

การออกแบบวงจรความถี่สูงสำหรับภาครับส่วนหน้า  
RF DESIGN FOR RECEIVER FRONT-END



โดย

นาย กิตติศักดิ์ ฅายีเนตร  
นาย สมบัติ เกตุแก้ว

เลขที่.....  
เลขทะเบียน 42309  
วัน, เดือน, ปี 16 พ.ค. 2545

b.....  
i.....

ปริญญาโทนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2544

หัวข้อปริญญานิพนธ์

การออกแบบวงจรความถี่สูงสำหรับภาครับส่วนหน้า

RF DESIGN FOR RECEIVER FRONT - END

จัดทำโดย

นายกิตติศักดิ์ ฌายีเนตร

นายสมบัติ เกตุแก้ว

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์มนต์ชัย แซ่มซ้อย

ภาควิชา

เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา

2544

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

.....(ประธานคณะกรรมการ)

.....)

.....(กรรมการ)

.....)

.....(กรรมการ)

.....)

.....(กรรมการ)

.....)

.....(กรรมการ)

.....)

ลิขิตrixของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรความถี่สูงสำหรับภาครับส่วนหน้า		
จัดทำโดย	นายกิตติศักดิ์	ฉายเ็นตร	42015675
	นายสมบัติ	เกตุแก้ว	42015708
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์มนต์ชัย แซ่มซ้อย		
ระดับการศึกษา	ปริญญาตรีอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต		
ปีการศึกษา	2544		

### บทคัดย่อ

ปัจจุบันการสื่อสารแบบไร้สายถูกนำมาใช้ในการติดต่อสื่อสารอย่างแพร่หลาย วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอ การออกแบบวงจรความถี่สูงสำหรับภาครับส่วนหน้า ซึ่งเป็นส่วนประกอบที่สำคัญในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย เพื่อศึกษาคุณสมบัติของภาครับส่วนหน้าคือ วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (LNA) วงจรผสมสัญญาณ (mixer) และวงจรออสซิลเลเตอร์ (oscillator) ที่ได้ทำการออกแบบและทดลองที่ย่านความถี่ 900 MHz จากผลที่ได้จากการทดลอง วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำทำงานที่ความถี่ 850 MHz มีอัตราขยาย 14 dB วงจรออสซิลเลเตอร์สร้างความถี่ได้ 930 MHz มีขนาด  $-8.83$  dBm ความถี่กลาง (IF) คือ 80 MHz พารามิเตอร์ที่สำคัญของภาครับคือ จุดตัดอันดับที่สาม (IP3) เป็นพารามิเตอร์ที่กำหนดค่าความแรงสัญญาณอินพุตของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ และวงจรผสมสัญญาณ โดยวงจรในแต่ละส่วนทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพและสามารถที่จะนำไปพัฒนาเป็นภาครับส่งที่สมบูรณ์ได้

<b>Title</b>	RF DESIGN FOR RECEIVER FRONT - END		
<b>Student</b>	Mr. Kittisak Chayeenet	42015675	
	Mr. Sombat Ketkaew	42015708	
<b>Advisor</b>	Mr. Monchai Chamchoy		
<b>Degree</b>	Bachelor Degree of Industrial Technology		
<b>Programme</b>	Telecommunication Technology		
<b>Department</b>	Industrial Technology		
<b>Academic year</b>	2001		

### ABSTRACT

At present, the wireless system is used in a conventional communication system. This thesis presents the RF design for receiver front – end, which is the important part of the wireless communication system. In order to study the performance of the receiver front – end, which contains LNA, mixer and oscillator, they have been designed and experimented. The operating frequency for the RF front – end is about 900 MHz. From the experimental results, the LNA operated at 850 MHz with 14 dB of gain and a local oscillator produced 930 MHz with –8.3 dBm of output signal. The intermediate frequency (IF) is 80 MHz. The important parameter of receiver is an input third order intercept point (IP3), that define a level of input signal of an active circuit. In each path of receiver front – end has worked effectively and can develop to be a complete transceiver.

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ เนื่องจากได้รับความกรุณาจาก อาจารย์มนต์ชัย เข้มซ้อย ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาซึ่งได้ให้ความช่วยเหลือในการให้คำแนะนำ และแนวทางในการแก้ปัญหา ตลอดจนสอนการใช้เครื่องมือที่ใช้ทำการทดลอง อุปกรณ์ต่างๆที่ผู้เขียนไม่สามารถหามาเองได้ และตรวจทานปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้เขียนจึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณบริษัท MAXIM ที่ได้ส่งไอซีบางเบอร์ที่ผู้เขียนจำเป็นต้องใช้มาให้

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้โอกาสผู้จัดทำเข้ามาศึกษา

สุดท้ายนี้ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณบิดาและมารดาที่ให้การอบรมสั่งสอนและอาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ให้แก่ผู้จัดทำ

นายกิตติศักดิ์ ฌายีเนตร

นายสมบัติ เกตุแก้ว

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ช
สารบัญรูป	ซ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ที่มา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการทำโครงการ	1
1.3 ขอบเขตของโครงการ	2
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐาน	3
2.1 สัญญาณไมโครเวฟ	3
2.2 ระบบการสื่อสารไมโครเวฟ	3
2.3 เครื่องรับสัญญาณไมโครเวฟ	3
2.4 ทฤษฎีวงจรพื้นฐานและทฤษฎีสายส่ง	4
2.5 การส่งคลื่นวิทยุ	4
2.6 สัญญาณมอดูเลชัน สัญญาณแถบผ่านและขบวนการมอดูเลชัน	5
2.7 เครื่องรับแบบซูเปอร์เฮตเทอร์โรไดน์	6
2.8 คุณสมบัติเฉพาะของเครื่องรับ	10
2.8.1 ความไวของเครื่องรับ	10
2.8.2 การเลือกรับสัญญาณของเครื่องรับวิทยุ	11
2.8.3 การกำจัดการตอบสนองสัญญาณปลอมปน	12
2.8.4 ค่านอยส์ฟีกเกอร์	12
2.8.5 สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในแต่ละสเตจของเครื่องรับ	14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.8.6 ผลของการอินเตอร์มอดูเลชันและจุดตัดของเครื่องรับ	16
2.8.7 การผสมซึ่งกันและกัน การบีบอัดอัตราขยายและช่วงไดนามิกส์	19
2.8.8 ผลกระทบของสัญญาณรบกวน	20
2.8.9 การเกิดครอสมอดูเลชันและอินเตอร์มอดูเลชัน	21
2.9 การคำนวณจุดตัดอันดับที่ 3	24
2.10 อิมพีแดนซ์แมทชิง	25
2.10.1 การแมทชิงวงจรรูปตัวแอล	26
2.11 สเกตเตอร์ริงเมตริกซ์	27
2.11.1 นิยามและความหมายของสเกตเตอร์ริงเมตริกซ์	27
2.11.2 ความหมายของ S พารามิเตอร์	28
2.11.3 เมตริกซ์สำหรับวงจร 2 พอร์ต	30
บทที่ 3 การออกแบบภาครับส่วนหน้า	36
3.1 ภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำและภาคผสมสัญญาณ	36
3.1.1 รายละเอียดของ MAX2685	38
3.1.2 การขยายสัญญาณรบกวนต่ำ	38
3.1.3 สวิตช์บายพาส LNA และตัวควบคุมอัตราขยาย	38
3.1.4 การรับสัญญาณมาผสม	39
3.1.5 อินพุตโลคอลออสซิเลเตอร์	40
3.1.6 ขั้วเอาต์พุต IF	40
3.1.7 รัชควาน์	40
3.1.8 การทำงานของวงจรภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำ	40
3.2 ภาคผลิตสัญญาณ โลคอลออสซิเลเตอร์	43
3.2.1 รายละเอียดของ MAX2622	44
3.2.2 ออสซิเลเตอร์	44
3.2.3 เอาต์พุตบัฟเฟอร์	44
3.2.4 เอาต์พุตแมทชิง	45

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2.5 ฐนนิ่งไลน์	45
3.2.6 การทำงานของวงจร โดคอดออสซึเลเตอร	46
3.3 การออกแบบสายส่งไมโครสตรึป	48
3.4 การออกแบบวงจร LOW PASS FILTER	52
<b>บทที่ 4 การวัดและทดสอบ</b>	54
4.1 การวัดและทดสอบภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำ	54
4.2 ขั้นตอนการทดสอบวงจรรออสซึเลเตอร	57
4.2.1 ผลการทดสอบออสซึเลเตอรที่ระดับแรงดันต่างๆ	58
4.3 ทดสอบภาคควาน์คอนเวอร์เตอร	59
4.4 การทดสอบวงจร LOW PASS FILTER	64
4.5 การทดสอบ LOW PASS FILTER กับวงจรรากรับส่วนหน้า	66
<b>บทที่ 5 บทสรุป</b>	69
บรรณานุกรม	71
ภาคผนวก ก	72
ภาคผนวก ข	89

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ส่วนประกอบของสัญญาณขาออกกรณีผ่านสัญญาณขาเข้า 3 ความถี่ เข้าสู่วงจรขยายแบบ ไม่เป็นเชิงเส้น	22
ตารางที่ 3.1 แสดง S พารามิเตอร์ของมิกเซอร์ที่ $V_{CC} = 3$ โวลท์	39
ตารางที่ 4.1 การทำงานของวงจรรอสซิงเลเตอร์และที่ระดับแรงดันควบคุมตามตาราง	58
ตารางที่ 4.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุม ( $V_{TUNE}$ ) กับความถี่ที่ได้	59



## สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 การสื่อสารวิทยุอย่างง่าย	4
รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับสัญญาณซูเปอร์เฮตเทอร์โรไดน	7
รูปที่ 2.3 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งสัญญาณ	8
รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมภาครับสัญญาณ	9
รูปที่ 2.5 (a) อินพุตอุปกรณ์ที่เป็นเชิงเส้น	16
รูปที่ 2.5 (b) ความเป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์ทางเอาต์พุต	17
รูปที่ 2.6 ลักษณะของจุดตัด	18
รูปที่ 2.7 ย่านไดนามิกส์	19
รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาออกและขาเข้าของวงจรมอดูเลเตอร์	20
รูปที่ 2.9 จุดตัดของระบบที่ต่อкасцепกัน	25
รูปที่ 2.10 วงจรแมทซ์ชิงตัวตัวแอลแบบแรก	26
รูปที่ 2.11 วงจรแมทซ์ชิงรูปตัวแอลแบบขนาน	27
รูปที่ 2.12 การวัด S พารามิเตอร์โดยการป้อนกำลังคลื่น เข้าที่พอร์ตที่ i และต่อแมทซ์ชิงโหลดในพอร์ตที่เหลือ	29
รูปที่ 2.13 วงจร 2 พอร์ตที่มีความไวไม่ต่อเนื่อง	30
รูปที่ 2.14 ตัวอย่างวงจร 2 พอร์ตที่ใช้ในการหา S พารามิเตอร์	32
รูปที่ 2.15 วงจร 2 พอร์ตที่ต่อปลายสายไว้ด้วยโหลดที่ไม่แมทซ์ชิง	34
รูปที่ 3.1 โครงสร้างของภาครับส่วนหน้า	36
รูปที่ 3.2 โครงสร้างภายในของไอซี MAX2685	37
รูปที่ 3.3 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำและภาคผสมสัญญาณ	42
รูปที่ 3.4 แผ่นวงจรภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำและภาคผสมสัญญาณ	43
รูปที่ 3.5 โครงสร้างภายในของไอซี MAX2622	43
รูปที่ 3.6 การต่อ C <sub>SERIES</sub> และ C <sub>SHUNT</sub>	45
รูปที่ 3.7 วงจรโลคอลลอสซิเตเตอร์	47
รูปที่ 3.8 แผ่นวงจรภาคโลคอลลอสซิเตเตอร์	48
รูปที่ 3.9 แสดงโครงสร้างของสายส่งไมโครสตริป	49
รูปที่ 3.10 การเชื่อมต่อระหว่างภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำกับภาคออสซิเลเตอร์	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.11 แผ่นวงจรภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำกับภาค โลกอดอสซิเลเตอร์ที่เชื่อมด้วย ไมโครสตริป	52
รูปที่ 3.12 วงจร LOW PASS FILTER	53
รูปที่ 3.12 แผ่นวงจร LOW PASS FILTER	53
รูปที่ 4.1 เครื่องมือวัดและทดสอบวงจร	54
รูปที่ 4.2 การทดสอบภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำ	55
รูปที่ 4.3 ขนาดของสัญญาณอาร์เอฟที่ใช้ในการทดสอบ	56
รูปที่ 4.4 ผลการวัดและทดสอบภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำ	56
รูปที่ 4.5 การต่อทดสอบออสซิลเลเตอร์	57
รูปที่ 4.6 การทดสอบภาคควม้นคอนเวอร์เตอร์	60
รูปที่ 4.7 การต่อวงจรควม้นคอนเวอร์เตอร์เข้ากับวงจรออสซิลเลเตอร์	61
รูปที่ 4.8 การวัดและทดสอบวงจรควม้นคอนเวอร์เตอร์ของวงจรที่สำเร็จแล้ว	61
รูปที่ 4.9 สัญญาณออสซิลเลเตอร์ 930 MHz	62
รูปที่ 4.10 ผลการวัดและทดสอบวงจรควม้นคอนเวอร์เตอร์	62
รูปที่ 4.11 สัญญาณฮาโมนิกส์ที่เกิดขึ้นที่ภาคออสซิลเลเตอร์	63
รูปที่ 4.12 สัญญาณที่ออกจากขนาเอาท์พุทไอเอฟ	63
รูปที่ 4.13 การทดสอบวงจร LOW PASS FILTER	64
รูปที่ 4.14 แผ่นวงจร LOW PASS FILTER ที่ใช้ทดสอบ	64
รูปที่ 4.15 ผลการทดสอบวงจร LOW PASS FILTER	65
รูปที่ 4.16 การต่อทดสอบ LOW PASS FILTER เข้ากับวงจรภาครับส่วนหน้า	66
รูปที่ 4.17 วงจร LOW PASS FILTER กับวงจรภาครับส่วนหน้า	67
รูปที่ 4.18 สัญญาณ IF ที่ผ่านการกรองด้วย LOW PASS FILTER	67
รูปที่ 4.19 การทดสอบการดีเทคชั่นสัญญาณของวงจรภาครับส่วนหน้า	68

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ที่มา

เนื่องจากปัจจุบันนี้เทคโนโลยีการสื่อสารย่านความถี่สูงได้ถูกนำมาใช้งานมากขึ้นเพราะสามารถรับส่งข้อมูลที่อัตราความเร็วสูงและประกอบด้วยข้อมูลจำนวนมาก ปัจจัยที่สำคัญของระบบการสื่อสารก็คือ ประสิทธิภาพของการรับส่งข้อมูลสูงซึ่งก็คือคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ อุปกรณ์ที่นำมาใช้ในระบบสื่อสารควรมีขนาดเล็กน้ำหนักเบาสะดวกต่อการพกพา ซึ่งเมื่อทำการเปรียบเทียบกันระหว่างการใช้งานในย่านความถี่สูงกับย่านความถี่ต่ำแล้ว ในย่านความถี่สูงจะสามารถส่งข้อมูลได้มากกว่า จำนวนแบนด์วิดท์มากกว่าและยังมีสัญญาณรบกวนที่น้อยกว่าจึงได้คุณภาพของสัญญาณที่ดีกว่า อุปกรณ์ที่ใช้ก็มีขนาดเล็กและใช้พลังงานน้อยกว่าทำให้ง่ายต่อการออกแบบภาคจ่ายไฟต่างจากการใช้งานช่วงความถี่ต่ำที่มีปริมาณของการใช้งานมากทำให้เกิดการรบกวนกันระหว่างช่องสัญญาณ ขนาดของอุปกรณ์ก็ใหญ่กว่าจึงต้องใช้พลังงานมาก

ด้วยเหตุผลที่ได้กล่าวมาข้างต้นนี้ จึงได้ทำการศึกษาออกแบบ วงจร RF front end ของเครื่องรับ โดยการออกแบบจะต้องคำนึงถึงเสถียรภาพของวงจรที่มีต่อความถี่ การแมทซ์ระหว่างวงจรต่างๆ ของภาครับ และการแมทซ์ระหว่างภาครับกับอุปกรณ์ภายนอก เช่น สายอากาศ และยังคงคำนึงถึงค่าออสซิลเลชันรวมของระบบซึ่งบ่งบอกคุณภาพของเครื่องรับว่าเครื่องรับนั้นจะสร้างสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้นมาจากภายในเครื่องรับเองมากน้อยเพียงใด

โดยโครงงานนี้จะเสนอการ ออกแบบภาครับส่วนหน้าที่ประกอบด้วย วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (LNA) วงจรมิกเซอร์ (Mixer) และวงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator)

### 1.2 วัตถุประสงค์ของการทำโครงงาน

- 1.2.1 เพื่อศึกษาทฤษฎีต่างๆที่นำมาใช้ในการวิเคราะห์และออกแบบวงจรความถี่สูงสำหรับภาครับส่วนหน้า
- 1.2.2 เพื่อศึกษาคุณสมบัติของอุปกรณ์และส่วนประกอบต่างๆของวงจร
- 1.2.3 เพื่อทำการศึกษาวิธีการออกแบบวงจรและการสร้างโดยใช้อุปกรณ์ต่างๆที่ได้ทำการศึกษามาแล้วให้มีประสิทธิภาพมากที่สุด
- 1.2.4 เพื่อศึกษาวิธีในการออกแบบแผ่นพิมพ์ลายวงจร (PCB)
- 1.2.5 เพื่อฝึกใช้เครื่องมือที่ใช้ในการสร้างชิ้นงานรวมทั้งเครื่องมือวัดและทดสอบ

### 1.3 ขอบเขตของโครงการ

ทำการสร้างภาครับส่วนหน้าของเครื่องรับ (RF Front End Receiver) จำนวนหนึ่งชิ้น โดยประกอบด้วย Low Noise Amplifier กับ Mixer และ Voltage Control Oscillator โดยภาครับส่วนหน้าทำงานที่ความถี่ย่าน ISM Band (900 MHz) โดยเน้นวงจรต้องมีขนาดเล็กและมีประสิทธิภาพ

### 1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.4.1 ได้รู้ถึงหลักการทำงานของวงจรภาครับส่วนหน้า
- 1.4.2 รู้จักคุณสมบัติต่างๆของอุปกรณ์ที่นำมาใช้ทำวงจรความถี่สูงสำหรับภาครับส่วนหน้า
- 1.4.3 ได้รับความรู้ที่ใช้ในการออกแบบวงจรความถี่สูงสำหรับภาครับส่วนหน้า
- 1.4.4 ได้รู้จักวิธีการในการออกแบบลายพิมพ์วงจร (PCB) ในย่านความถี่สูง
- 1.4.5 ได้ฝึกฝนการใช้อุปกรณ์ที่มีขนาดเล็ก และเครื่องมือที่นำมาใช้วัดทดสอบ

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการพื้นฐาน

#### 2.1 สัญญาณไมโครเวฟ

โดยทั่วไปคำว่า “ไมโครเวฟ” จะใช้กับสัญญาณไฟฟ้าที่มีความถี่ระหว่าง 300 MHz ถึง 300 GHz การใช้งานที่ความถี่สูงและความยาวคลื่นสั้นจะยากต่อการวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้า รวมทั้งยากต่อการออกแบบอุปกรณ์ที่ความถี่สูง ขนาดของอุปกรณ์จะแปรเปลี่ยนตามขนาดของความยาวคลื่น แต่ที่ความถี่สูงและความยาวคลื่นสั้นสายอากาศจะมีอัตราขยาย (gain) ที่ดีกว่า และให้จำนวนแบนด์วิดท์ได้มากสามารถนำมาใช้ประโยชน์ในงานด้านต่าง ๆ เช่น เรดาร์ การติดต่อสื่อสาร (communication link) ทางการแพทย์ การรักษาพยาบาล (treatment) อุปกรณ์ควบคุมระยะไกล (remote sensing)

#### 2.2 ระบบการสื่อสารไมโครเวฟ

ระบบการสื่อสารไมโครเวฟแบ่งเป็น 2 ชนิด แบบแรก คือ การส่งสัญญาณไมโครเวฟผ่านสายเคเบิล (cable) หรือท่อนำคลื่น (wave-guide) แบบที่ 2 คือ การส่งสัญญาณไมโครเวฟผ่านชั้นบรรยากาศส่วนที่สำคัญในการสื่อสารวิทยุคือตัวเครื่องรับ ซึ่งการออกแบบตัวเครื่องรับนี้เป็นหัวข้อของปริญญานิพนธ์นี้

#### 2.3 เครื่องรับสัญญาณไมโครเวฟ

มาตรฐานของเครื่องรับสัญญาณไมโครเวฟยึดหลักคุณสมบัติของเครื่องรับความถี่สูงที่ถูกกำหนดเอาไว้ ย่านความถี่สูง (HF band) จะมีข้อจำกัดโดยคลื่นรบกวนตามธรรมชาติและการที่จะพยายามนำสัญญาณกลับคืนมาให้เหมือนเดิมเป็นเรื่องที่ยาก เนื่องจากที่ความถี่ย่านสูงจะมีการใช้งานมากจึงทำให้เกิดการรบกวนกันระหว่างช่องสัญญาณ แต่ที่ความถี่ไมโครเวฟจะไม่ค่อยมีสัญญาณที่เข้ามารบกวนชั้นบรรยากาศกลางวันเมื่อคลื่นไมโครเวฟเดินทางไปกระทบกับเมฆฝนจะทำให้เกิดการลดทอนเนื่องจากการดูดกลืนพลังงานของคลื่นและการกระจายของคลื่นเมื่อกระทบเมฆฝน ดังนั้นขอบเขตในการรับสัญญาณไมโครเวฟจะคงที่ต่อเอ็กซ์ตรีมาเทอร์เรสเทรียลนอยส์ (extraterrestrial noise) เนื่องจากสามารถออกแบบเครื่องรับให้มีผลตอบสนองต่อสัญญาณที่รับเข้ามาให้มีระดับสูงกว่าเอ็กซ์ตรีมาเทอร์เรสเทรียลนอยส์เล็กน้อย

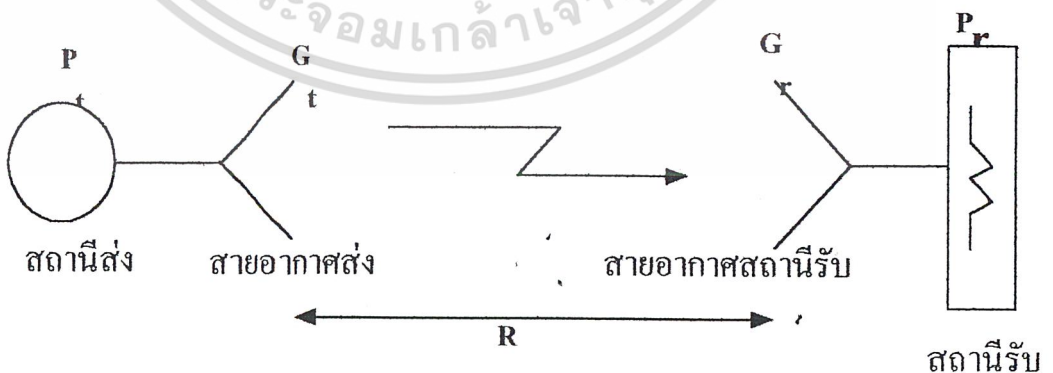
วิธีการของเครื่องรับสัญญาณไมโครเวฟจะใช้วิธีการของซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ (superheterodyne) ซึ่งการออกแบบของโครงงานนี้ก็จะใช้หลักการของซูเปอร์เฮเทอโรไดน์

## 2.4 ทฤษฎีวงจรพื้นฐานและทฤษฎีสายส่ง

ความแตกต่างระหว่างทฤษฎีของวงจรไฟฟ้ากับทฤษฎีของสายส่งอยู่ที่ขนาดของกำลังไฟฟ้า การวิเคราะห์ว่าเป็นวงจรไฟฟ้าจะถือเอาขนาดทางกายภาพของโครงข่าย (network) ซึ่งต้องเล็กกว่าขนาดของความยาวคลื่นไฟฟ้า ขณะที่สายส่งอาจจะพิจารณาจากองค์ประกอบของความยาวคลื่นหรือขนาดของความยาวคลื่นต่างๆ ถ้าไม่สูงเกินไปหรือวงจรมีขนาดเล็กพอจะสามารถใช้อุปกรณ์ทั้งตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำเป็นแบบลัมพ์ (lumped) ได้ที่ความถี่สูงถึง 1 GHz แม้ว่าจะมีไอซีที่ใช้งานกับสัญญาณไมโครเวฟซึ่งมีขนาดเล็กพอแต่อุปกรณ์ที่เป็นแบบลัมพ์สามารถใช้งานที่ความถี่สูงกว่าได้ดี ปริมาณนี้พบนั่นจะเป็นเรื่องของเครื่องรับที่ใช้งานที่ความถี่ประมาณ 900 MHz และโครงงานนี้ใช้อุปกรณ์แบบลัมพ์ในการออกแบบ

## 2.5 การส่งคลื่นวิทยุ (Radio Transmission)

พื้นฐานของการเชื่อมโยงการสื่อสารจะแสดงในรูป 2.1 เมื่อ  $P_t$  คือกำลังของเครื่องส่ง  $G_t$  คือ อัตราการขยายของสายอากาศด้านส่ง  $G_r$  คืออัตราการขยายของสายอากาศด้านรับ และ  $R$  คือระยะทางระหว่างสายอากาศด้านรับกับด้านส่ง ค่าที่ต้องการหาคือ  $P_r$  ซึ่งเป็นค่ากำลังงานไฟฟ้าที่สายอากาศด้านรับรับได้



รูป 2.1 การสื่อสารวิทยุอย่างง่าย

เมื่อกำหนดทิศทางหลักของการรับส่งคลื่นวิทยุระหว่างสายอากาศด้านรับ กับสายอากาศด้านส่งในแนวเส้นตรง  $S$  คือ ความหนาแน่นของกำลังไฟฟ้า (power density :  $W/m^2$ ) ที่ระยะทางระหว่างสายอากาศด้านรับกับสายอากาศด้านส่งซึ่งก็คือ  $R$  หาได้โดยสมการต่อไปนี้

$$S = \frac{G_t P_t}{4\pi R^2} \quad (2.1)$$

กำลังงานที่ถูกสายอากาศด้านรับรับได้จะมีค่าดังสมการข้างล่างนี้

$$P_r = S A_{\text{eff}} \quad (2.2)$$

เมื่อ

$$S = \text{ความหนาแน่นของกำลังงาน (W/m}^2\text{)}$$

$$A_{\text{eff}} = \text{พื้นที่ประสิทธิภาพของสายอากาศ (m}^2\text{)}$$

และพื้นที่ประสิทธิภาพของสายอากาศถูกกำหนดโดย

$$A_{\text{eff}} = (G_r \lambda^2) / 4\pi \quad (2.3)$$

นำสมการที่ (2.1) และ (2.3) แทนลงในสมการที่ (2.2) จะได้ค่า  $P_r$  คือ

$$P_r = G_r G_t P_t (\lambda / 4\pi R)^2 \quad (2.4)$$

สมการข้างบนนี้ยังไม่ได้คิดผลจากการที่อิมพีแดนซ์ไม่แมทกัน (impedance mismatch) โพลาริเซชันไม่แมทกัน (polarization mismatch) และการสูญเสียเนื่องจากการแพร่กระจาย (propagation loss) การสูญเสียระหว่างสายอากาศแบบไอโซโทรปิกทั้งสองถูกเรียกว่า “การสูญเสียของการส่งพื้นฐาน” (basic transmission line) และสำหรับอากาศว่าง (free space) จะหาค่าได้ดังนี้

$$L_{\text{br}} (\text{dB}) = 32.45 + 20 \log f_{\text{MHz}} + 20 \log R_{\text{km}} \quad (2.5)$$

## 2.6 สัญญาณมูลฐาน (Baseband Signal) สัญญาณแถบผ่าน (Passband Signal)

### และกระบวนการมอดูเลชัน (Modulation Process)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

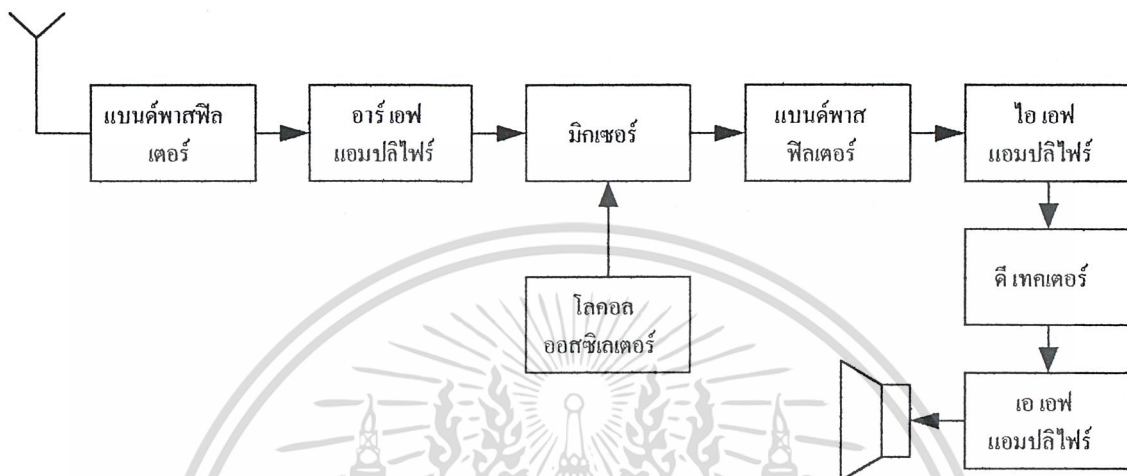
ในการอธิบายระบบการติดต่อสื่อสาร (communication system) พื้นฐานของสัญญาณที่ต้องให้ความสำคัญก็คือข้อมูลที่ถูส่งโดยแหล่งกำเนิดข้อมูลข่าวสารหรือข่าวสารข้อมูลที่เราต้องการ สัญญาณข่าวสารข้อมูลก็คือสัญญาณมาตรฐานอาจเป็นได้ทั้งสัญญาณดิจิทัล หรือสัญญาณอนาล็อก ในสัญญาณที่ใช้ในการส่งข้อมูลข่าวสารเรียกว่าสัญญาณแถบผ่าน ช่วงของความถี่ในการส่งจะถูก รวมอยู่ในความถี่ที่สูงกว่าความถี่สูงสุดของสัญญาณข่าวสาร โดยทั่วไปการส่งสัญญาณจะใช้ขบวนการมอดูเลชัน ขบวนการมอดูเลชันสามารถแยกออกเป็นการมอดูเลชันแบบคลื่นต่อเนื่อง (continuous wave modulation) กับ การมอดูเลชันแบบพัลส์ (Pulse modulation)

การมอดูเลชันแบบ CW สัญญาณรูปไซน์ (sinusoidal signal) จะถูกใช้เป็นสัญญาณคลื่นพาห้ ถ้าขนาด (Amplitude) ของคลื่นพาห้เปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณข้อมูลจะเป็นการมอดูเลชันแบบ AM ถ้ามุมของคลื่นพาห้เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณข้อมูลจะเรียกว่า การมอดูเลทเชิงมุม (angle modulation) ซึ่งแบ่งออกเป็นการมอดูเลทเชิงความถี่ (FM) และการมอดูเลทเชิงเฟส (PM) การมอดูเลชันแบบพัลส์ สัญญาณคลื่นพาห้จะเป็นขบวนการมอดูเลชันพัลส์รูปสี่เหลี่ยม การมอดูเลชันแบบพัลส์อาจเป็นได้ทั้งแบบอนาล็อกและแบบดิจิทัล แบบอนาล็อกได้แก่ พัลส์แอมพลิจูดมอดูเลชัน (pulse amplitude modulation) พัลส์โพสิชันมอดูเลชัน (Pulse position modulation) แบบดิจิทัลได้แก่ พัลส์โค้ดมอดูเลชัน (pulse code modulation)

## 2.7 เครื่องรับแบบซูเปอร์เฮเทอไดน์โรดายน (Superhetrodyne reciver)

เครื่องรับแบบซูเปอร์เฮเทอไดน์โรดายนนี้เป็นที่นิยมมาก ในการนำมาใช้เป็นเครื่องรับสัญญาณไมโครเวฟในเครื่องรับแบบซูเปอร์เฮเทอไดน์โรดายน สัญญาณที่เข้ามาจะป้อนเข้าสู่วงจรขยาย RF (RF amplifier) เพื่อทำการขยายสัญญาณให้แรงขึ้นซึ่งมีผลให้ความไวในการรับสัญญาณดีขึ้น วงจรขยาย RF ที่ดีควรมีนอยส์ต่ำและสามารถคัดสัญญาณเงาได้ ในส่วนถัดไปคือวงจรผสมสัญญาณ (Mixer) ทำหน้าที่ผสมสัญญาณ RF กับสัญญาณจากวงจรโคลลอสซิลเลเตอร์ (Local oscillator) ในส่วนของภาคผสมนี้จะทำงานในช่วงที่ไม่เป็นเชิงเส้นทำให้เกิดผลลัพธ์เป็นสัญญาณความถี่ผลต่างกับสัญญาณความถี่ผลรวม ซึ่งจะตัดทิ้งความถี่ผลรวมนี้ไปซึ่งความถี่ผลต่างที่ได้จะมีค่าเท่ากับความถี่ IF ที่ป้อนเข้าสู่วงจรขยาย IF (IF amplifier) ในส่วนของสัญญาณ IF ที่ได้จะมีความถี่คงที่ตายตัวไม่ว่าเราจะปรับวงจรขยาย RF เพื่อรับสัญญาณความถี่ใดก็ตาม , สัญญาณโคลลอสซิลเลเตอร์ ที่เข้าไปป้อนหรือผสมที่วงจรมิกเซอร์ จะต้องมีค่าที่พอดีและให้ผลลัพธ์ออกมามีค่าที่ตายตัวซึ่งจะเท่ากับความถี่ IF เสมอเนื่องจากวงจรขยาย IF ทำงานที่มีความถี่คงที่ฉะนั้นจึงเป็นการง่ายที่เราจะออกแบบให้มีคุณสมบัติตามที่ต้องการได้โดยปกติวงจรขยาย IF มักออกแบบให้มีอัตราขยายสูงและมีความกว้างของสัญญาณ (Bandwidth) ที่มีลักษณะไม่เปลี่ยนแปลงตามการปรับ

รับสัญญาณ คุณสมบัตินี้เป็นข้อดีของขบวนการรับแบบซูเปอร์เฮตเทอร์โรไดรายน์ บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับแบบซูเปอร์เฮตเทอร์โรไดรายน์กับวงจร โทคอลออกซิจิเลเตอร์ดังรูปที่ 2.2



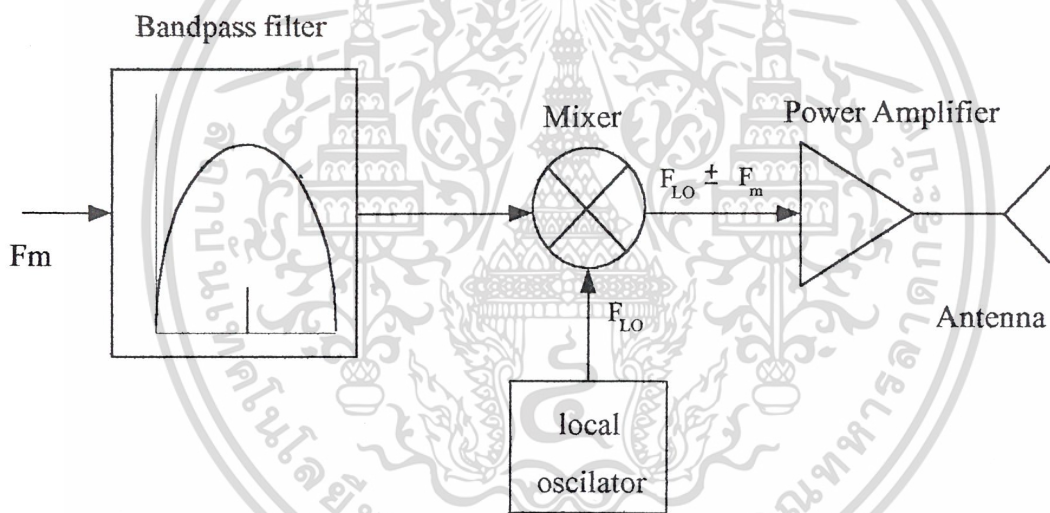
รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับสัญญาณซูเปอร์เฮตเทอร์โรไดรายน์

ในส่วนของภาครับส่วนหน้า ( Front end stage ) จะประกอบไปด้วย วงจรกรองความถี่ RF ( RF filter ) ภาคขยายสัญญาณ RF ภาคผสมสัญญาณ ภาคขยาย IF และ โทคอลออกซิจิเลเตอร์หน้าที่หลักของภาครับส่วนนี้คือจะพิจารณาถึงสัญญาณรบกวนที่เข้ามาซึ่งจะเป็นไปตามข้อกำหนดในการออกแบบภาครับส่วนหน้า (สิ่งที่ต้องคำนึงประกอบด้วยสายอากาศและที่ขาดไม่ได้คือการเชื่อมโยงเข้ากับระบบรับส่ง) ซึ่งในส่วนนี้เป็นส่วนสำคัญที่ต้องคำนึงถึง ซึ่งในส่วนผลกระทบของสัญญาณรบกวนที่เข้ามาภายหลังที่ไม่ใช่ส่วนของภาครับส่วนหน้า อาจไว้พิจารณาที่หลังเพราะว่าในส่วนของภาคผสมสัญญาณจะทำงานในช่วงที่ไม่เป็นเชิงเส้น ในการผลิตความถี่นั้นจะต้องมีคุณลักษณะเหมือนกัน ถ้าความถี่ของสัญญาณแต่ละสัญญาณมีความถี่สูงกว่าหรือต่ำกว่าความถี่ออกซิจิเลเตอร์จำเป็นที่จะมีการกรองสัญญาณ ( Filtering ) ให้เหมาะสมก่อนที่จะเข้าทำการผสมสัญญาณ ซึ่งในที่นี้จะมีผลการตอบสนองของสัญญาณที่ไม่ต้องการข้อจำกัดที่แน่นอน

พิจารณาในขั้นต่อมาจะเป็นการเอาสัญญาณความถี่ที่ไม่ต้องการออก ในที่นี้จะหมายถึงสัญญาณความถี่เงา ( image ) ดังนั้นจึงเป็นเรื่องจำเป็นที่ต้องทำการแยกโดยใช้ความแตกต่างที่เท่ากันสองเท่าของความถี่ IF ดังนั้นสัญญาณที่เข้ามาควรที่จะผ่านการกรองความถี่ แบนด์พาส ( Band pass filter ) ในขั้นตอนแรกเสียก่อนและควรที่จะมีความไวพอที่จะแยกความถี่ที่ต้องการจากความถี่เงาอย่างไรก็ตามการกรองความถี่ที่ต้องการควรมีความกว้างมากกว่าการกรองความถี่ของสัญญาณ

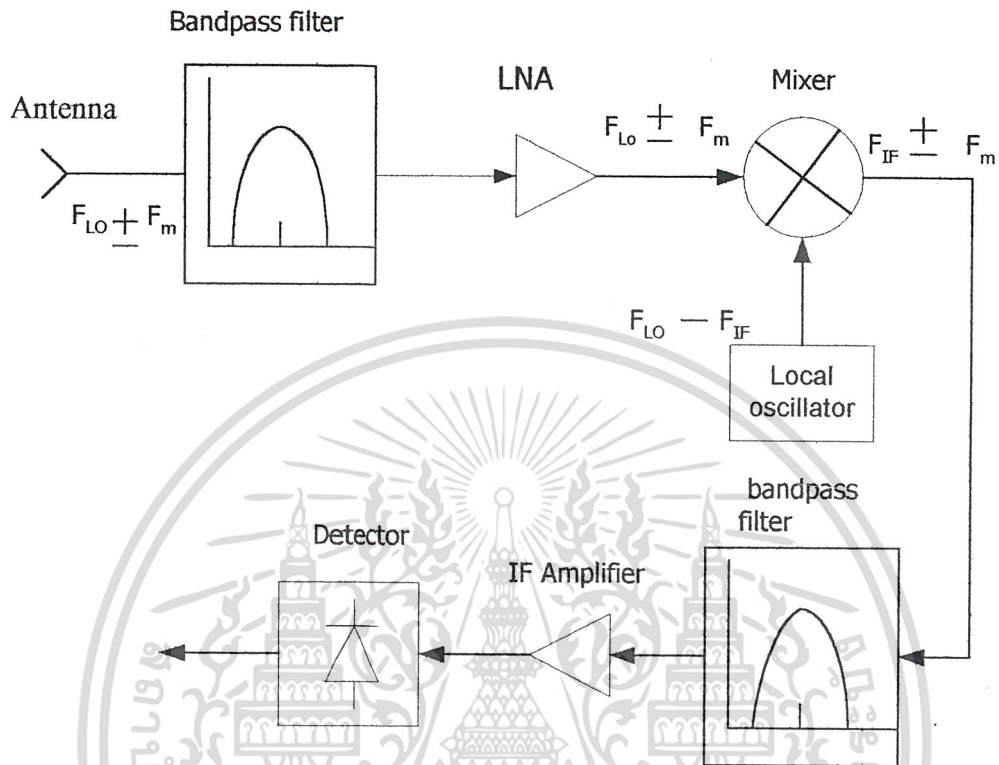
ความถี่ต่ำที่ต้องการ ข้อเสียของการใช้คุณสมบัติแบบนี้ คือการกรองสัญญาณแบบนี้จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนซึ่งจะทำให้เกิดการสูญเสียในวงจร ดังนั้นจึงต้องมีการปรับปรุงในส่วนของภาคขยาย RF ให้มีความไวกว่าสัญญาณรบกวนที่เข้ามา ในการออกแบบต้องพิจารณาเลือกการออกแบบให้เหมาะสมเพราะอาจทำให้เกิดความแตกต่างทางประสิทธิภาพ วงจรกรองความถี่จะต้องมีสัญญาณรบกวนน้อย มี cut-off ที่คม

ในที่นี้จะอธิบายถึงส่วนของภาครับ สมมติว่ามีเครื่องส่งส่งสัญญาณที่มีความถี่  $F_{LO} \pm F_m$  เมื่อ  $F_{LO}$  คือความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์ และ  $F_m$  คือสัญญาณที่นำมามอดูเลชัน ดังรูปที่ 2.3 และยังสามารถส่งมายังเครื่องรับจะมีความถี่อยู่ในช่วงที่เราต้องการ



รูปที่ 2.3 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งสัญญาณ

ในส่วนของภาครับ ชั้นแรกสัญญาณจะผ่านวงจรกรองสัญญาณ RF และถูกขยายสัญญาณด้วยภาคขยายสัญญาณ RF และผ่านไปยังภาคผสมสัญญาณ หลังจากผสมสัญญาณแล้วความถี่ซึ่งมีผลต่างระหว่างสองสัญญาณที่เข้ามารวมกับสัญญาณจากภาคขยายสัญญาณ RF กับโลคอลออสซิลเลเตอร์ ดังนั้นภาคผสมสัญญาณ จะทำการแปลงความถี่ลงมาเท่าความถี่ IF โดยใช้การปรับโลคอลออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมภาครับสัญญาณ

การกรองความถี่ IF จะต้องมีช่วง cut - off ที่ถี่และคมมากเพื่อกำจัดสัญญาณฮาร์โมนิกส์ (Harmonics) ที่ต้องการและไม่ต้องการจากภาคผสมสัญญาณมีการแบ่งระหว่างสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณที่ไม่ต้องการออกจากกันก่อนที่จะเข้าภาคขยาย IF ดังนั้นสัญญาณที่ออกจากภาคขยาย IF ควรที่จะมีย่านความถี่ (Bandwidth) ที่แคบและมีอัตราขยายสูง

ถึงแม้ว่าเครื่องรับแบบซูเปอร์เฮตเทอร์โรไดน์ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้คือความถี่ยังมีการเปลี่ยนแปลงในขณะที่ดำเนินการซึ่งจะส่งผลถึงสัญญาณส่วนที่ไม่ต้องการทำให้ผลการตอบสนองไม่เที่ยงตรงมากยิ่งขึ้นแต่ก็ยังเป็นประโยชน์ที่จะสามารถประยุกต์รูปแบบอื่นให้เข้ากันได้ โดยเปลี่ยนสัญญาณที่ถูกส่งเข้ามายังการรับให้มีความถี่ IF คงที่และง่ายต่อการที่จะให้มีอัตราขยายสูงและความถี่ต่ำและทำให้ประหยัดมาก ปกติเครื่องใช้ไฟฟ้าจะใช้แบบซูเปอร์เฮตเทอร์โรไดน์ซึ่งสามารถควบคุมระดับความไวได้

## 2.8 คุณสมบัติเฉพาะของเครื่องรับ

จุดมุ่งหมายของการรับความถี่วิทยุคือวิธีให้ได้มาซึ่งพลังงานของข่าวสารข้อมูลรวมทั้งต้องมีการผิดเพี้ยนของสัญญาณต่ำสุด ชนิดของเครื่องรับที่สามารถยอมรับได้และค่าความผิดพลาดของข้อมูลจะขึ้นอยู่กับการนำไปใช้งาน ตัวแปรต่างๆ (parameters) ที่นำมาใช้พิจารณาคุณสมบัติของเครื่องรับมีดังนี้

### 2.8.1 ความไวของเครื่องรับ (Receiver sensitivity)

ความไวของเครื่องรับจะแสดงคุณสมบัติของเครื่องรับว่าสามารถตอบสนองต่อระดับสัญญาณที่มีค่าน้อยที่สุดได้ที่ระดับเท่าไร โดยมีอัตราส่วนระหว่างสัญญาณหลักต่อสัญญาณรบกวน (signal to noise ratio) เท่ากับที่กำหนดไว้ นอยส์ฟิกเกอร์ (noise figure) คือ การวัดค่าการลดทอนของสัญญาณที่เข้าไปในวงจรกำเนิดสัญญาณรบกวน (noisy network) ซึ่งมีค่าดังนี้

$$F = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} \quad (2.6)$$

เมื่อ  $S_i/N_i$  เป็นอัตราส่วนระหว่างสัญญาณหลักกับสัญญาณรบกวนที่อินพุต (input) ของวงจร

$S_o/N_o$  เป็นอัตราส่วนระหว่างสัญญาณหลักกับสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต (output) ของวงจร

ข้อกำหนดของเครื่องรับแบบอนาล็อกจะต้องพิจารณาถึงความไวของเครื่องรับและระดับของสัญญาณ RF (radio frequency) สูงสุดที่เวลาทำการดีมอดูเลท (demodulate) แล้วค่า S/N ของสัญญาณที่ถูกดีมอดูเลทออกมาจะไม่ผิดพลาด ความไวของเครื่องรับนั้นจะขึ้นอยู่กับสัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุณหภูมิ (thermal noise) ความไวของเครื่องรับวิทยุถูกกำหนดโดย

$$e = \sqrt{F_T T_K B (R-1) R_o} \quad \text{สำหรับกรณีมีเทอร์มอลนอยส์} \quad (2.7)$$

$$e = \sqrt{F_T (T_i - T_c) B (R-1) R_o} \quad \text{สำหรับกรณีไม่มีเทอร์มอลนอยส์} \quad (2.8)$$

เมื่อ  $e$  = ความไวของเครื่องรับ (V)

$k$  = Boltzmann 's constant

$T$  = อุณหภูมิ (K)

$$R = \frac{(S + N)}{N} \quad \text{ที่อินพุตของดีเทคเตอร์}$$

$B$  = แบนวิดท์ของสัญญาณรบกวน (Hz)

$R_0$  = ค่าอิมพีแดนซ์ (impedance) ของระบบ

$T_1$  = ค่าอุณหภูมิที่อินพุตของสายอากาศ (K)

$T_c$  = ค่าอุณหภูมิที่เกิดขึ้นจากเครื่องรับ (K)

สมการหาความไวของเครื่องรับจะนำมาใช้กำหนดค่าระดับความแรงของสัญญาณต่ำสุดที่ทำให้เครื่องรับสามารถรับสัญญาณได้ ( Minimum Discernible Signal (MDS) ) ซึ่งก็คือระดับของสัญญาณมีค่าเท่ากับค่าของแรงดันของสัญญาณรบกวน MDS เป็นระดับของสัญญาณรบกวนของเครื่องรับและเป็นค่าที่บอกให้รู้ว่าค่ากำลังงานที่เราต้องการจากแหล่งกำเนิดสัญญาณมีค่า 3dB (S+N)/N

### 2.8.2 การเลือกรับสัญญาณของเครื่องรับวิทยุ ( Receiver Selectivity )

การเลือกรับสัญญาณของเครื่องรับวิทยุ คือความสามารถของเครื่องรับวิทยุในการกำจัดสัญญาณคลื่นความถี่ข้างเคียงที่เราไม่ต้องการออกไป วงจรที่ทำหน้าที่เลือกรับสัญญาณจะต้องมีความคมพอที่จะกำจัดคลื่นรบกวนจากช่องข้างเคียงและกำจัดการตอบสนองต่อสัญญาณสปีวเรียส (spurious responses) แต่ต้องกว้างพอที่จะให้ความถี่สูงสุดของไซด์แบนด์ (sideband) ผ่านได้กับสามารถรับความผิดพลาดทางขนาด (amplitude) และเฟส (phase) ได้ ความสามารถในการเลือกรับสัญญาณของเครื่องรับวิทยุจะขึ้นอยู่กับวงจร RF และ IF และวงจรเลือกรับสัญญาณเบสแบนด์ (baseband selective elements ) ทั้งค่าความไวและความสามารถในการเลือกรับสัญญาณของเครื่องรับวิทยุสามารถหาได้โดยใช้สัญญาณ RF จากแหล่งกำเนิดสัญญาณป้อนให้อินพุตของเครื่องรับแล้วทำการวัด ในทางปฏิบัติกำลังของสัญญาณที่ออกมาจะขึ้นอยู่กับพาสแบนด์ (passband) ของภาค IF ซึ่งมีผลกระทบต่อคุณสมบัติของเครื่องรับ

### 2.8.3 การกำจัดการตอบสนองสัญญาณปลอมปน (Spurious Response Rejection)

เครื่องรับแบบซูเปอร์เฮตเทอร์โรไดน์ทั้งหมดจะมีการตอบสนองกับช่วงความถี่ที่เราไม่ต้องการแบบโพเทนเชียล (potential) ผลการตอบสนองเหล่านี้ทำให้เกิดผลตอบสนองต่อสัญญาณปลอมปน สัญญาณปลอมปนได้แก่สัญญาณแปลกปลอมซึ่งสามารถผ่านวงจร RF ของเครื่องรับเข้ามาผสมกันที่ภาคผสมสัญญาณได้ เนื่องจากการทำงานของวงจรมิกเซอร์เป็นแบบไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear) สัญญาณที่เข้ามาผสมกันที่ภาคผสมสัญญาณได้อาจมีผลพลัฟจากการผสมคลื่นที่มีความถี่ตรงหรือใกล้เคียงกับความถี่ IF สัญญาณที่เข้ามาจากวงจรขยาย RF รวมทั้งฮาร์โมนิกส์ (harmonics) ผลการตอบสนองต่อสัญญาณปลอมปนส่วนใหญ่จะเกิดจากฮาร์โมนิกส์ของสัญญาณ RF กับสัญญาณโลคอลออสซิลเลเตอร์ (local oscillator;  $f_{LO}$ ) ผสมกัน

ความถี่ปลอมปนสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$mf_{RF} \pm nf_{LO} = f_{IF} \quad (2.9)$$

เมื่อ  $m$  และ  $n$  คือเลขจำนวนเต็มของฮาร์โมนิกส์ของสัญญาณ  $f_{RF}$  กับ  $f_{LO}$

$f_{LO}$  คือความถี่ของโลคอลออสซิลเลเตอร์

$f_{RF}$  คือความถี่ที่ผ่านย่านความถี่ของวงจร RF ได้

เมื่อ  $m$  และ  $n$  มีค่าเป็น 1 สัญญาณ  $f_{RF}$  จะเป็นสัญญาณที่เราไม่ต้องการหรือสัญญาณเงาสัญญาณเงาจะแตกต่างจากสัญญาณที่เราต้องการโดยจะมีความถี่เป็น 2 เท่าของ IF การที่จะกำจัดสัญญาณเงาออกไปจะต้องใช้วงจรอาร์เอฟฟิลเตอร์ (RF Filter) การใช้ IF หลายๆตัวจะมีข้อดีในเรื่องของการแยกสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณเงาออกจากกัน อย่างไรก็ตามการใช้ IF น้อยตัวกว่าจะมีข้อดีในเรื่องของกำลังการขยายสูง ความไว (selectivity) สูง และป้องกันการรั่วไหลของกำลังงานรอบวงจรฟิลเตอร์ ถ้า  $m$  และ  $n$  เพิ่มค่าขึ้นก็จะเป็นไปได้ที่จะทำให้เกิดการรวมกันของความถี่ต่างๆ ซึ่งเป็นสัญญาณที่เราไม่ต้องการและมีความถี่ที่ตรงกับความถี่ IF

### 2.8.4 ค่านอยส์ฟิกเกอร์ (Noise Figure) และค่าอุณหภูมิรบกวน (Noise Temperature)

ในภาครับหรือวงจขยายสัญญาณ จะขยายสัญญาณที่เราต้องการแต่ก็จะขยายสัญญาณรบกวนเพิ่มเข้ามาด้วย การวัดค่านอยส์ฟิกเกอร์เป็นการวัดค่าของสัญญาณรบกวนที่กำเนิดขึ้นมาจากภายในตัวระบบเองซึ่งจะบอกว่ารระบบดีหรือไม่ดี

ค่าตัวเลขสัญญาณรบกวนของระบบหาได้ดังนี้

$$F = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} \quad (2.10)$$

เมื่อ  $S_i/N_i$  เป็นอัตราส่วนของสัญญาณหลักต่อสัญญาณรบกวนทางค่านอินพุต  
 $S_o/N_o$  เป็นอัตราส่วนของสัญญาณหลักต่อสัญญาณรบกวนทางค่านเอาต์พุต

ทุกวงจรจะถูกกำหนดคุณสมบัติเฉพาะวงจรโดยค่าอุณหภูมิสมมูลของสัญญาณรบกวน (equivalent noise temperature) ซึ่งกำหนดจาก

$$T_e = (F - 1)T_o \quad (2.11)$$

เมื่อ  $T_o = 290$  K  
 สำหรับวงจรที่มีค่าการสูญเสีย (loss) เกิดขึ้น ค่าตัวเลขสัญญาณรบกวนถูกกำหนดโดย

$$F = 1 + (L - 1)T/T_o \quad (2.12)$$

เมื่อ  $L$  เป็นค่าการสูญเสียของวงจร ( $L = 1/G > 1$ )  
 $T$  เป็นค่าอุณหภูมิของวงจรเมื่อวงจรทำงานอยู่

เมื่อระบบประกอบด้วยวงจรหลายวงจรต่อคาสเคด (cascade) กันอยู่ค่านอซส์ฟีกเกอร์ทั้งหมด และค่าอุณหภูมิสัญญาณรบกวนทั้งหมดจะหาได้โดย

$$F_{cas} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2.13)$$

$$T_{cas} = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_{en}}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2.14)$$

$F_n$  เป็นค่าตัวเลขสัญญาณรบกวนในส่วนต่าง ๆ ของระบบ

$G_n$  เป็นอัตราขยายหรือเป็นค่าความสูญเสียในส่วนต่าง ๆ ของระบบ

$T_{en}$  เป็นค่าอุณหภูมิสัญญาณรบกวนในส่วนต่าง ๆ ของระบบ

จากสมการที่ (2.13) และ (2.14) ค่า  $G_1$  จะมีค่ามากและ  $T_{e2}$  จะมีค่าสูงกว่า  $T_{e1}$  เล็กน้อยดังนั้นค่า  $F_{cas}$  และ  $T_{cas}$  จะขึ้นอยู่กับค่า  $F_1$  และ  $T_{e1}$  เป็นหลัก จากหลักการนี้จึงต้องใช้วงจรขยายสัญญาณวงจรแรกที่มีอัตราขยายสูงและมีค่าอณุมิตสัญญาณรบกวนต่ำก็จะทำให้วงจรขยายสัญญาณในขั้นที่ 2 หรือขั้นที่ 3 หรือขั้นต่อไปทำการขยายสัญญาณโดยที่ค่าออสฟิลเตอร์ของระบบไม่เปลี่ยนแปลง ซึ่งโดยปกติวงจรขยายสัญญาณภาคแรกจะใช้เป็นวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (LNA) ดังนั้นสิ่งที่สำคัญที่สุดในการพิจารณาค่าตัวเลขสัญญาณรบกวนรวมของระบบอยู่ที่วงจรส่วนหน้า (front-end stage)

### 2.8.5 สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในแต่ละสเตจของเครื่องรับ (Noise Contribution of Receiver Stage)

ค่าออสฟิลเตอร์ของเครื่องรับถูกกำหนดจากการเพิ่มขึ้นในแต่ละสเตจของเครื่องรับทั้งหมด แต่ที่สำคัญที่สุดอยู่ที่ “สเตจส่วนหน้า” ค่าออสฟิลเตอร์และค่าอณุมิตสัญญาณรบกวนของเครื่องรับสามารถคำนวณได้จากค่าออสฟิลเตอร์ของอุปกรณ์ทั้งหมดที่อยู่ในสเตจส่วนหน้า

สมมติว่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุมีความต้านทานอยู่เล็กน้อย สัญญาณรบกวนภายในจะถูกสร้างขึ้นโดยวงจร กรองความถี่อาร์เอฟ หม้อแปลง วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง ค่าตัวเลขสัญญาณรบกวนทั้งหมดเป็นค่าสัญญาณรบกวนของเครื่องรับก่อนที่จะต่อสายอากาศ รูปแบบของสายอากาศทั้งหมดสามารถที่จะรวบรวมสัญญาณรบกวน แต่ถ้ามีหม้อหลัก (main beam) สูงกว่าโลบข้าง (side lobe) มากๆ (สายอากาศที่มีอัตราขยายสูง) จะสันนิษฐานว่าสัญญาณถูกรวบรวมจากหม้อหลัก ค่าอณุมิตสัญญาณรบกวนของสายอากาศหาได้โดย

$$T_A = \eta T_b + (1 - \eta) T_p \quad (2.15)$$

เมื่อ  $\eta$  คือ ค่าประสิทธิภาพของสายอากาศ (efficiency of the antenna)

$T_b$  คือ ค่าอณุมิตไบนารีสมมูลของพื้นหลัง (equivalent brightness temperature of the background)

$T_p$  คือ ค่าอณุมิตทางกายภาพของสายอากาศ

ดังนั้นกำลังงานของสัญญาณรบกวนที่ถูกส่งมายังเครื่องรับคือ

$$N_i = kBT_A = kB[\eta T_b + (1 + \eta)T_p] \quad (2.16)$$

ค่ากำลังงานเอาต์พุตของสัญญาณรบกวนคือ

$$N_o = kB F_{cas} G_{cas} \quad (2.17)$$

เมื่อ  $F_{cas}$  และ  $G_{cas}$  เป็นค่าอุนทวมี่สัญญาณรบกวนทั้งหมดและอัตราขยายสัญญาณทั้งหมดของระบบซึ่งสายอากาศและสายส่งสัญญาณที่ใช้ต่อระหว่างสายอากาศกับเครื่องรับ และ B คือแบนด์วิคท์ของระบบ

กำลังงานของสัญญาณเอาต์พุตหาได้โดย

$$S_o = S_i G_{cas} \quad (2.18)$$

ดังนั้นอัตราส่วนระหว่างสัญญาณที่เราต้องการกับสัญญาณรบกวนคือ

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{S_i}{kB F_{cas}} \quad (2.19)$$

กำลังของสัญญาณรบกวนที่อินพุตของเครื่องรับ ( $N_i$ ) เป็นกำลังของสัญญาณรบกวนที่ถูกรวมเอาไว้ที่ขั้วปลายสายอากาศ ถ้าสายนำสัญญาณที่ต่อระหว่างสายอากาศกับเครื่องรับคือ  $L_T$  และ  $T_{TL}$  คือค่าอุนทวมี่สัญญาณรบกวนของสายนำสัญญาณ กำลังเอาต์พุตของสัญญาณจะเป็นดังนี้

$$N_o = [N_i + kB(T_{TL} + L_T T_{REC})] G_{cas} \quad (2.20)$$

ถ้ากำลังสัญญาณรบกวน  $N_i'$  คือกำลังสัญญาณรบกวนที่ถูกส่งมาจากสายนำสัญญาณไปยังเครื่องรับจากสมการที่ (2.17) จะได้สมการใหม่ดังนี้

$$N_o = (N_i' + kB T_{REC}) G_{REC} \quad (2.21)$$

เมื่อ  $G_{REC}$  เป็นอัตราขยายรวมของเครื่องรับ

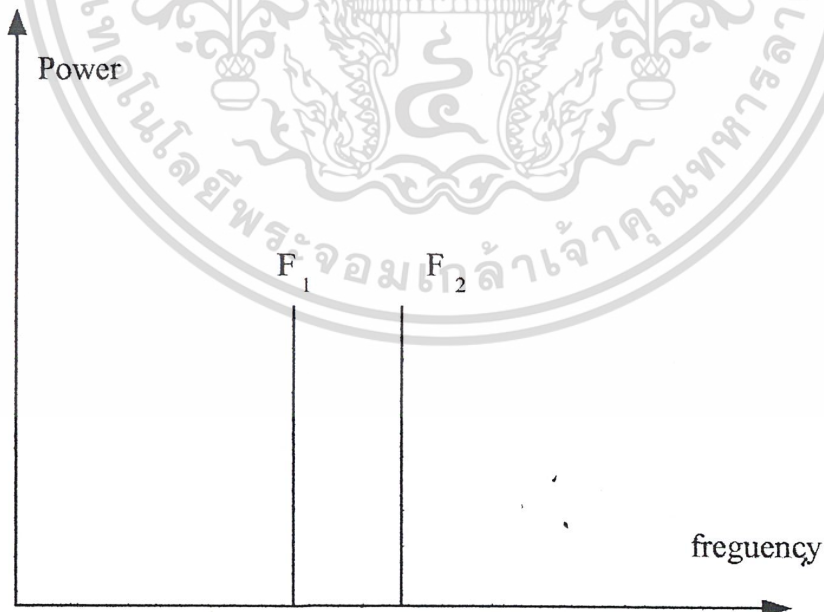
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## B เป็นแบนด์วิคท์ของระบบ

### 2.8.6 ผลของการอินเตอร์มอดูเลชันและจุดตัดของเครื่องรับ ( Intermodulation Products And Receiver Intercept Point)

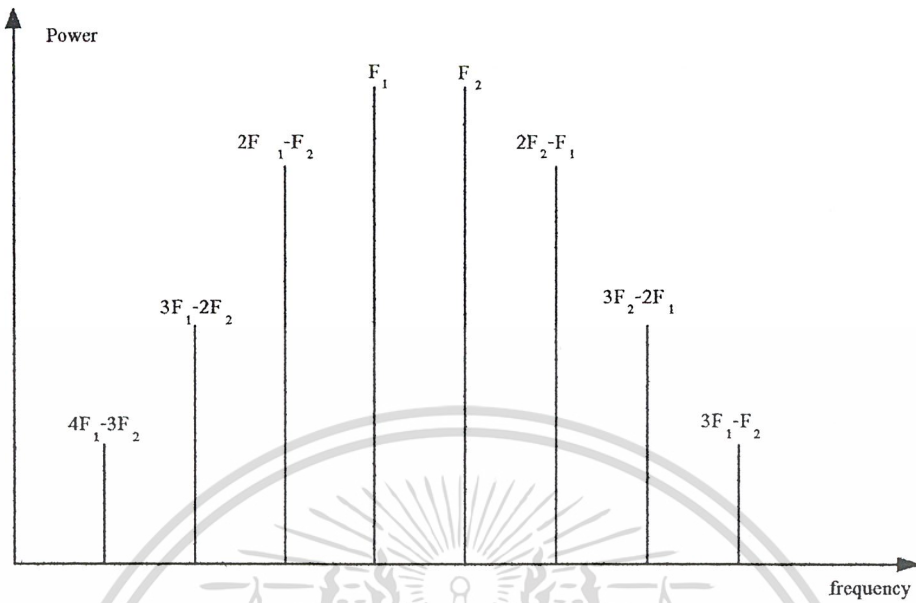
เมื่ออุปกรณ์แบบแอกทีฟชนิดต่างๆถูกใช้งานกับสัญญาณอินพุตที่มีขนาดใหญ่พอที่จะขับอุปกรณ์พวกนี้ให้ทำงานอยู่ในช่วงไม่เชิงเส้น (Non linear region) อุปกรณ์พวกนี้จะทำหน้าที่เสมือน “มอดูเลเตอร์” โดยจะผสมสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณที่ไม่ต้องการเข้าด้วยกันขบวนการนี้ถูกเรียกว่า “ครอส มอดูเลชัน” (Cross modulation)

อินเตอร์มอดูเลชันเกิดขึ้นเมื่อมีการผสมกันระหว่างความถี่ของสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณที่ไม่ต้องการ ที่ระดับสัญญาณต่ำ ภาครับส่วนหน้าจะให้ความเป็นเชิงเส้นได้ดีที่สุด แต่สัญญาณที่มีความแรงมากๆจะทำให้ภาครับส่วนหน้าทำงานในช่วงไม่เป็นเชิงเส้นและสร้างผลรวมของสัญญาณใน IF พาธแบนด์ ความถี่ที่เกิดขึ้นมาใหม่เหล่านี้ถูกเรียกว่า ผลของการอินเตอร์มอดูเลชัน ( Intermodulation Products) ดังแสดงในรูปที่ 2.5 (a) และ (b)



รูปที่ 2.5 (a) อินพุตของอุปกรณ์ที่เป็นเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 (b) ความเป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์ทางเอาต์พุต

จุดตัด (Intercept point) เป็นการวัดความเป็นเชิงเส้นของระบบและนำมาใช้หาค่าความผิดเพี้ยน (Distortion) หรือระดับของผลการเกิดอินเทอร์มอดูเลชันดังแสดงในรูปที่ 2.6 จุดตัดของอินพุต (Input Intercept point : IP) คือจุดที่ระดับแอมพลิจูดของสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณที่ไม่ต้องการมีขนาดเท่ากันและอันดับ (order) ของมันอ้างอิงกับขนาดแอมพลิจูดของผลความผิดเพี้ยนที่

$$P_i(\max) = \frac{1}{3}(2IP + N_o) \quad (2.22)$$

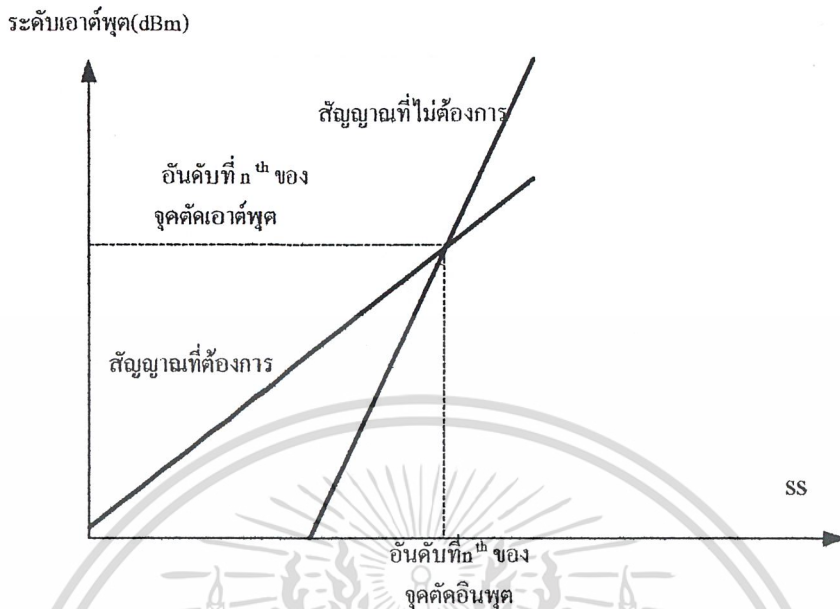
เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วตามระดับสัญญาณอินพุตที่เพิ่มขึ้น ผลของการอินเทอร์มอดูเลชันอันดับ 2 และอันดับ 3 เป็นค่าที่ทั่วไปยึดถือกันมากที่สุด ในทางปฏิบัติผลของการอินเทอร์มอดูเลชันอันดับ 3 เป็นค่าที่ใช้กำหนดระดับของ

สัญญาณอินพุตสูงสุดของภาครับส่วนหน้า ได้แสดงตามสมการ (2.22)

เมื่อ  $P_i$  เป็นค่ากำลังสูงสุดของสัญญาณอินพุต หน่วยเป็น dBm

IP เป็นจุดตัดอันดับที่สามมีหน่วยเป็น dBm

$N_o$  เป็นระดับสัญญาณรบกวนของเครื่องรับ มีหน่วยเป็น dBm



รูปที่ 2.6 ลักษณะของจุดตัด (Intercept Point)

สัญญาณสองสัญญาณที่มีความถี่  $f_1$  และ  $f_2$  สามารถรวมเข้าด้วยกันและทำให้เกิดสัญญาณใหม่ขึ้นมาซึ่งมีความถี่เป็น  $f_1 + f_2$  และ  $f_1 - f_2$  และฮาร์โมนิกที่สองของสัญญาณความถี่  $2f_1$  และที่  $2f_2$  ก็จะสร้างผลของการเกิดอินเตอร์มอดูเลชันอันดับที่สองขึ้นมา (IP's) ถ้า  $f_1$  และ  $f_2$  มีความถี่ที่ใกล้เคียงกันจะทำให้ผลของจากอินเตอร์มอดูเลชันของสองสัญญาณนี้มีระยะห่างของความถี่ขึ้นซึ่งทำให้ง่ายที่จะกำจัดทิ้งไปโดยใช้ IF ฟิลเตอร์ อย่างไรก็ตามถ้าสัญญาณทั้งสองสัญญาณนี้มีความแรงมากมันจะสามารถรวมกันเพื่อทำให้เกิดผลของการอินเตอร์มอดูเลชันอันดับสาม ผลของการอินเตอร์มอดูเลชันอันดับสามนี้เป็นผลของสัญญาณแต่ก็สามารถเกิดจากสัญญาณสองสัญญาณคือ  $f_1$  และ  $f_2$  ได้เช่นกันที่ความถี่ดังต่อไปนี้

$$3f_1 \text{ และ } 3f_2$$

$$2f_1 + f_2 \text{ และ } 2f_1 + f_1$$

$$2f_1 - f_2 \text{ และ } 2f_2 - f_1$$

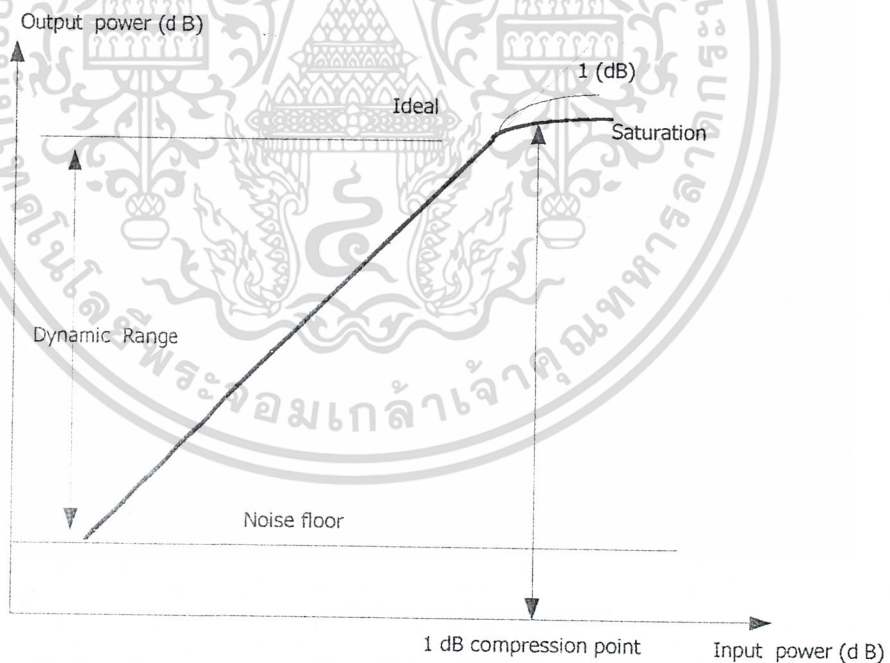
เมื่อสัญญาณทั้งสองถูกเลื่อนไปที่ระยะเท่ากันจะมีสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นปัญหาที่สำคัญเกิดขึ้น เมื่อสัญญาณความถี่  $f_1 + f_2$  มีค่าใกล้เคียงกับความถี่ที่เราต้องการสัญญาณที่เหมือนกันนี้ถูกกดทอนลงโดย IF ฟิลเตอร์ อย่างไรก็ตามเมื่อผลของอินเตอร์มอดูเลชันต่างๆมีค่าใกล้เคียงกับ  $f_1$  และ  $f_2$

มากๆและถูกสร้างขึ้นโดยภาครับ ผลของอินเตอร์มอดูเลชันเหล่านี้จะไม่สามารถถูกกำจัดทิ้งโดยใช้ฟิลเตอร์ได้

### 2.8.6 การผสมซึ่งกันและกัน (Reciprocal Mixing) การบีบอัดการขยาย (Gain Compression) และช่วงของไดนามิก (Dynamic Range)

การผสมซึ่งกันและกันเกิดขึ้นเมื่อ โลกอลออสซิเลเตอร์ผลิตสัญญาณรบกวนไซแบนด์ (Sideband noise ) ออกมาจากสัญญาณพาห์ของมันและสัญญาณรบกวนนี้ได้ผสมกับความถี่ของช่วงสัญญาณออกมาเป็นความถี่ IF คุณสมบัติการเลือกที่ดีของโลกอลออสซิเลเตอร์จะทำให้การผสมซึ่งกันและกันมีค่าน้อยที่สุด

การบีบอัดของอัตราขยายจะเกิดเมื่อสัญญาณอินพุตมีความแรงมากๆไปจับวงจรรขยาย RF ให้ทำงานในช่วงไม่เป็นเชิงเส้น ทั้งการบีบอัดของอัตราขยายและอินเตอร์มอดูเลชันสามารถทำให้ต่ำที่สุดโดยคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นที่ดีที่สุดของภาครับส่วนหน้า ภาครับส่วนหน้าจะต้องไม่โอเวอร์โหลดเมื่อสัญญาณมีความแรงมากๆและต้องสามารถรับสัญญาณที่มีความแรงน้อยๆได้อีกด้วย



รูปที่ 2.7 ย่าน ไดนามิกส์

ช่วงไดนามิกส์ เป็นช่วงระหว่างจุดโอเวอร์โหลดกับจุดที่เครื่องรับยังสามารถรับสัญญาณที่มีความแรงต่ำที่สุดได้ดังแสดงในรูปที่ 2.7 พารามิเตอร์ของเครื่องรับที่สำคัญสำหรับการกำหนดช่วง

ไดนามิกส์ก็คือความผิดเพี้ยนจากอินเทอร์มอดูเลชัน การผสมสัญญาณ การผสมซึ่งกันและกัน และการบีบอัดอัตรากาย

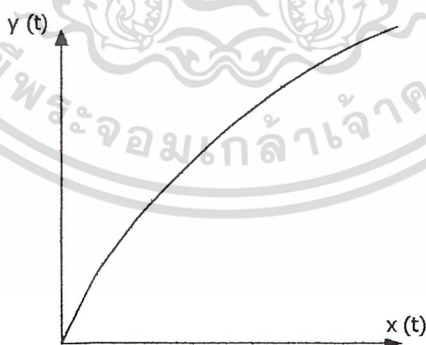
### 2.8.8 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของระบบ

ในระบบสื่อสาร โดยทั่วไปมักจะต้องประสบกับปัญหาที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของระบบอยู่เสมอ ซึ่งความไม่เป็นเชิงเส้นนั้นจะเกิดขึ้นโดยทั่วไปในชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์ หรือวงจรอิเล็กทรอนิกส์ทั้งหลาย เช่น วงจรขยายที่ใช้ทรานซิสเตอร์ก็ดี หลอดคลื่นวงจร (Traveling wave tube ย่อว่า TWT) ที่ใช้ในการขยายสัญญาณ ไมโครเวฟบนความถี่วิทยุก็ดีล้วนแต่แสดงคุณสมบัติที่ไม่เป็นเชิงเส้นทั้งสิ้นเมื่อสัญญาณขาเข้ามีขนาดใหญ่ถึงจุดๆหนึ่ง และผลกระทบที่รุนแรงจากความไม่เป็นเชิงเส้นของระบบก็คือ สัญญาณรบกวนที่เรียกว่า ครอสมอดูเลชันและอินเทอร์มอดูเลชัน ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของการเกิดและผลกระทบของสัญญาณรบกวนดังกล่าว

### 2.8.9 การเกิดครอสมอดูเลชันและอินเทอร์มอดูเลชัน

เมื่อวงจรขยายสัญญาณทำงานอยู่ในสภาพที่ไม่เป็นเชิงเส้นดังตัวอย่างในรูปที่ 2.8 โดยทั่วไป เราจะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาออกกับสัญญาณขาเข้าได้ดังนี้

$$y(t) = K_1x(t) + K_2x^2(t) + K_3x^3(t) + \dots \quad (2.23)$$



รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาออกและสัญญาณขาเข้าของวงจรขยาย

โดยที่  $K_1$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์ ในกรณีที่  $K_1$  ใหญ่กว่า  $K_2$  ที่เหลือน้อยๆ จนผลกระทบของเทอมหลังๆ ไม่ต้องคำนึงถึงก็ได้ เราก็จะอนุโลมว่าเป็นระบบเชิงเส้นได้ และ  $K_1$  ก็จะเป็นอัตรากายของ

วงจรมัน แต่ถ้า  $K_2, K_3, \dots$  มีขนาดน่าสังเกตซึ่งมักจะเกิดขึ้นเมื่อระดับของสัญญาณขาเข้าสูงถึง

เอกละเอียดของเนื้อหาในส่วนนี้เพื่อให้เห็นภาพที่ชัดเจนขึ้น เมื่อผู้เขียนได้มีโอกาสในการค้นคว้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระดับที่ทำให้วงจรขยายทำงานที่บริเวณอ้อมตัว หรือบริเวณใกล้เคียงกับการอ้อมตัว ในกรณีเช่นนี้ถึงแม้สัญญาณขาเข้ามีสัญญาณเดี่ยวยุขาน เป็นสัญญาณ AM ที่มีความถี่คลื่นพาห้เป็น  $f_c$  ความไม่เป็นเชิงเส้นตามสมการ (2.24) ก็จะทำให้เกิดสัญญาณที่มีความถี่คลื่นพาห้เป็นฮาร์โมนิกส้ของ  $f_c$  ซึ่งอาจจะไม่เป็นปัญหามากนักเพราะเราจะสามารถใช้ฟิลเตอร์กรองเอาเฉพาะความถี่ที่ต้องการออกไปใช้ แต่ในกรณีที่สัญญาณขาเข้าประกอบด้วยสัญญาณหลายๆสัญญาณที่มีความถี่คลื่นพาห้ไม่เท่ากันซึ่งเป็นกรณีที่พบในระบบมัลติเพลกซ์เชิงความถี่ทั้งหลาย สัญญาณขาออกของวงจขยายนอกจากจะมีส่วนประกอบฮาร์โมนิกส้ของสัญญาณแต่ละสัญญาณแล้ว ยังประกอบด้วยสัญญาณที่มีความถี่เป็นบวก และผลต่างของสัญญาณที่เข้ามา เพื่อให้เห็นภาพชัดเจนขึ้นจะยกตัวอย่างกรณีที่สัญญาณขาเข้าประกอบด้วย 3 สัญญาณ ซึ่งมีความถี่คลื่นพาห้เป็น  $f_1, f_2$  และ  $f_3$  ตามลำดับ และเพื่อความสะดวกในการอธิบายจะให้สัญญาณทั้งสามนี้เป็นสัญญาณ DSB ซึ่งเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} V_1(t) &= m_1(t)\cos\omega_1 t \\ V_2(t) &= m_2(t)\cos\omega_2 t \\ V_3(t) &= m_3(t)\cos\omega_3 t \end{aligned} \quad (2.24)$$

สัญญาณขาเข้าของวงจขยายจะเป็นผลบวกของสัญญาณทั้งสามนี้กล่าวคือ

$$\begin{aligned} X(t) &= V_1(t) + V_2(t) + V_3(t) \\ &= m_1(t)\cos\omega_1 t + m_2(t)\cos\omega_2 t + m_3(t)\cos\omega_3 t \end{aligned} \quad (2.25)$$

เมื่อนำสมการ (2.25) แทนในสมการ (2.23) จะได้ผลดังนี้

$$\begin{aligned} y(t) &= K_1 [ V_1(t) + V_2(t) + V_3(t) ] + K_2 [ V_1^2(t) + V_2^2(t) + V_3^2(t) \\ &\quad + 2 V_1(t) V_2(t) + 2 V_2(t) V_3(t) + 2 V_3(t) V_1(t) ] \\ &\quad + K_3 [ V_1^3(t) + V_2^3(t) + V_3^3(t) + 3 V_1^2(t) V_2(t) \\ &\quad + 3 V_1(t) V_2^2(t) + 3 V_2^2(t) V_3(t) + 3 V_2(t) V_3^2(t) \\ &\quad + 3 V_3^2(t) V_1(t) + 3 V_3(t) V_1^2(t) + 6 V_1 V_2 V_3 ] \\ &\quad + \dots \end{aligned} \quad (2.26)$$

ผลที่ได้ตามสมการ (2.26) นี้ เมื่อแทนค่าสมการ (2.24) ลงไปแล้วพิจารณาสเปกตรัมของ สัญญาณที่เกิดขึ้นจะพบว่า นอกจากความถี่พื้นฐาน (fundamental frequency) และความถี่ฮาร์โมนิกส์ของแต่ละสัญญาณแล้ว ยังมีความถี่ที่เป็นผลบวก และผลต่างของความถี่ของสัญญาณขาเข้าต่างๆด้วย เพื่อให้เห็นผลที่เกิดขึ้นอย่างชัดเจนจะสมมติให้ค่าของ  $K_4, K_5, \dots$  มีขนาดเล็กมากจนไม่ต้องนำมาคิดได้ เมื่อแทนค่าสมการ (2.24) ลงในสมการ (2.26) จะได้สัญญาณขาออกที่มีความถี่ต่างๆ ดังที่แสดงไว้ในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 แสดงส่วนประกอบของสัญญาณขาออกกรณีผ่านสัญญาณขาเข้า 3 ความถี่เข้าสู่วงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

ตารางที่ 2.1(a) ส่วนประกอบกำลังหนึ่ง

ชนิดของ ส่วนประกอบ		รายละเอียด	ความหมาย
ส่วนประกอบกำลังหนึ่ง	$K_1 x(t) =$	$K_1 m_1(t) \cos \omega_1 t$ $+ K_1 m_2(t) \cos \omega_2 t$ $+ K_1 m_3(t) \cos \omega_3 t$	ความถี่พื้นฐาน

ตารางที่ 2.1 (b) ส่วนประกอบกำลังสอง

ชนิดของ ส่วนประกอบ		รายละเอียด	ความหมาย
ส่วนประกอบกำลังสอง	$K_2 x^2(t)$	$K_2 / 2 [ m_1^2(t) + m_2^2(t) + m_3^2(t) ]$ $+ K_2 m_1(t) m_2(t) \cos(\omega_1 \pm \omega_2) t$ $+ K_2 m_2(t) m_3(t) \cos(\omega_2 \pm \omega_3) t$ $+ K_2 m_3(t) m_1(t) \cos(\omega_3 \pm \omega_1) t$	กระแสตรง การบีบระหว่าง ความถี่พื้นฐาน

		$+ K_2/2 m_1^2(t)\cos 2\omega_1 t$ $+ K_2/2 m_2^2(t)\cos 2\omega_2 t$ $+ K_2/2 m_3^2(t)\cos 2\omega_3 t$	ความถี่อาร์โมนิกส์ ที่ 2
--	--	--	-----------------------------

ตารางที่ 2.1 (c) ส่วนประกอบกำลังสาม

ชนิดของ ส่วนประกอบ		รายละเอียด	ความหมาย
ส่วนประกอบ กำลังสาม	$K_3 x^3(t)$ =	$K_3/4 m_1^3(t)\cos 3\omega_1 t$ $+ K_3/4 m_2^3(t)\cos 3\omega_2 t$ $+ K_3/4 m_3^3(t)\cos 3\omega_3 t$	ความถี่อาร์โมนิกส์ที่ 3
		$+ 3/4 K_3 m_1^2(t)m_2(t)\cos(2\omega_1 \pm \omega_2)t$ $+ 3/4 K_3 m_1^2(t)m_3(t)\cos(2\omega_1 \pm \omega_3)t$ $+ 3/4 K_3 m_2^2(t)m_1(t)\cos(2\omega_2 \pm \omega_1)t$ $+ 3/4 K_3 m_2^2(t)m_3(t)\cos(2\omega_2 \pm \omega_3)t$ $+ 3/4 K_3 m_3^2(t)m_1(t)\cos(2\omega_3 \pm \omega_1)t$ $+ 3/4 K_3 m_3^2(t)m_2(t)\cos(2\omega_3 \pm \omega_2)t$	อินเตอร์มอดูเลชัน
		$+ 3/4 K_3 m_1(t)m_2(t)m_3(t)\cos(\omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3)t$	การบีบสาม ความถี่ (triple beat)
		$+ 3/4 K_3 m_1^3(t)\cos \omega_1 t$ $+ 3/4 K_3 m_2^3(t)\cos \omega_2 t$ $+ 3/4 K_3 m_3^3(t)\cos \omega_3 t$	ความไม่เป็นเชิงเส้นในความถี่พื้นฐาน
		$+ 3/2 K_3 m_1(t)m_2^2(t)\cos \omega_1 t$ $+ 3/2 K_3 m_1(t)m_3^2(t)\cos \omega_1 t$	ครอสมอดูเลชัน

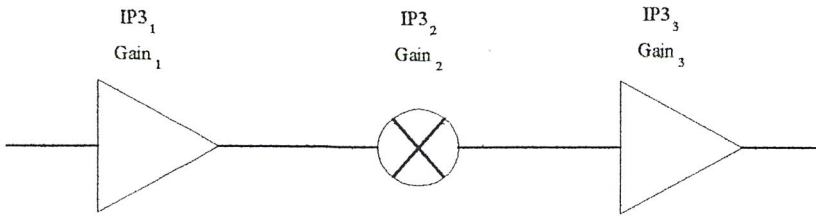
		$+ 3/2 K_3 m_2(t) m_1^2(t) \cos \omega_1 t$ $+ 3/2 K_3 m_2(t) m_2^2(t) \cos \omega_2 t$ $+ 3/2 K_3 m_3(t) m_1^2(t) \cos \omega_3 t$ $+ 3/2 K_3 m_3(t) m_2^2(t) \cos \omega_3 t$	
--	--	--	--

จากตารางที่ 2.1(a) และ 2.1 (b) และ 2.1(c) จะเห็นได้ว่า นอกจากความถี่พื้นฐาน และความถี่ฮาร์โมนิกส์แล้ว ยังมีความถี่ที่เกิดจากการบีบ หรือการผสมกันระหว่างความถี่พื้นฐานและความถี่ฮาร์โมนิกส์ เช่น  $\omega_1 \pm \omega_2$  ,  $2\omega_1 \pm \omega_1$  เป็นต้น ซึ่งถ้าความถี่เหล่านี้ไปตกอยู่ในแบนด์วิดท์ของสัญญาณความถี่พื้นฐานก็จะไปรบกวนสัญญาณความถี่พื้นฐานนั้นได้ เราเรียกสภาวะการรบกวนนี้ว่า การรบกวนจากอินเตอร์มอดูเลชัน นอกจากอินเตอร์มอดูเลชันที่กล่าวมานี้ยังมีอีกเทอมหนึ่งที่เกิดขึ้นในส่วนประกอบยกกำลังสามก็คือ เทอมที่ความถี่คลื่นพาห์เหมือนกับของสัญญาณเดิมแต่สัญญาณที่มามอดูเลชันอยู่นั้นแทนที่จะมีแค่สัญญาณเบสแบนด์อันเดิม กลับมีสัญญาณเบสแบนด์ของสัญญาณอื่นมามอดูเลชันอยู่ด้วย ตัวอย่างของเทอมดังกล่าวนี้คือ  $3/2 K_3 m_1(t) m_2^2(t) \cos \omega_1 t$  ลักษณะดังกล่าวนี้ เราเรียกว่าครอสมอดูเลชัน ซึ่งก็จะเป็นสัญญาณรบกวนเช่นเดียวกัน การนิยามระดับของอินเตอร์มอดูเลชัน และครอสมอดูเลชันจะเป็นการเปรียบเทียบขนาดของสัญญาณนี้กับสัญญาณความถี่พื้นฐาน และให้มีหน่วยเป็น dB

สัญญาณรบกวนแบบอินเตอร์มอดูเลชัน และครอสมอดูเลชันนี้จะเป็นปัญหาได้มากในระบบ FDM ทั้งหมด โดยเฉพาะในกรณีที่สัญญาณขาเข้ามีระดับแตกต่างกันมาก ในการใช้งานทั่วไปเพื่อป้องกันการรบกวนในลักษณะดังกล่าวนี้ วงจรขยายจะถูกใช้ที่ตำแหน่งต่ำกว่าจุดอิมพัลส์รวมตัว ซึ่งเรียกว่าการแบ็คออฟ (back-off) ถ้ามีการแบ็คออฟมากก็จะมีผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรรขยายน้อยลง ในตัวอย่างระบบที่จะกล่าวนี้จะแสดงตัวเลขดังกล่าวนี้ไว้

**2.9 การคำนวณ จุดตัดอันดับที่ 3 (Third Order Intercept Point ; IP3)**

จุดตัดอันดับที่ 3 เป็นสิ่งที่สำคัญมากในการวัดความเป็นเชิงเส้นของระบบ เป็นจุดที่สัญญาณที่ต้องการกับผลการผิดเพี้ยนอันดับที่ 3 มีค่าทางแอมพลิจูดเท่ากัน



รูปที่ 2.9 จุดตัดของระบบที่ต่อкасцепกัน

ระบบที่ต่อแบบคาสцепกัน ค่าจุดตัดที่อินพุตจะหาได้ดังนี้

$$IP3_{IN} = \frac{1}{\frac{1}{IP3_1} + \frac{1}{Gain_1 \cdot IP3_2} + \frac{1}{Gain_1 \cdot Gain_2 \cdot IP3_3} + \dots} \quad (2.27)$$

เมื่อทั้ง IP3 และอัตราขยายอยู่ในรูปแบบที่เป็นเชิงเส้น

$$IP3_n \text{ (dB)} = 10 \log IP3_n \quad (2.28)$$

$$Gain_n \text{ (dB)} = 10 \log Gain_n \quad (2.39)$$

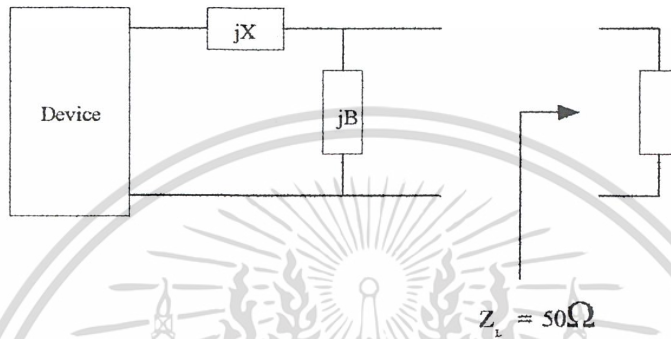
ถ้ามีการลดทอนสัญญาณอาร์เอฟด้วยสัญญาณไอเอ็ม (IM signal) และไม่มีการลดทอนบนช่องสัญญาณค่า IP3 จะดีขึ้นด้วยการลดทอนสัญญาณอาร์เอฟลง 3 เท่าในหน่วย dB และสัญญาณไอเอ็มจะ ถูกลดทอนโดยวิธีเดียวกัน

## 2.10 อิมพีแดนซ์แมทชิง (Impedance Matching)

วงจรอิมพีแดนซ์แมทชิงมีความจำเป็นอย่างมากสำหรับระบบของเครื่องรับ ในระบบของเครื่องรับนั้นจะต้องการค่าการส่งกำลังงานระหว่างภาคต่างๆสูงสุดเท่าที่จะเป็นไปได้และเป็นผลให้ค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณลดลงด้วยในทางทฤษฎีต้องออกแบบวงจรเพื่อให้ค่าความต้านทานภายในแหล่งจ่ายสัญญาณมีค่าเท่ากับค่าความต้านทานของโหลดจึงจะให้ค่าการส่งผ่านกำลังงานมีค่าสูงสุด

### 2.10.1 การแมตชิงวงจรรูปตัวแอล (L network)

สำหรับวงจรแมตชิงอิมพีแดนซ์ดังรูปที่ 2.10 ค่าแอดมิแตนซ์ (admittance) จะพิจารณาโดยมองจากโครงข่ายแมตชิงที่ต่อโดยโหลดอิมพีแดนซ์  $Z_L = R_L + jX_L$  ซึ่งจะต้องเท่ากับ  $1/Z_0$



รูปที่ 2.10 วงจรแมตชิงรูปตัว L แบบแรก

$$\frac{1}{Z_0} = jB + \frac{1}{R_L + j(X + X_L)} \quad (2.30)$$

$$X + X_L = BZ_0 R_L \quad (2.31)$$

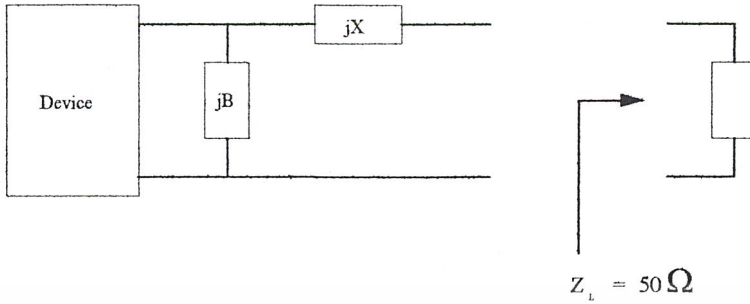
$$BZ_0 (X + X_L) = Z_0 - R_L \quad (2.32)$$

จากสมการ (2.30) สมการ (2.31) และ (2.32) ทำให้ได้ค่า X และค่า B ดังนี้

$$X = \pm \sqrt{R_L (Z_0 - R_L)} - X_L \quad (2.33)$$

$$B = \pm \frac{\sqrt{R_L (Z_0 - R_L) / R_L}}{Z_0} \quad (2.34)$$

จากวงจรเป็นตัวเก็บประจุที่ต่อแบบขนานจะได้วงจรแมตชิงดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.11 วงจรแมทซ์รูปตัว L แบบขนาน

ค่าอิมพีแดนซ์จะมองจากโครงข่ายแมทซ์โดยโหลดอิมพีแดนซ์ซึ่งจะต้องเท่ากับ  $Z_o$

$$Z_o = jX + \frac{1}{jB + \frac{1}{R_L + jX_L}} \quad (2.35)$$

$$B(XR_L - X_L Z_o) = R_L - Z_o \quad (2.36)$$

$$X(1 - BX_L) = BZ_o R_L - X_L \quad (2.37)$$

จากสมการ (2.35) แทนค่าลงในสมการที่ (2.36) จะได้ค่า B และ ค่า X ดังนี้

$$B = \frac{X_L \pm \sqrt{(R_L/Z_o)(R_L^2 + X_L^2 - Z_o R_L)}}{R_L^2 + X_L^2} \quad (2.38)$$

$$X = (1/B) + (X_L Z_o / R_L) - (Z_o / BR_L) \quad (2.39)$$

## 2.11 สกแตนเตอริงเมตริกซ์ ( Scattering matrix )

### 2.11.1 นิยามและความหมายของสกแตนเตอริงเมตริกซ์

ก่อนที่จะกล่าวถึงนิยามของสกแตนเตอริงเมตริกซ์จะขอสรุปข้อดีข้อเสียของอิมพีแดนซ์เมตริกซ์ และแอดมิแตนซ์เมตริกซ์ก่อน ข้อดีของอิมพีแดนซ์เมตริกซ์ก็คือการนิยามแรงดันไฟฟ้าสมมูลและกระแสไฟฟ้าสมมูล และสามารถทำให้ทฤษฎีของสายนำสัญญาณกับวงจรสมมูลนั้นได้ อย่างไรก็ตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ การใช้งานโดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

ตามแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้านั้นเป็นเพียงค่าสมมูลซึ่งจะไม่เชื่อมโยงโดยตรงจากค่าที่ได้จากการวัด จึงทำให้เป็นข้อเสียที่ทำให้หิมพ์แดนซ์เมตริกซ์ไม่มีที่ใช้มากนักในวงจรไมโครเวฟ เมื่อพิจารณาในทางปฏิบัติเราจะวัดค่าอะไรได้บ้างนั้น ค่าที่วัดได้คือค่า SWR ซึ่งจะให้ข้อมูลของสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับ และการวัดค่าสัมประสิทธิ์ของการส่งผ่าน ซึ่งก็จะสามารถทำได้โดยป้อนกำลังคลื่นเข้าที่พอร์ตใดพอร์ตหนึ่ง แล้ววัดกำลังคลื่นที่เหลือ การวัดในสภาพนี้ทำได้ง่ายและได้ผลชัดเจน นอกจากนี้ยังสามารถวัดได้ทั้งขนาดและเฟสของคลื่นเมื่อเปรียบเทียบกับคลื่นที่ส่งเข้ามาได้ ดังนั้นถ้าเรานิยามพารามิเตอร์ที่เชื่อมโดยความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นที่ส่งผ่านเข้ามา กับคลื่นที่สะท้อนและคลื่นที่ส่งผ่านออกไปทางพอร์ตต่างๆ หรืออาจเรียกรวมกันว่าคลื่นกระจัดกระจาย (scatter) ออกไป พารามิเตอร์ชุดดังกล่าวก็就会有ความสัมพันธ์อย่างใกล้ชิดกับค่าที่ทำการวัดได้ และพารามิเตอร์นี้ก็คือสแกตเตอร์เมตริกซ์นั่นเองเมื่อพิจารณาวงจรไมโครเวฟที่มี N พอร์ตถ้ามีคลื่นที่ส่งเข้ามาจากพอร์ตใดพอร์ตหนึ่ง เช่น พอร์ตที่ 1 ก็จะเกิดคลื่นสะท้อนกลับเป็น  $V_1^- = S_{11} V_1^+$  และเกิดคลื่นที่ออกไปจากพอร์ตอื่นๆ เป็น  $V_n^- = S_{n1} V_1^+$  และจากคุณสมบัติที่เป็นเชิงเส้นของสมการแมกซ์เวลล์เมื่อมีคลื่นส่งผ่านเข้ามาจากทุกๆ พอร์ตคลื่นที่ส่งออกไปจากพอร์ตต่างๆ ก็จะเป็นผลรวมเชิงเส้นของคลื่นกระจัดกระจายที่เกิดจากการส่งผ่านคลื่นเข้าที่แต่ละพอร์ต

### 2.11.2 ความหมายของ S พารามิเตอร์

S พารามิเตอร์จะมีความสัมพันธ์อย่างใกล้ชิดกับค่าที่ทำการวัดได้ในทางปฏิบัติ ในขั้นแรกเราจะพิจารณาความหมายของ S พารามิเตอร์ซึ่งจะให้ผลในการยืนยันค่ากล่าวนี้ ก่อนอื่นพิจารณากรณีที่เราส่งคลื่นเข้าทางพอร์ตที่  $i$  แล้วทำการต่อปลายสายของพอร์ตที่เหลือด้วยแมทซ์โหลดคั้งที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.12 ในสภาพเช่นนี้  $a_n$  จะเป็นศูนย์หมดยกเว้น  $a_i$  และจากสมการ (2.40) เราจะได้

$$b_i = S_{ii} a_i \quad (2.40)$$

หรือ

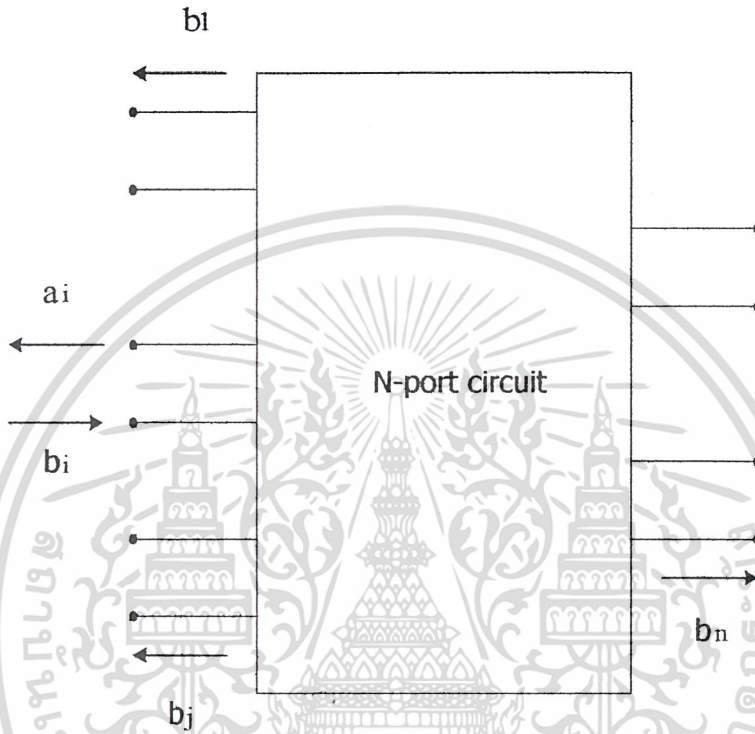
$$S_{ii} = \frac{b_i}{a_i} = \frac{v_i^-}{v_i^+} = \Gamma_i \quad (2.41)$$

ผลที่ได้นี้เป็นการบ่งบอกว่าภายใต้เงื่อนไขวงจรดังกล่าว เราจะสามารถหาค่า  $S_{ii}$  ได้โดยการวัดคลื่นที่สะท้อนกลับมาในพอร์ตที่  $i$  และ  $S_{ii}$  ก็คือสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับนั่นเอง และภายใต้เงื่อนไขเดียวกันนี้  $b_j$  จะเขียนได้ดังนี้

$$b_j = S_{ji} a_i \quad (2.42)$$

หรือ

$$S_{ji} = \frac{b_j}{a_i} \quad (2.43)$$

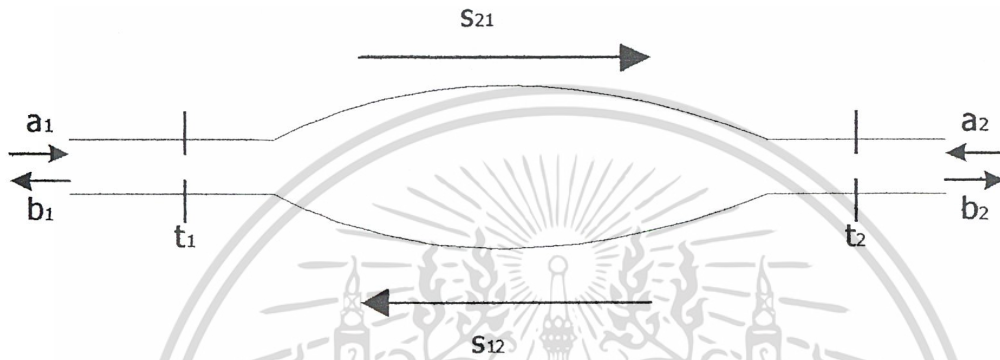


รูปที่ 2.12 การวัด S พารามิเตอร์โดยการป้อนกำลังคลื่น เข้าที่พอร์ตที่ i และต่อแมทซ์ิ่งโหลดในพอร์ตที่เหลือ

ผลที่ได้นี้ก็เป็นการแสดงว่า  $S_{ji}$  จะเท่ากับสัมประสิทธิ์ของการส่งผ่านจากพอร์ต i ไปพอร์ตที่ j ค่า  $S_{ji}$  นี้ก็จะทำการวัดได้โดยทำการวัดขนาด และเฟสของ  $b_j$  ภายใต้เงื่อนไขวงจรดังกล่าว จากที่กล่าวมานี้จะเห็นได้ว่าการวัดค่า S พารามิเตอร์ นี้จะทำได้โดยการต่อแมทซ์ิ่งโหลดเข้าที่ปลายสายของพอร์ตต่างๆซึ่งจัดว่าทำได้ง่ายในภาคปฏิบัติ ในกรณีของการวัด Z พารามิเตอร์หรือ Y พารามิเตอร์นั้นเราจะต้องทำการเปิดวงจรปลายพอร์ตเพื่อให้  $I_n = 0$  หรือทำการปิดวงจรปลายพอร์ตเพื่อให้  $V_n = 0$  ซึ่งมักจะทำได้ยากในภาคปฏิบัติ ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าในย่านวงจรความถี่มากโดยเฉพาะในย่านความถี่ไมโครเวฟขึ้นไป เรามักจะใช้ S พารามิเตอร์มากกว่า Z พารามิเตอร์หรือ Y พารามิเตอร์ด้วยเหตุผลที่ S พารามิเตอร์ให้ความหมายที่ชัดเจนกว่าและสามารถทำการวัดได้โดยง่าย

### 2.11.3 เมตริกซ์สำหรับวงจร 2 พอร์ต

วงจร 2 พอร์ตจัดว่าเป็นวงจรพื้นฐานที่สุดในการนิยาม S เมตริกซ์ แล้วก็เป็นวงจรที่พบบ่อยครั้งในภาคปฏิบัติยกตัวอย่าง เช่น การนำท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณอย่างอื่นที่มีค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะที่ต่างกันมาต่อกัน



รูปที่ 2.13 วงจร 2 พอร์ตที่มีความไวไม่ต่อเนื่องที่จุดเชื่อมต่อ

อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของพอร์ตทั้งสองอาจจะไม่เท่ากัน ซึ่งเราจะให้เท่ากับ  $Z_1$  และ  $Z_2$  ตามลำดับตามนิยามของ S เมตริกซ์ เราจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.44)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.45)$$

โดยที่ความหมายของ S พารามิเตอร์แต่ละตัวก็จะชัดเจนคือ  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  จะเป็นสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนที่วัดที่พอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2 ในขณะที่อีกพอร์ตหนึ่งถูกต่อไว้ด้วยแม่ทงซึ่งโหลด สำหรับ  $S_{21}$  และ  $S_{12}$  จะเป็นสัมประสิทธิ์ของการส่งผ่านจากพอร์ตที่ 2 มาพอร์ตที่ 1 และจากพอร์ตที่ 1 ไปพอร์ตที่ 2 ในสภาพมีการต่อไว้ด้วยแม่ทงซึ่งโหลดเช่นเดียวกัน  $S_{12}$  จะเท่ากับ  $S_{21}$  ในกรณีที่ว่าวงจร 2 พอร์ตนี้มีคุณสมบัติตามทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับ ในกรณีที่จุดเชื่อมต่อเป็นแบบไม่มีการสูญเสีย S เมตริกซ์นี้จะเกิดขึ้นข้างเดียวและเงื่อนไขสำหรับพารามิเตอร์ซึ่งเขียนรายละเอียดได้ดังนี้

$$S_{11}S_{11}^* + S_{21}S_{21}^* = 1 \quad (2.46)$$

$$S_{22}S_{22}^* + S_{12}S_{12}^* = 1 \quad (2.47)$$

$$S_{22}S_{22}^* + S_{12}S_{12}^* = 1 \quad (2.48)$$

$$S_{11}S_{12}^* + S_{21}S_{22}^* = 0$$

เนื่องจาก  $S_{12} = S_{21}$  ดังนั้นสมการ (2.46) จะเท่ากับ (2.47) และทำให้  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$|S_{11}| = |S_{22}| \quad (2.49)$$

และจากสมการ (2.48) เราจะได้

$$|S_{11}| = \sqrt{1 - |S_{11}|^2} \quad (2.50)$$

ดังนั้นเมื่อเราให้  $S_{11} = |S_{11}|e^{j\theta_1}$ ,  $S_{22} = |S_{22}|e^{j\theta_2} = |S_{11}|e^{j\theta_2}$  และ  $S_{12} = (1 - |S_{11}|^2)^{1/2}e^{j\phi}$  แล้วแทนค่าลงในสมการ จะได้ผลดังนี้

$$|S_{11}|(1 - |S_{11}|^2)^{1/2}(e^{j\theta_1 - j\phi_2}) = 0 \quad (2.51)$$

หรือ 
$$e^{j(\theta_1 + \theta_2)} = -e^{j2\theta} \quad (2.52)$$

ซึ่งจะหา  $\phi$  ในรูปของ  $\theta_1$  และ  $\theta_2$  ได้ดังนี้

$$\theta_1 + \theta_2 = 2\phi \pm \pi \quad (2.53)$$

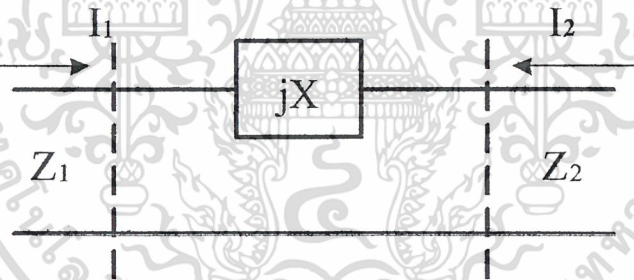
หรือ 
$$\phi = \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \pm \frac{\pi}{2} \quad (2.54)$$

ผลที่ได้ตามสมการ (2.55) กับสมการ (2.50) เป็นการระบุว่า  $S_{12}$  และ  $S_{21}$  จะหาได้จาก  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  และจะเป็นได้ว่าพารามิเตอร์ที่มีค่าอิสระนั้นจะมีเพียง 3 ตัว เท่านั้นคือ  $|S_{11}|, \theta_1$  และ  $\theta_2$  ซึ่งก็จะตรงกับผลการคำนวณจำนวนพารามิเตอร์อิสระที่เท่ากับ

$$\frac{N(N+1)}{2} = 2 \times \frac{3}{2} = 3 \quad (2.55)$$

ในลำดับต่อไปจะแสดงวิธีหาค่า  $S$  พารามิเตอร์ของวงจร 2 พอร์ตแบบง่าย ๆ ที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.14 คือเป็นสายนำสัญญาณ 2 จุดต่อกันด้วยค่ารีแอคแตนซ์ในลักษณะอนุกรมเมื่อให้  $V_1^+, V_1^-, V_2^+, V_2^-$  เป็นแรงดันไฟฟ้าสมมูลที่ไม่ได้นอร์มอลไลซ์ไว้เราจะหา  $S_{11}$  ได้โดยการต่อแมทซ์ซึ่งโหลดคือ  $Z_2$  ซึ่งจะได้ผลดังนี้

$$S_{11} = \frac{b_1^-}{a_1^+} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \frac{Z_{in} - Z_1}{Z_{in} + Z_1} = \frac{Z_2 - Z_1 + jX}{Z_2 + Z_1 + jX} \quad (2.56)$$



รูปที่ 2.14 ตัวอย่างวงจร 2 พอร์ตที่ใช้ในการหา  $S$  พารามิเตอร์

ในการทำงานเดียวกันจะสามารถหาค่า  $S_{22}$  ได้ดังนี้

$$S_{22} = \frac{b_2^-}{a_2^+} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = \frac{Z_1 + Z_2 + jX}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (2.57)$$

ในการหา  $S$  นั้นเราจะทำได้โดยการต่อแมทซ์ซึ่งโหลดที่พอร์ตที่ 2 แล้วหาค่า  $b_2^-/a_1^+$  ซึ่งในขั้นแรกจะคิดอยู่ในรูปของ  $V_2^-$  และ  $V_1^+$  ดังนี้

$$S_{12} = S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \frac{V_2^-}{V_1^+} \quad (2.58)$$

การหาค่า  $V_2^-$  ในรูปของ  $V_1^+$  นั้นจะทำได้โดยคำนึงถึงแรงดันไฟฟ้าที่โหนดในวงจรดังนี้ คือ ก่อนอื่นที่พอร์ตที่ 1 จะมีแรงดันไฟฟ้ารวมในรูป

$$V_1 = V_1^+ + V_1^- = V_1^+ (1 + S_{11}) \quad (2.59)$$

และกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าที่พอร์ต 1 จะเขียนได้ดังนี้

$$I_1 = \frac{1}{Z_1} (V_1^+ - V_1^-) = \frac{V_1^+}{Z_1} (1 - S_{11}) \quad (2.60)$$

เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านวงจรอนุกรมจะมีขนาดเท่ากัน เมื่อให้  $I_2^-$  เป็นกระแสที่ไหลออกจากพอร์ตที่ 2 จะได้

$$I_1 = -I_2 = I_2^- = \frac{V_2^-}{Z_2} \quad (2.61)$$

จากสมการ (2.60) และ (2.61) จะสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง  $V^+$  กับ  $V^-$  ได้ดังนี้

$$\frac{V_2^-}{V_1^+} = \frac{Z_2}{Z_1} (1 - S_{11}) \quad (2.62)$$

เมื่อแทนค่าสมการ (2.62) และ  $S_{11}$  จากสมการ (2.56) ลงในสมการ (2.58) จะได้  $S_{12}$  ในรูปต่อไปนี้

$$S_{12} = S_{21} = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2 + jX} = \frac{2\sqrt{Z_1 Z_2}}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (2.63)$$

ถ้าเราทำการหาค่าจากสมการ (2.63) โดยตรงเราจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

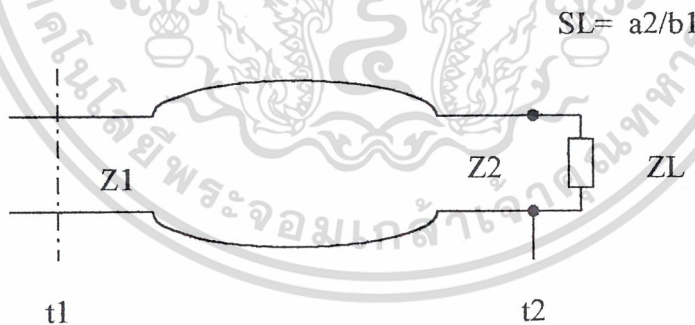
$$S_{11} = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (2.64)$$

ในทำนองเดียวกัน

$$S_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^+} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (2.65)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่า  $S_{21}$  และ  $S_{12}$  ในกรณีนี้จะไม่เท่ากัน และทำให้ S เมตริกซ์ที่นิยามแบบนี้ไม่มีคุณสมบัติสมมาตร ดังนั้นโดยทั่วไปเราจึงนิยมใช้ S เมตริกซ์จาก  $a_n$  และ  $b_n$  มากกว่า

ในลำดับสุดท้ายนี้จะพิจารณาในกรณีที่มีการป้อนกำลังคลื่นเข้าที่พอร์ตหนึ่งแล้วอีกพอร์ตหนึ่งต่อไว้ด้วยโหลดที่ไม่ใช่แมทซ์ิงโหลด ในกรณีเช่นนี้เราจะสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนในรูปของ S พารามิเตอร์ได้ดังต่อไปนี้ ก่อนอื่นให้มีการป้อนกำลังเข้าที่พอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2 ต่อไว้ด้วยอิมพีแดนซ์  $Z$  ตามรูป 2.15 เมื่อต่อโหลด  $Z_L$  ซึ่งไม่แมทซ์กับอิมพีแดนซ์ลักษณะของสายนำสัญญาณก็จะเกิดการสะท้อนกลับตรงตำแหน่งที่ต่อ  $Z_L$  นั้น ถ้าให้  $S_L$  เป็นสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับตรงตำแหน่ง



รูปที่ 2.15 วงจร 2 พอร์ตที่ต่อปลายสายไว้ด้วยโหลดที่ไม่ใช่แมทซ์ิงโหลด

ดังกล่าวนี้  $S_L$  จะเขียนได้ดังต่อไปนี้

$$S_L = \frac{a_2}{b_2} = \frac{Z_L - Z_2}{Z_L + Z_2} = \frac{Z_L - 1}{Z_L + 1} \quad (2.66)$$

โดยที่  $Z_L = Z_1 / Z_2$  หรือเป็นโหลดที่ถูกรวมอิมพีแดนซ์ไว้ เมื่อแทนค่า  $a_2 = S_L b_2$  ลงในสมการ (2.47) และ (2.48) จะได้ผลดังนี้

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} S_L b_2 \quad (2.67)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} S_L b_2 \quad (2.68)$$

จากสมการ (2.67) และ (2.68) นี้เราหาความสัมพันธ์ระหว่าง  $b_1$  และ  $a_1$  ได้ดังนี้

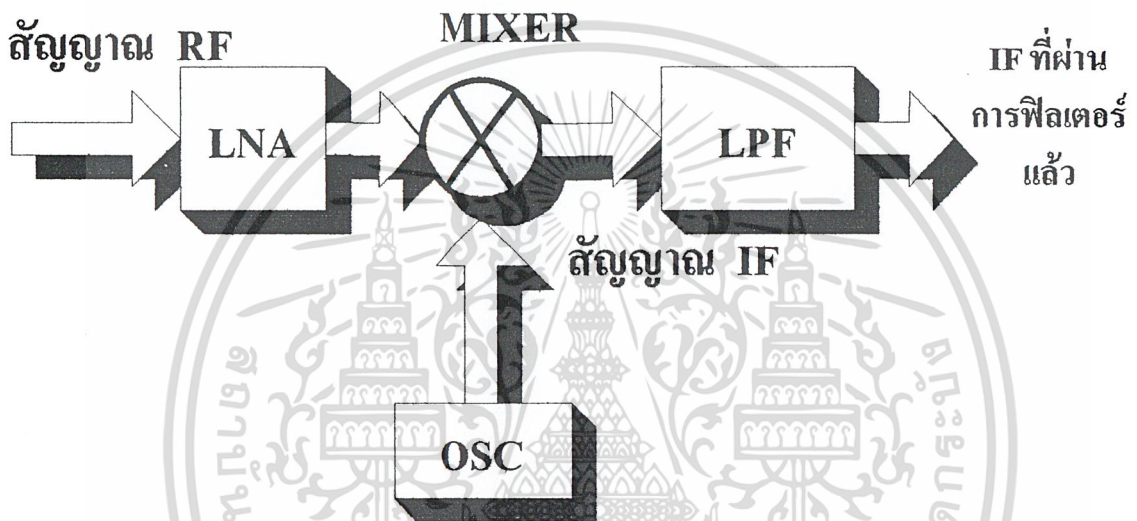
$$\frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} S_L}{1 - S_{22} S_L} \quad (2.69)$$

ผลที่ได้นี้คือสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับในกรณีที่ต่อพอร์ต 2 ไปด้วยโหลด  $Z_L$  ที่ไม่ใช่มatched โหลด และสมการ (2.69) ก็จะแสดงให้เห็นว่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับนั้นจะเปลี่ยนแปลงไปจาก  $S_{11}$  อย่างไร จากสมการ (2.66) จะเห็นได้ว่า กรณีที่ต่อไปด้วย matched โหลด  $S_L$  จะเท่ากับ 0 ทำให้สมการ (2.69) มีค่าเท่ากับ  $S_{11}$  ซึ่งก็ตรงกับสิ่งที่ควรเป็น

### บทที่ 3

#### การออกแบบภาครับส่วนหน้า

ในบทนี้จะกล่าวถึงการลักษณะการออกแบบภาครับส่วนหน้า ซึ่งส่วนใหญ่จะเป็นการออกแบบโดยใช้ไอซีของบริษัท MAXIM ซึ่งจะประกอบไปด้วย 3 ส่วนที่สำคัญดังนี้



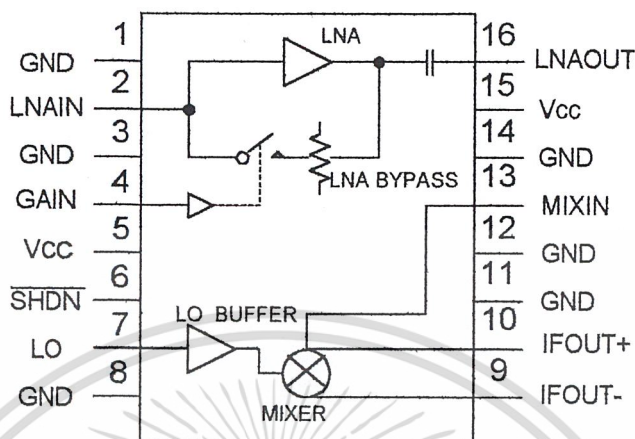
รูปที่ 3.1 โครงสร้างของภาครับส่วนหน้า

#### 3.1 ภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำและภาคผสมสัญญาณ (low Noise Amplifier and Downconverter Mixer)

จากการศึกษาคุณสมบัติลักษณะโดยทั่วไปของไอซี MAXIM เบอร์ MAX2685 (low Noise Amplifier and Downconverter Mixer) ซึ่งมีคุณสมบัติที่สามารถนำมาออกแบบภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำและภาคผสมสัญญาณเพื่อให้ได้ย่านความถี่ที่ต้องการ

ลักษณะโดยทั่วไป MAX2685 เป็นไอซีสำหรับภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (LNA) และภาคผสมสัญญาณ ซึ่งส่วนต่างๆทั้งหมดนี้จะประกอบเป็นภาครับส่วนหน้า ซึ่งเหมาะสำหรับใช้งานในย่านความถี่ 900 MHz การนำไปประยุกต์ใช้งานของไอซี MAX2685 นี้ ซึ่งจะเป็นอุปกรณ์ที่มีนอยส์ฟีกเกอร์ต่ำให้อัตราการขยายที่สูงและจะมีความเป็นเชิงเส้นสูง

## MAX2685



รูปที่ 3.2 โครงสร้างภายในของไอซี MAX2685

ซึ่งเหมาะสำหรับนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับการส่งข้อมูลระบบเซลลูลาร์ (cellular) และระบบไร้สาย (cordless) ใช้กระแสไฟเลี้ยงน้อยคือที่ 8.5 mA ที่ (high-gain mode) และที่ 3.8 mA ที่ (low-gain mode) และใช้ไฟเลี้ยงวงจรอยู่ในย่าน +2.7V ถึง +5.5 V ซึ่งสามารถใช้กับแบตเตอรี่ได้ MAX2685 มีโครงสร้างภายในประกอบไปด้วย ภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำ สวิตช์ส่งผ่านสัญญาณของภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำ ภาคผสมสัญญาณและภาคบัฟเฟอร์ (Buffer) ของโพลีออกไซด์เทคโนโลยีที่ภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำจะมีนอยส์ฟีกเกอร์ที่ค่าประมาณ 1.4 dB มีอัตราขยายสูงเท่ากับ 15 dB และมีอินพุต IP3 เท่ากับ -4 dB ที่ภาคผสมสัญญาณจะมีนอยส์ฟีกเกอร์ 13 dB มีอัตราขยาย 6 dB และมีอินพุต IP3 เท่ากับ +7 dBm ภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำจะมี สวิตช์บายพาสทำหน้าที่เปลี่ยนอัตราขยายของภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำโดยสามารถปรับอัตราการขยายสัญญาณได้ 2 ระดับ อินพุตของภาคสัญญาณรบกวนต่ำจะต้องทำการแมทซ์ให้เหมาะสมกับวงจรการใช้งานของไอซี MAX2685 เพื่อให้ได้สัญญาณที่เข้ามายังอินพุตของภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำมีค่ากำลังงานสูงสุดสำหรับความถี่ประมาณ 850 MHz และต้องใช้ตัวเก็บประจุ 0.1 $\mu$ F ทำหน้าที่ป้องกันไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ 12 nH เอาท์พุทของภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำจะถูกไบแอสด้วย V<sub>CC</sub> เอาท์พุทของภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำได้ทำการแมทซ์จากภายในไว้ที่ 50  $\Omega$  และมีตัวเก็บประจุป้องกันไฟฟ้ากระแสตรง การควบคุมอัตราการขยายของภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำจะทำได้โดยปรับระดับของแหล่งจ่ายที่ป้อนให้ที่ขา Gain ของไอซีโดยถ้าป้อน V<sub>CC</sub> ให้ขา Gain ภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำจะมีอัตราการขยายเท่ากับ 15 dB และเมื่อป้อน GND ให้ขา Gain วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำจะมีอัตราการขยายเท่ากับ -12 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผสมสัญญาณทำการแปลงความถี่ลงและจะมีช่วงแบนด์วิดท์ (band width ) ที่กว้าง ในการออกแบบ Single-balanced จะมีออสซิลเลเตอร์ต่ำและความเป็นเชิงเส้นสูง สัญญาณ RF ที่ขา MIXIN จะถูกผสมกับสัญญาณที่ป้อนเข้าขาโลคอลลอสซิลเลเตอร์และถูกลดความถี่ลงมาเป็น สัญญาณความถี่กลาง ที่อินพุตของ MIXIN จะต้องเพิ่มโครงข่ายแมทซ์ซึ่งง่าย ๆ และมีตัวเก็บประจุทำหน้าที่ป้องกัน ไฟฟ้ากระแสตรงผ่าน

### 3.1.1 รายละเอียดของ MAX2685

MAX2685 จะมีส่วนสำคัญหลักๆ อยู่ 5 ส่วนด้วยกัน ได้แก่

- ภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำ
- สวิตช์บายพาส LNA
- ควาน์ตอนเวอร์เตอร์มิกเซอร์
- โลคอลลอสซิลเลเตอร์ บัพเฟอร์
- ตัวจัดสรรกำลังงาน

### 3.1.2 การขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (LNA )

ภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำจะมีย่านที่กว้างมากซึ่งเป็นภาคขยายสัญญาณในคอนทักอย่าง เดียว การนำไปใช้งานจะใช้งานกับย่านความถี่ที่กว้างมาก อินพุตของ LNA จะต้องทำการแมทซ์ให้เหมาะสมที่สุดและมีตัวเก็บประจุต่อป้องกันแรงดันไฟ DC ผ่านเข้ามา รูปแบบการต่อวงจรเพื่อนำ ไปใช้งานแสดงไว้ในรูปที่ 3.3 จากรูปจะนำไปใช้งานได้ดีที่สุดในย่านความถี่ 850 MHz และต้อง ต่อตัวเก็บประจุ 0.1  $\mu$ F อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ 12 nH

### 3.1.3 สวิตช์บายพาส LNA และตัวควบคุมอัตราขยาย (LNA Bypass Switch and Gain Control )

เมื่อมีการรับสัญญาณอินพุตที่มีขนาดใหญ่เข้ามาจะส่งผลให้ LNA ทำการบายพาสสัญญาณ เพื่อให้มีความเป็นเชิงเส้นสูงขึ้นและจะทำให้การจ่ายกระแสลดลง เมื่อตั้ง GAIN ไว้ที่โหมด low จะ ทำให้ LNA ทำการบายพาส

### 3.1.4 การรับสัญญาณผสม ( Receiver Mixer )

การแปลงสัญญาณลงมาจากผสมสัญญาณซึ่งจะมีย่านการทำงานที่กว้าง การออกแบบจะต้องเลือกในส่วนเดียวกันกับ โลตอนยส์ฟิเคเตอร์และมีความเป็นเชิงเส้นสูง สัญญาณ RF ที่เข้า MIXIN จะผสมกับสัญญาณที่เข้า LO และแปลงลงเป็นความถี่ IF ที่แตกต่างกันที่เข้า IF

อินพุตอาร์ออฟ ( RF Input ) อินพุตของ MIXIN จำเป็นต้องทำการแมทกับอุปกรณ์ภายนอกด้วย และต้องต่อตัวเก็บประจุอนุกรมไว้เพื่อป้องกันแรงดันไฟ DC ผ่านเข้ามา จากรูปเป็นตัวอย่างการแมท ซึ่งเหมาะสำหรับใช้ในย่านความถี่ 850 MHz ในตารางที่ 3.1 เป็นรายละเอียดของ S พารามิเตอร์ ในส่วนของ MIXER

ตารางที่ 3.1 แสดง S พารามิเตอร์ของมิกเซอร์ที่  $V_{CC} = 3$  โวลต์

RF Frequency (MHz)	S11 MAG	S11 PHASE (degree)	IF Frequency (MHz)	S22 MAG(IFOUT+Port Only)	S22 Phase(IFOUT+Port Only) (degrees)
<b>High-Gain Mode (GAIN = VCC )</b>					
800	0.355	152.7	10	0.996	-0.4
840	0.352	153.7	40	0.994	-1.8
880	0.351	154.5	80	0.993	-3.2
920	0.349	155.8	110	0.989	-4.2
960	0.352	156.2	170	0.988	-6.2
1000	0.353	156.9	240	0.983	-8.0
<b>Low=Gain Mode (GAIN=GND)</b>					
800	0.275	142.8	10	0.996	-0.5
840	0.268	144.1	40	0.995	-1.8
880	0.262	145.5	80	0.993	-3.2
920	0.255	147.7	110	0.989	-4.2
960	0.254	149.0	170	0.987	-6.2
1000	0.245	156.9	240	0.982	-7.9

### 3.1.5 อินพุตโลคอลออสซิลเลเตอร์ (Local Oscillator Input)

ที่ขั้ว LO จะมีอินพุตอิมพีแดนซ์ที่สูงมากเนื่องจากการบัพเฟอร์ออสซิลเลเตอร์ไว้ ที่สำคัญจำเป็นต้องต่อตัวเก็บประจุอนุกรมไว้เพื่อป้องกันแรงดันไฟ DC ผ่านเข้ามาและต่อตัวต้านทานขนานลงกราวด์ไว้เป็นตัวกำหนดค่าอินพุตอิมพีแดนซ์

### 3.1.6 ขั้วเอาต์พุตไอเอฟ (IF Output Port)

ภาคผสมสัญญาณจะทำการแปลงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ลงเปรียบเทียบกับค่าความแตกต่างที่ขา IF+ และ ขา IF- เอาต์พุตที่แตกต่างกันสามารถที่จะแปลงเป็นเอาต์พุตเดี่ยวๆได้

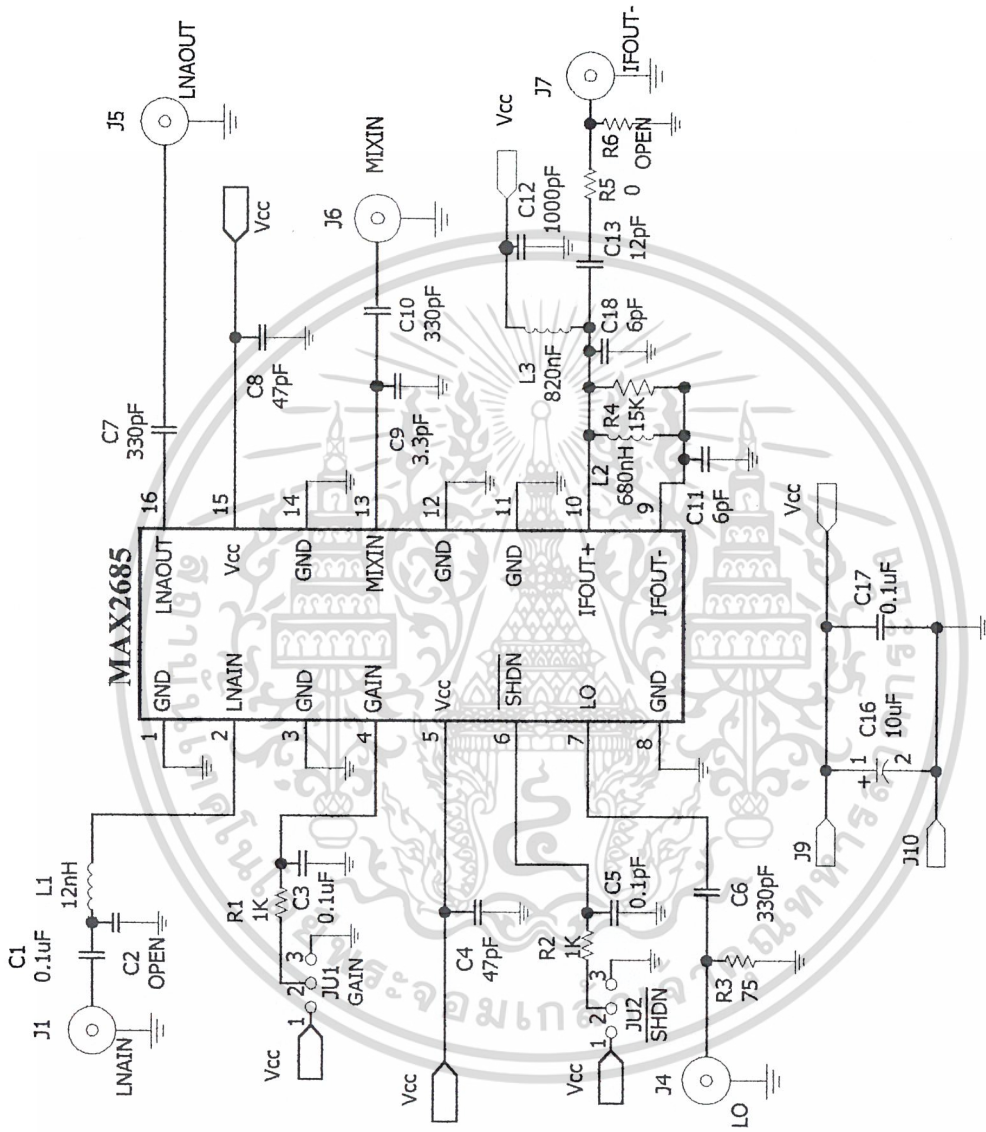
### 3.1.7 ชัทดาวน์ (Shutdown)

เมื่อกำหนดให้ SHDN อยู่ในโหมด low จะทำให้อุปกรณ์ทั้งหมดหยุดทำงานและสถานะของ MAX2685 อยู่ในสถานะกำลังงานที่ต่ำในโหมดชัทดาวน์ และเมื่อกำหนดให้ SHDN อยู่ในโหมด high หรือต่อเข้ากับ  $V_{CC}$  จะทำให้อุปกรณ์ทำงานตามปกติ

### 3.1.8 การทำงานของวงจรภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำและมิกเซอร์

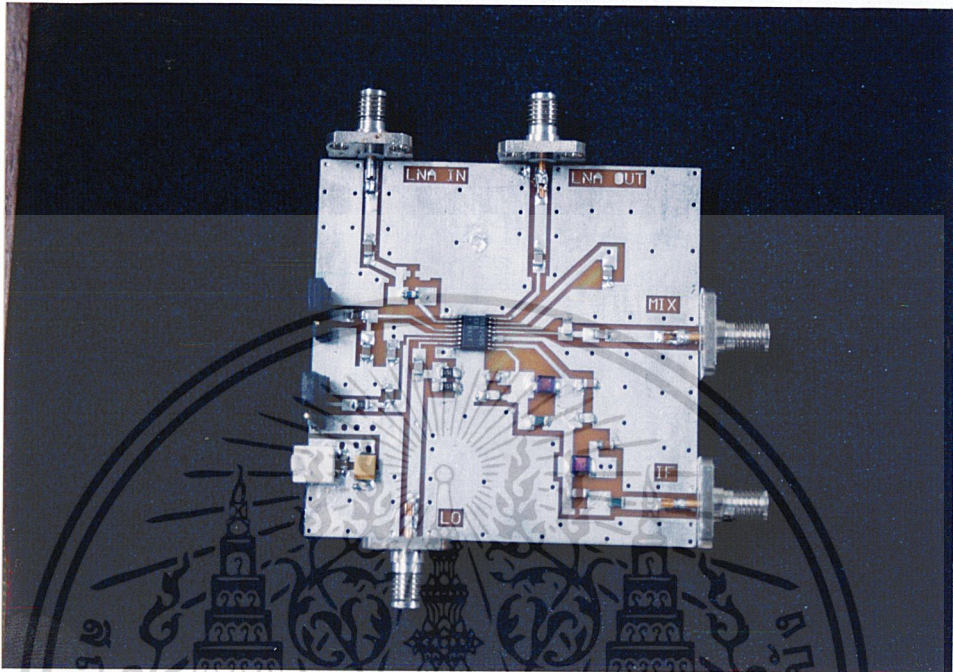
จากวงจรภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำและมิกเซอร์ในรูปที่ 3.3 ที่ขา 1 ทำหน้าที่เป็นขากราวด์ ซึ่งจะต่อเข้ากับกราวด์ของแหล่งจ่ายและเมื่อต่อขานี้ใช้งานจะมีค่าของความเหนี่ยวนำที่ขานี้น้อยมาก และที่ขา 3,8,11,12 และขา14 ก็เช่นกัน ที่ขา 2 เป็น LNAIN จะเป็นทางเข้าของสัญญาณ RF ที่จะเข้ามายังภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำ โดยเมื่อมีสัญญาณ RF เข้ามา LNA จะทำการขยายสัญญาณ เมื่อต้องการต่อกับอุปกรณ์ภายนอกจะต้องทำการแมทก่อนในที่นี้จะใช้ตัวเหนี่ยวนำ  $L1$  ไว้เพื่อเป็นแมท ซึ่งให้วงจรทำงานอย่างมีประสิทธิภาพที่สุดและจะต่ออนุกรมกับ  $C1$  เพื่อเป็นตัวป้องกันแรงดันไฟ DC ย้อนกลับ ที่ขา 4 เป็นขาอินพุตควบคุมระดับอัตราขยายเมื่อทำงานในโหมด high จะทำให้ LNA ทำงานเป็นตัวเปิดสวิตช์ขยายพาส LNA และทำให้อัตราขยายของเครื่องรับสูงขึ้น เมื่อทำงานที่โหมด low จะไม่มีการทำงานเกิดขึ้น LNA จะทำการปิดสวิตช์ขยายพาสและอัตราขยายของเครื่องรับจะลดลง ที่ขา 5 เป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟ จะเป็นตัวขยายพาส  $V_{CC}$  ไปยังกราวด์ด้วยตัวเก็บประจุ  $C4$  ในขณะที่ปิดวงจร ขา 6 ชัทดาวน์ซึ่งเป็นขาอินพุตควบคุมการปิดอุปกรณ์โดยใช้ระดับลอจิกจะทำงานอยู่ในโหมด high หรือต่อกับ  $V_{CC}$  สำหรับการทำงานตามปกติและเมื่อมีการใช้งานในโหมด low จะทำให้การทำงานของอุปกรณ์ให้กำลังงานออกมาต่ำมากๆซึ่งเป็นการปิดวงจรนั่นเอง ขา 7 เป็นขาอินพุตโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ใช้กับภาคคาน์คอนเวอร์เตอร์มิกเซอร์และจำเป็นต้องต่อตัวเก็บประจุ  $C6$  อนุกรมไว้กับขานี้เพื่อเป็นตัวป้องกันแรงดันไฟ DC ผ่านเข้ามาและมีตัวต้านทาน  $R3$  ต่อร่วมด้วย

เป็นตัวกำหนดค่าอิมพีแดนซ์ ( จะใช้ตัวต้านทาน 75  $\Omega$  ต่อลงกราวด์ ) ส่วนขา 9 เป็นขาที่มีการกลับข้างของสัญญาณที่ผ่านการแปลงลงมาแล้วที่ภาคผสมสัญญาณ เอาต์พุตของ IF- จะเป็นแบบ open-collector ที่แตกต่างกัน ที่สำคัญจำเป็นต้องมีตัวเหนี่ยวนำ L3 ต่อ pull-up กับ Vcc เพื่อให้การไบแอสได้ผลดีที่สุด และต้องมีการแมทซ์ที่เหมาะสมเพื่อให้ได้กำลังทางเอาต์พุตออกมาดีที่สุด ซึ่งจะตรงกันข้ามกับขา 10 เป็นขาที่ไม่มีการกลับข้างของสัญญาณที่ผ่านการแปลงลงมาแล้วที่ภาคผสมสัญญาณ เอาต์พุตของ IF+ จะเป็นแบบ open-collector ที่แตกต่างกัน ที่สำคัญจำเป็นต้องมีตัวเหนี่ยวนำ L3 ต่อ pull-up กับ Vcc เพื่อให้การไบแอสได้ผลดีที่สุด และต้องมีการแมทซ์ที่เหมาะสมเพื่อให้ได้กำลังทางเอาต์พุตออกมาดีที่สุด ส่วนขา 13 (MIXIN ) เป็นขาอินพุตของสัญญาณ RF ที่ผ่านการแปลงลงมาแล้วที่ภาคผสมสัญญาณ เมื่อต้องการต่อกับอุปกรณ์ภายนอกจะต้องทำการแมทซ์เสียก่อนเพื่อให้ผลที่ได้มีประสิทธิภาพที่สุดและที่สำคัญขานี้จะมีตัวเก็บประจุ C10 ต่ออนุกรมไว้เพื่อป้องกันแรงดันไฟ DC ผ่านเข้ามาและที่ขา 16 ( LNAOUT ) เป็นขาเอาต์พุตของ LNA ต่อกับภายนอกแมทซ์ไว้ที่ 50  $\Omega$  และ LNAOUT จะมีตัวเก็บประจุ C7 ต่อภายนอกเพื่อเป็นตัวป้องกันแรงดันไฟ DC รั่วออกสู่ภายนอก



รูปที่ 3.3 วงจรภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำและภาคผสมสัญญาณ (low noise amplifier and downconverter mixer)

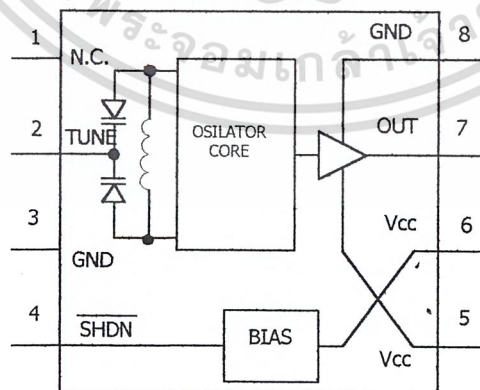
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 แผ่นวงจรวงจรรักษาขยายสัญญาณรบกวนต่ำและภาคผสมสัญญาณ  
(low noise amplifier and downconverter mixer)

### 3.2 ภาคผลิตสัญญาณโลคอลลอสซิลเลเตอร์

#### MAX2622



รูปที่ 3.5 โครงสร้างภายใน MAX2622

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ภาคผลิตสัญญาณ โคลดออสซิลเลเตอร์นี้ ใช้ไอซีของบริษัทMAXIM เบอร์ MAX2622 ซึ่งเป็น Mnolithic Voltage Controlled Oscillators ลักษณะโดยทั่วไปของไอซี MAX2622 มีทั้งภาคออสซิลเลเตอร์และภาคบัฟเฟอร์อยู่ใน

ตัวเหี่ยวนำและตัววาระเตอร์ไดโอดของวงจรทางค้จะถูกรวมไว้อยู่ในตัวไอซี ทำให้ง่ายต่อการใช้งานในส่วนนี้ นอกจากนี้แล้วความถี่กลางของออสซิลเลเตอร์และช่วงความถี่ที่ปรับแต่งเป็นค่าที่โรงงานได้กำหนดไว้แล้ว โดยกำหนดอัตราระหว่างย่านความถี่กับแรงดันที่ใช้ควบคุม แรงดันปรับแต่งภายนอกจะใช้ควบคุมความถี่ออสซิลเลเตอร์ สัญญาณเอาต์พุตถูกขยายโดยส่วนของภาคขยายซึ่งเมทซิ่งไว้ที่  $50 \Omega$  โดยใช้เฉพาะตัวเก็บประจุซึ่งทำให้กำลังของเอาต์พุตสูงขึ้นและเป็นตัวแยกไอซีออกจากโหลดอิมพีแดนซ์ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงได้

MAX2622 จะทำงานที่แรงดันระหว่าง  $+2.7 \text{ V}$  ถึง  $+3.3 \text{ V}$  และต้องการกระแส  $9 \text{ mA}$  จากแหล่งจ่าย ในโหมดชัทดาวน์ (Shutdown mode) กระแสจากแหล่งจ่ายจะถูกลดลงจนถึง  $0.1 \mu\text{A}$

### 3.2.1 รายละเอียดของ MAX2622

MAX2622 จะมีส่วนสำคัญหลักๆดังนี้

- ภาคออสซิลเลเตอร์
- เอาต์พุตบัฟเฟอร์
- เอาต์พุตเมทซิ่ง

### 3.2.2 ออสซิลเลเตอร์

MAX2622 ถูกนำมาใช้เป็นแบบ LC ออสซิลเลเตอร์ ส่วนของวงจรทางค้ทั้งหมดถูกรวมไว้ในไอซีทำให้ง่ายต่อการนำไปใช้งาน ความถี่ของสัญญาณจะใช้แรงดันไฟที่ป้อนเข้ามา TUNE ในการควบคุมซึ่งถูกต่อไว้กับวาระเตอร์ภายในตัวไอซี ภายในของ VCO ใช้โทโพลีแบบดิฟเฟอเรนเชียลที่ใช้เสถียรภาพระหว่างความถี่กับแรงดัน ไฟที่จ่ายให้และเพิ่มความปลอดภัยเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าของโหลด นอกจากนี้ยังมีบัฟเฟอร์ที่ทำหน้าที่กั้นระหว่างออสซิลเลเตอร์กับโหลดที่เปลี่ยนแปลงได้และทำหน้าที่เพิ่มกำลังของสัญญาณที่เอาต์พุต

### 3.2.3 เอาต์พุตบัฟเฟอร์

สัญญาณออสซิลเลเตอร์ถูกขยายผ่านวงจรแอมพลิฟายเออร์ที่เป็นเอาต์พุตบัฟเฟอร์ วงจรแอมพลิฟายเออร์มีโครงสร้างแบบคอมมอนอิมิตอร์กับตัวเก็บประจุแบบ พูล-อัพ และมีการต่อตัวเก็บประจุจากภายนอกเพื่อให้เอาต์พุตเมทซิ่งที่  $50 \Omega$  วงจรเอาต์พุตแอมพลิฟายเออร์จะมีขา  $V_{CC}$  และ GND เพื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

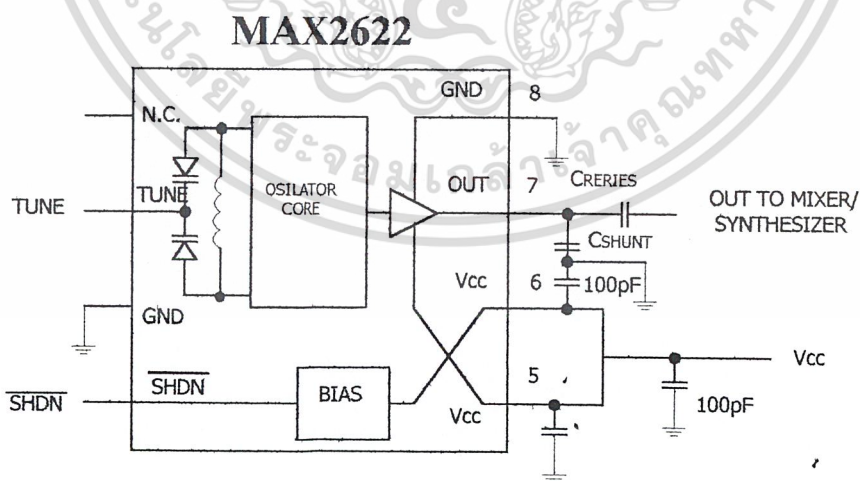
ให้ผลกระทบบางจากโหลดดึงกระแสมีค่าน้อยที่สุด แอมพลิฟายเออร์นี้จะขยายสัญญาณออสซิลเลเตอร์ให้มีระดับที่เหมาะสมสำหรับป้อนเข้าขา RF มิกเซอร์

### 3.2.4 เอาต์พุตแมทชิง

แม้ว่าที่เอาต์พุตของวงจรแอมพลิฟายเออร์ที่อยู่ภายในจะมีการทำให้แมทชิ่งที่  $50 \Omega$  เป็นบางส่วนแล้วแต่ก็ยังต้องการตัวเก็บประจุที่ต่อแบบขนานและอนุกรม ไว้เพื่อให้แมทชิ่งที่  $50 \Omega$  ได้ดีที่สุด ตัวเก็บประจุที่นำมาต่อภายนอกนั้นเป็นตัวเก็บประจุแบบ Surface-Mount วงจรนี้ไม่ต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำเลขรูปแบบของการต่อตัวเก็บประจุได้แสดงดังรูปที่ 3.6 วงจรที่นำไปใช้งานจริงประกอบด้วยค่าตัวเก็บประจุที่จะนำมาต่ออนุกรมและขนาน

### 3.2.5 จูนนิ่งไลน์ (Tuning Line)

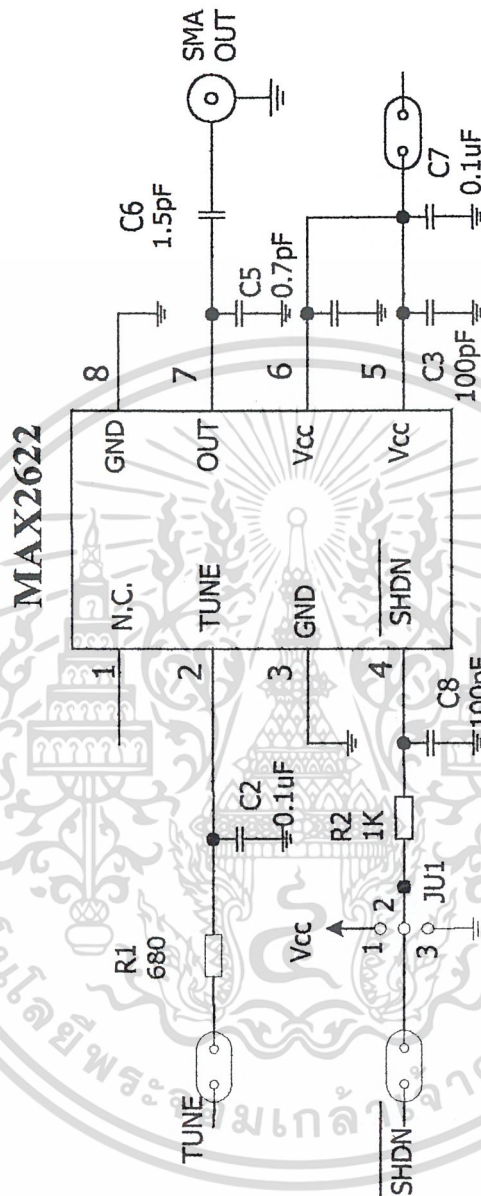
อินพุตของจูนนิ่งปกติแล้วจะถูกต่อกับเอาต์พุตของ PLL loop filter ถูกกำหนดให้แหล่งจ่ายมีอิมพีแดนซ์ที่ต่ำอย่างเหมาะสม อาจจะมีการต่อกับ RC filter ที่ทำเพิ่มเติมขึ้นมาเพื่อลดสัญญาณรบกวน FM โดยตรงซึ่งจะทำให้คุณสมบัติของออสซิลเลเตอร์ต่อสัญญาณรบกวนทางเฟสแย่ง ดังนั้นจึงจำเป็นมากที่จะต้องลดสัญญาณรบกวนที่เข้ามาที่ขาอินพุตจูนนิ่งให้ต่ำมากที่สุด ในการทดลองนี้อาจจะต้องใช้ RC filter เพื่อที่จะกรองสัญญาณรบกวนที่ขึ้นอยู่กับแรงดัน ไฟจากแหล่งจ่ายที่ป้อนเข้าขาจูนนิ่ง



รูปที่ 3.6 การต่อ  $C_{SERIES}$  และ  $C_{SHUNT}$

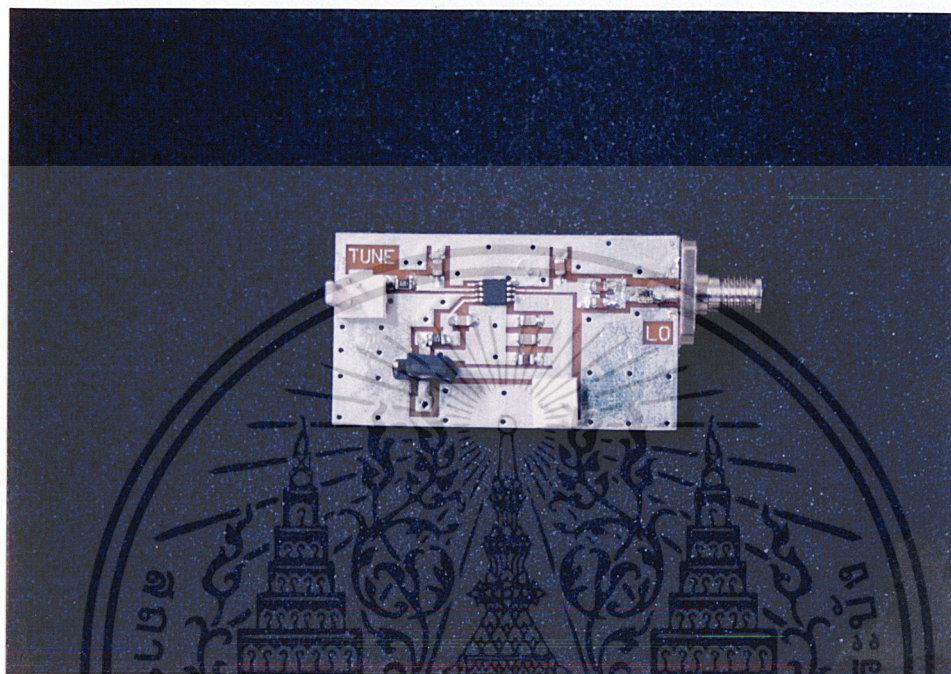
### 3.2.6 การทำงานของวงจรโลกออสซิลเลเตอร์

จากวงจรโลกออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 3.7 ไอซี MAX2622 ถูกนำมาใช้เป็นแบบ LC ออสซิลเลเตอร์ ส่วนของวงจรแท่งที่ทั้งหมดถูกรวมไว้ในไอซีทำให้ง่ายต่อการนำไปใช้งาน ความถี่ของสัญญาณออสซิลเลเตอร์จะใช้แรงดันไฟที่ป้อนเข้าขา 2 ซึ่งใช้สำหรับ TUNE แรงดันควบคุมซึ่งถูกต่อไว้กับวาระคเตอร์ภายในตัวไอซีภายนอกจะต่อ R1 และ C2 เป็นตัวแอสเกรสเส สัญญาณออสซิลเลเตอร์ถูกขยายผ่านวงจรแอมพลิฟายเออร์ที่เป็นเอาต์พุตบัฟเฟอร์ และมีการต่อตัวเก็บประจุ C5 และ C6 เพื่อให้เอาต์พุตแมทที่ 50  $\Omega$  แอมพลิฟายเออร์นี้จะขยายสัญญาณออสซิลเลเตอร์ให้มีระดับที่เหมาะสมสำหรับป้อนเข้าขา RF มิกเซอร์แม้ว่าที่เอาต์พุตของวงจรแอมพลิฟายเออร์ที่อยู่ภายในจะมีการทำให้แมทที่ 50  $\Omega$  เป็นบางส่วนแล้วแต่ก็ยังต้องการตัวเก็บประจุที่ต่อแบบขนาน C5 และอนุกรม C6 ไว้เพื่อให้แมทที่ 50  $\Omega$  และเป็นตัวป้องกันแรงดันไฟ DC และที่ขา 4 เป็นจัทควาน์ถ้าเป็นลอจิกระดับต่ำไอซีจะไม่ทำงานจะทำงานที่ระดับลอจิกสูงซึ่งจะต่อคอนเนคเตอร์ไว้เพื่อสภาวะการทำงาน โดยมี R2 และ C8 เป็นตัวไบแอสให้เสถียรภาพที่สุด



รูปที่ 3.7 วงจร โทคอลลอสซิเตอร์

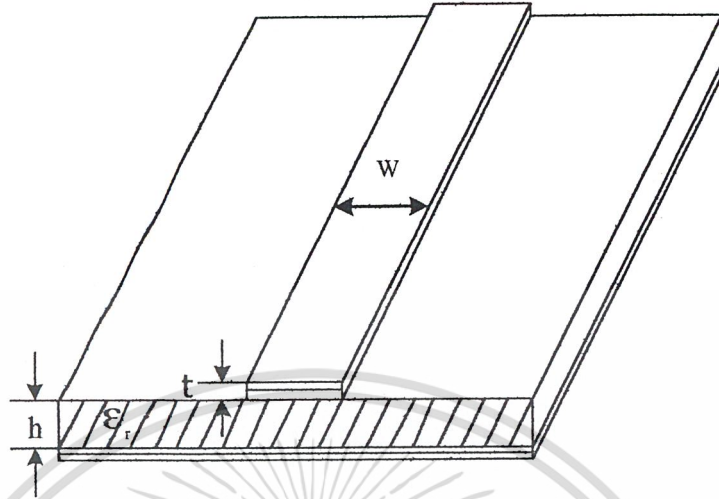
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 แผ่นวงจรโอสซิลเลเตอร์

### 3.3 การออกแบบสายส่งไมโครสตริป

การส่งผ่านพลังงานในย่านความถี่สูงหรือในย่านความถี่ไมโครเวฟ สามารถส่งผ่านพลังงานโดยใช้แถบตัวนำ ที่นิยมใช้โดยทั่วไป เช่น ทองแดง หรือ ทองคำ ซึ่งจะวางตัวในรูปแบบต่างๆ ที่เห็นกันบ่อยๆ เช่น แถบตัวนำทองแดงที่ใช้ร่วมกับสารไดอิเล็กตริกซ์ซับสเตรท (substrate) โดยแถบทองแดงที่ใช้จะวางตัวอยู่บนสารไดอิเล็กตริกซ์ซับสเตรท ซึ่งจะทำให้เกิดความสะดวกในการส่งพลังงาน ในการใช้งานสายส่งไมโครสตริปนั้น ความกว้างของแถบตัวนำจะขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้งาน และค่าคงที่สัมพัทธ์ของสารไดอิเล็กตริกซ์ซับสเตรท และมีข้อจำกัดของคุณสมบัติการส่งพลังงานที่น้อยกว่าสายส่งแบบโคแอกเซียล สำหรับสายส่งแบบไมโครสตริปจะมีรูปร่างดังแสดงในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 แสดงโครงสร้างของสายส่งไมโครสตริป

อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งหาได้โดย

$$Z_o = \frac{\eta_o}{2\pi\sqrt{\epsilon_c}} \ln \left[ \frac{8h}{W'} + 0.25 \frac{W'}{h} \right] ; \frac{W}{h} \leq 1 \quad (3.1)$$

$$Z_o = \frac{\eta_o}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \left[ \frac{W'}{h} + 1.939 + 0.667 \ln \left( \frac{W'}{h} + 1.4444 \right) \right]^{-1} ; \frac{W}{h} \geq 1 \quad (3.2)$$

โดยที่  $\eta_o = 120\pi\Omega$

$$\frac{W'}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi h} \left( 1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right) ; \frac{W}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \quad (3.3)$$

$$\frac{W'}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi h} \left( 1 + \ln \frac{2h}{t} \right) ; \frac{W}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \quad (3.4)$$

$$\epsilon_c = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F \left( \frac{W}{h} \right) - C \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F\left(\frac{W}{h}\right) = \begin{cases} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} + 0.04\left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 & ; \frac{W}{h} \leq 1 \\ \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} & ; \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (3.6)$$

$$F\left(\frac{W}{h}\right) = \begin{cases} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} & ; \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (3.7)$$

$$C = \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t}{h} \frac{t}{h} \frac{1}{\sqrt{\frac{W}{h}}} \quad (3.8)$$

ซึ่ง

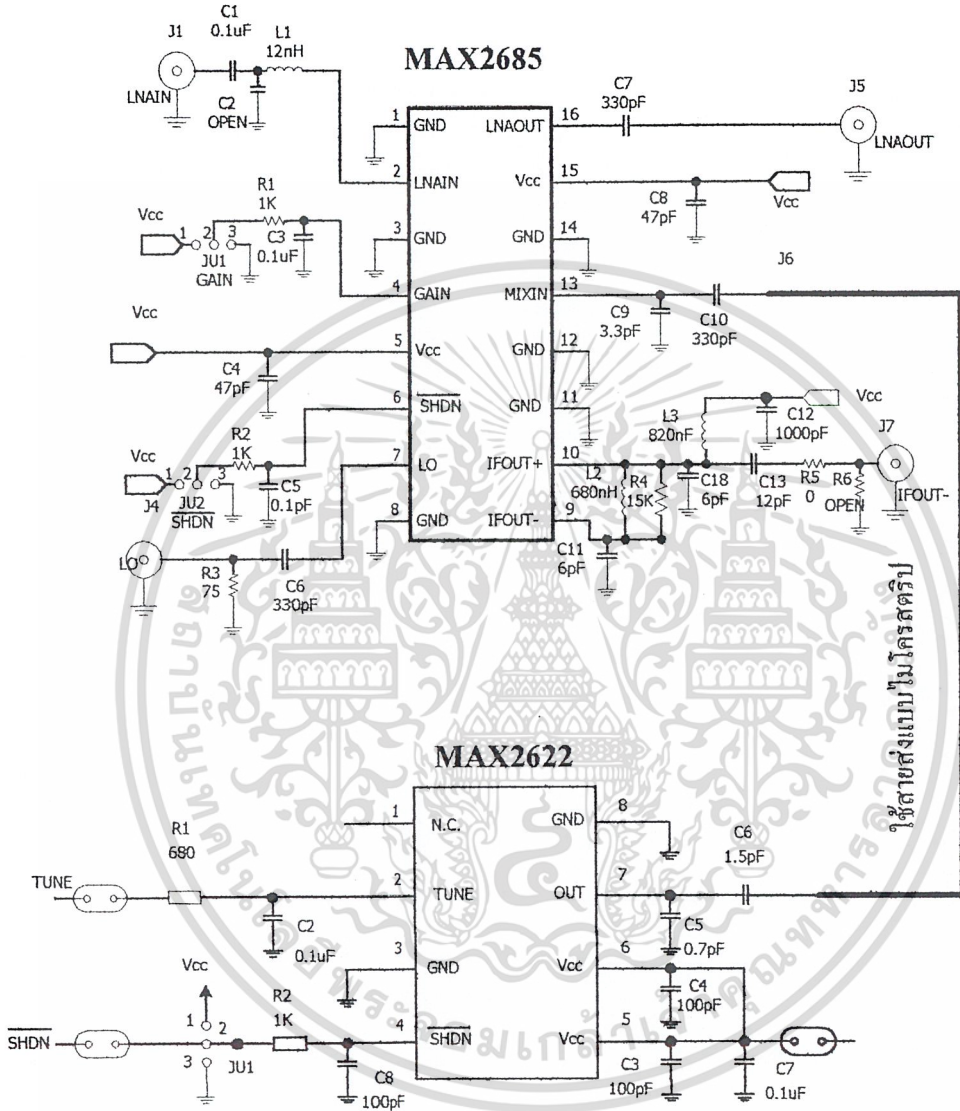
W = ความกว้างของสายส่ง

t = ความหนาของแถบตัวนำ

h = ความหนาของฉนวน

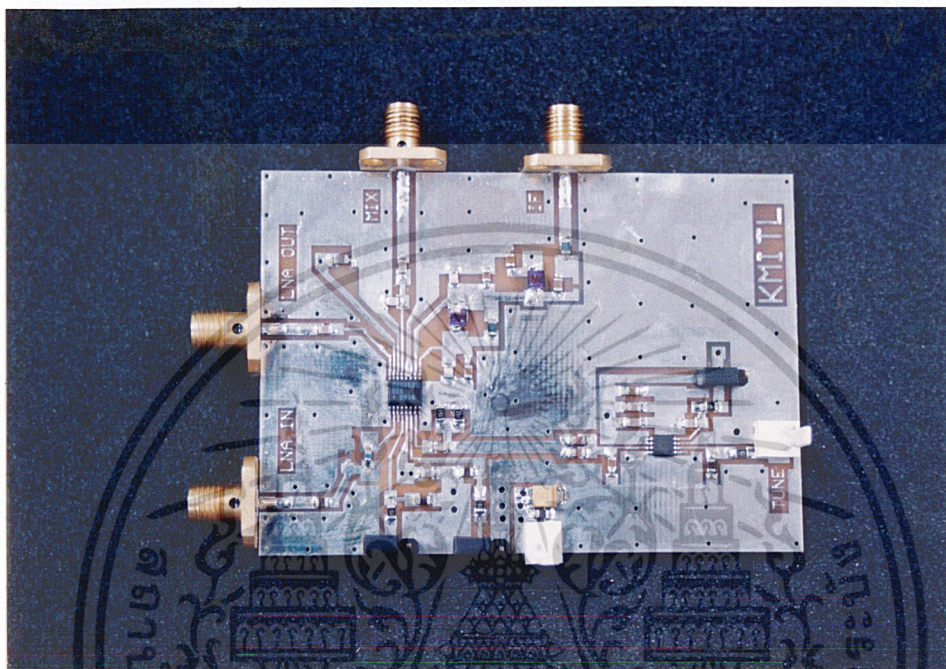
$\epsilon_r$  = ค่าคงที่สัมพัทธ์ของวัสดุที่นำมาทำฉนวน

เนื่องจากอิมพีแดนซ์ลักษณะของสายส่ง มีค่าเท่ากับ 50  $\Omega$  จะได้ค่าความกว้างของสายอากาศ ไมโครสตริป  $W = 2.277821072$  มิลลิเมตร หรือ 70.61245323 mil



รูปที่ 3.10 การเชื่อมต่อระหว่างวงจรภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำกับภาคโลคอลออสซิลเลเตอร์

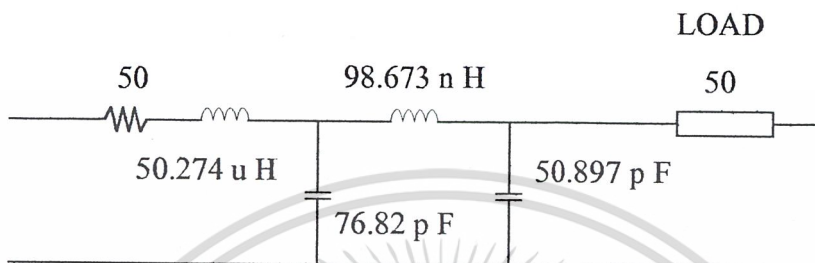
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



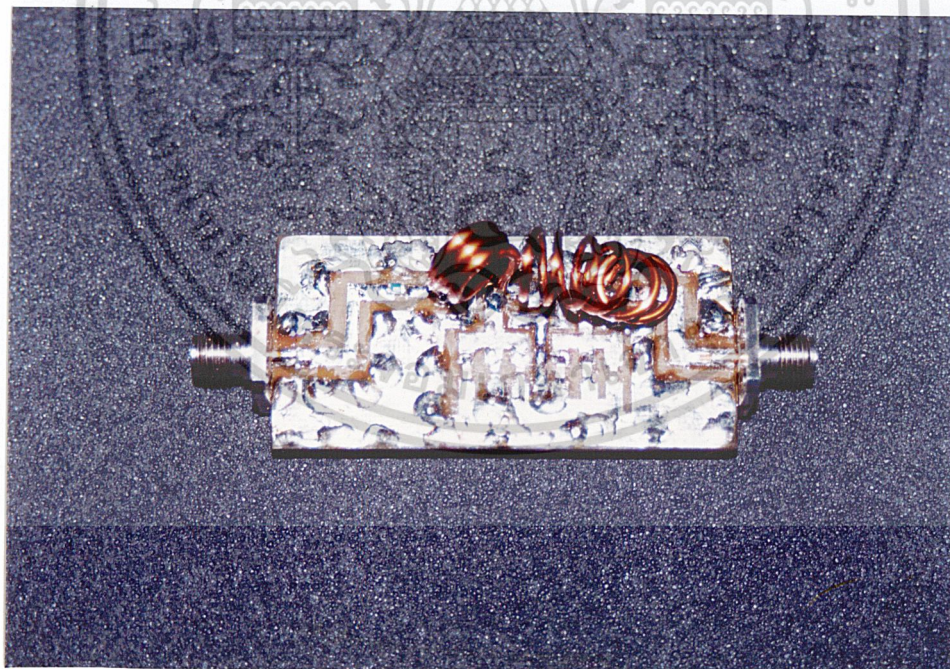
รูปที่ 3.11 แผ่นวงจรภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำกับภาคโคคออกออสซิลเลเตอร์ที่เชื่อมด้วยไมโครสตริป

### 3.3 การออกแบบวงจร LOW PASS FILTER

วงจร LOW PASS FILTER ที่จะนำมาใช้ในการกรองสัญญาณความถี่ไอเอฟที่ความถี่ 80 MHz จะใช้อุปกรณ์ประเภท PASS SIVE ในการออกแบบ จะใช้วงจร LOW PASS FILTER แบบ 4 order



รูปที่ 3.11 วงจร LOW PASS FILTER



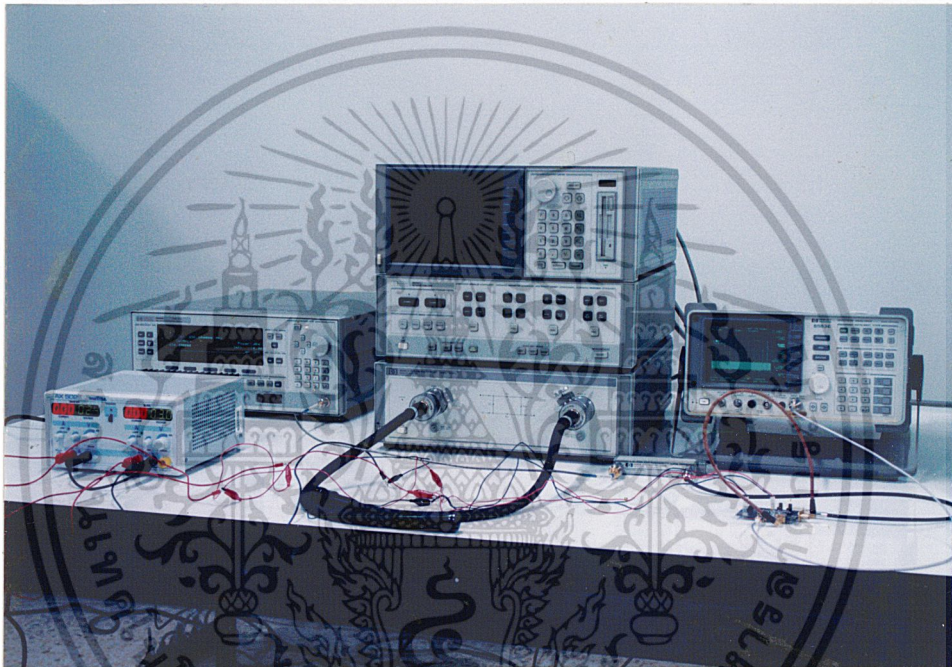
รูปที่ 3.12 แผ่นวงจร LOW PASS FILTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การวัดและทดสอบการทำงาน

ในบทนี้จะกล่าวถึงขั้นตอนการวัดและทดสอบการทำงานของภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำ มิกเซอร์และภาคโอดคอตอสซิโลเตอร์รวมทั้งการกรองสัญญาณความถี่ไอเอฟด้วย LOW PASS FILTER



รูปที่ 4.1 เครื่องมือวัดและทดสอบวงจร

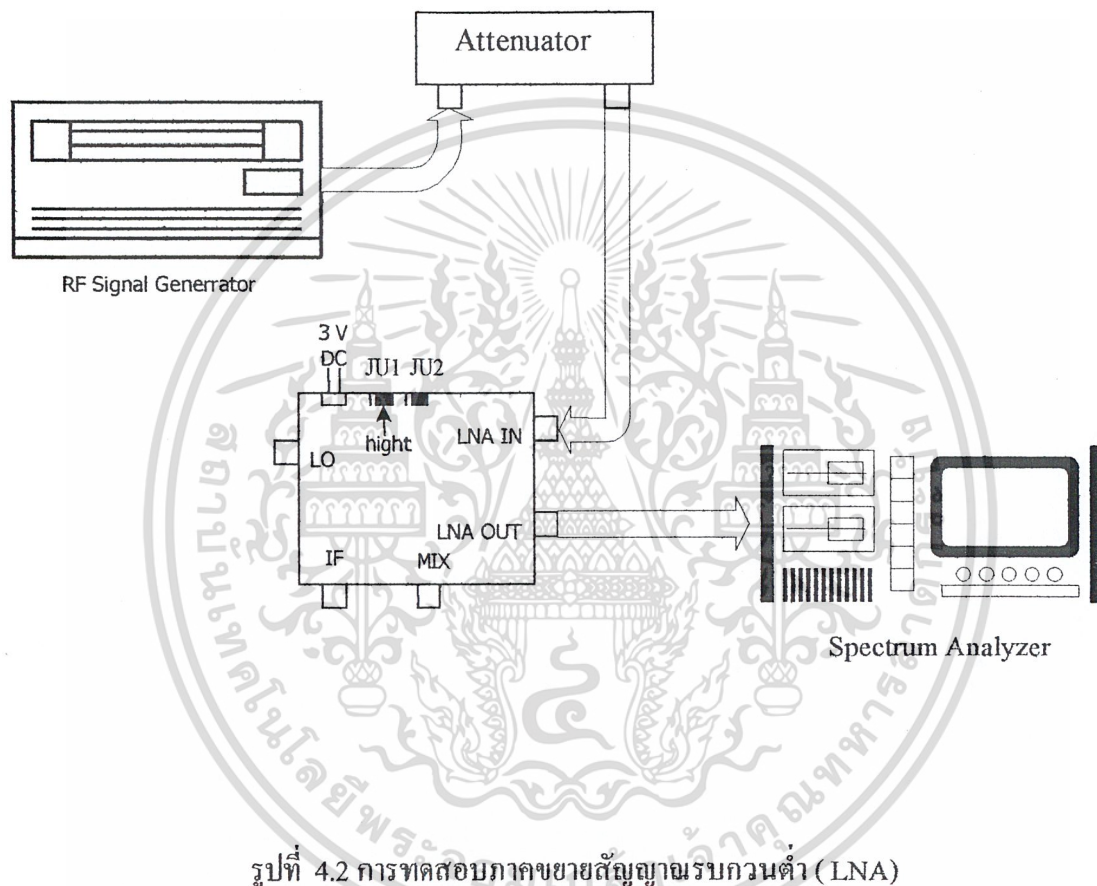
#### 4.1 การวัดและทดสอบภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (Low-Noise Amplifier (LNA))

1. ต่อจัมเปอร์ (JU2) ของ  $\overline{\text{SHDN}}$  บนวงจรภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำ ไปที่ “ON” หรือ  $\overline{\text{SHDN}}$  ไปที่  $V_{CC}$  จะทำให้ MAX2685 อยู่ในสภาวะที่ใช้งานได้
2. ต่อจัมเปอร์ GAIN (JU1) บนวงจรภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำไปที่ “high” หรือ GAIN ไปที่  $V_{CC}$  จะทำให้สถานะของ LNA อยู่ในโหมด high
3. ต่อแหล่งจ่าย 3 โวลต์ DC เข้าที่ขั้ว  $V_{CC}$  และ GND บนวงจรภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำ
4. ต่อ RF ซิกแนลเจนเนอเรเตอร์ เข้าที่ขั้วต่อ SMA ของ LNAIN โดยยังไม่มี การปรับเอาต์พุตของซิกแนลเจนเนอเรเตอร์ ตั้งซิกแนลเจนเนอเรเตอร์ให้มีความถี่ที่เอาต์พุต 850 MHz และมีความแรงของสัญญาณเท่ากับ  $-25$  dBm ในที่นี้จะใช้ Attenuator ช่วยในการปรับ

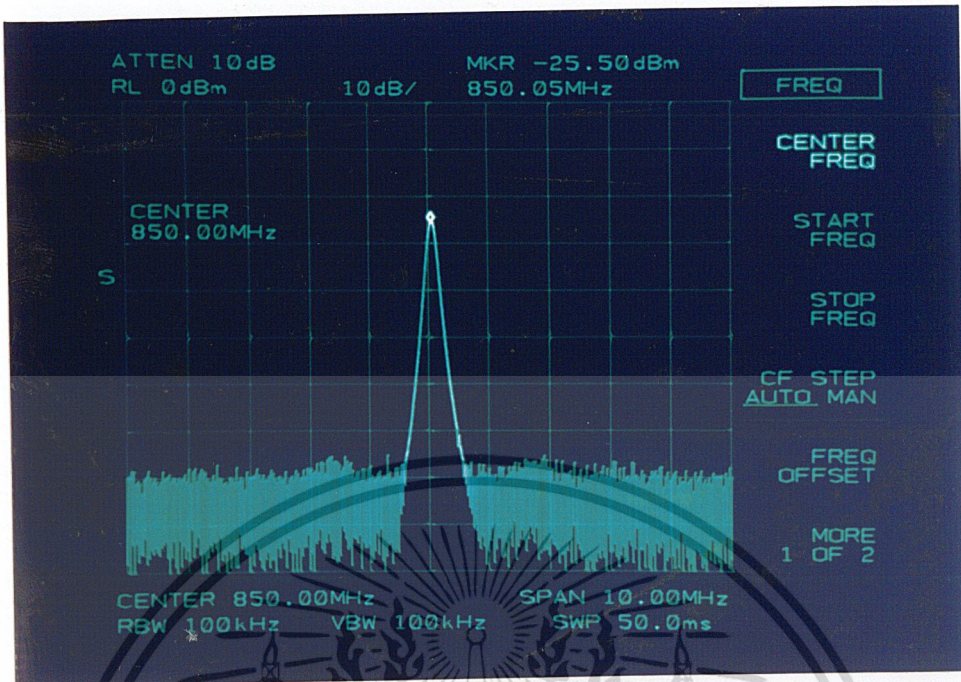
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความแรงของสัญญาณด้วยเนื่องจาก RF ซิกแนลเจนเนอเรเตอร์ มีความแรงของสัญญาณไม่ตรงตามต้องการ

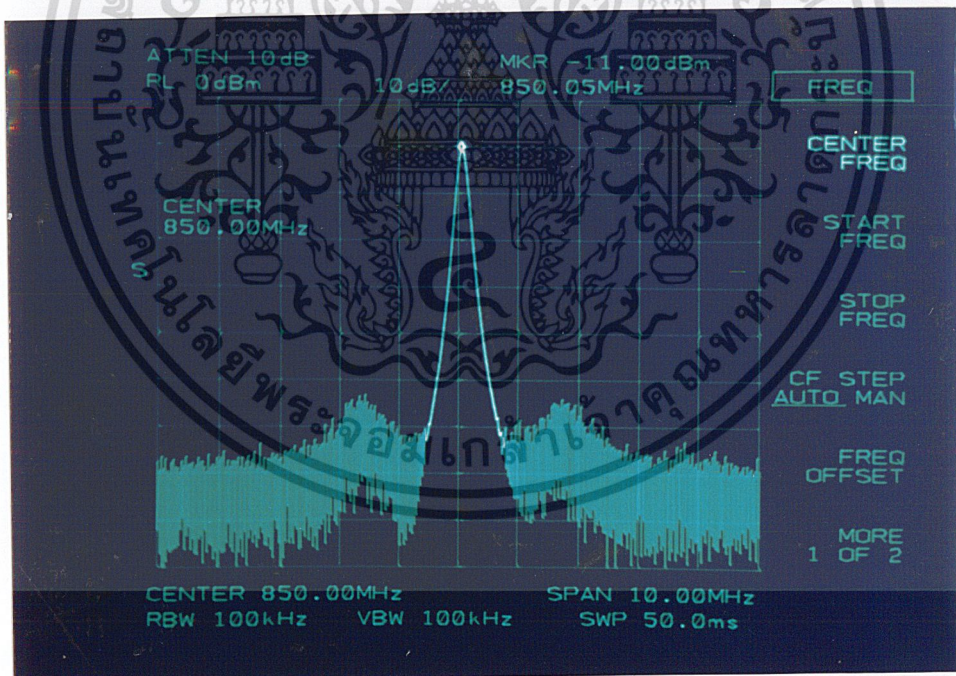
5. ต่อสเปคตรัมอนาไลเซอร์เข้าที่ขั้วต่อ SMA ของ LNAOUT บนวงจรถ่ายสัญญาณรบกวนต่ำ ตั้งสเปคตรัมอนาไลเซอร์ให้มีความถี่กึ่งกลางที่ 850 MHz โดยสเปนไว้ที่ 200 MHz และอ้างอิงไว้ที่ระดับ 0 dBm



6. ทำการป้อนแรงดันไฟ DC โดยให้มีระดับของกระแสประมาณ 8 mA
7. ทำการเพิ่มความถี่ของ RF เจนเนอเรเตอร์ ให้ได้ระดับสัญญาณที่แสดงออกมาบนหน้าจอสเปคตรัมอนาไลเซอร์ 850 MHz



รูปที่ 4.3 ขนาดของสัญญาณอาร์เอฟที่ใช้ในการทดสอบ



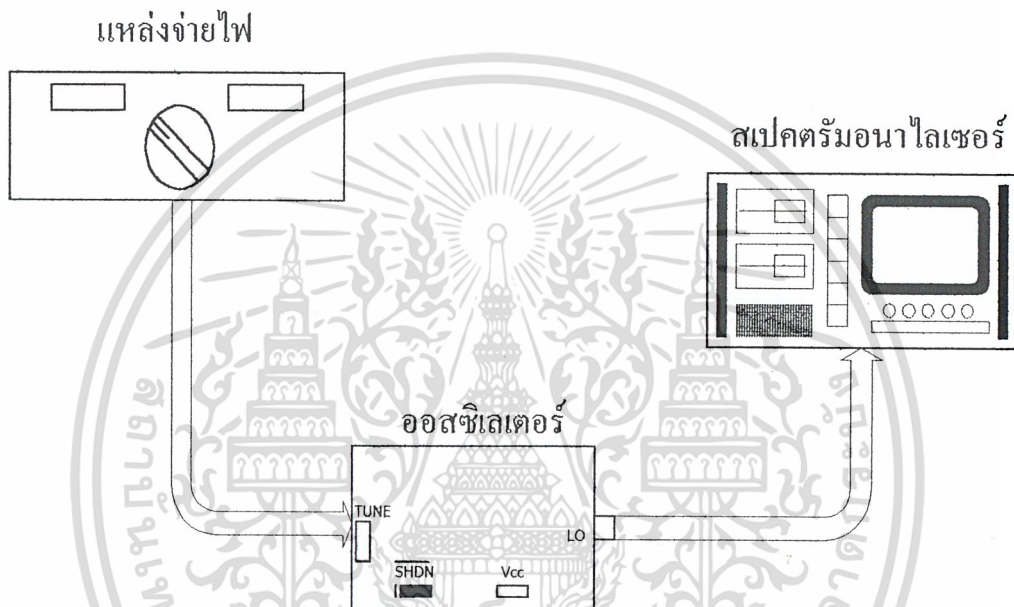
รูปที่ 4.4 ผลการวัดและทดสอบภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (LNA)

ผลจากการวัดที่ได้ของภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำ จะได้กำลังทางเอาต์พุต  $-11.0$  dBm ที่ความถี่  $850.05$  MHz และเมื่อทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตของอาร์เอฟ ขนาด  $-25.50$  dBm ดังนั้นภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำมีอัตราขยายเท่ากับ  $14.5$  dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2 ขั้นตอนการทดสอบวงจรออสซิลเลเตอร์

1. ต่อแหล่งจ่ายไฟ DC โดยตั้งไว้ที่ 3 โวลต์กับขั้วต่อภายนอก  $V_{CC}$  และ GND บนแผ่นวงจร
2. ทำการตั้ง  $\overline{SHDN}$  ตัวควบคุมอินพุตไปที่ 3 โวลต์



รูปที่ 4.5 การต่อทดสอบภาคออสซิลเลเตอร์

3. ทำการป้อนแหล่งจ่ายไฟ DC และที่สำคัญควรให้กระแสที่ประมาณ 9 มิลลิแอมป์
4. ต่อเอาต์พุต VCO เข้ากับสเปกตรัมอานาไลเซอร์ด้วยสาย โศแอ็กเซียลที่มีค่าความต้านทานภายใน 50  $\Omega$
5. ทำการปรับแรงดันไฟ DC โดยค่อยๆปรับตั้งแต่ค่า 0 โวลต์ จนถึง 2.4 โวลต์ตามลำดับ
6. ทำการบันทึกค่าความถี่เอาต์พุตที่ได้ตามระดับแรงดันต่างๆจากสเปกตรัมอานาไลเซอร์
7. ตรวจสอบระดับกำลังทางเอาต์พุตให้ได้ -9 dBm

#### 4.2.1 ผลการทดสอบออสซิลเลเตอร์ที่ระดับแรงดันต่างๆ

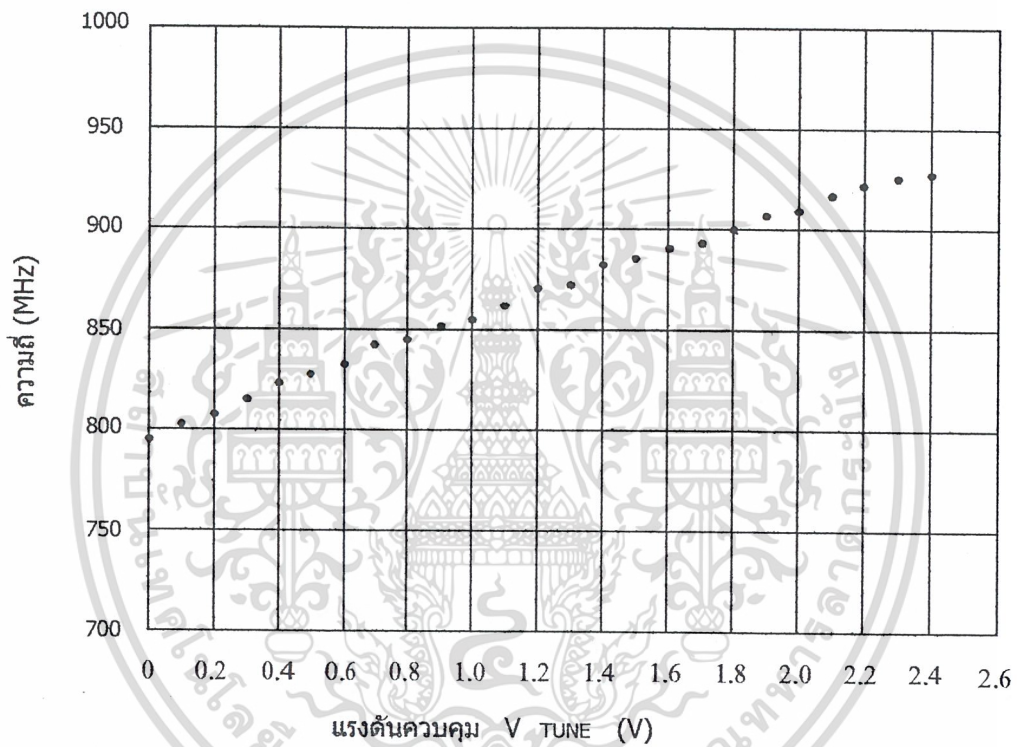
ตารางที่ 4.1 การทำงานของวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่ระดับแรงดันควบคุมตามตาราง

แรงดันควบคุมออสซิลเลเตอร์ (VCO) โวลท์	ความถี่เอาต์พุต (MHz)
0.0	796.9
0.1	803.0
0.2	808.3
0.3	816.8
0.4	823.0
0.5	828.5
0.6	833.3
0.7	843.5
0.8	845.5
0.9	851.8
1.0	855.8
1.1	861.5
1.2	870.8
1.3	872.0
1.4	882.0
1.5	885.3
1.6	890.3
1.7	894.5
1.8	900.5
1.9	907.8
2.0	908.5
2.1	917.3
2.2	921.4
2.3	927.0
2.4	930.0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบวงจรออสซิลเลเตอร์โดยป้อนระดับแรงดันในระดับต่างๆเพื่อหาคุณสมบัติการทำงานการทำงานของวงจร จากผลการทดสอบวงจรออสซิลเลเตอร์จะให้ความถี่ออกมาที่เอาต์พุตสูงสุดที่ระดับแรงดัน 2.4 โวลต์ ที่ความถี่ 930 MHz

ตารางที่ 4.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุม ( $V_{TUNE}$ ) กับความถี่ที่ได้

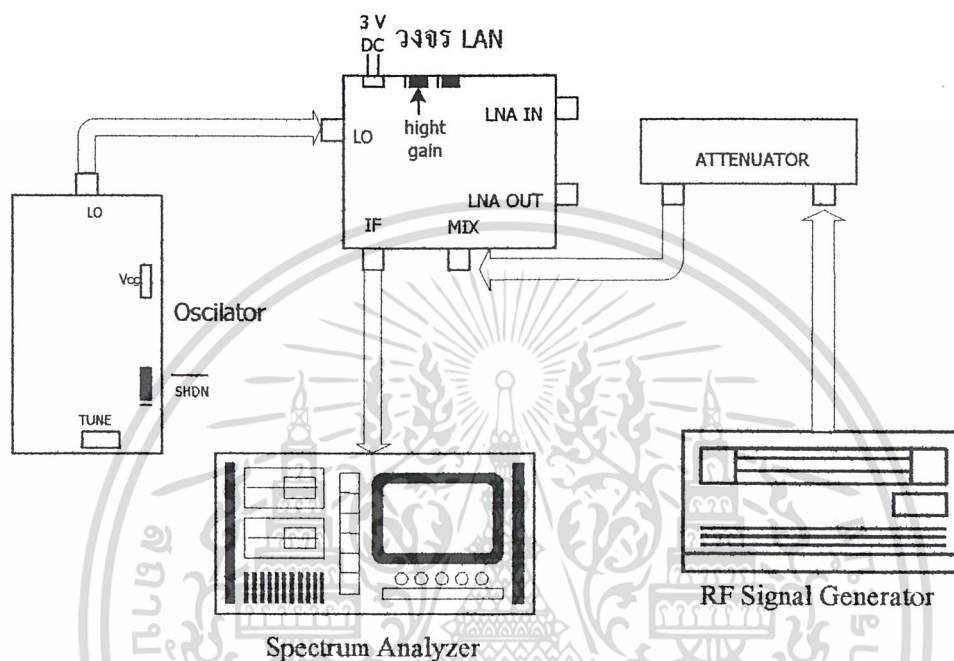


#### 4.3 การทดสอบภาคความถี่คอนเวอร์เตอร์

1. ต่อขั้วจัมเปอร์ GAIN (JUI) บนวงจรไว้ที่โหมด "high" หรือ ให้ GAIN เท่ากับ  $V_{CC}$  ในที่นี้จะทำให้สถานะของภาคผสมสัญญาณอยู่ในโหมด high
2. จะต้องทำการทดสอบภาคขยายสัญญาณรบกวนค่าก่อนตามหัวข้อที่ 4.1 แล้วทำการปลดขั้ว RF ซิกแนลเจเนอเรเตอร์และสเปคตรัมอานาไลเซอร์ออกจาก LNAIN และ LNAOUT
3. ต่อโคมอดออสซิลเลเตอร์เข้าที่ขั้วต่อ SMA ของ LO ตั้งค่าของสัญญาณความถี่ไว้ที่ 930 MHz และมีกำลังทางเอาต์พุตเท่ากับ  $-9.17$  dBm

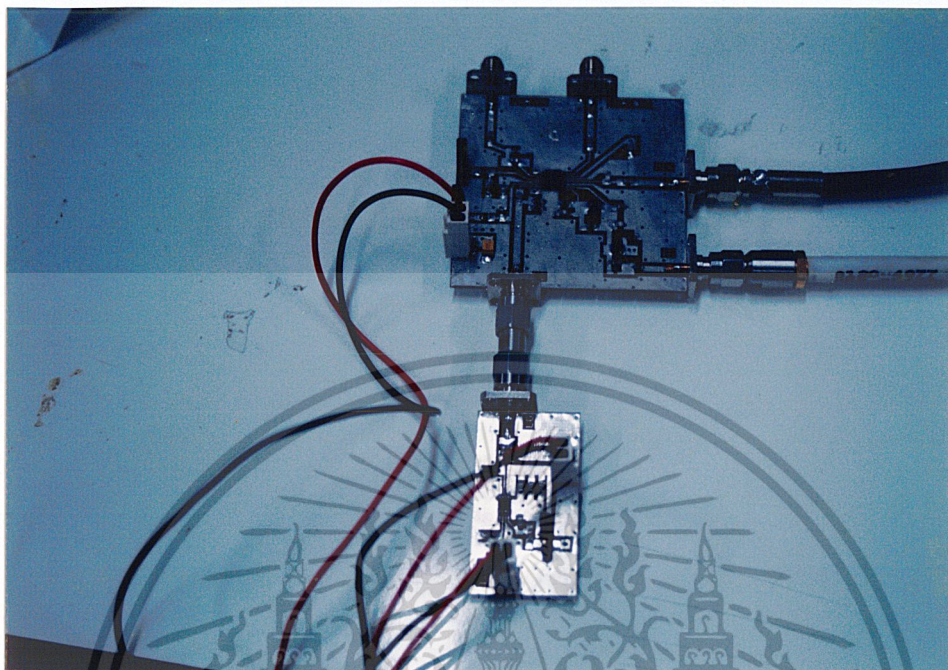
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ต่อ RF ชิกเนลเจนเนอเรเตอร์เข้าที่ขั้วต่อ SMA ของ MIXIN ตั้งค่าของสัญญาณความถี่ไว้ที่ 850 MHz และมีกำลังทางเอาต์พุตเท่ากับ  $-25$  dBm

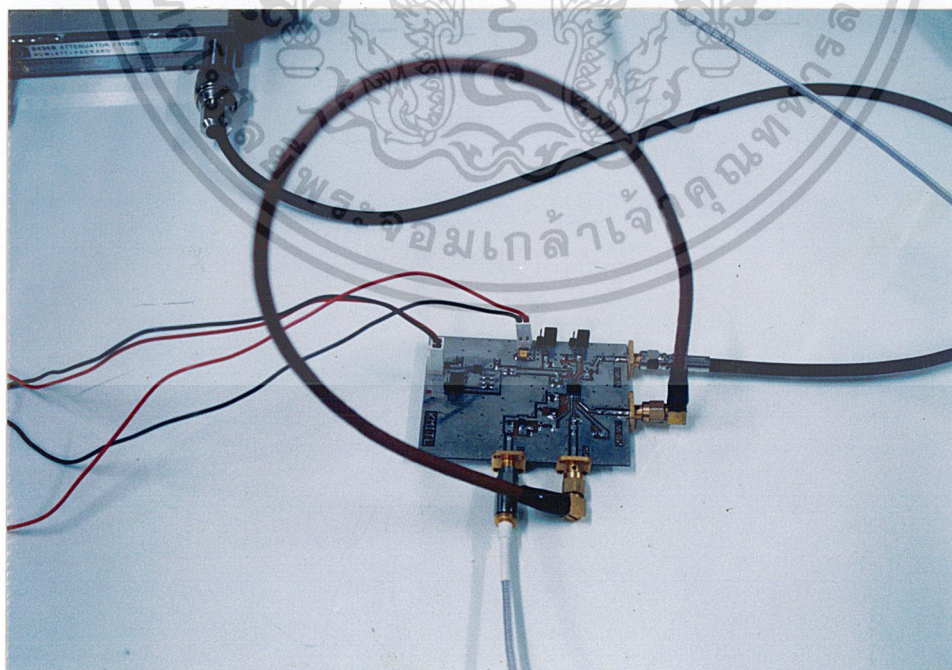


รูปที่ 4.6 การทดสอบภาคความถี่คอนเวอร์เตอร์

5. ต่อสเปคตรัมอนาไลเซอร์เข้าที่ขั้วต่อ SMA ของ IFout+ ตั้งสเปคตรัมอนาไลเซอร์ไว้ที่ความถี่กึ่งกลาง 80 MHz โดยสเปนไว้ที่ 10 MHz และอ้างอิงที่ระดับ 0 dBm
6. ทำการปรับ LO และ RF ชิกเนลเจนเนอเรเตอร์
7. จะได้สัญญาณความถี่ 79.87 MHz แสดงบนสเปคตรัมอนาไลเซอร์และแสดงให้เห็นว่าอัตราขยายเท่ากับ 5.5 dB เมื่อนับรวมกับการลดทอนภายในสาย

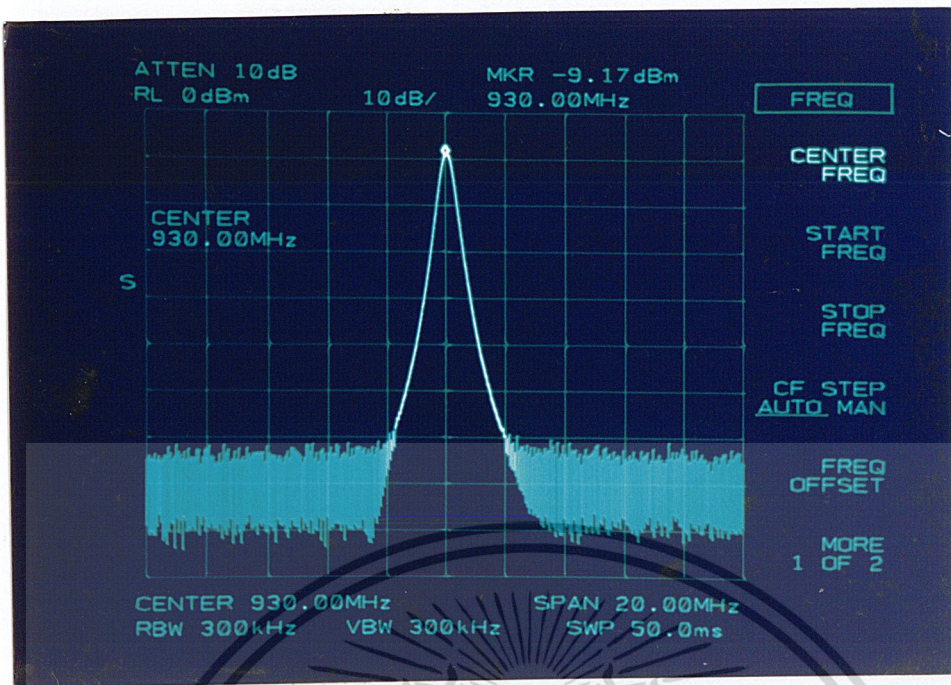


รูปที่ 4.7 การต่อวงจรคาน์คอนเวอร์เตอร์เข้ากับวงจรออสซิลเลเตอร์



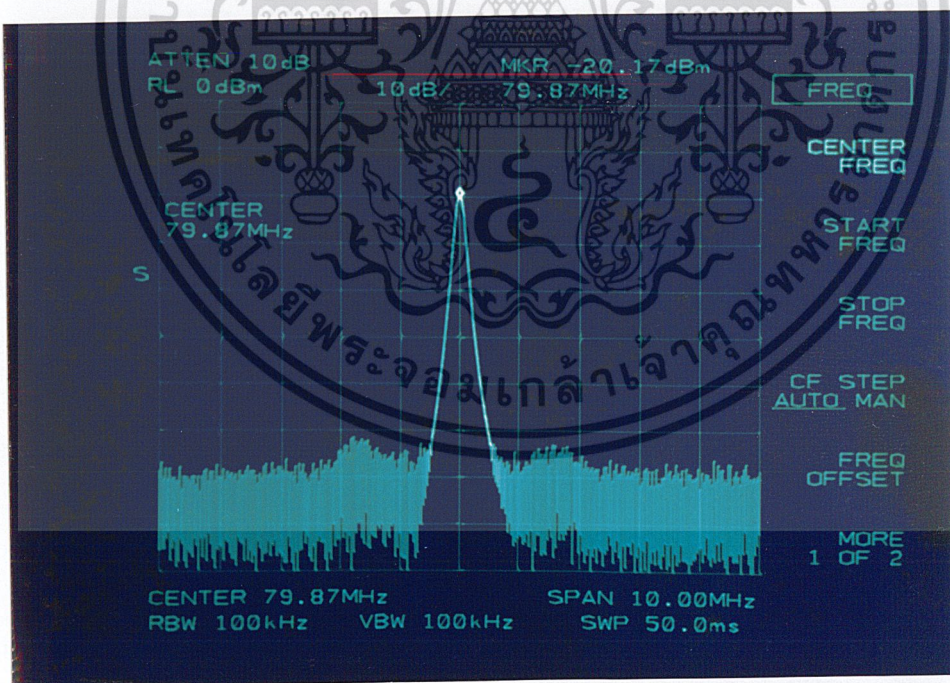
รูปที่ 4.8 การวัดและทดสอบวงจรคาน์คอนเวอร์เตอร์ของวงจรที่สำเร็จแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 สัญญาณออกสเตจเตอร์ 930 MHz

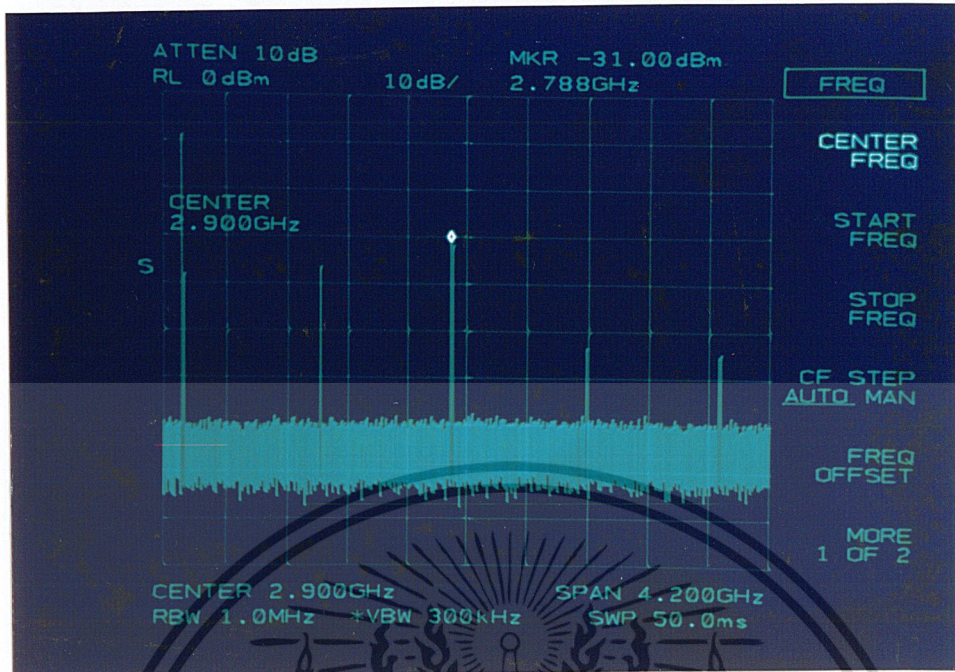
จากรูปที่ 4.9 สัญญาณที่วัดได้ที่วงจรถอสเตจเตอร์ผลิตขึ้นมาเพื่อป้อนเข้าที่ภาค MIXER มีความถี่ 930 MHz และความแรงของสัญญาณเท่ากับ  $-9.17$  dBm



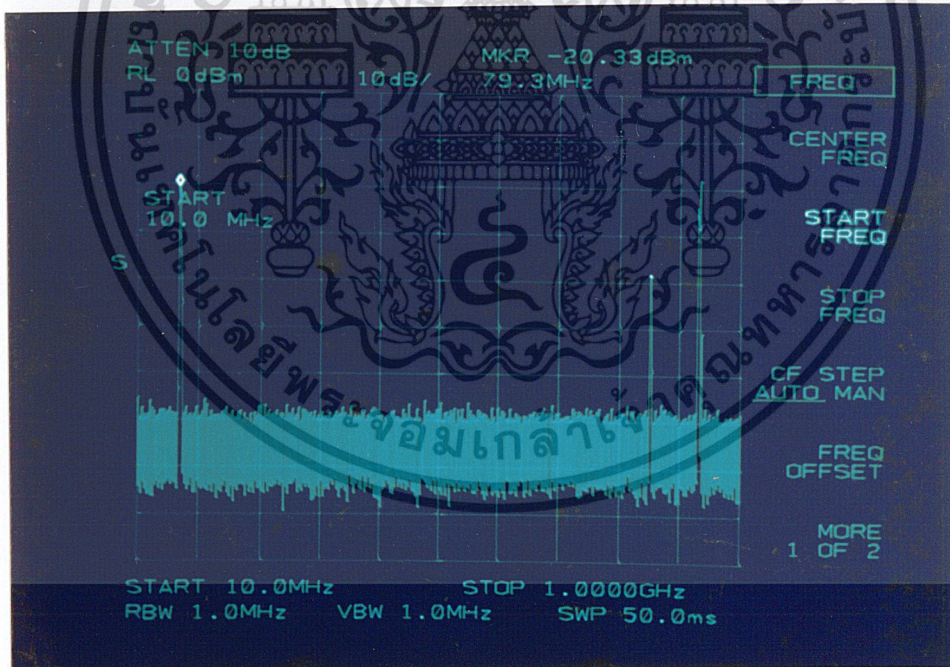
รูปที่ 4.10 ผลการวัดและทดสอบวงจรดาวนคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 4.10 สัญญาณที่วัดได้ที่เอาต์พุท IF เมื่อผ่านการดีมอดูเลชันที่ภาค MIXER จะมีความถี่ IF ออกมา 79.87 MHz มีความแรงของสัญญาณเท่ากับ  $-20.17$  dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 สัญญาณฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นที่ภาคออสซิลเลเตอร์



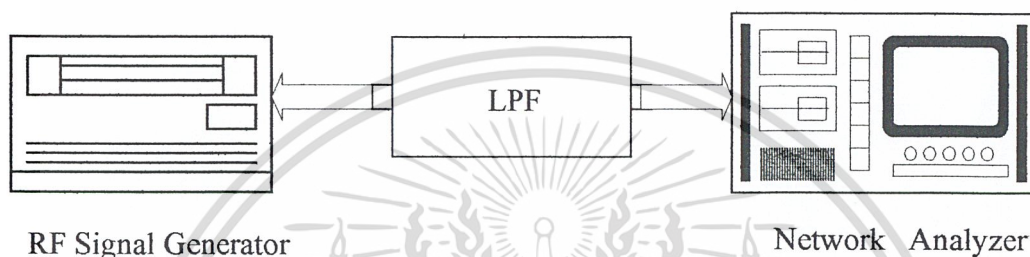
รูปที่ 4.12 สัญญาณที่ออกจากขาเอาต์พุต ไอเอฟ

จากรูปที่ 4.12 เป็นสัญญาณที่วัดได้จากเอาต์พุต IF จะเห็นได้ว่ามีสัญญาณออสซิลเลเตอร์ที่ 930 MHz อยู่ด้วยซึ่งสัญญาณนี้ต้องผ่านการกรองด้วย LPF เพื่อให้เหลือแต่สัญญาณ IF ที่ 79.3 MHz เพียงสัญญาณเดียว

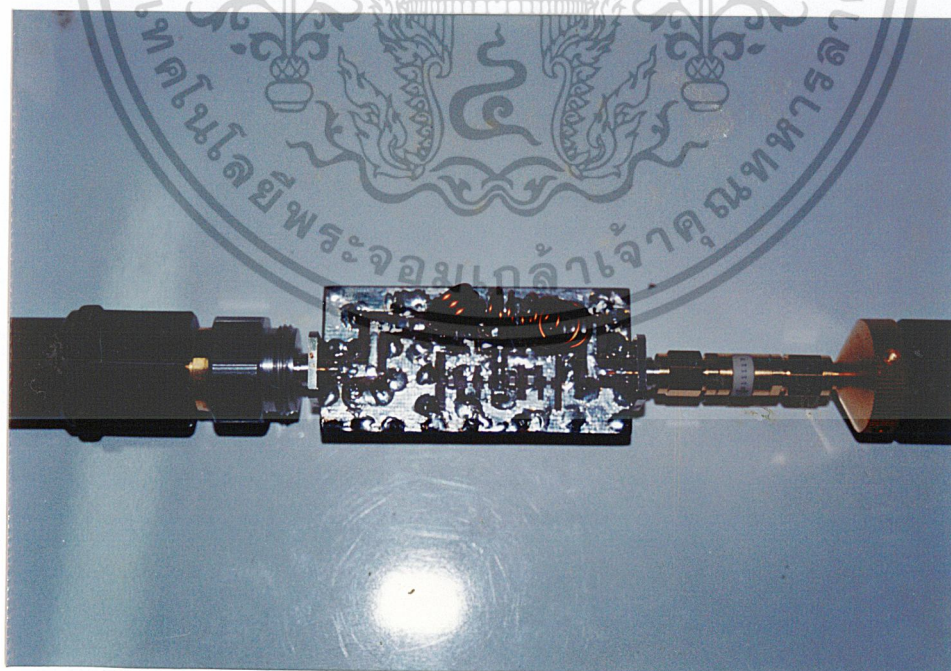
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 การทดสอบวงจร LOW PASS FILTER

1. ทำการทดสอบคุณสมบัติของวงจร LOW PASS FILTER ที่ความถี่ 80 MHz โดยใช้ Network Analyzer
2. ทำการตั้งเครื่อง Network Analyzer ให้มีย่านการใช้งานอยู่ในย่านความถี่ 80 MHz โดยในการทดลองนี้ให้จุด START อยู่ที่ 45 MHz และจุด STOP อยู่ที่ 200 MHz



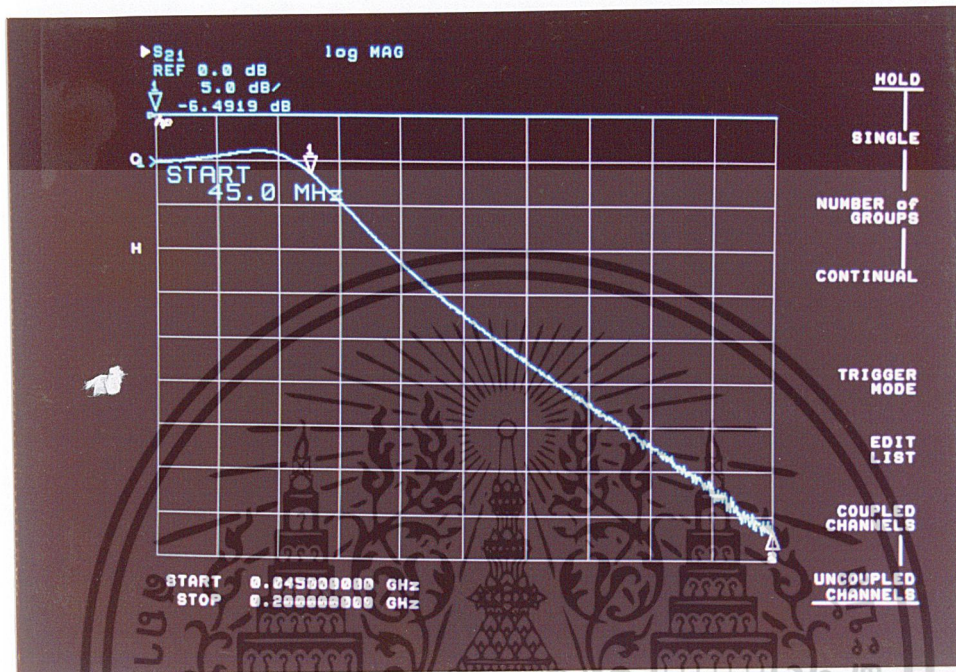
รูปที่ 4.13 การทดสอบวงจร LOW PASS FILTER



รูปที่ 4.14 แผ่นวงจร LOW PASS FILTER ที่ใช้ทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดสอบวงจร LOW PASS FILTER จากรูปที่ 4.14 จุด START ที่ 45 MHz และ STOP ที่ 200 MHz

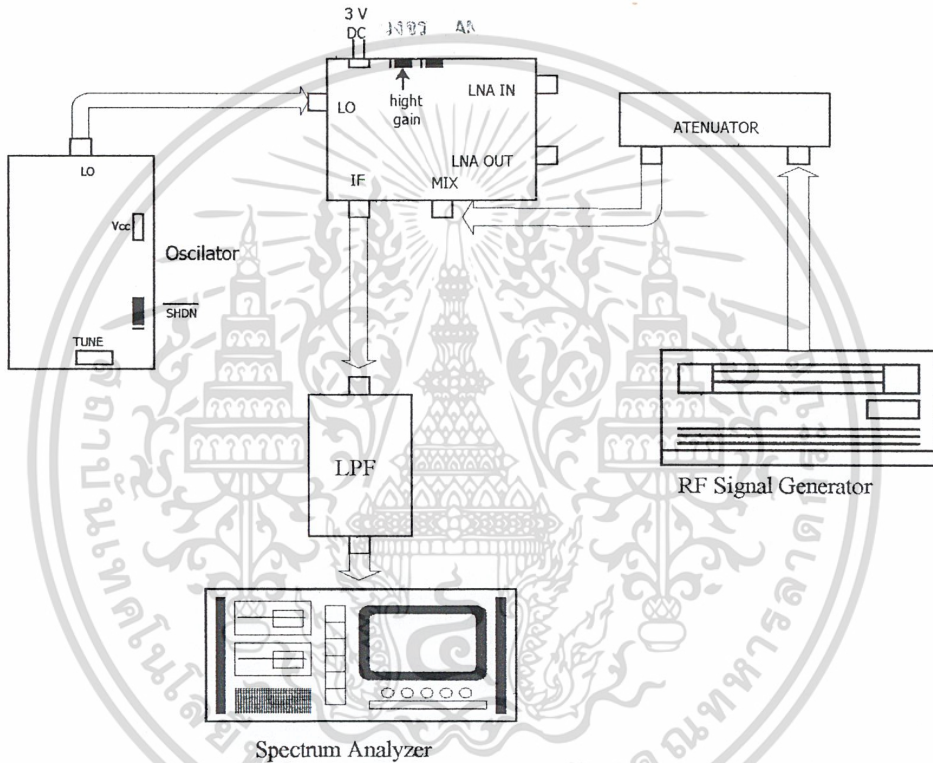


รูปที่ 4.15 ผลการทดสอบวงจร LOW PASS FILTER

จากรูปที่ 4.15 จะเห็นได้ว่าวงจร LOW PASS FILTER จะมีจุดคutoff อยู่ที่ประมาณ 80 MHz ซึ่งมีคุณสมบัติที่สามารถนำมาใช้เป็นวงจร IF FILTER ในวงจรภาครับส่วนหน้า

#### 4.5 การทดสอบ LOW PASS FILTER กับวงจรภาครับส่วนหน้า

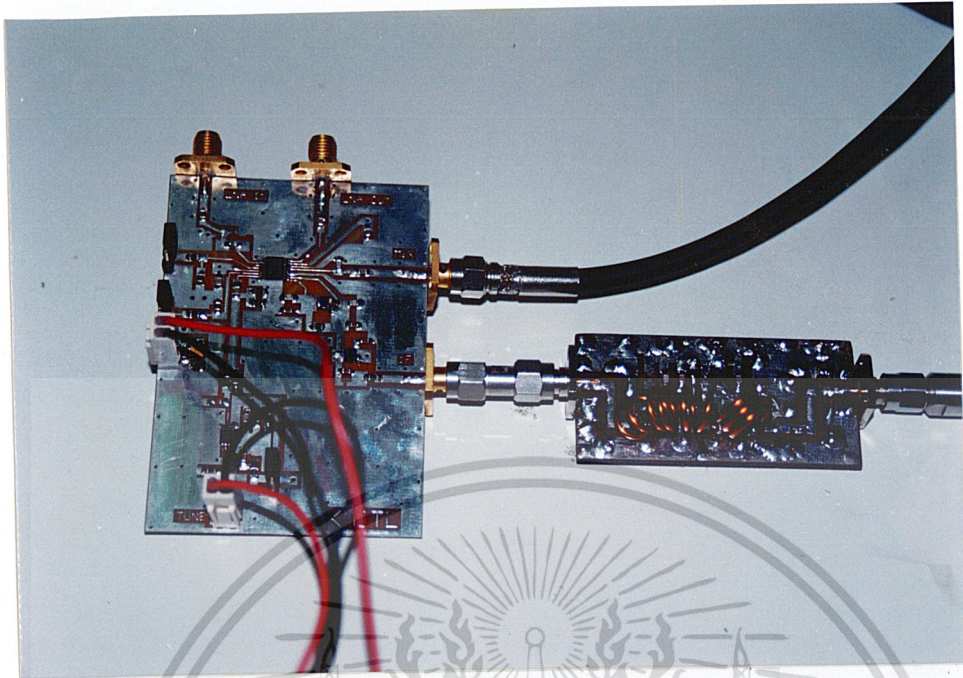
1. คอจัมเปอร์ (JU2) ของ  $\overline{\text{SHDN}}$  บนวงจรภาครับส่วนหน้าไปที่ “ON” หรือ  $\overline{\text{SHDN}}$  ไปที่  $V_{CC}$  จะทำให้ MAX2685 อยู่ในสภาวะที่ใช้งานได้
2. คอจัมเปอร์ GAIN (JU1) บนวงจรภาครับส่วนหน้าไปที่ “high” หรือ GAIN ไปที่  $V_{CC}$  จะทำให้สถานะของ LNA อยู่ในโหมด high
3. ต่อแหล่งจ่าย 3 โวลต์ DC เข้าที่ขั้ว  $V_{CC}$  และ GND วงจรภาครับส่วนหน้า



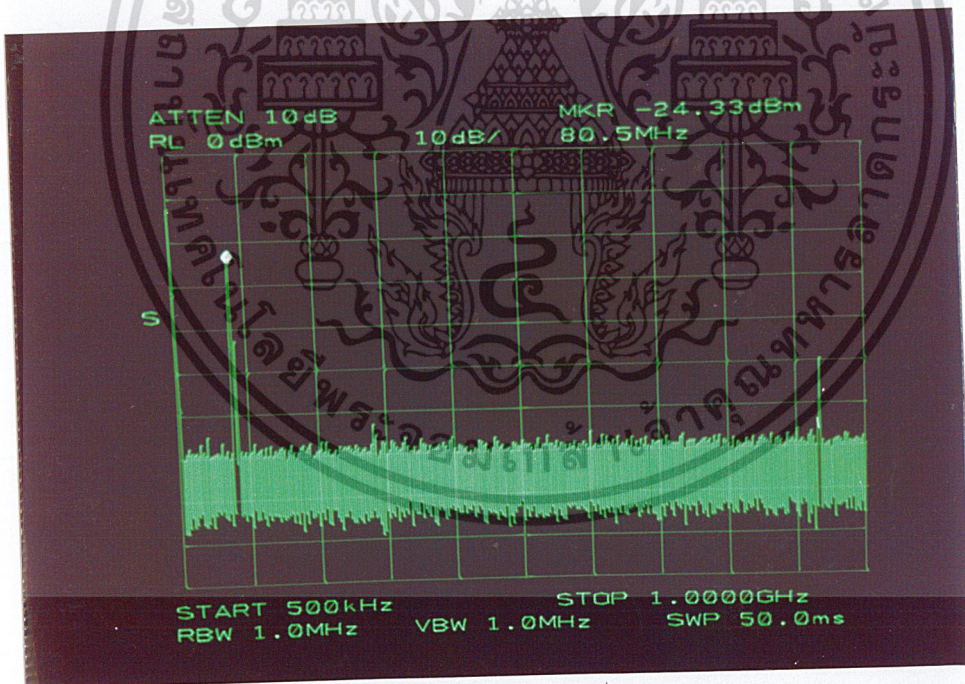
รูปที่ 4.16 การต่อทดสอบ LOW PASS FILTER เข้ากับวงจรภาครับส่วนหน้า

4. ต่อ RF ซิกแนลเจเนอเรเตอร์ เข้าที่ขั้วต่อ SMA ของ MIXIN โดยปรับเอาต์พุตของซิกแนลเจเนอเรเตอร์ตั้งซิกแนลเจเนอเรเตอร์ให้มีความถี่ที่เอาต์พุต 850 MHz และมีระดับของกำลังเท่ากับ  $-25$  dBm ในที่นี้จะใช้ Attenuator ช่วยในการปรับอัตราการขยายด้วยเนื่องจาก RF ซิกแนลเจเนอเรเตอร์ มีอัตราการขยายไม่พอดตามต้องการ
5. ต่อสเปคตรัมอนาไลเซอร์เข้าที่ขั้วต่อ SMA ของ IFOUT บนวงจรถอดลองต่อสเปคตรัมอนาไลเซอร์ให้มีจุด START ที่ 500 MHz และจุด STOP ที่ 1GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 วงจร LOW PASS FILTER กับวงจรปรับส่วนหน้า



รูปที่ 4.18 สัญญาณ IF ที่ผ่านการกรองแล้ว LOW PASS FILTER .

จากรูปที่ 4.18 เมื่อ สัญญาณ IF ผ่านการกรองสัญญาณโดยวงจร LOW PASS FILTER จะเห็นได้ว่าสัญญาณออสซิลเลเตอร์ 930 MHz ถูกกรองด้วย LOW PASS FILTER ให้ที่ที่มีความแรงของสัญญาณน้อยที่สุด เพื่อให้เหลือเพียงสัญญาณ IF เพียงสัญญาณเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.19 การทดสอบการดีเทคชั่นสัญญาณของวงจรรับส่วนหน้า

จากรูปที่ 4.19 เปรียบเทียบระหว่างสัญญาณที่ทำการมอดดูเลชั่นกับสัญญาณที่ทำการดีเทคชั่นออกมาได้ จะเห็นได้ว่าวงจรนี้สามารถที่จะทำการดีเทคชั่นออกมาได้

## บทที่ 5

### สรุป

#### 5.1 สรุปโครงการ

ที่ภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (LNA) จะได้กำลังทางเอาต์พุต  $-11.0$  dBm ที่ความถี่  $850.05$  MHz และเมื่อทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุต RF ที่เข้ามาจะมีอัตราขยายเท่ากับ  $14.5$  dBm สัญญาณที่วางจอร์ออกสเตอเรอ์สร้างขึ้นมาอยู่ในช่วง  $796.9$  MHz ถึง  $930.0$  MHz ที่ระดับดับแรงดัน VCO อยู่ในช่วง  $0-2.4$  โวลต์ตามลำดับ แต่เราใช้ความถี่ออกสเตอเรอ์ที่  $930$  MHz เป็น ออกสเตอเรอ์ให้กับวงจร ภาครับส่วนหน้า ภาครับส่วนหน้าที่สร้างขึ้นจะทำงานที่  $850$  MHz ออกสเตอเรอ์สามารถ ความแรงสัญญาณออกสเตอเรอ์  $-8.83$  dBm และ มีความถี่ไอเอฟ  $80$  MHz ความแรงของสัญญาณ ไอเอฟ  $-19.5$  dBm

#### 5.2 ปัญหาในการทำโครงการ

ถึงแม้ว่าโครงการนี้จะใช้ไอซีสำเร็จรูปของบริษัท MAXIM เป็นส่วนประกอบหลักในการทำภาครับส่วนหน้านี้ แต่ก็ไม่ใช่เรื่องง่ายที่จะนำเอาไอซีมาต่อใช้งานเลข เพราะไอซีเหล่านี้จะมีคุณสมบัติทางความถี่สูงจะต้องออกแบบลายวงจรพิมพ์ให้ตอบสนองต่อคุณสมบัติของไอซีให้ได้ ไม่ว่าจะเป็น การออกแบบคราวด์ การซึ่ลสัญญาณ การสร้างเพคทูโฮลของลายวงจรพิมพ์ และการสร้างไมโครสตริปไลน์เชื่อมต่อสัญญาณและที่สำคัญเนื่องจากโครงการที่ทำนี้ยังไม่มีการทำมาก่อนจึงยากในการค้นหาข้อมูล อุปกรณ์ต่างๆที่นำมาใช้ทำโครงการนี้ก็หายาก โดยเฉพาะตัวหมั้นวนาที่เป็นแบบ surface mount จะไม่มีขายในประเทศ ทั้งการลงและการถอดอุปกรณ์ค่อนข้างยุ่งยาก การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ต้องสร้างไลบรารีของไอซีและอุปกรณ์ต่างๆขึ้นมาเอง และเนื่องจากขาไอซีมีขนาดเล็กจึงต้องใช้ความถี่ตรงสูง ไม่อย่างนั้นแล้วแผ่นวงจรพิมพ์ที่ทำออกมาจะใช้ไม่ได้ สัญญาณ ไอเอฟที่ออกจากเอาต์พุทของไอซีมีสัญญาณอื่นออกมาด้วยและมีแอมพลิจูดที่แรงกว่าความถี่ไอเอฟ ถ้านำไปใช้งานจริงจะทำให้เกิดปัญหาได้ดังนั้นต้องมีการกรองสัญญาณอีกที่หนึ่ง

#### 5.3 แนวทางการแก้ปัญหา

อุปกรณ์ที่ในประเทศไทยไม่มีบางอย่างนั้นสามารถขอตัวอย่างจากบริษัทที่ผลิตได้ ในที่นี้คือบริษัท MAXIM การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์นั้นจะต้องมีการพิมพ์ออกมาดูก่อนว่าขาไอซีสามารถ

ลงบนแผ่นวงจรพิมพ์ได้หรือไม่แล้วค่อยสั่งทำ ที่เอาคัพของไอซีจำเป็นต้องทำภาคฟิลเตอร์ขึ้นมา เพื่อลดระดับของสัญญาณอื่นๆที่ไม่ใช่สัญญาณ ไอเอฟ

#### 5.4 แนวทางการพัฒนา

เนื่องจากโครงการที่ทำขึ้นนี้เป็นภาครับส่วนหน้าของเครื่องรับ ดังนั้นจึงสามารถที่จะนำไปพัฒนาต่อเป็นเครื่องรับหรือเครื่องรับส่งที่สมบูรณ์ได้ขึ้นอยู่กับว่าจะนำไปใช้งานด้านไหน เช่น ระบบแลนไร้สาย (Wireless LAN) โทรศัพท์ไร้สาย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] RSGB “Radio Communication Handbook” ISBN:1-872309-24-0
- [2] David M. Pozar “Microwave Engineering” ISBN:0-201-50418-9
- [3] Peter Vizmuller “RF Design Guide” ISBN:0-89006-754-6
- [4] Rohde-Bucher “Communication Receiver” ISBN:0-97-053570-1
- [5] By:D.S.Hill “Electronic & Communication Engineering Journal” December 1990
- [6] G.K. Voulgarudis “Receiver Architecture For Multichannel Design” Department of Electronic and Electrical Engineering University of Leeds.
- [7] G.K. Voulgarudis “RF for Receiver Front-end” Department of Electronic and Electrical Engineering University of Leeds.





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# MAXIM

## Low-Cost, 900MHz, Low-Noise Amplifier and Downconverter Mixer

MAX2685

### General Description

The MAX2685's low-noise amplifier (LNA) and down-converter mixer comprise the major blocks of an RF front-end receiver. Optimized for 900MHz operation, the device's low noise figure, high gain, and high linearity make it ideal for cellular, cordless, and wireless data applications. A low supply current of 8.5mA (high-gain mode) and 3.8mA (low-gain mode) plus a low operating supply voltage range of +2.7V to +5.5V make it suitable for use in 3-cell NiCd or 1-cell lithium-ion (Li+) battery applications. A low-power shutdown mode further extends battery life by reducing supply current below 0.1 $\mu$ A.

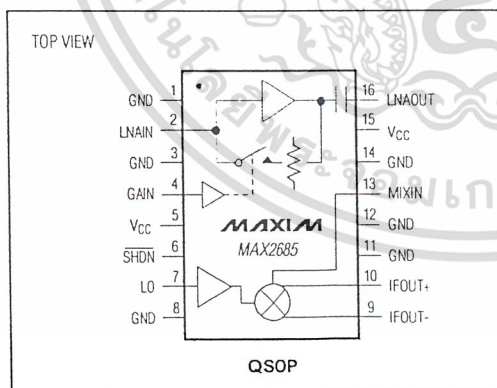
The MAX2685 includes an LNA, LNA bypass switch, downconverter mixer, and local-oscillator (LO) buffer. The LNA has a low noise figure of 1.4dB, a high gain of 15dB, and an input third-order intercept point (IP3) of -4dBm. The mixer has a noise figure of 13dB, a gain of 6dB, and an input IP3 of +7dBm. In addition, an LNA bypass switch allows two levels of gain, reducing power consumption when high gain is not needed.

The downconverter mixer has a single-ended RF input port and differential IF output ports. Differential operation of the IF ports offers improved even-order harmonic rejection and increased immunity to noise. An LO buffer allows the LO port to be driven with only -8dBm of LO power. The MAX2685 is offered in a space-saving 16-pin QSOP package.

### Applications

Cellular/Cordless Phones      900MHz ISM-Band Radios  
Wireless Data                      868MHz European ISM Band

### Pin Configuration



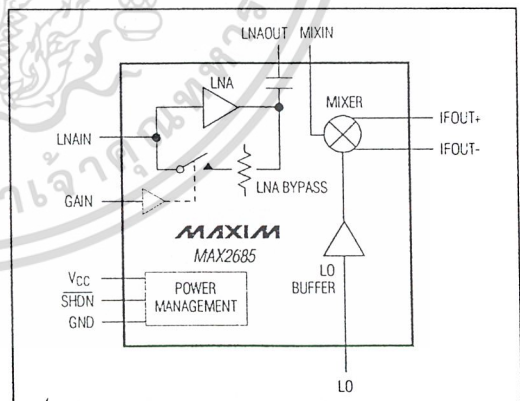
### Features

- ◆ 800MHz to 1000MHz RF Frequency Range
- ◆ +2.7V to +5.5V Single-Supply Operation
- ◆ Integrated LNA + Mixer + LO Buffer
- ◆ Logic-Controlled LNA Bypass Switch Reduces Supply Current
- ◆ LNA Performance (High/Low Gain)
  - Gain: +15dB/-12dB
  - NF: 1.4dB/12dB
  - Input IP3: -4dBm/+16dBm
- ◆ Mixer Performance (High/Low Gain)
  - Gain: 6dB/4.6dB
  - NF: 13dB/12dB
  - Input IP3: +7dBm/-1.5dBm
- ◆ Supply Current
  - 8.5mA (High Gain)
  - 3.8mA (Low Gain)
- ◆ <0.1 $\mu$ A Supply Current in Shutdown Mode
- ◆ 0.8 $\mu$ s Receiver Enable Time

### Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX2685EEE	-40°C to +85°C	16 QSOP

### Functional Diagram



MAXIM

Maxim Integrated Products 1

For free samples & the latest literature: <http://www.maxim-ic.com>, or phone 1-800-998-8800.  
For small orders, phone 1-800-835-8769.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Low-Cost, 900MHz, Low-Noise Amplifier and Downconverter Mixer

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V <sub>CC</sub> to GND	-0.3V to +6V	Continuous Power Dissipation (T <sub>A</sub> = +70°C)	
LNA <sub>IN</sub> Input Power (50Ω source)	+10dBm	16-Pin QSOP (derate 8.3mW/°C above +70°C)	667mW
LO Input Power (50Ω source)	+10dBm	Junction Temperature	+150°C
MIXIN Input Power (50Ω source)	+10dBm	Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
IFOUT+, IFOUT- to GND	-0.3V to +6V	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
LNAOUT to GND	-0.3V to +6V	Lead Temperature (soldering, 10sec)	+300°C
GAIN, SHDN to GND	-0.3V to (V <sub>CC</sub> + 0.3V)		

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

## DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V<sub>CC</sub> = +2.7V to +5.5V, V<sub>SHDN</sub> = +2V, V<sub>GAIN</sub> = +2V, LNA<sub>IN</sub> = LNAOUT = MIXIN = LO = unconnected, IFOUT+ = IFOUT- = V<sub>CC</sub>, T<sub>A</sub> = -40°C to +85°C. Typical values are at T<sub>A</sub> = +25°C and V<sub>CC</sub> = +3V, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Voltage Range		2.7		5.5	V
Operating Supply Current	GAIN = V <sub>CC</sub>		8.5	14.1	mA
	GAIN = GND		3.8	6.4	
Shutdown Supply Current	SHDN = GND		0.1	1.0	μA
Logic Input Voltage High	GAIN, SHDN	2.0			V
Logic Input Voltage Low	GAIN, SHDN			0.5	V
Logic Input Current	V <sub>SHDN</sub> = V <sub>GAIN</sub> = 0 to 5.5V		±0.01	±1	μA

## AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(MAX2685 EV kit, V<sub>CC</sub> = V<sub>SHDN</sub> = +3V, f<sub>LNA<sub>IN</sub></sub> = f<sub>MIXIN</sub> = 880MHz, f<sub>LO</sub> = 960MHz, P<sub>LNA<sub>IN</sub></sub> = -30dBm, P<sub>LO</sub> = -8dBm, P<sub>MIXIN</sub> = -25dBm, differential IFOUT operation, Z<sub>o</sub> = 50Ω, T<sub>A</sub> = +25°C, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>LOW-NOISE AMPLIFIER (LNA)</b>					
RF Frequency Range (Note 1)		800		1000	MHz
LNA Gain	GAIN = V <sub>CC</sub>	13	15	16.2	dB
	GAIN = GND	-14	-12	-10.3	
LNA Gain Variation over Temperature	GAIN = V <sub>CC</sub> , T <sub>A</sub> = T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub> (Note 2)		0.9	1.6	dB
LNA Noise Figure	GAIN = V <sub>CC</sub>		1.4		dB
	GAIN = GND		12.2		
LNA Input IP3	GAIN = V <sub>CC</sub> (Note 3)		-4.1		dBm
	GAIN = GND (Note 4)		+16.2		
LNA Input 1dB Compression	GAIN = V <sub>CC</sub>		-18.4		dBm
LNAOUT Port Return Loss	GAIN = V <sub>CC</sub>		-18.6		dB
	GAIN = GND		-11.3		
<b>DOWNCONVERTER MIXER</b>					
RF Frequency Range (Note 1)		800		1000	MHz
Mixer Conversion Gain	GAIN = V <sub>CC</sub>	4.7	6.1	7.0	dB
	GAIN = GND	2.5	4.6	6.0	

# Low-Cost, 900MHz, Low-Noise Amplifier and Downconverter Mixer

## AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

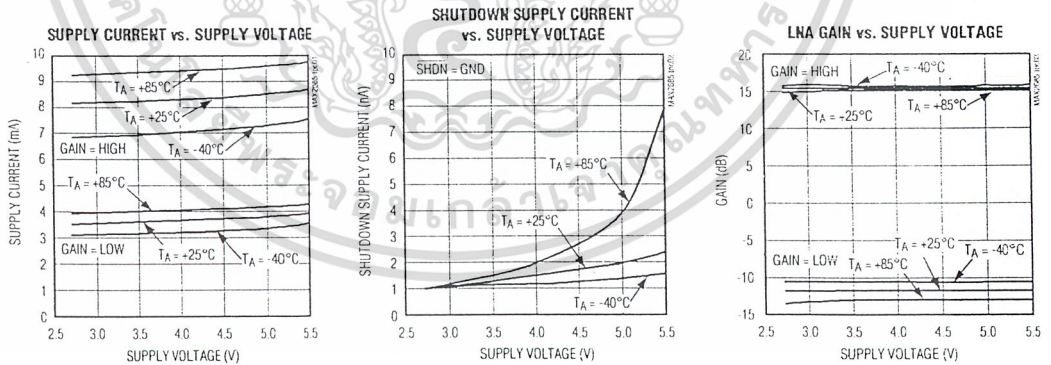
(MAX2685 EV kit,  $V_{CC} = V_{SHDN} = +3V$ ,  $f_{LNAIN} = f_{MIXIN} = 880MHz$ ,  $f_{LO} = 960MHz$ ,  $P_{LNAIN} = -30dBm$ ,  $P_{LO} = -8dBm$ ,  $P_{MIXIN} = -25dBm$ , differential IFOUT operation,  $Z_0 = 50\Omega$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Mixer Conversion Gain Variation over Temperature	GAIN = $V_{CC}$ , $T_A = T_{MIN}$ to $T_{MAX}$ (Note 2)		1	2	dB
Mixer Noise Figure (SSB)	GAIN = $V_{CC}$		13		dB
	GAIN = GND		12.1		
Mixer Input IP3 (Note 5)	GAIN = $V_{CC}$		7		dBm
	GAIN = GND		-1.5		
LO Port Return Loss			11		dB
LO-to-LNAIN Isolation	SHDN = $V_{CC}$ or GND		53		dB
LO-to-MIXIN Isolation			31		dB
LNAOUT-to-MIXIN Isolation			28		dB
<b>OVERALL SYSTEM</b>					
Receiver Enable Time	(Note 6)		0.8		us

- Note 1:** This is the recommended operating frequency range.
- Note 2:** Maximum and minimum limits are guaranteed by design and device characterization and are not production tested.
- Note 3:** Two tones at 880MHz and 880.1MHz, -30dBm per tone.
- Note 4:** Two tones at 880MHz and 880.1MHz, -10dBm per tone.
- Note 5:** Two tones at 880MHz and 880.1MHz, -25dBm per tone.
- Note 6:** Time from SHDN = high, until the cascaded receive gain is within 1dB of its final value. Measured with 47pF blocking capacitors on LNAIN and LNAOUT. Matching network removed from IFOUT output.

## Typical Operating Characteristics

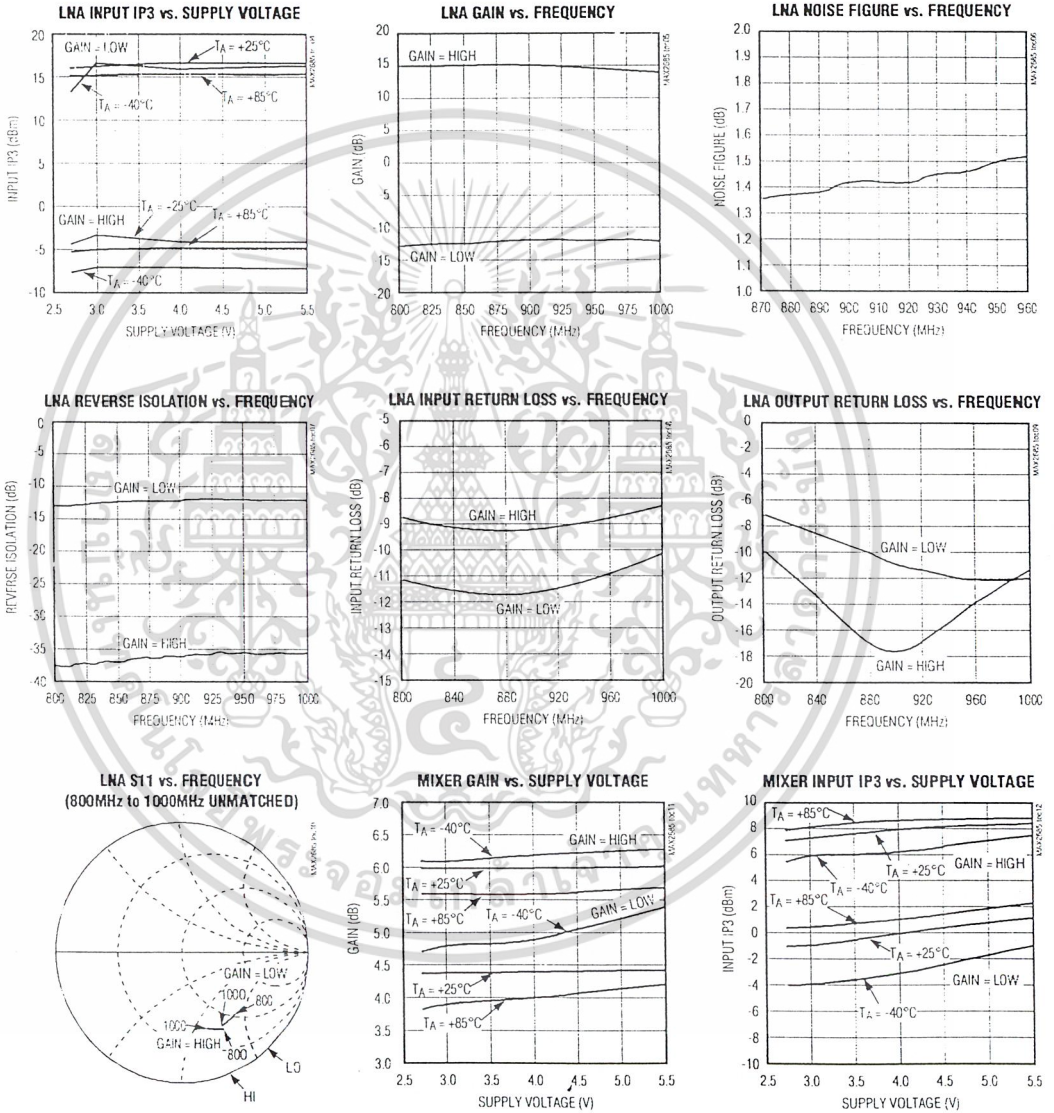
(MAX2685 EV kit,  $V_{CC} = V_{SHDN} = +3V$ ,  $f_{LNAIN} = f_{MIXIN} = 880MHz$ ,  $f_{LO} = 960MHz$ ,  $P_{LNAIN} = -30dBm$ ,  $P_{LO} = -8dBm$ ,  $P_{MIXIN} = -25dBm$ , differential IFOUT operation,  $Z_0 = 50\Omega$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)



# Low-Cost, 900MHz, Low-Noise Amplifier and Downconverter Mixer

## Typical Operating Characteristics (continued)

(MAX2685 EV kit,  $V_{CC} = V_{SHDN} = +3V$ ,  $f_{UNAIN} = f_{MIXIN} = 880MHz$ ,  $f_{LO} = 960MHz$ ,  $P_{LNAIN} = -30dBm$ ,  $P_{LO} = -8dBm$ ,  $P_{MIXIN} = -25dBm$ , differential IFOUT operation,  $Z_0 = 50\Omega$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

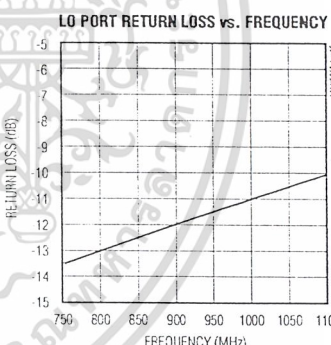
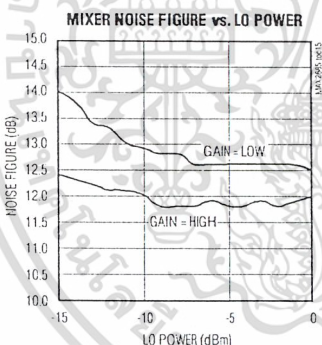
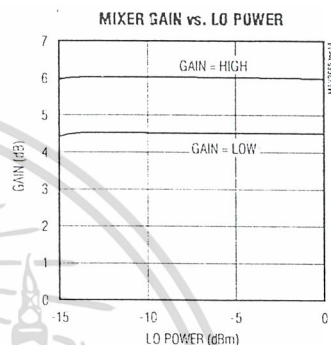
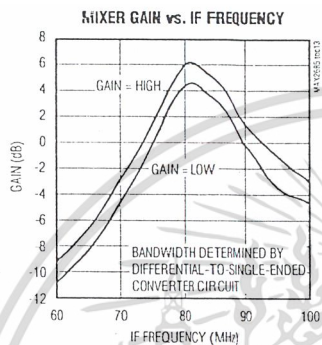


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Low-Cost, 900MHz, Low-Noise Amplifier and Downconverter Mixer

## Typical Operating Characteristics (continued)

(MAX2685 EV kit,  $V_{CC} = V_{SHDN} = +3V$ ,  $f_{LNAIN} = f_{MIXIN} = 880MHz$ ,  $f_{LO} = 960MHz$ ,  $P_{LNAIN} = -30dBm$ ,  $P_{LO} = -8dBm$ ,  $P_{MIXIN} = -25dBm$ , differential IFOUT operation,  $Z_o = 50\Omega$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Low-Cost, 900MHz, Low-Noise Amplifier and Downconverter Mixer

## Pin Description

PIN	NAME	FUNCTION
1, 3, 8, 11, 12, 14	GND	Ground. Connect to ground plane with a low-inductance connection.
2	LNAIN	RF Input to LNA and LNA Bypass Switch. Requires an external matching network and a series DC blocking capacitor
4	GAIN	Gain Control Logic-Level Input. Drive high to enable the LNA, open the LNA bypass switch, and increase the receiver's gain. Drive low to disable the LNA, close the LNA bypass switch, and reduce the receiver's gain.
5, 15	VCC	Supply Voltage. Bypass VCC to GND at each pin with a 47pF capacitor as close to the pin as possible.
6	SHDN	Shutdown Control Logic-Level Input. Drive high or connect to VCC for normal operation. Drive low to place the device in low-power shutdown mode.
7	LO	Local-Oscillator Input to Downconverter Mixer. Requires a series DC-blocking capacitor and an impedance-setting resistor (typically 75Ω to ground).
9	IFOUT-	Inverting Side to Downconverter Mixer's Differential Open-Collector IF Output. Requires a pull-up inductor to VCC for proper biasing, as well as a matching network to ensure optimum output power.
10	IFOUT+	Noninverting Side of Downconverter Mixer's Differential Open-Collector IF Output. Requires a pull-up inductor to VCC for proper biasing, as well as a matching network to ensure optimum output power.
13	MIXIN	RF Input to Downconverter Mixer. Requires an external matching network and series DC-blocking capacitor.
16	LNAOUT	LNA Output. Internally matched to 50Ω. LNAOUT has an internal blocking capacitor.

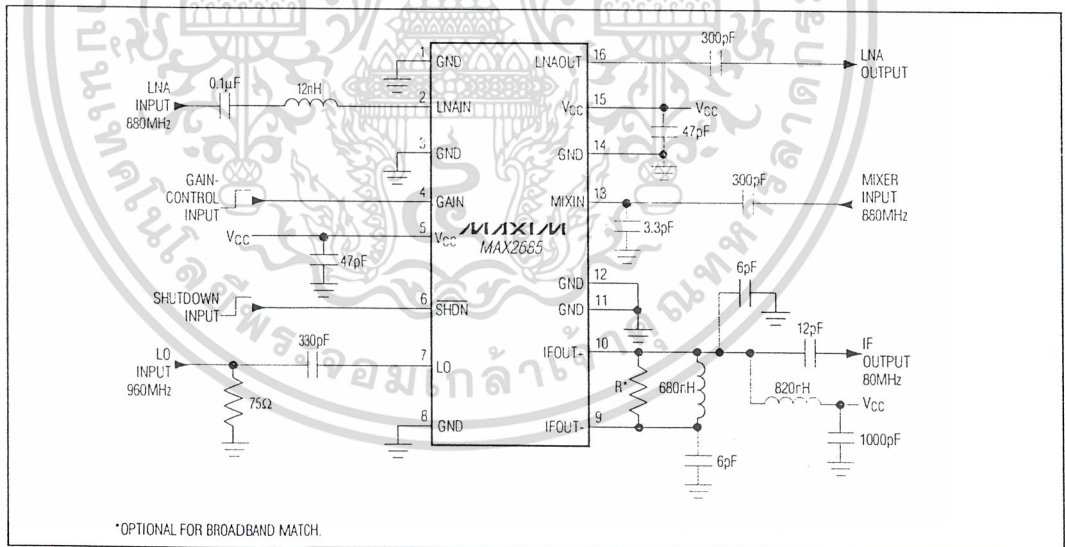


Figure 1. Typical Operating Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Low-Cost, 900MHz, Low-Noise Amplifier and Downconverter Mixer

## Detailed Description

The MAX2685 consists of five major components: a low-noise amplifier (LNA), an LNA bypass switch, a downconverter mixer, a local-oscillator (LO) buffer, and a power-management block.

### Low-Noise Amplifier (LNA)

The LNA is a wideband, single-ended cascode amplifier that operates over a wide range of frequencies. The input of the LNA (LNAIN) requires an appropriate matching network and a DC-blocking capacitor. The typical operating circuit shown in Figure 1 is optimized for frequencies around 880MHz, requiring only a 0.1 $\mu$ F capacitor in series with a 12nH inductor. See Table 1 for the LNA "S" parameters for matching to other frequencies.

The output of the LNA (LNAOUT) is internally biased to V<sub>CC</sub>. It is internally matched to 50 $\Omega$  and incorporates an internal DC-blocking capacitor.

### LNA Bypass Switch and Gain Control

When a large input signal is present, enable the LNA bypass function to increase linearity and reduce supply current. Set GAIN low to enable the LNA bypass function.

### Receive Mixer

The downconverter mixer is a wideband, single-balanced design with a low noise figure and high linearity. The RF signal at the MIXIN port is mixed with the signal at the LO port, and is downconverted to an IF frequency at the differential IF port.

### RF Input

The MIXIN input requires a simple external matching network and a series DC-blocking capacitor. See Figure 1 for a matching network example, optimized for 880MHz operation. Table 2 lists mixer "S" parameters for matching to other frequencies.

Table 1. LNA Typical S-Parameters (V<sub>CC</sub> = +3V, T<sub>A</sub> = +25°C)

FREQUENCY (MHz)	S <sub>11</sub>   MAG	S <sub>11</sub> PHASE (degrees)	S <sub>21</sub>   MAG	S <sub>21</sub> PHASE (degrees)	S <sub>12</sub>   MAG	S <sub>12</sub> PHASE (degrees)	S <sub>22</sub>   MAG	S <sub>22</sub> PHASE (degrees)
High-Gain Mode (GAIN = V <sub>CC</sub> )								
800	0.761	-64.5	4.98	177.9	0.018	-163.7	0.376	-107.3
840	0.753	-68.6	5.06	167.2	0.022	-167.1	0.264	-107.0
880	0.747	-73.2	5.07	156.6	0.026	-171.3	0.172	-94.6
920	0.733	-78.0	4.91	146.6	0.030	-175.7	0.149	-62.9
960	0.719	-82.8	4.68	137.7	0.035	-178.0	0.200	-42.4
1000	0.693	-87.5	4.40	130.3	0.039	-171.0	0.263	-38.8
Low-Gain Mode (GAIN = GND)								
800	0.625	-45.6	0.188	73.0	0.191	71.9	0.483	-91.3
840	0.621	-48.1	0.195	65.5	0.198	64.2	0.423	-91.3
880	0.619	-50.9	0.199	58.1	0.201	56.7	0.370	-89.9
920	0.611	-53.3	0.200	51.6	0.202	50.3	0.337	-86.1
960	0.608	-55.5	0.200	46.1	0.201	44.7	0.322	-80.9
1000	0.607	-57.5	0.200	41.2	0.200	40.0	0.317	-76.7

# Low-Cost, 900MHz, Low-Noise Amplifier and Downconverter Mixer

MAXIM

Table 2. Mixer Typical S-Parameters ( $V_{CC} = +3V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ )

RF FREQUENCY (MHz)	S11 MAG	S11  PHASE (degrees)	IF FREQUENCY (MHz)	S22  MAG (IFOUT+ Port Only)	S22 PHASE (IFOUT+ Port Only) (degrees)
<b>High-Gain Mode (GAIN = VCC)</b>					
800	0.355	152.7	10	0.996	-0.4
840	0.352	153.7	40	0.994	-1.8
880	0.351	154.5	80	0.993	-3.2
920	0.349	155.8	110	0.989	-4.2
960	0.352	156.2	170	0.988	-6.2
1000	0.353	156.9	240	0.983	-8.0
<b>Low-Gain Mode (GAIN = GND)</b>					
800	0.275	142.8	10	0.996	-0.5
840	0.268	144.1	40	0.995	-1.8
880	0.262	145.5	80	0.993	-3.2
920	0.255	147.7	110	0.989	-4.2
960	0.254	149.0	170	0.987	-6.2
1000	0.245	156.9	240	0.982	-7.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Low-Cost, 900MHz, Low-Noise Amplifier and Downconverter Mixer

## Local-Oscillator Input

The LO port is the high-impedance input of the local-oscillator buffer. It requires a series DC-blocking capacitor and a shunt resistor to ground to set the input impedance. See the *Typical Operating Characteristics* for a graph of LO Port Return Loss vs. Frequency.

## IF Output Port

The mixer's downconverted output appears on the differential IFOUT+ and IFOUT- pins. The differential output can be converted to a single-ended output, as shown in the MAX2685 evaluation kit (EV kit). Refer to the *Detailed Description* in the MAX2685 EV kit data sheet.

## Shutdown

Drive SHDN low to disable all device functions and place the MAX2685 in low-power shutdown mode. Drive SHDN high or connect it to VCC to enable all device functions.

## Applications Information

### Layout Considerations

A properly designed PC board is an essential part of any RF/microwave circuit. Note the IC's high-frequency inputs and outputs, and be sure to decouple the DC supply and control pins.

For power-supply traces and connections, a star topology works well. Each VCC node in the circuit has its own path to the central VCC node and a decoupling capacitor that provides a low impedance at the RF frequency of interest. The central VCC also has a large decoupling capacitor. This provides good isolation between the different sections of the MAX2685.

## Chip Information

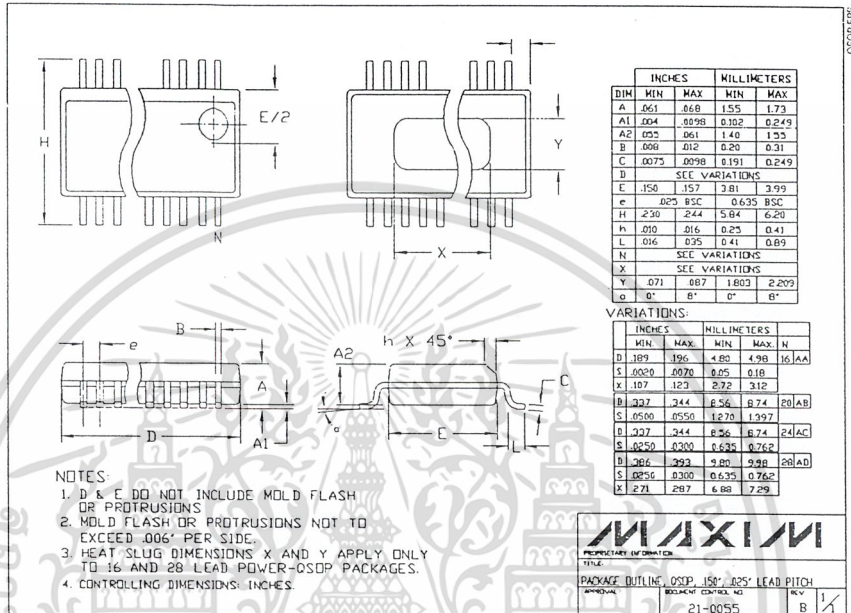
TRANSISTOR COUNT: 295

MAX2685



# Low-Cost, 900MHz, Low-Noise Amplifier and Downconverter Mixer

## Package Information





# MAXIM

## Monolithic Voltage-Controlled Oscillators

### General Description

The MAX2622/MAX2623/MAX2624 self-contained voltage-controlled oscillators (VCOs) combine an integrated oscillator and output buffer in a miniature 8-pin  $\mu$ MAX package.

The inductor and varactor elements of the tank circuits are integrated on-chip, greatly simplifying application of the part. In addition, the center frequency of oscillation and frequency span are factory preset to provide a guaranteed frequency range versus control voltage. An external tuning voltage controls the oscillation frequency. The output signals are buffered by an amplifier stage (easily matched to  $50\Omega$ ), using only capacitors to provide higher output power and isolate the devices from load impedance variations.

The MAX2622/MAX2623/MAX2624 operate from a +2.7V to +3.3V supply voltage and require only 9mA of supply current. In shutdown mode, the supply current is reduced to 0.1 $\mu$ A.

### Applications

866MHz to 868MHz European ISM Band (MAX2622)

DECT 1/2 Frequency LO (MAX2623)

902MHz to 928MHz ISM Band,  $\pm 10.7$ MHz IF (MAX2623)

902MHz to 928MHz ISM Band, 45MHz to 70MHz IF (MAX2624)

Pin Configuration appears at end of data sheet

### Features

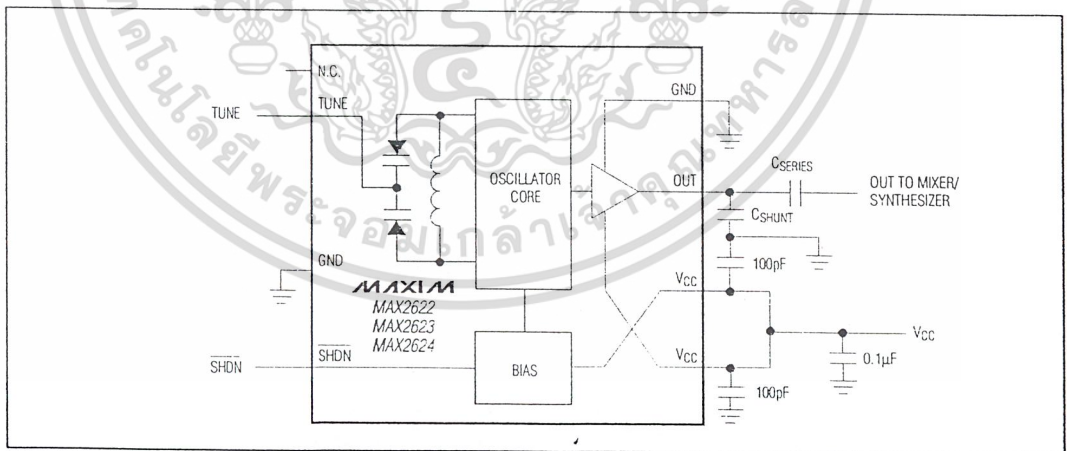
- ◆ Fully Monolithic
- ◆ Guaranteed Performance
- ◆ Wide Choice of Frequencies
  - 855MHz to 881MHz (MAX2622)
  - 885MHz to 950MHz (MAX2623)
  - 947MHz to 998MHz (MAX2624)
- ◆ +2.7V to +3.3V Single-Supply Operation
- ◆ Low-Current Shutdown Mode
- ◆ Smaller than Modules (8-pin  $\mu$ MAX package)

### Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX2622EUA	-40°C to +85°C	8 $\mu$ MAX
MAX2623EUA	-40°C to +85°C	8 $\mu$ MAX
MAX2624EUA*	-40°C to +85°C	8 $\mu$ MAX

\*Future product—contact factory for availability.

### Typical Operating Circuit



MAXIM

Maxim Integrated Products 1

For free samples & the latest literature: <http://www.maxim-ic.com>, or phone 1-800-998-8800.  
For small orders, phone 1-800-835-8769.

MAX2622/MAX2623/MAX2624

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Monolithic Voltage-Controlled Oscillators

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V <sub>CC</sub> to GND	-0.3V to +6V	Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
TUNE, SHDN to GND	-0.3V to (V <sub>CC</sub> + 0.3V)	Junction Temperature	+150°C
OUT to GND	-0.3V to (V <sub>CC</sub> + 0.6V)	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Continuous Power Dissipation (T <sub>A</sub> = +70°C)		Lead Temperature (soldering, 10sec)	+300°C
8-pin, $\mu$ MAX (derate 5.7mW/°C above T <sub>A</sub> = +70°C)	457mW		

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

## DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Typical Operating Circuit, V<sub>CC</sub> = +2.7V to +3.3V, V<sub>TUNE</sub> = 1.4V, V<sub>SHDN</sub> = 2V, OUT = unconnected, T<sub>A</sub> = -40°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values are at V<sub>CC</sub> = +3V, T<sub>A</sub> = +25°C.) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Voltage		2.7		3.3	V
Supply Current			9	11.5	mA
Shutdown Supply Current	V <sub>SHDN</sub> ≤ 0.6V		0.1	10	μA
SHDN Input Voltage Low	V <sub>CC</sub> = 3.3V			0.6	V
SHDN Input Voltage High	V <sub>CC</sub> = 2.7V				V
SHDN Input Current Low	V <sub>SHDN</sub> = 0.6V, V <sub>CC</sub> = 3.3V	-0.5		0.5	μA
SHDN Input Current High	V <sub>SHDN</sub> = 2.0V, V <sub>CC</sub> = 3.3V	-0.5		0.5	μA
TUNE Input Current	0.4V ≤ V <sub>TUNE</sub> ≤ 2.4V		0.2		nA

## AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Typical Operating Circuit, V<sub>CC</sub> = +2.7V to +3.3V, V<sub>TUNE</sub> = 0.4V to 2.4V, V<sub>SHDN</sub> = 2V, T<sub>A</sub> = +25°C, unless otherwise noted. Typical values measured at V<sub>CC</sub> = +3V.) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Oscillator Frequency Range	MAX2622, V <sub>TUNE</sub> = 0.4V to 2.4V, T <sub>A</sub> = -40°C to +85°C	855		881	MHz
	MAX2623, V <sub>TUNE</sub> = 0.4V to 2.4V, T <sub>A</sub> = -20°C to +75°C	885		950	
	MAX2624, V <sub>TUNE</sub> = 0.4V to 2.4V, T <sub>A</sub> = -40°C to +85°C	947		998	
Phase Noise	f <sub>OFF</sub> = 100kHz		-101		dBc/Hz
	f <sub>OFF</sub> = 1MHz		-119		
Noise Floor			-156		dBm/Hz
Tuning Gain (Note 2)	V <sub>TUNE</sub> = 0.4V to 2.4V		80	110	MHz/V
Output Power	V <sub>TUNE</sub> = 0.4V (Note 3)		-8		dBm
Return Loss (Notes 3, 4)			-12		dB
Harmonics			-30		dBc
Load Pulling	VSWR = 2:1, all phases		0.5		MHz <sub>p-p</sub>
Supply Pushing	V <sub>CC</sub> stepped from 2.8V to 3.3V		200		kHz/V

**Note 1:** Specifications are production tested at T<sub>A</sub> = +25°C. Limits over temperature are guaranteed by design and characterization.

**Note 2:** Maximum tuning gain is measured at V<sub>TUNE</sub> = 0.4V with a 0.2V step to 0.6V. This represents the worst-case (highest) tuning gain.

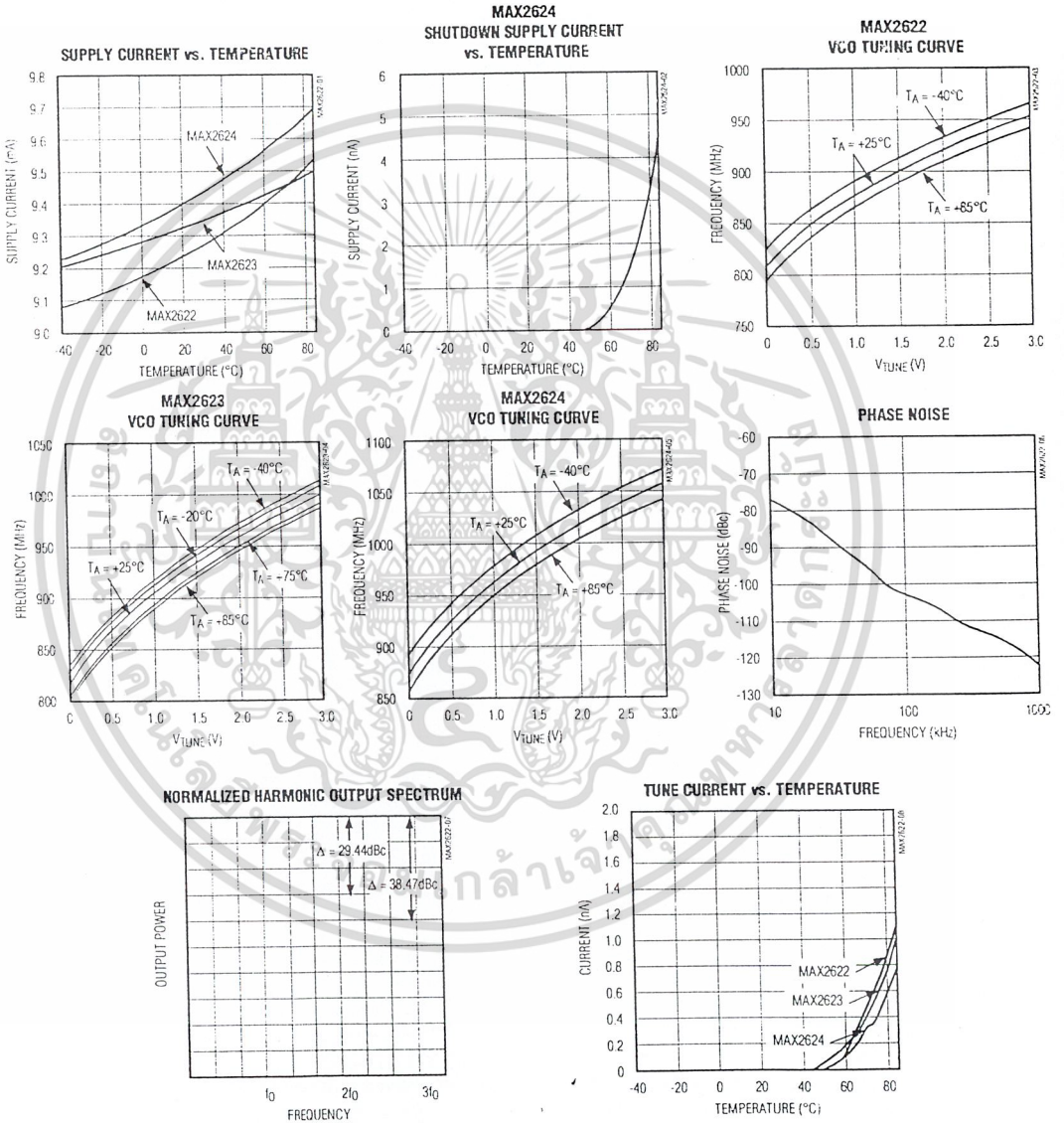
**Note 3:** Measurements taken on MAX262\_EV kit.

**Note 4:** Return loss is optimized across all frequencies via external shunt/series capacitor matching.

# Monolithic Voltage-Controlled Oscillators

## Typical Operating Characteristics

( $V_{CC} = +3.0V$ ,  $V_{TUNE} = 1.4V$  to  $2.4V$ ,  $V_{SHDN} = 2V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)



MAX2622/MAX2623/MAX2624

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Monolithic Voltage-Controlled Oscillators

## Pin Description

PIN	NAME	FUNCTION
1	N.C.	Not connected. Do not make any connections to this pin.
2	TUNE	Oscillator Frequency Tuning Voltage Input. High-impedance input with a voltage input range of 0.4V (low frequency) to 2.4V (high frequency) adjustment.
3	GND	Ground Connection for Oscillator and Biasing. Requires a low-inductance connection to the circuit board ground plane.
4	SHDN	Shutdown Logic Input. A high-impedance input logic level low disables the device and reduces supply current to 0.1 $\mu$ A. A logic level high enables the device.
5	VCC	Output Buffer DC Supply Voltage Connection. Bypass with a 100pF capacitor to GND for best high-frequency performance.
6	VCC	Bias and Oscillator DC Supply Voltage Connection. Bypass with a 100pF capacitor to GND for low noise and low spurious content performance from the oscillator.
7	OUT	Buffered Oscillator Output. DC blocking capacitor required.
8	GND	Ground Connection for Output Buffer. Requires a low-inductance connection to the circuit board ground plane.

## Detailed Description

### Oscillator

The MAX2622/MAX2623/MAX2624 VCOs are implemented as an LC oscillator topology, integrating all of the tank components on-chip. This fully monolithic approach provides an extremely easy-to-use VCO, equivalent to a VCO module. The frequency is controlled by a voltage applied to the TUNE pin, which is internally connected to the varactor. The VCO core uses a differential topology to provide a stable frequency versus supply voltage and improve the immunity to load variations. In addition, there is a buffer amplifier following the oscillator core to provide added isolation from load variations and to boost the output power.

### Output Buffer

The oscillator signal from the core drives an output buffer amplifier. The amplifier is constructed as a common-emitter stage with an integrated on-chip pull-up inductor at the output. An external shunt-series capacitor circuit optimizes the match to 50 $\Omega$ . The output amplifier has its own VCC and GND pins to minimize load-pulling effects. The amplifier boosts the oscillator signal to a level suitable for driving most RF mixers.

## Applications Information

### Output Matching

Although the output amplifier internally provides a partial match to 50 $\Omega$ , a simple external shunt series capacitor network is needed to optimize the match to 50 $\Omega$ . The off-chip capacitors are low-cost surface-mount components. No inductors are required. The capacitors are configured as shown in the *Typical Operating Circuit*. The recommended values of C<sub>SERIES</sub> and C<sub>SHUNT</sub> for the MAX2622/MAX2623/MAX2624 are shown in Table 1. A typical application circuit is shown in Figure 1.

### Tuning Line

The tuning input is typically connected to the output of the PLL loop filter. The loop filter is presumed to provide an appropriately low-impedance source. It may incorporate an extra RC filter stage to reduce high-frequency noise and spurious signals. Any excess noise on the tuning input is directly translated into FM noise, which can degrade the phase-noise performance of the oscillator. Therefore, it is important to minimize the noise introduced on the tuning input. A simple RC filter with low corner frequency may be needed during testing in order to filter the noise present on the voltage source driving the tuning line.

# Monolithic Voltage-Controlled Oscillators

MAX2622/MAX2623/MAX2624

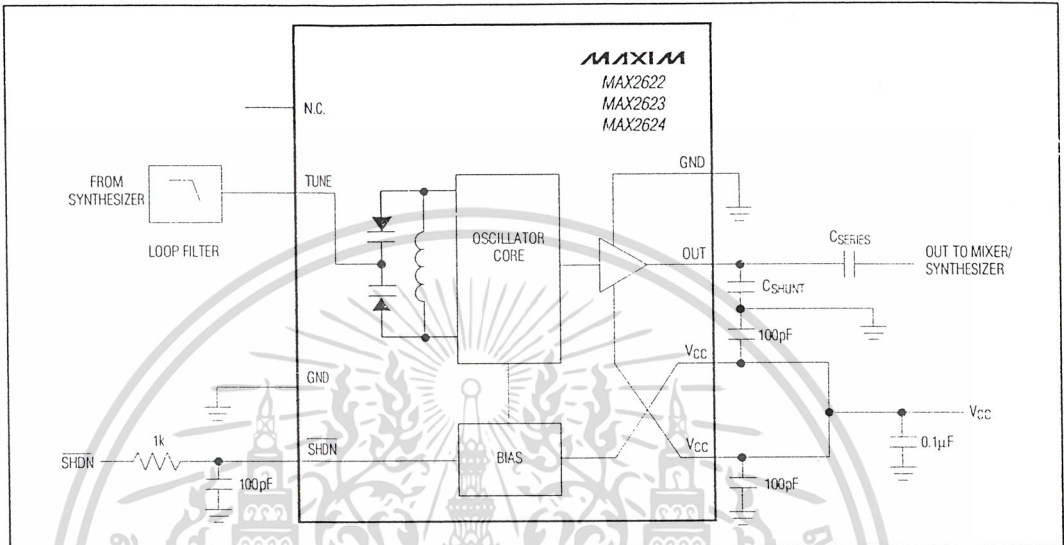


Figure 1. Typical Application Circuit

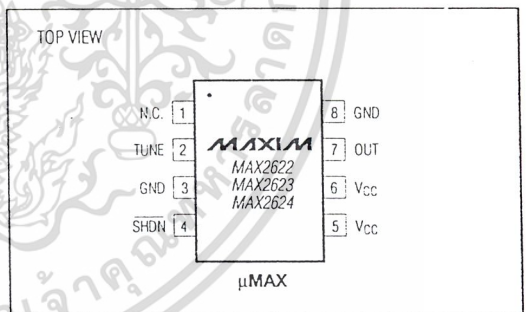
Table 1. Output Matching Components for 50Ω Match

DEVICE	C <sub>SERIES</sub> (pF)	C <sub>SHUNT</sub> (pF)
MAX2622	2	1
MAX2623	1.5	1
MAX2624	1.3	0.7

### Layout Issues

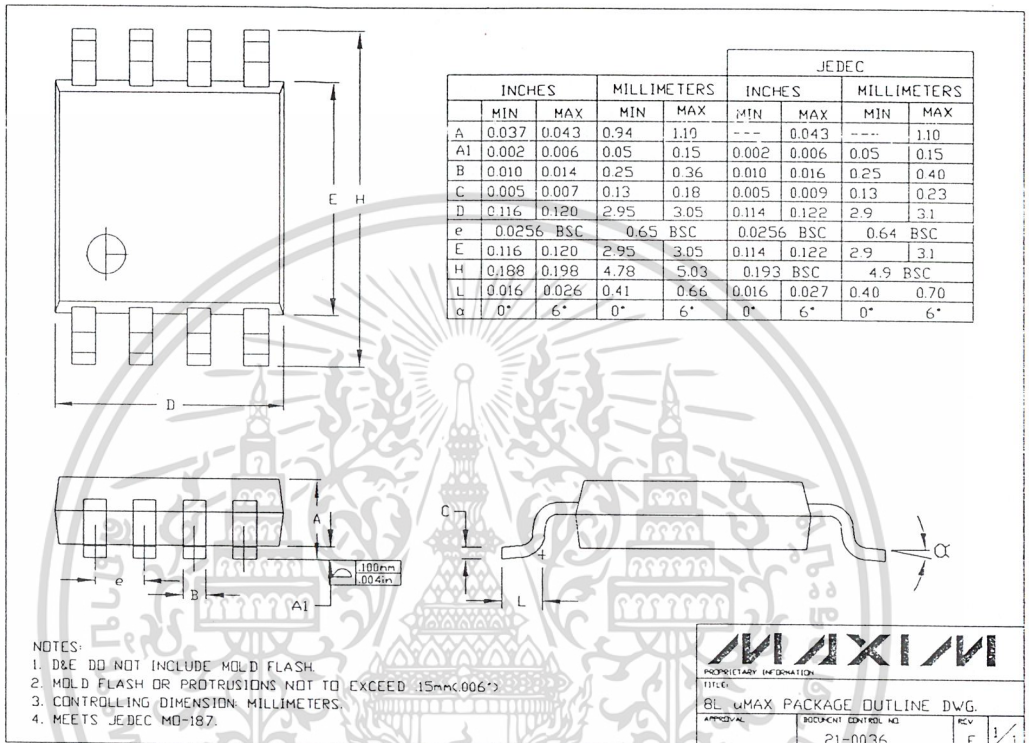
A properly designed PC board is essential to any RF/microwave circuit/system. Always use controlled impedance lines (microstrip, coplanar waveguide, etc.) on high-frequency signals. Always place decoupling capacitors as close to the VCC pins as possible. For long VCC lines, it may be necessary to add additional decoupling capacitors located further from the device. Always provide a low-inductance path to ground. Keep GND vias as close to the device as possible. Thermal reliefs on GND pads are **not** recommended.

### Pin Configuration



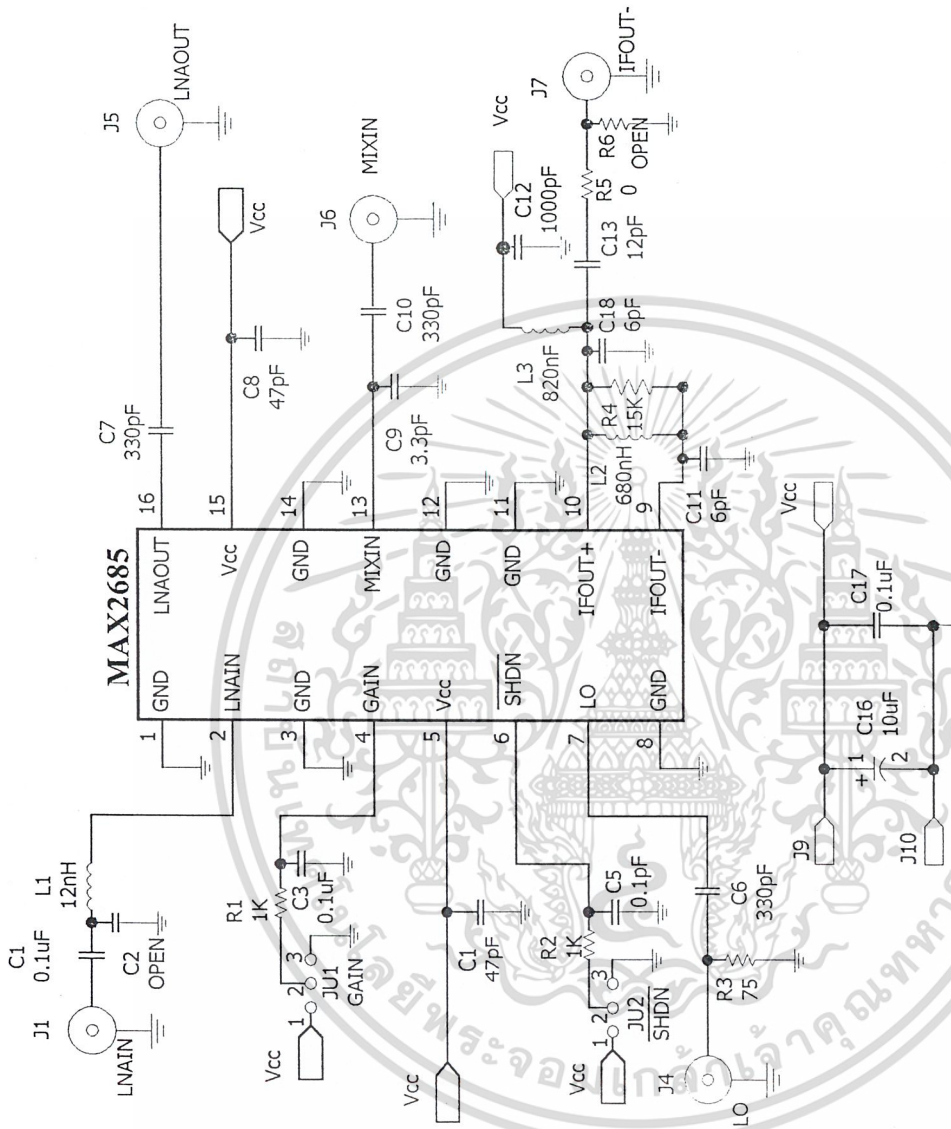
# Monolithic Voltage-Controlled Oscillators

## Package Information



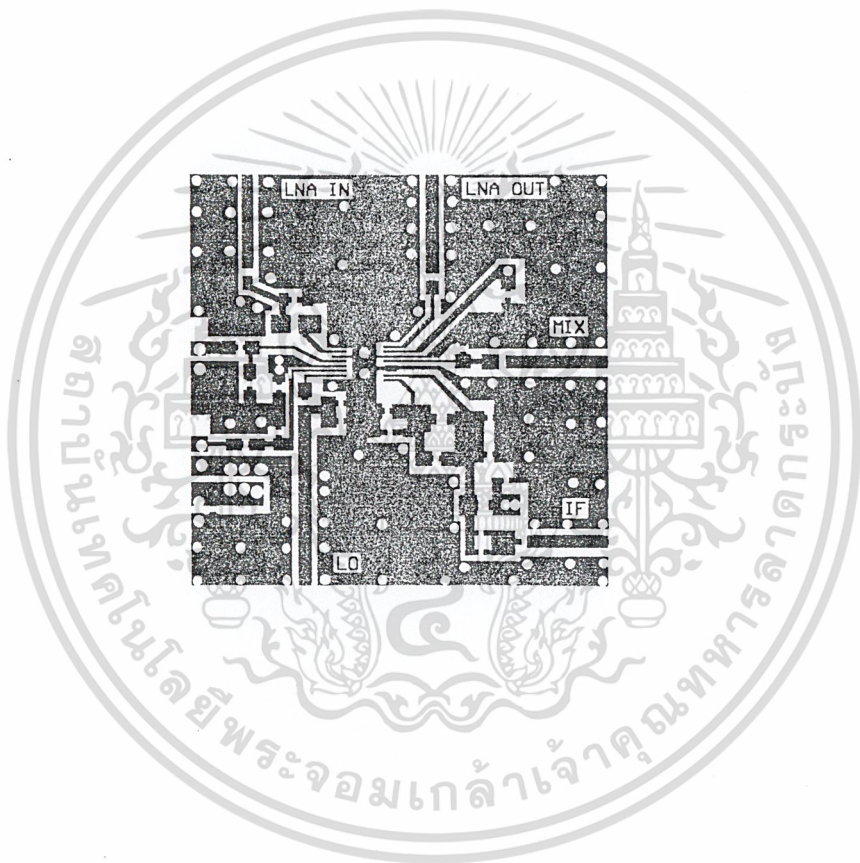


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



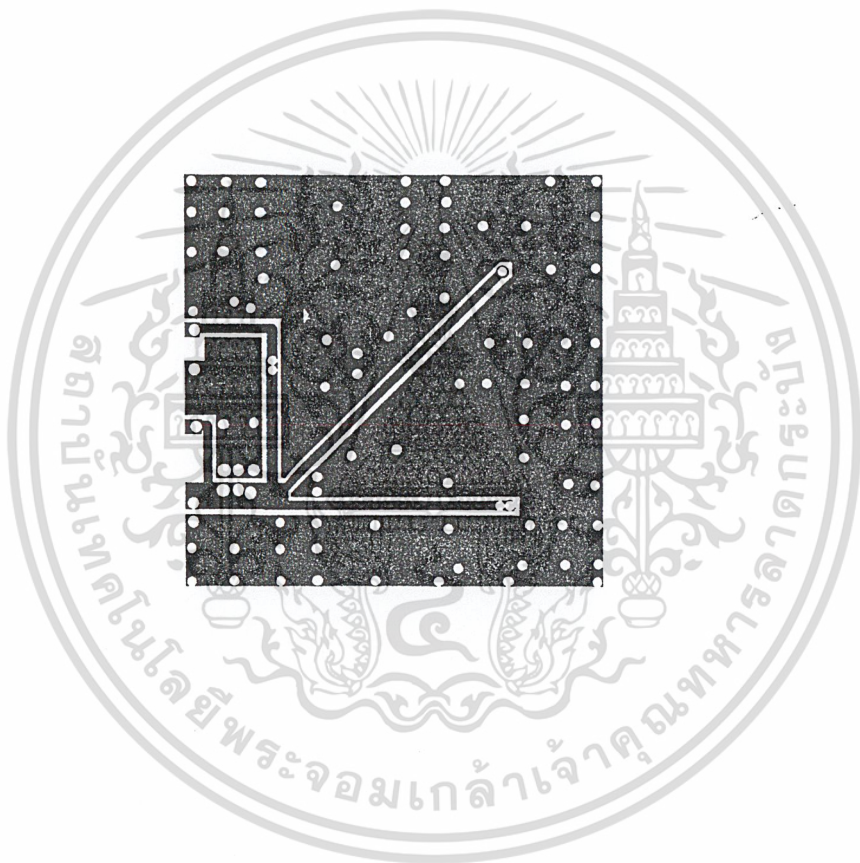
วงจร โตนอยส์แอมป์ PLL เฟอแควนซีและมิกเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ลายวงจรพิมพ์วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำและมิกเซอร์ (ด้านบน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



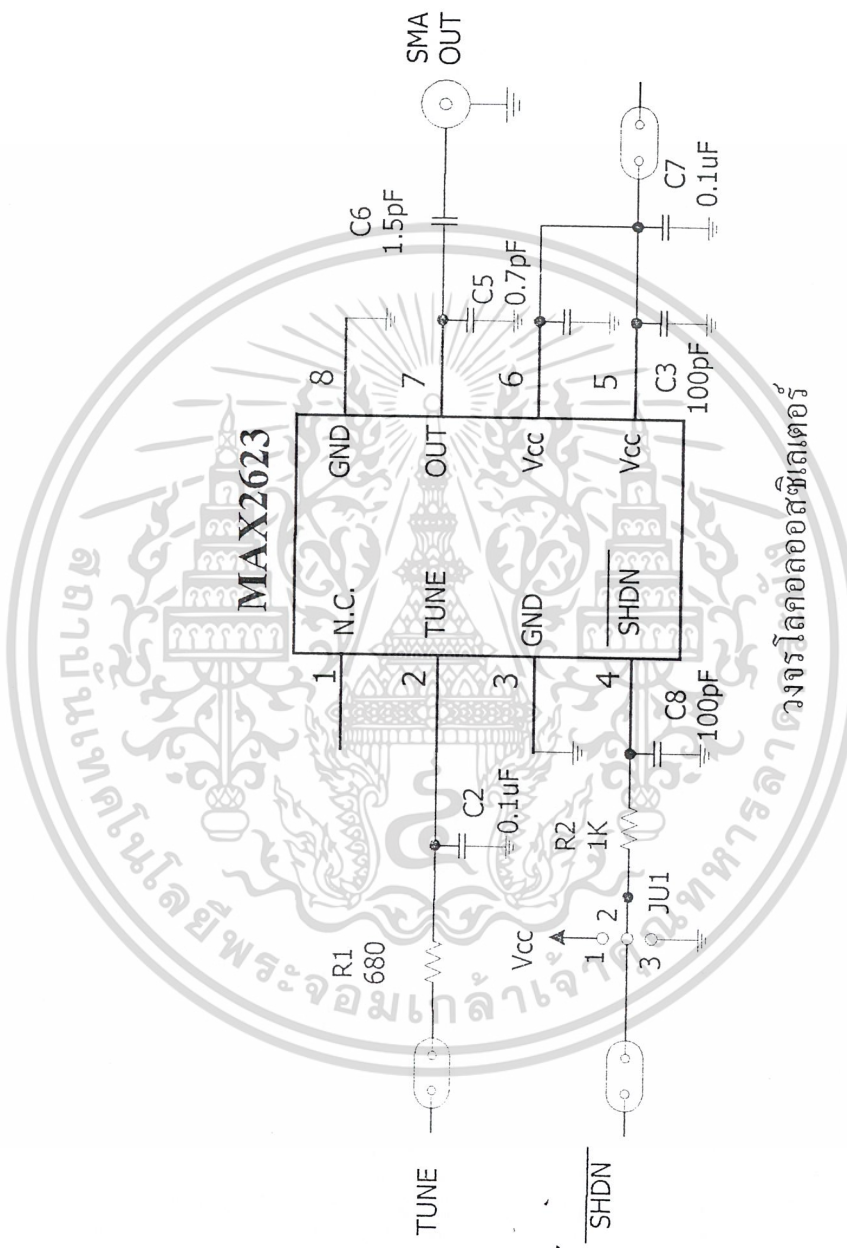
ลายวงจรพิมพ์วงจรภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำและมิกเซอร์ (ด้านล่าง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



การลงอุปกรณ์บนแผ่นวงจรพิมพ์ภาคขยายสัญญาณรบกวนต่ำและมิกเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจรโคคอลลอสซีเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ลายวงจรพิมพ์วงจร โดคอคออสซิลเลเตอร์ (ด้านบน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**ลายวงจรพิมพ์วงจร โลกอลออสซีเทเตอร์ (ตัวล่าง)**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



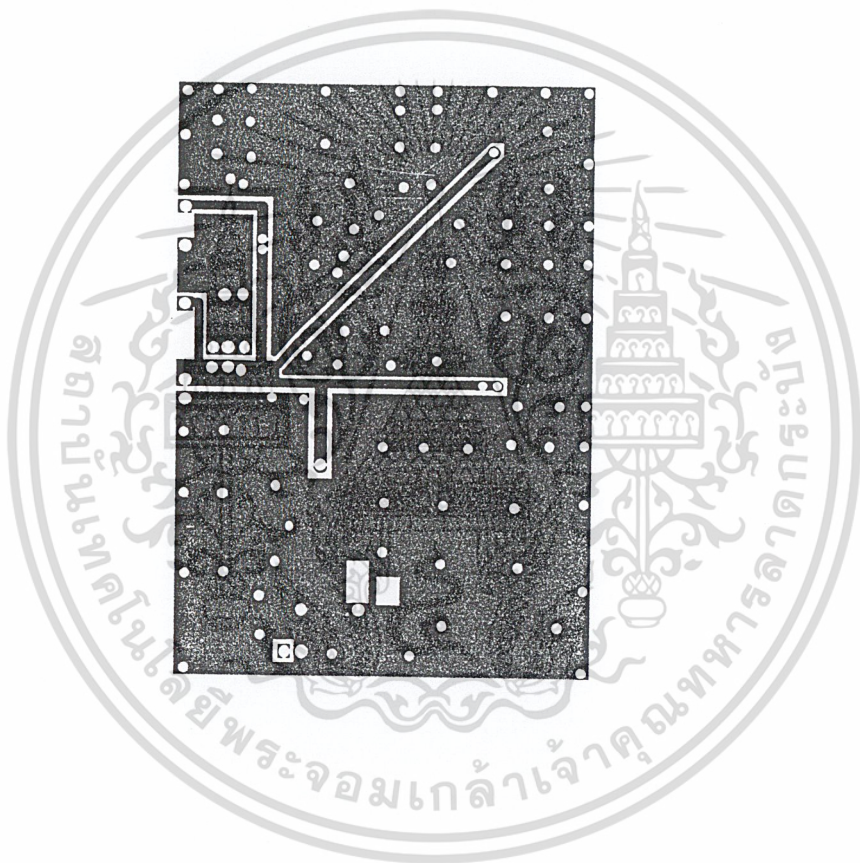
## การลงอุปกรณ์บนแผ่นวงจรพิมพ์ของวงจร โคลดออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



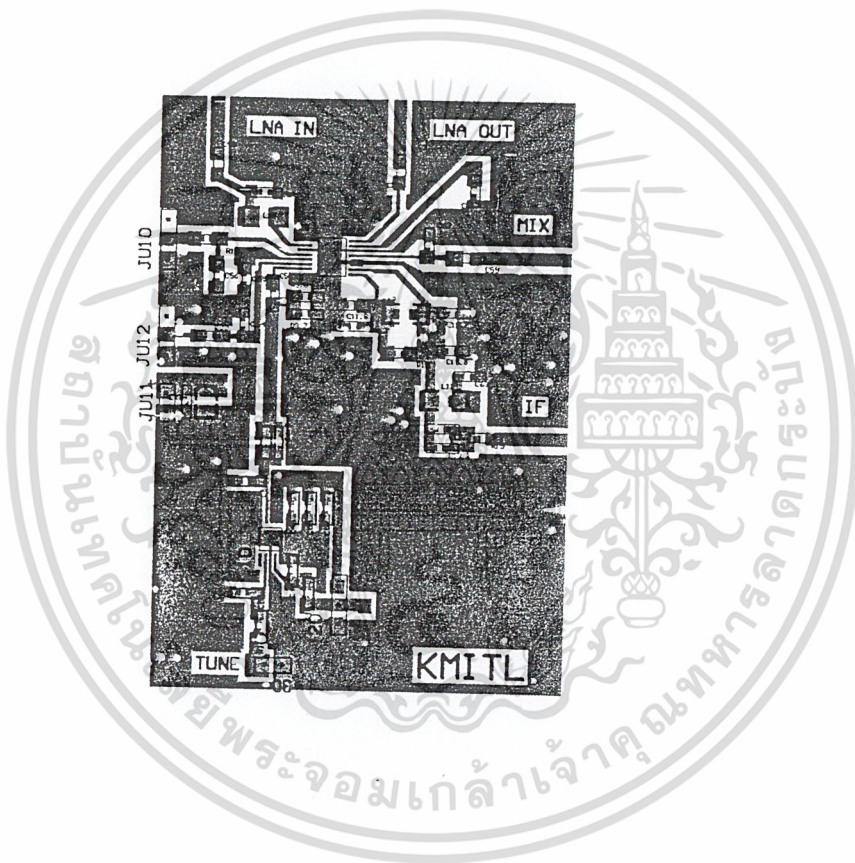
แผ่นลายวงจรพิมพ์ภาครับส่วนหน้า (RF Front End)(ด้านบน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แผ่นลวดวงจรพิมพ์ภาครับส่วนหน้า (RF Front End)(ด้านล่าง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



การลงอุปกรณ์บนแผ่นลายวงจรพิมพ์ภาครับส่วนหน้า (RF Front End)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้