

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

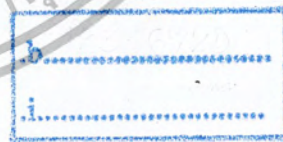
เครื่องตัดสัญญาณมือถือ  
CELLPHONE JAMMER



T117522



เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน...117522  
วัน,เดือน,ปี.....5...ค.ค. 2554



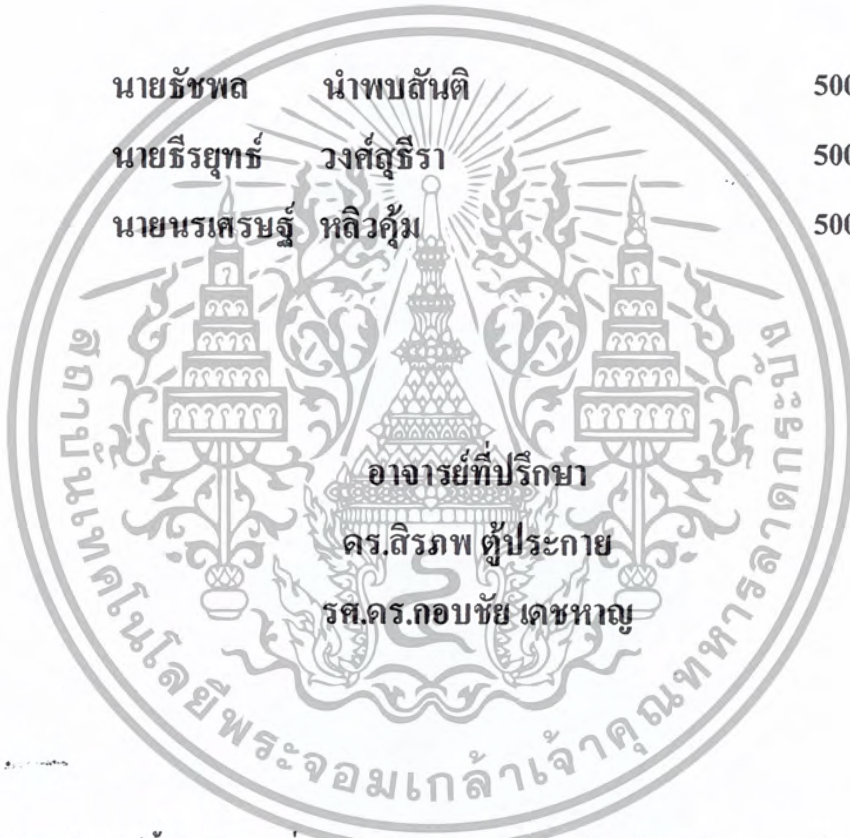
ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2553

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องตัดสัญญาณมือถือ  
CELLPHONE JAMMER

โดย

นายรัชพล	นำพบสันติ	50010670
นายธีรยุทธ	วงศ์สุธีรา	50010705
นายนรเศรษฐ์	หลิวคุ้ม	50010759



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2553

ผ่านการตรวจชิ้นงานแล้ว

(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

ผ่านการตรวจรูปเล่มแล้ว

(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ชนวนการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2553

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องตัดสัญญาณมือถือ


CELLPHONE JAMMER

ผู้จัดทำ

1. นายรัชพล นำพบสันติ 50010670
2. นายธีรยุทธ วงศ์สุธีรา 50010705
3. นายนรเศรษฐ์ หลิวคุ้ม 50010759

  
.....  
(ดร.ศิริภพ คู่ประกาย)

อาจารย์ที่ปรึกษา

  
.....  
(รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ)

อาจารย์ที่ปรึกษารวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความช่วยเหลือและสนับสนุนจาก ดร.ศิริภพ ผู้ประกาย คุณ  
ธีรวิศว์ วงศ์สุธีรา และครอบครัว ผู้จัดทำโครงการนัฐศึกษาซึ่งเป็นอย่างยิ่งและขอกราบ  
ขอบพระคุณมา ณ โอกาสนี้ด้วย

รัชพล นำพบสันติ  
ธีรบุทธิ์ วงศ์สุธีรา  
นรเศรษฐ์ หลิวคุ้ม  
ผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องตัดสัญญาณมือถือ  
CELLPHONE JAMMER

โดย นายรัชพล นำพบสันติ 50010670  
นายธีรยุทธ วงศ์สุธีรา 50010705  
นายนรเศรษฐ์ หลิวคุ้ม 50010759

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร. สิริภพ ผู้ประกาย  
รศ.ดร. กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

โครงการนี้นำเสนอเครื่องตัดสัญญาณโทรศัพท์เคลื่อนที่โดยใช้หลักการรบกวนคลื่นในย่านโทรศัพท์เคลื่อนที่ เครื่องมือนี้ใช้ในการป้องกันการรับสัญญาณจากสถานีฐาน เมื่อทำการเปิดเครื่องจะไม่สามารถใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้ ตัวเครื่องสามารถใช้งานได้ทุกสถานที่แต่มักพบเห็นในสถานที่ที่ต้องการการป้องกันการใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งในที่นี้จะได้ทำการศึกษาระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีอยู่ในประเทศไทย เพื่อทำการสร้างและออกแบบวงจรกำเนิดความถี่และวิเคราะห์ถึงลักษณะของสัญญาณ ที่ได้จางวงจรกำเนิดความถี่

ABSTRACT

This project presents cellphone jammer using interference principles. This instrument used to prevent cellular phones from receiving signals from to base stations. When used, the jammer effectively disables cellular phones. These devices can be used in practically any location, but are found primarily in places where a phone call would be particularly disruptive because silence is expected. This paper describes educations in cell phone system technology in Thailand. For design and implementation Voltage control oscillator (VCO) circuit and analyze some characteristic from Voltage control oscillator output.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	I
บทคัดย่อ	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	V
สารบัญตาราง	VI
<b>บทที่ 1</b>	
<b>บทนำ</b>	
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์	1
1.3 หลักการทำงาน	2
<b>บทที่ 2</b>	
<b>ทฤษฎีและหลักการ</b>	
2.1 หลักการสื่อสาร โทรศัพท์มือถือ	3
2.1.1 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่	3
2.1.2 หลักการของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบบรอดแบนด์	3
2.1.2.1 ระบบเซลล์	3
2.1.2.2 การวางเซลล์	4
2.1.2.3 การส่งต่อ	5
2.1.2.4 การวางโครงข่าย	6
2.1.3 ส่วนประกอบของระบบ	8
2.1.4 ขั้นตอนการทำงานของเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่	8
2.1.4.1 การลงทะเบียน (Register)	8
2.1.4.2 โทรออก (Service Request)	9
2.1.4.3 รับโทรศัพท์ (Receiving)	9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.1.4.4 การส่งผ่านสัญญาณ	9
2.2 โทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ Digital GSM 900	10
2.2.1 หลักการเบื้องต้นของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ดิจิทัล	10
2.2.2 โครงสร้างของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM 900	11
2.2.3 โทรศัพท์เคลื่อนที่ (MS)	13
2.2.4 ช่องสัญญาณ (Channel)	14
2.2.4.1 Traffic Channel	14
2.2.4.2 Control Channel	14
2.2.5 เงื่อนไขในการใช้ Traffic Channel และ Control Channel	15
2.3 วงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator Circuit)	18
2.3.1 หลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์	18
2.3.2 วงจร LC oscillator	20
<b>บทที่ 3 การออกแบบและการจัดทำปริ๊นตูปน</b>	
3.1 การออกแบบ	25
3.1.1 การออกแบบการกำเนิดความถี่ LC และวงจรกำเนิดความถี่ ควบคุมด้วยแรงดัน	25
3.1.1.1 Back-to-Back Varactors	25
3.1.1.2 Loaded and Unloaded Q	26
3.1.1.3 Packaged VCOs	27
3.1.2 การออกแบบวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันด้วย ทรานซิสเตอร์ BJT	28

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.1.3 การออกแบบวงจรแผ่นปรินท์	33
3.1.4 การออกแบบไมโครสตริป	37
3.1.4.1 เส้นนำสัญญาณไมโครสตริป	39
3.1.5 การลดทอนสัญญาณ	40
3.1.6 RF shields	44
3.1.7 วงจรกำเนิดสัญญาณชนิดพินเลี้ยง	45
3.2 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง	46
3.3 การจัดเก็บผลการทดลอง	46
3.3.1 วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน 900 เมกะเฮิร์ต	46
3.3.2 วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน 1800 เมกะเฮิร์ต	47
3.3.2 วงจรกำเนิดสัญญาณชนิดพินเลี้ยง	47
<b>บทที่ 4</b> ผลการทดลอง	
4.1 วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน 900 เมกะเฮิร์ต	48
4.2 วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน 1800 เมกะเฮิร์ต	52
4.3 วงจรกำเนิดสัญญาณชนิดพินเลี้ยง	56
<b>บทที่ 5</b> สรุปผลและข้อเสนอแนะ	
5.1 สรุปผล	
5.1.1 วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน	57
5.1.2 ขดลวดเหนี่ยวนำ	57
5.1.3 ย่านความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ต	58

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.1.4 วงจรกำเนิดสัญญาชนิดพินเลี้ยง	58
5.2 ข้อเสนอแนะ	58
บรรณานุกรม	59
ภาคผนวก	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปภาพ

รูปที่	หน้า	
1.1	บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรบกวนสัญญาณโทรศัพท์มือถือ	2
2.1	การจัดความถี่ให้เซลล์ต่างๆ	4
2.2	การวางเซลล์	5
2.3	รูปแบบการเชื่อมต่อระหว่าง BTS กับอุปกรณ์ BSC	6
2.4	โครงสร้างของเครือข่ายสถานีระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ตระกูล GSM	7
2.5	โครงสร้างของเครือข่าย	7
2.6	ส่วนประกอบของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่	8
2.7	โครงสร้างของระบบ GSM	11
2.8	Switching System	12
2.9	ภาพของ Base Station System	13
2.10	การส่งข้อมูลโดยใช้ Traffic Channel	14
2.11	การทำงานของ Control Channel	15
2.12	การวัดสัญญาณของ Control Channel ทั้งหมดในระบบ	15
2.13	Normal amplifier	18
2.14	Positive feedback amplifier	18
2.15	บล็อกไดอะแกรมของวงจร LC oscillator	20
2.16	วงจร FET Colpitts Oscillator	21
2.17	วงจร BJT Colpitts Oscillator	21
2.18	วงจร IC Colpitts Oscillator	21
2.19	แสดงวงจร General form	22
2.20	วงจรEquivalent circuit	22
3.1	วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันชนิด Hartley	26
3.2	อินพุตและเอาต์พุตชั้นที่คาปาซิเตอร์คัปปลิงในวงจรอนุกรม LC	27
3.3	วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน โดยใช้ BJT	28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.4 วงจรที่กำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ศูนย์กลาง 951.25 เมกะเฮิร์ต	32
3.5 วงจรที่กำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ศูนย์กลาง 1842.5 เมกะเฮิร์ต	32
3.6 ขอบคู่การกระจายของแบนด์พาสฟิลเตอร์ใช้เพื่อทดลองผลกระทบที่เกิดจากไดโอดีคตริก	36
3.7 ผลตอบสนองของพาสแบนด์ในโดเมนความถี่เมื่อพิจารณาค่าคงที่ไดโอดีคตริก, loss tangent	36
3.8 ความเปลี่ยนแปลงของค่าความถี่ศูนย์กลางที่ค่าไดโอดีคตริกที่แตกต่างกัน	36
3.9 การเพิ่มขึ้นของความสูญเสียจากการแทรกสอดที่ loss tangent เพิ่มขึ้น	37
3.10 ความเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ที่ค่าความหนาของแผ่นที่แตกต่างกัน	37
3.11 ไมโครสตริป แสดงถึง ไดโอดีคตริกและเลขอร์ของคอนดักทีฟ	38
3.12 สตริปไลน์ แสดงถึง ไดโอดีคตริกและเลขอร์ของคอนดักทีฟ	38
3.13 การทำการบีดจที่เหมาสมของไมโครสตริปไลน์	40
3.14 ตัวลวดทอนสัญญาณแบบ L แบบ π และแบบ T	41
3.15 โมดูลที่ประกอบด้วยกล่องการซัดด์ที่สามารถเปิดฝาทางด้านบนได้	44
3.16 วงจรกำเนิดสัญญาณชนิดพื้นเลื้อย	45
4.1 วงจรกำเนิดความถี่ที่ 940 เมกะเฮิร์ต	48
4.2 วงจรกำเนิดความถี่ที่ 951 เมกะเฮิร์ต	49
4.3 วงจรกำเนิดความถี่ที่ 960 เมกะเฮิร์ต	50
4.4 ข่ายการกวาดของความถี่ 940 เมกะเฮิร์ต (marker1) – 960 เมกะเฮิร์ต (marker3)	51
4.5 วงจรกำเนิดความถี่ที่ 1800 เมกะเฮิร์ต	52

## สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่		หน้า
4.6	วงจรกิจกรรมความถี่ที่ 1840 เมกะเฮิร์ต	53
4.7	วงจรกิจกรรมความถี่ที่ 1880 เมกะเฮิร์ต	54
4.8	ย่านการกวาดของความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ต (marker1) – 1880 เมกะเฮิร์ต (marker3)	55
4.5	เอาต์พุตของวงจรกิจกรรมสัญญาณชนิดพินเดี่ยว	56



## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ตารางความถี่ระบบ GSM	17
2.2 ตารางความถี่ระบบ CDMA	17
2.3 ตารางความถี่ระบบ 3G	18
3.1 ค่าอุปกรณ์ที่ความถี่ศูนย์กลาง 951.25 เมกะเฮิร์ต และ 1842.5 เมกะเฮิร์ต	32
3.2 แสดงค่า R1 และ R2 สำหรับค่า A ต่างๆกันในระบบ 50 Ω	43



# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

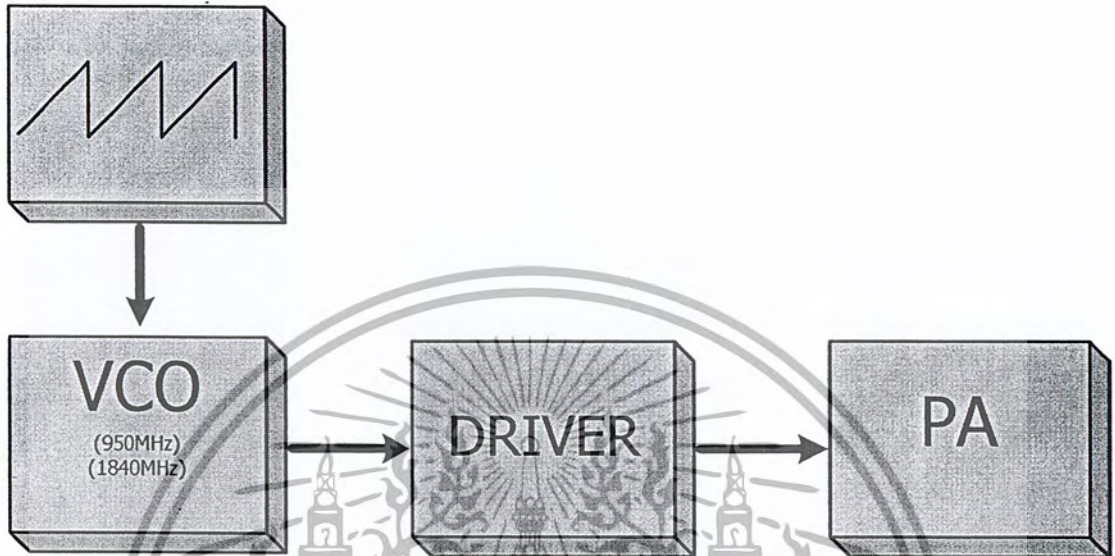
เนื่องด้วยสถานการณ์ความไม่สงบในสามจังหวัดชายแดนภาคใต้ในปัจจุบัน ที่มีการระเบิดและจู่โจม โดยใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่เป็นตัวส่งสาร ซึ่งสร้างความเสียหายต่อชีวิตและทรัพย์สินของเจ้าหน้าที่และประชาชนผู้บริสุทธิ์ โดยจะมีการลวงเจ้าหน้าที่ชุดเก็บกู้วัตถุระเบิดเข้าไปเก็บกู้ระเบิดชุดที่ 1 ในขณะที่เดียวกันก็จะทำการจู่โจมระเบิดชุดที่ 2 ด้วยโทรศัพท์มือถือ ซึ่งสร้างความสูญเสียต่อหน่วยเก็บกู้วัตถุระเบิด ดังนั้นเครื่องดัดสัญญาณโทรศัพท์มือถือจึงถูกพัฒนาขึ้นเพื่อลดความเสี่ยงของเจ้าหน้าที่ในขณะที่เข้าทำการเก็บกู้ อีกทั้งยังสามารถใช้งานทางพลเรือน เช่น สนามสอบ ห้องประชุม หรือแม้แต่ในโรงพยาบาลก็ตาม

### 1.2 วัตถุประสงค์

โครงการนี้จัดทำขึ้นเพื่อวัตถุประสงค์หลัก 2 ทางดังต่อไปนี้

- 1) ทางทหารเพื่อลดอันตรายต่อเจ้าหน้าที่ชุดเก็บกู้วัตถุระเบิดในการปฏิบัติงานในสถานที่เสี่ยงอันตราย
- 2) ทางพลเรือนเพื่อใช้งานในสถานที่ที่ต้องการระงับการใช้งานของโทรศัพท์มือถือ เช่น ห้องประชุม สนามสอบ โรงพยาบาล

### 1.3 หลักการทำงาน



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรบกวนสัญญาณโทรศัพท์มือถือ

หลักการทำงานของระบบ เริ่มจากการป้อนไฟเลี้ยงให้กับวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator) ซึ่งกำเนิดความถี่ในย่าน 900 เมกะเฮิร์ต และ 1800 เมกะเฮิร์ต ภายใต้การควบคุมการกวาดของสัญญาณ โดยวงจรกำเนิดสัญญาณชนิดฟันเลื่อย (sawtooth) หลังจากนั้นจะนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านวงจรขับกำลัง (driver) เพื่อขยายให้สัญญาณมีกำลังมากพอ ก่อนที่จะนำไปสู่ภาคขยายกำลัง (Power Amplifier) และนำสัญญาณที่ออกจากภาคขยายแพร่ออกผ่านสายอากาศเพื่อรบกวนสัญญาณโทรศัพท์มือถือทั้งสองย่านความถี่

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการ

#### 2.1 หลักการสื่อสารโทรศัพท์มือถือ

##### 2.1.1 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่หรือที่นิยมเรียกกันว่าโทรศัพท์มือถือ (Mobile) หมายถึง ระบบโทรศัพท์ที่ใช้คลื่นวิทยุเป็นตัวนำสัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์ไปยังสถานีรับส่ง แทนการใช้สายทองแดง โดยปกติจะมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา สามารถพกพาติดตัวไปได้โดยสะดวกทุกที่ทุกตำแหน่งที่อยู่ในรัศมีของเครื่องรับส่งจึงเป็นที่นิยมใช้กันมากทั่วโลก โดยมีอัตราส่วนการใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่มากกว่าโทรศัพท์พื้นฐานตามบ้าน และมีอัตราส่วนมากขึ้นเรื่อยๆ เพราะการใช้งานสะดวกสบาย ยิ่งเทคโนโลยีสูงขึ้นประโยชน์การใช้งานอื่นๆ นอกเหนือจากการเป็นโทรศัพท์ก็มาดขึ้นตามไปด้วย

ในระบบเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ เขตพื้นที่ที่ให้บริการจะถูกแบ่งออกเป็นเขตเล็กๆที่เรียกว่าเซลล์ (Cell) และมีกลุ่มความถี่สัญญาณเป็นของตนเอง เซลล์จะมีรูปร่างเป็นวงกลมซึ่งเซลล์ทั้งหมดจะต้องมีขนาดเท่ากัน

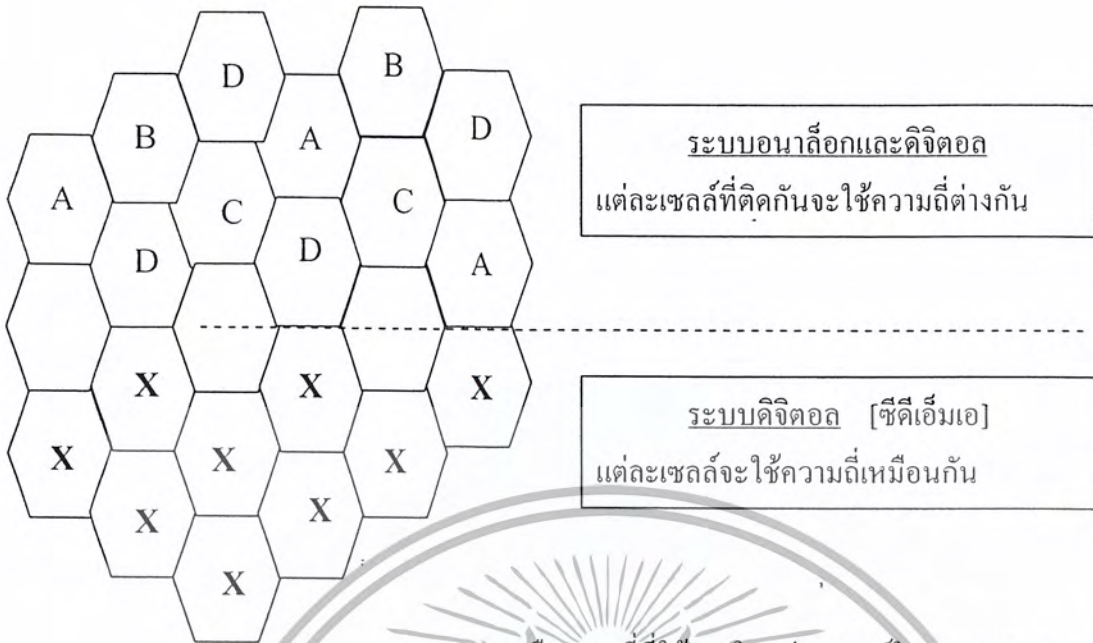
ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่จะกำหนดให้สามารถใช้คลื่นความถี่เดิมในเซลล์อื่นที่ไม่อยู่ติดกันในระบบได้ ดังนั้นเซลล์จะถูกรวมเข้าเป็นกลุ่ม ขนาดที่ใช้กันอย่างแพร่หลายคือ 7 เซลล์ต่อ 1 กลุ่ม (รีพูซเพลเตอร์เท่ากับ 7) คือ จะมีการซ้ำกันของความถี่ทุกๆ 7 เซลล์ และภายใน 7 เซลล์แต่ละเซลล์จะมีความถี่ที่ต่างกัน เพื่อป้องกันการรบกวนกันเองของสัญญาณ

##### 2.1.2 หลักการของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบรังผึ้ง (Cellular Mobile Telephone System)

###### 2.1.2.1 ระบบเซลล์

ลักษณะของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบรังผึ้งคือการแบ่งพื้นที่ให้บริการออกเป็นเซลล์หลายๆ เซลล์ แต่ละเซลล์จะให้บริการครอบคลุมพื้นที่ที่ต้องการบริเวณใดบริเวณหนึ่ง ถ้าเป็นระบบเก่าแต่ละเซลล์ที่ติดกันจะไม่ใช้ความถี่ซ้ำกันเพื่อป้องกันการรบกวนกัน แต่ในระบบใหม่ๆ เช่น ซีดีเอ็มเอ (CDMA: Code Division Multiple Access) จะสามารถใช้ความถี่ซ้ำกันได้แต่ให้รหัสต่างกัน ซึ่งเป็นการประหยัดทรัพยากรความถี่มาก

การใช้งานสามารถใช้งานได้ทุกเซลล์ไม่ว่าจะไปอยู่ในเซลล์ใดก็ตาม แม้กระทั่งการใช้งานต่อเนื่องข้ามระหว่างเซลล์ก็สามารถใช้งานได้ต่อเนื่องโดยสายไม่หลุด



**ระบบอนาล็อกและดิจิตอล**  
แต่ละเซลล์ที่ติดกันจะใช้ความถี่ต่างกัน

**ระบบดิจิตอล [ซีดีเอ็มเอ]**  
แต่ละเซลล์จะใช้ความถี่เหมือนกัน

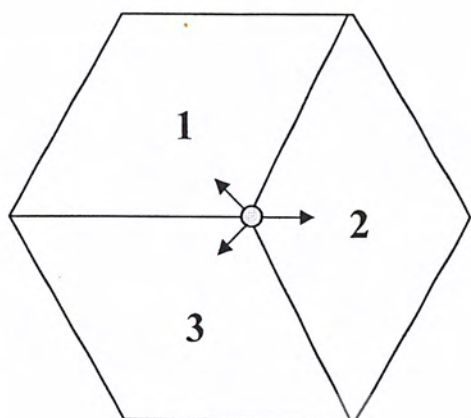
A, B, C, D คือความถี่ที่ใช้งานในแต่ละเซลล์ในระบบแอนะล็อก  
X คือกลุ่มความถี่ที่ใช้งานในแต่ละเซลล์เหมือนกันทุก  
เซลล์ในระบบดิจิตอล[ซีดีเอ็มเอ]

รูปที่ 2.1 การจัดความถี่ให้เซลล์ต่างๆ

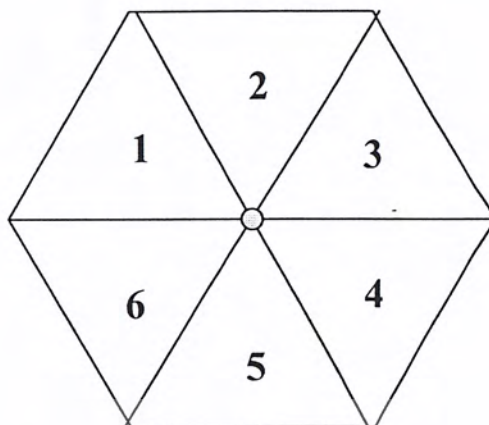
#### 2.1.2.2 การวางเซลล์

การวางเซลล์จะวางไว้ตามพื้นที่ที่มีความต้องการใช้งานต่างๆไป ขนาดของเซลล์จะเล็กหรือใหญ่ขึ้นอยู่กับความหนาแน่นของความต้องการใช้งาน ถ้าความต้องการใช้งานหนาแน่นมากจะใช้เซลล์เล็ก แต่ถ้าความต้องการใช้งานไม่หนาแน่นจะใช้เซลล์ใหญ่ เช่น ระบบ GSM (Global System for Mobile) มีช่องสัญญาณ 1,000 ช่องต่อ 1 เซลล์เมื่อนำไปใช้งานบริเวณที่มีความหนาแน่นน้อย เช่น ตามชนบทที่ห่างไกล การใช้งานก็พอเพียง แต่ถ้านำไปใช้ในเมืองที่มีการใช้งานหนาแน่นมาก อาจไม่พอใช้งานจึงต้องเพิ่มจำนวนเซลล์ขึ้นเพื่อให้ได้จำนวนช่องสัญญาณมากขึ้นนั่นเอง ดังนั้นจะเห็นว่าพื้นที่เท่าเดิมแต่จะใช้เซลล์มากขึ้น โดยลดขนาดเซลล์ลงหรือลดขนาดกำลังส่งของเครื่องส่งลงนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เซลล์ 120 องศา (3 เซกเตอร์)



เซลล์ 60 องศา (6 เซกเตอร์)



เซลล์เดี่ยว 360 องศา (1 เซกเตอร์)

รูปที่ 2.2 การวางเซลล์

### 2.1.2.3 การส่งต่อ

การส่งต่อ คือ เมื่อมีผู้ใช้บริการกำลังใช้โทรศัพท์ที่มีลักษณะเคลื่อนที่ไปด้วย เช่น กำลังใช้โทรศัพท์ที่อยู่บนรถยนต์ซึ่งกำลังวิ่งจากเซลล์หนึ่งไปยังอีกเซลล์หนึ่ง ชุมสายจะพยายามรักษาช่องสัญญาณ (Channel) ให้ผู้ใช้บริการนั้นใช้งานได้อย่างต่อเนื่องโดยสายไม่หลุด นี่คือความพิเศษที่สุดของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบไร้สาย

ปัญหาที่มักจะเกิดขึ้นในขณะการส่งต่อ คือเมื่อมีผู้ใช้บริการหลายๆกำลังส่งต่อพร้อมๆกัน ชุมสายอาจทำงานผิดพลาดได้ จึงได้มีการสร้างเซลล์รั่มขึ้นมาเพื่อช่วยตรวจสอบข้ามเซลล์ที่ละมากๆ โดยเซลล์รั่มจะครอบคลุมเซลล์ปกติหลายๆเซลล์ ขึ้นอยู่กับความหนาแน่นการใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 2.1.2.4 การวางโครงข่าย

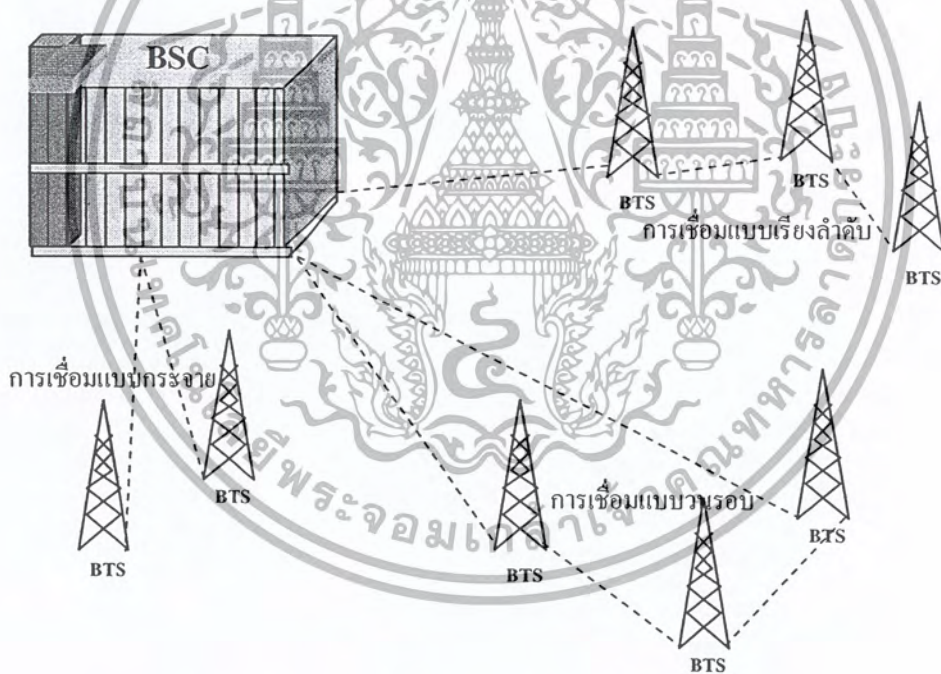
ในหลักการทั่วไป การวางโครงข่ายโทรศัพท์จะต้องวางให้ครอบคลุมพื้นที่ชุมชนหรือแหล่งท่องเที่ยวให้มากที่สุด หรือแม้กระทั่งในเส้นทางเดินรถ ถนนสายหลักๆ ที่เชื่อมต่อระหว่างเมืองต่างๆ ตัวชุมสายอาจตั้งอยู่ในที่ที่เหมาะสม แต่เซลล์ต้องตั้งอยู่ในเขตชุมชนดังที่กล่าวมาแล้ว

การเชื่อมต่อชุมสายกับเซลล์ สามารถเชื่อมต่อได้ 3 วิธี คือ

(1) เชื่อมต่อแบบกระจาย คือแต่ละเซลล์เชื่อมต่อกับชุมสายโดยตรง ข้อเสียคือสิ้นเปลืองระบบเชื่อมต่อ แต่ก็มีข้อดีคือ ถ้าเกิดการเสียหายที่เซลล์ใดๆ ก็จะเสียหายเฉพาะเซลล์นั้นๆ เซลล์อื่น ไม่มีผลกระทบด้วย

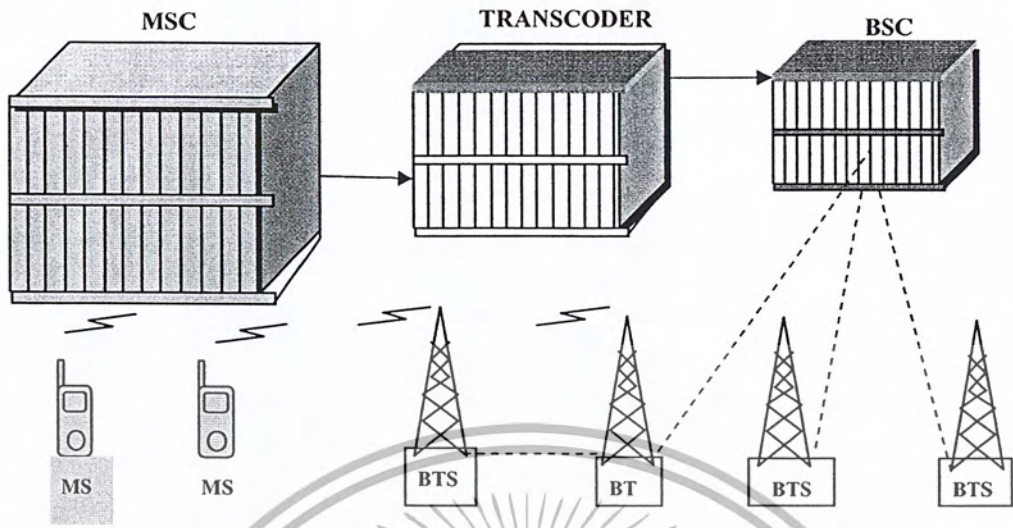
(2) เชื่อมต่อแบบเรียงลำดับ เซลล์ต่างๆ จะต่ออยู่แบบอนุกรมกันหมด หากว่าระบบสายขาดที่ใดที่หนึ่งก็จะทำให้เซลล์ที่อยู่ปลายทางเสียหายได้ แต่ก็ประหยัดกว่าแบบอื่นๆ

(3) เชื่อมต่อแบบวนรอบ จะต่อระบบสายเป็นวงกลม ดังนั้นถ้าสายขาดที่ใดที่หนึ่งจะไม่ทำให้ระบบเสียหายได้ เพราะสามารถเปลี่ยนทางติดต่อใหม่ได้ทันที

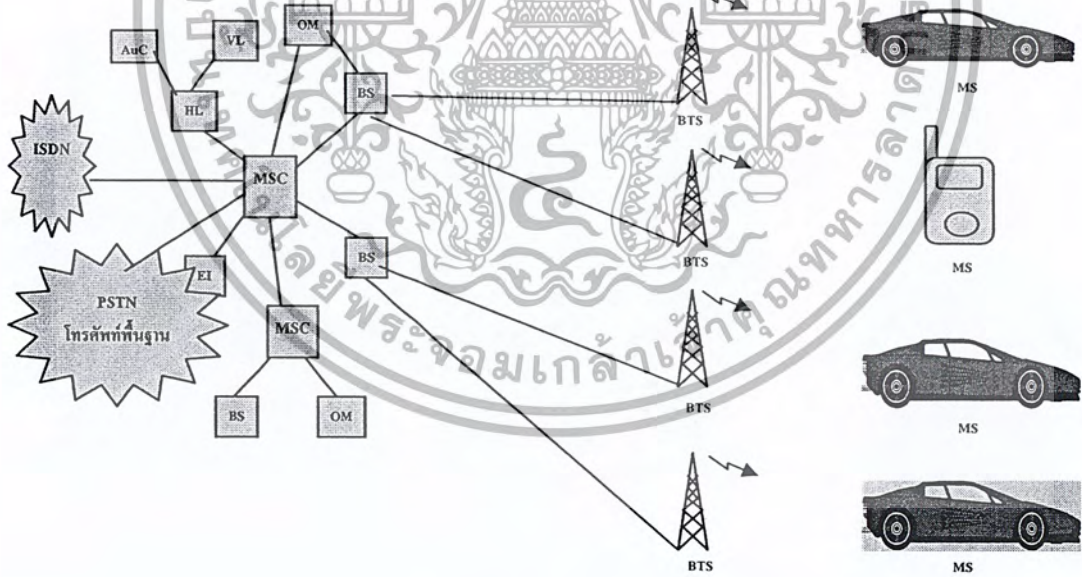


รูปที่ 2.3 รูปแบบการเชื่อมต่อระหว่าง BTS กับอุปกรณ์ BSC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 โครงสร้างของเครือข่ายสถานีระบบโทรศัพท์ที่เคลื่อนที่ตระกูล GSM



รูปที่ 2.5 โครงสร้างของเครือข่าย

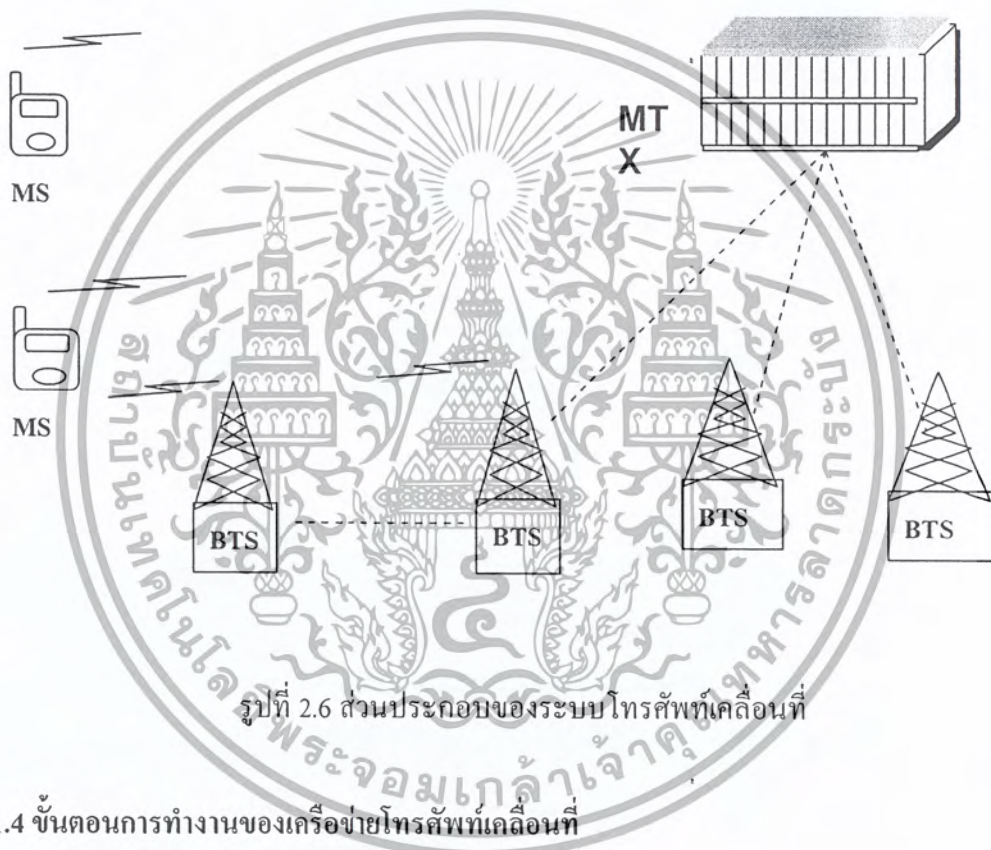
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.3 ส่วนประกอบของระบบ

1. ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ (MTX: Mobile Telephone Exchange หรือ MSC: Mobile Station Control) ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของชุมสายทั้งหมด ทั้งติดต่อค้นหาหมายเลข เลือกเส้นทางรวมทั้งส่งสัญญาณต่างๆด้วย

2. สถานีฐาน (BS: Base Station หรือ BTS: Base Transceiver Station) ทำหน้าที่รับส่งสัญญาณกับเครื่องโทรศัพท์โดยตรง เพื่อถ่ายทอดไปยังชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่สถานีฐานนี้จะกระจายอยู่ตามจุดต่างๆทั่วประเทศ เรียกอีกชื่อว่าเซลล์

3. โทรศัพท์เคลื่อนที่ (MS: Mobile Station) คือเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ใช้งานทั่วไป



รูปที่ 2.6 ส่วนประกอบของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่

### 2.1.4 ขั้นตอนการทำงานของเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่

#### 2.1.4.1 การลงทะเบียน (Register)

1. เมื่อเปิดเครื่อง โทรศัพท์เคลื่อนที่ เครื่องก็จะพยายามติดต่อกับสถานีฐาน โดยการส่งสัญญาณหลายช่องสัญญาณความถี่ควบคุมที่ส่งมาจากแต่ละสถานี

2. เครื่องจะวัดหาช่องสัญญาณที่แรงชัดที่สุดจากสถานีหนึ่ง แล้วปรับแต่งสัญญาณติดต่อกับสถานีของสัญญาณนั้นตลอดเวลา สัญญาณนั้นจะบอกให้เครื่องโทรศัพท์รู้ข้อมูลเกี่ยวกับเซลล์ ส่วนมากสถานีฐานที่อยู่ใกล้กับโทรศัพท์มือถือมากที่สุดจะให้สัญญาณความถี่ควบคุมแรงชัดที่สุด

### 2.1.4.2 โทรออก (Service Request)

1. หลังจากการลงทะเบียนติดต่อกับสถานีฐานของเซลล์แล้ว ผู้โทรจะกดเบอร์โทรศัพท์ของผู้รับ และกดปุ่มส่ง (Send) จากนั้นเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่จะส่งข้อมูลทำการร้องขอไปยังสถานีฐานที่เครื่องนั้นติดต่อสัญญาความถี่ควบคุมอยู่ โดยข้อมูลนั้นจะแนบเบอร์โทรศัพท์ของผู้รับและผู้ส่งไปด้วย
2. เมื่อสถานีฐานได้รับข้อความร้องขอ ก็จะส่งข้อความนั้นต่อไปยังชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่
3. หลังจากนั้นชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่จะส่งข้อความร้องขอนั้นต่อไปยังชุมสายส่วนกลางเพื่อที่จะตรวจสอบว่า ผู้รับนั้นพร้อมที่ติดต่อได้หรือไม่
4. ถ้าผู้รับนั้นพร้อมที่จะติดต่อ ก็จะส่งสัญญากลับมาที่ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ พร้อมทั้งชุมสายจะเลือกช่องสัญญาติดต่อสำหรับการสนทนาไว้ให้
5. โทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้โทรก็จะปรับแต่งติดต่อช่องสัญญาถี่ไว้ เตรียมพร้อมสำหรับการโทร

### 2.1.4.3 รับโทรศัพท์ (Receiving)

1. เมื่อโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการถูกเรียกสาย ชุมสายส่วนกลางจะส่งสัญญาเบอร์โทรศัพท์ผู้รับมาหาชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้รับ
2. ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้รับต้องทำการตรวจสอบว่าผู้รับอยู่ที่เซลล์ใด โดยทำการส่งข้อความที่แนบเบอร์ผู้รับกระจายไปยังทุกสถานีฐานเหมือนกัน
3. เมื่อแต่ละสถานีได้รับข้อความนั้น ก็จะควบคุมให้เสาส่งสัญญากระจายเบอร์โทรศัพท์ผ่านช่องความถี่ควบคุม ไปยังโทรศัพท์เคลื่อนที่ทุกเครื่องภายในเซลล์
4. โทรศัพท์ของผู้รับที่ติดต่อสัญญาความถี่ควบคุมกับสถานีฐานอยู่นั้น เมื่อพบว่าเบอร์นั้นเป็นของตนก็จะทำการส่งสัญญาตอบกลับไปยังสถานีฐาน
5. สถานีฐานก็จะส่งสัญญาตอบกลับไปยังชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ เพื่อทำการจองช่องสัญญาสำหรับการสนทนาไว้ พร้อมทั้งส่งสัญญากลับมาที่ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ของฝ่ายผู้โทรเพื่อบอกว่าผู้รับพร้อมที่จะติดต่อด้วย
6. หลังจากนั้นสถานีฐานจะควบคุมให้เสาส่งสัญญาไปหาเครื่องผู้รับ เครื่องของผู้รับก็จะร้อง และเมื่อผู้รับกดรับช่องสัญญาความถี่ที่เตรียมไว้ (ทั้งของผู้รับและผู้โทร) ก็จะถูกใช้ในการสนทนา

### 2.1.4.4 การส่งผ่านสัญญา

1. จะเกิดขึ้นเมื่อโทรศัพท์เคลื่อนที่กำลังจะย้ายเซลล์ ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่จะได้รับสัญญาจากสถานีฐานว่า ช่องสัญญาคลื่นความถี่ควบคุมของผู้ใช้นั้นอ้างถึงลง ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่จะส่งสัญญาร้องขอไปสถานีฐานของเซลล์รอบข้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของบริษัทฯ เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. เมื่อได้รับการร้องขอ สถานีฐานของเซลล์รอบข้างก็จะทำการทดสอบปรับแต่งหาสัญญาณความถี่ควบคุมใหม่ให้กับเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่
3. ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่จะเลือกหาสถานีที่สามารถให้สัญญาณความถี่ควบคุมได้แรงซัดที่สุด แล้วทำการโอนผ่านให้เครื่องใช้สถานีใหม่

## 2.2 โทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ Digital GSM 900

### 2.2.1 หลักการเบื้องต้นของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ดิจิทัล

ความต้องการในการใช้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบเซลล์ลูลาร์ (Cellular) เติบโตอย่างต่อเนื่อง จนกระทั่งความจุของระบบเซลล์ลูลาร์แบบอนาล็อกไม่เพียงพอที่จะตอบสนองความต้องการได้ และการเพิ่มความจุจะใช้การขยายความถี่ออกไป ซึ่งเป็นที่ยากเนื่องจากต้องมีการแข่งขันกับผู้ให้ความถี่รายอื่น จึงได้มีการริเริ่มระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลขึ้น และอยู่บนพื้นฐานของการส่งสัญญาณแบบดิจิทัลซึ่งมีข้อดี คือ

1. สัญญาณดิจิทัลจะอยู่ในรูปของสัญญาณเสียงพูดที่ถูกเข้ารหัส (encode) ซึ่งจะทำให้ความถี่คลื่นพาหะเดียวสามารถส่งสัญญาณเสียงพูดได้เป็นจำนวนมาก
2. สัญญาณดิจิทัลมีความทนทานต่อการรบกวน (noise) เนื่องจากการแทรกสอด (interference) มากกว่า ทำให้ระยะทางระหว่างเซลล์ที่ใช้ความถี่เดียวกันลดลงได้ ส่งผลให้เพิ่มโอกาสในการนำความถี่กลับมาใช้ใหม่ได้มากขึ้น

ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบอนาล็อก ความถี่ที่ใช้งานจะถูกแบ่งออกเป็นความถี่คลื่นพาหะหลายๆความถี่ โดยการติดต่อสนทนาครั้งหนึ่งจะใช้ความถี่ 2 ความถี่ ความถี่หนึ่งจะใช้ส่งสัญญาณจากโทรศัพท์เคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน (Uplink) และอีกความถี่จะใช้ในการส่งสัญญาณจากสถานีฐานไปยังโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Downlink)

สำหรับโทรศัพท์เคลื่อนที่ดิจิทัลจะใช้เทคนิค ทีดีเอ็มเอ (TDMA : Time Division Multiple Access) ซึ่งเป็นวิธีการที่ยอมรับเป็นมาตรฐาน และใช้แก้ปัญหาในการใช้ความถี่อย่างไม่มีประสิทธิภาพของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบอนาล็อก ในระบบทีดีเอ็มเอ นั้นคลื่นพาหะแต่ละความถี่จะถูกแบ่งออกเป็นไทม์สล็อต (Timeslot) และแต่ละไทม์สล็อตจะใช้เป็นช่องสัญญาณในการส่งสัญญาณเสียงและข้อมูลในการติดต่อครั้งหนึ่ง โดยเสียงและข้อมูลจะถูกแบ่งออกเป็นส่วนย่อยๆเรียกว่า Burst โดยในแต่ละ Burst อยู่บนไทม์สล็อต และต่อไทม์สล็อตจะส่งสัญญาณคนละช่วงเวลาสั้น ดังนั้นจะมีการติดต่อสนทนามากกว่า 1 คู่สนทนาในแต่ละความถี่คลื่นพาหะ

## 2.2.2 โครงสร้างของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM 900

ระบบ GSM ย่อมาจาก Global System for Mobile Communication เป็นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์แบบดิจิทัลที่ใช้ความถี่ย่าน 900 เมกะเฮิร์ต จุดเด่นของระบบ GSM คือ

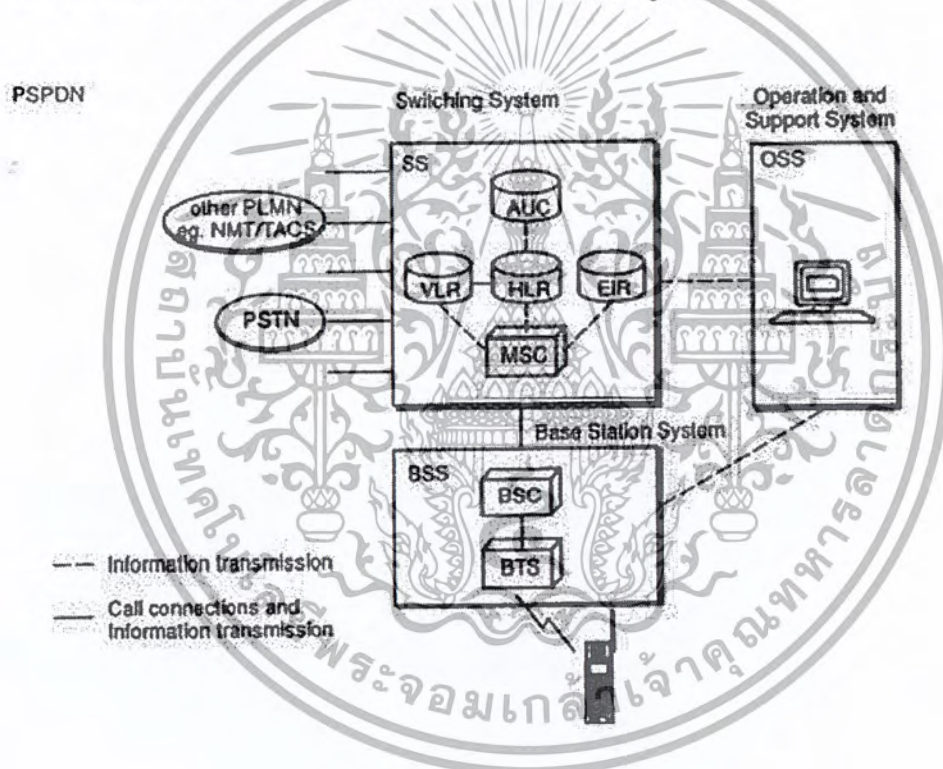
1. มีความจุที่สูงขึ้น
2. มีการ International Roaming จะทำให้ผู้ใช้สามารถนำโทรศัพท์เคลื่อนที่ไปใช้ยังประเทศอื่นที่ได้มีการตกลงกัน

3. เป็นมาตรฐานที่ใช้หลายๆ ประเทศ

4. มีบริการใหม่ๆ เช่น การส่งข้อมูล, Fax, Voice Mail

5. มีอุปกรณ์ฮาร์ดแวร์ (Hardware) ที่มีขนาดเล็กกว่า

โครงสร้างของระบบ GSM จะประกอบไปด้วย 3 ส่วนใหญ่ๆ ดังนี้



รูปที่ 2.7 โครงสร้างของระบบ GSM

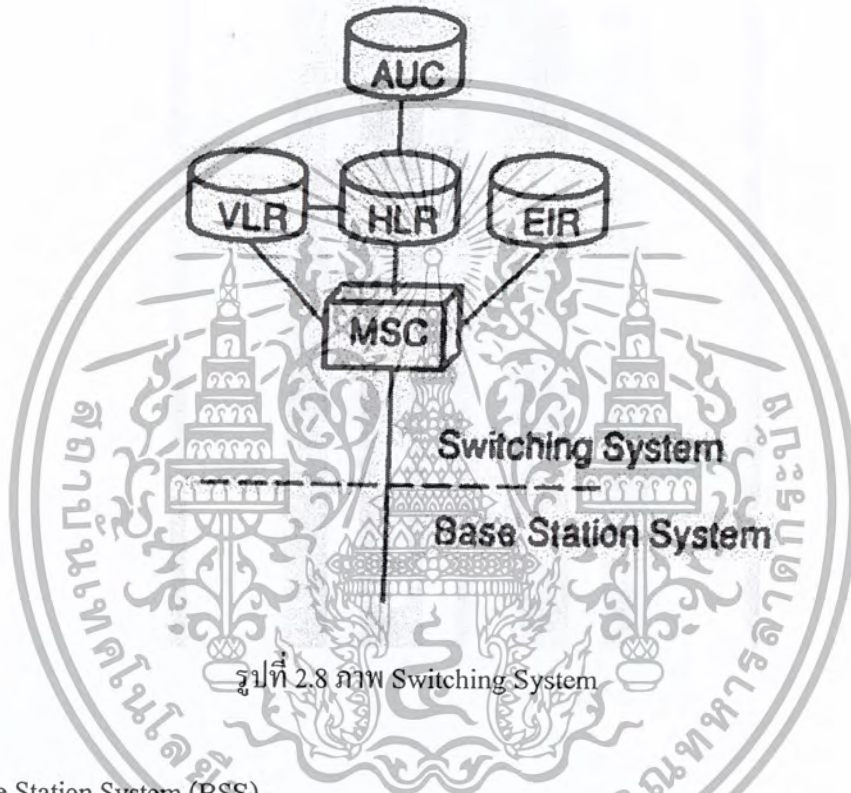
(1) Switching System (SS) ประกอบไปด้วย 5 ส่วนดังนี้

- Mobile Service Switching Center (MSC) คือชุมสายของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM มีหน้าที่ควบคุมระบบและคิดเงินค่าใช้บริการ

- Home Location Register (HLR) เป็นฐานข้อมูลใช้เก็บข้อมูลเกี่ยวกับชื่อและที่อยู่ของเจ้าของโทรศัพท์เพื่อใช้ในการเก็บเงินค่าบริการ นอกจากนี้ยังเก็บข้อมูลตำแหน่งโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่อยู่ใน MSC ไหน การติดตั้ง HLR อาจจะติดตั้งอยู่ร่วมกับ MSC หรือแยกกันก็ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Visitor Location Register (VLR) เป็นฐานข้อมูลที่เก็บข้อมูลโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่เข้ามาอยู่ในชุมสายนี้ในการติดตั้ง VLR ส่วนใหญ่จะติดตั้งร่วมกับ MSC เสมอ
- Authentication Center (AUC) ใช้สำหรับเก็บ Authentication เพื่อตรวจสอบว่าผู้ใช้โทรศัพท์ได้ลงทะเบียนอย่างถูกต้องหรือไม่ และการเข้ารหัสลับพารามิเตอร์ซึ่งใช้สำหรับระบบการป้องกันการดักฟัง
- Equipment Identity Register (EIR) เป็นฐานข้อมูลที่เก็บข้อมูลลักษณะเฉพาะตัว (Identity) ของเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ เพื่อป้องกันไม่ให้โทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ไม่ลงทะเบียนหรือได้มาอย่างไม่ถูกต้องตามกฎหมายเข้ามาใช้งานในระบบได้ การติดตั้ง ELR ส่วนใหญ่จะอยู่ร่วมกับ AUC

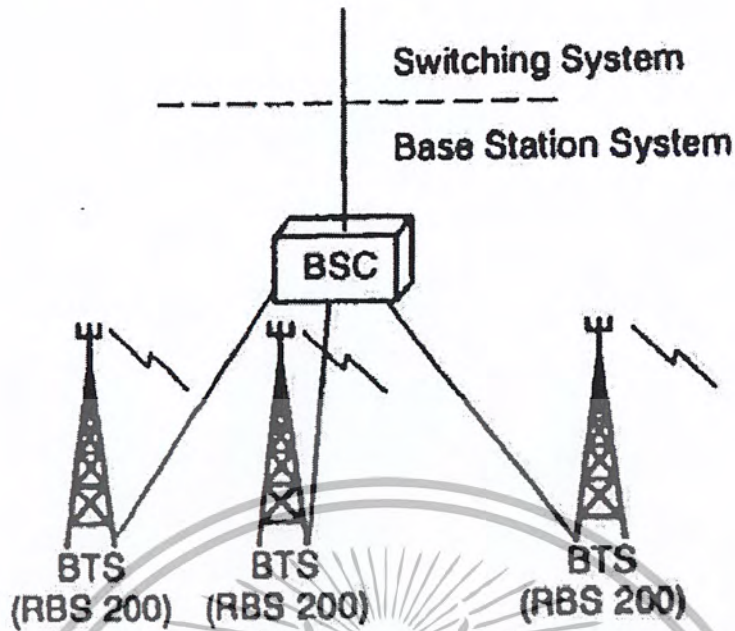


## (2) Base Station System (BSS)

- Base Transceiver Station (BTS)
- Base Station Controller (BSC) คือชุมสายหนึ่งที่ทำหน้าที่ควบคุมเกี่ยวกับคลื่นวิทยุในระบบ เช่น ควบคุมการ Handover จัดการเกี่ยวกับช่องสัญญาณวิทยุต่างๆ และเก็บข้อมูลเกี่ยวกับเซลล์นอกจากนี้ยังควบคุมกำลังส่งสัญญาณของสถานีฐานและโทรศัพท์เคลื่อนที่

ในการทำงานนั้น MSC แต่ละ MSC จะควบคุม BSC 1 BSC หรือมากกว่าและในแต่ละ BSC จะควบคุม BTS หลายๆ BTS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 ภาพของ Base Station System

### (3) Operation & Support System (OSS)

มีหน้าที่ในการควบคุมและรายงานสถานะภาพของอุปกรณ์ต่างๆในระบบ เช่น ตรวจสอบเช็คว่ามี ความผิดปกติอะไรที่เกิดขึ้นและความรุนแรงมากแค่ไหน จากนั้นจะส่งสัญญาณเตือนไปยัง OMC (Operation and Maintenance Center)

### 2.2.3 โทรศัพท์เคลื่อนที่ (MS) สำหรับโทรศัพท์เคลื่อนที่ของระบบดิจิทัลประกอบไปด้วย 2 ส่วน คือ

1. อุปกรณ์โทรศัพท์ที่จะเก็บรหัสเฉพาะเครื่อง (Code Identity) ที่เรียกว่า International Mobile Equipment Identity (IMEI)

2. ซิมการ์ด (SIM card: Subscriber Identity Module) ซึ่งมี 2 แบบคือ

- ISO Smart Card
- IC Plug In

ทั้งอุปกรณ์โทรศัพท์และซิมการ์ดจะแยกออกจากกัน นั่นคือเมื่อผู้ใช้โทรศัพท์ใส่ซิมการ์ดใน เครื่องโทรศัพท์ของผู้อื่น โทรศัพท์เคลื่อนที่ที่จะเหมือนโทรศัพท์ของเราทุกประการ และถ้าโทรศัพท์และซิม การ์ดถูกขโมยเราสามารถที่จะไม่ให้ขโมยใช้เครื่องของเราได้โดยการ BAR ทั้งเครื่องโทรศัพท์และซิมการ์ด ได้ที่ EIR และ HLR ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2.4 ช่องสัญญาณ

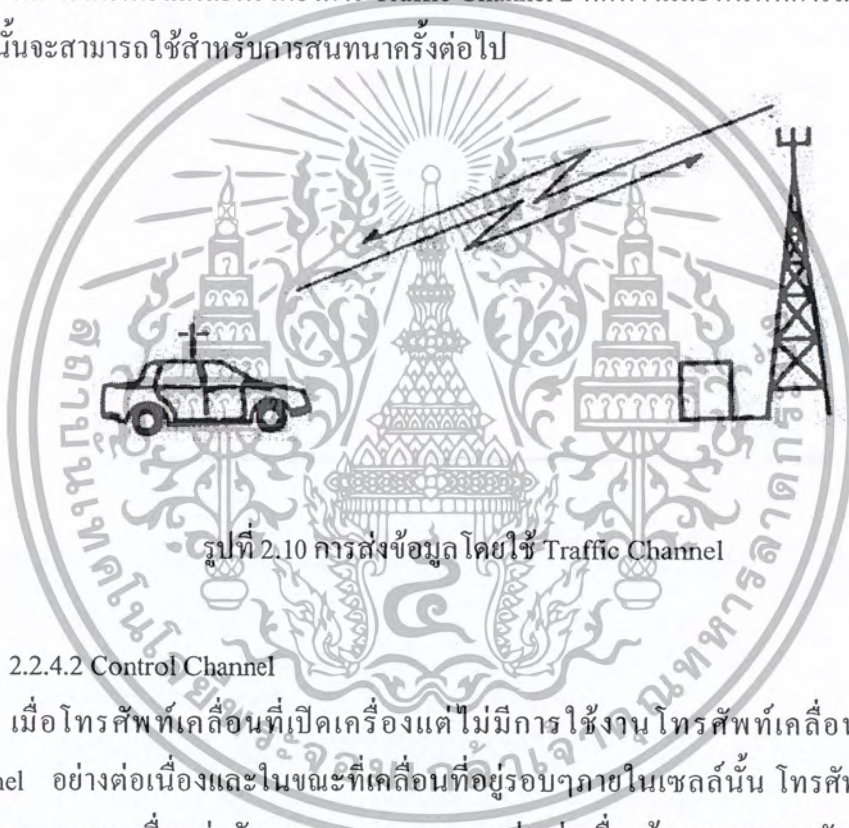
ช่องสัญญาณในการส่งข้อมูลระหว่างสถานีฐานกับโทรศัพท์เคลื่อนที่มีหลายประเภท โดยแต่ละประเภทจะมีหน้าที่แตกต่างกันในการส่งข้อมูลและ ปรับสัญญาณ ต่างๆจะใช้ Logical Channel ส่งผ่านทาง Physical Channel ซึ่งเป็นช่องสัญญาณที่บ่งบอกเป็นตัวเลข ไทม์สล็อตบนทีดีเอ็มเอเฟรม

สามารถแบ่ง Logical Channel ออกเป็น 2 ประเภทใหญ่ๆคือ

- Traffic Channel (TCH) ใช้สำหรับส่งสัญญาณเสียงพูดและข้อมูล
- Control Channel ใช้สำหรับส่งข้อมูล ปรับสัญญาณ ต่างๆ

### 2.2.4.1 Traffic Channel

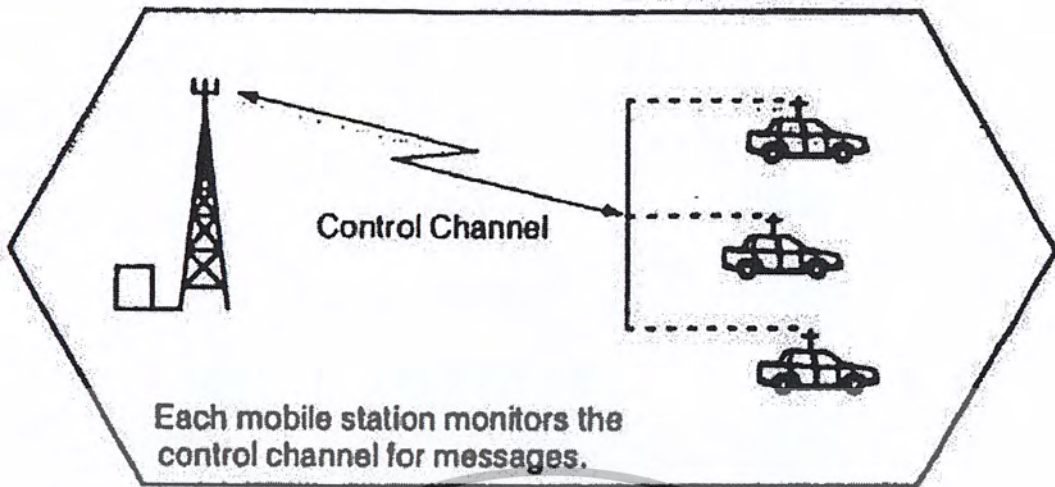
ในการสนทนาแต่ละครั้งต้องการ Traffic Channel 2 ทิศทางและทันทีที่การสนทนาสิ้นสุดลงช่องสัญญาณนั้นจะสามารถใช้สำหรับการสนทนาครั้งต่อไป



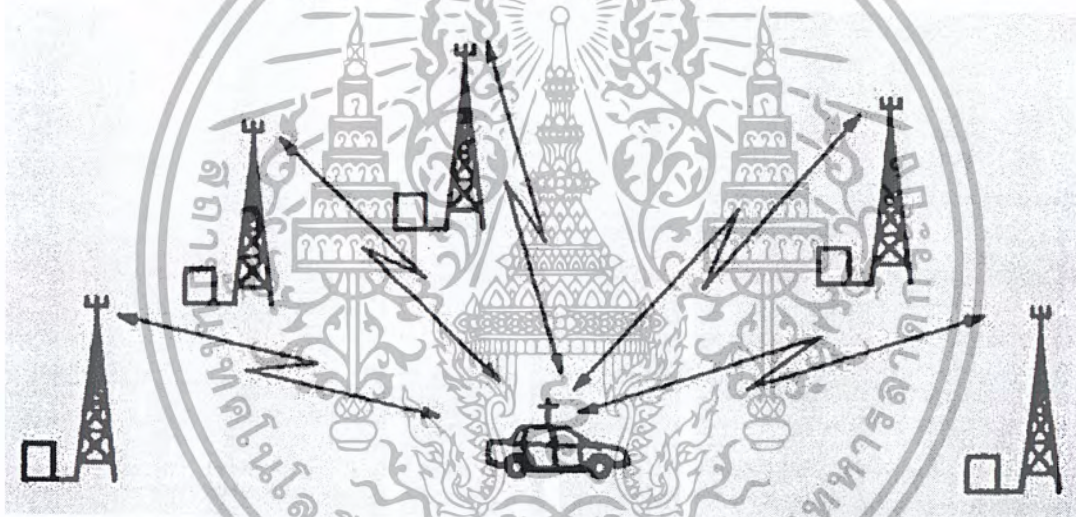
รูปที่ 2.10 การส่งข้อมูลโดยใช้ Traffic Channel

### 2.2.4.2 Control Channel

เมื่อโทรศัพท์เคลื่อนที่เปิดเครื่องแต่ไม่มีการใช้งาน โทรศัพท์เคลื่อนที่จะจับอยู่ที่ Control Channel อย่างต่อเนื่องและในขณะที่เคลื่อนที่อยู่รอบๆภายในเซลล์นั้น โทรศัพท์เคลื่อนที่จะตรวจสอบคุณภาพของการเชื่อมต่อกับ Control Channel อย่างต่อเนื่องถ้าคุณภาพของสัญญาณเริ่มแยกลง โทรศัพท์เคลื่อนที่จะปรับแต่งความถี่ไปยัง Control Channel อื่นแทนโดยที่โทรศัพท์จะตรวจสอบคุณภาพของ Control Channel ทุกช่องสัญญาณในสถานีฐานข้างเคียงและเลือก Control Channel ที่มีคุณภาพสัญญาณดีที่สุด



รูปที่ 2.11 การทำงานของ Control Channel



รูปที่ 2.12 การวัดสัญญาณของ Control Channel ทั้งหมดในระบบ

2.2.5 เงื่อนไขในการใช้ Traffic Channel และ Control Channel

1. โทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ไม่สามารถปรับแต่งไปยัง Control Channel และ Traffic Channel ในเวลาเดียวกันได้
2. ในตอนแรกจะใช้ Control Channel สำหรับทำการ Call Set Up ก่อนหลังจากนั้นจึงใช้ Traffic Channel สำหรับการติดต่อสนทนา
3. Traffic Channel ที่ใช้ในการสนทนาอยู่จะมีการตรวจสอบคุณภาพของสัญญาณตลอดเวลา
4. ทุกๆ เซลล์จะมี Control Channel อย่างน้อย 2 ช่องสัญญาณ และจำนวน Traffic Channel จำนวน

หนึ่ง ซึ่งจะมีความมากน้อยไปตามความหนาแน่นในการใช้โทรศัพท์ของแต่ละเซลล์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. Control Channel ควบคุมการส่ง ปรับสัญญาณต่างๆเพื่อทำให้เกิดการติดต่อสนทนาขึ้นที่ Traffic Channel

ตารางที่ 2.1 ตารางความถี่ระบบ GSM

ย่านความถี่ระบบ GSM				
band	uplink(MHz)	downlink(MHz)	bandwidth(MHz)	Owner
900	880 - 915	925 - 960	35	(TOT)
	880 - 897.5	925 - 942.5	17.5	
	897.5 - 915	942.5 - 960	17.5	(TOT->AIS)
1800	1710 - 1785	1805 - 1880	75	(CAT)
	1710 - 1722.6	1805 - 1817.6	12.6	(CAT->Truemove)
	1722.6 - 1747.9	1817.6 - 1842.9	25.3	(CAT->DTAC)
	1747.9 - 1760.5	1842.9 - 1855.5	12.6	(CAT->DPC->AIS)
	1760.5 - 1785	1855.5 - 1880	24.5	(CAT->DTAC)
1900	1850 - 1910	1930 - 1990	60	
	1885 - 1900	1968 - 1980	15	(TOT->thaimobile GSM1900)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 ตารางความถี่ระบบ CDMA

ย่านความถี่ระบบ CDMA				
band	uplink(MHz)	downlink(MHz)	bandwidth(MHz)	Owner
Class 6	1920 – 1980	2110 - 2170		
Class 0	824 – 849	869 – 894	25	(CAT)
	824 - 835	869 – 880	11	(CAT->HUTCH CDMA)
	835 - 845	880 – 890	10	
	845 - 846.5	890 - 891.5	1.5	(CAT->HUTCH CDMA)
	846.5 - 849	891.5 - 894	2.5	(CAT->DTAC)
Class 5F	479 – 483.5	489 - 493.5		
ตารางที่ 2.3 ตารางความถี่ระบบ 3G				
ย่านความถี่ระบบ 3G (IMT2000 CDMA ,WCDMA)				
band	uplink(MHz)	downlink(MHz)	bandwidth(MHz)	Owner
I	1920 - 1980	2110 - 2170	60	
	1920 - 1965	2110 - 2155	45	รอกการประมุล (10,10,10,15)
	1965 - 1980	2155 – 2170	15	(TOT 3G ,close GSM1900)
V	824 - 849	869 - 894	25	
	834.2 - 839	870.2 - 884	4.8	Truemove ทดลองใช้
	839 - 849	884 - 894	10	Dtac ทดลองใช้
VIII	880 - 915	925 - 960	35	
	897.5 - 915	942.5 - 960	17.5	AIS เปิดให้บริการบางพื้นที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.3 วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator Circuit)

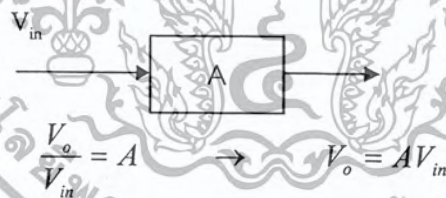
สัญญาณไซน์ (sine signal) เป็นสัญญาณไฟฟ้าที่นิยมใช้งานมากทั้งในด้านระบบสื่อสาร อิเล็กทรอนิกส์หรือในการทดลองต่างๆ การผลิตสัญญาณไซน์เพื่อใช้งาน เราจะใช้วงจรผลิตสัญญาณไซน์ ซึ่งเรียกว่าวงจรกำเนิดสัญญาณ วงจรนี้จะผลิตสัญญาณไซน์ได้โดยไม่ต้องใช้สัญญาณอินพุต (input signal) จากภายนอก แต่จะใช้สัญญาณเริ่มต้นในการกำเนิดสัญญาณจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงของวงจร โดยสัญญาณไซน์ที่กำหนดนี้ ความถี่ (frequency) และแอมพลิจูด (Amplitude) ของสัญญาณสามารถกำหนดได้จากความต้องการของผู้ใช้

### 2.3.1 หลักการของวงจรกำเนิดสัญญาณ

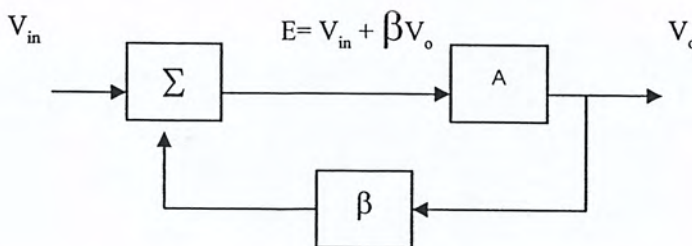
การป้อนกลับ หมายถึงการที่สัญญาณจากเอาต์พุตป้อนกลับเข้าสู่อินพุต ซึ่งสัญญาณที่ป้อนกลับนั้น อาจจะมีเฟสเดียวกันกับอินพุต

- การป้อนกลับของสัญญาณอินพุตที่มีเฟสเดียวกับอินพุต (in-phase) เรียกว่าการป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback)
- การป้อนกลับของสัญญาณอินพุตที่มีเฟสกลับกันกับอินพุต (out-phase) เรียกว่าการป้อนกลับแบบลบ (Negative Feedback)

ในที่นี้เราจะนำเอาการป้อนกลับแบบบวกมาพิจารณา เพราะทำให้เกิดการออสซิลเลท (Oscillate) ได้ ดังแสดงไว้ในรูปข้างล่างดังนี้



รูปที่ 2.13 Normal amplifier



รูปที่ 2.14 Positive feedback amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.14 เราสามารถนำมาคำนวณทางคณิตศาสตร์ได้ดังต่อไปนี้

$$V_o = A \cdot E(\text{error}) \quad (2.1)$$

เนื่องจากการป้อนกลับเป็นแบบบวก

$$E = (V_{in} + \beta V_o) \quad (2.2)$$

เพราะฉะนั้น  $V_o = A \cdot (V_{in} + \beta V_o)$  (2.3)

$$V_o = AV_{in} + A\beta V_o \quad (2.4)$$

$$V_o - A\beta V_o = AV_{in} \quad (2.5)$$

$$V_o(1 - A\beta) = AV_{in} \quad (2.6)$$

อัตราขยายแรงดันของฟีดแบคแอมป์  $\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{A}{(1 - A\beta)}$  (2.7)

ถ้า  $A\beta = 1$  ย่อมทำให้  $\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{A}{0} = \infty$  (2.8)

ถ้าพิจารณาอีกครั้ง เมื่อเทอม  $A\beta$  มีค่าเป็น 1 ก็จะเป็นผลทำให้อัตราขยายของวงจรเพิ่มขึ้นจนเป็นอนันต์ (infinity) ซึ่งหมายความว่าแม้เพียงใส่อินพุตมาเพียงเล็กน้อย เอาต์พุตที่ได้จะมากมายมหาศาล แต่ในความเป็นจริง แล้วเอาต์พุตที่ได้จะเกิดขึ้นเอง ถึงแม้ว่าจะไม่ใส่อินพุตก็ตาม นั่นหมายความว่าวงจรเกิดการออสซิลเลชันนั่นเอง

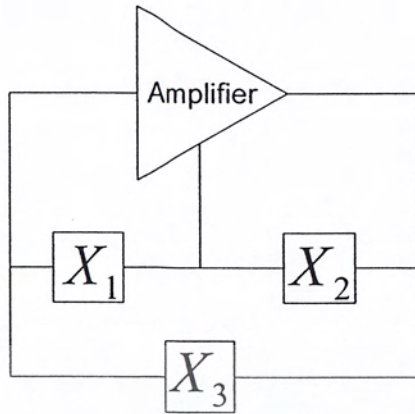
เงื่อนไขของการออสซิลเลท (Oscillation condition) เมื่อให้  $\beta A = T(j\omega) = 1 \angle 0$

- $|\beta A| = |T(j\omega)| = 1$

- $\angle \beta A = \arg T(j\omega) = 0^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 วงจร LC Oscillator



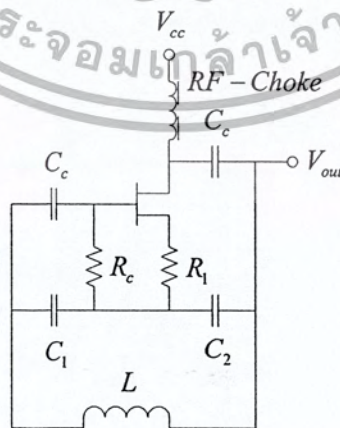
รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมของวงจร LC Oscillator

จากบล็อกไดอะแกรมข้างบน เมื่อวิเคราะห์จะพบว่า ชนิดของการกำเนิดสัญญาณจะขึ้นอยู่กับ reactance elements

ตารางที่ 2.4 reactance elements ที่มีผลต่อ Colpitts Oscillator

Oscillator type	Reactance elements		
	$X_1$	$X_2$	$X_3$
Colpitts oscillator	C	C	L

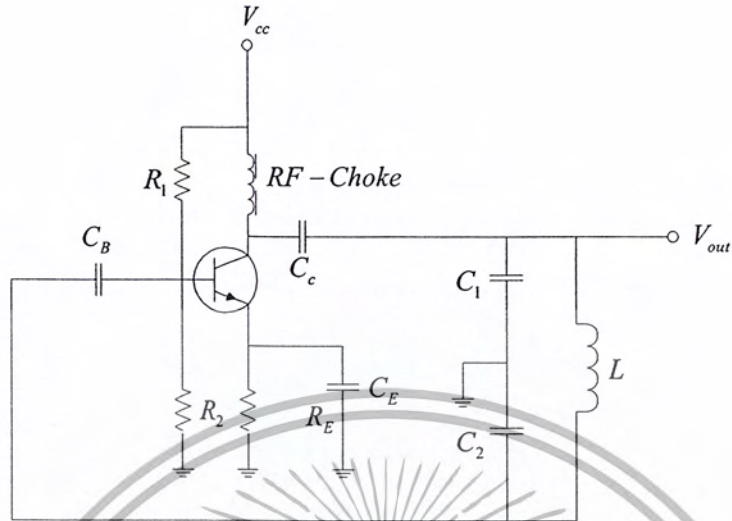
- FET Colpitts Oscillator



รูปที่ 2.16 วงจร FET Colpitts Oscillator

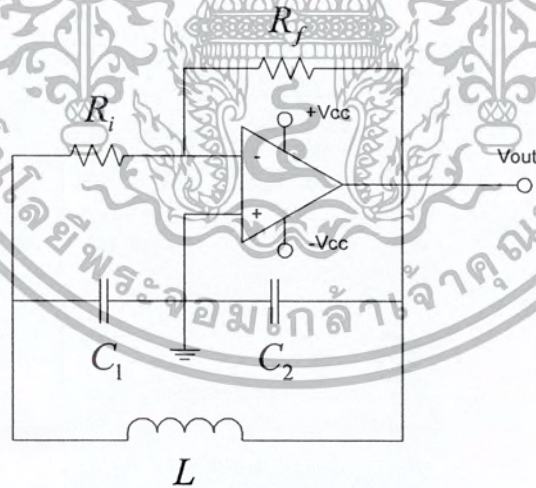
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## - BJT Colpitts Oscillator



รูปที่ 2.17 วงจร BJT Colpitts Oscillator

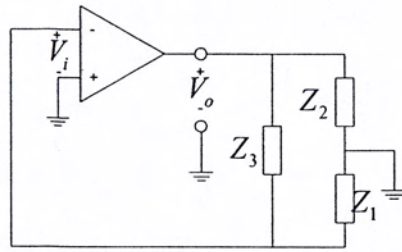
## - IC Colpitts Oscillator



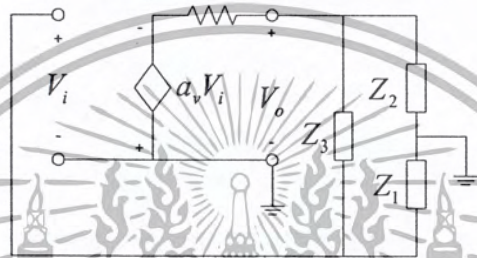
รูปที่ 2.18 วงจร IC Colpitts Oscillator

จากวงจรข้างบน เราสามารถเขียนในรูปทั่วไป ของวงจรได้ดังรูปข้างล่าง และเขียนในรูปวงจร

เอกสาคณิต (equivalent circuit) ดังรูปข้างล่าง งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 แสดงวงจร General form



รูปที่ 2.20 วงจรเสมือน

เมื่อ 
$$A = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-a_v Z_L}{Z_L + R_o} \tag{2.9}$$

$$Z_L = Z_2 \parallel (Z_1 + Z_3) = \frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \tag{2.10}$$

$$\beta = \frac{-Z_1}{Z_1 + Z_3} \tag{2.11}$$

จากสมการที่ (2.9) และ (2.10)

$$\therefore T = A\beta = \left( \frac{a_v Z_L}{Z_1 + Z_3} \right) \left( \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \right) \tag{2.12}$$

แทนค่าในสมการที่ (2.10) ใน (2.12)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T = \frac{a_v \left( \frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \right) \left( \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \right)}{\frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} + R_0} \quad (2.13)$$

$$T = \frac{a_v Z_1 Z_2}{R_0(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_2(Z_1 + Z_3)} \quad (2.14)$$

เมื่อ  $Z_1 = jX_1, Z_2 = jX_2, Z_3 = jX_3$

$$\therefore T = \frac{a_v(jX_1)(jX_2)}{jR_0(X_1 + X_2 + X_3) + jX_2(jX_1 + jX_3)} \quad (2.15)$$

$$T(j\omega) = \frac{-a_v X_1 X_2}{jR_0(X_1 + X_2 + X_3) - X_2(X_1 + X_3)} \quad (2.16)$$

จากเงื่อนไขของการออสซิลเลท

1. Phase condition  $\angle T(j\omega) = 0$  (2.17)

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (2.18)$$

$$-\frac{1}{\omega_0 C_1} - \frac{1}{\omega_0 C_2} + \omega_0 L = 0 \quad (2.19)$$

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \quad (2.20)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \quad (2.21)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{eq}}} \quad (2.22)$$

$$2\pi f = \frac{1}{\sqrt{LC_{eq}}} \quad (2.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\therefore f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq}}} \quad (2.24)$$

$$\text{เมื่อ } C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (2.25)$$

$$2. |T(j\omega)| = 1$$

$$\therefore |T(j\omega)| = 1 = \left| \frac{a_v X_1 X_2}{X_2 (X_1 + X_3)} \right| \quad (2.26)$$

จากสมการ (2.18) แทนใน (2.26)

$$\text{จะได้ } 1 = \left| \frac{a_v X_1 X_2}{X_2 (-X_2)} \right| \quad (2.27)$$

$$a_v = \frac{X_2}{X_1} = \frac{C_2}{C_1} \quad (2.28)$$

สรุปได้ว่า จากวงจรเราสามารถคำนวณหาค่าความถี่ได้จาก

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq}}} \quad (2.29)$$

$$\text{เมื่อ } C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (2.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

### การออกแบบและการจัดทำปริญญานิพนธ์

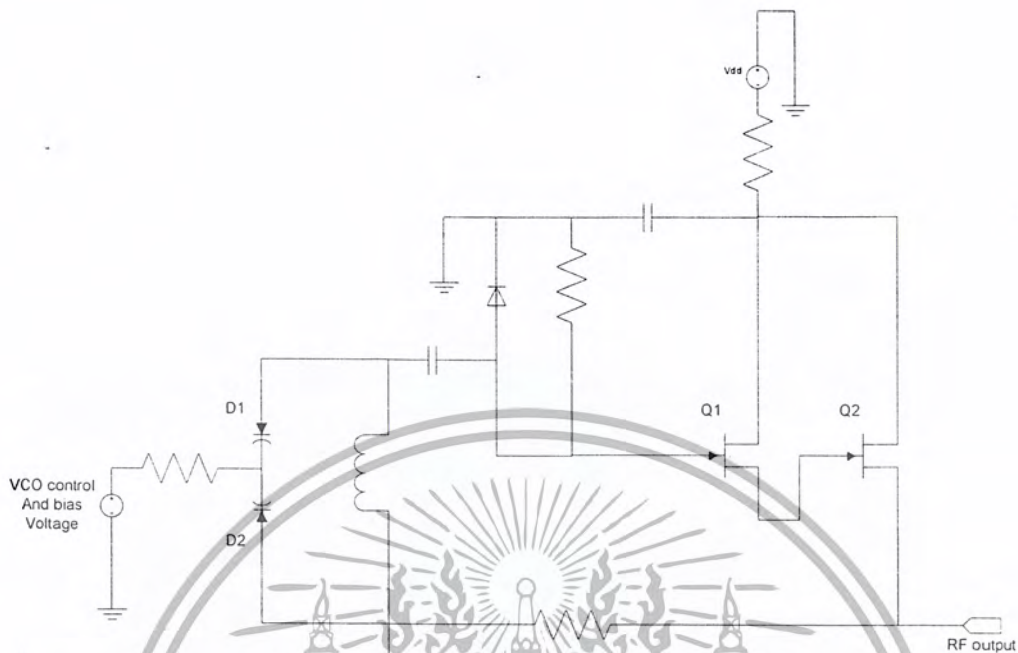
#### 3.1 การออกแบบ

##### 3.1.1 การออกแบบการกำเนิดความถี่ LC และวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน

การออกแบบ LC การกำเนิดความถี่และวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน ขึ้นอยู่กับว่าเราจะเลือกวิธีไหนในการออกแบบ และจำลองสร้างขึ้นมาให้มีวงจรที่มีความเสถียรภาพ และน่าเชื่อถือได้ตามความต้องการที่แตกต่างกัน

###### 3.1.1.1 Back-to-Back Varactors

โวลเตจความถี่สูงที่ผ่านวาร์กเตอร์ไดโอด (Varactor Diode) ของวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันสามารถสร้างฮาร์โมนิก (Harmonic) และการบิดทอน (Distortion) ที่มากเกินไป (คล้ายคลึงกับความถี่ของวาร์กเตอร์ถูกทำให้เพิ่มขึ้น) โดยทำการมอดูเลต (Modulate) ด้วยสัญญาณไฟตรงของไดโอดนั่นเอง แต่บางครั้งการปรับจูนวาร์กเตอร์ตามคอนดักชัน (conduction) โดยการปรับแต่งสัญญาณไฟตรงในระหว่างที่มีกระแสไบอัส (Bias) ค่าๆ โดยที่ผลจากการปรับนี้จะทำให้วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันมีความถี่เอาท์พุทคลาดเคลื่อนไปได้ ดังนั้นการใช้ back-to-back ไดโอด จะช่วยแบ่งโวลเตจแต่ละวาร์กเตอร์ลงครึ่งหนึ่ง และยังสามารถลดระดับการบิดทอนและผลกระทบต่อสัญญาณเมื่อแอมพลิจูดของสัญญาณมีค่าสูงขึ้น แต่จะส่งผลเสียต่อประสิทธิภาพความจุของซิงเกิลไดโอด (Single Diode) ถ้าซิงเกิลวาร์กเตอร์ (Single Varactor) มีค่าความจุตั้งแต่ 5 ถึง 50 พิโกฟาร์ด ดังนั้นความจุของไดโอดที่ต่ออนุกรมกันนี้ควรมีค่าเป็น 2.5 ถึง 25 พิโกฟาร์ด ในทางกลับกันซิงเกิลไดโอดสามารถเปลี่ยนค่าความจุรวม 45 พิโกฟาร์ด (50 – 5 พิโกฟาร์ด) ให้เหลือเพียง 22.5 พิโกฟาร์ด เมื่อใช้ไดโอดสองตัวในการออกแบบวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน เราจะต้องทำการนับว่า ตัวเก็บประจุที่มีหน้าที่ลดสัญญาณไฟตรงไหนบ้างที่ต่ออนุกรมอยู่กับซิงเกิลวาร์กเตอร์หรือดับเบิลวาร์กเตอร์ (Double Varactors) ซึ่งควรจะลดความจุรวมวงจรลง โดยการเลือกใช้ตัวเก็บประจุให้เหมาะสม



รูปที่ 3.1 วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันชนิด Hartley

### 3.1.1.2 Loaded and Unloaded Q

การรบกวนทางเฟส (phase noise) ของ LC ออสซิลเลเตอร์ ถูกควบคุมโดยโหลด Q ของแทงก์รีโซเนเตอร์ (Tank Resonator) ซึ่งต้องการค่า unloaded - Q สูงๆ ในวงจรรีโซเนนซ์ ค่า Q ของวาแรกเตอร์ Q นั้นเป็นส่วนหนึ่งในดาต้าชีท (Datasheet) และโดยส่วนมากถูกระบุให้เป็นไบอัสย้อนกลับ (Reverse Bias) และอยู่บนความถี่ที่ Q นั้นมีค่าสูงสุด ถึงแม้ว่าค่า Q ของวาแรกเตอร์จะเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วขึ้นกับความถี่และรูปแบบการไบอัส คือมีการลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นหรือค่าโวลเตจของการไบอัสย้อนกลับลดลง ตัวอย่างเช่น ค่า Q 3,000 ที่ 50 เมกะเฮิรตซ์มีค่าลดลงเป็น 40 ที่ 6 กิกะเฮิรตซ์

เพื่อที่จะเพิ่มโหลด Q ให้สูงขึ้นภายในรีโซเนเตอร์ซีรีส์ (Serie Resonator) ของวงจรถูกควบคุมด้วยแรงดัน ตลอดจนทำการปรับปรุงการเลือกจตุรีโซเนเตอร์และการรบกวนทางเฟส เราต้องการค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้าให้มีค่าสูงสุดเหนือกว่าค่าความจุไฟฟ้าเท่าที่จะทำได้ (L/C ratio) สำหรับในทางปฏิบัติค่าของขดลวดเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ใช้เพื่อทำให้ค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้าให้มีค่าสูงสุดเหนือกว่าค่าความจุไฟฟ้าเมื่อซีรีส์อิมพีแดนซ์ (Serie Impedance) ที่ปลายวงจร LC เท่ากับ  $50 \Omega$  ค่า  $X_L$  (Load Impedance) จะถูกพิจารณาอยู่ในช่วง 500 ถึง 1000  $\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถเพิ่มค่าของโหลด Q ของรีโซเนเตอร์ ตลอดจนถึงเฟสทรานซิสเตอร์ (Transistor) ไป 180 องศา โดยการเพิ่มชั้นที่คาแพซิเตอร์คัปปลิง (Shunt Capacitor Coupling) ทางอินพุต และเอาต์พุตซึ่งช่วยปรับปรุงวงจร LC เรโซเนเตอร์จากผลกระทบที่มากเกินไปของโหลด จากสาเหตุของความต้านทานอิมพีแดนซ์ 50 Ω ทางด้านปลายของอินพุตและเอาต์พุต



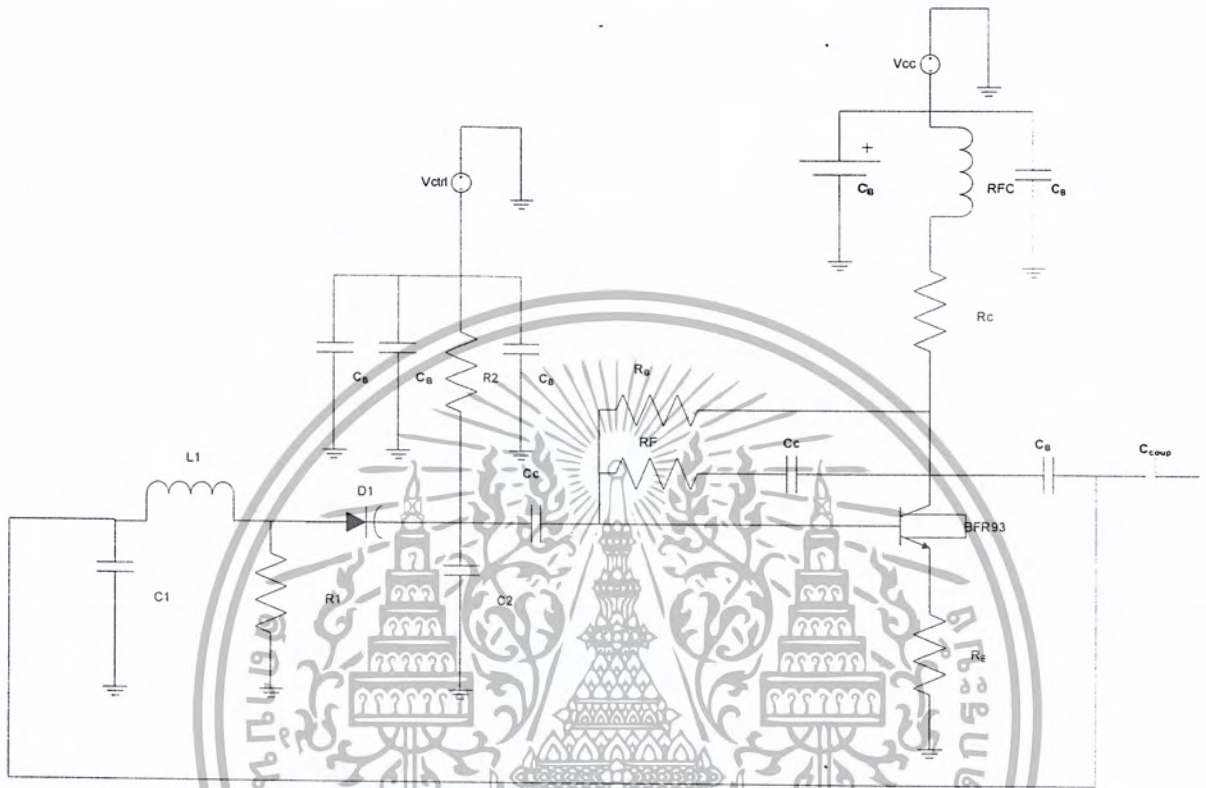
รูปที่ 3.2 อินพุตและเอาต์พุตชั้นที่ตัวเก็บประจุคัปปลิงในวงจรอนุกรม LC

### 3.1.1.3 Packaged VCOs

โดยส่วนใหญ่โมดูลของวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันนั้น จะถูกออกแบบให้มีหน้าที่ในการแมทช์ (Match) กับแถบความถี่กว้าง (wideband) 50 Ω ที่เหมาะสมและต้องการความสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss) ที่ดีกว่า 10 หรือ 12 dB โดยส่วนใหญ่ของการกำเนิดความถี่ดูเหมือนว่าจะเป็นอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Non-Linear) (เช่น mixer stage) เราต้องเพิ่ม RF Isolation ให้กับโมดูลการกำเนิดความถี่ทางด้านเอาต์พุต โดยการใส่ pad ลดทอนสัญญาณ 50 Ω ค่า 10 dB ที่โมดูลเอาต์พุตพอร์ท ถ้ากำลังเอาต์พุตของการกำเนิดความถี่ถูกลดลงไปมาก เราสามารถใช้อำนาจขยาย (Amplifier) RF บัฟเฟอร์ (Buffer) ที่มีการไอโซเลชัน (Isolation) 50 Ω โดยเฉพาะถ้าเกิดการไอโซเลชันย้อนกลับมากกว่า 18 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 การออกแบบวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันด้วยทรานซิสเตอร์ BJT



รูปที่ 3.3 วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน โดยใช้ BJT

3.1.2.1 เลือกทรานซิสเตอร์ความถี่สูงๆ ให้เหมาะสมกับ  $f_c$  ซึ่งต้องมีความถี่สูงกว่าความถี่การกำเนิดสัญญาณมากๆ

3.1.2.2 ทำการไบอัสอุปกรณ์ชนิดแอคทีฟ (Active) คลาส A

ก. เลือกขั้วหลายโวลเตจ และเลือกจุดควิพอยต์ (Q-point) สำหรับทรานซิสเตอร์ที่ประกอบด้วยพารามิเตอร์ S สำหรับ  $I_C$  และ  $V_C$

ข. คำนวณหา  $I_B = \frac{I_C}{\beta}$  (3.1)

ค. คำนวณหา  $R_B = \beta \frac{V_C - 0.7}{I_C}$  (3.2)

ง. คำนวณหา  $R_C = \frac{V_{CC} - V_C}{I_B + I_C}$  (3.3)

จ.  $R_1, R_2 = 50 \text{ k}\Omega$  (3.4)

ฉ.  $R_{FC} = 600 \text{ }\Omega$  X (3.5)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ (3.5) ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. คำนวณหาค่าของส่วนประกอบของ LC เรโซแนนท์สำหรับการกำเนิดความถี่

$$L_1 = \frac{190}{2\pi f} \quad (3.6)$$

$$C_1 = \frac{1}{24\pi f} \quad (3.7)$$

$$C_2 = \frac{1}{24\pi f} \quad (3.8)$$

$$C_C = C_B \leq 1 \Omega (X_C) \quad (3.9)$$

$$C_{D1} = \frac{1}{300\pi f} \quad (3.10)$$

$$R_E \leq 15 \Omega \quad (3.11)$$

4. คำนวณหาค่า  $R_f = \frac{2500}{\left(\frac{0.025}{I_C}\right)}$  (3.12)

5. ตรวจสอบค่า  $Z_{in}$  และ  $Z_{out}$  เพื่อให้เท่ากัน เมื่อทำการวิเคราะห์ห้กรณิรูปเปิด (open-loop) ของ พารามิเตอร์ S เริ่มต้นของการดำเนินการโดยที่ทั้ง RF และ  $R_E$  ต้องสามารถปรับค่าได้เมื่อจำเป็นจนกว่า อินพุตและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของการกำเนิดความถี่จะมีค่าที่เท่ากัน ที่เหมาะสมคือ  $50 \Omega$

6.  $C_{COUP} = 50 \Omega$  ถึง  $200 \Omega (X_C)$  สำหรับโหลด  $50 \Omega$  ค่าของ  $C_{COUP}$  ได้โดยการจำลองการสร้าง การกำเนิดความถี่ภายใต้โหลด  $50 \Omega$  และใช้ค่า  $C_{COUP}$  ที่มีค่ารีแอกแตนซ์ (Reactance) ต่ำที่สุด ซึ่งยังคงทำให้ค่าอัตราขยายมารจิ้นของการกำเนิดความถี่ (Oscillator Margin Gain) คงที่ (มากกว่า 4)

หมายเหตุ : ก.ค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้าของ  $L_1$  และค่าความจุไฟฟ้าของ  $C_{D1}$  เป็นการอนุกรมรีโซแนนท์ ขณะที่  $C_1$  และ  $C_2$  ประพดีตัวคล้ายคาแพซิเตอร์คัปปลิง (Coupling capacitors) เพื่อรองรับการเลื่อนเฟส (Phase Shift) 180 องศา กับ  $L_1$  และ  $D_1$  (ด้วย Q ที่สูงๆ) โดย  $R_f$  และ DC คาแพซิเตอร์ดีคัปปลิง  $C_C$  ทำการ ป้อนกลับสัญญาณมาที่อินพุตของการกำเนิดความถี่เพื่อให้มีการลดทอนกำลังที่ความถี่ต่ำ สำหรับความ เสถียรภาพของ BJT ตลอดจนการลดลงของค่าอินพุตและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของการกำเนิดความถี่ให้ ใกล้เคียงกับ  $50 \Omega$  ไม่เพียงแต่มันง่ายที่จะจำลองอิมพีแดนซ์  $50 \Omega$  ตามสภาวะแวดล้อม แต่รวมถึงสภาวะ แวดล้อมที่แท้จริงของซึ่งประกอบด้วย VNA (Vector Network Analyzer)  $R_B$  และ  $R_C$  เป็นตัวไบอัสให้ BJT และ  $C_B$  คือค่าความจุไฟฟ้าชนิดบายพาส (bypass) ถูกใช้เลือกในการดีคัปเปลอทุกๆความถี่ 60 เฮิร์ตตลอด ทางไปยัง  $f_{out}$  โดยที่  $X_C$  ต้องมีค่าน้อยกว่า  $1 \Omega$  เรามีความจำเป็นที่จะต้องใช้ตัวเก็บประจุไฟฟ้าหลายชนิด ด้วยกัน เช่น อิเล็กโตรไลติกสำหรับความถี่ออดิโอ (Audio Frequency) และชนิดเซรามิก หรือ พอร์ซีเลน ที่มี ค่าต่างกันสำหรับย่านความถี่ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข. วาเรกเตอร์ที่ไบอัสโวลเตจ สามารถพิจารณาจากดาต้าชีท (Datasheet) สำหรับการออกแบบค่าความจุไฟฟ้า ใช้  $R_1$  และ  $R_2$  ในการบล็อกสัญญาณ RF แต่อนุญาตให้สัญญาณไฟตรงของสัญญาณควบคุม ( $V_{CTRL}$ ) ผ่าน เมื่อวาเรกเตอร์ถูกไบอัสย้อนกลับ จะมีกระแสรั่วไหลเล็กน้อย  $R_1$  และ  $R_2$  ดังนั้นโวลเตจที่ตกคร่อม  $R$  ทั้งสองจะค่อนข้างต่ำ สำหรับการออกแบบที่ต้องการสัญญาณรบกวนต่ำจะแทน  $R_1$  และ  $R_2$  ด้วย RFCs

ก. Q<sub>1</sub> มีการรักษาการเลื่อนเฟส 180 องศาของขาอิมิตเตอร์ร่วม (Common Emitter) ผ่านย่านการปรับจูนทั้งหมดของการกำเนิดความถี่

ง.  $C_{CS}$  ใช้ในบล็อกของกระแสไฟตรง แต่  $f_{out}$  สามารถผ่านไปได้  $C_{COUP}$  จะมีค่า  $X_C$  สูง (50 - 200  $\Omega$ ) และจะสามารถทดแทนได้โดยตัวควบควเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่มีค่ารีแอคแตนซ์สูง สำหรับกรณีที่ไม่ต้องการให้เกิดมีฮาร์โมนิก

จ. ที่ความถี่ออสซิลเลท วาเรกเตอร์ที่มีค่าสูงเพียงพออาจไม่สามารถใช้ได้ ซึ่งแก้ไขโดยการเพิ่มค่า  $L_1$  ซึ่งทำให้  $D_1$  มีค่าลดลง

ฉ. สำหรับการปรับจูนวาเรกเตอร์ให้เหมาะสมสำหรับ  $D_1$  ตลอดจนสัญญาณควบคุมที่เหมาะสมเมื่อวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันถูกใช้ในแถบความถี่กว้าง กำลังที่ออกทางเอาต์พุตจะลดลงในขณะที่  $f_{out}$  เพิ่มขึ้น

ช. การใช้ MMIC ในวงจรการกำเนิดความถี่ สามารถใช้สมการการออกแบบสำหรับรีโซเนเตอร์และวาเรกเตอร์ เดียวกันกับในส่วนการออกแบบ BJT ในหัวข้อก่อนหน้านี้ การไบอัสและ BJT นั้นถูกแทนโดยใช้ MMIC ความถี่สูง โดยที่ MMIC จะทำการการเลื่อนเฟสไป 180 จากอินพุตไปเอาต์พุต

ฉ. เพิ่มแผ่นรอง 6 - 10 dB ระหว่างวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน คัสเปอร์เอาต์พุตและส่วนขยาย, ฟิลเตอร์ หรือส่วนมิกเซอร์ เป็นวิธีป้องกันการสะท้อนกลับ (Reflection) สู่ออกการกำเนิดความถี่ โดยที่แผ่นบางๆที่เรียกว่า pad นี้สามารถลดการเกิดการรบกวนเฟสและการตั้งโพลด ซึ่งสำคัญมากในการประยุกต์ใช้งาน LO

ตารางที่ 3.1 ค่าอุปกรณ์ที่ความถี่ศูนย์กลาง 951.25 MHz และ 1842.5 MHz

อุปกรณ์	ค่าอุปกรณ์	ความถี่ศูนย์กลาง	
		951.25 MHz	1842.5 MHz
$Q_1$		BFR93	BFR93
$I_C$		30 mA	30 mA
$V_C$		5 V	5 V
$\beta$		40	40
$I_B$		0.75 mA	0.75 mA
$R_B$		5.7	5.7
$R_C$		227	227
RFC		100 nH	51 nH
$L_1$		31.7 nH	16.4 nH
$C_1$		13.9 pF	7.19 pF
$C_2$		13.9 pF	7.19 pF
$C_C = C_B$		< 167 pF	< 167 pF
$C_{D1}$		1.11 pF	0.57 pF
RF		3 k $\Omega$	3 k $\Omega$
$R_1 = R_2$		50 k $\Omega$	50 k $\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### 3.1.3 การออกแบบวงจรบนแผ่นปริ้นท์

ในโลกของความถี่สูง การทำสายวงจร วางโครงสร้าง รวมไปถึงการเลือกวัสดุที่จะมาใช้ทำค่อนข้างมีความสำคัญไม่น้อยไปกว่าการออกแบบวงจร ซึ่งในทางปฏิบัตินั้นวงจรที่ถูกออกแบบมาโดยสมบูรณ์อาจไม่มีความเหมาะสมหากการทำสายวงจรไม่เหมาะสม

ที่ความถี่ต่างๆบนย่านความถี่ไมโครเวฟ ความสูญเสียที่เกิดจากวัสดุ PCB นั้นเป็นสิ่งที่เกี่ยวข้องโดยตรงกับการเลือกใช้วัสดุพื้นผิว โดยทั่วไปวัสดุชนิด FR-4 ความสูญเสียจะเกิดที่ความถี่ 1.5 GHz ขึ้นไป ในความเป็นจริงนั้น FR-4 ชนิดเกรดรองจะมีค่า loss tangent อยู่ที่ราวๆ 0.3 ที่ย่านความถี่ไมโครเวฟ ในขณะที่ FR-4 ที่มีเกรดดี เช่น FR408 จะมีค่า loss tangent อยู่ที่ 0.1 และจะพบว่ามิพารามิเตอร์อยู่มากที่ทำให้เกิดความยุ่งยากทางกายภาพ และทางไฟฟ้า จึงต้องการพัฒนาอุปกรณ์ FR-4 พื้นผิวที่มีคุณภาพสูงที่เหมาะสมกับผู้ที่ทำโมดูล RF ไร้สายที่มีความถี่สูงจนถึง 6 GHz แต่ก็เกิดคำถามขึ้นว่าเราจะเลือกการออกแบบอุปกรณ์ที่มีศักยภาพในตัวสูงแต่ก็จะมีต้นทุนการผลิตที่สูงตามมา หรือจะทำได้ทุนต่ำลง สุดท้ายจึงได้เลือกอย่างหลัง โดยได้เลือกใช้อุปกรณ์ที่เรียกว่า Surface-Mount Device (SMD) ซึ่งมีคุณภาพที่ดีในราคาที่ไม่สูงเกินไปนัก ที่นี้เราก็มารู้จักกับ SMD กัน SMD นั้นเป็นอุปกรณ์ชนิดพาสซีฟ ซึ่ง SMD รองรับการใช้ที่ความถี่ RF ที่ให้การกระจายในคุณภาพสูง ใช้กับความถี่คลื่นวิทยุที่มีกำลังต่ำๆ จนถึงความถี่ที่สูงมากๆ อย่างไรก็ตามให้เราตระหนักไว้ว่าการออกแบบ PCB ที่มีขนาดใหญ่ คุณภาพของวัสดุที่เรียกว่า FR-4 นั้น เกิดความสูญเสียถึง 0.5 dB ที่ความถี่ 6 GHz

ในแง่ของการใช้เพียงวัสดุ FR-4 จนถึงย่านความถี่ 5-8 GHz ซึ่งที่มีผลต่อการกระตุ้นความสนใจต่อตลาดที่มีราคาต่ำ ซึ่งมีผลโดยตรงต่อผู้บริโภคที่จะนำไปใช้ในการทำอุปกรณ์ไร้สาย แต่เมื่อได้มีการผลิตวัสดุที่ทำบอร์ดที่มีความถี่สูงๆ ขึ้นมาถ้ายังคิดค้นที่จะใช้ FR-4 อยู่ นอกจากจะมีค่าค่อนข้างที่สูงมากเกินกว่าที่จะนำมาผลิตใช้ได้จริงแล้ว ยังทำให้โครงสร้างของอุปกรณ์ไม่แข็งแรงทนทานเพียงพอ และมีผลต่อการขึ้นรูปเพื่อการผลิต แต่ก็ยังมีการใช้สำหรับความถี่สูงๆอยู่ในการทำอุปกรณ์เฉพาะเช่น อุปกรณ์ที่ใช้ในกองทัพทางทหาร เช่น cellular jammer ที่กลุ่มข้าพเจ้าทำ ซึ่งอุปกรณ์เหล่านี้ถูกทำได้โดยเดิมส่วนประกอบของโลหะบางชนิด และ FR-4 แต่ได้ส่งไปอย่างบางๆ สิ่งทีกล่าวมานี้เราก้เลือกวัสดุอะไรก็ตามที่จะช่วยทำให้อยู่ในสภาพแข็งแรงได้ขึ้นกับความถี่ ซึ่งความต้องการที่ว่ามันนั้นต้องคัดสรรค้ถึงความแตกต่างของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและพิจารณาถึง loss tangent ที่มีโอกาสสูงที่จะเกิด ตลอดจนไปถึงการพัฒนาประสิทธิภาพของไดอิเล็กตริก และความแปรปรวนของรูปทรง แต่คิดตรงที่ว่า วัสดุที่ใช้ทำแผ่นวงจรทางไมโครเวฟส่วนใหญ่ต้องใช้

เทคโนโลยีพิเศษในการประดิษฐ์ หรือสร้างแผ่นปริ้นท์วงจรที่ดี และสมบูรณ์พร้อมขึ้นมา แต่องค์กรต่างๆที่

เป็นผู้ผลิต มักจะใช้ FR-4 กันเพื่อลดต้นทุนเป็นส่วนใหญ่ ซึ่งมีผลอย่างมากต่อการใช้งานทางวงจรเว้นแต่ว่าเราจะเป็นผู้เสนอว่าจะเพิ่มราคาที่สูงขึ้นให้พวกเขาเสียเอง แต่อย่างไรก็ตาม ได้มีการเปลี่ยนแปลง การใช้วัสดุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนูญาตเห็นาเบเซบระเฮชนันดานการค่า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ศาสตร์ในการทำ PCB ที่ดีขึ้นผลิตขึ้นเป็นครั้งแรกโดย โรเจอร์คอร์ปอเรชัน (Rogers Corporation) ต่อมาถูกอนุญาตให้ใช้ในหลายๆการผลิต ทำงานได้อย่างสมบูรณ์ที่สุด โดยมี loss ค่อนข้างต่ำบนแผ่นปริ้นท์ซึ่งส่วนประกอบนั้นมีผลทำให้วัสดุแข็งเกร็ง บนความถี่สูงๆ ได้ถูกเรียกว่า Roger's Ro 4000 series พบว่ามีค่า loss tangent ค่อนข้างต่ำมากที่ 0.0027 และมีค่า  $E_r = 3.38$  เมื่อมีการออกแบบที่มีขนาดใหญ่ขึ้น หรือมีกำลังส่งไมโครเวฟเรดิโอ ที่สูงขึ้น ซึ่งต้องคำนึงถึง หลักเศรษฐศาสตร์ และเหตุผลเป็นหลักว่ามีความจำเป็นต่อระบบของประสิทธิภาพทางไมโครเวฟเพียงใดถึงจะใช้แบบของโรเจอร์ และยังมีข้อสรุปถึงโครงสร้างการผลิตพื้นฐานคิดว่าถ้าไม่ได้มีความจำเป็นจริงๆที่เกิน 6 GHz จากผู้ซื้อที่จะนำไปทำเป็นอุปกรณ์ไร้สาย เราก็จะใช้ FR-4 ดังเดิมเนื่องจากส่วนใหญ่วิธีของโรเจอร์ก็ยังคงมีราคาสูงกว่า FR-4 อยู่ต่อการใช้ทุกๆไป

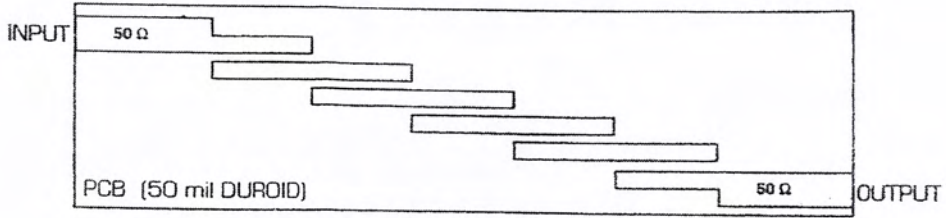
เมื่อการสูญเสียจากการแทรกสอด กลายเป็นประเด็นหลักของการเลือกวัสดุที่จะมาทำแผ่น PCB บนคลื่นความถี่ไมโครเวฟ จึงเป็นการเร่งด่วนที่สุดที่เราจะต้องมาคิดถึงเหตุที่จะใช้ในการรองรับปัญหา ที่จะทำให้เกิดการสูญเสียเหล่านี้ ปัญหาเบื้องต้นขั้นพื้นฐานที่เราจะ ได้เจอในการสร้าง PCB ขึ้นมาก็คือการแทรกสอดของตัวนำ และไดอิเล็กตริกบนตัวของ PCB เอง เมื่อเราทำให้ใช้ประโยชน์ได้ดีขึ้น โดยวัสดุที่มีค่าการสูญเสียลดลงบนความถี่ย่านไมโครเวฟที่มีความถี่ต่ำกว่า 2GHz การสูญเสียที่ตัวนำของแดงทั้งหลายจะมีอิทธิพลต่อการสูญเสียต่างๆ บนตัวมันเองของซิปเซรท ที่ความถี่สูงๆอาจไม่เป็นตามที่ได้กล่าวมา ความถี่ที่ต่ำสูงในที่นี้คือ สูงเกือบจะแตะที่ 20 GHz ซึ่งจะพบว่าวัสดุที่ใช้ทำบอร์ดจะพบว่าจะมีผลจาก ความสูญเสียที่เท่าๆกันของทั้งไดอิเล็กตริก และตัวนำ และในที่สุดพบว่าวัสดุที่มีค่าคงที่ ไดอิเล็กตริกที่สูงขึ้นเท่าไร ก็ย่อมส่งผลต่อการสูญเสียที่เกิดจาก ไดอิเล็กตริก และตัวนำนั้นมากขึ้นด้วย ซึ่งพบว่ามีค่าความสูญเสียที่กล่าวมามากกว่าวัสดุที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกต่ำกว่าอยู่จริง จากการทดลองทั้งความสูญเสียที่เกิดจากไดอิเล็กตริก และตัวนำ เป็นปัจจัยสำคัญมากต่อความสูญเสียรวมของ PCB เช่นความสูญเสียจากการแทรกสอด การเพิ่มสูงขึ้นจากการสูญเสียจาก loss tangent และค่าคงที่ไดอิเล็กตริก โดยเฉพาะที่ความถี่ไมโครเวฟที่สูงขึ้น ตามที่ได้กล่าวมาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกที่เหมาะสมต่อการสร้าง PCB ของความถี่ไมโครเวฟตามคำแนะนำ ซึ่งจะส่งผลให้เกิดการสูญเสียที่ต่ำที่สุดของการสูญเสียจากการแทรกสอดคือ  $E_r = 10$  สำหรับ 4-5 GHz ,  $E_r = 6$  สำหรับ 6-7 GHz ,  $E_r = 4$  สำหรับ 13-14 GHz และ  $E_r = 3$  สำหรับความถี่สูงถึง 30 GHz

ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกที่มีค่าต่ำๆ สามารถนำไปควบคุมขนาดการกระจายของอุปกรณ์ทางด้านวงจร เช่น ไมโครสตริป และองค์ประกอบที่เทียบเคียงกัน ที่ความถี่ย่านไมโครเวฟวัสดุที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสูง อาจทำให้ไปทำลายโครงสร้างของวงจรไมโครสตริปได้จนอาจทำให้มีขนาดที่เล็กจนเกินไปเกินกว่าที่จะสร้างขึ้นมาจริงๆได้ ทั้งนี้แง่ของกายภาพ และมูลค่าทางการตลาดนั้น คือราคาอาจสูงเกินไปนั่นเอง จึงมีคำแนะนำให้ออกแบบให้บางที่สุดเพื่อช่วยลดผลต่างๆได้ แต่อย่างไรก็ตามราคาอาจสูงเกินไปในการผลิต รวมไปถึงค่อนข้างยากในการออกแบบ การกระจายส่งผ่านทางสัญญาณ ตลอดจนไปถึงการเพิ่มขนาดของบอร์ดจนถึงอินคักแทนซ์

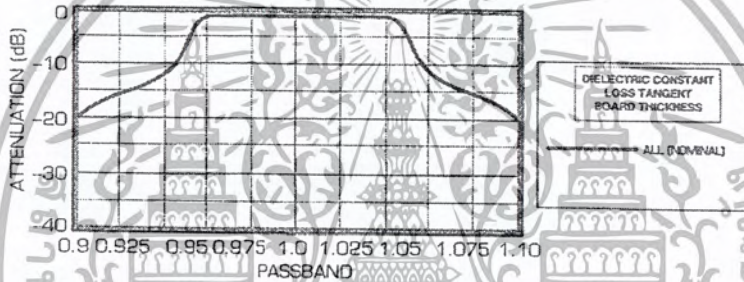
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้งขนาดและรูปร่างรวมไปถึงอิทธิพลรบกวนทางไฟฟ้าของ PCB ซึ่งเป็นตัวแปรหลักในการออกแบบแผ่นวงจรไมโครเวฟมาก โดยเฉพาะเมื่อเราได้ทำการจัดโครงสร้างต่างๆ บนวงจรเพื่อใช้งานนั้น จึงกลายเป็นว่าทำไมเราถึงต้องดูผลการทดสอบที่ได้จากการสาธิตโดยการจำลองขึ้นมาจาก โรเจอร์คอร์ปอเรชัน อยู่หลายต่อหลายครั้ง ซึ่งเป็นการแสดงถึงผลต่างๆ ร่วมกัน เช่น ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก loss tangent หรือค่าไดอิเล็กตริกบนความบางของ PCB ที่มีอยู่อย่างหลากหลายจนกระทั่งไปถึงคุณสมบัติทั้ง 2 ข้อ ที่กล่าวมาก่อนหน้านี้ นั้นไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ จากรูป 3.6 ได้แสดงถึงการแจกแจงของขอบต่างๆกัน บนความถี่ศูนย์กลางของแบนด์พาสฟิลเตอร์ ที่ความถี่ 1GHz มีแบนด์วิดท์ที่ 10% และวัสดุชนิดดูรอยด์ที่มีความหนา 50-mil-thick และยังได้กล่าวถึงอิเล็กตริกอล และขนาดรูปทรง รวมไปถึงตัวแปรสำคัญในพื้นที่ผิว จากรูป 3.7 แสดงถึงพาสแบนด์ของฟิลเตอร์ในโดเมนของความถี่ ในรูป 3.8 เป็นการบรรยาย โดยใช้ภาพว่าเกิดอะไรขึ้นที่ความถี่ศูนย์กลาง และพาสแบนด์ เมื่อค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ถูกปรับให้เพิ่มขึ้นและลดลงอย่างช้าๆ จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงแบบเพิ่มขึ้นเล็กน้อยของ  $E_r$  ถ้าพาสแบนด์ถูกเลื่อนให้มีความถี่ลดลงขณะที่การลดลงของ  $E_r$  เกิดจากการเลื่อนความถี่ของพาสแบนด์ให้มีความถี่สูงขึ้นนั่นเองความแตกต่างของ  $E_r$  บนวัสดุที่ใช้ทำบอร์ด ส่งผลต่อความถี่พาสแบนด์ของฟิลเตอร์ด้วย เพราะทุกๆการเปลี่ยนแปลงของค่า  $E_r$  จะทำให้มีผลต่อการเร่งการแพร่กระจายส่งผ่าน ไดอิเล็กตริกด้วย และยังไปทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงความยาวของลายบนวงจรของแต่ละอุปกรณ์ด้วย (electrical length) แต่นั่นยังไม่พอในส่วนของการผลิต และความแตกต่างของอุณหภูมิอาจเป็นการส่งผลโดยตรงต่อค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ยังทำให้เราไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้เลยว่าวัสดุที่ใช้ทำแผ่นปริ้นท์จะมีผลจากการรบกวนจากค่า  $E_r$  เริ่มต้น เช่นเดียวกับ สัมประสิทธิ์อุณหภูมิของค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (TCK : temperature coefficient of dielectric constant) ดูที่รูป 3.9 เราจะเห็นถึงความสัมพันธ์ในหัวข้อที่ว่าด้วยเรื่อง ความผันแปรระหว่างแผ่นปริ้นท์นั่นก็คือ loss tangent จากรูปกราฟได้อธิบายได้อย่างชัดเจนเลยว่าการเพิ่มขึ้นของ loss tangent ของ PCB การลดทอนของสัญญาณทำให้สัญญาณขาออกมาต่ำกว่าที่คาดไว้ซึ่งได้มีการศึกษาเพิ่มเติมจึงพบว่า ยิ่งมีความถี่สูงบนแบนด์วิดท์ของดิสทริบิวท์ฟิลเตอร์จะยังมีผลรบกวนจากขนาดของแผ่นที่ใช้ทำมากขึ้น โดยที่ตัวพื้นผิวที่มีขนาดที่หนากว่าจะทำให้มีแบนด์วิดท์มากขึ้นในทางตรงกันข้ามพื้นผิวที่บางกว่ายิ่งทำให้แบนด์วิดท์ที่ลดลงตามรูปที่ได้ทดลองมา รูปที่ 3.10

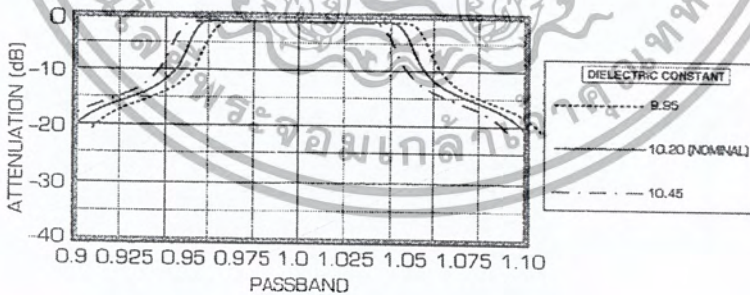
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 ขอบข่ายการกระจายของแบนด์พาสฟิลเตอร์ใช้เพื่อทดลองผลกระทบที่เกิดจากไดอิเล็กตริก

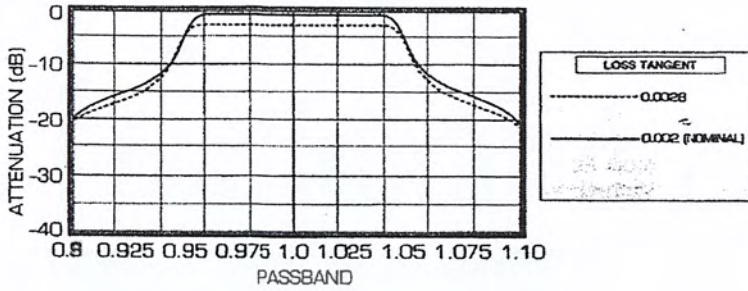


รูปที่ 3.7 ผลตอบสนองของพาสแบนด์ใน โดเมนความถี่เมื่อพิจารณาค่าคงที่ ไดอิเล็กตริก, loss tangent

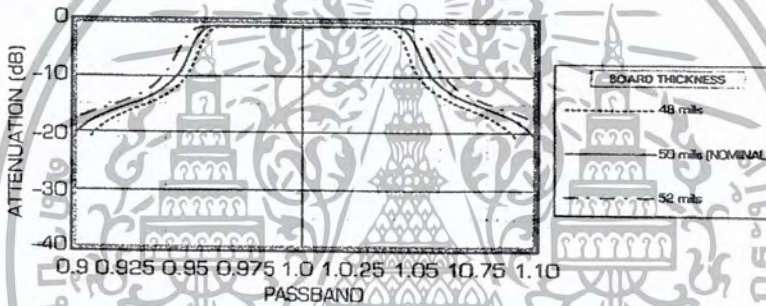


รูปที่ 3.8 ความเปลี่ยนแปลงของค่าความถี่ศูนย์กลางที่ค่าไดอิเล็กตริกที่แตกต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 การเพิ่มขึ้นของความสูญเสียจากการแทรกสอดที่ loss tangent เพิ่มขึ้น



รูปที่ 3.10 ความเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ที่ค่าความหนาของแผ่นที่แตกต่างกัน

### 3.1.4 การออกแบบไมโครสตริป

ไมโครสตริปถูกใช้ในงานด้านไมโครเวฟ เนื่องจาก มีการสูญเสียต่ำ ราคาถูก ขนาดเล็กและง่ายต่อการสร้าง ตลอดจนสามารถวางอุปกรณ์ชนิด SMD ลงบนไมโครสตริปได้โดยตรง

ไมโครสตริปส่วนใหญ่มีขนาดของเส้นทางไม่เท่ากัน เนื่องจากไม่มีการป้องกันสภาวะแวดล้อมซึ่งสามารถกำเนิดสัญญาณรบกวน อย่างไรก็ตามการออกแบบไมโครสตริปอย่างถูกต้องจะสามารถช่วยลดผลกระทบข้างต้นได้

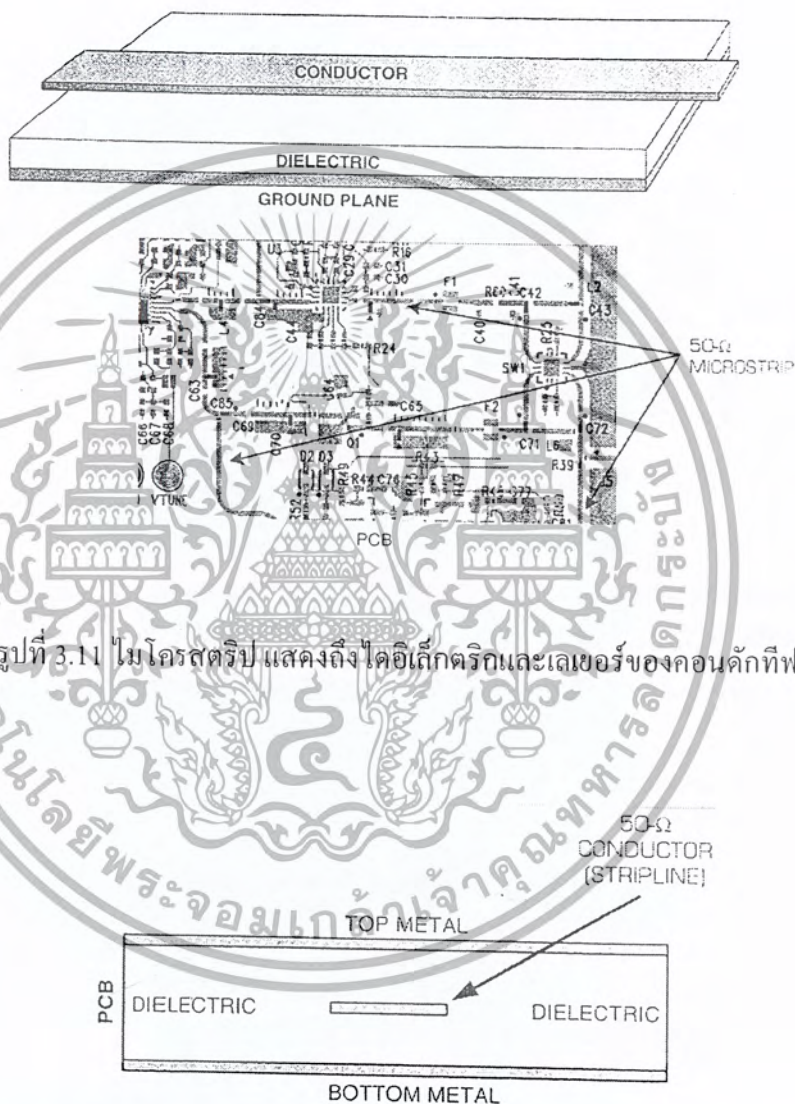
สตริปไลน์มีลักษณะคล้ายไมโครสตริป แต่ถูกวางอยู่ระหว่างชั้น โลหะของแผ่น PCB เนื่องจากความสมมาตรของกลุ่มกราวนด์เพลน

ค่า characteristic impedance ของไมโครสตริปถูกกำหนดโดยความกว้างของสารตัวนำ ความหนา

ของไดอิเล็กตริกและค่าคงที่ไดอิเล็กตริกด้วยค่า characteristic ที่ต่ำเมื่อสารตัวนำมีความกว้างมาก ในขณะที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่อผู้ผู้เห็นได้ไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า characteristic ที่สูงกว่าเมื่อสารตัวนำ แคลลง แต่สิ่งที่เน้นย้ำไว้เสมอคือค่า characteristic impedance จะไม่เปลี่ยนไปตามความถี่หรือความยาวโดยที่ค่า characteristic impedance ของไมโครสตริป โดยทั่วไปจะอยู่ระหว่าง 10 Ω-110 Ω ซึ่งในการประยุกต์ใช้งานทางด้าน RF ค่า characteristic สากลอยู่ที่ 50 Ω และใช้ในงานด้านความถี่สูงกว่า 250 MHz



รูปที่ 3.11 ไมโครสตริป แสดงถึงไดอิเล็กตริกและเลขอร์ของคอนดักทีฟ

รูปที่ 3.12 สตริปไลน์ แสดงถึงไดอิเล็กตริกและเลขอร์ของคอนดักทีฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.4.1 เส้นนำสัญญาณไมโครสตริป

50  $\Omega$  ไมโครสตริปถูกใช้ในงานด้านไมโครเวฟ เพื่อป้องกันการสะท้อนและ mismatch losses ระหว่างอุปกรณ์ ซึ่งจะช่วยป้องกันผลกระทบจาก inductive และ capacitive ที่จุดต่างๆตลอดเส้นทาง ซึ่งถ้า output impedance แมทช์กับ ไมโครสตริป และไมโครสตริป แมทช์กับ input impedance ของโหลดแล้ว จะไม่เกิดการสูญเสียจากคลื่นสะท้อน ดังนั้น จะไม่มีความร้อนที่เกิดขึ้นจากการแพร่ของพลังงาน เว้นแต่ ความสูญเสียที่เกิดภายในตัวทองแดงและไดอิเล็กตริก ( $I^2R$ )

ไมโครสตริป ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ( $E_r$ ) ซึ่งเป็นค่าเฉพาะสำหรับวัสดุ PCB นั้นไม่ใช่ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกที่แท้จริง เนื่องด้วยการรั่วไหลของฟลักซ์ในอากาศเหนือ PCB ประกอบกับการซึมซับฟลักซ์ในไดอิเล็กตริก ดังนั้นแล้วค่าคงที่ไดอิเล็กตริกที่แท้จริงคือ ( $E_{eff}$ ) effective dielectric constant ซึ่งเราจะทำการพิจารณาต่อไปเพื่อลดผลกระทบต่อหน้าสัมผัสระหว่าง impedance ที่ความถี่สูง ไมโครสตริปควรมีลักษณะสั้นและตรงที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ โดยการออกแบบการบิดงอเส้นทางเดินให้น้อยที่สุด

ปัจจัยหลักอีกประการที่ต้องพิจารณาในการออกแบบวงจรด้วยไมโครสตริปคือ Waveguide effect ซึ่งจะใช้โลหะในการล้อมเพื่อป้องกันผลกระทบซึ่งประพุดตัวเสมือน waveguide และมีผลต่อพฤติกรรมของวงจร ซึ่งสามารถลดผลกระทบได้โดยการปรับความกว้างของตัวนำซึ่งลดลงบนพื้นผิว ตลอดจนใส่ microwave foam attenuator ปกคลุมด้านบนผิว

สูตรในการคำนวณหา Characteristic impedance

$$Z_0 = \frac{377}{\left(\frac{W}{h} + 1\right) \left(\sqrt{E_r} + \sqrt{E_{eff}}\right)} \quad (3.13)$$

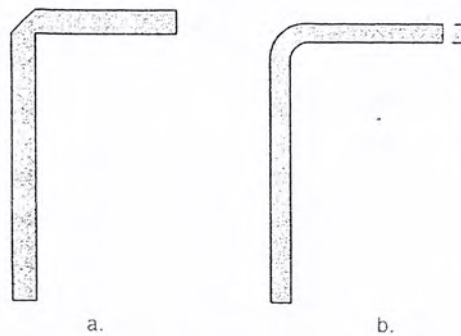
เมื่อ

$Z_0$  = ค่า characteristic impedance ของไมโครสตริป ( $\Omega$ )

$E_r$  = ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของ PCB

$W$  = ความกว้างของตัวนำไมโครสตริป

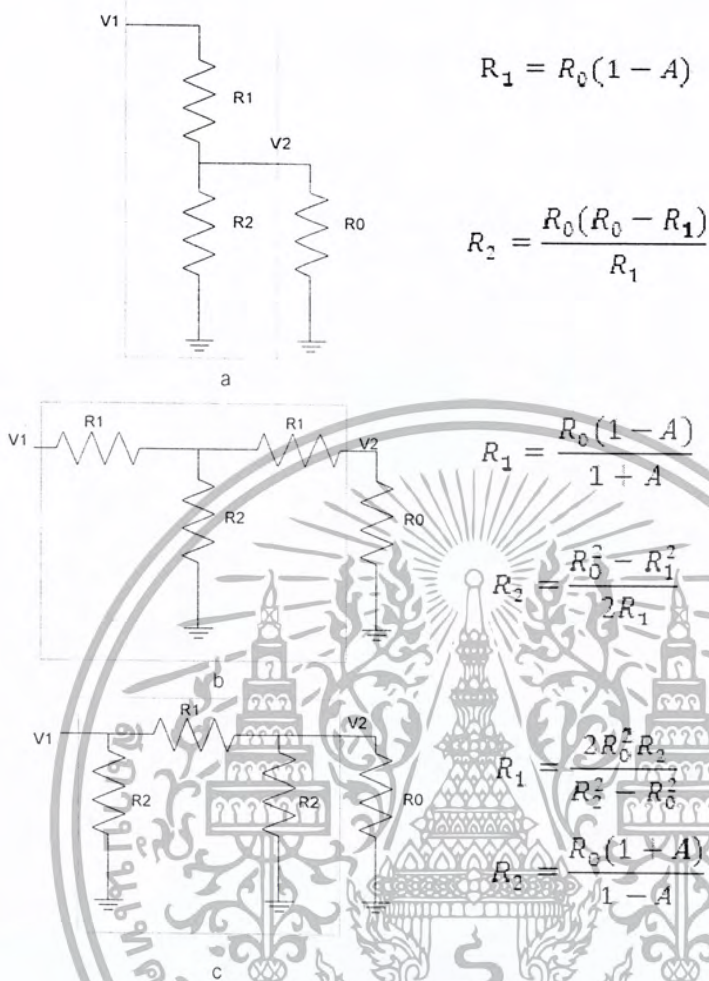
$h$  = ความหนาของพื้นผิวระหว่างกราวนด์เพลนและไมโครสตริป (หน่วยเดียวกับ  $W$ )



รูปที่ 3.13 การทำการบิดงอที่เหมาะสมของไมโครสตริปไลน์: (a) แบบหักฉาก ;(b) แบบโค้งมน

### 3.1.5 การลดทอนสัญญาณ

การลดทอนสัญญาณที่ง่ายที่สุดทำได้โดยการใช้ตัวลดทอนสัญญาณมาต่อเป็นวงจรลดทอนสัญญาณแบบ L ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.14 (a) ซึ่ง จะเห็นได้ว่าเป็นวงจรแบ่งแรงดัน (voltage divider) ธรรมดาที่พวกเราคุ้นเคยกันดีนั่นเอง ในที่นี้ตัว A คือ ค่าอัตราส่วนการลดทอนสัญญาณ (attenuation) ที่ต้องการ ซึ่งเท่ากับอัตราส่วนของแรงดัน  $V_2$  และ  $V_1$  โดยที่  $V_2$  คือขนาดสัญญาณที่ออกไปต่อกรอมโหลด  $R_0$  ส่วน  $V_1$  คือขนาดสัญญาณที่ป้อนเข้ามาในท่อนสัญญาณเป็น A และต้องการให้ตัวจ่ายสัญญาณ (เช่น สายอากาศซึ่งรับสัญญาณเข้ามา) มองเห็นโหลดของตัวเอง (เช่น ผลรวมของตัวลดทอนสัญญาณและเครื่องรับวิทยุ) ยังคงมีค่าเป็น  $R_0$  (เช่น เท่ากับอิมพีแดนซ์ของเครื่องรับวิทยุ) อยู่ตามเดิมแม้จะแทรกตัวลดทอนสัญญาณเข้าไป ก็จะได้สูตรหาค่า  $R_1$  และ  $R_2$  ดังที่แสดงในรูป การต่อวงจรในลักษณะนี้มีข้อเสียคือ แม้ตัวจ่ายสัญญาณจะมองไปทางโหลด (โดยผ่านตัวลดทอนสัญญาณ) แล้วมองแต่โหลด  $R_0$  เมื่อมองย้อนกลับไปยังตัวจ่ายสัญญาณ (โดยผ่านตัวลดทอนสัญญาณ) จะมองเห็นค่าความต้านทานต่างไปจากเดิมมาก พุดง่าย ๆ ก็คือถ้าในระบบของเรามีอิมพีแดนซ์ 50  $\Omega$  (คือตัวจ่ายสัญญาณมีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ 50  $\Omega$ ) การใส่ตัวลดทอนสัญญาณเข้าไปจะทำให้การแมทซ์เสียไปในกรณีที่เป็นวงจรความถี่สูง การไม่แมทซ์เช่นนี้อาจทำให้เกิดการสูญเสียสัญญาณ (loss) เพิ่มขึ้นมาก ดังนั้นลักษณะวงจรเช่นนี้จึงไม่นิยมนำมาใช้ในการลดทอนสัญญาณความถี่สูงของระบบที่ต้องการแมทซ์อิมพีแดนซ์



รูปที่ 3.14 ตัวลวดทอนสัญญาณแบบ L (a) แบบ π (b) และแบบ T (c)

ตัวลวดทอนสัญญาณอย่างง่ายที่นิยมใช้กันมีอยู่ 2 แบบ คือ แบบ T และแบบ π ดังที่แสดงในรูปที่ 3.14 (b) และ (c) ทั้งสองแบบนี้เป็นแบบที่สมมาตร (symmetry) คือไม่ว่าจะมองทางซ้ายไหนลักษณะการจัดวงจรจะเหมือนกันทุกประการ ดังนั้นถ้าคำนวณค่าแล้ว ก็จะสามารถให้อัตราการลดทอนสัญญาณ A ตามที่ต้องการได้ พร้อมทั้งยังคงสามารถให้ภาวะการแมทซ์อิมพีแดนซ์ดั้งเดิมคือทั้งโหลดและตัวจ่ายสัญญาณมองออกไปก็ยังคงมองเห็นค่าความต้านทานเท่าเดิมไม่ว่าจะใส่ตัวลวดทอนสัญญาณเข้ามาหรือไม่ก็ตาม นอกจากนั้นขั้วที่ไปต่อกับตัวจ่ายสัญญาณและโหลดสามารถสลับที่กันได้ จะเอาขั้วใดเป็นอินพุทหรือเอาต์พุทก็ได้เพราะลักษณะวงจรเป็นแบบสมมาตร

เพื่อให้เข้าใจในการใช้สูตรงานที่ให้ไว้ และสามารถดัดแปลงไปใช้งานกับงานตามต้องการได้ จะขอยกตัวอย่างการคำนวณให้ดูสักตัวอย่างหนึ่ง สมมติว่าเราต้องการลดทอนสัญญาณลงมา 3 dB (ซึ่งเท่ากับลดกำลังไฟฟ้าลงครึ่งหนึ่ง หรือลดแรงดันไฟฟ้าลงเหลือประมาณ 0.7 เท่า) ในระบบที่มีอิมพีแดนซ์ 50 Ω และใช้ตัวลวดทอนสัญญาณแบบ π เนื่องจากสัญญาณที่ออกจากตัวลวดทอนน้อยกว่าสัญญาณที่ป้อนเข้าไป ดังนั้น

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า A จึงมีค่าน้อยกว่า 1 ทำให้ค่า A ในหน่วย dB มีค่าลบ ในที่นี้ค่า A จึงเป็นค่า -3 dB ความสัมพันธ์ระหว่างค่า A ในหน่วย dB กับกำลังไฟฟ้าและแรงดันเป็นดังนี้

$$\begin{aligned} A(\text{dB}) &= 10 \log \frac{P_2}{P_1} \\ &= 20 \log \frac{V_2}{V_1} \\ &= 20 \log A \end{aligned} \quad (3.14)$$

ให้  $A(\text{dB}) = -3$

จะหาค่า A ได้ดังนี้

$$A = 0.7079457$$

จากสูตรหาค่า  $R_1$  และ  $R_2$  ในรูปที่ 3.14 (c) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} R_2 &= \frac{50(1 + 0.7079457)}{1 - 0.7079457} \\ &= 29.4021 \Omega \\ R_1 &= \frac{2 \times 50^2 \times 29.4021}{(29.4021)^2 - 50^2} \\ &= 17.614799 \Omega \end{aligned}$$

เพื่อความสะดวกจึงได้สรุปค่า  $R_1$  และ  $R_2$  ทั้งสำหรับแบบ  $\pi$  และ T สำหรับค่า A ที่นิยมใช้ต่าง ๆ กัน มาไว้ในตารางที่ 3.2

ในการใช้งานทั่วไปเรามักนิยมนำเอาตัวลดทอนสัญญาณหลายๆตัวมาต่ออนุกรมกันเพื่อเพิ่มค่าการลดทอนสัญญาณให้สูงขึ้น แล้วใช้สวิตช์แบบเลือก 2 ทาง 2 ชุด (DPDT) มาเป็นตัวเลือกว่าจะใช้ตัวลดทอนตัวใดต่ออนุกรมแทรกเข้าไปประหว่างตัวจ่ายสัญญาณและโหลด เป็นตัวอย่างวงจรการต่อตัวลดทอนสัญญาณ 3 ตัวอนุกรมกัน โดยสวิตช์  $S_1$ ,  $S_2$  และ  $S_3$  เป็นตัวเลือกว่าจะต่อตัวใดแทรกอนุกรมเข้าไป ในตัวอย่างนี้ถ้าสมมติว่า A เป็น -1 dB  $A_2$  เป็น -2 dB และ  $A_3$  เป็น -4 dB เราสามารถเลือกเอาการลดทอนเป็นค่าใดก็ได้จาก 0 dB, -1 dB, -2 dB, -3 dB, -4 dB, -5 dB, -6 dB และ -7dB คือสามารถเพิ่มการลดทอนได้ที่ละ -1 dB จาก 0 dB จนถึง -7

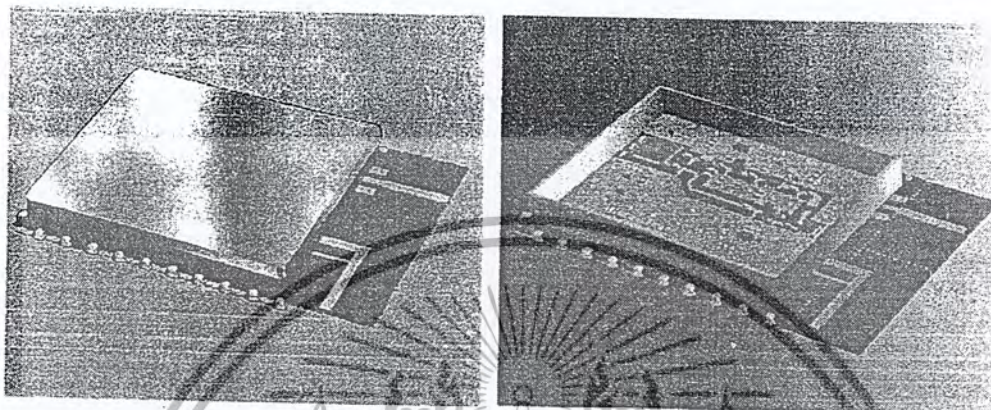
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.2 แสดงค่า R1 และ R2 สำหรับค่า A ต่างๆกันในระบบ 50 Ω

A(dB)	$A = \frac{V_2}{V_1}$	แบบ π		แบบ T	
		R1(Ω)	R2(Ω)	R1(Ω)	R2(Ω)
-0.5	0.9440608	2.88	1737.66	1.44	868.11
-1	0.8912509	5.77	869.55	2.88	433.34
-2	0.7943282	11.61	436.21	5.73	215.24
-3	0.7079457	17.61	292.40	8.55	141.93
-4	0.6309573	23.85	220.97	11.31	104.83
-5	0.5623413	30.40	178.49	14.01	82.24
-6	0.5011872	37.35	150.48	16.61	66.93
-8	0.3981071	52.84	116.14	21.53	47.31
-10	0.3162277	71.15	96.25	25.97	35.14
-16	0.1584893	153.78	68.83	36.32	16.26
-20	0.1000000	247.50	61.11	40.91	10.10
-32	0.0251188	994.64	52.58	47.55	2.51
-64	0.0006309	39620	50.06	49.94	0.063

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.6 RF shielding



รูปที่ 3.15 โมดูลที่ประกอบด้วยกล่องการชิลด์ที่สามารถเปิดฝาด้านบนได้

วิธีการชิลด์แผ่นวงจร RF อาจมีผลต่อการลดทอนทั้งจากสัญญาณขาเข้าหรือสัญญาณขาออกของ RF และรวมไปถึงสัญญาณไมโครเวฟมากพอสมควรถ้าออกแบบมาไม่ดี ดังนั้นเราจึงควรชิลด์โดยใช้วัสดุที่มีค่าความนำสูงๆ เช่น ตะกั่ว, เหล็ก, อะลูมิเนียม หรือการหุ้มเคลือบพลาสติกด้วยสารตัวนำ เราจะทำการชิลด์โดยใช้ตัวรีเฟลคติง ซึ่งมีกำลังความถี่ที่สูงกว่าเทียบได้กับการปรับค่า RF ให้สูงๆซึ่งควรพยายามชิลด์โครงสร้างของวัตถุตามชอบให้ดี

การชิลด์ RF ที่ดีที่สุดแล้วก็ยังอาจทำให้มีค่าการลดทอนของ RF ประมาณ 40 dB อยู่โดยมีสาเหตุบางประการ ทำให้มีประสิทธิภาพลดลงได้ นั่นอาจเป็นที่เจาะรูโดยรอบ การระคายการลดทอนที่วุ่นนี้อาจพอยอมรับได้ถ้าการทำกราวด์เพลนลงบนแผ่นปริ้นซ์วงจร โดยวิธีชิลด์บอซซ์ไม่ได้มีการบัดกรีลงไปที่ค่อนข้างชิดกันจนเกินไปและรอยหนูที่เชื่อมต่อของการบัดกรีตลอดรอบๆวงจรถนเกินไป PCB กราวด์ที่เหมาะสมจำเป็นสำหรับการชิลด์ RF ที่ประกอบไปด้วย พื้นผิวของกราวด์ที่เป็นทองแดงด้านบน ตลอดเส้นทางมีช่องว่างหรือระยะทางเป็นหนึ่งในยี่สิบของความยาวคลื่น ซึ่งวิ่งผ่านตรงเข้าสู่พื้นที่กราวด์เพลนหลักของแผ่น ยิ่งไปกว่านั้นประสิทธิภาพการชิลด์ที่มีค่าลดลงอาจปรากฏขึ้นถ้ามี I/O คอนโทรลไลน์ หรือทางเดินของ RF หรือเส้นทางออกของตัวปกคลุมนั้นกล่าวรวมถึงรอยเดินใดๆ ทั้งของ DC หรือ AC ซึ่งสามารถส่งผ่าน EMI เข้าไปหรือออกจากบริเวณที่มีการชิลด์ไว้ นั่นจึงเป็นความเหมาะสมขั้นพื้นฐานของคิคลิปเปลอที่ว่าเส้นทางเดินควรทำแบบชั้นที่คาแพกซิเตอร์ ซีรียัฟเฟอร์ไรท์ของความถี่ที่มีย่านที่เหมาะสม หรือถ้าเส้นทางเดินนี้เป็นสัญญาณดิจิตอลมีค่าอิมพีแดนซ์สูง ซึ่งมีตัวต้านทาน 1 k-Ω ต่อขานกันอยู่หลังจากที่เส้น I/O ทั้งหมดเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่สัญญาใดเห็นเข้าขอสงวนสิทธิ์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### หลักการทํางาน

เริ่มจาก R2 จะทำการประจุ C4 จนโวลเตจที่ตกคร่อม C4 ขึ้นถึงจุดสูงสุด จากนั้น Q5 และ Q6 จะทำการคายประจุ C4 อย่างรวดเร็ว จนโวลเตจที่ตกคร่อม C4 มีค่าเป็นศูนย์ Q5 และ Q6 จึงหยุดทํางาน จากนั้น C4 จึงเริ่มทำการประจุใหม่เป็นวัฏจักรต่อเนื่อง (Cycle) โดย Q2 เป็นตัวจ่ายกระแสคางที่ให้กับ C4 Q3 และ Q4 ทำหน้าที่ขยายกระแสโดยที่มีโวลเตจเท่าเดิม Q1 เป็นตัวจ่ายไฟเลี้ยงให้กับวงจรชนิดคางที่ โดยทํางานร่วมกับ D2 ซึ่งเป็นซีเนอร์ไดโอด (Zener Diode) ที่มีโวลเตจตกคร่อมตัวมันที่คางที่

### 3.2 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง

- RF Analyzer ของ Agilent Technologies รุ่น FieldFox N9912A
- Oscilloscope HAMEG 30 MHz
- Power supply 12 V

### 3.3 การจัดเก็บผลการทดลอง

จากการทดลองสร้างวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันและวงจรกำเนิดสัญญาณชนิดพ่นเลื่อยตามหลักการและทฤษฎีที่ได้กล่าวไปข้างต้น ผลการทดลองที่ได้สามารถทำการจัดเก็บได้ด้วยวิธีดังต่อไปนี้

#### 3.3.1 วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน 900 เมกะเฮิร์ต

นำสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ผ่านตัวขยายกำลังที่มีอัตราขยาย 19.5 dB ที่ความถี่ 900 เมกะเฮิร์ต จากนั้นนำสัญญาณต่อเข้ากับอุปกรณ์ต่อพ่วงชนิด SMA และทำการวัดสัญญาณที่ได้ผ่านทางสเปกตรัมอานาไลเซอร์ (Spectrum Analyzer) โดยต่อผ่านอุปกรณ์ลดทอนกำลัง (Attenuation) 30 dB และตั้งค่าที่ตัวสเปกตรัมดังนี้ ความถี่ศูนย์กลาง (Center Frequency) 951 เมกะเฮิร์ต , SPAN 50 เมกะเฮิร์ต , marker1 940 เมกะเฮิร์ต , marker2 951 เมกะเฮิร์ต , marker3 960 เมกะเฮิร์ต , resolution bandwidth 300 กิโลเฮิร์ต จากนั้นกดปุ่ม maxhold เพื่อทำการคงค่ากำลังสูงสุดที่ความถี่นั้นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3.2 วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน 1800 เมกะเฮิร์ต

นำสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ผ่านตัวขยายกำลังที่มีอัตราขยาย 15 dB ที่ความถี่ 2140 เมกะเฮิร์ต และนำสัญญาณต่อเข้ากับอุปกรณ์ต่อพ่วงชนิด SMA และทำการวัดสัญญาณที่ได้ผ่านทางสเปกตรัมอานาไลเซอร์ โดยต่อผ่านอุปกรณ์ลดทอนกำลัง 30 dB และตั้งค่าที่ตัวสเปกตรัมดังนี้ ความถี่ศูนย์กลาง (Center Frequency) 1850 เมกะเฮิร์ต , SPAN 200 เมกะเฮิร์ต , marker1 1800 เมกะเฮิร์ต , marker2 1840 เมกะเฮิร์ต , marker3 1880 เมกะเฮิร์ต , resolution bandwidth 1 เมกะเฮิร์ต จากนั้นกดปุ่ม maxhold เพื่อทำการคงค่ากำลังสูงสุดที่ความถี่นั้นๆ

### 3.3.3 วงจรกำเนิดสัญญาณชนิดฟันเลื่อย

วัดสัญญาณที่ออกจากเอาต์พุตของวงจรผ่านออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) โดยตั้งค่า Volt/div = 2 Volts และ Time/div = 0.2 milliseconds



## บทที่ 4

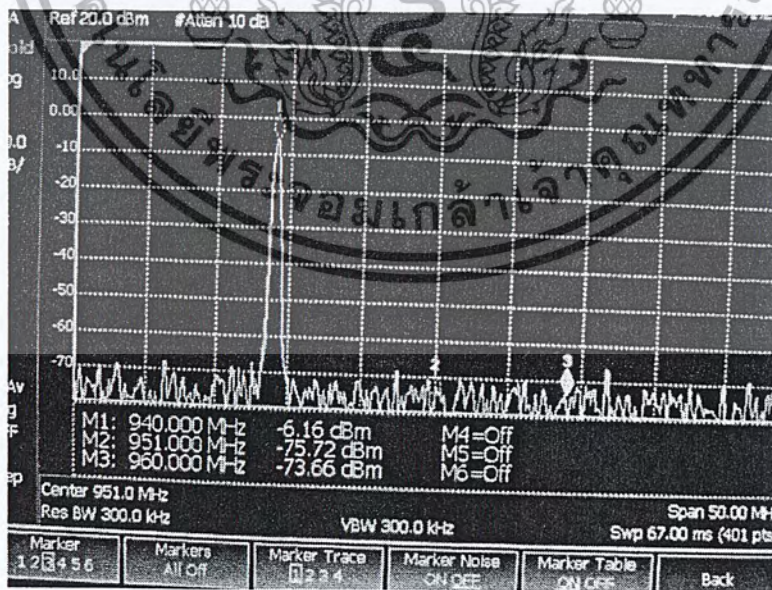
### ผลการทดลอง

จากการทดลองสร้างวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันและวงจรกำเนิดสัญญาณชนิดพิน เลื่อยตามหลักการและทฤษฎีที่ได้กล่าวไปข้างต้น ผลการทดลองสามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

#### 4.1 วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน 900 เมกะเฮิร์ต

1) ทำการป้อนแรงดันไฟตรงให้กับวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน ที่ความถี่ 940 เมกะเฮิร์ต (marker1) ทำการแสดงผลที่ได้ผ่านทางสเปกตรัมอนาไลเซอร์ ที่ผ่านตัวลดทอนสัญญาณ 30 dB โดยทำการตั้งค่าดังนี้

- ความถี่ศูนย์กลาง 951 เมกะเฮิร์ต
- SPAN 50 เมกะเฮิร์ต
- Resolution bandwidth 300 กิโลเฮิร์ต
- กดปุ่ม maxhold เพื่อค้างค่ากำลังสูงสุด

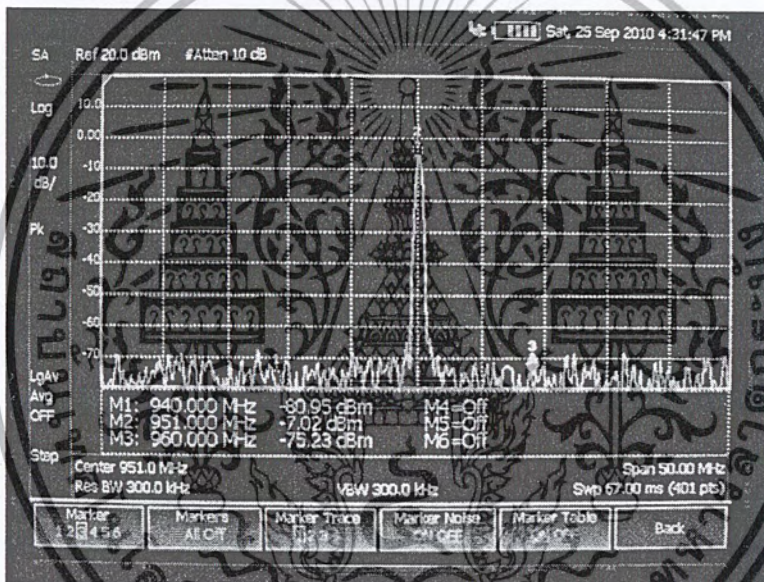


รูปที่ 4.1 วงจรกำเนิดความถี่ที่ 940 เมกะเฮิร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) ทำการป้อนแรงดันไฟตรงให้กับวงจรกำเนิดความถี่ความถี่ 951 เมกะเฮิร์ต (marker2) ทำการแสดงผลที่ได้ผ่านทางสเปกตรัมอนาไลเซอร์ ที่ผ่านตัวลดทอนสัญญาณ 30 dB โดยทำการตั้งค่าดังนี้

- ความถี่ศูนย์กลาง 951 เมกะเฮิร์ต
- SPAN 50 เมกะเฮิร์ต
- Resolution bandwidth 300 กิโลเฮิร์ต
- กดปุ่ม maxhold เพื่อค้างค่ากำลังสูงสุด

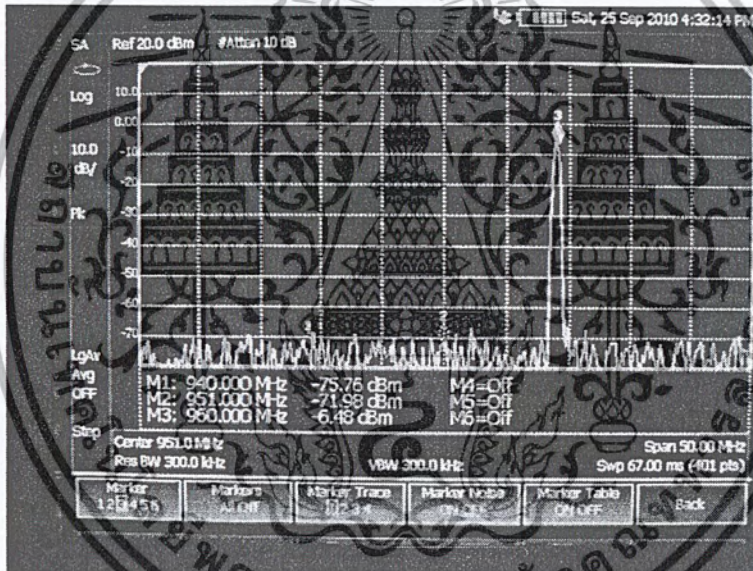


รูปที่ 4.2 วงจรกำเนิดความถี่ที่ 951 เมกะเฮิร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) ทำการป้อนแรงดันไฟตรงให้กับวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน ที่ความถี่ 960 เมกะเฮิร์ต (marker3) ทำการแสดงผลที่ได้ผ่านทางสเปกตรัมอนาไลเซอร์ ที่ผ่านตัวลดทอนสัญญาณ 30 dB โดยทำการตั้งค่าดังนี้

- ความถี่ศูนย์กลาง 951 เมกะเฮิร์ต
- SPAN 50 เมกะเฮิร์ต
- Resolution bandwidth 300 กิโลเฮิร์ต
- กดปุ่ม maxhold เพื่อค้างค่ากำลังสูงสุด

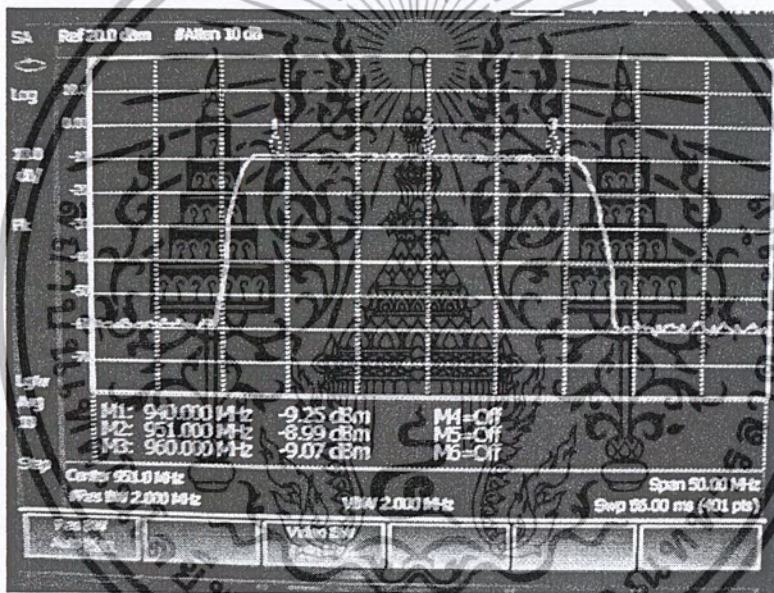


รูปที่ 4.3 วงจรกำเนิดความถี่ที่ 960 เมกะเฮิร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4) ทำการป้อนสัญญาณพื้นเลื่อยให้กับวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 940 เมกะเฮิร์ต (marker1), 951 เมกะเฮิร์ต (marker2), 960 เมกะเฮิร์ต (marker3) ทำการแสดงผลที่ได้ผ่านทางสเปกตรัมอานาไลเซอร์ ที่ผ่านตัวลดทอนสัญญาณ 30 dB โดยทำการตั้งค่าดังนี้

- ความถี่ศูนย์กลาง 951 เมกะเฮิร์ต
- SPAN 50 เมกะเฮิร์ต
- Resolution bandwidth 2 เมกะเฮิร์ต
- กดปุ่ม maxholdเพื่อกำหนดค่ากำลังสูงสุด



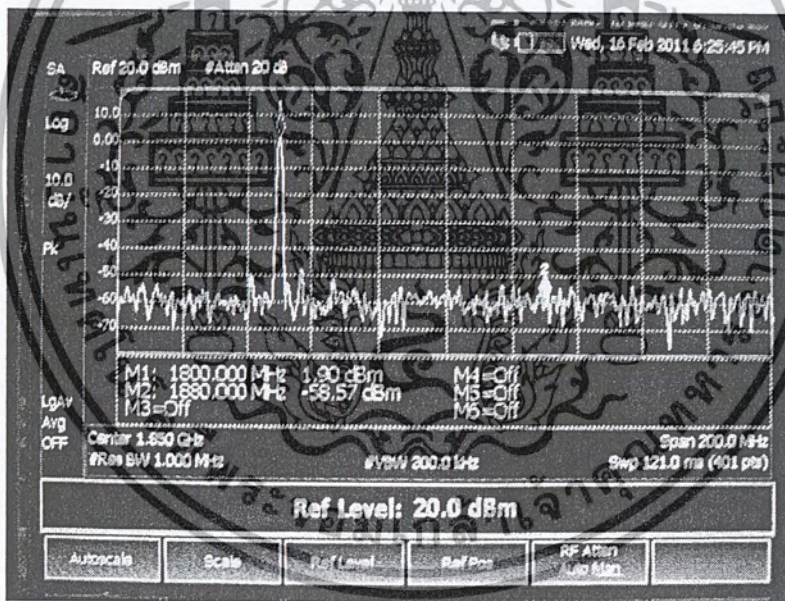
รูปที่ 4.4 ข่ายการกวาดของความถี่ 940 เมกะเฮิร์ต (marker1) ถึง 960เมกะเฮิร์ต (marker3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2 วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน 1800 เมกะเฮิร์ต

1) ทำการป้อนแรงดันไฟตรงให้กับวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน ที่ความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ต (marker1) ทำการแสดงผลที่ได้ผ่านทางสเปกตรัมอนาลิเซอร์ ที่ผ่านตัวลดทอนสัญญาณ 30 dB โดยทำการตั้งค่าดังนี้

- ความถี่ศูนย์กลาง 1850 เมกะเฮิร์ต
- SPAN 200 เมกะเฮิร์ต
- Resolution bandwidth 1 เมกะเฮิร์ต
- Video bandwidth 300 kHz
- Reference Level 20 dBm
- กดปุ่ม maxhold เพื่อค้างค่ากำลังสูงสุด

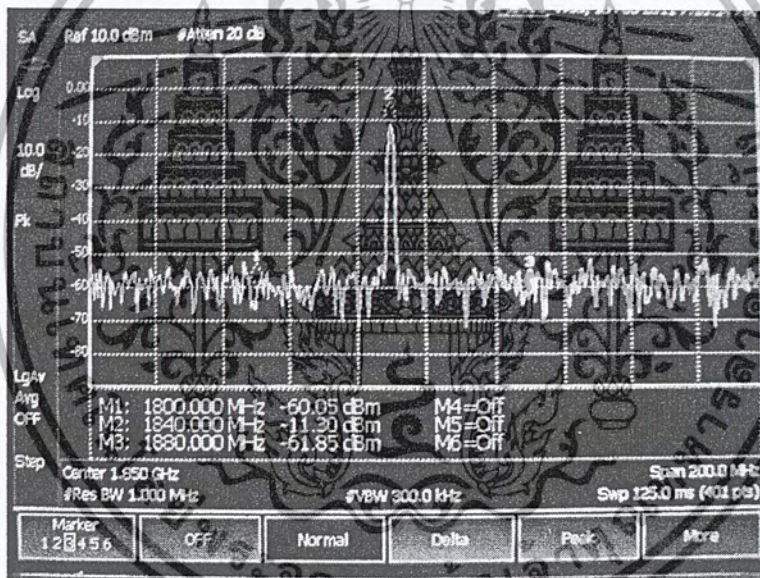


รูปที่ 4.5 วงจรกำเนิดความถี่ที่ 1800 เมกะเฮิร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) ทำการป้อนแรงดันไฟตรงให้กับวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน ที่ความถี่ 1840 เมกะเฮิร์ต (marker2) ทำการแสดงผลที่ได้ผ่านทางสเปกตรัมอนาลิเซอร์ ที่ผ่านตัวลดทอนสัญญาณ 30 dB โดยทำการตั้งค่าดังนี้

- ความถี่ศูนย์กลาง 1850 เมกะเฮิร์ต
- SPAN 200 เมกะเฮิร์ต
- Resolution bandwidth 1 เมกะเฮิร์ต
- Video bandwidth 300 kHz
- Reference Level 20 dBm
- กดปุ่ม maxhold เพื่อค้างค่ากำลังสูงสุด

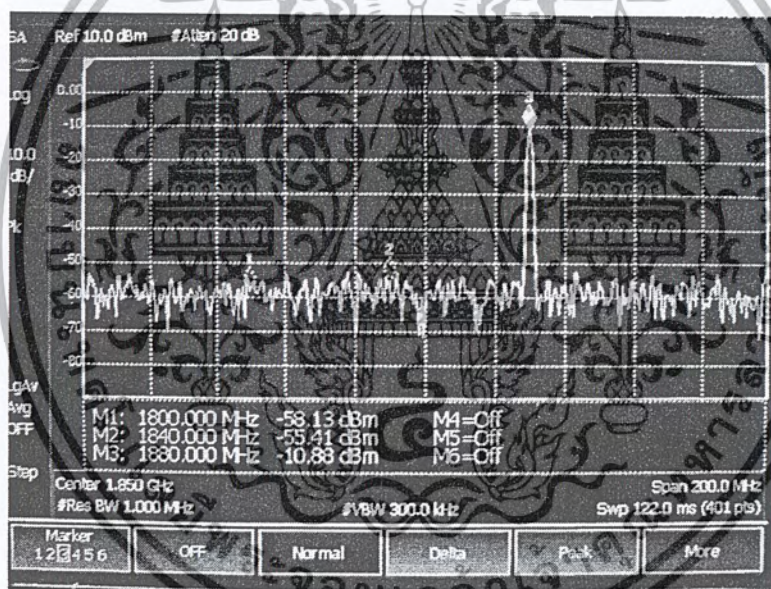


รูปที่ 4.6 วงจรกำเนิดความถี่ที่ 1840 เมกะเฮิร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) ทำการป้อนแรงดันไฟตรงให้กับวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน ที่ความถี่ 1880 เมกะเฮิร์ต (marker3) ทำการแสดงผลที่ได้ผ่านทางสเปกตรัมอนาไลเซอร์ ที่ผ่านตัวลดทอนสัญญาณ 30 dB โดยทำการตั้งค่าดังนี้

- ความถี่ศูนย์กลาง 1850 เมกะเฮิร์ต
- SPAN 200 เมกะเฮิร์ต
- Resolution bandwidth 1 เมกะเฮิร์ต
- Video bandwidth 300 kHz
- Reference Level 20 dBm
- กดปุ่ม maxhold เพื่อค้างค่ากำลังสูงสุด

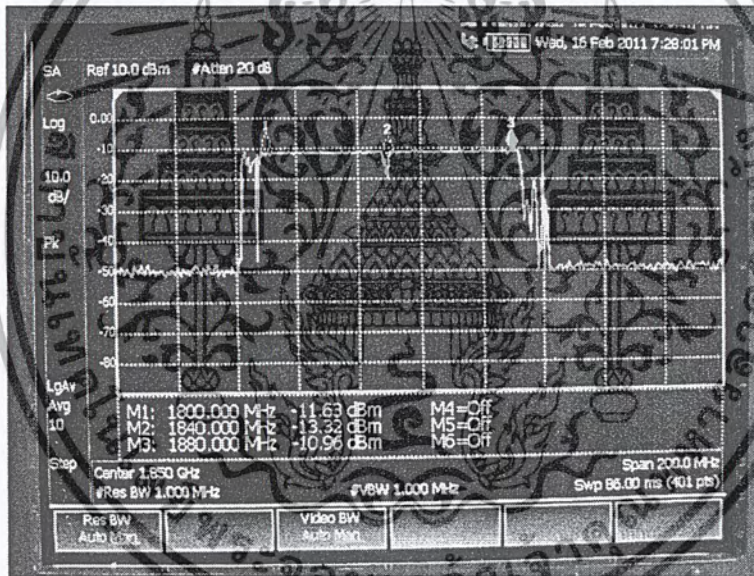


รูปที่ 4.7 วงจรกำเนิดความถี่ที่ 1880 เมกะเฮิร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4) ทำการป้อนสัญญาณพื่นเลื่อยให้กับวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ต (marker1), 1840 เมกะเฮิร์ต (maker2), 1880 เมกะเฮิร์ต (marker3) ทำการแสดงผลที่ได้ผ่านทางสเปกตรัมอนาไลเซอร์ ที่ผ่านตัวลดทอนสัญญาณ 30 dB โดยทำการตั้งค่าดังนี้

- ความถี่ศูนย์กลาง 1850 เมกะเฮิร์ต
- SPAN 200 เมกะเฮิร์ต
- Resolution bandwidth 1 เมกะเฮิร์ต
- Video bandwidth 300 kHz
- Reference Level 20 dBm
- กดปุ่ม maxhold เพื่อค้างค่ากำลังสูงสุด

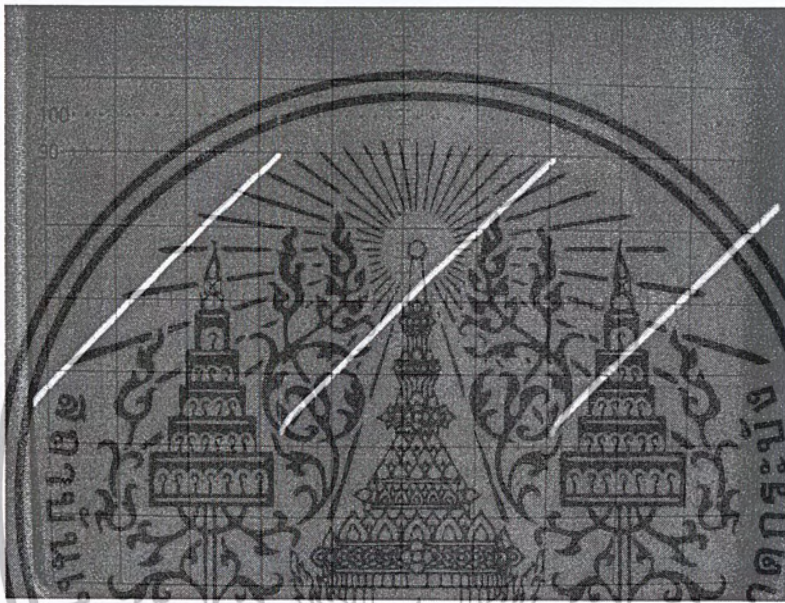


รูปที่ 4.8 ข่ายการกวาดของความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ต (marker1) ถึง 1880 เมกะเฮิร์ต (marker3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 วงจรกำเนิดสัญญาณชนิดฟันเลื่อย

4.3.1 วัดสัญญาณที่ออกจากเอาต์พุตของวงจรผ่านออสซิลโลสโคปโดยตั้งค่า Volt/div = 2 Volts และ Time/div = 0.2 milliseconds



รูปที่ 4.9 เอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณชนิดฟันเลื่อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปผลและข้อเสนอแนะ

จากการออกแบบและสร้างวงจร โดยอาศัยทฤษฎีและหลักการ ในบทที่ 2 และทำการบันทึกผลที่ได้จากการทดลองประกอบกับการสรุปผล ทำให้เห็นถึงปัญหาและความคลาดเคลื่อนที่อาจเกิดจากสาเหตุซึ่งสามารถแก้ไขปรับปรุง ได้ดังแนวทางต่อไปนี้

#### 5.1 สรุปผล

##### 5.1.1 วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน

วงจรกำเนิดความถี่จะกำเนิดความถี่ในย่าน 900 เมกะเฮิร์ตและ 1800 เมกะเฮิร์ต ซึ่งเป็นย่านความถี่สูง การเลือกใช้อุปกรณ์ตลอดจนการออกแบบลายวงจรจึงเป็นสิ่งที่ต้องทำการพิจารณาเป็นพิเศษเนื่องจากจะส่งผลโดยตรงกับความถี่กำหนด

5.1.1.1 ปัญหาที่พบ ค่าอุปกรณ์ที่คำนวณได้ไม่สามารถกำเนิดความถี่ที่ต้องการ

5.1.1.2 แนวทางแก้ไข เลือกใช้อุปกรณ์ความถี่สูงตลอดจนออกแบบลายวงจรให้มีขนาดเล็กที่สุดเท่าที่จะทำได้เนื่องจากลายวงจรจะส่งผลโดยตรงต่อความถี่กำหนด รวมทั้งปรับเปลี่ยนค่าอุปกรณ์ประกอบกับพิจารณาถึงผลกระทบคือความถี่ที่กำเนิดเพื่อปรับเปลี่ยนให้ได้ตามต้องการ

##### 5.1.2 ขดลวดเหนี่ยวนำ

ขดลวดเหนี่ยวนำมีผลโดยตรงต่อความถี่ในการกำหนด ซึ่งในการออกแบบจะทำการคำนวณค่าขดลวดเหนี่ยวนำ เพื่อทำการสร้างขดลวดเหนี่ยวนำให้มีค่าความเหนี่ยวนำใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณไว้ในตอนต้น

5.1.2.1 ปัญหาที่พบ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดที่คำนวณไว้ไม่สามารถทำให้วงจรกำเนิดความถี่ที่ต้องการ

5.1.2.2 แนวทางแก้ไข ทำการปรับแต่งขดลวด เช่น ตัด ยึด หด พร้อมทั้งทำการวัดความถี่ที่ได้จากวงจรเพื่อให้ได้ความถี่ตามต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.1.3 ย่านความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ต

เนื่องด้วยเป็นย่านความถี่สูงมากจึงเป็นการยาก ที่จะทำการออกแบบเพื่อสร้างวงจรด้วยอุปกรณ์ชนิดเดียวกับย่าน 900 เมกะเฮิร์ตเพื่อให้ทำการกำเนิดความถี่ในย่านดังกล่าว

5.1.3.1 ปัญหาที่พบ วงจรไม่สามารถกำเนิดความถี่ที่ต้องการได้

5.1.3.2 แนวทางแก้ไขเลือกใช้ใช้อุปกรณ์กำเนิดความถี่ที่เป็น MMIC โดยอุปกรณ์ชนิดดังกล่าวมีความเสถียรมากกว่าทรานซิสเตอร์ในย่านความถี่ดังกล่าว

### 5.1.4 วงจรกำเนิดสัญญาณชนิดฟันเลื่อย

วงจรกำเนิดสัญญาณชนิดฟันเลื่อยเป็นอีกหนึ่งหัวใจสำคัญในออกแบบสร้างเครื่องรบกวนสัญญาณโทรศัพท์มือถือ เพื่อให้ตัวอุปกรณ์ทำงานได้ตามหลักการที่ตั้งไว้ วงจรกำเนิดสัญญาณชนิดฟันเลื่อยจึงควรมีรูปของสัญญาณใกล้เคียงกับทางอุดมคติมากที่สุด

5.1.4.1 ปัญหาที่พบ รูปสัญญาณมีความคลาดเคลื่อน

5.1.4.2 แนวทางแก้ไข ทดลองเปลี่ยนค่าอุปกรณ์ภายในวงจรพร้อมทั้งทำการวัดสัญญาณเพื่อให้ได้รูปสัญญาณที่มีความใกล้เคียงกับทางอุดมคติมากที่สุด

## 5.2 ข้อเสนอแนะ

การออกแบบสร้างเครื่องรบกวนสัญญาณโทรศัพท์มือถือ นั้น สิ่งที่ไม่อาจหลีกเลี่ยงได้คือการออกแบบและสร้างวงจรที่สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง ซึ่งอาจเป็นสาเหตุทำให้วงจรที่สร้างขึ้นมีผลตอบสนองที่คลาดเคลื่อนตามที่ใ้กล่าวไปข้างต้น ทั้งนี้ทำให้ผู้จัดทำมีความรู้และประสบการณ์ในการปฏิบัติงานเพื่อที่จะได้นำข้อผิดพลาดที่เกิดขึ้นมาวิเคราะห์และแก้ไข โดยนำแนวทางที่ถูกต้องไปใช้ในการทำงานทางด้านนี้ในโอกาสต่อไป

## บรรณานุกรม

- [1]ศ. ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์ “วิศวกรรมสื่อสาร”, อักษรสยามการพิมพ์ พิมพ์ครั้งที่ 4, 2546.
- [2]K.S.Shanmungam, “Digital and Analog Communication Systems”, John Wiley & Sons,1987.
- [3]Sayre, Cotter W. “Complete Wireless Design. Second edition.” McGraw-Hill, 2008.
- [4]Chris Bowick, “RF Circuit Design”, Howard W. Sam & Company, 1982.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Heterojunction Bipolar Transistor Technology (InGaP HBT)

## Broadband High Linearity Amplifier

The MMG3014NT1 is a General Purpose Amplifier that is internally input matched and internally output prematched. It is designed for a broad range of Class A, small-signal, high linearity, general purpose applications. It is suitable for applications with frequencies from 40 to 4000 MHz such as Cellular, PCS, BWA, WLL, PHS, CATV, VHF, UHF, UMTS and general small-signal RF.

### Features

- Frequency: 40-4000 MHz
- P1dB: 25 dBm @ 900 MHz
- Small-Signal Gain: 19.5 dB @ 900 MHz
- Third Order Output Intercept Point: 40.5 dBm @ 900 MHz
- Single 5 Volt Supply
- Active Bias
- Low Cost SOT-89 Surface Mount Package
- RoHS Compliant
- In Tape and Reel. T1 Suffix = 1,000 Units per 12 mm, 7 inch Reel.

**MMG3014NT1**

**40-4000 MHz, 19.5 dB  
25 dBm  
InGaP HBT**



**CASE 1514-02, STYLE 1  
SOT-89  
PLASTIC**

Table 1. Typical Performance (1)

Characteristic	Symbol	900 MHz	2140 MHz	3500 MHz	Unit
Small-Signal Gain (S21)	G <sub>p</sub>	19.5	15	10	dB
Input Return Loss (S11)	IRL	-25	-12	-8	dB
Output Return Loss (S22)	ORL	-11	-13	-19	dB
Power Output @1dB Compression	P1db	25	25.8	25	dBm
Third Order Output Intercept Point	IP3	40.5	40.5	40	dBm

1. V<sub>CC</sub> = 5 Vdc, T<sub>C</sub> = 25°C, 50 ohm system

Table 2. Maximum Ratings

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	6	V
Supply Current	I <sub>CC</sub>	300	mA
RF Input Power	P <sub>in</sub>	15	dBm
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C
Junction Temperature (2)	T <sub>J</sub>	150	°C

2. For reliable operation, the junction temperature should not exceed 150°C.

Table 3. Thermal Characteristics (V<sub>CC</sub> = 5 Vdc, I<sub>CC</sub> = 135 mA, T<sub>C</sub> = 25°C)

Characteristic	Symbol	Value (3)	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	R <sub>θJC</sub>	27.4	°C/W

3. Refer to AN1955, *Thermal Measurement Methodology of RF Power Amplifiers*. Go to <http://www.freescale.com/rf>. Select Documentation/Application Notes - AN1955.

**Table 4. Electrical Characteristics** ( $V_{CC} = 5 \text{ Vdc}$ , 900 MHz,  $T_C = 25^\circ\text{C}$ , 50 ohm system, in Freescale Application Circuit)

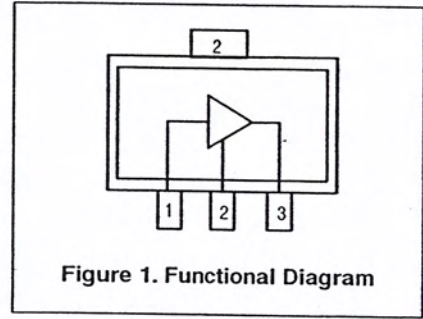
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Small-Signal Gain (S21)	$G_p$	18.5	19.5	—	dB
Input Return Loss (S11)	IRL	—	-25	—	dB
Output Return Loss (S22)	ORL	—	-11	—	dB
Power Output @ 1dB Compression	P1dB	—	25	—	dBm
Third Order Output Intercept Point	IP3	—	40.5	—	dBm
Noise Figure	NF	—	5.7	—	dB
Supply Current (1)	$I_{CC}$	110	135	160	mA
Supply Voltage (1)	$V_{CC}$	—	5	—	V

1. For reliable operation, the junction temperature should not exceed  $150^\circ\text{C}$ .



**Table 5. Functional Pin Description**

Pin Number	Pin Function
1	RF <sub>in</sub>
2	Ground
3	RF <sub>out</sub> /DC Supply



**Figure 1. Functional Diagram**

**Table 6. ESD Protection Characteristics**

Test Conditions/Test Methodology	Class
Human Body Model (per JESD 22-A114)	1C (Minimum)
Machine Model (per EIA/JESD 22-A115)	A (Minimum)
Charge Device Model (per JESD 22-C101)	IV (Minimum)

**Table 7. Moisture Sensitivity Level**

Test Methodology	Rating	Package Peak Temperature	Unit
Per JESD 22-A113, IPC/JEDEC J-STD-020	1	260	°C



## 50 OHM TYPICAL CHARACTERISTICS

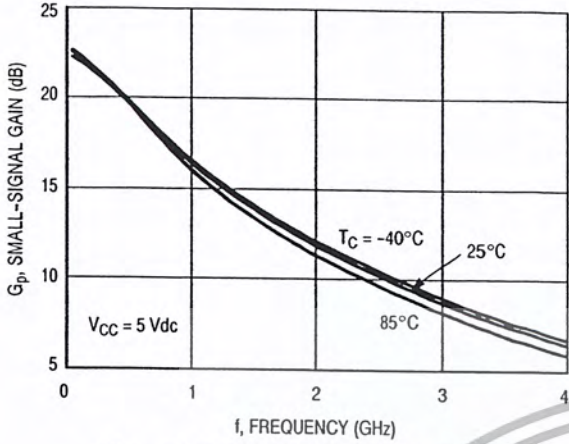


Figure 2. Small-Signal Gain (S21) versus Frequency

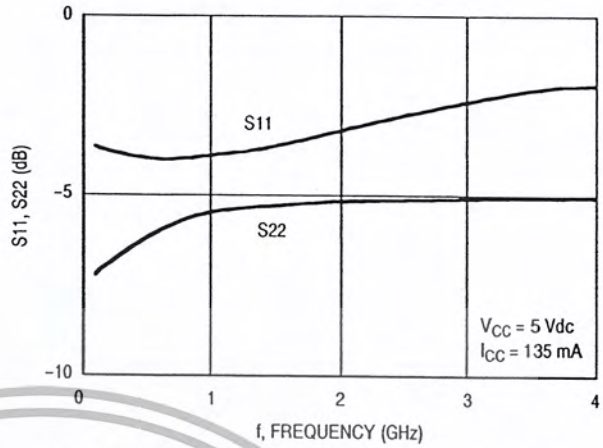


Figure 3. Input/Output Return Loss versus Frequency

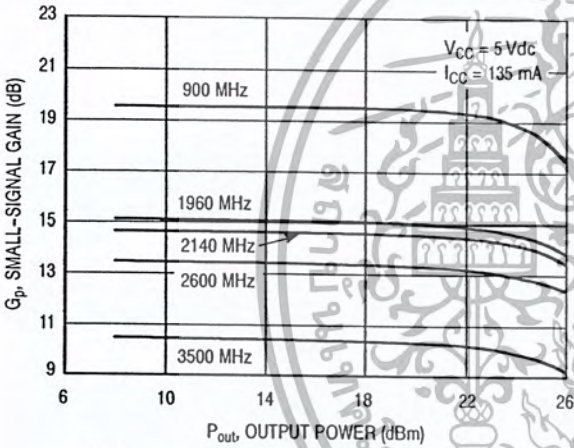


Figure 4. Small-Signal Gain versus Output Power

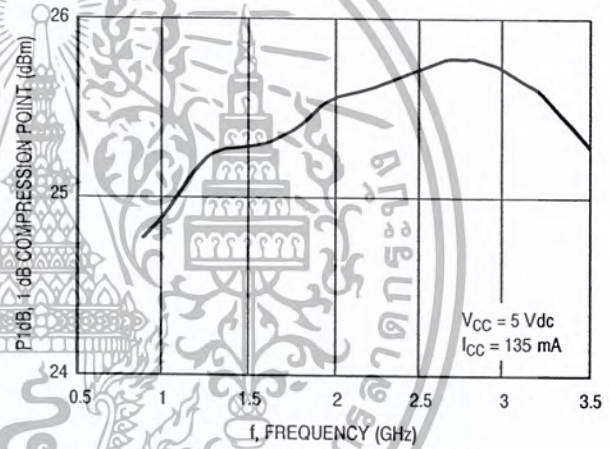


Figure 5. P1dB versus Frequency

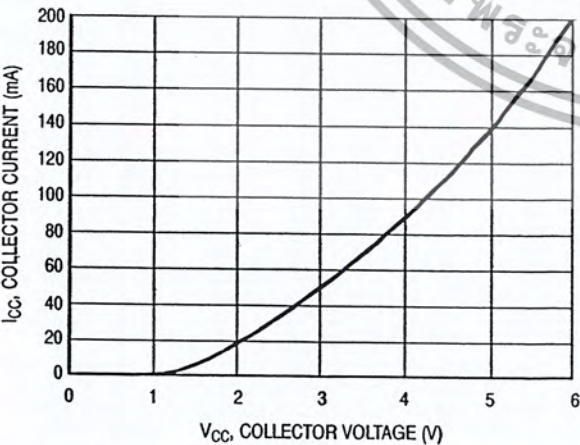


Figure 6. Collector Current versus Collector Voltage

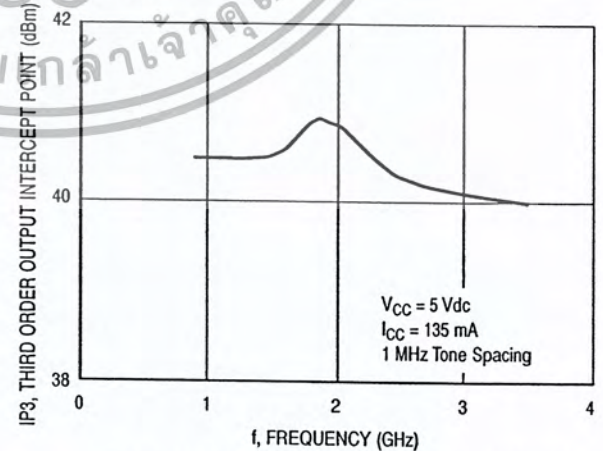


Figure 7. Third Order Output Intercept Point versus Frequency

MMG3014NT1

### 50 OHM TYPICAL CHARACTERISTICS

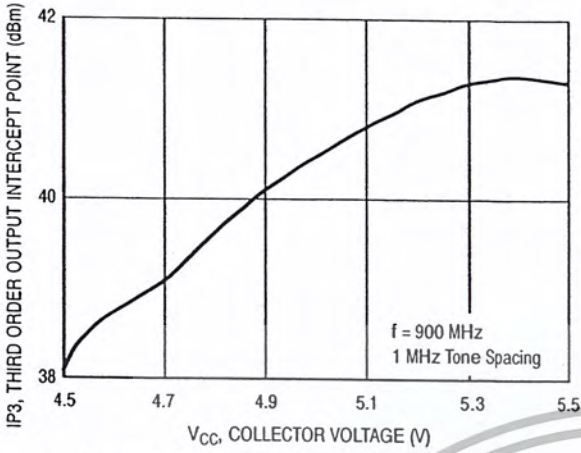


Figure 8. Third Order Output Intercept Point versus Collector Voltage

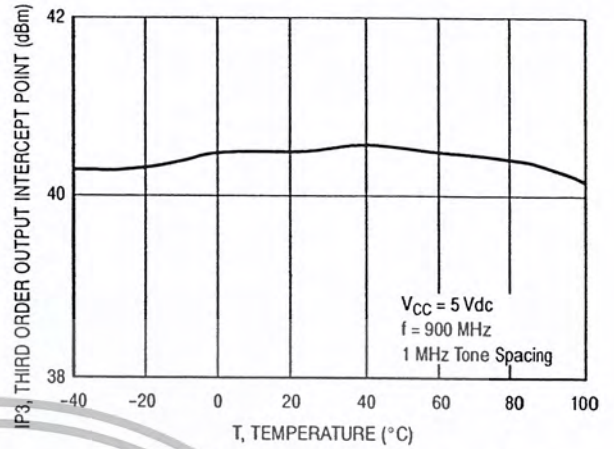


Figure 9. Third Order Output Intercept Point versus Case Temperature

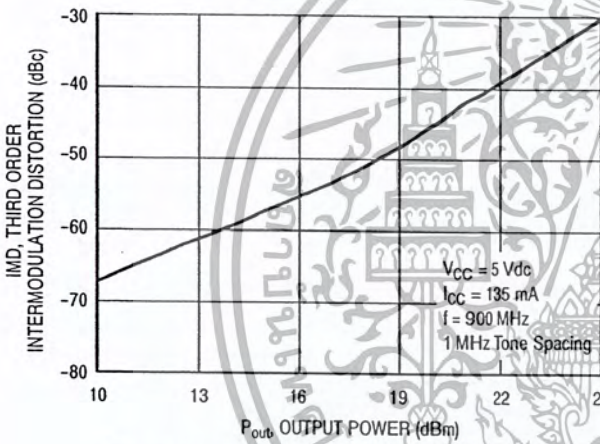
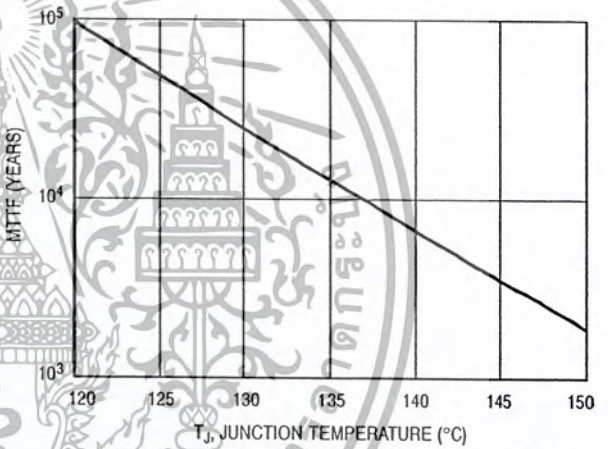


Figure 10. Third Order Intermodulation versus Output Power



NOTE: The MTTF is calculated with  $V_{CC} = 5 \text{ Vdc}$ ,  $I_{CC} = 135 \text{ mA}$   
 Figure 11. MTTF versus Junction Temperature

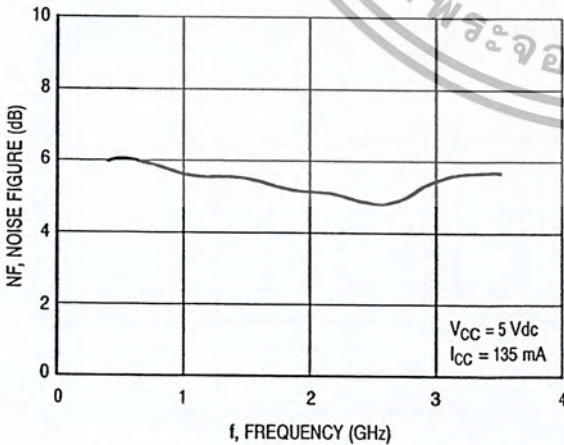


Figure 12. Noise Figure versus Frequency

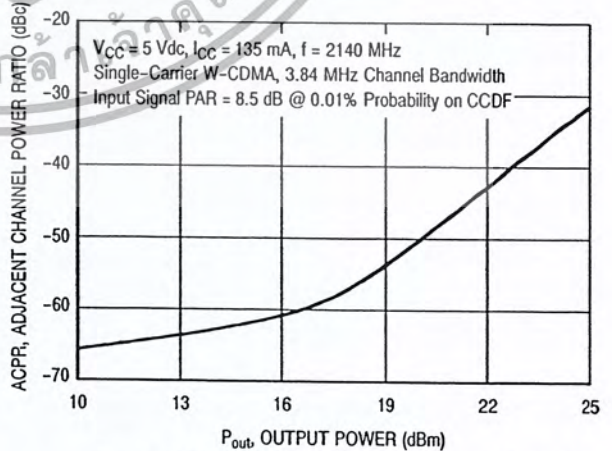
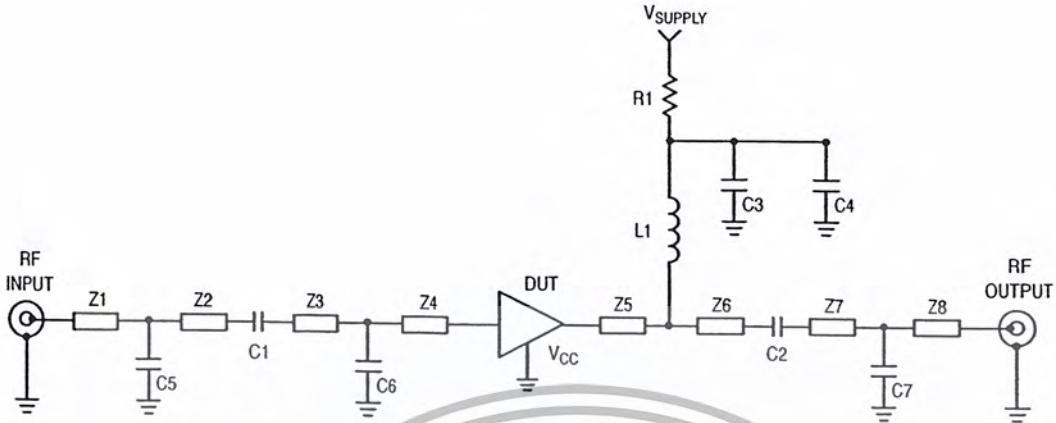


Figure 13. Single-Carrier W-CDMA Adjacent Channel Power Ratio versus Output Power

## 50 OHM APPLICATION CIRCUIT: 800-1000 MHz



Z1, Z8	0.274" x 0.058" Microstrip	Z5	0.172" x 0.058" Microstrip
Z2, Z7	0.073" x 0.058" Microstrip	Z6	0.403" x 0.058" Microstrip
Z3	0.066" x 0.058" Microstrip	PCB	Getek Grade ML200C, 0.031", $\epsilon_r = 4.1$
Z4	0.509" x 0.058" Microstrip		

Figure 14. 50 Ohm Test Circuit Schematic

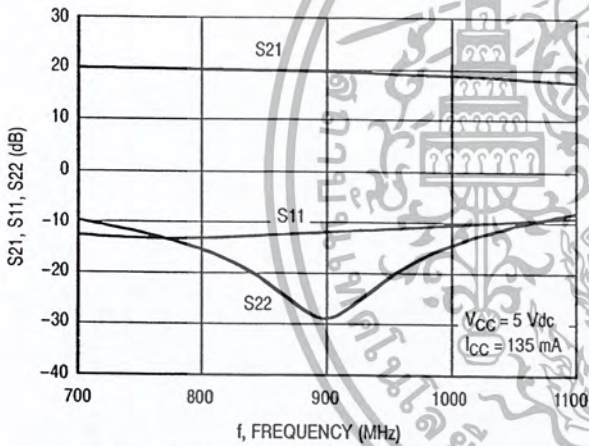


Figure 15. S21, S11 and S22 versus Frequency

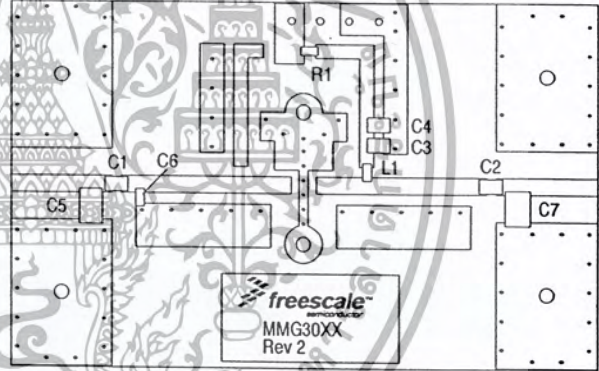
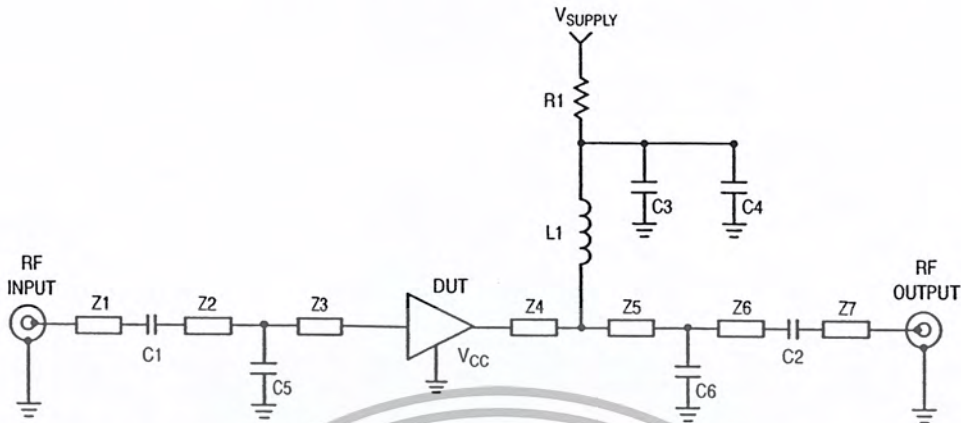


Figure 16. 50 Ohm Test Circuit Component Layout

Table 8. 50 Ohm Test Circuit Component Designations and Values

Part	Description	Part Number	Manufacturer
C1, C2	220 pF Chip Capacitors	C0805C221J5GAC	Kemet
C3	0.1 $\mu$ F Chip Capacitor	C0603C104J5RAC	Kemet
C4	2.2 $\mu$ F Chip Capacitor	C0805C225J4RAC	Kemet
C5	0.2 pF Chip Capacitor	12065J0R2BS	AVX
C6	4.7 pF Chip Capacitor	C0603C479J5GAC	Kemet
C7	1.8 pF Chip Capacitor	C0603C189J5GAC	Kemet
L1	10 nH Chip Inductor	HK160810NJ-T	Taiyo Yuden
R1	0 $\Omega$ Chip Resistor	ERJ3GEY0R00V	Panasonic

## 50 OHM APPLICATION CIRCUIT: 1800-2200 MHz



- |        |  |
|--------|--|
| Z1, Z7 | 0.347" x 0.058" Microstrip                     |
| Z2     | 0.399" x 0.058" Microstrip                     |
| Z3     | 0.176" x 0.058" Microstrip                     |
| Z4     | 0.172" x 0.058" Microstrip                     |
| Z5     | 0.162" x 0.058" Microstrip                     |
| Z6     | 0.241" x 0.058" Microstrip                     |
| PCB    | Getek Grade ML200C, 0.031", $\epsilon_r = 4.1$ |

Figure 17. 50 Ohm Test Circuit Schematic

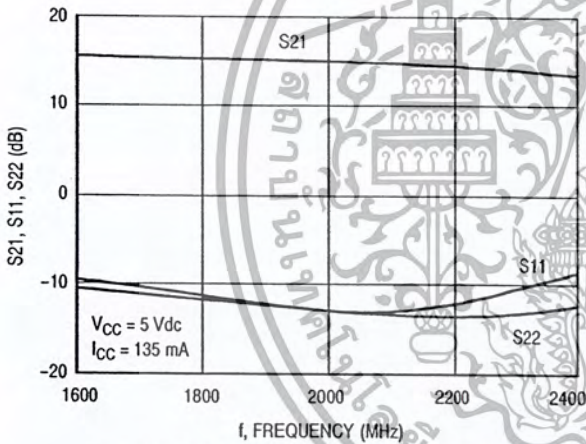


Figure 18. S21, S11 and S22 versus Frequency

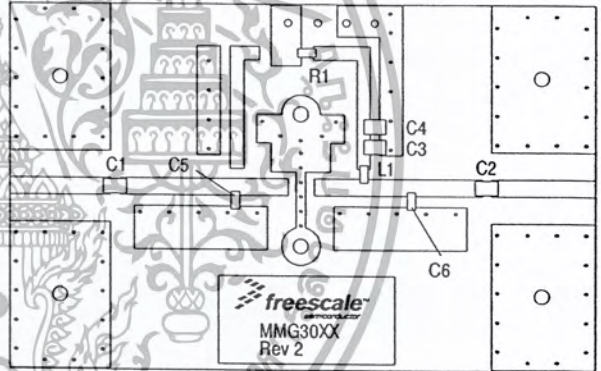


Figure 19. 50 Ohm Test Circuit Component Layout

Table 9. 50 Ohm Test Circuit Component Designations and Values

Part	Description	Part Number	Manufacturer
C1, C2	22 pF Chip Capacitors	C0805C220J5GAC	Kemet
C3	0.1 $\mu$ F Chip Capacitor	C0603C104J5RAC	Kemet
C4	2.2 $\mu$ F Chip Capacitor	C0805C225J4RAC	Kemet
C5	1.5 pF Chip Capacitor	C0603C159J5RAC	Kemet
C6	1.1 pF Chip Capacitor	C0603C119J5GAC	Kemet
L1	15 nH Chip Inductor	HK160815NJ-T	Taiyo Yuden
R1	0 $\Omega$ Chip Resistor	ERJ3GEY0R00V	Panasonic

## 50 OHM APPLICATION CIRCUIT: 2300-2700 MHz

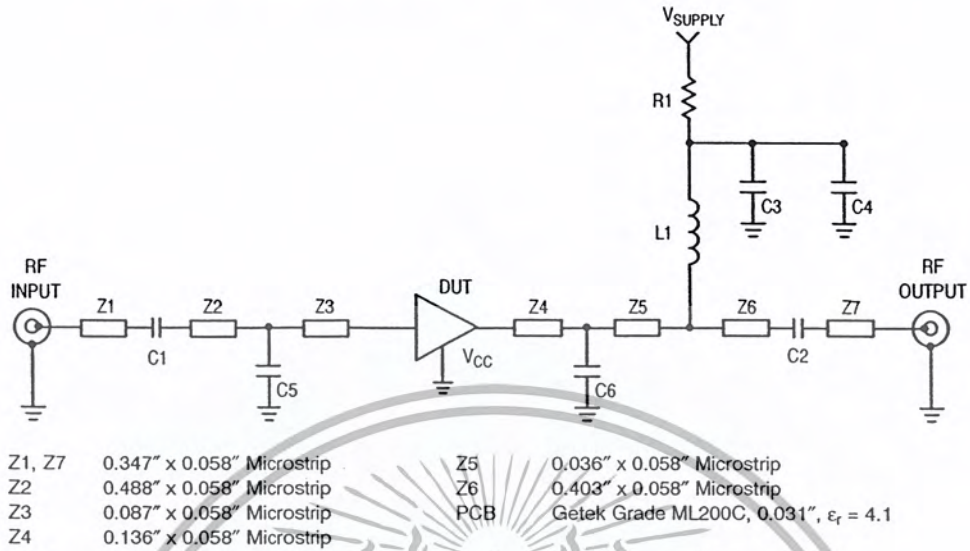


Figure 20. 50 Ohm Test Circuit Schematic

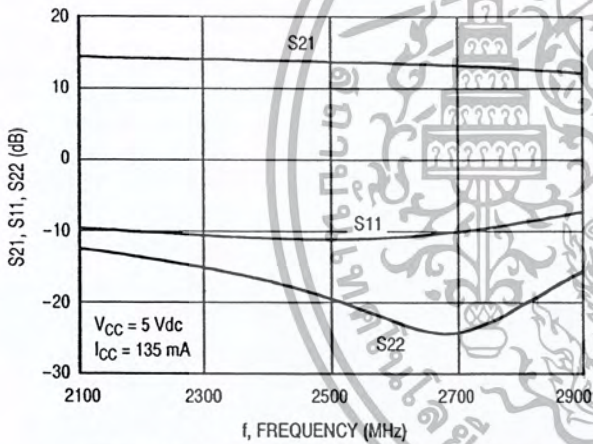


Figure 21. S21, S11 and S22 versus Frequency

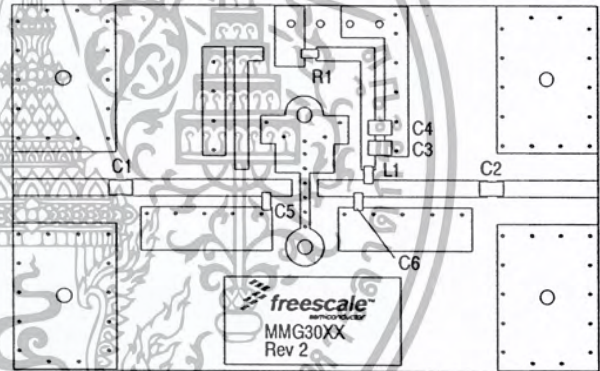
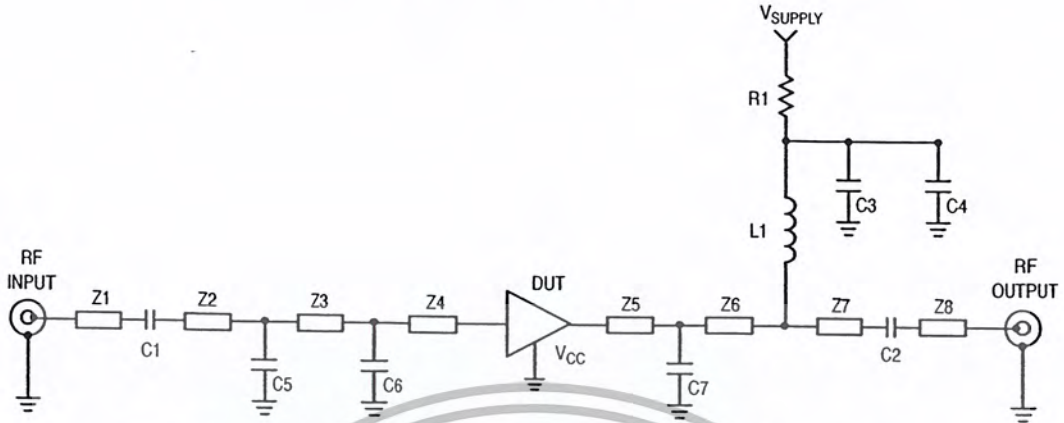


Figure 22. 50 Ohm Test Circuit Component Layout

Table 10. 50 Ohm Test Circuit Component Designations and Values

Part	Description	Part Number	Manufacturer
C1, C2	22 pF Chip Capacitors	C0805C220J5GAC	Kemet
C3	0.1 $\mu$ F Chip Capacitor	C0603C104J5RAC	Kemet
C4	2.2 $\mu$ F Chip Capacitor	C0805C225J4RAC	Kemet
C5, C6	1.1 pF Chip Capacitors	C0603C119J5GAC	Kemet
L1	15 nH Chip Inductor	HK160815NJ-T	Taiyo Yuden
R1	0 $\Omega$ Chip Resistor	ERJ3GEY0R00V	Panasonic

### 50 OHM APPLICATION CIRCUIT: 3400-3600 MHz



- Z1, Z8 0.347" x 0.058" Microstrip
- Z2 0.068" x 0.058" Microstrip
- Z3 0.419" x 0.058" Microstrip
- Z4, Z5 0.088" x 0.058" Microstrip
- Z6 0.084" x 0.058" Microstrip
- Z7 0.403" x 0.058" Microstrip
- PCB Getek Grade ML200C, 0.031",  $\epsilon_r = 4.1$

Figure 23. 50 Ohm Test Circuit Schematic

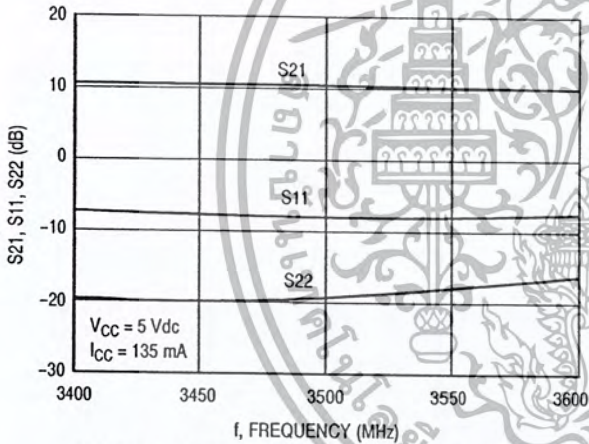


Figure 24. S21, S11 and S22 versus Frequency

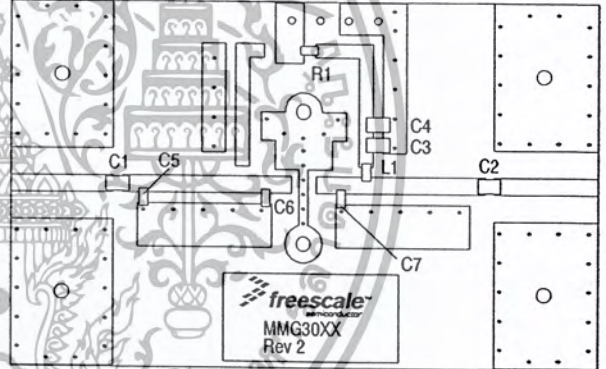


Figure 25. 50 Ohm Test Circuit Component Layout

Table 11. 50 Ohm Test Circuit Component Designations and Values

Part	Description	Part Number	Manufacturer
C1	3.3 pF Chip Capacitor	C0805C339J5GAC	Kemet
C2	2.0 pF Chip Capacitor	C0805C209J5GAC	Kemet
C3	0.1 $\mu$ F Chip Capacitor	C0603C104J5RAC	Kemet
C4	2.2 $\mu$ F Chip Capacitor	C0805C225J4RAC	Kemet
C5	0.6 pF Chip Capacitor	06035J0R6BS	AVX
C6	0.9 pF Chip Capacitor	06035J0R9BS	AVX
C7	0.8 pF Chip Capacitor	06035J0R8BS	AVX
L1	56 nH Chip Inductor	HK160856NJ-T	Taiyo Yuden
R1	0 $\Omega$ Chip Resistor	ERJ3GEY0R00V	Panasonic

## 50 OHM TYPICAL CHARACTERISTICS

**Table 12. Common Emitter S-Parameters** ( $V_{CC} = 5 \text{ Vdc}$ ,  $I_{CC} = 135 \text{ mA}$ ,  $T_C = 25^\circ\text{C}$ , 50 Ohm System)

f MHz	S <sub>11</sub>		S <sub>21</sub>		S <sub>12</sub>		S <sub>22</sub>	
	S <sub>11</sub>	∠φ	S <sub>21</sub>	∠φ	S <sub>12</sub>	∠φ	S <sub>22</sub>	∠φ
100	0.653	176.4	13.109	160.2	0.0309	1.8	0.435	-170.7
150	0.650	175.5	12.721	156.3	0.0311	1.4	0.445	-171.0
200	0.648	174.9	12.320	152.2	0.0312	0.9	0.450	-171.5
250	0.643	174.1	11.911	148.2	0.0313	0.5	0.457	-172.2
300	0.642	173.3	11.504	144.3	0.0314	0.1	0.464	-172.9
350	0.639	172.4	11.094	140.4	0.0316	-0.2	0.470	-173.6
400	0.636	171.6	10.690	136.4	0.0317	-0.6	0.478	-174.3
450	0.635	170.9	10.276	132.6	0.0318	-0.9	0.484	-175.1
500	0.631	170.1	9.860	128.7	0.0319	-1.1	0.491	-175.7
550	0.630	169.4	9.450	125.0	0.0319	-1.4	0.498	-176.5
600	0.628	168.6	9.051	121.5	0.0320	-1.5	0.503	-177.4
650	0.628	167.8	8.675	118.2	0.0321	-1.8	0.509	-178.4
700	0.628	167.1	8.321	115.1	0.0321	-1.9	0.513	-179.3
750	0.629	166.7	7.989	112.2	0.0322	-2.1	0.516	179.4
800	0.632	166.1	7.658	109.5	0.0321	-2.3	0.521	178.1
850	0.633	165.4	7.355	106.9	0.0322	-2.4	0.525	177.1
900	0.634	164.6	7.079	104.5	0.0323	-2.6	0.529	176.4
950	0.638	163.9	6.813	102.2	0.0322	-2.6	0.531	175.3
1000	0.639	163.2	6.570	100.0	0.0323	-2.7	0.535	174.5
1050	0.641	164.4	6.349	97.9	0.0323	-2.9	0.536	171.7
1100	0.642	163.6	6.157	95.8	0.0326	-3.0	0.537	171.0
1150	0.644	162.8	5.976	93.7	0.0327	-3.2	0.538	170.2
1200	0.645	162.0	5.805	91.8	0.0329	-3.4	0.539	169.3
1250	0.647	161.0	5.635	89.8	0.0330	-3.7	0.539	168.5
1300	0.648	160.1	5.476	87.9	0.0331	-3.9	0.540	167.4
1350	0.649	159.4	5.326	86.1	0.0333	-4.1	0.541	166.6
1400	0.651	158.5	5.184	84.4	0.0334	-4.3	0.542	165.7
1450	0.656	157.8	5.054	82.7	0.0335	-4.5	0.543	164.7
1500	0.658	157.0	4.924	81.0	0.0337	-4.7	0.544	163.9
1550	0.661	156.3	4.801	79.4	0.0338	-4.9	0.545	162.9
1600	0.664	155.5	4.687	77.8	0.0339	-5.1	0.546	162.1
1650	0.666	154.7	4.573	76.3	0.0340	-5.3	0.546	161.1
1700	0.670	154.0	4.468	74.7	0.0341	-5.5	0.547	160.3
1750	0.674	153.2	4.368	73.2	0.0343	-5.7	0.548	159.4
1800	0.677	152.5	4.269	71.7	0.0344	-6.0	0.549	158.5
1850	0.681	151.8	4.176	70.1	0.0345	-6.3	0.550	157.4
1900	0.684	150.9	4.084	68.6	0.0346	-6.5	0.551	156.4
1950	0.688	150.2	3.999	67.1	0.0347	-6.8	0.552	155.4
2000	0.691	149.3	3.914	65.6	0.0348	-7.2	0.553	154.4
2050	0.696	148.5	3.837	64.2	0.0349	-7.5	0.553	153.5
2100	0.699	147.7	3.761	62.7	0.0350	-7.8	0.553	152.5
2150	0.703	146.8	3.690	61.2	0.0351	-8.2	0.553	151.5
2200	0.707	146.0	3.624	59.6	0.0352	-8.6	0.553	150.6
2250	0.709	145.0	3.555	58.1	0.0353	-9.2	0.554	149.6
2300	0.714	144.0	3.492	56.5	0.0355	-9.6	0.554	148.5

(continued)

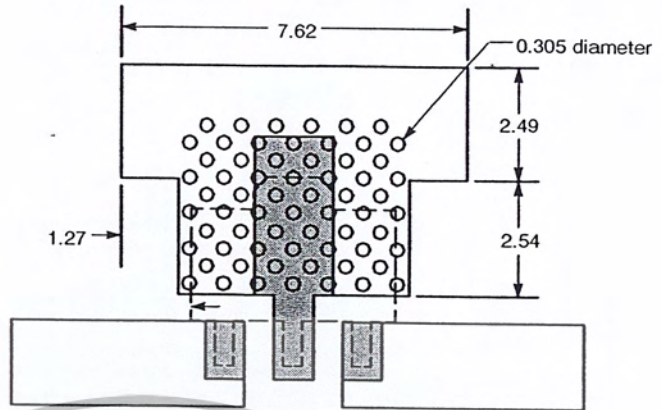
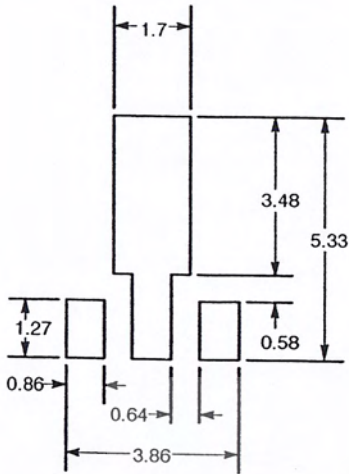
MMG3014NT1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
 10 RF Device Data  
 Freescale Semiconductor  
 ไม่วาทณ์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 50 OHM TYPICAL CHARACTERISTICS

**Table 12. Common Emitter S-Parameters** ( $V_{CC} = 5 \text{ Vdc}$ ,  $I_{CC} = 135 \text{ mA}$ ,  $T_C = 25^\circ\text{C}$ , 50 Ohm System) (continued)

f MHz	S <sub>11</sub>		S <sub>21</sub>		S <sub>12</sub>		S <sub>22</sub>	
	S <sub>11</sub>	∠φ	S <sub>21</sub>	∠φ	S <sub>12</sub>	∠φ	S <sub>22</sub>	∠φ
2350	0.716	142.9	3.430	54.9	0.0356	-10.1	0.554	147.5
2400	0.720	141.8	3.364	53.3	0.0356	-10.7	0.554	146.3
2450	0.724	140.7	3.305	51.7	0.0358	-11.3	0.554	145.1
2500	0.727	139.5	3.244	50.1	0.0359	-11.9	0.555	144.0
2550	0.732	138.4	3.184	48.6	0.0359	-12.4	0.555	142.8
2600	0.734	137.2	3.129	47.0	0.0360	-13.0	0.555	141.8
2650	0.736	135.9	3.070	45.4	0.0360	-13.5	0.555	140.7
2700	0.739	134.6	3.017	43.9	0.0362	-14.1	0.555	139.8
2750	0.742	133.3	2.965	42.4	0.0362	-14.5	0.556	139.1
2800	0.745	132.0	2.913	40.9	0.0362	-15.1	0.556	138.2
2850	0.749	130.7	2.866	39.4	0.0364	-15.6	0.556	137.5
2900	0.753	129.5	2.818	38.0	0.0364	-16.2	0.556	136.5
2950	0.756	128.2	2.771	36.5	0.0365	-16.8	0.556	135.7
3000	0.759	126.9	2.728	35.0	0.0367	-17.3	0.557	134.8
3050	0.761	125.6	2.682	33.6	0.0367	-18.0	0.557	133.9
3100	0.764	124.3	2.639	32.2	0.0368	-18.4	0.557	133.1
3150	0.767	123.1	2.599	30.9	0.0368	-19.0	0.557	132.3
3200	0.770	121.8	2.559	29.5	0.0369	-19.5	0.557	131.7
3250	0.773	120.8	2.522	28.2	0.0370	-19.9	0.557	130.9
3300	0.777	119.7	2.487	26.9	0.0372	-20.5	0.558	130.3
3350	0.779	118.7	2.451	25.6	0.0372	-20.9	0.558	129.7
3400	0.783	117.8	2.421	24.4	0.0374	-21.4	0.558	129.1
3450	0.785	116.9	2.387	23.1	0.0374	-21.8	0.558	128.4
3500	0.788	116.0	2.358	21.9	0.0376	-22.4	0.558	127.7
3550	0.792	115.2	2.329	20.7	0.0378	-22.7	0.559	127.1
3600	0.793	114.4	2.298	19.5	0.0379	-23.2	0.559	126.2
3650	0.797	113.6	2.273	18.3	0.0381	-23.6	0.559	125.4
3700	0.797	112.8	2.244	17.1	0.0382	-24.1	0.559	124.5
3750	0.800	112.0	2.219	15.9	0.0383	-24.6	0.559	123.7
3800	0.800	111.2	2.193	14.8	0.0384	-24.9	0.560	122.9
3850	0.799	110.3	2.167	13.7	0.0385	-25.4	0.560	122.3
3900	0.800	109.3	2.146	12.5	0.0387	-25.8	0.560	121.9
3950	0.800	108.4	2.125	11.4	0.0389	-26.2	0.560	121.3
4000	0.802	107.0	2.092	10.3	0.0388	-26.6	0.560	120.8



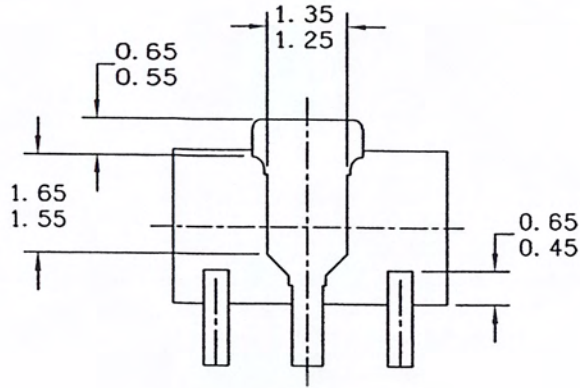
NOTES:

1. THERMAL AND RF GROUNDING CONSIDERATIONS SHOULD BE USED IN PCB LAYOUT DESIGN.
2. DEPENDING ON PCB DESIGN RULES, AS MANY VIAS AS POSSIBLE SHOULD BE PLACED ON THE LANDING PATTERN.
3. IF VIAS CANNOT BE PLACED ON THE LANDING PATTERN, THEN AS MANY VIAS AS POSSIBLE SHOULD BE PLACED AS CLOSE TO THE LANDING PATTERN AS POSSIBLE FOR OPTIMAL THERMAL AND RF PERFORMANCE.
4. RECOMMENDED VIA PATTERN SHOWN HAS 0.381 x 0.762 MM PITCH.

Figure 26. Recommended Mounting Configuration







BOTTOM VIEW

CASE STYLE:

STYLE 1:  
 PIN 1. RF INPUT  
 PIN 2. GROUND  
 PIN 3. RF OUTPUT

STYLE 2:  
 PIN 1. GATE  
 PIN 2. SOURCE  
 PIN 3. DRAIN



© FREESCALE SEMICONDUCTOR, INC. ALL RIGHTS RESERVED.	<b>MECHANICAL OUTLINE</b>	PRINT VERSION NOT TO SCALE	
TITLE: SOT-89, 4 LEAD, 4.5 X 2.5 PKG, 1.5 MM PITCH	DOCUMENT NO: 98ASA10586D	REV: D	
	CASE NUMBER: 1514-02	27 JUN 2007	
	STANDARD: NON-JEDEC		

MMG3014NT1

NOTES:

1 DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ASME Y14.5M – 1994.

2 ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.

3 DIMENSIONS DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS. MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS SHALL NOT EXCEED 0.5mm PER END. DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSION. INTERLEAD FLASH OR PROTRUSION SHALL NOT EXCEED 0.5 mm PER SIDE.

4 DIMENSION ARE DETERMINED AT THE OUTMOST EXTREMES OF THE PLASTIC BODY EXCLUSIVE OF MOLD FLASH, TIE BAR BURRS, GATE BURRS AND INTERLEAD FLASH, BUT INCLUDING ANY MISMATCH BETWEEN THE TOP AND BOTTOM OF THE PLASTIC BODY.

5 TERMINAL NUMBERS ARE SHOWN FOR REFERENCE ONLY.



© FREESCALE SEMICONDUCTOR, INC. ALL RIGHTS RESERVED.	<b>MECHANICAL OUTLINE</b>	PRINT VERSION NOT TO SCALE	
<b>TITLE:</b> SOT-89, 4 LEAD, 4.5 X 2.5 PKG, 1.5 MM PITCH	DOCUMENT NO: 98ASA10586D	REV: D	
	CASE NUMBER: 1514-02	27 JUN 2007	
	STANDARD: NON-JEDEC		

## PRODUCT DOCUMENTATION

Refer to the following documents to aid your design process.

### Application Notes

- AN1955: Thermal Measurement Methodology of RF Power Amplifiers
- AN3100: General Purpose Amplifier Biasing

## REVISION HISTORY

The following table summarizes revisions to this document.

Revision	Date	Description
0	Apr. 2008	• Initial Release of Data Sheet



## How to Reach Us:

### Home Page:

[www.freescale.com](http://www.freescale.com)

### Web Support:

<http://www.freescale.com/support>

### USA/Europe or Locations Not Listed:

Freescale Semiconductor, Inc.  
Technical Information Center, EL516  
2100 East Elliot Road  
Tempe, Arizona 85284  
+1-800-521-6274 or +1-480-768-2130  
[www.freescale.com/support](http://www.freescale.com/support)

### Europe, Middle East, and Africa:

Freescale Halbleiter Deutschland GmbH  
Technical Information Center  
Schatzbogen 7  
81829 Muenchen, Germany  
+44 1296 380 456 (English)  
+46 8 52200080 (English)  
+49 89 92103 559 (German)  
+33 1 69 35 48 48 (French)  
[www.freescale.com/support](http://www.freescale.com/support)

### Japan:

Freescale Semiconductor Japan Ltd.  
Headquarters  
ARCO Tower 15F  
1-8-1, Shimo-Meguro, Meguro-ku,  
Tokyo 153-0064  
Japan  
0120 191014 or +81 3 5437 9125  
[support.japan@freescale.com](mailto:support.japan@freescale.com)

### Asia/Pacific:

Freescale Semiconductor Hong Kong Ltd.  
Technical Information Center  
2 Dai King Street  
Tai Po Industrial Estate  
Tai Po, N.T., Hong Kong  
+800 2666 8080  
[support.asia@freescale.com](mailto:support.asia@freescale.com)

### For Literature Requests Only:

Freescale Semiconductor Literature Distribution Center  
P.O. Box 5405  
Denver, Colorado 80217  
1-800-441-2447 or 303-675-2140  
Fax: 303-675-2150  
[LDCForFreescaleSemiconductor@hibbertgroup.com](mailto:LDCForFreescaleSemiconductor@hibbertgroup.com)

Information in this document is provided solely to enable system and software implementers to use Freescale Semiconductor products. There are no express or implied copyright licenses granted hereunder to design or fabricate any integrated circuits or integrated circuits based on the information in this document.

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

Freescale™ and the Freescale logo are trademarks of Freescale Semiconductor, Inc. All other product or service names are the property of their respective owners.

© Freescale Semiconductor, Inc. 2008. All rights reserved.

