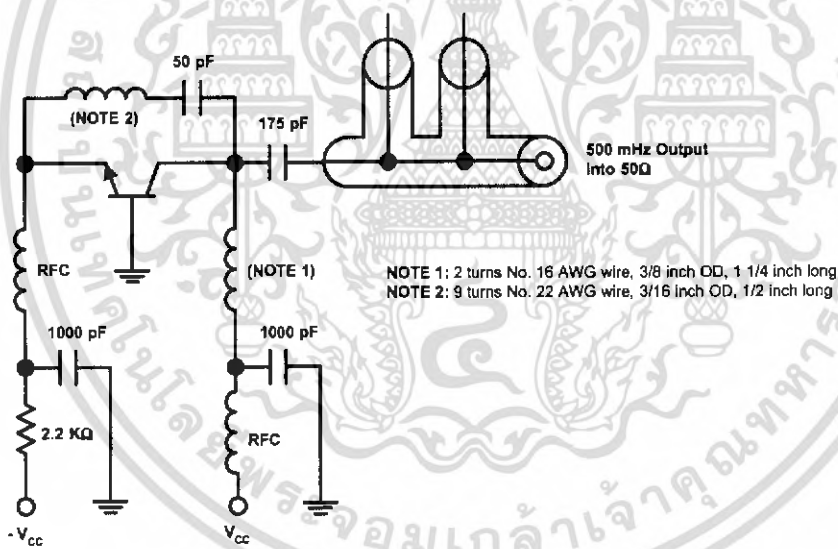


FIGURE 1: 500 MHz Oscillator Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้