

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องรบกวนสัญญาณมือถือ

CELLULAR JAMMER



T104327



โดย

นายคุณานนต์ กิตติพิบูลย์

นายธงชัย รัตนลาโภ

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 104327
วัน,เดือน,ปี..... 2 พ.ย. 2552

๖.....
๗.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2551

ภาควิชา
วิศวกรรมโทรคมนาคม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการเผยแพร่

ผ่านการตรวจรูปเล่มแล้ว
(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

เครื่องรบกวนสัญญาณมือถือ
CELLULAR JAMMER

โดย

นายคุณานนท์ กิตติพิบูลย์ รหัส 48010098

นายธงชัย รัตนลาโภ รหัส 48010334

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

ผศ.ดร.จิรสุดา โกนียากรณ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2551

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2551

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องรบกวนสัญญาณมือถือ

CELLULAR JAMMER

ผู้จัดทำ

1. นายคุณานนท์ กิตติพิบูลย์ 48010098
2. นาย ชงชัย รัตนลาภ 48010334



(รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน)

อาจารย์ที่ปรึกษา



(ผศ.ดร.จิรสุดา โกนิยาภรณ์)

อาจารย์ที่ปรึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรบกวนสัญญาณมือถือ

CELLULAR JAMMER

โดย นายคุณานนต์ กิตติพิบูลย์ 48010098
นาย ธงชัย รัตนลาโภ 48010334

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน
ผศ.ดร.จิรสุดา โกนีย์ภรณ์

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็น การสร้างเครื่องรบกวนสัญญาณมือถือในย่านความถี่ 900 เมกะเฮิร์ต และ 1800 เมกะเฮิร์ตเพื่อใช้ในพื้นที่ที่มีการจำกัดการใช้มือถือ เช่น ในโรงภาพยนตร์ เป็นต้น โดยหลักการทำงานของอุปกรณ์ดังกล่าวจะอาศัยเทคนิคอินเจกชันล็อกกำเนิดสัญญาณรบกวนกำลังต่ำที่มีความเสถียรทั้งสองย่านความถี่แล้วนำไปป้อนให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณรบกวนที่มีกำลังสูงเพื่อให้ความเสถียรของสัญญาณสูงขึ้นแล้วจึงส่งสัญญาณรบกวนออกทางสายอากาศ โดยสัญญาณรบกวนดังกล่าวจะถูกส่งออกเป็นช่วงๆ เพื่อประหยัดพลังงานของเครื่องส่ง

ABSTRACT

In this project is to invent a cellular jammer in 900 MHz and 1800 MHz frequency range for using in restricted areas of mobile phone communication i.e. in theater. The principle of this equipment is of using injection-lock technique to generate low power, stable noise signals for both frequency bands. These noise signals are fed to be input of high power noise oscillators for increasing the stability of signals which are transmitted by antenna. For saving energy of the transmitter, these noise signals will be repeatedly transmitted in the interval.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมา	1
1.2 ความสำคัญของปัญหา	1
1.3 หลักการทำงานของระบบ	1
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
1.5 หลักการทำงานเบื้องต้น	2
1.6 ขอบเขตและเป้าหมายของโครงการ	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	4
2.1 หลักการสื่อสาร โทรศัพท์มือถือ	4
2.1.1 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่	4
2.1.2 ส่วนประกอบของระบบ	4
2.1.3 ขั้นตอนการทำงานของเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่	4
2.1.3.1 การลงทะเบียน (Register)	4
2.1.3.2 โทรออก (Service Request)	5
2.1.3.3 รับโทรศัพท์ (Receiving)	5
2.1.3.4 การส่งผ่านสัญญาณ (Handoff)	6
2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator Circuit)	6
2.2.1 หลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์	7
2.3 โคทพิตต์ออสซิลเลเตอร์ (Colpitts Oscillator)	10
2.4 วงจรขยายกำลังความถี่สูงที่มีพื้นฐานอยู่บนวงจรออสซิลเลเตอร์ ภายใต้อิทธิพลของผลการตอบสนองอินพุตบังคับ	
(High Frequency Power Amplifier Based on Sinusoidal Forced Input Oscillator)	14
2.5 สตับขนาน (Shunt stub)	15
2.6 สตับแบบอนุกรม (Series stub)	16
2.7 วิธีการใช้กราฟ (Graphical method)	17
2.8 สายอากาศและสายส่ง	18
2.8.1 สายส่ง (Transmission lines)	18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.8.2	หลักการเบื้องต้นของสายส่งชนิดสองเส้นคู่ขนาน	18
2.8.3	ความเร็วการเดินทางของคลื่นวิทยุในสายส่ง	19
2.8.4	ค่าอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสายส่ง (Characteristic impedance)	20
2.8.5	วงจรขับกำลังและการแมตช์หลายสเตจ (Driver Amplifier and Interstate Matching)	21
2.9	สายอากาศไมโครสตริป (Microstrip Antenna)	24
บทที่ 3	การออกแบบและการสร้าง	26
3.1	วงจรออสซิลเลเตอร์	26
3.2	วงจรอินเจกชันล็อก (Injection Lock)	29
3.3	สายอากาศ	31
บทที่ 4	ผลการทดลองและวิเคราะห์ผลการทดลอง	32
4.1	ผลการทดลองของวงจรออสซิลเลเตอร์ 900 เมกะเฮิร์ตซ์	32
4.2	ผลการทดลองของวงจรวงจรงจรอินเจกชันล็อก 900 เมกะเฮิร์ตซ์	33
4.3	ผลการทดลองของวงจรออสซิลเลเตอร์ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์	34
4.4	ผลการทดลองของวงจรงจรอินเจกชันล็อก 1800 เมกะเฮิร์ตซ์	35
4.4	ผลการทดลองของสายอากาศ	35
4.5	ผลการทดลองบริเวณที่ครอบคลุมของการใช้เครื่องกลบสัญญาณ	41
4.5.1	บริเวณที่ครอบคลุมของการใช้เครื่องกลบสัญญาณ ย่านความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์	41
4.5.1	บริเวณที่ครอบคลุมของการใช้เครื่องกลบสัญญาณ ย่านความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์	41
บทที่ 5	สรุปผลและวิจารณ์การทดลอง	44
	บรรณานุกรม	
	ภาคผนวก	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

หน้า

รูปที่ 1.1 บล็อกโคอะแกรมของเครื่องรบกวนสัญญาณมือถือ	2
รูปที่ 2.1 แสดงวงจรป้อนกลับแบบบวก	8
รูปที่ 2.2 แสดงการเกิดออสซิลเลต	10
รูปที่ 2.3 แสดงรูปทั่วไปของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเชื่อมต่อสามจุด	10
รูปที่ 2.4 วงจรเบื้องต้นของโคลพิคต์ทรานซิสเตอร์	11
รูปที่ 2.5 แสดงวงจรสมมูลของรูปที่ 2.4	11
รูปที่ 2.6 วงจรเบื้องต้นของโคลพิคต์	13
รูปที่ 2.7 วงจรเบื้องต้นของโคลพิคต์ออสซิลเลเตอร์เมื่อรวมเข้ากับทรินเมอร์	14
รูปที่ 2.8 สติปขนาน	15
รูปที่ 2.9 สติปอนุกรม	16
รูปที่ 2.10 แสดงความหมายของอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสายส่ง	20
รูปที่ 2.11 แสดงความหมายของอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสายส่ง	21
รูปที่ 2.12 ระบบการขับสัญญาณในการส่งกำลัง 15 วัตต์	21
รูปที่ 2.13 การต่ออิมพีแดนซ์แมตชิงเนตเวิร์ก	22
รูปที่ 2.14 ความต้านทานการแพร่กระจายสายอากาศที่รีโซแนนซ์	23
รูปที่ 2.15 การแพร่กระจายความต้านทานของสายอากาศ	23
รูปที่ 2.16 การเปลี่ยนแปลงค่าในสายโคแอกเซียลของแมตชิงเนตเวิร์ก	24
รูปที่ 2.17 โครงสร้างทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป	24
รูปที่ 3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์	26
รูปที่ 3.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์	27
รูปที่ 3.3 ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์ เมื่อทรินเมอร์มีค่า 1 พิโคฟารัด	27
รูปที่ 3.4 ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์ เมื่อทรินเมอร์มีค่า 1 พิโคฟารัด	28
รูปที่ 3.5 ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์ เมื่อทรินเมอร์มีค่า 1 พิโคฟารัด	28
รูปที่ 3.6 ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์ เมื่อทรินเมอร์มีค่า 1 พิโคฟารัด	29
รูปที่ 3.7 วงจรอินเจกชันลึอกย่านความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์	29
รูปที่ 3.8 วงจรอินเจกชันลึอกย่านความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 3.9 วงจรอินเจกชันล๊อคย่านความถี่ 900 และ 1800 เมกะเฮิรตซ์เมื่อวางอุปกรณ์แล้ว	30
รูปที่ 3.10 สายอากาศไมโครสตริปโมโนโพลขดสำหรับหลายย่านความถี่	31
รูปที่ 4.1 เสาปกรั้มแสดงสาร์โมนิกของสัญญาณที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์กำลังต่ำ ความถี่ 900 เมกะเฮิรตซ์	32
รูปที่ 4.2 เสาปกรั้มแสดงสาร์โมนิกของสัญญาณที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์กำลังสูง ความถี่ 900 เมกะเฮิรตซ์	33
รูปที่ 4.3 เสาปกรั้มแสดงสาร์โมนิกของสัญญาณที่ได้จากวงจรอินเจกชันล๊อค ความถี่ 900 เมกะเฮิรตซ์	33
รูปที่ 4.4 เสาปกรั้มแสดงสาร์โมนิกของสัญญาณที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์กำลังต่ำ ความถี่ 1800 เมกะเฮิรตซ์	34
รูปที่ 4.5 เสาปกรั้มแสดงสาร์โมนิกของสัญญาณที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์กำลังสูง ความถี่ 1800 เมกะเฮิรตซ์	34
รูปที่ 4.6 เสาปกรั้มแสดงสาร์โมนิกของสัญญาณที่ได้จากวงจรอินเจกชันล๊อค ความถี่ 1800 เมกะเฮิรตซ์	35
รูปที่ 4.7 มุมที่สายอากาศได้ทำการแพร่	36
รูปที่ 4.8 อัตราร้อยคลื่อนนิ่งที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศ (VSWR) ของสายอากาศสำหรับความถี่ 900 และ 1800 เมกะเฮิรตซ์ที่ได้จากการจำลอง	36
รูปที่ 4.9 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ (Log-Mag) ของสายอากาศสำหรับความถี่ 900 และ 1800 เมกะเฮิรตซ์ที่ได้จากการจำลอง	36
รูปที่ 4.10 อัตราร้อยคลื่อนนิ่งที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศ (VSWR) ของสายอากาศสำหรับความถี่ 900 เมกะเฮิรตซ์ที่ได้จากการวัด	37
รูปที่ 4.11 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ (Log-Mag) ของสายอากาศสำหรับความถี่ 900 เมกะเฮิรตซ์ที่ได้จากการวัด	37
รูปที่ 4.12 รูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศสำหรับความถี่ 900 เมกะเฮิรตซ์เมื่อวางแนวตั้ง	38
รูปที่ 4.13 รูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศสำหรับความถี่ 900 เมกะเฮิรตซ์เมื่อวางแนวนอน	38
รูปที่ 4.14 อัตราร้อยคลื่อนนิ่งที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศ (VSWR) ของสายอากาศสำหรับความถี่ 1800 เมกะเฮิรตซ์ที่ได้จากการวัด	39
รูปที่ 4.15 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ (Log-Mag) ของสายอากาศสำหรับความถี่ 1800 เมกะเฮิรตซ์ที่ได้จากการวัด	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 4.16 รูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ สำหรับความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์เมื่อวางแนวตั้ง	40
รูปที่ 4.17 รูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ สำหรับความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์เมื่อวางแนวนอน	40



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 2.1 แสดงวงจรรอสวิตเตอร์แบบคลื่นรูปไซน์	10
ตารางที่ 2.2 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและผลของความเร็วคลื่นวิทยุ	19
ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองบริเวณที่ครอบคลุมของการใช้เครื่องกลบสัญญาณ ในการกลบสัญญาณมือถือเครือข่าย GSM	39
ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองบริเวณที่ครอบคลุมของการใช้เครื่องกลบสัญญาณ ในการกลบสัญญาณมือถือเครือข่าย DTAC	40
ตารางที่ 4.3 ผลการทดลองบริเวณที่ครอบคลุมของการใช้เครื่องกลบสัญญาณ ในการกลบสัญญาณมือถือเครือข่าย TRUE	40



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมา

ในโลกปัจจุบัน โทรศัพท์มือถือมีบทบาทที่สำคัญต่อมนุษย์ทุกอาชีพที่ต้องอาศัยการติดต่อสื่อสาร สำหรับบางสถานที่ การใช้โทรศัพท์มือถือเป็นสิ่งที่ไม่เหมาะสม จึงต้องมีการควบคุมอย่างเด็ดขาด เช่น ในห้องเรียน ห้องสมุด สถานที่ประกอบพิธีกรรมทางศาสนา จากตัวอย่างดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าปริมาณการใช้โทรศัพท์มือถือที่เพิ่มขึ้น เป็นเหตุให้ปริมาณสถานที่ที่ต้องการในการควบคุมการใช้งาน โทรศัพท์มือถือเพิ่มขึ้นตามมาและอีกปัญหาหนึ่งที่สำคัญ คือ เหตุการณ์การก่อการร้ายในเขต 3 จังหวัดภาคใต้ของประเทศ ไทย ทำการวางระเบิด โดยใช้โทรศัพท์มือถือจู่โจม จึงเป็นสาเหตุให้มีการพัฒนาเครื่องรบกวนสัญญาณ โทรศัพท์มือถือขึ้นมา

1.2 ความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันการติดต่อสื่อสารด้วย โทรศัพท์มือถือเป็นที่นิยมอย่างแพร่หลายเพราะสามารถติดต่อสื่อสารได้ไม่จำกัดสถานที่ แต่ในบาง โอกาสและบางสถานที่ไม่ต้องการ ให้มีการติดต่อด้วย โทรศัพท์มือถือเกิดขึ้น เนื่องด้วยเหตุผลหลายประการขึ้นอยู่กับ โอกาส เช่น ในห้องประชุมหรือห้องเรียนที่ไม่ต้องการให้เกิดการรบกวนเกิดขึ้น เพราะการรบกวนอาจทำให้การประชุมหรือการเรียน ไม่เกิดประสิทธิภาพอย่างสูงสุดอย่างที่ควรเป็น และถ้าเป็น โรงภาพยนตร์มีการรณรงค์ไม่คุยโทรศัพท์ในโรงภาพยนตร์เพราะจะเป็นการรบกวนสมาธิของผู้ชมท่านอื่นที่เสียเงินมาดูเท่านั้น

สถานการณ์ความ ไม่สงบในจังหวัดชายแดนภาคใต้ยังคงมีการลอบทำร้าย ลอบสังหาร การก่อวินาศกรรมกับสถานที่ราชการและชุมชนซึ่งปัจจุบันผู้ก่อการร้ายได้นำเทคโนโลยีเข้ามาใช้ในการก่อวินาศกรรม เช่น การจู่ระเบิดด้วยโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งทำให้เกิดการสูญเสียเป็นวงกว้าง มีผลต่อความมั่นคงของประเทศ และความปลอดภัยในชีวิตและทรัพย์สินของประชาชน ซึ่งเป็นอุปสรรคต่อการพัฒนาประเทศ

1.3 หลักการทำงานของระบบ

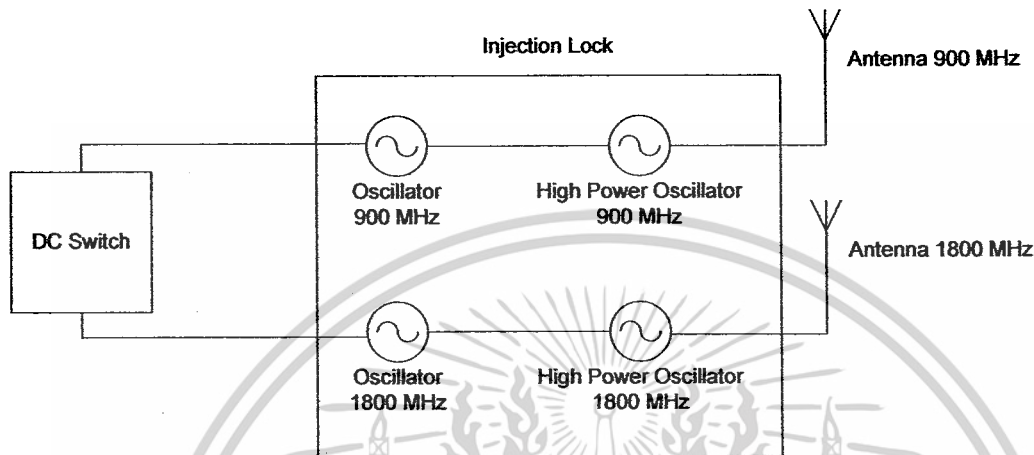
ระบบนี้เริ่มจากการสับสวิทช์ไฟเลี้ยงกระแสตรงที่ป้อนให้ระหว่าง วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์ และวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ 1,800 เมกะเฮิร์ตซ์ ให้จ่ายไฟเลี้ยงสลับกันระหว่างสองวงจรนี้ เพื่อให้วงจรทั้งสองสลับกันทำงานเพื่อความประหยัดพลังงาน เมื่อวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ 900 หรือ 1,800 เมกะเฮิร์ตซ์ สัญญาณที่ได้ถูกนำไปป้อนเป็นสัญญาณขาเข้าวงจรกำเนิดสัญญาณกำลังสูง เพื่อควบคุมให้วงจรกำเนิดสัญญาณกำลังสูงมีความเสถียรและมีแบนด์วิดท์ที่กว้างขึ้น วงจรกำเนิดสัญญาณกำลังสูงทำหน้าที่ผลิตสัญญาณกำลังสูงทั้งสองย่านความถี่ แล้วจึงนำสัญญาณทั้งสองย่านแพร่ออกผ่านสายอากาศเพื่อรบกวนสัญญาณมือถือทั้งสองย่านความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

สามารถแก้ปัญหาการใช้โทรศัพท์มือถืออย่างไม่เหมาะสมได้ และในสถานที่ที่ไม่ต้องการให้มีการใช้โทรศัพท์มือถือก็สามารถนำอุปกรณ์ชิ้นนี้ไปใช้ได้อย่างเกิดประโยชน์ เช่น ในเขต 3 จังหวัดภาคใต้ ก็สามารถนำไปใช้ในการจัดการจู่โจมของผู้ก่อการร้ายด้วยโทรศัพท์มือถือได้

1.5 หลักการทำงานเบื้องต้น



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรบกวนสัญญาณมือถือ

ภายในเครื่องรบกวนสัญญาณมือถือ(Cellular Jammer) มีองค์ประกอบสำคัญดังนี้

1) วงจรอินเจกชันล็อก

1.1) วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์ (Oscillator 900 MHz)

ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยนำสัญญาณที่ได้ป้อนเป็นสัญญาณขาเข้าวงจรกำเนิดสัญญาณกำลังสูงความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อควบคุมให้วงจรกำเนิดสัญญาณกำลังสูงมีความเสถียรและมีแบนด์วิดท์ที่กว้างขึ้น

1.2) วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ 1,800 เมกะเฮิร์ตซ์ (Oscillator 1,800 MHz)

ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่ 1,800 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยนำสัญญาณที่ได้ป้อนเป็นสัญญาณขาเข้าวงจรกำเนิดสัญญาณกำลังสูงความถี่ 1,800 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อควบคุมให้วงจรกำเนิดสัญญาณกำลังสูงมีความเสถียรและมีแบนด์วิดท์ที่กว้างขึ้น

1.3) วงจรกำเนิดสัญญาณกำลังสูงความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์

(High Power Oscillator 900 MHz)

ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณกำลังสูงความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์

1.4) วงจรกำเนิดสัญญาณกำลังสูงความถี่ 1,800 เมกะเฮิร์ตซ์

(High Power Oscillator 1,800 MHz)

ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณกำลังสูงความถี่ 1,800 เมกะเฮิร์ตซ์

2) สายอากาศ (Antenna)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำหน้าที่แพร่สัญญาณจากวงจรอินเจกชันลึอกออกไปในอากาศ โดยใช้สายอากาศแบบโมโนโพลจำนวนสองเสา เพื่อแพร่สัญญาณผ่านอากาศทั้งสองย่านความถี่

1.6 ขอบเขตและเป้าหมายของโครงการ

1. สามารถทำการรบกวนสัญญาณ โทรศัพท์มือถือในย่านความถี่ 900 เมกกะเฮิร์ต และ 1800 เมกกะเฮิร์ต ในพื้นที่ที่กำหนดได้
2. สามารถนำอุปกรณ์นี้ไปพัฒนาศักยภาพในการควบคุมการใช้โทรศัพท์ในพื้นที่ที่พึงประสงค์ให้มีการติดต่อ
3. กำเนิดสัญญาณ โดยอาศัยเทคนิคอินเจกชันลึอก โดยกำเนิดสัญญาณรบกวนกำลังต่ำที่มีความเสถียรแล้วนำไปป้อนให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณรบกวนที่มีกำลังสูงเพื่อให้ความเสถียรของสัญญาณสูงขึ้นและแบนด์กว้างมากขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 หลักการสื่อสารโทรศัพท์มือถือ

2.1.1 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่

ในระบบเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ เขตพื้นที่ที่ให้บริการจะถูกแบ่งออกเป็นเซลล์เล็กๆ ที่เรียกว่า เซลล์ (Cell) และมีกลุ่มความถี่สัญญาณเป็นของตนเอง เซลล์จะมีรูปร่างเป็นวงกลมซึ่งเซลล์ทั้งหมดจะต้องมีขนาดเท่ากัน

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่จะกำหนดให้สามารถใช้คลื่นความถี่เดิมในเซลล์อื่นที่ไม่อยู่ติดกันในระบบได้ ดังนั้นเซลล์จะถูกรวมเข้าเป็นกลุ่ม ขนาดที่ใช้เหมือนกันอย่างแพร่หลายคือ 7 เซลล์ต่อ 1 กลุ่ม (รีพูซแฟคเตอร์ เท่ากับ 7) คือ จะมีการซ้ำกันของความถี่ทุกๆ 7 เซลล์ (1กลุ่ม) และ ภายใน 7 เซลล์แต่ละเซลล์จะต้องมีความถี่ที่ต่างกัน เพื่อป้องกันการรบกวนกันเองของสัญญาณ

2.1.2 ส่วนประกอบของระบบ

1. เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile)
2. เสาส่งสัญญาณที่ถูกควบคุมโดยสถานีฐาน(Base Station) ซึ่งภายใน 1 เซลล์จะมี 1 สถานีฐานไว้กระจายคลื่นสัญญาณความถี่ควบคุม สำหรับติดต่อกับเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่
3. ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile Switching) มีหน้าที่ติดต่อและควบคุมสถานีฐาน
4. ชุมสายส่วนกลาง (Central Network)
5. โครงข่ายโทรศัพท์สวิตซ์สาธารณะ (Public Switched Telephone Network)

2.1.3 ขั้นตอนการทำงานของเครือข่ายโทรศัพท์ เคลื่อนที่

2.1.3.1 การลงทะเบียน (Register)

1. เมื่อเปิดเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ เครื่องก็จะพยายามติดต่อกับสถานีฐาน โดยทำการสแกนในหลายช่องสัญญาณความถี่ควบคุม ที่มาส่งจากแต่ละสถานี
2. เครื่องจะวัดหาช่องสัญญาณที่แรงชัดที่สุดจากสถานีหนึ่งแล้วจุนสัญญาณติดต่อกับของสัญญาณนั้นตลอดเวลา สัญญาณนั้นจะบอกให้เครื่องโทรศัพท์รู้ข้อมูลเกี่ยวกับเซลล์ ส่วนมากสถานีฐานที่อยู่ใกล้กับโทรศัพท์มือถือมากที่สุดจะ ให้สัญญาณความถี่ควบคุมแรงชัดที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3.2 โทรออก (Service Request)

1. หลังจากทำการลงทะเบียนติดต่อกับสถานีฐานของเซลล์แล้ว ผู้โทรจะกดเบอร์โทรศัพท์ของผู้รับ และกดปุ่มส่ง (Send) จากนั้นเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่จะส่งข้อมูลทำการร้องขอไปยังสถานีฐานที่ เครื่องนั้นติดต่อสัญญาณความถี่ควบคุมอยู่ โดยข้อมูลนั้นจะแนบเบอร์โทรศัพท์ของทั้งผู้รับและผู้ส่งไปด้วย
2. เมื่อสถานีฐานได้รับข้อความร้องขอ ก็จะส่งข้อความนั้นต่อไปยังชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile Switching Center)
3. หลังจากนั้นชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่จะส่งข้อความร้องขอนั้นต่อไปที่ชุมสายส่วนกลางเพื่อที่จะตรวจสอบว่าผู้รับนั้นพร้อมที่จะติดต่อกันหรือไม่
4. ถ้าผู้รับพร้อมที่จะติดต่อกัน ก็จะมีการส่งสัญญาณกลับมาที่ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ พร้อมทั้งชุมสายจะเลือกช่องสัญญาณติดต่อดำเนินการสนทนาไว้ให้
5. โทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้โทรก็จะถูกติดต่อกับช่องสัญญาณนี้ไว้ เตรียมพร้อมสำหรับการโทร

2.1.3.3 รับโทรศัพท์ (Receiving)

1. เมื่อโทรศัพท์เคลื่อนที่มีการถูกเรียกสาย ชุมสายส่วนกลางจะส่งสัญญาณเบอร์โทรศัพท์ผู้รับมาหาชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ของโทรศัพท์ผู้รับ
2. ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้รับก็ต้องทำการตรวจสอบว่าผู้รับอยู่ที่เซลล์ใด โดยทำการส่งข้อความที่แนบเบอร์ผู้รับกระจายไปยังทุกสถานีฐานเหมือนกัน
3. เมื่อแต่ละสถานีฐานได้รับข้อความนั้น ก็จะควบคุมให้เสาส่งสัญญาณกระจายสัญญาณเบอร์โทรศัพท์ผ่านช่องความถี่ควบคุม ไปยังโทรศัพท์เคลื่อนที่ทุกเครื่องภายในเซลล์
4. โทรศัพท์ของผู้รับที่ติดต่อสัญญาณความถี่ควบคุมกับสถานีฐานอยู่นั้น เมื่อพบว่าเบอร์นั้นเป็นของคนก็จะทำการส่งสัญญาณตอบกลับไปยังสถานีฐาน
5. สถานีฐานก็จะส่งสัญญาณตอบกลับไปยังที่ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่เพื่อ ให้ทำการจองช่องสัญญาณไว้สำหรับการสนทนาไว้ พร้อมทั้งส่งสัญญาณกลับมาที่ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ของฝ่ายผู้โทร เพื่อบอกว่าผู้รับพร้อมที่จะติดต่อกันด้วย
6. หลังจากนั้นสถานีฐานจะควบคุมให้เสาส่งสัญญาณไปหาเครื่องของผู้รับ เครื่องของผู้รับก็จะร้อง และเมื่อผู้รับกรับช่องสัญญาณความถี่ที่เตรียมไว้ (ทั้งของผู้รับและผู้โทร) ก็จะถูกใช้ในการสนทนา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3.4 การส่งผ่านสัญญาณ (Handoff)

1. จะเกิดขึ้นเมื่อโทรศัพท์เคลื่อนที่กำลังจะย้ายเซลล์ ขุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่จะได้รับสัญญาณจากสถานีฐานว่า ช่องสัญญาณคลื่นความถี่ความถี่ของผู้ใช้นั้นอ่อนกำลังลง ขุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่จะส่งสัญญาณร้องขอ ไปสถานีฐานของเซลล์รอบข้าง
2. เมื่อได้รับการร้องขอสถานีฐานของเซลล์รอบข้างก็จะทำการทดสอบค้นหาสัญญาณความถี่ความถี่ใหม่ให้กับ เครื่อง โทรศัพท์เคลื่อนที่
3. ขุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่จะเลือกหาสถานีที่สามารถให้สัญญาณความถี่ความถี่ได้แรงชัดที่สุด แล้วทำการ โอนผ่านให้เครื่องโทรศัพท์ใช้สถานีใหม่

2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator Circuit)

วงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรชนิดหนึ่งที่ใช้ทรานซิสเตอร์หรือหลอดสุญญากาศในการให้กำเนิดสัญญาณไฟฟ้าสลับขึ้นที่เอาต์พุต โดยพื้นฐานแล้ววงจรออสซิลเลเตอร์นี้ก็คือ วงจรขยายสัญญาณ หรือ วงจรแอมพลิไฟเออร์นั่นเอง แต่ข้อแตกต่างจะอยู่ที่วงจรออสซิลเลเตอร์ประกอบด้วย วงจรป้อนกลับสัญญาณจากเอาต์พุตไปอินพุต ซึ่งทำให้สามารถให้กำเนิดสัญญาณเอาต์พุตออกมาได้โดยไม่ต้องมีสัญญาณป้อนเข้ามาทางอินพุตแต่อย่างใด วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดที่นิยมใช้กันมากได้แก่ วงจรจูนอาร์เอฟออสซิลเลเตอร์ (Tuned RF Oscillator) ซึ่งประกอบด้วยอินคักเตนซ์และคาปาซิเตอร์ ในการผลิตสัญญาณคลื่น ไซน์ที่มีความถี่ รีโซแนนท์ออกที่เอาต์พุต

วงจรออสซิลเลเตอร์สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้หลายอย่างเช่น เครื่องส่งคลื่นวิทยุทุกชนิดจำเป็นต้องใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ในการผลิตสัญญาณคลื่นพาหะอาร์เอฟ (RF Carrier Waves) เช่นกันนั้นยังมีความจำเป็นต่อวงจรแปลงความถี่ (Frequency Converter) ของวงจรเครื่องรับซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ (Superheterodyne) สำหรับความถี่กลางไอเอฟ หรือใช้สร้างโกลดออสซิลเลเตอร์สำหรับการผสมสัญญาณและการนำสัญญาณกลับคืนมา นอกจากนี้ยังมีการใช้งานในเครื่องผลิตสัญญาณซิกแนลเจนเนอเรเตอร์ (Signal Generator) เป็นต้น ซึ่งสามารถผลิต ได้ทั้งสัญญาณความถี่ต่ำหรือสัญญาณออกดีไอ และสัญญาณคลื่นวิทยุได้ด้วยเช่นกัน นอกจากนี้ในวงจรดิจิทัล วงจรออสซิลเลเตอร์ยังถูกใช้เป็นตัวผลิตสัญญาณนาฬิกาหรือสัญญาณคล็อก (Clock Signal) ให้แก่ไมโครโพรเซสเซอร์ ซึ่งสัญญาณที่ผลิตออกมาเป็นพัลส์ที่มีความถี่แน่นอนเป็นต้น

วงจรออสซิลเลเตอร์แบ่งออกได้เป็น วงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปไซน์และวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ไม่ใช่คลื่นรูปไซน์ เช่นเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมของวงจรพัลส์ออสซิลเลเตอร์แบบสมมาตรที่มีช่วงเวลาเปิดและปิดเท่ากันโดยทั่วไปเรียกววงจรชนิดนี้ว่า สแควร์เวฟเจนเนอเรเตอร์ (Square Wave Generator) หรือวงจรผลิตคลื่นสี่เหลี่ยมหรือเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมของวงจรพัลส์ออสซิลเลเตอร์แบบไม่สมมาตรที่มีช่วงเวลาเปิดและปิดแตกต่างกัน ดังนั้นช่วงเวลาของระดับแรงดันไฟฟ้าสูงและต่ำจึงแตกต่างกันไปด้วยรูปคลื่นในลักษณะนี้เรียกว่า เร็กเทงกูลาร์ (Rectangular) หรือคลื่นรูปฟันเลื่อย (Sawtooth Wave)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรออสซิลเลเตอร์ส่วนใหญ่จะเป็นคลื่นรูปไซน์ ซึ่งจะให้กำเนิดคลื่นรูปไซน์ออกมาตลอดเวลาโดยมีขนาดและความถี่คงที่ ชนิดของการออสซิลเลเตอร์แบ่งได้จากอุปกรณ์ที่ใช้ ดังนั้นวงจรรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปไซน์จะแบ่งได้เป็น

- 1) เอลซี ออสซิลเลเตอร์
- 2) อาร์ซี ออสซิลเลเตอร์
- 3) คริสตอล ออสซิลเลเตอร์

ซึ่งแต่ละแบบจะมีลักษณะการใช้งาน และข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันดังตารางที่ 2.1 โดยมีการเลือกชนิดของวงจรรออสซิลเลเตอร์ดังนี้

1. ความถี่ที่ต้องการ
2. เสถียรภาพของความถี่ที่ต้องการ
3. ต้องการเปลี่ยนค่าความถี่หรือไม่
4. ขอมให้มีการสคิเพี้ยนของความถี่หรือไม่
5. ค่ากำลังที่ต้องการ

2.2.1 หลักการของวงจรรออสซิลเลเตอร์

วงจรรออสซิลเลเตอร์คือวงจรขยายชนิดหนึ่งนั่นเอง แต่เป็นวงจขยายชนิดป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback) จะสร้างสัญญาณเอาต์พุตออกมาที่ความถี่ค่าหนึ่ง โดยไม่ต้องป้อนสัญญาณอินพุต ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่าวงจรรออสซิลเลเตอร์ประกอบด้วย 3 ส่วนคือ

1. วงจรขยาย (Amplifier)
2. วงจรป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback)
3. วงจรรีโซแนนท์ (Resonance)

โดยที่วงจขยายเป็นวงจรที่สามารถขยายสัญญาณตามความถี่ที่เราต้องการ วงจรป้อนกลับแบบบวกเป็นวงจรป้อนกลับสัญญาณเพื่อที่จะนำมาขยายให้เพิ่มขึ้น โดยต้องเป็นการป้อนกลับแบบบวกและวงจรรีโซแนนท์เป็นวงจรที่ใช้เลือกความถี่

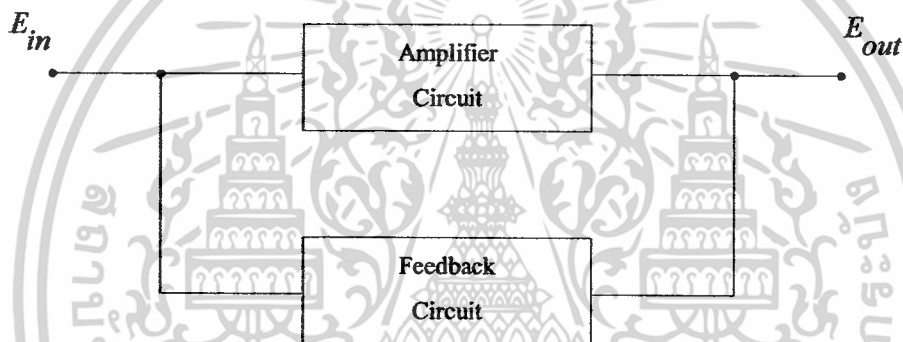
ตารางที่ 2.1 แสดงวงจรรออสซิลเลเตอร์แบบคลื่นรูปไซน์

รูปแบบวงจรรออสซิลเลเตอร์	ข้อดี-ข้อเสีย	ลักษณะการใช้งาน
เอลซีออสซิลเลเตอร์	<ol style="list-style-type: none"> 1. ความถี่เปลี่ยนแปลงได้ง่าย 2. เสถียรภาพทางความถี่ไม่ค่อยดี 3. นิยมนำไปใช้งาน โดยทั่วไป 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ใช้ในเครื่องรับวิทยุ, ทีวี, เอฟเอ็ม ฯลฯ 2. ใช้เป็นตัวออสซิลเลเตอร์ในการวัดทางความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบคลื่นรูปไซน์ (ต่อ)

รูปแบบวงจรออสซิลเลเตอร์	ข้อดี-ข้อเสีย	ลักษณะการใช้งาน
อาร์ชีออสซิลเลเตอร์	<ol style="list-style-type: none"> ใช้ช่วงความถี่ต่ำ ความถี่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ เสถียรภาพของความถี่ไม่ดี 	<ol style="list-style-type: none"> ใช้เป็นตัวออสซิลเลเตอร์ในการวัดทางความถี่ต่ำ
คริสตัลออสซิลเลเตอร์	<ol style="list-style-type: none"> เสถียรภาพของความถี่ดีเป็นพิเศษ ใช้ในย่านความถี่สูง การทำให้ความถี่เปลี่ยนแปลงทำได้ยาก 	<ol style="list-style-type: none"> ใช้ในเครื่องส่งวิทยุ, นาฬิกา, เครื่องมือวัดชนิดต่างๆ ฯลฯ เมื่อนำมาใช้ร่วมกับวงจรเฟส ล็อก ลูป จะนำไปใช้งานได้อย่างกว้างขวาง



รูปที่ 2.1 แสดงวงจรป้อนกลับแบบบวก

จากรูปที่ 2.1 แสดงถึงบล็อกโคแอมพลิฟายเออร์ของวงจรป้อนกลับแบบบวก สามารถหาค่าอัตราขยายแรงดันรวมของวงจรได้ดังนี้

$$A_v = \frac{E_{out}}{E_{in}} = \frac{A}{1-AB} \quad (2.1)$$

จากสมการที่ (2.1) จะเห็นได้ว่าถ้าเป็นการป้อนกลับแบบบวกของ AB จะมีค่าเป็นบวก ค่าเฟสเซอร์ของลูปเกน AB จะต้องอยู่ในควอดแรนต์ที่ 1 หรือ 4 หรืออยู่ในแกนศูนย์องศา ซึ่งทำให้ค่าส่วนจริงของเฟสเซอร์เกน AB มีค่าเป็นจำนวนบวก อัตราการขยายรวมของวงจรจะมีค่าเพิ่มขึ้นและถ้าเทอม $AB = 1$ อัตราการขยายรวมของวงจรจะมีค่าเป็นอนันต์ สามารถนำมาอธิบายการเกิดออสซิลเลชันของวงจรออสซิลเลเตอร์ได้ว่าถ้ามีสัญญาณขนาดเล็ก ๆ ป้อนเข้ามาทางอินพุตของวงจรขยาย สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะกลับเฟส 180° แล้วผ่านเข้าวงจรป้อนกลับซึ่งจะกลับเฟสไปอีก 180° ทำให้สัญญาณที่ป้อนกลับแบบบวกมาเสริมกับสัญญาณที่อินพุตซึ่งมีเฟสตรงกัน จึงทำให้สัญญาณอินพุตมีขนาดเพิ่มขึ้น สัญญาณเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ได้จะมีขนาดใหญ่มากขึ้นตามไปด้วย เมื่อมีการป้อนกลับแบบบวกเข้ามาเสริมอีกก็จะทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตขนาดใหญ่ขึ้นไปเรื่อย ๆ นั่นก็คือค่าของ รูปเกน $AB > 1$ จะเริ่มเกิดการออสซิลเลต โดยปกติการเพิ่มขึ้นของสัญญาณจะถูกจำกัดที่แรงดันค่าหนึ่ง ซึ่งอาจจะเป็นความสามารถของตัวระบบเอง เมื่อค่ารูปเกน $AB = 1$ ดังนั้นเมื่อเกิดการป้อนกลับก็เสมือนว่าป้อนกลับด้วยค่าแรงดันที่คงที่ จึงทำให้ได้เอาต์พุตที่มีระดับแรงดันเสมือนกับคงที่ คือเป็นการออสซิลเลตอย่างต่อเนื่องนั่นเอง โดยพิจารณาจากสมการจะได้ว่าค่า A จะถูกหารด้วยศูนย์ซึ่งสัญญาณเอาต์พุต E_{out} ที่หัวของวงจรป้อนกลับถึงแม้ว่าสัญญาณอินพุต E_{in} จะมีค่าเท่ากับศูนย์

เงื่อนไขของเฟสสำหรับการออสซิลเลต จากที่วงจร ไซน่ออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรป้อนกลับ คุณสมบัติของการป้อนกลับสามารถอธิบายได้โดยการเลือกค่า A และ β ให้เหมาะสมเนื่องจากค่าสัญญาณเอาต์พุต E_{out} เป็นค่าเฟสเซอร์ที่แทนสัญญาณ ไซน่จากสมการที่ (2.1) เป็นค่าอัตราส่วนของเฟสเซอร์ซึ่งมีทั้งแอมพลิจูด (Amplitude) และเฟส (Phase) ซึ่งถูกลดรูปอยู่ในเชิงขั้ว ถึงแม้ว่าการลดรูปให้อยู่ในรูปเชิงขั้วสามารถทำได้แต่บางครั้งเพื่อความสะดวกจะพิจารณาเฉพาะตัวส่วนของสมการที่ (2.1) จากที่กล่าวมาแล้วว่าการออสซิลเลตจะเกิดเมื่อสัญญาณอินพุต E_{in} มีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งทำให้อัตราการขยายรวมของวงจรรวมมีค่าเป็นอนันต์ ซึ่งค่า A มีค่าแน่นอนดังนั้นตัวหารในสมการที่ (2.1) ต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ ถ้าวงจรมีค่าสัญญาณเอาต์พุตที่แน่นอนในขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุตเข้ามา ดังนั้นให้ตัวส่วนของสมการที่(2.1) มีค่าเท่ากับศูนย์ได้สมการ

$$1 - A\beta = 0 \quad (2.2)$$

แปลงสมการที่ (2.2) อยู่ในรูปเชิงขั้วจะได้ว่า

$$A\beta = +1 = 1 \angle 0^\circ \quad (2.3)$$

ถ้ามุมเชิงขั้วของเฟสเซอร์ A และ β เขียนได้เป็น θ_A และ θ_B ผลคูณของเฟสเซอร์ A และ เฟสเซอร์ β จะได้เป็นผลบวกของมุมเฟส เพราะว่ามีมุมเฟสในสมการที่ (2.3) มีค่าเท่ากับศูนย์ ความต้องการที่จำเป็นสำหรับการออสซิลเลตในวงจรป้อนกลับจะเป็น

$$\theta_A + \theta_B = 0 \quad (2.4)$$

ความสัมพันธ์ระหว่างมุมของเฟสเซอร์ A และ β สามารถเรียกได้ว่าเป็น เงื่อนไขของเฟสสำหรับการออสซิลเลชัน (Phase criterion for oscillation) ในวงจรออสซิลเลเตอร์ในทางปฏิบัติเงื่อนไขของเฟสในสมการที่ (2.4) มักจะเป็นตัวแสดงถึงความถี่ในการทำงาน ค่าฟอร์เวิร์ดเกน A มักจะเป็นค่าคงที่ที่มีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยในมุมเฟส θ_A ถ้าเฟสเซอร์ A ทำให้ขึ้นอยู่กับความถี่ พฤติกรรมของวงจรโดยรวมจะต้องปรับตัวเองจนกระทั่งมุมเฟส θ_B เป็นไปตามสมการที่ (2.4)

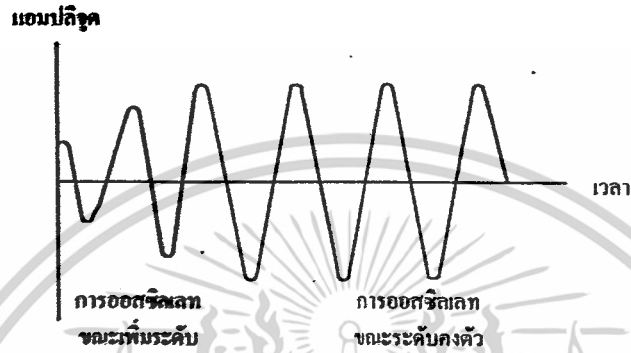
โดยอาจสรุปเป็นเงื่อนไขการออสซิลเลตได้ดังนี้

- 1) อัตราการขยายของรูปเกน ต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 1

2) ผลรวมของเฟสต้องเป็นจำนวนเต็มเท่าของ 2π เรเดียน หรือ $0, 360^\circ, \dots$

ถ้าเกิดกรณีทั้งสองพร้อมกันวงจรจึงเกิดการออสซิลเลต

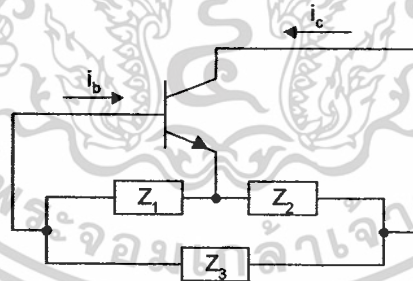
ในวงจรออสซิลเลเตอร์โดยทั่วไปจะเกิดการออสซิลเลตได้ด้วยตัวเองโดยไม่ต้องมีการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าไปเลยแม้แต่น้อย ทั้งนี้เพราะว่าสัญญาณที่ช่วยกระตุ้นให้เกิดการออสซิลเลตในขณะเริ่มต้นนั้นคือสัญญาณรบกวนที่มีอยู่ภายในอุปกรณ์นั่นเอง แต่ยังคงจำเป็นต้องป้อนไฟเลี้ยงให้กับวงจรตลอดเวลา



รูปที่ 2.2 แสดงการเกิดออสซิลเลต

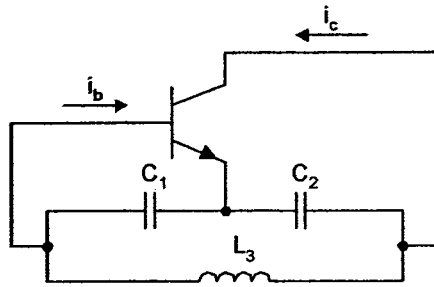
2.3 โคลพิตต์ออสซิลเลเตอร์ (Colpitts Oscillator)

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเชื่อมต่อกันสามจุดของทรานซิสเตอร์ โดยในส่วนของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่เป็นวงจรแบบป้อนกลับประกอบด้วยอุปกรณ์สามตัวดังรูปที่ 2.3 โดยทั่วไปจะเรียกว่าวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเชื่อมต่อกันสามจุดยกตัวอย่างเช่น วงจรแบบโคลพิตต์ (Colpitts) ดังรูปที่ 2.4



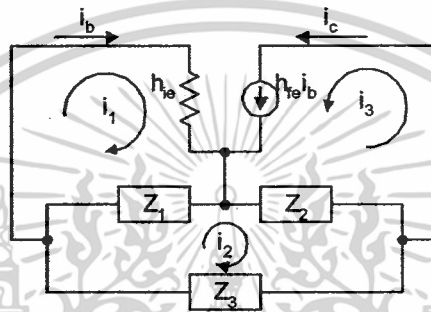
รูปที่ 2.3 แสดงรูปทั่วไปของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเชื่อมต่อกันสามจุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 วงจรเบื้องต้นของ โคลพิคัททรานซิสเตอร์

จากรูปที่ 2.4 สามารถเขียนวงจรสมมูลได้



รูปที่ 2.5 แสดงวงจรสมมูลของรูปที่ 2.4

วิเคราะห์รูป i_1 และ i_2

$$(h_{ie} + Z_1)i_1 - Z_1i_2 = 0 \quad (2.5)$$

$$-Z_1i_1 + (Z_1 + Z_2 + Z_3)i_2 + Z_3i_3 = 0 \quad (2.6)$$

แต่ $i_1 = i_b$ และ $i_3 = i_c = h_{fe}i_b$ ดังนั้นสมการที่ (2.5) และสมการที่ (2.6) จะได้เป็น

$$(h_{ie} + Z_1)i_b - Z_1i_2 = 0 \quad (2.7)$$

$$(h_{fe}Z_2 - Z_1)i_b + (Z_1 + Z_2 + Z_3)i_2 = 0 \quad (2.8)$$

สมการจะหาคำตอบได้เมื่อ $i_b \neq 0$ และ $i_2 \neq 0$ ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์ดีเทอร์มิแนนท์ ($\Delta = 0$)

$$\Delta = (h_{ie} + Z_1)(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_1(h_{fe}Z_2 - Z_1) \quad (2.9)$$

$$= h_{ie}(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_1\{Z_2(1 + h_{fe}) + Z_1\} = 0 \quad (2.10)$$

เมื่อ Z_1, Z_2, Z_3 เป็นรีแอกแตนซ์แล้ว jX_1, jX_2, jX_3 จะมีค่าเป็น

$$jh_{ie}(X_1 + X_2 + X_3) + X_1X_2(1 + h_{fe}) - X_1X_3 = 0 \quad (2.11)$$

และจากสมการที่ (2.11) ในส่วนของจำนวนจินตภาพจะได้ว่า

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{โดยจากส่วนของจำนวนจริง } X_2(1+h_{fe})+X_3=0 \quad (2.13)$$

$$X_2 = \frac{-X_3}{(1+h_{fe})} \quad (2.14)$$

จากสมการนี้จะเห็นว่า X_2, X_3 เป็นรีแอกแตนซ์ต่างชนิดกัน แทนสมการที่ (2.14) ลงในสมการที่ (2.12) ได้ว่า

$$X_1 = \frac{-h_{fe}X_3}{1+h_{fe}} \quad (2.15)$$

∴ X_1 เป็นรีแอกแตนซ์ต่างชนิดกับ X_3

จากสมการที่ (2.14) และ (2.15) ได้ว่า

$$h_{fe} = \frac{X_1}{X_2} \quad (2.16)$$

สรุป

1. ค่ารีแอกแตนซ์ของ X_1, X_2 จะต้องเป็นคอนดัคทีกับ X_3
2. ค่ารีแอกแตนซ์ต่างๆควรจะเป็นไปตามข้อกำหนดดังนี้ $|X_2| < |X_3|; |X_1| < |X_3|$
3. h_{fe} ควรจะมีค่าเป็น $h_{fe} = \frac{X_1}{X_2}$

ค่า h_{fe} นี้จะเป็นค่าที่การออสซิลเลตเป็นแบบอิมคิวแล้วถ้าในกรณีของเพ็งจะเริ่มออสซิลเลตค่า h_{fe} ควรจะเป็น

$$h_{fe} > \frac{X_1}{X_2}$$

จากข้อกำหนดจะได้วงจรพื้นฐานที่เรียกว่า วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ โคลพิตต์ ดังรูปที่ 2.5
พิจารณา $X_1 + X_2 + X_3 = 0$ เทียบกับวงจรรูปที่ 2.5 จะได้

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (2.17)$$

$$\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_3 = 0 \quad (2.18)$$

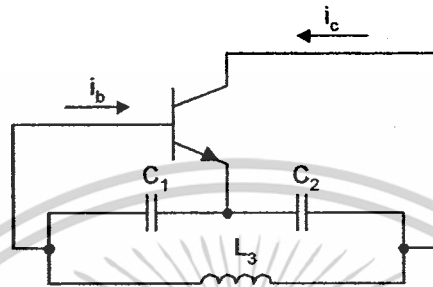
นำ $j\omega$ คูณตลอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} - \omega^2 L_3 = 0 \quad (2.19)$$

$$(2\pi f)^2 = \frac{C_1 + C_2}{L_3 C_1 C_2} \quad (2.20)$$

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_3 C_1 C_2}} \quad \text{Hz} \quad (2.21)$$



รูปที่ 2.6 วงจรเบื้องต้นของโคลพิตต์

แต่เมื่อรวมทริเมอร์ C ที่ปรับค่าได้ จากรูปที่ 2.6 ที่มาพิจารณาแล้วได้ว่า

$$\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + \left(j\omega L_3 \parallel \frac{1}{j\omega C} \right) = 0 \quad (2.22)$$

$$\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{\frac{L_3}{C}}{j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega C}} = 0 \quad (2.23)$$

เอา $j\omega$ คูณตลอด

$$\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{-\omega^2 L_3}{-\omega^2 L_3 C + 1} = 0 \quad (2.24)$$

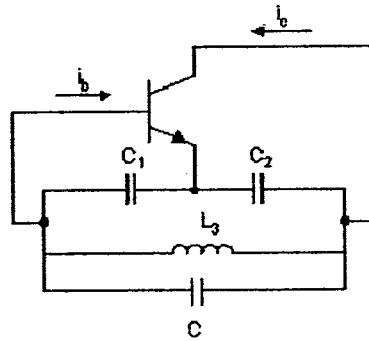
$$\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{-\omega^2 L_3 C + 1}{\omega^2 L_3} \quad (2.25)$$

$$\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C = \frac{1}{\omega^2 L_3} \quad (2.26)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_3 \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C \right)}} \quad (2.27)$$

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_3 \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C \right)}} \quad \text{Hz} \quad (2.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 วงจรเบื้องต้นของ โคลพิคต์ออสซิลเลเตอร์เมื่อรวมเข้ากับทรินเมอร์

2.4 วงจรขยายกำลังความถี่สูงที่มีพื้นฐานอยู่บนวงจรออสซิลเลเตอร์ภายใต้อิทธิพลของผลการตอบสนองอินพุตบังคับ (High Frequency Power Amplifier Based on Sinusoidal Forced Input Oscillator)

ในสถานะอินเจกชันล็อก (Injection Lock) ระบบออสซิลเลเตอร์ภายใต้อิทธิพลของผลการตอบสนองอินพุตบังคับระบบออสซิลเลเตอร์จะให้กำลังงานเอาต์พุตสูงสุด โดยนำมาประยุกต์ใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ให้เป็นวงจรวางขยายกำลังความถี่สูงด้วยเทคนิคอินเจกชันล็อก

ระบบอินเจกชันล็อกเป็นปรากฏการณ์ที่เกิดจากการตอบสนองส่วนหนึ่งของระบบการออสซิลเลตที่มีการป้อนอินพุตจากภายนอกเป็นรูปคลื่นไซน์ ซึ่งลักษณะดังกล่าวจะเหมือนกับพฤติกรรมของเฟสล็อกลูป โดยการตอบสนองบังคับนั้นเป็นย่าน ๆ หนึ่งที่สัญญาณออสซิลเลเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของสัญญาณอินพุตที่มีการป้อนเข้ามาและเมื่อผ่านย่านการบังคับของสัญญาณอินพุต และช่วงที่มีการล็อกก็คือ การเกิดอินเจกชันล็อก

วงจรวางขยายกำลังความถี่สูง มีความสำคัญอย่างยิ่งต่อระบบการสื่อสารแบบไร้สายที่ผ่านมารอกแบบวงจรวางขยายความถี่สูงจะต้องอาศัยการออกแบบวงจรถูกเข้ากันได้ (Matching) และการไบอัสทรานซิสเตอร์ให้มีความแม่นยำ ซึ่งบ่อยครั้งที่มีการก่อให้เกิดการออสซิลเลตซึ่งเป็นพฤติกรรมที่ไม่พึงปรารถนาในการออกแบบวงจรวางขยายกำลัง จึงมีแนวความคิดที่จะใช้ประโยชน์จากพฤติกรรมที่ไม่พึงปรารถนาดังกล่าวมาสร้างวงจรวางขยายกำลัง โดยจากการสืบค้นเราได้พบกับพฤติกรรมของอินเจกชันล็อก ซึ่งคือพฤติกรรมที่วงจรรออสซิลเลเตอร์ ถูกป้อนอินพุตเข้าไปและพบว่า ภายใต้สภาวะล็อกที่ความถี่ของสัญญาณอินพุตเข้าใกล้กับความถี่ทางธรรมชาติเอาต์พุตของวงจรรออสซิลเลเตอร์ สัญญาณความถี่เอาต์พุตของวงจรรออสซิลเลเตอร์จะถูกควบคุมด้วยความถี่สัญญาณอินพุต โดยถ้าเราทำการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุตก็จะทำให้ความถี่ของสัญญาณอินพุตแปรผันตาม ซึ่งมีพฤติกรรมทำนองเดียวกับเฟสล็อกลูปภายใต้สภาวะการล็อก ค่ากำลังงานของสัญญาณการตอบสนองบังคับ (forced response) อัน

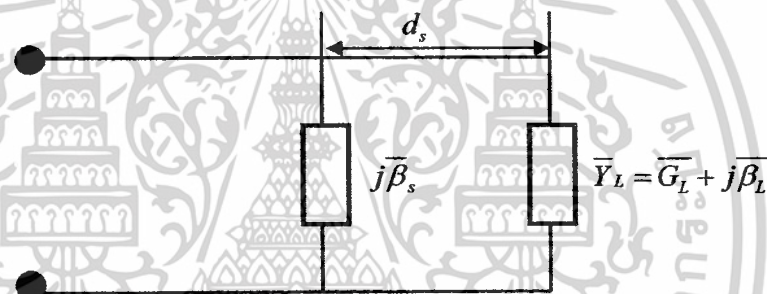
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากการป้อนอินพุต จะมีขนาดมหาศาล ทำให้เสมือนกับว่า ค่ากำลังงานของสัญญาณส่วนอื่น ๆ ถูกดึงมาให้แก่สัญญาณเอาต์พุตที่เป็นการตอบสนองบังคับจึงทำให้สัญญาณการออกสิจิลเลตที่ความถี่ธรรมชาติหายไป จะพบว่าถ้าป้อนอินพุตที่เป็นค่ากำลังงานต่ำให้กับวงจรออกสิจิลเลเตอร์ ซึ่งอยู่ในสภาวะล็อกจะได้อาต์พุตกำลังงานสูงมหาศาลความถี่เดียวกับอินพุต ซึ่งก็จะมีพฤติกรรมคล้ายกับวงจรขยายกำลัง แต่อย่างไรก็ตามค่ากำลังงานมหาศาลดังกล่าวไม่สามารถเกิดขึ้นได้จริงในทางปฏิบัติ ดังนั้นค่ากำลังงานที่ได้ก็จะเป็นค่ากำลังงานสูงสุดที่วงจรสามารถจ่ายให้ได้

2.5 สต๊อปชานน (Shunt stub)

พิจารณาสายส่งสัญญาณแบบไม่มีการสูญเสีย มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ Z_0 มีโหลดแอดมิตแตนซ์ค่า Y_L ดังรูปที่ 2.8 ค่าออร์มัลไลซ์อิมพีแดนซ์ที่ระบบทำงานเท่ากับ d_s จากระนาบโหลดจะหาค่าได้จากสมการที่ (2.29)

$$\bar{Y}_{in} = \frac{\bar{Y}_L + j \tan(\beta d_s)}{1 + j \bar{Y}_L \tan(\beta d_s)} \quad (2.29)$$



รูปที่ 2.8 สต๊อปชานน

การทำให้แมตซ์ที่ระยะ d_s นั้นคือส่วนจริงของอินพุตแอดมิตแตนซ์จะต้องมีค่าเท่ากับแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะของสายส่ง (Characteristic admittance) เป็นส่วนจริงของสมการที่ (2.29) จะต้องมีความเป็นจริง จะต้องทราบหาระยะทาง d_s เพื่อหาค่าส่วนจินตภาพของ Y_{in} ดังนั้น

$$d_s = \frac{1}{\beta} \tan^{-1} \frac{(\bar{B}_L \pm \sqrt{\bar{B}_L^2 - A(1 - \bar{G}_L)})}{A} \quad (2.30)$$

เมื่อ

$$A = \bar{G}_L (\bar{G}_L - 1) + \bar{B}_L^2 \quad (2.31)$$

ส่วนจินตภาพของออร์มัลไลซ์อินพุตแอดมิตแตนซ์ที่ระยะห่าง $-d_s$ มีค่า

$$\bar{\beta}_{in} = \frac{[\bar{\beta}_L + \tan(\beta d_s)] \times [1 - \bar{\beta}_L \tan(\beta d_s)] - \bar{G}_L^2 \tan(\beta d_s)}{[\bar{G}_L \tan(\beta d_s)]^2 + [1 - \bar{\beta}_L \tan(\beta d_s)]^2} \quad (2.32)$$

เมื่อเงื่อนไขการแมตช์เป็นดังนี้

$$\bar{\beta}_s = -\bar{\beta}_{in} \quad (2.33)$$

เพราะฉะนั้นตัวเหนี่ยวนำที่ค่อนงานต้องค่อเข้าไปที่ระยะ d_s หากว่าอินพุตแอดมิตแดนซ์อยู่ในสถานะเป็นตัวเก็บประจุ

ในทางตรงข้ามอุปกรณ์ที่จะเชื่อมต่อต้องเป็นตัวเก็บประจุหากว่า Y_{in} มีสถานะเป็นอินคักทีฟที่ระยะ d_s ซึ่งในที่นี้เราสามารถใส่สายส่งสัญญาณที่มีค่าซัสเซปแดนซ์ตามสมการที่ (2.31) ที่มีปลายด้านหนึ่งเปิดปลายสายหรือปิดปลายสาย เราเรียกว่าสายส่งสัญญาณแบบนี้ว่าสตัป ถ้าให้ I_s แทนความยาวของสตัปปลายสายซึ่ง

$$I_s = \frac{1}{\beta} \cot^{-1}(-\bar{\beta}_s) = \frac{1}{\beta} \cot^{-1}(\bar{\beta}_{in}) \quad (2.34)$$

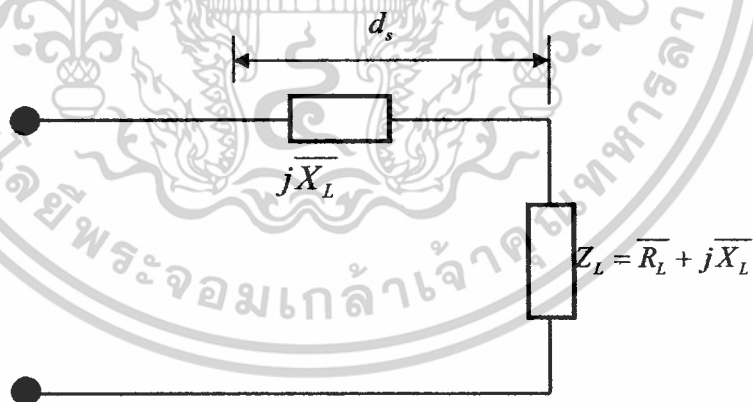
ในทางตรงกันข้าม ถ้าปลายด้านหนึ่งเปิดปลายสาย จะได้

$$I_s = \frac{1}{\beta} \tan^{-1}(\bar{\beta}_s) = \frac{1}{\beta} \tan^{-1}(-\bar{\beta}_{in}) \quad (2.35)$$

2.6 สตัปแบบอนุกรม (Series stub)

ถ้าอุปกรณ์รีแอกทีฟต้องเข้าไปในลักษณะอนุกรม ตามรูปที่ 2.9 จะได้ว่านอร์มัลไลซ์อินพุตอิมพีแดนซ์ที่ระยะ d_s มีค่าดังนี้

$$\bar{Z}_{in} = \frac{\bar{Z}_L + j \tan(\beta d_s)}{1 + j \bar{Z}_L \tan(\beta d_s)} \quad (2.36)$$



รูปที่ 2.9 สตัปอนุกรม

ในกรณีที่แมตช์ที่ระยะ d_s ดังนั้นส่วนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์จะมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่ง ตัวอย่างเช่น ส่วนจริงในสมการที่ (2.33) จะต้องมีค่าเท่ากับ 1 เงื่อนไขนี้เองจะเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เงื่อนไขที่ใช้สำหรับหาระยะ d_s ค่ารีแอกแตนซ์ X_s จะถูกต่อเข้าไปในลักษณะอนุกรมที่ระยะ d_s เพื่อหักล้างส่วนจินตภาพ Z_{in} ซึ่ง

$$d_s = \frac{1}{\beta} \tan^{-1} \frac{(\bar{X}_L \pm \sqrt{\bar{X}_L^2 - A(1 - \bar{R}_L)})}{A_Z} \quad (2.37)$$

เมื่อ

$$A_Z = \bar{R}_L (\bar{R}_L - 1) + \bar{X}_L^2 \quad (2.38)$$

ส่วนจินตภาพของนอร์มัลไลซ์อินพุตอิมพีแดนซ์ ที่ระยะ d_s หาได้จาก

$$\bar{X}_{in} = \frac{[\bar{X}_L + \tan(\beta d_s)] \times [1 - \bar{X}_L \tan(\beta d_s)] - \bar{R}_L^2 \tan(\beta d_s)}{[\bar{R}_L \tan(\beta d_s)]^2 + [1 - \bar{X}_L \tan(\beta d_s)]^2} \quad (2.39)$$

มีเงื่อนไขในการแมตช์ที่ระยะ d_s ส่วนรีแอกทิฟของ X_{in} จะต้องถูกกำจัดออกไปโดยการต่ออุปกรณ์ที่มีเครื่องหมายตรงกันข้าม กล่าวคือ

$$\bar{X}_s = -\bar{X}_{in} \quad (2.40)$$

เพราะฉะนั้นตัวเก็บประจุจะถูกต่อเข้าไปแบบอนุกรม ถ้าอินพุตอิมพีแดนซ์เป็นอินดักทิฟในทางตรงกันข้ามการต่อตัวเหนี่ยวนำเข้าไปแบบอนุกรม หากว่าอินพุตอิมพีแดนซ์อยู่ในสถานะคาปาซิทีฟมีความยาวของสตัปแบบเปิดสายค่าเท่ากับ

$$I_s = \frac{1}{\beta} \cot^{-1}(-\bar{X}_s) = \frac{1}{\beta} \cot^{-1}(\bar{X}_{in}) \quad (2.41)$$

ความยาวของสตัปแบบสลับปลายสายมีค่าเท่ากับ

$$I_s = \frac{1}{\beta} \tan^{-1}(\bar{X}_s) = \frac{1}{\beta} \tan^{-1}(-\bar{X}_{in}) \quad (2.42)$$

จะสังเกตว่าที่ตำแหน่ง d_s และความยาว I_s ทุก ๆ ความยาวที่เพิ่มขึ้น $\lambda/2$ ก็จะทำให้เกิดการแมตช์ได้ อย่างไรก็ตามแม้ว่าความยาวที่ต้องการที่ทำให้เกิดการแมตช์นั้นมีหลายค่า แต่ระยะของความยาวที่สั้นที่สุดจะเป็นระยะที่ควรเลือกนำไปใช้ในการแมตช์

2.7 วิธีการใช้กราฟ (Graphical method)

จะใช้กราฟสมิตชาร์ทช่วยในการออกแบบทั้ง แบบสตัปอนุกรมและสตัปขนานสามารถที่จะสรุปเป็นขั้นตอนได้ดังนี้

1. หาค่านอร์มัลไลซ์อิมพีแดนซ์ของโหลดและตำแหน่งบนสมิตชาร์ท
2. จากวงกลมวีเอสดีบีบลิวอาร์ (VSWR Circle) คงที่ถ้าต้องการใช้สตัปแบบขนานให้เลื่อนสายส่งสัญญาณที่ยาว $\lambda/4$ ออกจากจุดโหลดอิมพีแดนซ์

สรุปก็คือสายส่งสัญญาณมีความสำคัญมากสำหรับระบบสื่อสาร ซึ่งในที่นี้เราได้เน้นให้เห็นถึงความสำคัญและพารามิเตอร์ที่สำคัญของสายส่งสัญญาณที่เรานำมาพิจารณาในการเลือกประยุกต์ใช้งาน การอธิบายคุณสมบัติของสายส่งสัญญาณจะใช้พารามิเตอร์แบบสองพอร์ตในการวิเคราะห์โดยสัญญาณที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เคลื่อนที่ในสายส่งจะอยู่ในรูปของคลื่นเดินทาง ได้แก่ คลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อน ส่วนพารามิเตอร์ที่สำคัญของสายส่งสัญญาณซึ่งจำเป็นต่อการออกแบบนี้ ได้แก่ ค่าคงที่การลททอน ความยาวของสายส่งและอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ

การประยุกต์ใช้งานสายส่งสัญญาณอาจจะอยู่ในรูปของสลับแบบอนุกรม สลับแบบขนานหรือวงจรแปลงอิมพีแดนซ์แบบหนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่นสำหรับการออกแบบวงจรแมตซ์ซิ่ง ซึ่งรูปแบบการประยุกต์ใช้งานสายส่งสัญญาณจะเหมาะสมกับงานที่สัญญาณความถี่สูง ซึ่งมีความยาวคลื่นน้อยเนื่องจากความยาวทางกายภาพของสายส่งสัญญาณจะเป็นมิติของความยาวคลื่น

2.8 สายอากาศและสายส่ง

ในการติดต่อสื่อสารด้วยคลื่นวิทยุหรือที่เรียกว่า คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ระหว่างจุดสองจุดให้เป็นไปได้นั้น โดยใช้สายอากาศแพร่กระจายคลื่นวิทยุจากเครื่องส่งวิทยุออกไปในอากาศ ซึ่งสายอากาศเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญอย่างหนึ่งที่เป็นตัวกำหนดคุณภาพและความสามารถในการส่งคลื่นวิทยุหรือรับคลื่นวิทยุ อาจกล่าวได้ว่า เครื่องส่งวิทยุที่มีประสิทธิภาพสูงเพียงใดก็ตามหากใช้สายอากาศไม่ถูกต้องแล้วย่อมทำให้ประสิทธิภาพในการส่งคลื่นวิทยุลดลงไปอย่างมากหรือไร้ผลอย่างสิ้นเชิง สายอากาศจะเป็นแบบใดนั้นขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของการใช้งาน ในระบบเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียง เครื่องส่งวิทยุจะอยู่ห่างจากสายอากาศมากอุปกรณ์ที่ใช้ในการเชื่อม โยระหว่างเครื่องส่งวิทยุกับสายอากาศก็คือสายส่ง นอกจากนี้แล้วยังจำเป็นต้องติดตั้งชุดวงจรจูนสายอากาศ (Antenna tuning circuit) อยู่ภายในกล่อง ใกล้กับสายอากาศด้วย

2.8.1 สายส่ง (Transmission lines)

สายส่งเป็นอุปกรณ์ที่ใช้เพื่อนำกำลังงานความถี่วิทยุที่ได้จากเอาต์พุตของ เครื่องส่งวิทยุ ไปยังสายอากาศ หรือนำสัญญาณคลื่นวิทยุจากสายอากาศมายังเครื่องรับวิทยุโดยให้มีการสูญเสีย (Losses) น้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ซึ่งบางครั้งอาจเรียกว่า สายส่งกำลัง สายรับ-ส่ง สายนำสัญญาณหรือฟีดเดอร์ (Feeder) ก็ได้ ซึ่งสามารถแบ่งตามลักษณะ โครงสร้างได้หลายชนิดด้วยกันทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของงาน สายส่งที่ใช้งานโดยทั่วไปได้แก่ สายลวดตัวนำสองเส้นคู่ขนาน (Parallel wire) แบบทวินลีด (Twin lead) สายส่งแบบตีเกลียวคู่ (Twisted pair) สายส่งแบบโคแอกเซียล (Coaxial cable) วงจรพิมพ์ (Printed circuit traces) สายใยแก้วนำแก้ว (Optic fiber) หรือเส้นลวดทองแดงสั้นๆบนแผ่นวงจรพิมพ์ (Printed circuit trace) ที่ใช้ต่อระหว่างไมโครโพรเซสเซอร์ชิป (Microprocessor chip) ที่เรียกว่า บัสไลน์ (Bus line) ด้วยก็ได้ เป็นต้น

2.8.2 หลักการเบื้องต้นของสายส่งชนิดสองเส้นคู่ขนาน

เนื่องจากสายส่งแต่ละชนิดจะมีลักษณะ โครงสร้างแตกต่างกันออกไป ขึ้นอยู่กับการนำไปใช้งาน แต่อย่างไรก็ตามหลักการเบื้องต้นก็จะมาจากสายส่งชนิดเส้นคู่ขนานทั้งสิ้น ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำความเข้าใจกับสายส่งชนิดสองเส้นคู่ขนานเสียก่อน สายส่งชนิดสองเส้นคู่ขนาน เป็นสายส่งที่มีโครงสร้างโดย

การใช้ลวดตัวนำสองเส้นที่เป็นโลหะชนิดเดียวกัน มีขนาดเท่ากันวางขนานกันด้วยระยะห่างเท่ากันตลอดสาย

2.8.3 ความเร็วการเดินทางของคลื่นวิทยุในสายส่ง

ความเร็วของคลื่นวิทยุที่แพร่กระจายออกไปในอากาศจะมีค่าสูงสุดเกือบเท่ากับความเร็วแสง คือ ประมาณ 300×10^6 เมตรต่อวินาที และจะช้าลงเมื่อเดินทางในสายส่งเนื่องจากค่าความจุ (C) และค่าความเหนี่ยวนำ (L) ของสายส่ง ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.43)

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.43)$$

หรือความเร็วของคลื่นวิทยุที่เดินทางในสายส่งขึ้นอยู่กับค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของฉนวน (k) ซึ่งมีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$\text{ความเร็ว (Velocity)} = \frac{300 \times 10^6}{\sqrt{k}} \text{ เมตรต่อวินาที}$$

เมื่อ k = ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของฉนวน (ไม่มีหน่วย)

สายส่งที่มีค่าไดอิเล็กตริกของฉนวนและความเร็วของคลื่นวิทยุที่เดินทางในสายส่งใช้ฉนวนชนิดต่างๆ ดังแสดงในตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและผลของความเร็วคลื่นวิทยุ

วัสดุ (Material)	ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Dielectric constant)	ความเร็ว(เมตรต่อวินาที) (Velocity)
สุญญากาศ (Vacuum)	1.000	300×10^6
อากาศ (Air)	1.0006	299.9×10^6
เทฟลอน (Teflon)	2.10	207×10^6
โพลีเอทิลีน (Polyethylene)	2.27	199×10^6
พีวีซี (PVC)	3.30	165×10^6
ไนลอน (Nylon)	4.90	136×10^6
โพลีสตีเร็น (Polystyrene)	2.5	190×10^6

องค์ประกอบของความเร็ว (Velocity factor: V_f) เป็นอัตราส่วนความเร็วของสายอากาศคลื่นวิทยุที่เดินทางในสายส่ง (V_p) ต่อความเร็วของคลื่นวิทยุที่เดินทางในอากาศ (V_c) ซึ่งสามารถคำนวณได้จาก สมการที่ (2.44)

$$V_f = \frac{V_p}{V_c} \quad (2.44)$$

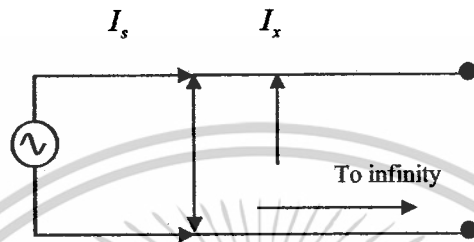
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ
$$V_f = \frac{1}{\sqrt{k}} \quad (2.45)$$

เมื่อ k เป็นค่าไดอิเล็กตริกของฉนวน

2.8.4 ค่าอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสายส่ง (Characteristic impedance)

ค่าอิมพีแดนซ์ประจำตัว Z_0 ของสายส่งคือ ค่าอิมพีแดนซ์ที่วัดได้ที่ปลายด้านส่ง (Sending end) หรือ ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (Input impedance) ของสายส่งที่มีความยาวอนันต์ (Infinity)



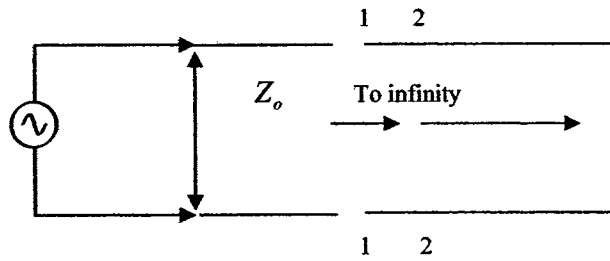
รูปที่ 2.10 แสดงความหมายของอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสายส่ง

ถ้าเราป้อนสัญญาณความถี่วิทยุ (RF) ให้แก่สายส่งที่มีความยาวอนันต์ คลื่นหรือกำลังงานความถี่วิทยุจะเดินทางไปตามสายส่งด้วยความเร็วใกล้เคียงกับความเร็วแสง คลื่นวิทยุนี้ทำให้เกิดกระแสไหลในสายส่งและเกิดแรงดันตกคร่อมระหว่างสายส่ง ถ้าหากเราใช้มาตรวัดแรงดันและกระแสความถี่วิทยุที่จุดต่างๆบนสายส่ง เราจะพบว่าแรงดันและกระแสจะมีค่าเท่ากัน แรงดัน V_s ปลายด้านส่งต่อกระแส I_s ที่ไหลผ่านในสายส่ง คือ

$$Z_0 = \frac{V_s}{I_s} \quad (2.46)$$

ในการทำงานเดียวกันที่ทุกๆจุดบนสายส่งอัตราส่วน $\frac{V_x}{I_x}$ จะมีค่าเท่ากับ Z_0 ด้วย (เพราะว่า V_x และ I_x มีค่าคงที่ตลอดความยาวของสาย)

การที่เราใช้สายส่งที่มีความยาวอนันต์เป็นสิ่งอ้างอิงสำหรับการกำหนดค่า Z_0 ของสายส่งใดๆ นั้นก็เพราะว่าเมื่อเราส่งสัญญาณความถี่วิทยุไปในสายส่งที่มีความยาวอนันต์ กระแสความถี่วิทยุที่เคลื่อนที่ไปจะอ่อนกำลังลงเรื่อยๆและหมดไปในที่สุด ไม่มีการสะท้อนกลับไปยังค้อนทางอีกสายที่มีความยาวอนันต์นั้น ไม่อาจมีจริงในทางปฏิบัติ แต่เราสามารถทำให้สายส่งที่มีความยาวแน่นอนมีคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ประจำตัว Z_0 เหมือนกับสายที่มีความยาวอนันต์ได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.11



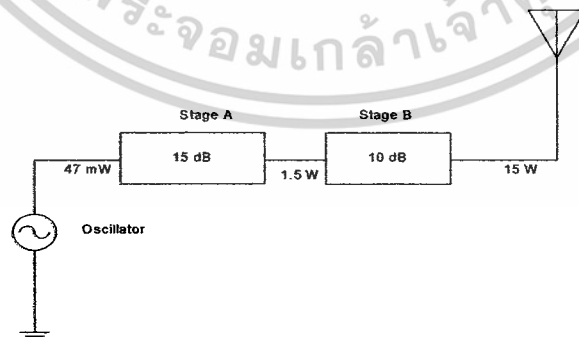
รูปที่ 2.11 แสดงความหมายของอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสายส่ง

สมมุติเราตัดสายที่มีความยาวอนันต์ที่จุด (1,2) ดังแสดงในรูปที่ 2.10 ความยาวของสายส่งที่เหลือก็ยังคงมีความยาวอนันต์อยู่ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ที่วัดที่ขั้ว 2-2 จะมีค่าเท่ากับ Z_0 เหมือนเดิมและถ้าเราต่อปลาย ขั้ว 1-1 ของสายส่งที่มีความยาวแน่นอนด้วยอิมพีแดนซ์ที่มีค่าดังแสดงในรูปที่ 2.11 นั่นคือสายที่มีความยาวแน่นอน ถ้าต่อปลายด้านหนึ่งด้วยอิมพีแดนซ์ที่มีค่าเท่ากับ Z_0 ของสายส่งแล้ว สายส่งช่วงสั้นนั้น มีผลทางไฟฟ้าคล้ายกับว่าสายนั้นมีความยาวอนันต์ ในข้อที่ว่าสัญญาณที่ส่งจากต้นทางเมื่อเคลื่อนที่ไปถึง โหลด (Load) หรือตัวรับสัญญาณมันจะถูกดูดกลืน (Absorb) สัญญาณไว้หมด จะไม่มีสัญญาณสะท้อนกลับไปค่า Z_0 ของสายส่งไม่ได้ ขึ้นอยู่กับความยาวและสามารถคำนวณได้จากค่ารีแอกแตนซ์กระจายของ L และ C คือ

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.47)$$

2.8.5 วงจรขับกำลังและการแมตช์หลายสเตจ (Driver Amplifier and Interstate Matching)

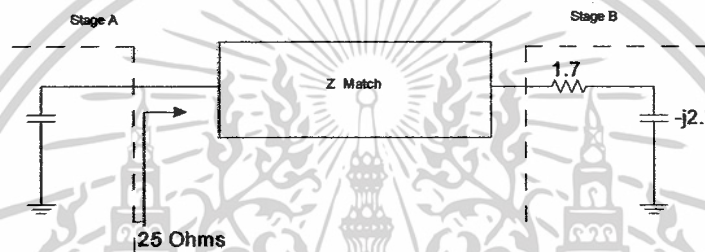
รูปแบบของการกระจายอัตราขยายสามารถทำได้ดังรูปที่ 2.12 สังเกตได้ว่าระดับความต้องการของทาวเวอร์เอาต์พุตจากวงจรขยายอันดับสุดท้าย 15 วัตต์ โดยทรานซิสเตอร์สเตจสุดท้ายถูกเลือกให้ปฏิบัติงานโดยมีอัตราขยาย 10 เดซิเบล (dB) และสเตจก่อนหน้านี้ทำการขยายได้ถึง 1.5 วัตต์ โดยทรานซิสเตอร์ทำการขยายได้ถึง 15 เดซิเบล (dB) สัญญาณจากแหล่งกำเนิดซึ่งเป็นสิ่งจำเป็น ดังนั้นกำลังของสัญญาณ 47 มิลลิวัตต์ นั้นเป็นความสามารถในการขับต้นกำลังจากภายในตัวออสซิลเลเตอร์เอง



รูปที่ 2.12 ระบบการขับสัญญาณ ในการส่งกำลัง 15 วัตต์

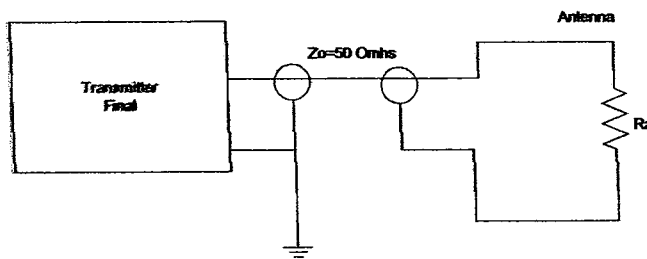
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การตรวจสอบการแมตช์กันระหว่างสเตจเอ (Stage A) และสเตจบี (Stage B) บ่อยครั้งที่เกี่ยวข้องกับวงจรรขยายกำลังนั้นคือ ความไม่ชัดเจนหรือค่าอิมพีแดนซ์ที่ไม่แมตช์กัน ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างวงจรรขยายกำลังและ โหลดของวงจรมีอิมพีแดนซ์แมตช์ซึ่งที่ถูกต้องสำหรับวงจรรขยายซึ่งเกี่ยวกับโหลดของทรานซิสเตอร์ โดยจะมีค่าคอนจูเกตที่ซับซ้อนของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ การออกแบบวงจรรขยายกำลังนั้นเราสนใจในโหลดคริสตแชนซ์ ของทรานซิสเตอร์เพื่อที่จะกระจายอัตราขยายกำลังของแต่ละสเตจ นี่เป็นเรื่องที่ง่ายต่อการออกแบบซึ่งในรูปที่ 2.43 จะอธิบายตรงจุดนี้ โดยสมมติว่าทรานซิสเตอร์ของสเตจบี มีอินพุตอิมพีแดนซ์ คือ $Z = 1.7 - j2.7\Omega$ และทำการสมมติสเตจเอด้วยเพื่อที่จะทำให้ได้กำลังขับ 1.5 วัตต์ ซึ่งเป็นความต้องการของโหลดคริสตแชนซ์ 25Ω บทบาทของอิมพีแดนซ์แมตช์เนตเวิร์ก (impedance matching network) นั่นคือการถ่ายโอนจากอินพุตอิมพีแดนซ์ระดับต่ำ (Low-input impedance) จากสเตจบีขึ้นไปยังระดับ 25Ω นอกจากนี้การแมตช์เนตเวิร์กยังต้องทำการเรโซแนนซ์กับเอาต์คาปาซิแตนซ์ที่ 15 พิโคฟารัด ของสเตจเอ



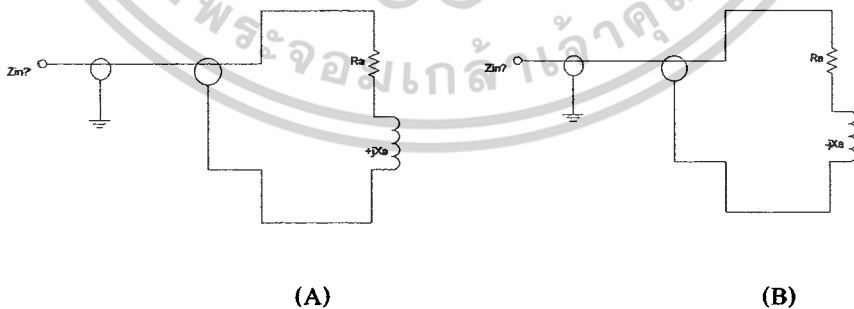
รูปที่ 2.13 การต่ออิมพีแดนซ์แมตช์เนตเวิร์ก

การแมตช์ของสายโคแอกเซียล (Matching to coaxial feed lines) เนื่องจากวงจรที่และพายใช้สำหรับการแมตช์ในสายโคแอกเซียลของวงจรรขยายกำลัง ส่วนมากวงจรที่เป็นเช่นนี้จะมีจุดประสงค์ 2 ประการ โดยเฉพาะการประพุดิตัวเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำเพื่อทำการลดฮาร์โมนิกของทางด้านภาคส่งรูปที่ 2.44 แสดงโคอะแกรมของการส่งผ่านสายโคแอกเซียล ไปยังสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ โดยความต้านทาน R_d คือความต้านทานในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ โดยที่ความยาวตามแนวตั้งของสายอากาศที่ความยาว $\lambda/4$ จะมีการทำงานที่ตรงข้ามกับกราวด์เพลนที่ตีมาก ซึ่งมีความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นประมาณ 35Ω ขณะที่ความยาว $\lambda/2$ ของโคโพลมีความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นประมาณ 70Ω ณ ความถี่เรโซแนนซ์นี้คือ ความต้านทานอย่างง่ายที่สายโคแอกเซียลสามารถมองเห็นปลายสายอากาศได้



รูปที่ 2.14 ความต้านทานการแพร่กระจายสายอากาศที่รีโซแนนซ์

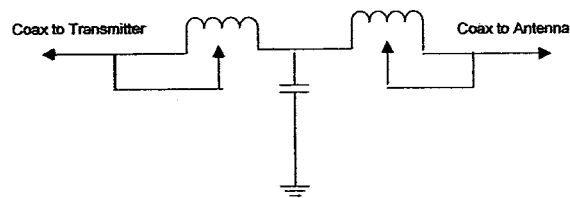
ณ ความถี่ที่เหนือและต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นมันเริ่มที่จะแสดงตัวเป็นอุปกรณ์รีแอกทีฟแสดงได้ดังรูปที่ 2.14 ความถี่เหนือความถี่เรโซแนนซ์โดยสายอากาศประพฤติตัวเป็นอินดักทีฟและความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ สายอากาศประพฤติตัวเป็นตัวเก็บประจุ ที่ปลายทางด้านส่งของสายโคแอกเซียลิมพีแดนซ์ ซึ่งคือเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ที่สามารถพบได้อย่างแน่นอนซึ่งไม่เพียงแต่เป็นฟังก์ชันของความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ แต่ยังเป็นฟังก์ชันของความยาวของสายอากาศได้ ดังนั้นที่ระยะทางครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นวัดกลับมาจากสายอากาศอิมพีแดนซ์จะประพฤติตัวเป็นสายโคแอกเซียล ซึ่งเสมือนเป็นความต้านทานของการแพร่กระจายคลื่นที่ระยะทางอื่นๆวัดจากสายอากาศ อย่างไรก็ตาม โคแอกเซียลจะทำให้มีความแตกต่างของอินพุตอิมพีแดนซ์มากเพียงไรขึ้นอยู่กับระดับของความไม่เหมาะสมกันระหว่างสายอากาศและสายเคเบิล ดังนั้นเป็นการยากยิ่งในการประเมินค่าอินพุต อิมพีแดนซ์ที่แท้จริงของสายส่ง โดยปราศจากการรู้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ กล่าวได้ว่าสายโคแอกเซียล 50Ω จะไม่เป็น 50Ω ที่อินพุตของมันถ้าไม่มีโหลดค่า 50Ω ที่ปลายสายเคเบิล ด้วยเหตุนี้ จึงแทบจะไม่มีกรณีที่เกิดการขับระบบสายอากาศในทางปฏิบัติจึงไม่สะดวกมากนักในการออกแบบแมตชิ่งเนตเวิร์ก โดยปราศจากการปรับเปลี่ยนค่า นอกจากนี้การติดตั้งสายอากาศจำนวนมากจะสามารถทำงานได้มากช่วงความถี่ ด้วยเหตุนี้เองความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศมีได้หลายค่า ซึ่งแปรตามความถี่อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายเคเบิลต้องมีหลายค่าด้วย และการแมตชิ่งเนตเวิร์กต้องสามารถทดแทนค่าที่หลากหลายนี้ได้ด้วย



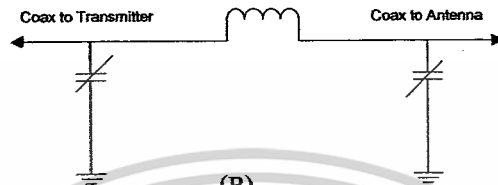
รูปที่ 2.15 การแพร่กระจายความต้านทานของสายอากาศ

- (A) เหนือความถี่เรโซแนนซ์
- (B) ใต้ความถี่เรโซแนนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(A)



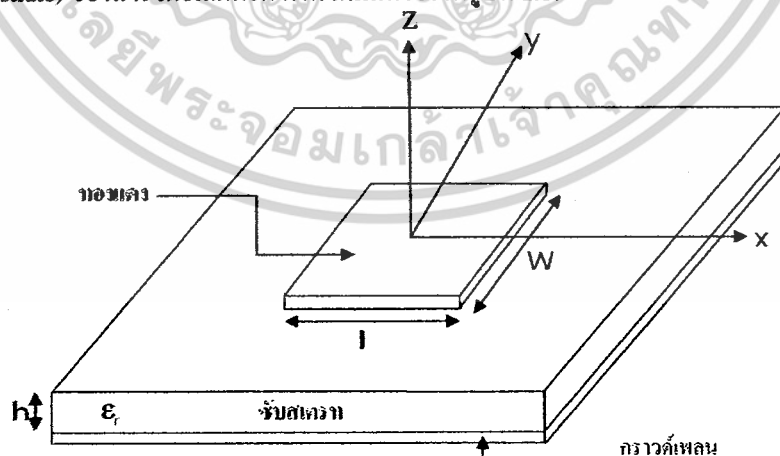
(B)

รูปที่ 2.16 การเปลี่ยนแปลงค่าในสาย โคนแอกเรียลของแมตซ์ชิงเนตเวิร์ก

รูปที่ 2.16 แสดงถึง 2 วิธีที่สามารถเป็นไปได้ของการปรับค่าอิมพีแดนซ์แมตซ์ชิงเนตเวิร์กสำหรับสายส่ง T เนตเวิร์กของรูปที่ 2.18 (A) ใช้ทั้งขอลวดเหนี่ยวนำแบบแท่งและตัวเก็บประจุที่สามารถปรับค่าได้ ส่วนพาส-เนตเวิร์กในรูปที่ 2.16 (B) ใช้เพียงตัวเก็บประจุแบบปรับค่าเท่านั้น สังเกตได้ว่าทั้ง 2 กรณีวงจรกรองความถี่ถูกใช้เพื่อช่วยลดฮาร์มอนิกของสัญญาณที่ถูกส่ง จากรูปที่ 2.16 ถูกออกแบบเพื่อให้ฮาร์มอนิกของสัญญาณที่ถูกส่งต้องการให้มีระดับต่ำกว่าสัญญาณพื้นฐาน $\approx 50 \Omega$ และการออกแบบวงจรกรองความถี่จะมีส่วนช่วยให้ได้คุณภาพที่ดีที่สุด

2.9 สายอากาศไมโครสตริป (Microstrip Antenna)

สายอากาศไมโครสตริปจะประกอบไปด้วย ส่วนที่เป็นแผ่นหรือที่เราเรียกว่า แพทช์ (Patch) ซึ่งเป็นตัวนำ ซึ่งถูกแยกออกจากกันด้วยแผ่นระนาบกราวด์ที่มีความบาง และมีลักษณะเป็นชั้นหรือที่เรียกว่า ซับสเตรท (Substrate) ของสาร ไดอิเล็กทริก ดังที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 โครงสร้างทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ W คือ ความยาวของแพทช์

L คือ ความกว้างของแพทช์

h คือ ความสูงของซบสเตรท

ϵ_r คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ของซบสเตรท

โดยคุณสมบัติที่พิเศษกว่าสายอากาศชนิดอื่นๆ มีดังนี้

- น้ำหนักเบา
- ขนาดเล็ก
- สามารถนำมาดัดแปลงรูปร่างให้สอดคล้องได้
- ราคาถูก
- การผลิตง่าย
- สามารถทำให้บางได้
- มีค่า scattering cross section ต่ำ
- ไม่ต้องมี cavity backing
- ติดตั้งได้ง่ายกว่า

โดยปกติแล้วสายอากาศจะอิงตามความยาว $1/2$, $1/4$ ของความยาวคลื่น เมื่อเปลี่ยนรูปแบบมาเป็นสายอากาศแบบ ไมโครสตริปแล้วก็ยังคงใช้วิธีการเดิมอยู่ แต่จะต้องคำนึงถึงผลกระทบจากชนิดของแผ่นทองแดงด้วยผลกระทบนี้เรียกว่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ที่ได้รับผลกระทบจากแผ่นทองแดง ตัวอย่าง

สายอากาศแบบไมโครสตริปพื้นฐานแสดงได้ดังรูปที่ 2.17 จากตัวอย่างในรูปที่ 2.17 จะเห็นว่าสายอากาศแบบไมโครสตริปพื้นฐาน เป็นรูปแบบที่เข้าใจได้ง่ายคือนำแผ่นทองแดงมาเจาะทองแดงรอบนอกออกให้เหลือทองแดงเป็นสี่เหลี่ยม กว้างยาวประมาณ $1/2$ ของความยาวคลื่นที่ต้องการ ก็สามารถนำไปใช้งานได้แล้ว แต่ความยาวคลื่นนี้ต้องคิดแบบความยาวคลื่นสัมพันธ์กับชนิดของแผ่นทองแดงด้วยสายอากาศแบบพื้นฐานนี้คือใช้งานได้กับช่องสัญญาณแคบมาก ประกอบกับมีขนาดใหญ่และประสิทธิภาพต่ำจึงมักถูกนำมาเพียงเพื่อเรียนรู้เบื้องต้นของสายอากาศแบบระนาบเท่านั้น แต่ไม่ถูกนำไปใช้งาน

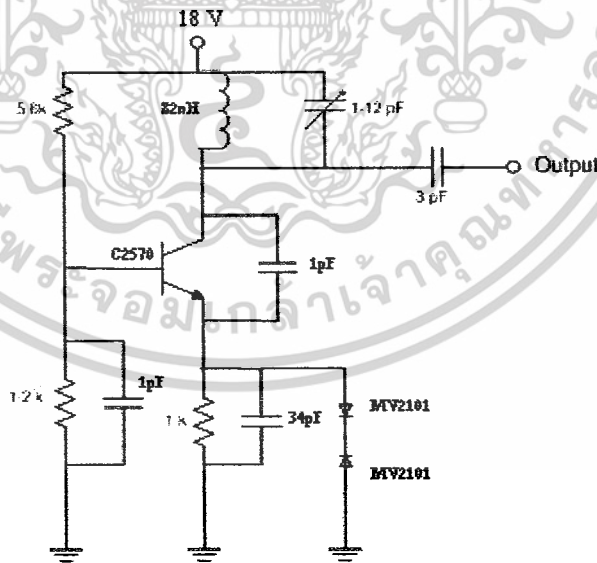
บทที่ 3

การออกแบบและการสร้าง

3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์

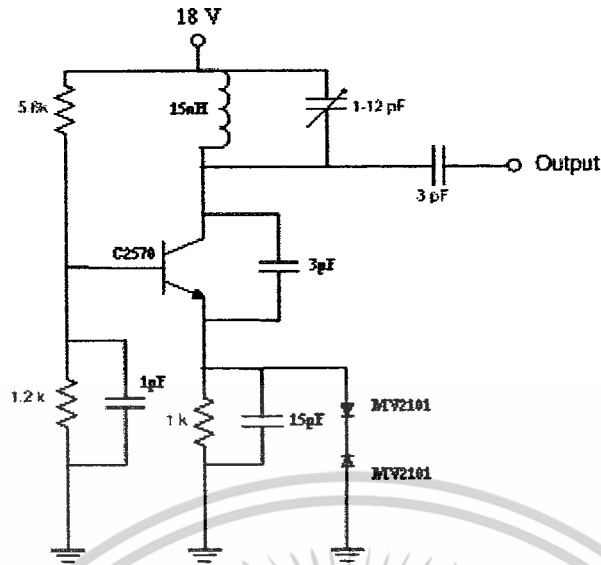
วงจรออสซิลเลเตอร์ทำหน้าที่ผลิตความถี่ที่ใช้เป็นความถี่รับกวนสัญญาณเมื่อถือ โดยผลิตความถี่สองย่านความถี่คือ 900 เมกะเฮิร์ตซ์ และความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นวงจรกำเนิดออสซิลเลเตอร์แบบ LC ชนิดกราวด์-เบสโคลพิทต์ โดยมีขดลวด L_1 กับทรินเมอร์ C_4 ประกอบกันเป็นวงจรปรับความถี่ทางด้านเอาต์พุต และมี R_1, R_2, R_3 เป็นวงจรไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ C2570 โดยใช้ไดโอดที่เรียกว่า วารีแคป (Variable Capacitance Diode) หรือวาร์เรกเตอร์ไอโอด (Varactor Diode) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณรบกวนและจำกัดกระแสเพื่อให้สัญญาณที่ผลิตได้มีกำลังสูงขึ้นและมีแบนด์วิธกว้าง และ C_1 ทำหน้าที่บายพาสความถี่สูงที่ขาเบส และ C_2 กับ C_3 เป็นตัวแบ่งแรงดันกำหนดอัตราส่วนของสัญญาณที่ทำการป้อนกลับจากคอลเลกเตอร์มายังอิมิตเตอร์ ดังนั้น C_2 จึงไม่ใช่เป็นตัวเก็บประจุบายพาสเหมือนของวงจรทั่วไป ความถี่ออสซิลเลเตอร์สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.1)

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_1 \left(\frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} + C \right)}} \text{ Hz} \quad (3.1)$$



รูปที่ 3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์

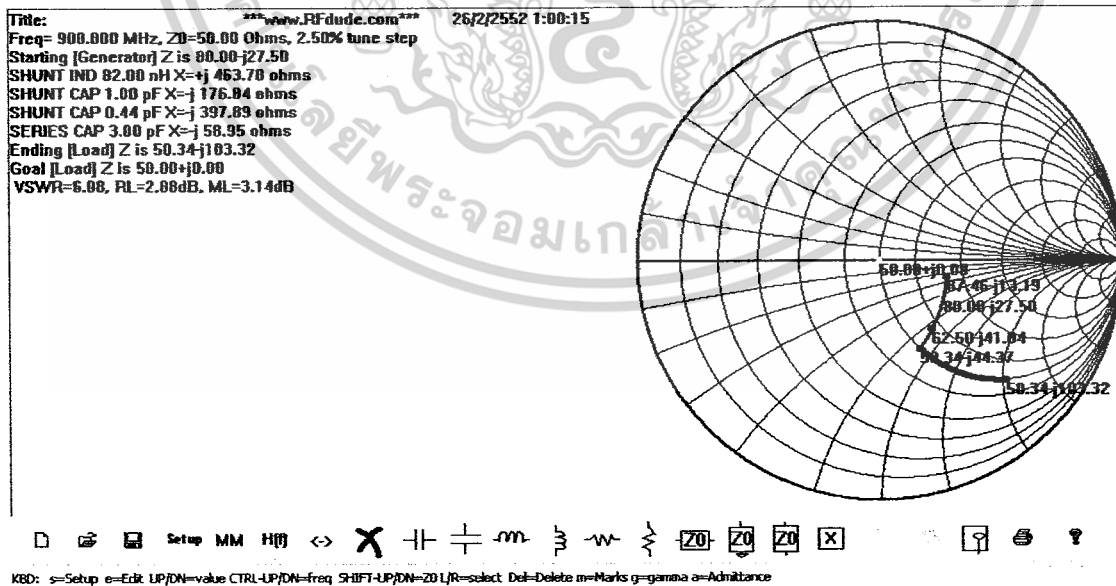
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์

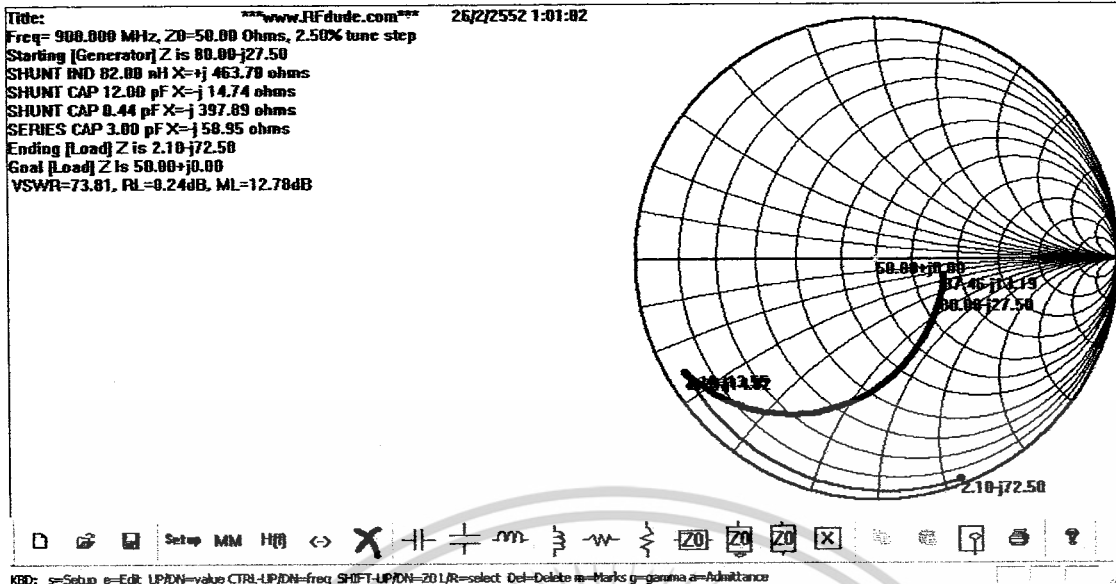
โดยสามารถวิเคราะห์หาค่าอิมพีแดนซ์ได้จากเอส-พารามิเตอร์ที่อยู่ในค่าดัชนีของทรานซิสเตอร์ โดยค่าเอส22 และนำอิมพีแดนซ์นั้นมาใส่ค่าในโปรแกรมRFdude.com Smith Chart Program เพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์ที่เปลี่ยนไปเนื่องจากผลของตัวเก็บประจุและขดลวดเหนี่ยวนำ โดยได้อิมพีแดนซ์ดังนี้

- ย่านความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์เมื่อทริมเมอร์มีค่า 1 พิโคฟาร์ด ได้อิมพีแดนซ์ 50.34-103.32j
- ย่านความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์เมื่อทริมเมอร์มีค่า 12 พิโคฟาร์ด ได้อิมพีแดนซ์ 2.10-72.50j
- ย่านความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์เมื่อทริมเมอร์มีค่า 1 พิโคฟาร์ด ได้อิมพีแดนซ์ 15.68-54.89j
- ย่านความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์เมื่อทริมเมอร์มีค่า 12 พิโคฟาร์ด ได้อิมพีแดนซ์ 0.74-35.95j

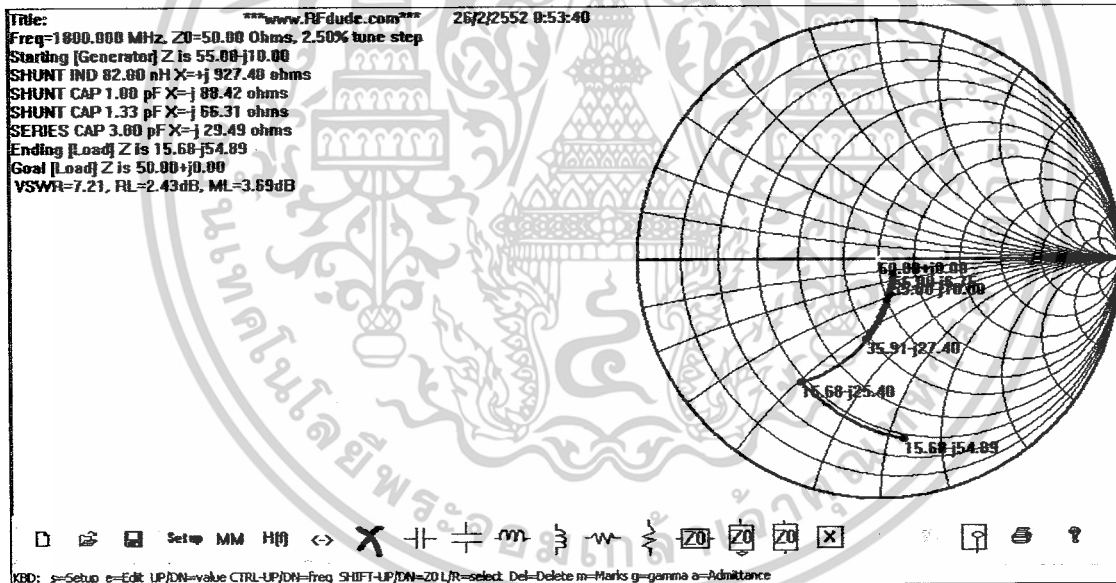


รูปที่ 3.3 ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์ เมื่อทริมเมอร์มีค่า 1 พิโคฟาร์ด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

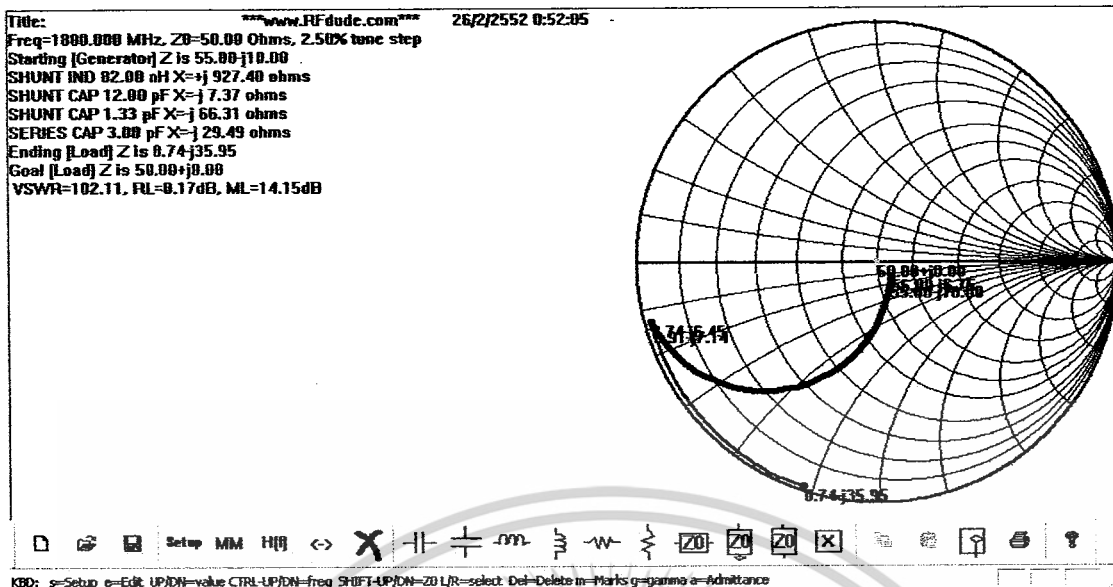


รูปที่ 3.4 ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 900 เมกะเฮิรตซ์
เมื่อทรินเมอร์มีค่า 12 พิโคฟาร์ด



รูปที่ 3.5 ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 1800 เมกะเฮิรตซ์
เมื่อทรินเมอร์มีค่า 1 พิโคฟาร์ด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

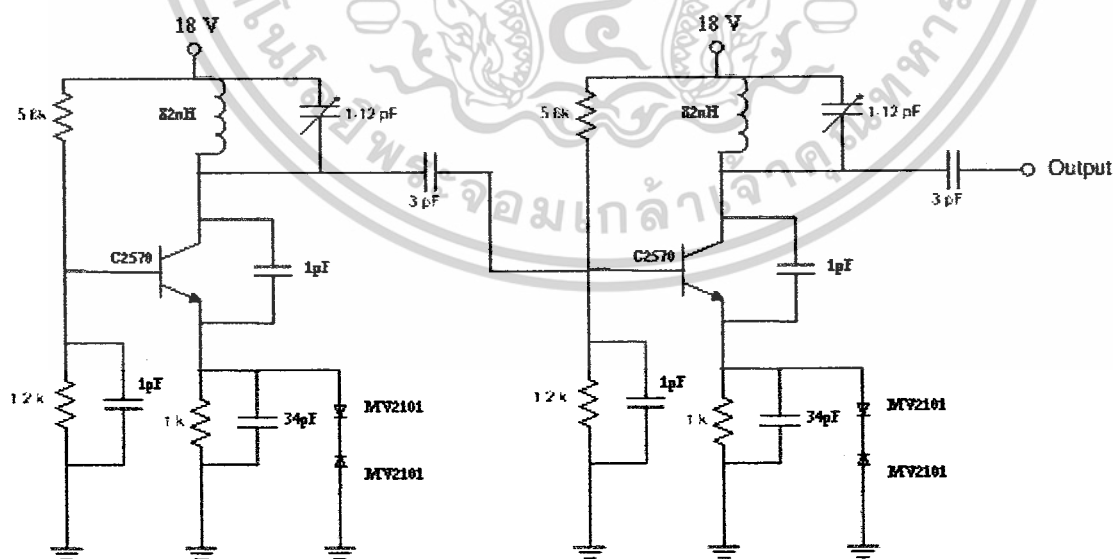


รูปที่ 3.6 ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรออกสซิโลสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์ เมื่อทริเมอร์มีค่า 12 พิโคฟารัด

3.2 วงจรอินเจกชันล็อก (Injection Lock)

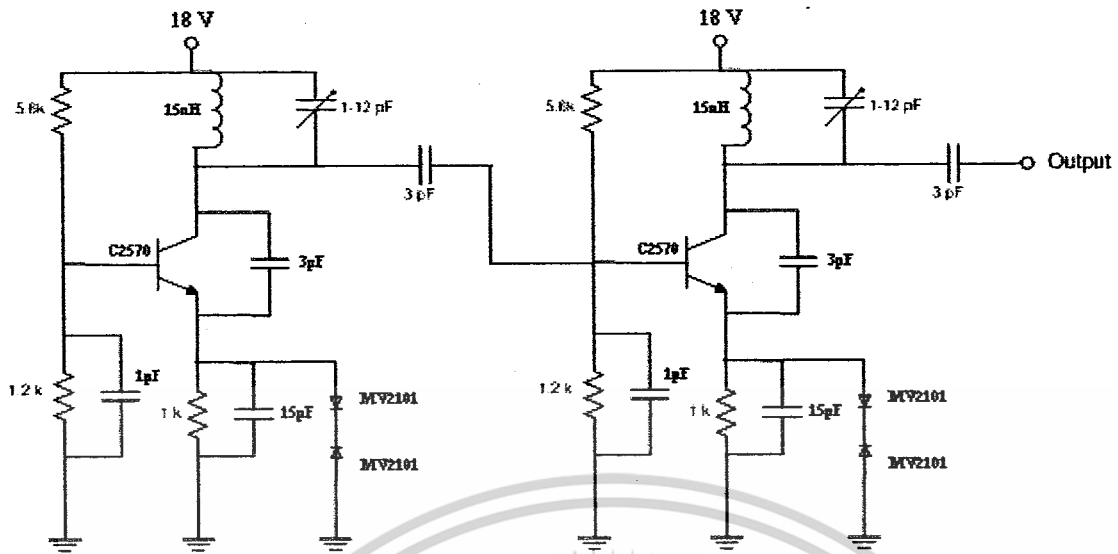
เนื่องจากย่านความถี่ของสัญญาณมือถือมีแบนด์วิธค่อนข้างกว้าง จึงมีความจำเป็นที่ต้องขยายแบนด์วิธโดยใช้วิธีอินเจกชันล็อกเพื่อให้อุปกรณ์สัญญาณได้อย่างครอบคลุม

ทำอินเจกชันล็อกโดยการนำสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์ที่กำลังต่ำกว่า ไปมอดูเลตเป็นอินพุตให้กับออสซิลเลเตอร์ที่กำลังสูงกว่า โดยจะมีการแมทซ์อิมพีแดนซ์ระหว่างวงจร

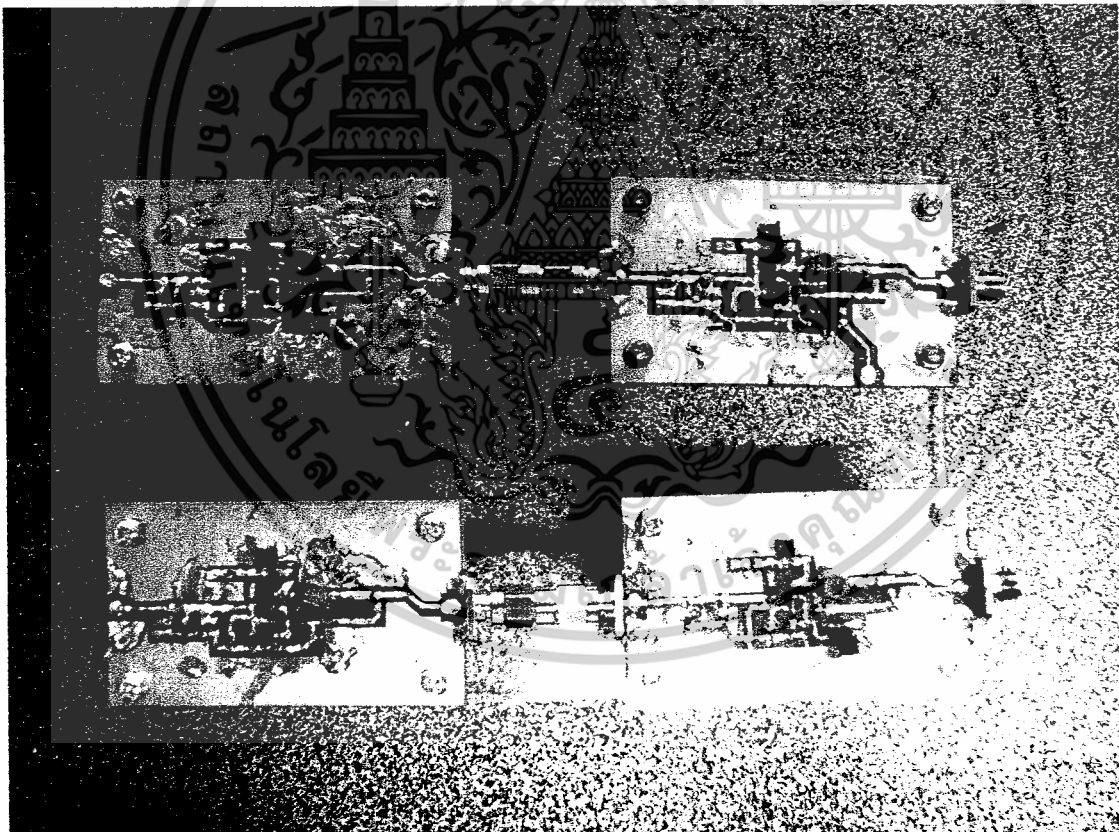


รูปที่ 3.7 วงจรอินเจกชันล็อกย่านความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 วงจรอินเจกชันลือกย่านความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์

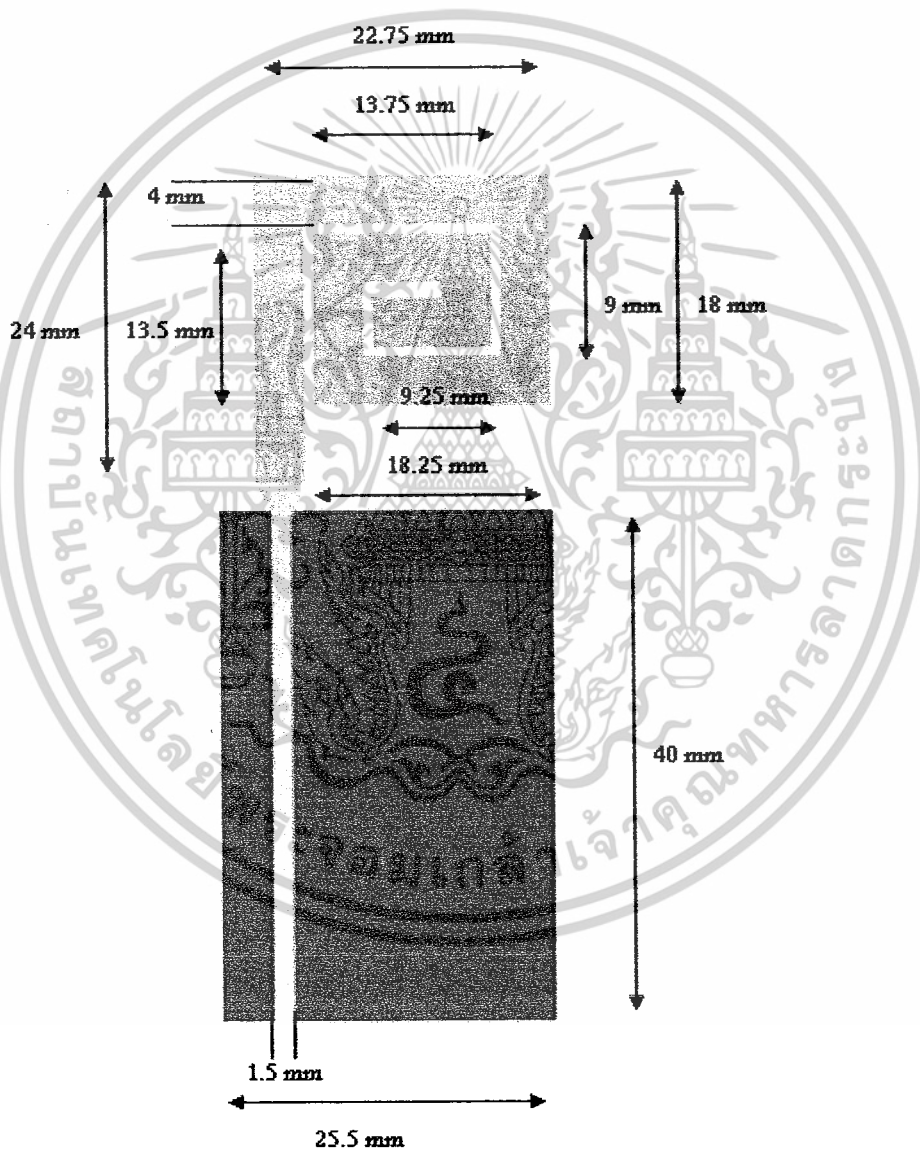


รูปที่ 3.9 วงจรอินเจกชันลือกย่านความถี่ 900 และ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์เมื่อวางอุปกรณ์แล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 สายอากาศ

เพื่อให้คลื่นรบกวนแพร่กระจายได้อย่างมีประสิทธิภาพ สายอากาศจึงมีความจำเป็นมากเพื่อแพร่คลื่นให้ได้ตามที่ต้องการ เพื่อให้คลื่นแพร่กระจายรอบตัว สายอากาศไมโครสตริปโมโนโพลชนิดสำหรับหลายย่านความถี่จึงนับเป็นทางเลือกที่ดีทางหนึ่งเนื่องจากสามารถสร้างได้อย่างง่าย โดยจะใช้สายอากาศนี้ใช้ได้สำหรับทั้งสองย่านความถี่มือถือคือย่าน จีเอสเอ็ม 900 (GSM900) และย่านดีซีเอส 1800 (DCS1800) ถูกออกแบบโดย M. Geissler, M. Gehrt, P. Waldos และ I. Wolff มีขนาดคั้งรูปที่ 3.6 แล้วจึงนำไปจำลองในโปรแกรม CST Microwave Studio ซึ่งผลการจำลองอยู่ในบทถัดไป



รูปที่ 3.10 สายอากาศไมโครสตริปโมโนโพลชนิดสำหรับหลายย่านความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

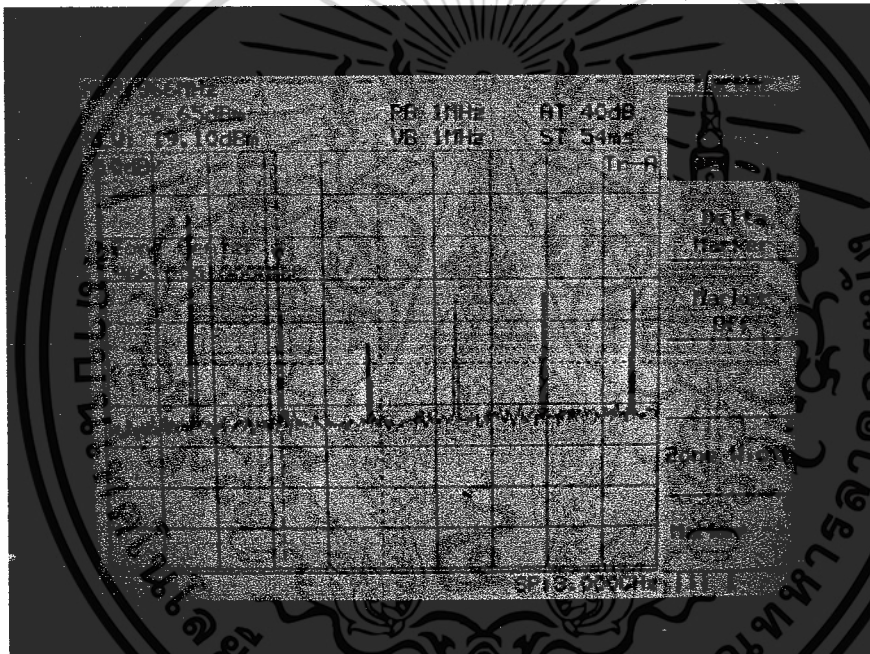
บทที่ 4

ผลการทดลองและวิเคราะห์ผลการทดลอง

จากที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 เป็นการออกแบบวงจรเพื่อให้ได้ผลตอบสนองเป็นไปตามต้องการ แต่ในทางปฏิบัติที่วงจรที่ออกแบบอาจไม่ได้ผลตอบสนองทางความถี่ตรงกับทฤษฎี โดยเฉพาะอย่างยิ่งในวงจรความถี่สูงซึ่งเป็นไปได้ยากที่วงจรจะสามารถให้ผลตอบสนองทางความถี่ได้อย่างสมบูรณ์

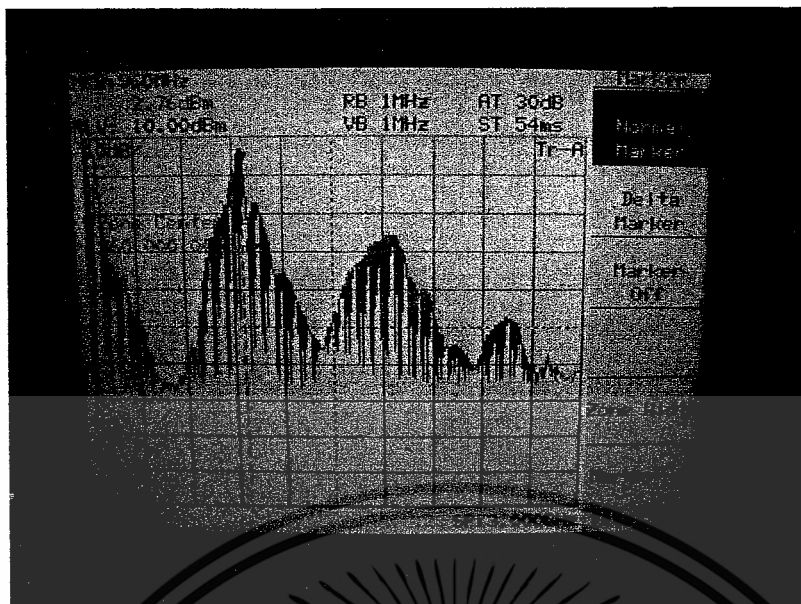
4.1 ผลการทดลองของวงจรออสซิลเลเตอร์ 900 เมกะเฮิร์ตซ์

วงจรออสซิลเลเตอร์ 900 เมกะเฮิร์ตซ์ใช้เป็นสัญญาณในการทดสอบสัญญาณเมื่ออยู่ในย่านความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์ เก็บผลโดยใช้สเปกตรัมอานาไลเซอร์ของ Anritsu รุ่น MS2661B ซึ่งได้ผลดังนี้



รูปที่ 4.1 สเปกตรัมแสดงฮาร์โมนิกของสัญญาณที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์กำลังต่ำความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์

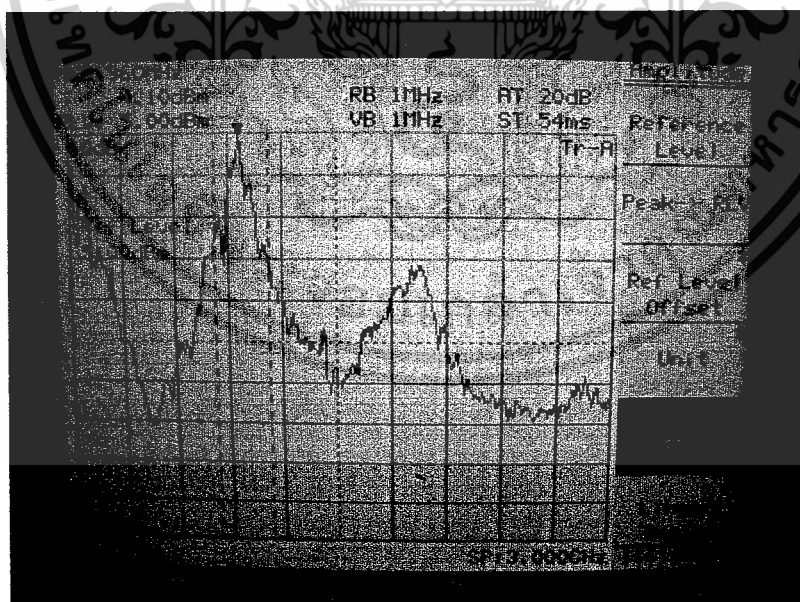
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 เสาปครีမ်แสดงฮาร์โมนิกของสัญญาณที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์กำลังสูงความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์

4.2 ผลการทดลองของวงจรอินเจกชันล็อก 900 เมกะเฮิร์ตซ์

เนื่องจากย่านความถี่ของสัญญาณมีอิมพีแดนซ์ค่อนข้างกว้าง จึงมีความจำเป็นต้องขยายแบนด์วิธ โดยใช้วิธีอินเจกชันล็อกเพื่อให้รับกวนสัญญาณได้อย่างครอบคลุม เมื่อนำวงจรออสซิลเลเตอร์ทั้งสองมาทำการอินเจกชันล็อกกันจะ ได้ผลดังนี้

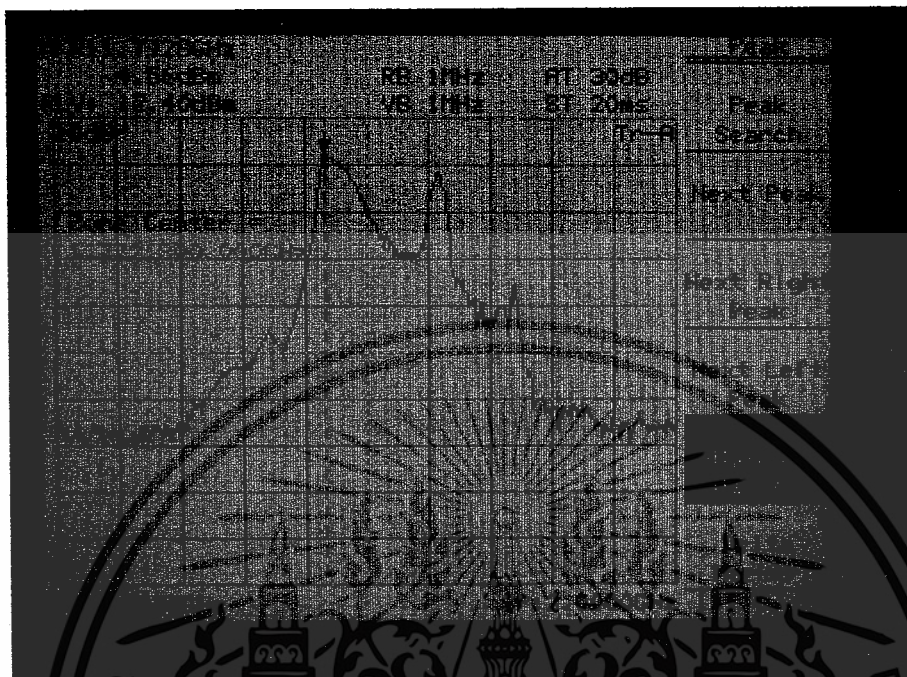


รูปที่ 4.3 เสาปครีမ်แสดงฮาร์โมนิกของสัญญาณที่ได้จากวงจรอินเจกชันล็อกความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์

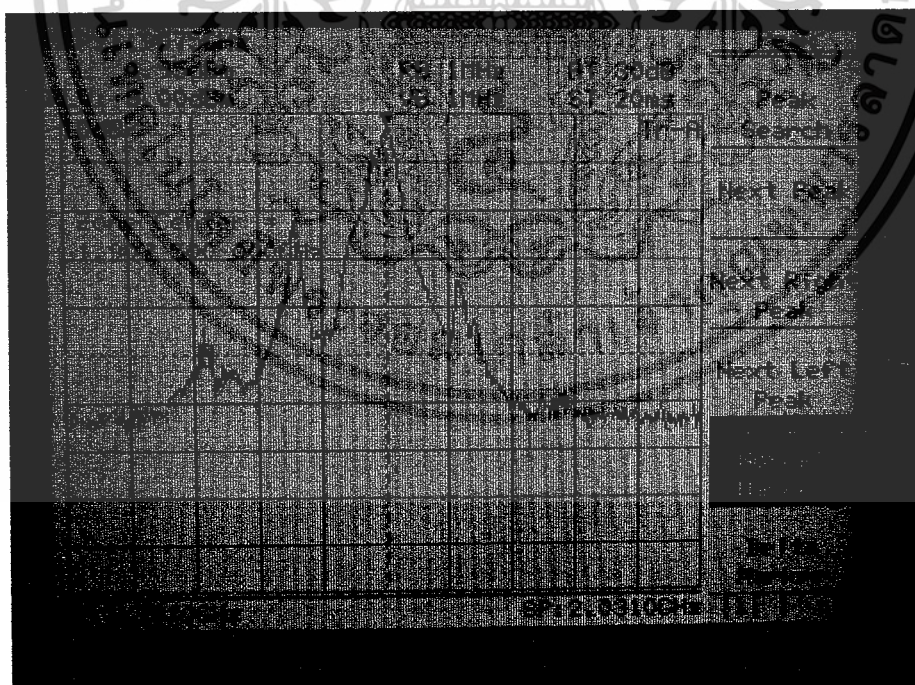
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ผลการทดลองของวงจรรอสซิลเลเตอร์ 1800 เมกะเฮิรตซ์

วงจรรอสซิลเลเตอร์ 1800 เมกะเฮิรตซ์ใช้เป็นสัญญาณในการกลบสัญญาณมือถือในย่านความถี่ 1800 เมกะเฮิรตซ์ เก็บผลโดยใช้สเปกตรัมอานาไลเซอร์ซึ่งได้ผลดังนี้



รูปที่ 4.4 สเปกตรัมแสดงฮาร์โมนิกของสัญญาณที่ได้จากวงจรรอสซิลเลเตอร์กำลังต่ำความถี่ 1800 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.5 สเปกตรัมแสดงฮาร์โมนิกของสัญญาณที่ได้จากวงจรรอสซิลเลเตอร์กำลังสูงความถี่ 1800 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ผลการทดลองของวงจรวงจรอินเจกชันล็อก 1800 เมกะเฮิร์ตซ์

เนื่องจากย่านความถี่ของสัญญาณมีอิมพีแดนซ์ค่อนข้างกว้าง จึงมีความจำเป็นที่ต้องขยายแบนด์วิธ โดยใช้วิธีอินเจกชันล็อกเพื่อให้รับกวนสัญญาณได้อย่างครอบคลุม เมื่อนำวงจรรอซซิลเลเตอร์ทั้งสองมาทำการอินเจกชันล็อกกันจะ ได้ผลดังนี้

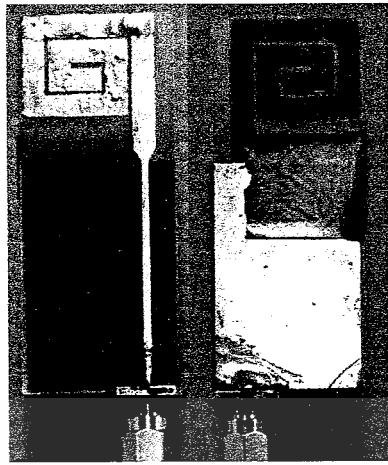


รูปที่ 4.6 เสาปกรัสม์แสดงฮาร์โมนิกของสัญญาณที่ได้จากวงจรวงจรอินเจกชันล็อกความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์

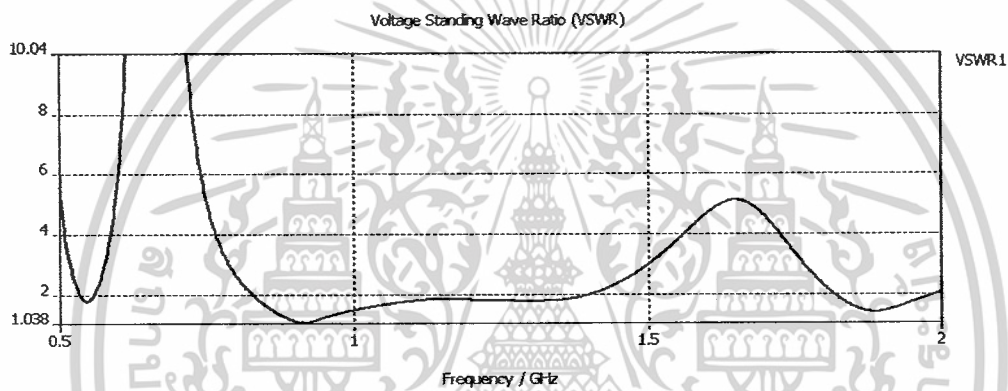
4.5 ผลการทดลองของสายอากาศ

ผลการวัดคุณสมบัติของสายอากาศซึ่งประกอบไปด้วย ผลของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศ (VSWR) ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ (Log-Mag) และรูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศของแต่ละสายอากาศในความถี่ที่แตกต่างสามารถวัดได้จากเครื่องเน็ตเวิร์คแอนาไลเซอร์ของ Hewlett-Packard รุ่น 8720C และผลของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศ (VSWR) ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ (Log-Mag) ที่ได้จากการจำลองในโปรแกรม CST Microwave Studio โดยการวัดการแผ่กระจายของคลื่นจะวัดมุมระหว่างคลื่นที่ส่งมากับสายอากาศเทียบกับความแรงในการแผ่กระจาย โดยรูปที่ 4.7 โดยภาพด้านซ้ายคือสายอากาศทำมุม 0 องศากับคลื่นที่ส่งมาและภาพด้านขวาสายอากาศทำมุม 180 องศากับคลื่นที่ส่งมา

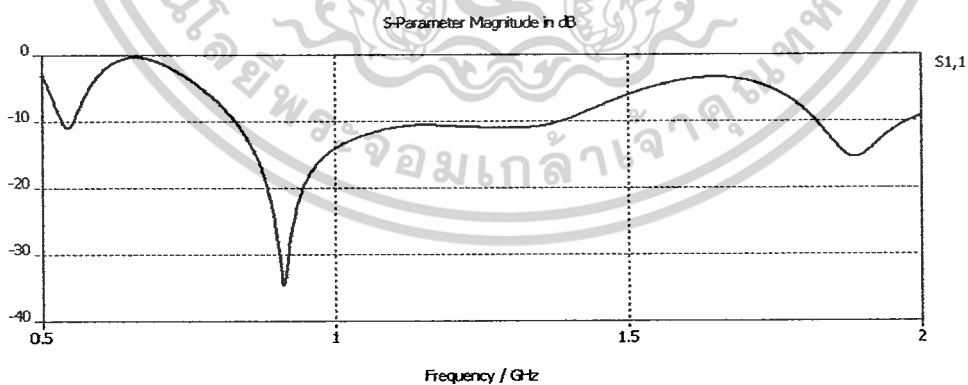
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 มุมที่สายอากาศได้ทำการแพร่

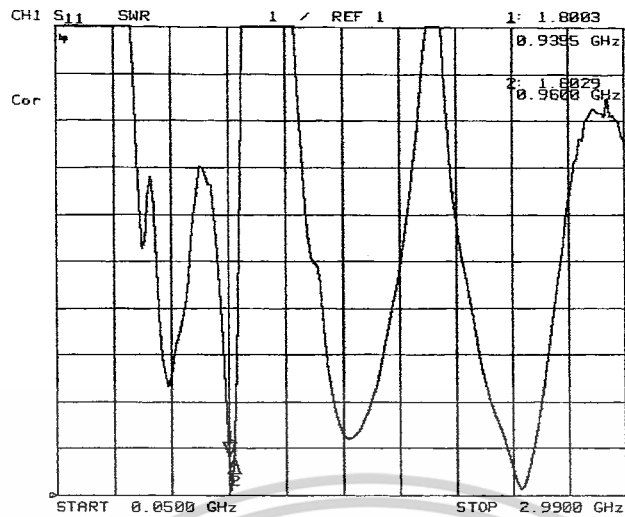


รูปที่ 4.8 อัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศ (VSWR) ของสายอากาศสำหรับความถี่ 900 และ 1800 เมกะเฮิรตซ์ที่ได้จากการจำลอง

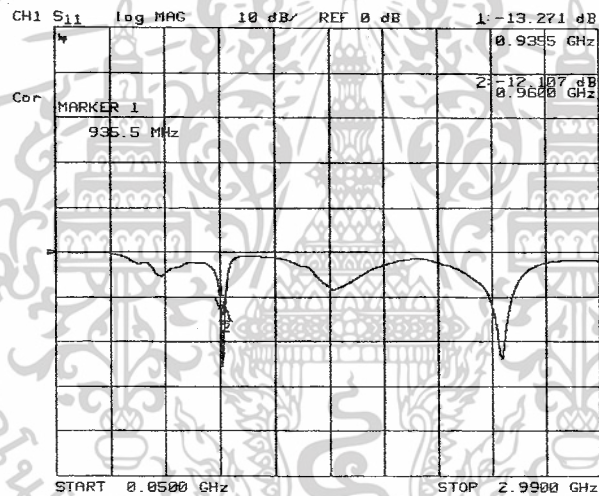


รูปที่ 4.9 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ (Log-Mag) ของสายอากาศสำหรับความถี่ 900 และ 1800 เมกะเฮิรตซ์ที่ได้จากการจำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

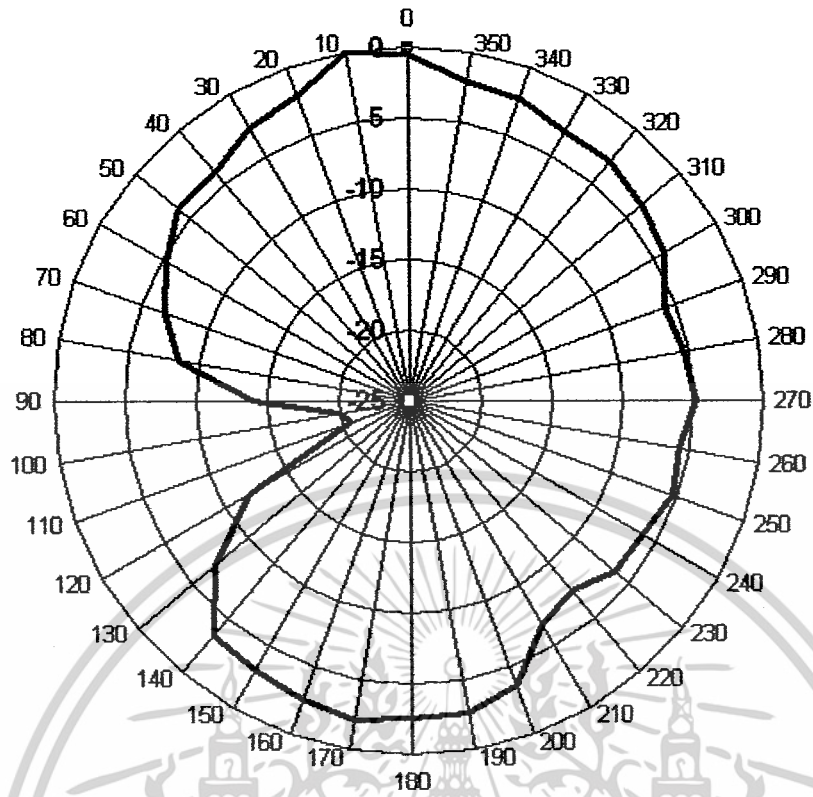


รูปที่ 4.10 อัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศ (VSWR) ของสายอากาศสำหรับความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ได้จากการวัด

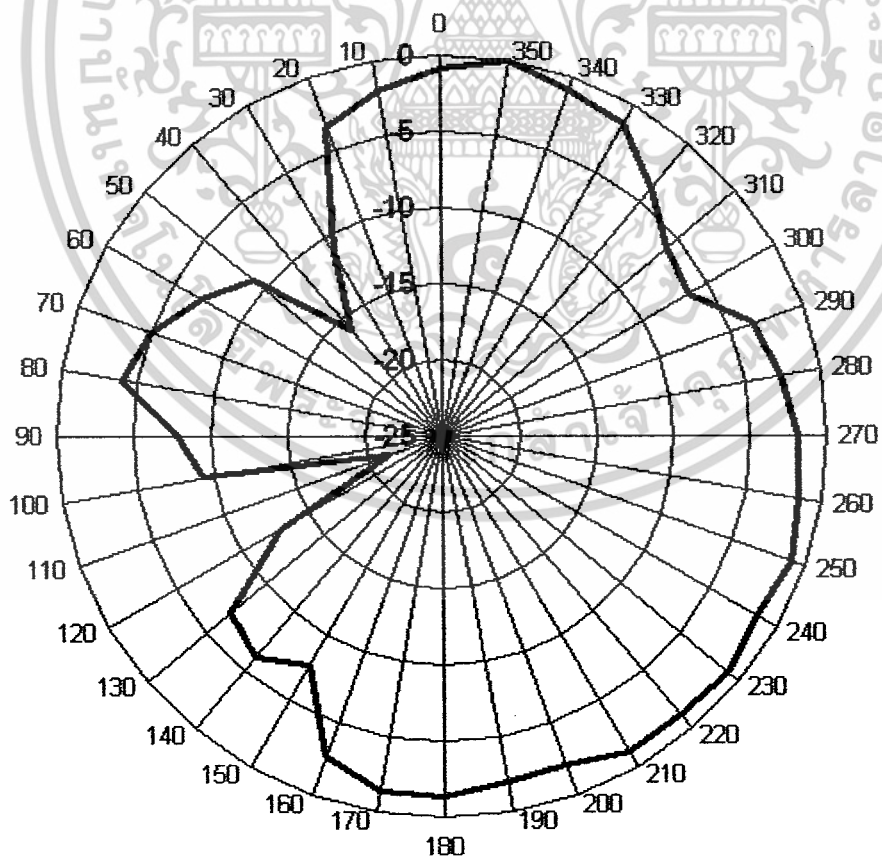


รูปที่ 4.11 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ (Log-Mag) ของสายอากาศสำหรับความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ได้จากการวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

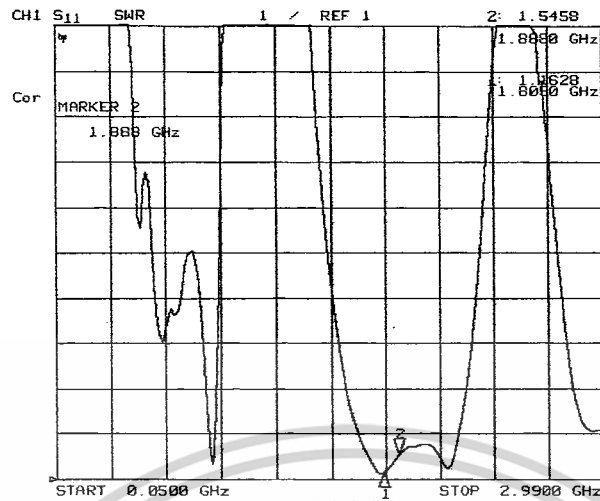


รูปที่ 4.12 รูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศสำหรับความถี่ 900 เมกะเฮิรตซ์เมื่อวางแนวตั้ง

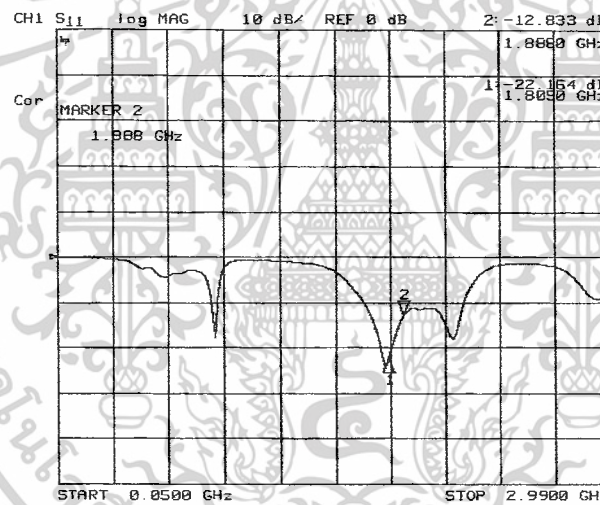


รูปที่ 4.13 รูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศสำหรับความถี่ 900 เมกะเฮิรตซ์เมื่อวางแนวนอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

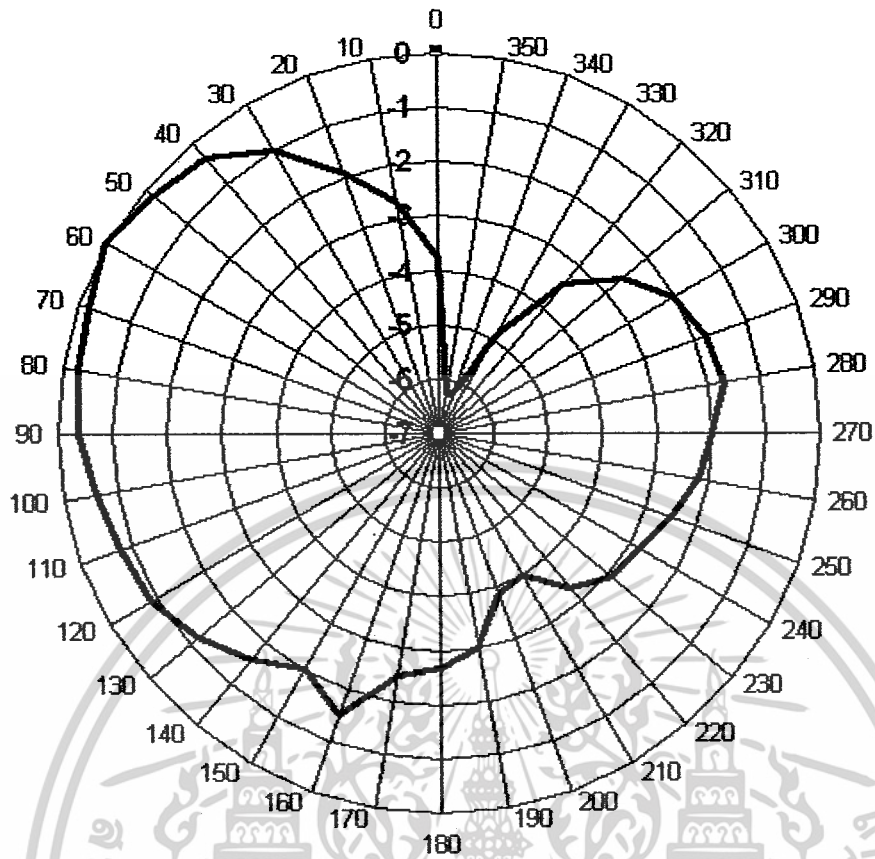


รูปที่ 4.14 อัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศ (VSWR) ของสายอากาศสำหรับความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ได้จากการวัด

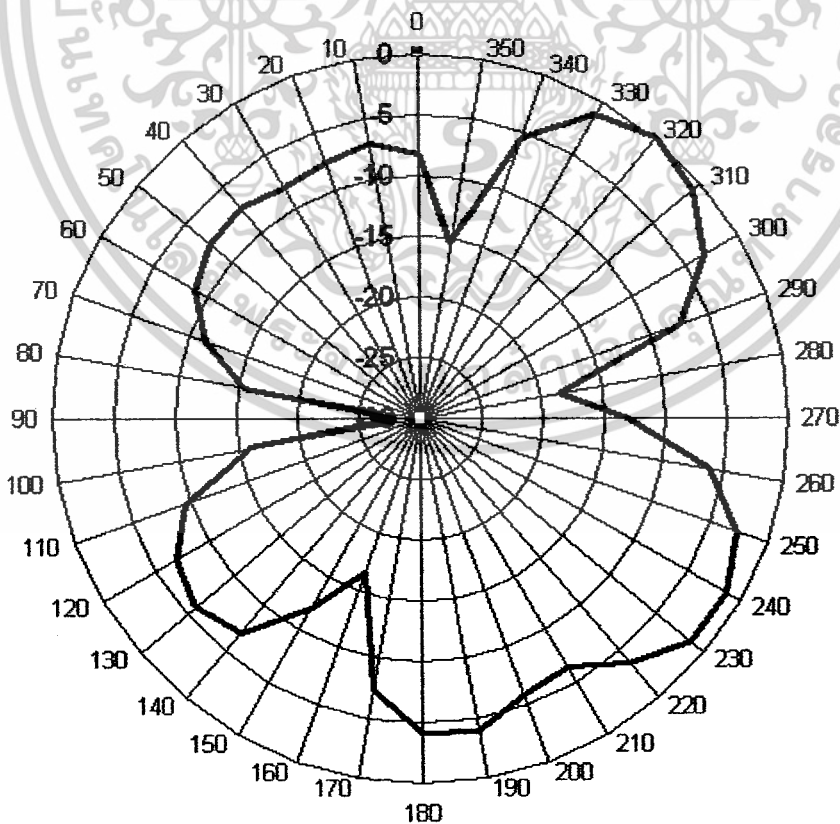


รูปที่ 4.15 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ (Log-Mag) ของสายอากาศสำหรับความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ได้จากการวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.16 รูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศสำหรับความถี่ 1800 เมกะเฮิรตซ์เมื่อวางแนวตั้ง



รูปที่ 4.17 รูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศสำหรับความถี่ 1800 เมกะเฮิรตซ์เมื่อวางแนวนอน
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น เมื่อนุญาดเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 ผลการทดลองบริเวณที่ครอบคลุมของการใช้เครื่องกลบสัญญาณ

การกลบสัญญาณมือถือได้แบ่งออกเป็นสองย่านความถี่คือย่าน 900 เมกะเฮิรตซ์ และ 1800 เมกะเฮิรตซ์ โดยย่าน 900 เมกะเฮิรตซ์เครือข่ายที่สามารถกลบสัญญาณได้คือ GSM และย่าน 1800 เมกะเฮิรตซ์เครือข่ายที่สามารถกลบสัญญาณได้คือ DTAC และ TRUE

4.5.1 บริเวณที่ครอบคลุมของการใช้เครื่องกลบสัญญาณย่านความถี่ 900 เมกะเฮิรตซ์

สามารถแสดงได้ตามตารางดังต่อไปนี้

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองบริเวณที่ครอบคลุมของการใช้เครื่องกลบสัญญาณในการกลบสัญญาณมือถือเครือข่าย GSM

บริเวณที่กลบสัญญาณ	มุม(องศา)	ระยะทาง(เมตร)
ภายในห้อง	0	1.2
	45	0.6
	90	0.2
	135	0.5
	180	0.9
	225	0.5
	270	0.2
	315	0.6
	ที่โล่ง	0
45		0.2
90		0.1
135		0.2
180		0.25
225		0.2
270		0.1
315		0.2

4.5.2 บริเวณที่ครอบคลุมของการใช้เครื่องกลบสัญญาณย่านความถี่ 1800 เมกะเฮิรตซ์

สามารถแสดงได้ตามตารางดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองบริเวณที่ครอบคลุมของการใช้เครื่องกลบสัญญาณในการกลบสัญญาณมือถือเครือข่าย DTAC

บริเวณที่กลบสัญญาณ	มุม(องศา)	ระยะทาง(เมตร)
ภายในห้อง	0	3
	45	0.6
	90	1.1
	135	1.2
	180	1.1
	225	1.2
	270	1.1
	315	0.6
	ที่โล่ง	0
45		0.4
90		0.9
135		1
180		0.9
225		1
270		0.9
315		0.4

ตารางที่ 4.3 ผลการทดลองบริเวณที่ครอบคลุมของการใช้เครื่องกลบสัญญาณในการกลบสัญญาณมือถือเครือข่าย TRUE

บริเวณที่กลบสัญญาณ	มุม(องศา)	ระยะทาง(เมตร)
ภายในห้อง	0	1.5
	45	0.6
	90	0.1
	135	0.3
	180	0.6
	225	0.3
	270	0.1
	315	0.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บริเวณที่กลบฝัง	มุม(องศา)	ระยะทาง(เมตร)
ที่โล่ง	0	0.7
	45	0.3
	90	0.05
	135	0.2
	180	0.3
	225	0.2
	270	0.05
	315	0.3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลและวิจารณ์การทดลอง

จากที่ผ่านมาเราได้ทำการออกแบบและสร้างวงจร โดยอาศัยทฤษฎีในบทที่ 2 ในการวิเคราะห์วงจร จากนั้นจึงทำการเก็บผลจากวงจรจริงที่ได้ทำการสร้างขึ้น ซึ่งพบว่ามีปัญหาและความไม่สมบูรณ์เกิดขึ้นหลายประการ ทั้งนี้ก็ด้วยสาเหตุหลายๆประการ ซึ่งการแก้ไขอาจทำได้ดังนี้

สรุปผลการทดลอง

1. วงจรส่งเคราะห์ความถี่

วงจรส่งเคราะห์ความถี่ที่ใช้ในการทดลองจะเป็นวงจรแบบโคลพิคต์ ซึ่งทำการกำเนิดความถี่ 890–915 เมกะเฮิรตซ์ และ 1710–1785 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นช่วง ดาวน์ลิงก์ (Downlink) ของ GSM 900 และ GSM1800 ทำการปรับค่า C เพื่อให้ได้ย่านความถี่ที่ต้องการ

1.1 ปัญหาที่พบ คือ เกิดการสูญเสียของสัญญาณของสายส่ง ภายในวงจร

1.2 แนวทางในการแก้ปัญหา คือ ทำการสร้างวงจรแบบความถี่สูงเพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียของสัญญาณ

2. ขดลวดเหนี่ยวนำ

2.1 ปัญหาที่พบ คือ ขดลวดเหนี่ยวนำไม่สามารถพันให้ค่าตามต้องการ

2.2 แนวทางในการแก้ปัญหา คือ การชดเชยขดลวดเหนี่ยวนำ เนื่องจากขดลวดอาจประพุดติดตัวเป็นสายอากาศได้ทำให้เกิดการกวนกันเองของคลื่นที่ออกอากาศ

3. ทรานซิสเตอร์

3.1 ปัญหาที่พบ คือ หาซื้อทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในย่านที่ต้องการ ได้ยากในประเทศไทย ส่วนใหญ่ที่พบจะไม่อยู่ในย่านความถี่ที่ต้องการ

3.2 แนวทางในการแก้ปัญหา คือ ต้องสั่งซื้อทรานซิสเตอร์จากต่างประเทศ ซึ่งจะมีราคาสูงกว่า ทรานซิสเตอร์ในประเทศมาก และใช้เวลาในการขนส่งหลายวัน

คุณสมบัติของวงจรสามารถสรุปได้ดังนี้

ย่าน 900 เมกะเฮิรตซ์

-ย่านความถี่ใช้งาน	890–915	MHz
-แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง	18	โวลต์
-กระแส	0.01-0.10	แอมป์

ย่าน 1800 เมกะเฮิรตซ์

ย่านความถี่ใช้งาน	1710-1785	MHz
-แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง	18	โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-กระแสด

0.01-0.10 แอมป์

วิจารณ์การทดลอง

การออกแบบวงจรความถี่สูงนั้น ส่วนใหญ่จะเกิดจากปัญหาการขาดอุปกรณ์ที่จำเป็นต้องใช้ในการทำงานที่ความถี่สูง ซึ่งก่อให้เกิดปัญหาความคลาดเคลื่อนของสัญญาณเอาพุต ซึ่งการแก้ไขและการพัฒนาอาจทำได้ด้วยหลักการข้างต้น และการทำครั้งนี้ ทำให้ผู้จัดทำมีประสบการณ์ในการนำทฤษฎีความถี่สูง มาปฏิบัติและนำข้อผิดพลาดที่เกิดขึ้นขณะปฏิบัติงาน ไปปรับปรุงแก้ไข ให้โครงการในภาคการศึกษาหน้าสมบูรณ์มากขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] ศาสตราจารย์ ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์ “วิศวกรรมสื่อสาร,” อักษรสยามการพิมพ์ พิมพ์ครั้งที่ 4, หน้า 135-182, 2546.
- [2] ดร.สิทธิชัย โภไคยอุดม “วงจรป้อนกลับแบบลบและออสซิลเลเตอร์,” มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร, หน้า 16-1-16-9, 2549.
- [3] L.W.Couch, “Digital and Analog Communication Systems,” Macmillan Publishing Company, 1987.
- [4] K.S.Shanmugam, “Digital and Analog Communication Systems,” John Wiley & Sons, 1987.
- [5] Chris Bowick, “RF Circuit Design,” Howard W. Same & Company, 1982.
- [6] Comstantine A. Balanis, “Antenna Theory,” John Wiley & Sons, 2005.
- [7] Rod Waterhouse, “Printed Antennas for Wireless Communications,” John Wiley & Sons, 2007.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MMBV2101LT1 Series, MV2105, MV2101, MV2109, LV2205, LV2209



ON Semiconductor

<http://onsemi.com>

Silicon Tuning Diodes

6.8–100 pF, 30 Volts Voltage Variable Capacitance Diodes

These devices are designed in popular plastic packages for the high volume requirements of FM Radio and TV tuning and AFC, general frequency control and tuning applications. They provide solid-state reliability in replacement of mechanical tuning methods. Also available in a Surface Mount Package up to 33 pF.

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

MAXIMUM RATINGS

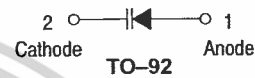
Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	V_R	30	Vdc
Forward Current	I_F	200	mAdc
Forward Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	225 1.8	mW mW/°C
@ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	MMBV21xx MV21xx LV22xx	280 2.8	
Junction Temperature	T_J	+150	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +150	°C

DEVICE MARKING

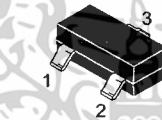
MMBV2101LT1 = M4G	MMBV2108LT1 = 4X	MV2109 = MV2109
MMBV2103LT1 = 4H	MMBV2109LT1 = 4J	LV2205 = LV2205
MMBV2105LT1 = 4U	MV2101 = MV2101	LV2209 = LV2209
MMBV2107LT1 = 4W	MV2105 = MV2105	

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

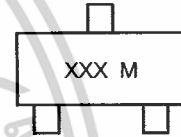
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Reverse Breakdown Voltage ($I_R = 10 \mu\text{Adc}$) MMBV21xx, MV21xx LV22xx	$V_{(BR)R}$	30 25	–	–	Vdc
Reverse Voltage Leakage Current ($V_R = 25 \text{Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_R	–	–	0.1	μAdc
Diode Capacitance Temperature Coefficient ($V_R = 4.0 \text{Vdc}$, $f = 1.0 \text{MHz}$)	TC_C	–	280	–	ppm/°C



MARKING DIAGRAM



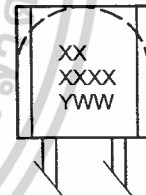
TO-236AB, SOT-23
CASE 318-08
STYLE 8



XXX = Device Code*
M = Date Code
* See Table



TO-226AC, TO-92
CASE 182
STYLE 1



XX = Device Code Line 1*
XXXX = Device Code Line 2*
M = Date Code
* See Table

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

Device	C _T Diode Capacitance V _R = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz pF			Q, Figure of Merit V _R = 4.0 Vdc, f = 50 MHz	TR, Tuning Ratio C ₂ /C ₃₀ f = 1.0 MHz		
	Min	Nom	Max	Typ	Min	Typ	Max
MMBV2101LT1/MV2101	6.1	6.8	7.5	450	2.5	2.7	3.2
MMBV2103LT1	9.0	10	11	400	2.5	2.9	3.2
LV2205/MMBV2105LT1/MV2105	13.5	15	16.5	400	2.5	2.9	3.2
MMBV2107LT1	19.8	22	24.2	350	2.5	2.9	3.2
MMBV2108LT1	24.3	27	29.7	300	2.5	3.0	3.2
LV2209/MMBV2109LT1/MV2109	29.7	33	36.3	200	2.5	3.0	3.2

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

PARAMETER TEST METHODS

1. C_T, DIODE CAPACITANCE

(C_T = C_C + C_J). C_T is measured at 1.0 MHz using a capacitance bridge (Boonton Electronics Model 75A or equivalent).

2. TR, TUNING RATIO

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

3. Q, FIGURE OF MERIT

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

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

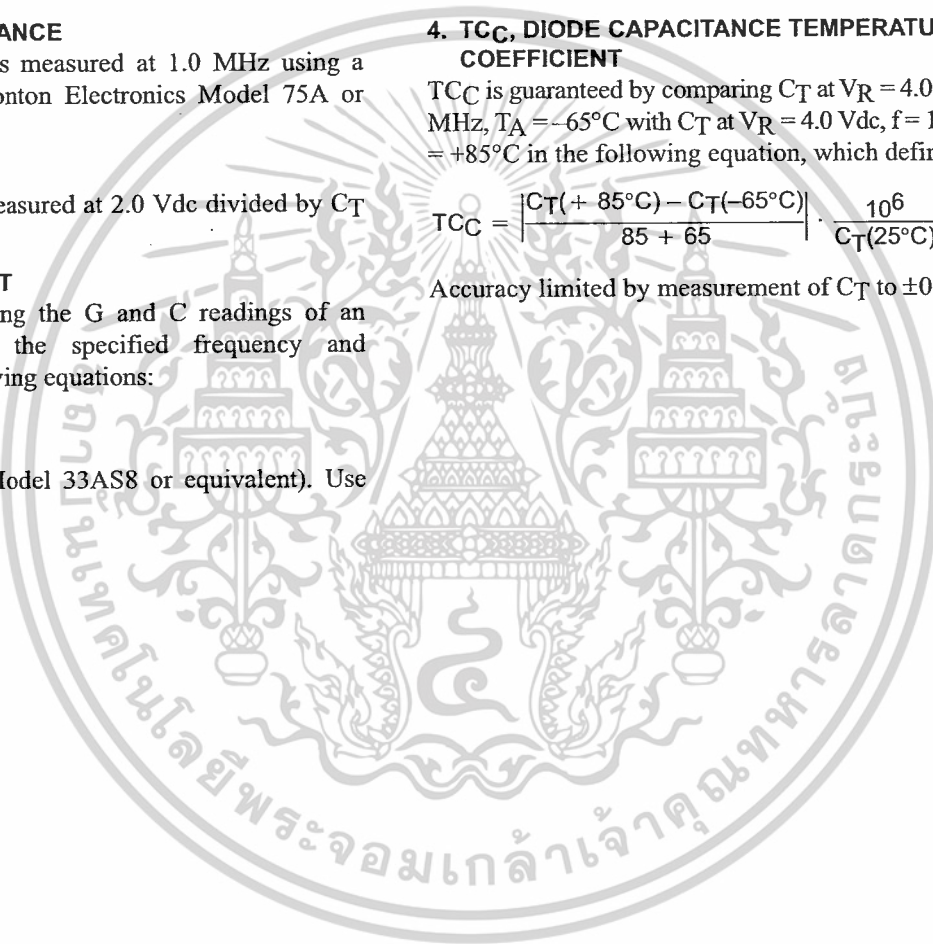
(Boonton Electronics Model 33AS8 or equivalent). Use Lead Length ≈ 1/16".

4. TCC, DIODE CAPACITANCE TEMPERATURE COEFFICIENT

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

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

Accuracy limited by measurement of C_T to ±0.1 pF.



TYPICAL DEVICE CHARACTERISTICS

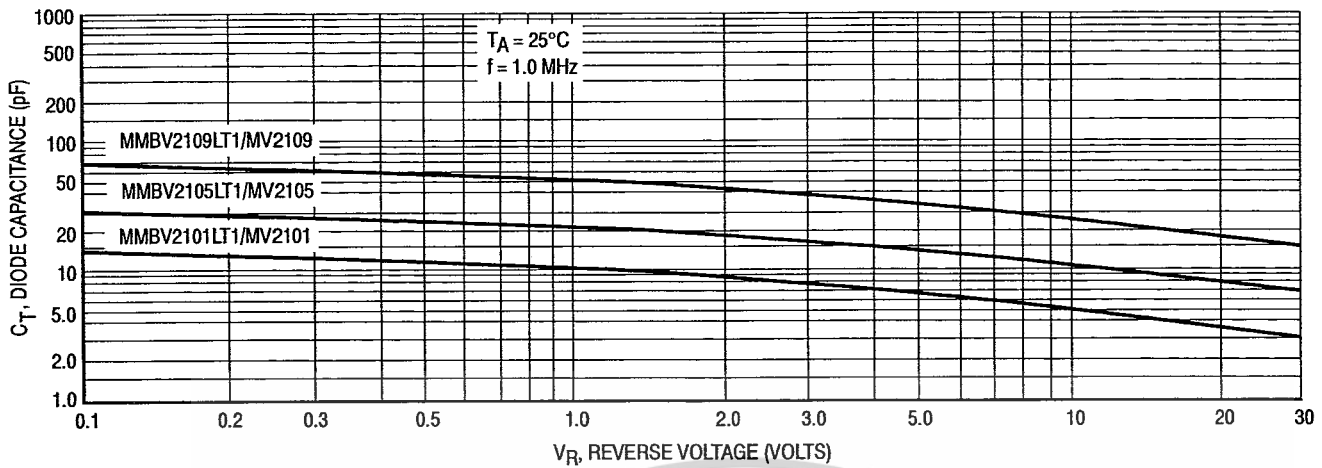


Figure 1. Diode Capacitance versus Reverse Voltage

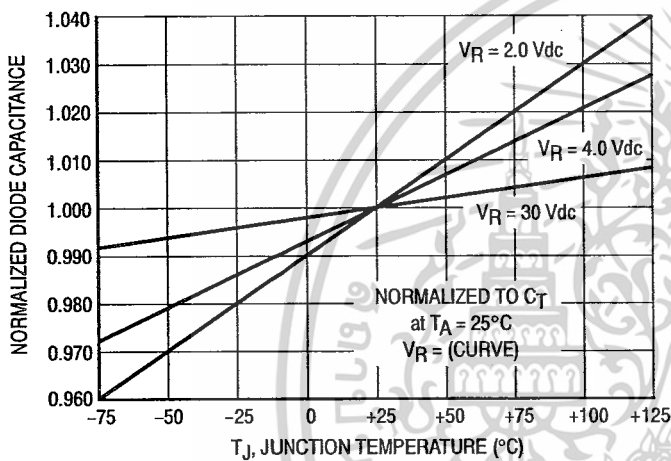


Figure 2. Normalized Diode Capacitance versus Junction Temperature

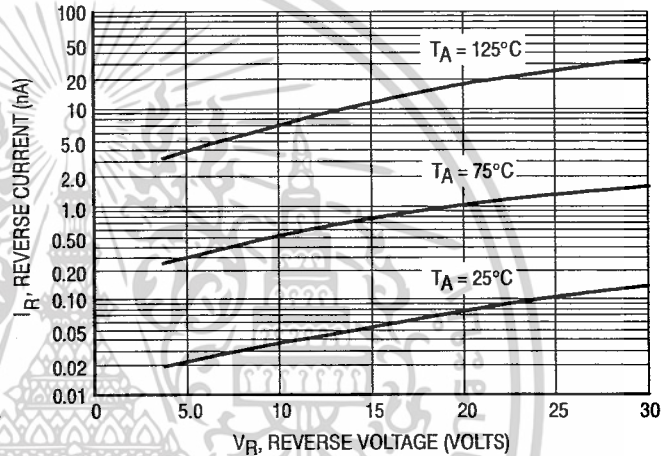


Figure 3. Reverse Current versus Reverse Bias Voltage

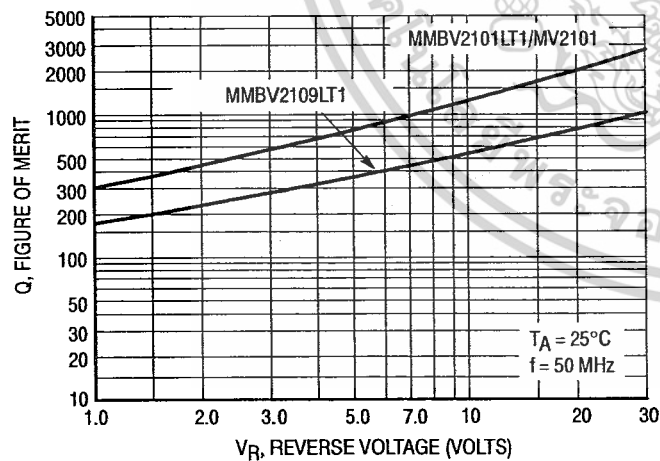


Figure 4. Figure of Merit versus Reverse Voltage

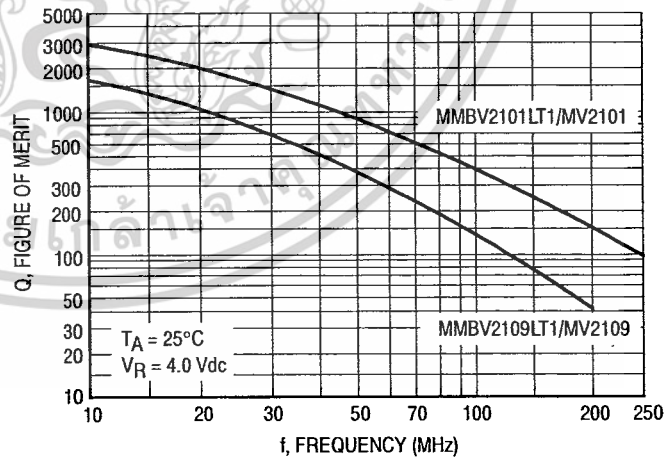


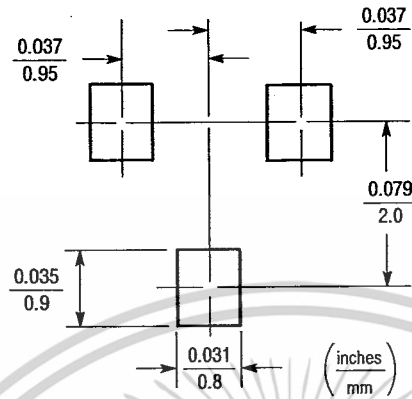
Figure 5. Figure of Merit versus Frequency

INFORMATION FOR USING THE SOT-23 SURFACE MOUNT PACKAGE

MINIMUM RECOMMENDED FOOTPRINT FOR SURFACE MOUNTED APPLICATIONS

Surface mount board layout is a critical portion of the total design. The footprint for the semiconductor packages must be the correct size to insure proper solder connection

interface between the board and the package. With the correct pad geometry, the packages will self align when subjected to a solder reflow process.



SOT-23

SOT-23 POWER DISSIPATION

The power dissipation of the SOT-23 is a function of the pad size. This can vary from the minimum pad size for soldering to a pad size given for maximum power dissipation. Power dissipation for a surface mount device is determined by $T_{J(max)}$, the maximum rated junction temperature of the die, $R_{\theta JA}$, the thermal resistance from the device junction to ambient, and the operating temperature, T_A . Using the values provided on the data sheet for the SOT-23 package, P_D can be calculated as follows:

$$P_D = \frac{T_{J(max)} - T_A}{R_{\theta JA}}$$

The values for the equation are found in the maximum ratings table on the data sheet. Substituting these values into the equation for an ambient temperature T_A of 25°C, one can calculate the power dissipation of the device which in this case is 225 milliwatts.

$$P_D = \frac{150^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}}{556^\circ\text{C/W}} = 225 \text{ milliwatts}$$

The 556°C/W for the SOT-23 package assumes the use of the recommended footprint on a glass epoxy printed circuit board to achieve a power dissipation of 225 milliwatts. There are other alternatives to achieving higher power dissipation from the SOT-23 package. Another alternative would be to use a ceramic substrate or an aluminum core board such as Thermal Clad™. Using a board material such as Thermal Clad, an aluminum core board, the power dissipation can be doubled using the same footprint.

SOLDERING PRECAUTIONS

The melting temperature of solder is higher than the rated temperature of the device. When the entire device is heated to a high temperature, failure to complete soldering within a short time could result in device failure. Therefore, the following items should always be observed in order to minimize the thermal stress to which the devices are subjected.

- Always preheat the device.
- The delta temperature between the preheat and soldering should be 100°C or less.*
- When preheating and soldering, the temperature of the leads and the case must not exceed the maximum temperature ratings as shown on the data sheet. When using infrared heating with the reflow soldering method, the difference shall be a maximum of 10°C.
- The soldering temperature and time shall not exceed 260°C for more than 10 seconds.
- When shifting from preheating to soldering, the maximum temperature gradient shall be 5°C or less.
- After soldering has been completed, the device should be allowed to cool naturally for at least three minutes. Gradual cooling should be used as the use of forced cooling will increase the temperature gradient and result in latent failure due to mechanical stress.
- Mechanical stress or shock should not be applied during cooling.

* Soldering a device without preheating can cause excessive thermal shock and stress which can result in damage to the device.

SOLDER STENCIL GUIDELINES

Prior to placing surface mount components onto a printed circuit board, solder paste must be applied to the pads. A solder stencil is required to screen the optimum amount of solder paste onto the footprint. The stencil is made of brass or stainless steel with a typical thickness of 0.008 inches.

The stencil opening size for the surface mounted package should be the same as the pad size on the printed circuit board, i.e., a 1:1 registration.

TYPICAL SOLDER HEATING PROFILE

For any given circuit board, there will be a group of control settings that will give the desired heat pattern. The operator must set temperatures for several heating zones, and a figure for belt speed. Taken together, these control settings make up a heating "profile" for that particular circuit board. On machines controlled by a computer, the computer remembers these profiles from one operating session to the next. Figure 7 shows a typical heating profile for use when soldering a surface mount device to a printed circuit board. This profile will vary among soldering systems but it is a good starting point. Factors that can affect the profile include the type of soldering system in use, density and types of components on the board, type of solder used, and the type of board or substrate material being used. This profile shows temperature versus time.

The line on the graph shows the actual temperature that might be experienced on the surface of a test board at or near a central solder joint. The two profiles are based on a high density and a low density board. The Vitronics SMD310 convection/infrared reflow soldering system was used to generate this profile. The type of solder used was 62/36/2 Tin Lead Silver with a melting point between 177–189°C. When this type of furnace is used for solder reflow work, the circuit boards and solder joints tend to heat first. The components on the board are then heated by conduction. The circuit board, because it has a large surface area, absorbs the thermal energy more efficiently, then distributes this energy to the components. Because of this effect, the main body of a component may be up to 30 degrees cooler than the adjacent solder joints.

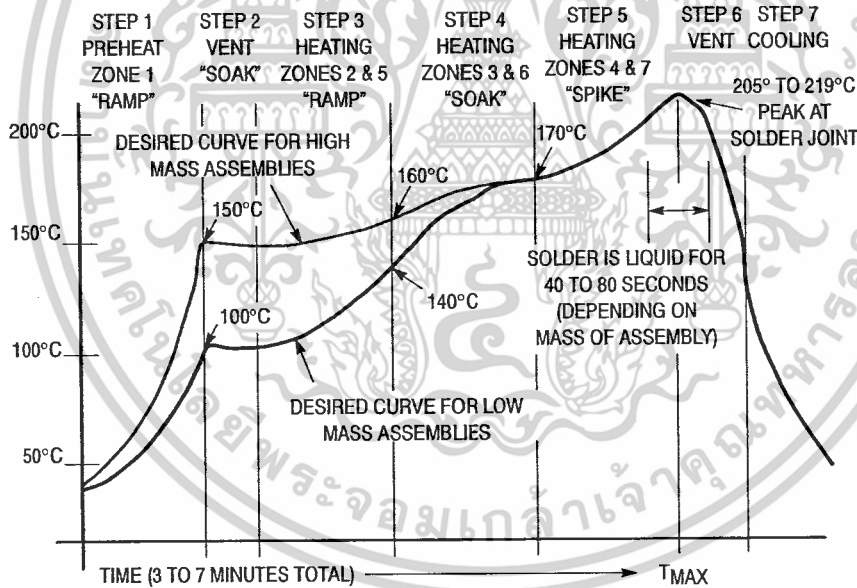
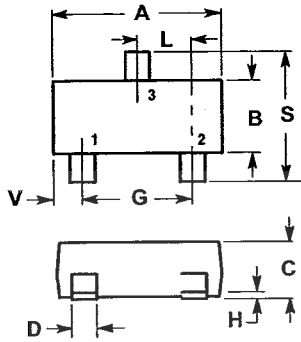


Figure 6. Typical Solder Heating Profile

PACKAGE DIMENSIONS

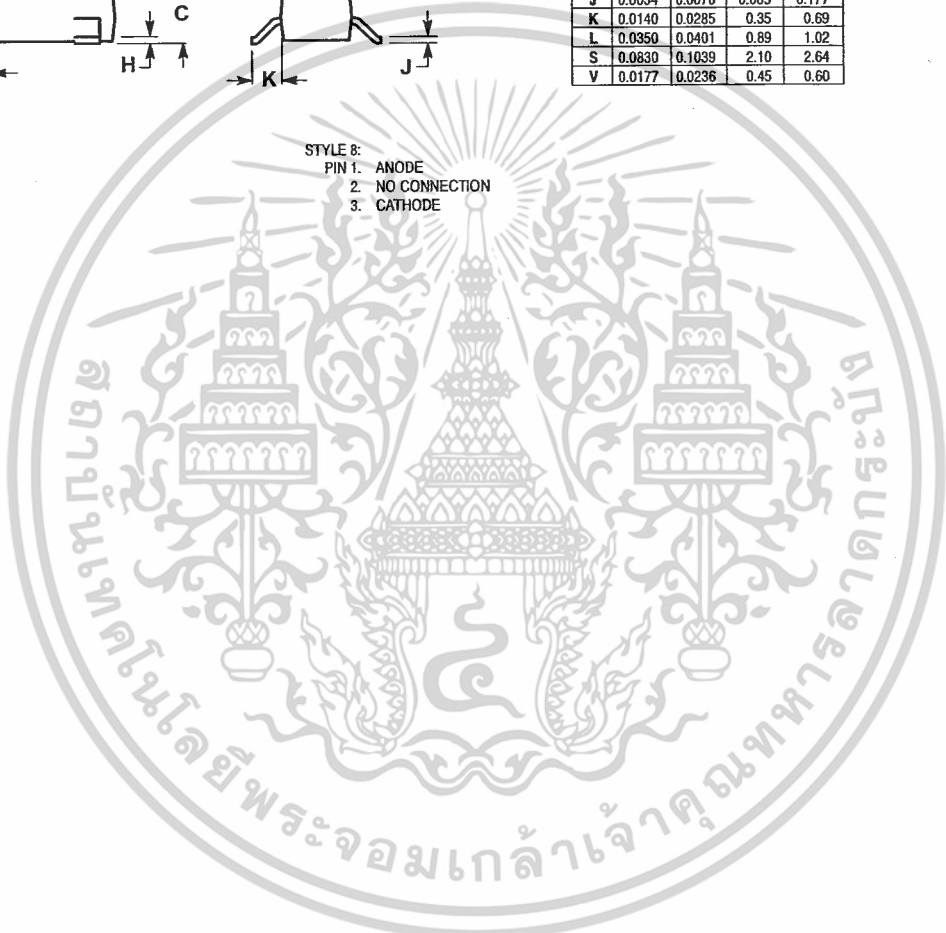
SOT-23 (TO-236AB)
CASE 318-08
ISSUE AF



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. MAXIMUM LEAD THICKNESS INCLUDES LEAD FINISH THICKNESS. MINIMUM LEAD THICKNESS IS THE MINIMUM THICKNESS OF BASE MATERIAL.

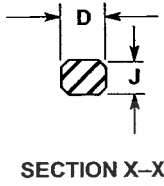
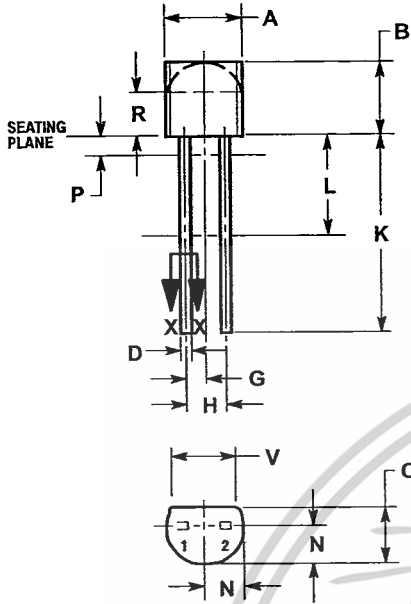
DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.1102	0.1197	2.80	3.04
B	0.0472	0.0551	1.20	1.40
C	0.0350	0.0440	0.89	1.11
D	0.0150	0.0200	0.37	0.50
G	0.0701	0.0807	1.78	2.04
H	0.0005	0.0040	0.013	0.100
J	0.0034	0.0070	0.085	0.177
K	0.0140	0.0285	0.35	0.69
L	0.0350	0.0401	0.89	1.02
S	0.0830	0.1039	2.10	2.64
V	0.0177	0.0236	0.45	0.60

STYLE 8:
PIN 1. ANODE
2. NO CONNECTION
3. CATHODE



PACKAGE DIMENSIONS

TO-92 (TO-226AC)
CASE 182-06
ISSUE L



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. CONTOUR OF PACKAGE BEYOND ZONE R IS UNCONTROLLED.
 4. LEAD DIMENSION IS UNCONTROLLED IN P AND BEYOND DIMENSION K MINIMUM.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.175	0.205	4.45	5.21
B	0.170	0.210	4.32	5.33
C	0.125	0.165	3.18	4.19
D	0.016	0.021	0.407	0.533
G	0.050 BSC		1.27 BSC	
H	0.100 BSC		2.54 BSC	
J	0.014	0.016	0.36	0.41
K	0.500	---	12.70	---
L	0.250	---	6.35	---
N	0.080	0.105	2.03	2.66
P	---	0.050	---	1.27
R	0.115	---	2.93	---
V	0.135	---	3.43	---

STYLE 1:
PIN 1. ANODE
2. CATHODE





Thermal Clad is a trademark of the Bergquist Company.

ON Semiconductor and  are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC 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 special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC 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. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC 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 SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC 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 SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

Literature Fulfillment:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: ONlit@hibbertco.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free USA/Canada

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan 141-0031
Phone: 81-3-5740-2700
Email: r14525@onsemi.com

ON Semiconductor Website: <http://onsemi.com>

For additional information, please contact your local Sales Representative.

MMBV2101LT1/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HIGH FREQUENCY LOW NOISE AMPLIFIER

NPN SILICON EPITAXIAL TRANSISTOR

DESCRIPTION

The 2SC2570A is designed for use in Low Noise Amplifier of VHF & UHF stages.

FEATURES

- Low noise and high gain : NF = 1.5 dB TYP., Ga = 8 dB TYP. @f = 1.0 GHz, V_{CE} = 10 V, I_c = 5.0 mA
- Wide dynamic range : NF = 1.9 dB, Ga = 9 dB @f = 1 GHz, V_{CE} = 10 V, I_c = 15 mA

ORDERING INFORMATION

Part Number	Quantity
2SC2570A	Loose products (500 pcs)
2SC2570A-T	Taping products (Box type) (2 500 pcs)

Remark To order evaluation samples, please contact your NEC sales office (available in 500-pcs units).

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_A = +25 °C)

Parameter	Symbol	Ratings	Unit
Collector to Base Voltage	V _{CB0}	25	V
Collector to Emitter Voltage	V _{CEO}	12	V
Emitter to Base Voltage	V _{EB0}	3.0	V
Collector Current	I _c	70	mA
Total Power Dissipation	P _{tot}	600	mW
Junction Temperature	T _j	150	°C
Storage Temperature	T _{stg}	-65 to +150	°C

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = +25 °C)

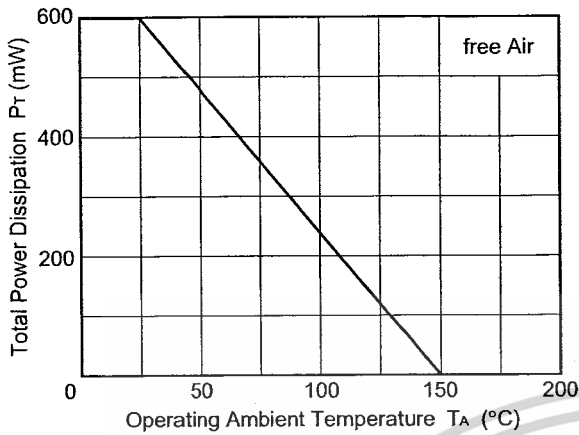
Parameter	Symbol	Test Conditions	MIN.	TYP.	MAX.	Unit
DC Current Gain	h _{FE} ^{Note 1}	V _{CE} = 10 V, I _c = 20 mA	40	–	200	–
Gain Bandwidth Product	f _r	V _{CE} = 10 V, I _c = 20 mA	–	5.0	–	GHz
Output Capacitance	C _{Ob} ^{Note 2}	V _{CB} = 10 V, I _E = 0, f = 1.0 MHz	–	0.7	0.9	pF
Insertion Power Gain	S _{21e} ²	V _{CE} = 10 V, I _c = 20 mA, f = 1.0 GHz	8	10	–	dB
Noise Figure	NF	V _{CE} = 10 V, I _c = 5 mA, f = 1.0 GHz	–	1.5	3.0	dB
Maximum Available Gain	MAG	V _{CE} = 10 V, I _c = 20 mA, f = 1.0 GHz	–	11.5	–	dB
Collector Cutoff Current	I _{cBO}	V _{CB} = 15 V, I _E = 0	–	–	0.1	μA
Emitter Cutoff Current	I _{eBO}	V _{EB} = 2.0 V, I _c = 0	–	–	0.1	μA

- Notes**
1. Pulse Measurement: PW ≤ 350 μs, Duty Cycle ≤ 2%
 2. The emitter and case terminal should be connected to the guard terminal of the capacitance bridge.

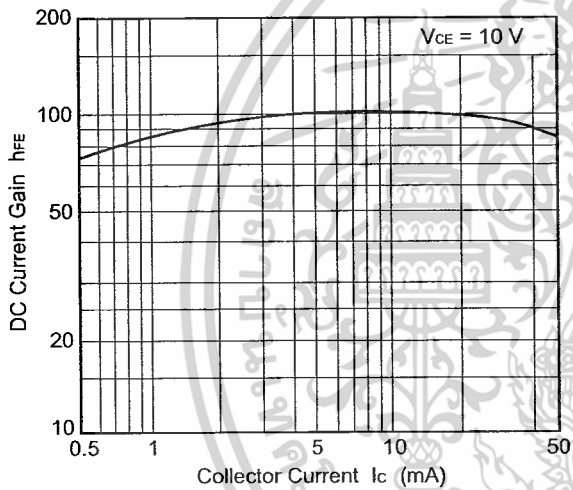


TYPICAL CHARACTERISTICS (TA = +25 °C)

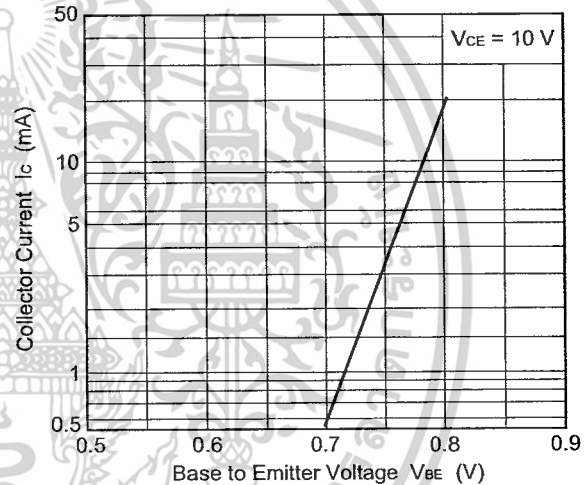
TOTAL POWER DISSIPATION vs. AMBIENT TEMPERATURE



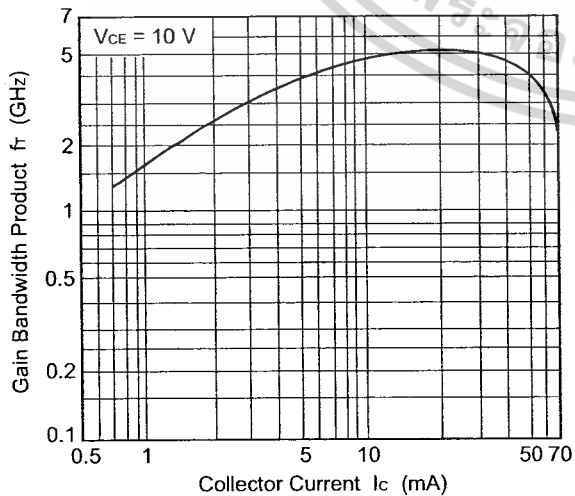
DC CURRENT GAIN vs. COLLECTOR CURRENT



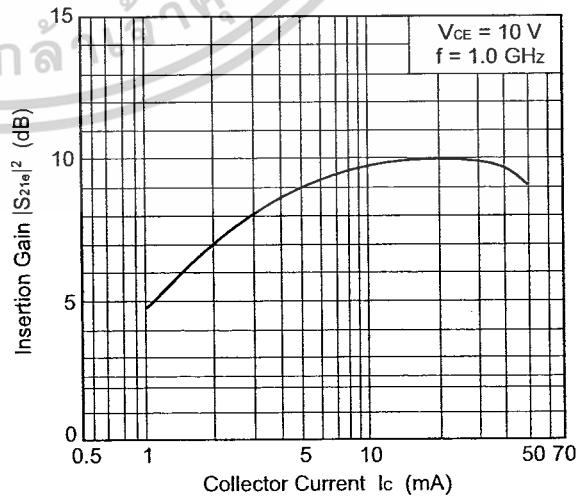
COLLECTOR CURRENT vs. BASE TO EMITTER VOLTAGE



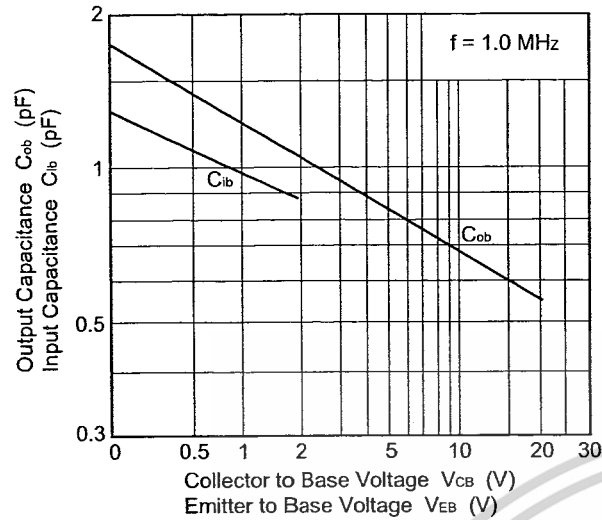
GAIN BANDWIDTH PRODUCT vs. COLLECTOR CURRENT



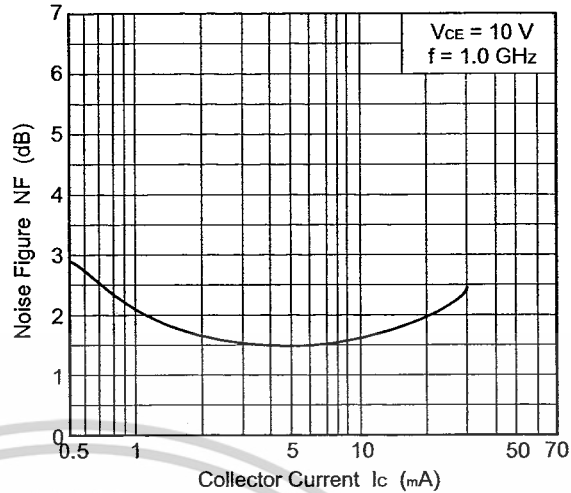
INSERTION GAIN vs. COLLECTOR CURRENT



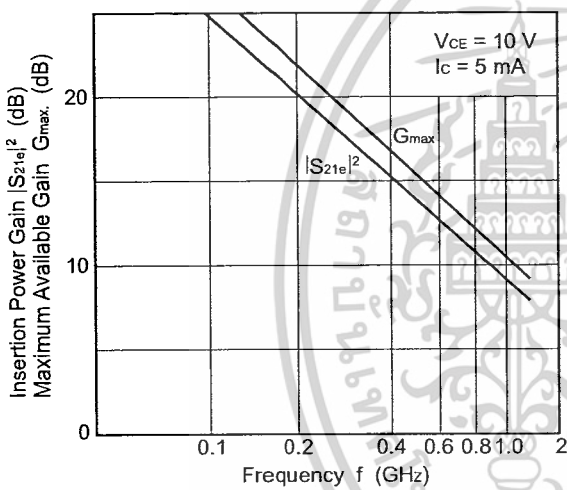
OUTPUT AND INPUT CAPACITANCE vs. REVERSE VOLTAGE



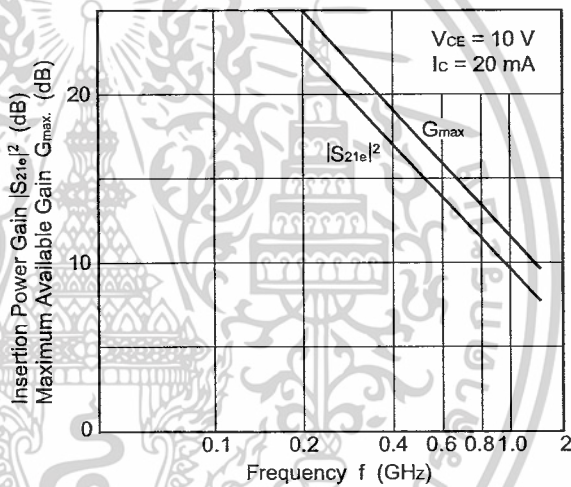
NOISE FIGURE vs. COLLECTOR CURRENT



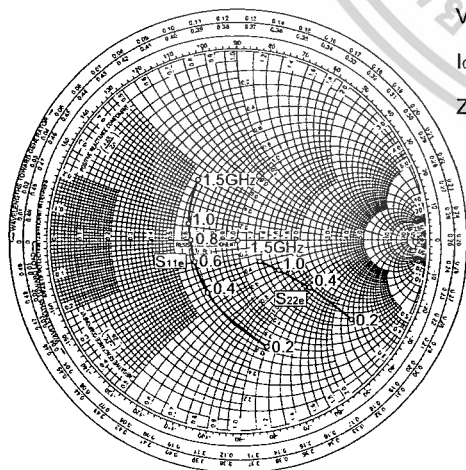
INSERTION POWER GAIN, MAXIMUM AVAILABLE GAIN vs. FREQUENCY



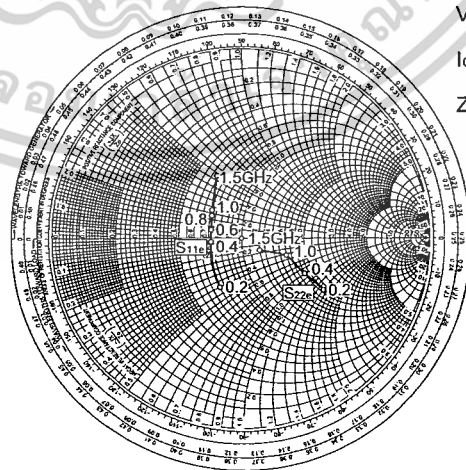
INSERTION POWER GAIN, MAXIMUM AVAILABLE GAIN vs. FREQUENCY



S-PARAMETER

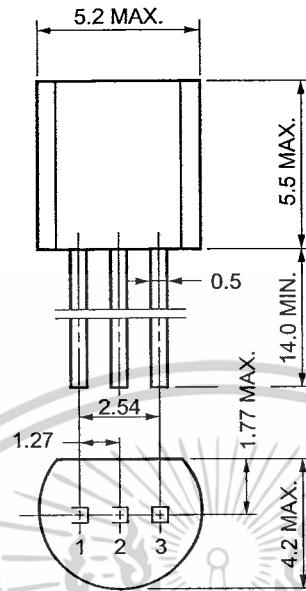


S-PARAMETER

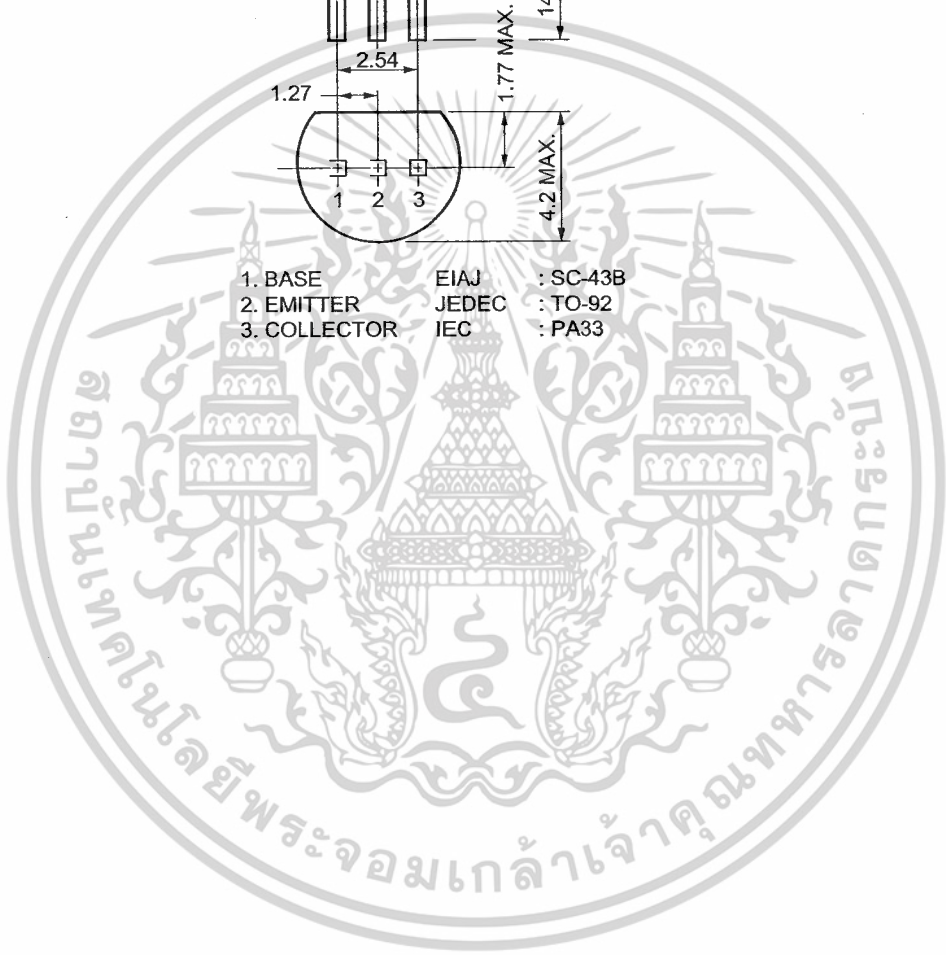


PACKAGE DIMENSION

TO-92 (UNIT:mm)



- 1. BASE
 - 2. EMITTER
 - 3. COLLECTOR
- EIAJ : SC-43B
 - JEDEC : TO-92
 - IEC : PA33



[MEMO]



6 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[MEMO]



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกา Data Sheet P10404EJ3V0DS00 นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- **The information in this document is subject to change without notice. Before using this document, please confirm that this is the latest version.**
 - No part of this document may be copied or reproduced in any form or by any means without the prior written consent of NEC Corporation. NEC Corporation assumes no responsibility for any errors which may appear in this document.
 - NEC Corporation does not assume any liability for infringement of patents, copyrights or other intellectual property rights of third parties by or arising from use of a device described herein or any other liability arising from use of such device. No license, either express, implied or otherwise, is granted under any patents, copyrights or other intellectual property rights of NEC Corporation or others.
 - Descriptions of circuits, software, and other related information in this document are provided for illustrative purposes in semiconductor product operation and application examples. The incorporation of these circuits, software, and information in the design of the customer's equipment shall be done under the full responsibility of the customer. NEC Corporation assumes no responsibility for any losses incurred by the customer or third parties arising from the use of these circuits, software, and information.
 - While NEC Corporation has been making continuous effort to enhance the reliability of its semiconductor devices, the possibility of defects cannot be eliminated entirely. To minimize risks of damage or injury to persons or property arising from a defect in an NEC semiconductor device, customers must incorporate sufficient safety measures in its design, such as redundancy, fire-containment, and anti-failure features.
 - NEC devices are classified into the following three quality grades:
"Standard", "Special", and "Specific". The Specific quality grade applies only to devices developed based on a customer designated "quality assurance program" for a specific application. The recommended applications of a device depend on its quality grade, as indicated below. Customers must check the quality grade of each device before using it in a particular application.
 - Standard: Computers, office equipment, communications equipment, test and measurement equipment, audio and visual equipment, home electronic appliances, machine tools, personal electronic equipment and industrial robots
 - Special: Transportation equipment (automobiles, trains, ships, etc.), traffic control systems, anti-disaster systems, anti-crime systems, safety equipment and medical equipment (not specifically designed for life support)
 - Specific: Aircraft, aerospace equipment, submersible repeaters, nuclear reactor control systems, life support systems or medical equipment for life support, etc.
- The quality grade of NEC devices is "Standard" unless otherwise specified in NEC's Data Sheets or Data Books. If customers intend to use NEC devices for applications other than those specified for Standard quality grade, they should contact an NEC sales representative in advance.

M7 98.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้