

เครื่องส่งคลื่นวิทยุความถี่ 3.5 กิกะเฮิรตซ์ สำหรับสถานีฐาน WIMAX

3.5 GHz RF TRANSMITTER FOR WIMAX BASE STATION

ธีรพันธุ์ ประทุมวินิจ
THERAPAN PRATUMVINIT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2003-EN-M-010-256

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องส่งคลื่นวิทยุความถี่ 3.5 กิกะเฮิรตซ์ สำหรับสถานีฐาน WiMAX

3.5 GHz RF TRANSMITTER FOR WiMAX BASE STATION

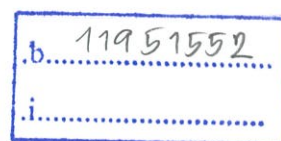


ธีรพันธุ์ ประทุมวินิจ

TEERAPAN PRATUMVINIT

อพ.
5635ด
2551

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 82737
วัน,เดือน,ปี 22 ก.ค. 2551



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-M-010-256

3.5 GHz RF TRANSMITTER FOR WiMAX BASE STATION

TEERAPAN PRATUMVINIT

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2008

KMITL-2008-EN-M-010-256

COPYRIGHT 2008

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	เครื่องส่งคลื่นวิทยุความถี่ 3.5 กิกะเฮิร์ตซ์ สำหรับสถานีฐาน WiMAX
นักศึกษา	นาย ชีรพันธุ์ ประทุมวินิจ
รหัสประจำตัว	47061007
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2551
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร. ทองทศ วานิชศรี

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เสนอ การออกแบบและการสร้าง วงจรเครื่องส่งสำหรับสถานีฐาน WiMAX ช่วงความถี่ 3.4-3.6 กิกะเฮิร์ตซ์ (เฉพาะส่วนของภาคส่งความถี่วิทยุ) เนื่องจากความเป็นเชิงเส้นของ วงจรขยายกำลังเป็นคุณสมบัติที่สำคัญในมาตรฐานของเทคโนโลยี WiMAX ซึ่งมี 256 carrier และมีการมอดูเลชันแบบ 64 QAM ดังนั้นการลิเนียร์ไรเซชันแบบ feedforward จึงถูกนำมาใช้เพื่อปรับปรุง วงจรขยายกำลังให้มีค่าการมอดูเลตระหว่างกันที่ดีขึ้น วงจรส่วนใหญ่สร้างบน โครงสร้างแบบไมโครสตริป ดังนั้นวงจรที่ได้จึงมีขนาดเล็ก โครงสร้างของวงจรเครื่องส่งสำหรับสถานีฐาน WiMAX ประกอบด้วย ก) วงจรมิกเซอร์ย่านความถี่ 3.5 กิกะเฮิร์ตซ์ ข) วงจรส่งเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อก ลูปความถี่ 393 เมกกะเฮิร์ตซ์ และช่วงความถี่ 3.78-3.98 กิกะเฮิร์ตซ์ ค) วงจรกรองความถี่ผ่านใน ย่านความถี่ 380 เมกกะเฮิร์ตซ์ และย่านความถี่ 3.4-3.6 กิกะเฮิร์ตซ์ ง) วงจรขยายกำลังเชิงเส้นที่ ความถี่ 3.4-3.6 กิกะเฮิร์ตซ์ และ จ) วงจรลิเนียร์ไรเซชันแบบ feedforward

Thesis Title	3.5 GHz RF Transmitter for WiMAX Base Station
Student	Mr. TEERAPAN PRATUMVINIT
Student ID.	47061007
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunication Engineering
Year	2008
Thesis Advisor	Assistant Prof.Dr. Tongtod Vanisri

ABSTRACT

This thesis presents the designs and implementation of 3.4-3.6 GHz WiMAX base station transmitter. The WiMAX technology based on 256 carriers and modulated with 64 QAM which rely on linearity of power amplifier. Hence, to improve the linearity, the feedforward linearization technique is employed to reduce the intermodulation distortion and enhance efficiency of the power amplifier. Most of the circuits are built on the microstrip substrate in order to compact the size of circuitry. The transmitter circuits consist of a) 3.5 GHz mixer b) the 393 MHz, 3.78-3.98 GHz frequency synthesizer c) 380 MHz, 3.4-3.6 GHz band pass filter d) the 3.4-3.6 GHz linearity power amplifier e) the feedforward linearization circuit.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยความสนับสนุนจากบุคคลต่าง ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่ง อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร.ทองทอด วานิชศรี ที่ให้ความช่วยเหลือ แนะนำ แก้ไขปัญหา และเป็นผู้วางรากฐาน ในการสร้างกระบวนแนวความคิด สำหรับวงจรทางด้านความถี่วิทยุและไมโครเวฟ ให้กับผู้เขียน นับเป็นคำปรึกษาที่มีประโยชน์อย่างยิ่งในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้เขียนรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณไว้ ณ ที่นี้เป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ ผศ.ดร.หทัยชนก วานิชศรี สำหรับการดูแล สนับสนุน และให้ความช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ ต่อการจัดทำวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณ คุณอภิชาต นนทลักษณ์ คุณนคร ปิยะมาตย์ และคุณจิตติวุฒิ เพชรมณี สำหรับคำแนะนำและให้ความช่วยเหลือในด้านเครื่องกลเป็นอย่างดีตลอดระยะเวลาในการทำวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณ คุณदनัยภาพย์ พูลทรัพย์ และคุณบำรุง นาถอมรวิทย์ ที่ให้คำแนะนำและให้ความช่วยเหลือเป็นอย่างดีตลอดระยะเวลาที่ทำงานร่วมกัน

ขอขอบคุณ คุณสุกัญญา อรรดาเวช และคุณณราธิป สาริการินทร์ ที่ให้ความห่วงใยและความช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ ต่อการจัดทำวิทยานิพนธ์

สุดท้ายผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อกิตติ-คุณแม่วิมล ประทุมวินิจ ที่กรุณาอบรมดูแลและให้กำลังใจรอความสำเร็จในชีวิตอย่างใกล้ชิดตลอดมา

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้เขียนขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ธีรพันธุ์ ประทุมวินิจ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	3
1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 สถานีฐาน WiMAX.....	5
2.1 กล่าวนำ.....	5
2.2 โครงสร้างของสถานีฐานระบบ WiMAX.....	7
2.2.1 วงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกคูลูป.....	8
2.2.2 วงจรกรองผ่านแถบความถี่.....	8
2.2.3 วงจรขยายกำลัง.....	8
2.2.4 วงจรลิเนียร์ไลเซชันแบบป้อนไปหน้า.....	9
2.3 คุณสมบัติสำคัญสำหรับเครื่องส่ง.....	9
2.3.1 จุดกคอัตราขยาย 1 dB.....	9
2.3.2 จุดตัดลำดับ 3 สัญญาณคู่.....	10
2.3.3 ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟส.....	11
2.3.4 อัตราส่วนกำลังงานช่องสัญญาณประชิด.....	12
บทที่ 3 Up Converter.....	14
3.1 กล่าวนำ.....	14
3.2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	15

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2.1 วงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกคูลูป.....	15
3.2.1.1 เฟสดีเทกเตอร์ : (PD).....	15
3.2.1.2 ลูปฟิลเตอร์ (Low Pass Filter).....	15
3.2.1.3 วงจรควบคุมแรงดันออสซิลเลเตอร์ (VCO).....	16
3.2.2 วงจรมิกเซอร์.....	16
3.2.3 วงจรกรองผ่านแถบความถี่.....	17
3.2.3.1 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบ SAW.....	17
3.2.3.2 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคาวิตี.....	18
3.3 การออกแบบ Up Converter.....	19
3.3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์.....	19
3.3.1.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 393.5 MHz.....	19
3.3.1.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 3.88 GHz.....	21
3.3.2 วงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกคูลูป.....	22
3.3.3 วงจรมิกเซอร์.....	23
3.3.3.1 วงจรมิกเซอร์ 380 MHz.....	23
3.3.3.2 วงจรมิกเซอร์ 3.5 GHz.....	23
3.3.4 วงจรกรองผ่านแถบความถี่.....	24
3.3.4.1 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ 380 MHz.....	24
3.3.4.2 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ 3.5 GHz.....	25
3.4 การทดลองและผลการทดลอง.....	26
3.4.1 วงจรออสซิลเลเตอร์.....	26
3.4.1.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ 393.5 MHz.....	26
3.4.1.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ 3.88 GHz.....	28
3.4.2 วงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกคูลูป.....	30
3.4.2.1 วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 MHz.....	30
3.4.2.2 วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.88 GHz.....	32
3.4.3 วงจรมิกเซอร์.....	34
3.4.3.1 วงจรมิกเซอร์ 380 MHz.....	34

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.4.3.2 วงจรมิกเซอร์ 3.5 GHz.....	35
3.4.4 วงจรกรองผ่านแถบความถี่.....	36
3.4.4.1 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ 380 MHz.....	36
3.4.4.2 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ 3.5 GHz.....	37
3.5 สรุป.....	38
บทที่ 4 วงจรลิเนียร์ไลเซชันแบบป้อนไปหน้า.....	39
4.1 กล่าวนำ.....	39
4.2 ทฤษฎีและหลักการ.....	40
4.2.1 หลักการลิเนียร์ไลเซชันแบบป้อนไปหน้า.....	40
4.3 การออกแบบวงจรลิเนียร์ไลเซชันแบบป้อนไปหน้า.....	41
4.3.1 วงจรขยายกำลังหลัก.....	41
4.3.1.1 การออกแบบและผลการจำลองแบบการทำงานของ ของวงจรขับกำลัง.....	41
4.3.1.2 การออกแบบและผลการจำลองแบบการทำงานของ ของวงจรขยายกำลัง.....	45
4.3.1.3 ชิ้นงานจริง.....	49
4.3.1.4 การทดลองและผลการทดลอง.....	51
4.3.2 วงจรขยายความผิดพลาด.....	53
4.3.2.1 การออกแบบวงจรขยายความผิดพลาด.....	54
4.3.2.2 การทดลองและผลการทดลอง.....	54
4.3.3 วงจรแบ่งกำลังงานและวงจรรวมกำลังงาน.....	55
4.3.3.1 วงจรแบ่งกำลังงาน.....	55
4.3.3.2 วงจรรวมกำลังงาน.....	56
4.3.3.3 ชิ้นงานจริง.....	56
4.3.3.4 การทดลองและผลการทดลอง.....	57
4.3.4 วงจรเลื่อนเฟส.....	57
4.3.4.1 การออกแบบวงจรเลื่อนเฟส.....	58

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3.4.2 ชิ้นงานจริง.....	58
4.3.4.3 การทดลองและผลการทดลอง.....	59
4.3.5 วงจรลดทอนแบบปรับค่าได้.....	60
4.3.5.1 การออกแบบวงจรลดทอนแบบปรับค่าได้.....	60
4.3.5.2 ชิ้นงานจริง.....	61
4.3.5.3 การทดลองและผลการทดลอง.....	61
4.3.6 วงจรเชื่อมต่อแบบเส้นขนาน.....	62
4.3.6.1 การออกแบบวงจรเชื่อมต่อแบบมีทิศทางชนิดเส้นขนาน.....	62
4.3.6.2 การจำลองแบบการทำงาน วงจรเชื่อมต่อแบบมีทิศทางชนิดเส้นขนาน.....	62
4.4 ชิ้นงานจริงของวงจรลิเนียไลเซชัน.....	64
4.5 การทดลองและผลการทดลองของวงจรลิเนียไลเซชัน.....	65
4.6 สรุป.....	66
บทที่ 5 คุณสมบัติโดยรวมของเครื่องส่งคลื่นวิทยุความถี่ 3.5 GHz สำหรับ สถานีฐาน WiMAX.....	67
บทที่ 6 สรุปผลและแนวทางการพัฒนา.....	70
เอกสารอ้างอิง.....	72
ภาคผนวก.....	75
ประวัติผู้เขียน.....	76

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 คุณสมบัติของเครื่องส่งสำหรับสถานีฐานระบบ WiMAX.....	6
4.1 ค่าเอสพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ MRFG35030R5.....	42
5.1 คุณสมบัติรวมของวงจรเครื่องส่งคลื่นวิทยุความถี่ 3.5 กิกะเฮิรตซ์ สำหรับสถานีฐาน WiMAX.....	68

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 สถาปัตยกรรมของระบบ WiMAX.....	5
2.2 แผนผังความถี่และการจัดแบ่งช่องสัญญาณสำหรับระบบ WiMAX.....	6
2.3 โครงสร้างของสถานีฐานระบบ WiMAX.....	7
2.4 โครงสร้างของเครื่องส่งคลื่นวิทยุความถี่ 3.5 GHz สำหรับสถานีฐาน WiMAX.....	7
2.5 จุดคอคอ์ขยาย 1 dB ของวงจรถยาย.....	9
2.6 จุดตัดลำดับ 3 สัญญาณคู่.....	10
2.7 การอ่านค่าระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิติเลเตอร์.....	11
2.8 การวัดค่าอัตราส่วนกำลังงานช่องสัญญาณประชิดของสเปกตรัมในระบบ WiMAX.....	12
3.1 บล็อกไดอะแกรมของ Up Converter.....	14
3.2 บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของเฟสล็อกกลูป.....	15
3.3 วงจรมิกเซอร์.....	16
3.4 โครงสร้างภายในของ SAW ฟิเตอร์.....	17
3.5 ภาพตัดขวางภายในกล่องตัวนำ.....	18
3.6 วงจรกรองผ่านความถี่แบบคอมบ์ไลน์ในรูปแบบของแท่งสติป.....	18
3.7 วงจรรอสซิติเลเตอร์ความถี่ 393.5 MHz.....	20
3.8 ผลการจำลองการทำงานของวงจรรอสซิติเลเตอร์ที่ความถี่ 393.5 MHz.....	20
3.9 วงจรรอสซิติเลเตอร์ความถี่ 3.88 GHz.....	21
3.10 ผลการจำลองการทำงานของวงจรรอสซิติเลเตอร์ที่ความถี่ 3.88 GHz.....	21
3.11 โครงสร้างวงจรถ่ายสักระยะความถี่แบบเฟสล็อกกลูป.....	22
3.12 วงจรมิกเซอร์ 380 GHz.....	23
3.13 วงจรมิกเซอร์ 3.5 GHz.....	24
3.14 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ 380 MHz.....	25
3.15 ขนาดของวงจรรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์.....	25
3.16 วงจรรอสซิติเลเตอร์ย่านความถี่ 393.5 MHz.....	26
3.17 ผลการวัดระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ของวงจรรอสซิติเลเตอร์ 393.5 MHz.....	27
3.18 ผลการวัดระหว่างกำลังงานกับความถี่ของวงจรรอสซิติเลเตอร์ 393.5 MHz.....	27
3.19 วงจรรอสซิติเลเตอร์ย่านความถี่ 3.88 GHz.....	28
3.20 ผลการวัดระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ของวงจรรอสซิติเลเตอร์ 3.88 GHz.....	29

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.21 ผลการวัดระหว่างกำลังงานกับความถี่ของวงจรถอดสวิตช์เลเตอร์ 3.88 GHz	29
3.22 ลายวงจรบนแผ่นวงจรพิมพ์ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 MHz	30
3.23 วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 MHz	30
3.24 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 MHz (span 200 kHz)	31
3.25 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 MHz (span 2 MHz)	31
3.26 ลายวงจรบนแผ่นวงจรพิมพ์ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.88 GHz	32
3.27 วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.88 GHz	32
3.28 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.88 GHz (span 200 kHz)	33
3.29 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.83 GHz (span 2 MHz)	33
3.30 วงจรมิกเซอร์ 380 MHz	34
3.31 ผลการวัดวงจรมิกเซอร์ 380 MHz มีค่า Conversion Loss เท่ากับ 7 dB	34
3.32 วงจรมิกเซอร์ 3.5 GHz	35
3.33 ผลการวัดวงจรมิกเซอร์ 3.5 GHz มีค่า Conversion Loss เท่ากับ 11 dB	35
3.34 วงจรกรองผ่านความถี่ 380 MHz	36
3.35 ผลการวัดวงจรกรองผ่านความถี่ 380 MHz	36
3.36 วงจรกรองผ่านความถี่แบบคอมบิ์ไลน์ย่านความถี่ 3.5 GHz	37
3.37 ผลการวัดวงจรกรองผ่านความถี่แบบคอมบิ์ไลน์ย่านความถี่ 3.5 GHz	37
3.38 ภาพรวมของวงจรมิกเซอร์ที่ความถี่ 380 MHz, 3.5 GHz	38
3.39 ภาพรวมของวงจรเฟสล็อกที่ความถี่ 393.5 MHz, 3.88 GHz	38
4.1 โครงสร้างของวงจรลิเนียร์ไลเซนซ์แบบป้อนไปหน้า	40
4.2 โครงสร้างวงจรถายกำลังเชิงเส้น 5W	41
4.3 ค่าตัวประกอบเสถียรภาพ	43
4.4 อัตราขยายสูงสุดของทรานซิสเตอร์	43
4.5 วงจรสมมูลของวงจรขับกำลัง	44
4.6 ผลตอบสนองเชิงขนาดของวงจรขับกำลัง	44
4.7 วงจรถายกำลังแบบสมมูล	45
4.8 วงจรสมมูลของวงจรถายกำลังแบบสมมูล	45
4.9 ผลตอบสนองเชิงขนาดของวงจรถายกำลังแบบสมมูล	46

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.10 วงจรตรวจสอบไฟลอป	47
4.11 วงจรควบคุมกำลัง	48
4.12 วงจรสมบรูณ์ของวงจรขยายกำลังเชิงเส้น 5W	49
4.13 ผลตอบสนองเชิงขนาดของวงจรขยายกำลังหลัก	49
4.14 ลายวงจรบนแผ่นวงจรพิมพ์ของวงจรขยายกำลัง	50
4.15 วงจรขยายกำลังที่ลงอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว	50
4.16 ผลจากการวัดวงจรขับกำลังภาคที่ 3 มีอัตราขยายเท่ากับ 10 dB	51
4.17 อัตราการขยาย (S_{21}) ของวงจรขยายกำลังเชิงเส้น 5W	52
4.18 ประสิทธิภาพและกำลังงานเอาต์พุต	52
4.19 ผลการวัด two-tone IM_3 ของวงจรขยายกำลังเชิงเส้น 5W	53
4.20 โครงสร้างวงจรขยายความผิดพลาด	53
4.21 วงจรขยายความผิดพลาด	54
4.22 อัตราการขยาย (S_{21}) ของวงจรขยายความผิดพลาด	55
4.23 โครงสร้างวงจรแบ่งกำลังงาน	55
4.24 โครงสร้างวงจรรวมกำลังงาน	56
4.25 วงจรแบ่งกำลังงานและวงจรรวมกำลังงาน	56
4.26 ผลการวัดการตอบสนองทางความถี่ของวงจรแบ่งกำลังงานและวงจรรวมกำลังงาน	57
4.27 วงจรเลื่อนเฟสแบบแปรค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้า	58
4.28 วงจรเลื่อนเฟสแบบแปรค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้าที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว	59
4.29 ผลการวัดเฟสของอัตราการส่งผ่านและขนาดอัตราการส่งผ่าน	59
4.30 วงจรลดทอนแบบแปรค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้า	60
4.31 วงจรลดทอนแบบแปรค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้าที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว	61
4.32 ผลการวัดเฟสของอัตราการส่งผ่านและขนาดอัตราการส่งผ่าน	61
4.33 โครงสร้างของวงจรเชื่อมต่อแบบมีทิศทางชนิดเส้นขนาน	62
4.34 ขนาดอัตราการส่งผ่าน S_{11} และ S_{41} ของวงจรชักตัวอย่างสัญญาณ	63
4.35 ขนาดอัตราการส่งผ่าน S_{23} S_{31} และ S_{11} ของวงจรรวมสัญญาณ	63
4.36 ลายวงจรบนแผ่นวงจรพิมพ์ของวงจรลิเนียไลซัน	64
4.37 วงจรลิเนียไลซันแบบป้อนไปหน้าที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว	64

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.38 สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรขยายกำลังหลัก เมื่อทำการทดสอบผลการมอดูเลตระหว่างกันลำดับที่ 3 สัญญาณคู่.....	65
4.39 สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรลิเนียไลเซชันแบบป้อนไปหน้า เมื่อทำการทดสอบผลการมอดูเลตระหว่างกันลำดับที่ 3 สัญญาณคู่.....	65
5.1 Up Converter ของเครื่องส่งสำหรับสถานีฐานระบบ WiMAX	69
5.2 วงจรขยายกำลังเชิงเส้น 5W และวงจรลิเนียไลเซชันแบบป้อนไปหน้า ของเครื่องส่งสำหรับสถานีฐานระบบ WiMAX.....	69

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

ปัจจุบันการสื่อสารไร้สาย มีบทบาทสำคัญต่อการดำเนินชีวิตประจำวัน ไม่ว่าจะเป็นการติดต่อสื่อสารระหว่างบุคคล หรือการดำเนินธุรกิจ และเทคโนโลยีสื่อสารไร้สายนี้เอง ที่ได้เปิดศักราชใหม่ของธุรกิจข้อมูลข่าวสาร (Non Voice Business) ซึ่งถือเป็นคลื่นลูกใหม่ที่กำลังแสดงบทบาทสำคัญ ดังจะเห็นได้จากโลกโทรศัพท์เคลื่อนที่ในปัจจุบัน บรรดาผู้ประกอบการเครือข่ายสื่อสารไร้สายไม่ว่าจะเป็นกลุ่มผู้ให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile Network Operator) ที่มีเทคโนโลยีให้เลือกใช้มากมาย ไม่ว่าจะเป็นมาตรฐานยุค 2.5G ดังเช่น GPRS (General Packet Radio Service), EDGE (Enhanced Data rate for GPRS Evolution) หรือ CDMA 2000 – 1X และมาตรฐานยุค 3G อย่าง W-CDMA (Wideband CDMA) หรือ CDMA 2000 – 1X EV – DO รวมไปถึงกลุ่มผู้ให้บริการเครือข่ายสื่อสารไร้สายในรูปแบบอื่น ที่พอจะเห็นได้ชัดก็คือการเปิดบริการเครือข่าย WiFi หรือ IEEE802.11b/g ผู้ประกอบการเหล่านี้ต่างมองเห็นถึงอนาคตของการสื่อสารข้อมูลผ่านเครือข่ายไร้สายที่นับวันจะเพิ่มสูงขึ้นทำให้เกิดการแข่งขันลงทุนสร้างเครือข่าย และมีการพัฒนาศักยภาพของเครือข่ายสื่อสารไร้สายที่มีอยู่ในปัจจุบันให้สามารถรองรับและดึงดูดใจผู้ใช้บริการได้มากขึ้น

ปัจจัยสำคัญที่กลายเป็นประเด็นหลักในการแข่งขันแย่งชิงกลุ่มผู้ใช้บริการก็คือ อัตราเร็วในการสื่อสารข้อมูล โดยมาตรฐาน GPRS มีอัตราเร็วสูงสุดในการรองรับข้อมูล 172 กิโลบิตต่อวินาที มาตรฐาน EDGE สื่อสารข้อมูลด้วยอัตราเร็วสูงสุด 384 กิโลบิตต่อวินาที ในขณะที่มาตรฐาน 3G โดยทั่วไปรองรับการสื่อสารได้ด้วยอัตราเร็วในช่วง 384 - 2,048 กิโลบิตต่อวินาที ซึ่งตัวเลขดังกล่าวล้วนแล้วแต่เป็นขีดสูงสุดที่ระบบนั้น ๆ พึงรองรับการใช้งานได้ แต่ในทางปฏิบัติ ผู้ให้บริการเครือข่ายย่อมไม่สามารถออกแบบหรือกำหนดให้ เครือข่ายของตนสามารถรองรับการสื่อสารข้อมูลได้ด้วยอัตราเร็วดังกล่าวได้เสมอไป เพราะยังขึ้นกับเงื่อนไขของการกำหนดความกว้างใหญ่ของพื้นที่ให้บริการ และพฤติกรรมการแพร่กระจายของสัญญาณคลื่นวิทยุ ปัจจัยเหล่านี้จะเข้ามาบรรจบกันความสามารถในการสื่อสารข้อมูลในแง่ของสัญญาณรบกวน (Noise Impact) และการรักษาคุณภาพของข้อมูล (Quality of Service) ซึ่งองค์กรต่าง ๆ ที่มีหน้าที่กำหนดมาตรฐานการสื่อสารก็ย่อมต้องทำหน้าที่พัฒนาข้อกำหนดมาตรฐานที่มีศักยภาพเพิ่มมากขึ้น เพื่อรองรับความต้องการใช้งาน ในด้านมิติเดียว เช่น การเชื่อมโยงเข้าสู่ระบบอินเทอร์เน็ต การส่งข้อมูลภาพคุณภาพสูง หรือการประชุมผ่านจอภาพ ที่นับวันจะมีปริมาณเพิ่มมากขึ้นเรื่อย ๆ

WiMAX หรือ (Worldwide Interoperability for Microwave Access) เป็นนวัตกรรมใหม่ของเทคโนโลยีที่เกิดขึ้นจากการพัฒนาเทคโนโลยีสื่อสารแบบอยู่ในแนวเส้นสายตา (Line of Sight – LOS) หรือการสื่อสารโดยใช้คลื่นวิทยุที่ต้องมีการเรียงแนวยิงของเครื่องรับและเครื่องส่งให้ตรงกัน ดังเช่นที่พบกันในเทคโนโลยีไมโครเวฟ โดยพัฒนาให้สามารถรองรับการสื่อสารแบบไม่อยู่ในแนวเส้นสายตา (Non Line of Sight – NLOS) และยังคงอยู่ภายใต้กรอบมาตรฐานการสื่อสารที่ได้รับการกำหนดขึ้นตามข้อกำหนด IEEE802.16 ทำให้เทคโนโลยี WiMAX มีพฤติกรรมในการให้บริการที่คล้ายคลึงกับเทคโนโลยีโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ แต่สามารถรองรับการสื่อสารข้อมูลด้วยอัตราเร็วที่สูงกว่ามาก

WiMAX เป็นมาตรฐานสื่อสารข้อมูลอัตราเร็วสูงแบบไร้สายที่สมบูรณ์แบบ ซึ่งเทคโนโลยีสำคัญที่เป็นฐานรากให้กับการสื่อสารแบบ WiMAX มีดังต่อไปนี้

- เทคโนโลยี OFDM
- การแบ่งช่องสัญญาณ (Sub-Channelization)
- เทคโนโลยีเสาอากาศแบบกำหนดทิศทาง (Directional Antenna)
- เทคโนโลยี Diversity
- เทคโนโลยี Adaptive Modulation
- เทคนิคการแก้ไขความผิดพลาดของข้อมูล (Error Correction Techniques)
- เทคนิคการควบคุมกำลังส่ง (Power Control)

เทคโนโลยีต่าง ๆ เหล่านี้ล้วนแต่เป็นมาตรฐานที่มีการคิดค้นและใช้งานในเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ทั่ว ๆ ไป ยกเว้นแต่เพียงการรับส่งสัญญาณแบบ OFDM ซึ่งเป็นเทคโนโลยีใหม่ที่ถูกนำมาใช้ในเครือข่าย WiMAX หรืออาจกล่าวได้ว่า OFDM เป็นหัวใจสำคัญของมาตรฐาน WiMAX

จากการศึกษาค้นคว้าการส่งสัญญาณแบบ OFDM พบว่าเทคนิคการส่งสัญญาณแบบ OFDM จะมีการส่งสัญญาณแบบ แแถบความถี่กว้างการแผ่สเปกตรัม (Spread Spectrum) ซึ่งการส่งสัญญาณในลักษณะนี้ จะมีผลกระทบกับข้อมูลข่าวสารถ้าหากวงจรรขยายนั้นมีคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นที่ไม่ดีพอ

จากปัญหาความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรรขยาย ที่จะมีผลกระทบกับข้อมูลข่าวสารนี้เอง จึงทำให้ปัญหาความไม่เป็นเชิงเส้นมีความสำคัญมากในระบบการสื่อสารไร้สาย และการแก้ปัญหาคือความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรรขยายจึงมีความน่าสนใจในการที่จะศึกษา ค้นคว้า และวิจัย ซึ่งจากการศึกษาค้นคว้าจึงพบว่า เทคนิคการแก้ปัญหาคือความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรรขยายนั้นมีอยู่หลายแบบด้วยกัน แต่เทคนิคที่ได้นำมาเสนอในวิทยานิพนธ์นี้มีอยู่ 2 เทคนิคคือ (1) วงจรรขยายกำลังแบบสมดุค [4] (2) วงจรลิเนียร์ไลเซนซ์แบบป้อนไปหน้า [1]

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จัดทำขึ้นโดยมีจุดประสงค์ เพื่อนำเสนอขั้นตอนการออกแบบและการสร้างเครื่องส่งคลื่นวิทยุความถี่ 3.5 GHz สำหรับสถานีฐาน WiMAX ซึ่งระบบของเครื่องส่งคลื่นวิทยุที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นระบบที่มีการแปลงความถี่สองครั้งหรือเรียกว่าดับเบิลคอนเวอร์ชัน (Double Conversion) วงจรเครื่องส่งสำหรับสถานีฐานระบบ WiMAX ที่นำเสนอประกอบด้วย วงจรหลักทั้งสิ้น 5 วงจรได้แก่ ก) วงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกคัลเลอร์ ข) วงจรมิกเซอร์ ค) วงจรกรองผ่านแถบความถี่ ง) วงจรขยายกำลังเชิงเส้น จ) วงจรลิเนียร์ไลเซนซ์แบบไปหน้า

เครื่องส่งคลื่นวิทยุความถี่ 3.5 GHz สำหรับสถานีฐาน WiMAX ที่ได้ทำการสร้างขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แม้จากการทดลอง คุณสมบัติที่ได้จะยังไม่ดีที่สุด แต่มีความสามารถในการทำงานได้ดีพอสมควรและยังสามารถผลิตขึ้นโดยใช้บุคลากรและเทคโนโลยีภายในประเทศ ผู้จัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้หวังเป็นอย่างยิ่งว่าผลงานอันเกิดจากการค้นคว้า วิจัย และพัฒนานี้จะเป็นจุดเริ่มต้นสำหรับนักวิจัยท่านอื่นต่อไป ในการค้นคว้า วิจัย และพัฒนาเครื่องส่งสำหรับสถานีฐานให้มีคุณสมบัติที่ดียิ่ง ๆ ขึ้นไปในอนาคต

1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

เพื่อความเข้าใจที่ดีและเป็นระบบ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็นบทรวมทั้งสิ้นจำนวน 6 บท โดยแต่ละบทมีรายละเอียดดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึง ความสำคัญ ประวัติความเป็นมาของระบบ WiMAX วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์และรายละเอียดภายในวิทยานิพนธ์ ทั้งนี้เพื่อให้ง่ายต่อการเข้าใจและแสดงให้เห็นภาพรวมของระบบเครื่องส่งที่ต้องการนำเสนอในวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึง โครงสร้าง มาตรฐาน ข้อกำหนดต่างๆ และบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งคลื่นวิทยุความถี่ 3.5 กิกะเฮิรตซ์ สำหรับสถานีฐาน WiMAX โดยวงจรเครื่องส่งสำหรับสถานีฐานนี้ถูกออกแบบขึ้นโดยใช้การแปลงความถี่สองครั้งเพื่อความมีเสถียรภาพ และอัตราการขยายดี ของวงจรที่ความถี่ต่ำ และสามารถกำจัดสัญญาณเงาได้ดีที่ความถี่สูง

บทที่ 3 กล่าวถึง ทฤษฎี หลักการทำงาน การออกแบบ การสร้าง รวมถึงผลการทดลองของ Up Converter ซึ่งใน Up Converter จะประกอบด้วย วงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกคัลเลอร์ วงจรแปลงความถี่ วงจรกรองผ่านแถบความถี่ จากการอาศัยการแปลงความถี่สองครั้งและการกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการด้วยวงจรกรองผ่านแถบความถี่ทำให้ Up Converter นั้นสามารถโอนย้ายความถี่จาก 13.5 MHz มาเป็น 3.5 GHz ได้ด้วยดี

บทที่ 4 กล่าวถึง ทฤษฎี หลักการทำงาน การออกแบบ การสร้าง รวมถึงผลการทดลองของ วงจรลิเนียร์ไอเซนแบบป้อนไปหน้า ที่นำมาใช้กับวงจรขยายกำลังหลักที่ได้ออกแบบไว้ในบทเดียวกัน ทั้งนี้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพให้กับวงจรขยายกำลังหลัก จากการอาศัยการป้อนไปหน้าของสัญญาณ ความผิดเพี้ยนจากวงจรขยายกำลังหลัก สามารถลดความผิดเพี้ยนในสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยาย กำลังหลักได้

บทที่ 5 กล่าวถึง คุณสมบัติรวมของเครื่องส่งคลื่นวิทยุความถี่ 3.5 กิกะเฮิร์ตซ์ สำหรับสถานี ฐาน WiMAX ที่ออกแบบและสร้างขึ้นได้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 6 กล่าวถึง การสรุปผลการดำเนินงาน ที่ผ่านมา รวมทั้งปัญหาที่พบจากวงจรต่าง ๆ ที่ ออกแบบและสร้างขึ้น นอกจากนั้นยังให้ข้อเสนอแนะในการพัฒนางจรต่าง ๆ ในเครื่องส่งสำหรับ สถานีฐานให้มีคุณสมบัติที่ดีในลำดับต่อไป

บทที่ 2

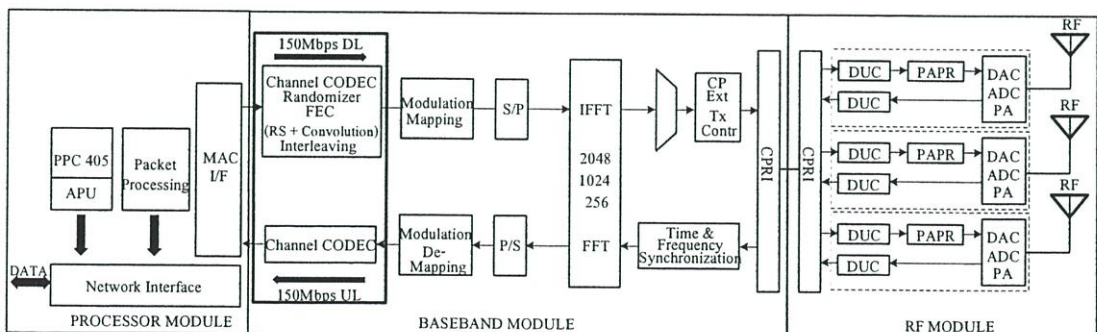
สถานีฐาน WiMAX

2.1 กล่าวนำ

มาตรฐานของระบบ WiMAX มีอยู่ 2 มาตรฐานได้แก่ (1) มาตรฐาน IEEE802.16 – 2004 พัฒนามาจากมาตรฐาน 802.16 ใช้เทคโนโลยี OFDM สนับสนุนการใช้งานแบบ Fixed และ Normadic ทั้งการกระจายคลื่นแบบ LOS และ NLOS และ (2) มาตรฐาน IEEE802.16e ใช้งานได้ ในลักษณะ Mobile ซึ่งสนับสนุนการ Handoff และ Roaming ใช้เทคนิค SOFDM ที่สามารถทำการ มอดูเลชันแบบ multi-carrier และแบ่งซอยช่องได้

WiMAX มีการสื่อสารในลักษณะ Duplex Mode แบ่งเป็น TDD (Time Division Duplex) คือ การรับส่งข้อมูลที่มีความถี่เดียวกันแต่แบ่งช่วงเวลาในการเข้าใช้ และ FDD (Frequency Division Duplex) คือ การรับส่งข้อมูลที่คนละความถี่ การรับส่งข้อมูลจึงทำได้ในเวลาเดียวกัน Channel Bandwidth มีการกำหนดไว้หลากหลาย ตั้งแต่ 1.25 – 20 MHz แต่ที่ใช้กันมากคือ 3.5, 7 และ 10 MHz ซึ่งในย่านความถี่วิทยุ 3.5 GHz ก่อนข้างจะมีความชัดเจนว่า Channel Bandwidth เป็น 3.5 MHz สำหรับ FDD และ 3.5, 7 MHz สำหรับ TDD

เทคโนโลยีใหม่ที่ถูกนำมาใช้ในมาตรฐานของระบบ WiMAX คือ เทคโนโลยีการส่งสัญญาณ แบบ OFDM ซึ่งสัญญาณข้อมูลในรูปแบบดิจิทัลจะถูกสร้างเป็นสัญญาณในรูปแบบ OFDM ได้ จากสถาปัตยกรรมของระบบ WiMAX ดังแสดงในรูปที่ 2.1 โดยสัญญาณข้อมูลในรูปแบบดิจิทัล จะถูกป้อนเข้ามายัง Processor Module แล้วส่งต่อไปยัง Baseband Module เพื่อทำการแปลงกลุ่มข้อมูล แบบอนุกรมให้อยู่ในกลุ่มข้อมูลแบบขนาน จากนั้นทำการแปลง IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) แล้วส่งต่อไปยัง IF Module ซึ่งจะให้ได้สัญญาณ IF ในรูปแบบ OFDM ที่ใช้ในการ ส่งสัญญาณในระบบ WiMAX

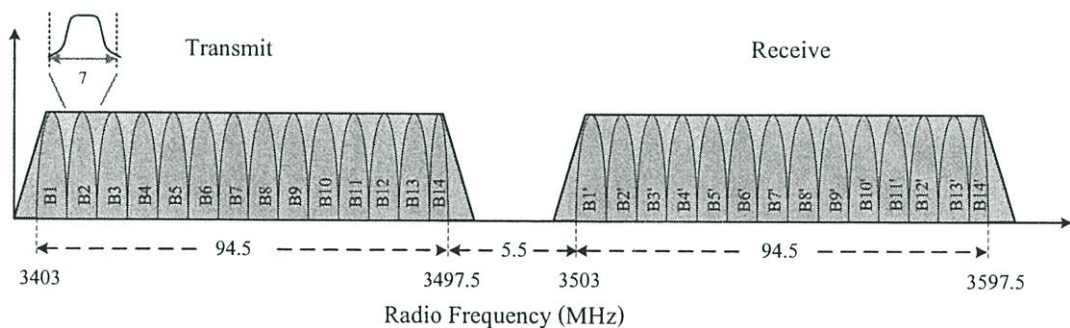


รูปที่ 2.1 สถาปัตยกรรมของระบบ WiMAX

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของเครื่องส่งสำหรับสถานีฐานระบบ WiMAX

คุณสมบัติ	WiMAX
ช่วงความถี่ส่ง	3403.0 ~ 3479.5 MHz
ช่วงความถี่รับ	3503.0 ~ 3597.5 MHz
ระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณ	3.5, 7 MHz
การมอดูเลชัน	BPSK TO 64 QAM
อัตราเร็วข้อมูลสูงสุด	75 Mbps
กำลังงานเอาต์พุต	35 dBm
ระดับสัญญาณรบกวนทางเฟส	< -111 dBc/Hz @ 100 kHz
อัตราส่วนกำลังงานช่องสัญญาณประชิด	< -47 dBc
ระบบการดูเพลกซ์	FDD, TDD

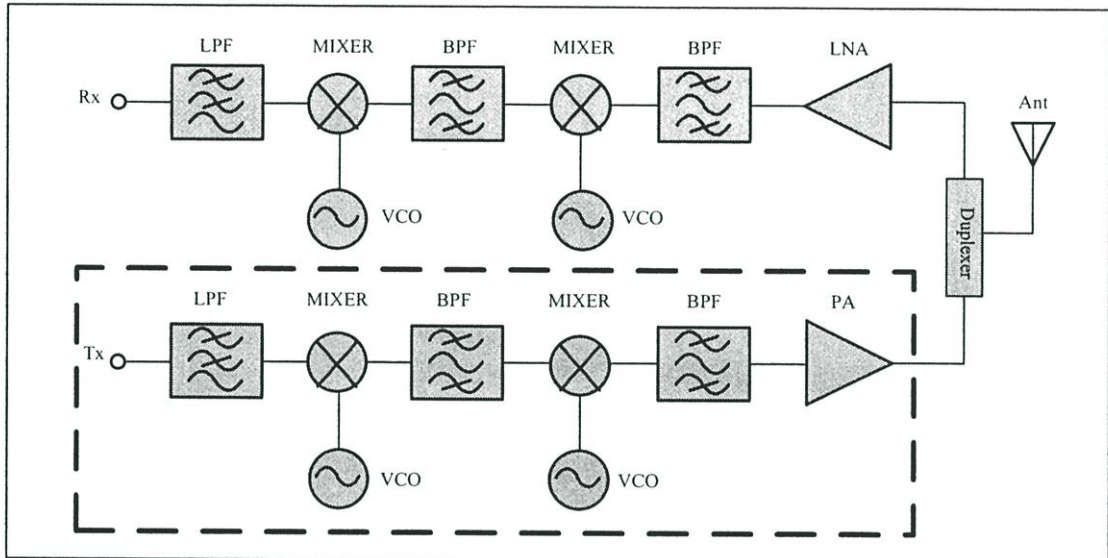
รูปที่ 2.2 แสดงการจัดวางแผนผังความถี่และการจัดแบ่งช่องสัญญาณในระบบ WiMAX ระบบ WiMAX แบ่งช่องสัญญาณการเชื่อมโยงทางเครื่องส่ง (Transmit) สำหรับสถานีฐานไปยังสถานีปลายทาง และสัญญาณการเชื่อมโยงทางเครื่องรับ (Receive) สำหรับสถานีเคลื่อนที่กลับไปยังสถานีฐาน ตามช่วงความถี่หรือ FDD (Frequency Division Duplex) โดยสถานีฐานในระบบ WiMAX ใช้ช่วงความถี่ 3403 MHz - 3497.5 MHz ในการติดต่อจากสถานีฐานไปยังสถานีเคลื่อนที่ และช่วงความถี่ 3503 - 3597.5 MHz ในการติดต่อจากสถานีเคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน ในหนึ่งช่วงการเชื่อมโยงประกอบด้วยช่องสัญญาณ 14 ช่องสัญญาณ โดยแต่ละช่องสัญญาณมีความกว้างและระยะห่างเท่ากับ 7 MHz



รูปที่ 2.2 แผนผังความถี่และการจัดแบ่งช่องสัญญาณสำหรับระบบ WiMAX

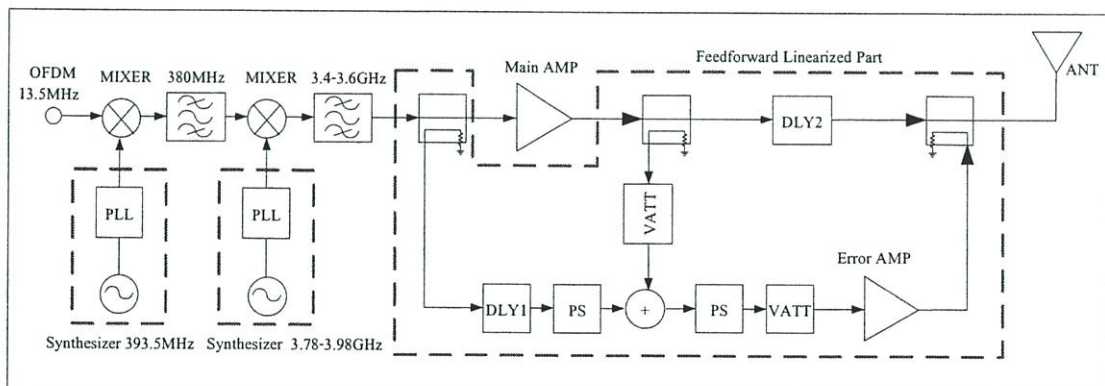
2.2 โครงสร้างของสถานีฐานระบบ WiMAX

โครงสร้างสถานีฐานระบบ WiMAX แสดงดังรูปที่ 2.3 ซึ่งจากโครงสร้างจะเห็นว่าการแปลงความถี่สองครั้ง เนื่องจากที่ความถี่ IF ต่ำ ๆ วงจรจะมีเสถียรภาพดี และอัตราการขยายดี แต่ที่ความถี่ IF สูง ๆ จะช่วยให้สามารถกำจัดสัญญาณเงาได้ดี ดังนั้น โครงสร้างของสถานีฐาน WiMAX จึงนำข้อดีของทั้งสองมารวมกันจึงได้เป็น โครงสร้างที่เรียกว่าดับเบิลคอนเวอร์ชัน (Double Conversion)



รูปที่ 2.3 โครงสร้างของสถานีฐานระบบ WiMAX

เนื่องจากในวิทยานิพนธ์นี้จัดทำขึ้นเพื่อนำเสนอ ขั้นตอนการออกแบบและการสร้างเครื่องส่งคลื่นวิทยุความถี่ 3.5 GHz สำหรับสถานีฐาน WiMAX ที่มีการเพิ่มเทคนิคในการแก้ปัญหาความไม่เชิงเส้นของวงจรขยายเข้าไปด้วย ดังนั้นจากรูปที่ 2.3 โครงสร้างของสถานีฐานระบบ WiMAX จึงสามารถนำมาเขียนใหม่ได้ดังรูปที่ 2.4 ซึ่งจะประกอบไปด้วย (ก) วงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกคูลูป (ข) วงจรมิกเซอร์ (ค) วงจรกรองผ่านแถบความถี่ (ง) วงจรขยายกำลัง (จ) วงจรลิเนียร์ไลเซนซ์แบบป้อนไปหน้า โดยสัญญาณที่เข้ามาจะเป็นสัญญาณ IF ในรูปแบบ OFDM



รูปที่ 2.4 โครงสร้างของเครื่องส่งคลื่นวิทยุความถี่ 3.5 GHz สำหรับสถานีฐาน WiMAX

2.2.1 วงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกกลูบ

วงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกกลูบทำหน้าที่สร้างสัญญาณความถี่วิทยุ 393.5 MHz และ 3.88 GHz เพื่อใช้เป็นสัญญาณคลื่นพาห้ให้กับวงจรเครื่องส่ง วงจรที่สำคัญในวงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกกลูบคือ วงจรออสซิลเลเตอร์แบบปรับค่าความถี่ได้ด้วยแรงดันไฟฟ้า ทั้งนี้เนื่องมาจากคุณสมบัติของสัญญาณรบกวนทางเฟสจากวงจรออสซิลเลเตอร์ ส่งผลต่อค่าอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ของสัญญาณเอาต์พุตจากเครื่องส่งและยังส่งผลต่อค่าความผิดพลาดบิต (BER) ที่เครื่องรับ ดังนั้นการออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่จึงต้องอาศัยโครงสร้างของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำ เพื่อให้สมรรถนะของเครื่องส่งมีประสิทธิภาพสูง วงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกกลูบ ที่ออกแบบและสร้างขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถปรับเปลี่ยนความถี่ได้ด้วยวิธีการทางดิจิทัล ซึ่งง่ายต่อการเชื่อมโยงวงจรสังเคราะห์ความถี่เข้ากับส่วนควบคุมทางดิจิทัลต่างๆ ตามมาตรฐานในระบบ WiMAX ระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสของเครื่องส่งควรมีค่าต่ำกว่า -105 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz [38]

2.2.2 วงจรกรองผ่านแถบความถี่

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ถูกสร้างขึ้นเพื่อ ทำหน้าที่กรองสัญญาณให้สัญญาณที่ต้องการเท่านั้น ที่สามารถผ่านไปได้ คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรกรองผ่านความถี่คือ ค่าการสูญเสียสอดแทรก และ ค่าความชันของการตอบสนองความถี่ต่อการลดทอน ดังนั้นเพื่อให้ได้ค่าความชันและค่าการสูญเสียสอดแทรกของวงจรกรองที่ดีขึ้น จึงได้เลือกใช้วงจรกรองแบบ Cavity และเพิ่มจำนวนเรโซเนเตอร์ขึ้น จึงทำให้ได้วงจรกรองที่มีความชันและค่าการสูญเสียที่ดีขึ้น

2.2.3 วงจรขยายกำลัง

วงจรขยายกำลังสร้างขึ้นเพื่อทำหน้าที่ในการเพิ่มกำลังงานของสัญญาณก่อนส่งออกอากาศจากเครื่องส่ง คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรขยายกำลังในระบบ WiMAX คือเป็นวงจขยายกำลังที่มีความเป็นเชิงเส้นสูงกว่าในระบบอื่นๆ เนื่องจากความผิดเพี้ยนในวงจขยายกำลังส่งผลให้ค่าอัตราส่วนกำลังงานช่องสัญญาณประชิดมีค่าเพิ่มสูงขึ้น ทำให้ค่าความผิดพลาดบิตที่เครื่องรับมีค่าสูงขึ้น ดังนั้นวงจขยายกำลังในวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกการทำงานของทรานซิสเตอร์ในวงจขยายกำลังในโหมดหรือคลาส เอ ทั้งนี้เพื่อความเป็นเชิงเส้นที่ดีของวงจขยายกำลัง สัญญาณเอาต์พุตจากวงจขยายกำลังควรมีค่าอัตราส่วนกำลังงานช่องสัญญาณประชิดต่ำกว่า -30 dBc (ตามมาตรฐานของระบบ WiMAX) ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจขยายกำลัง ได้เลือกใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด Gallium Arsenide PHEMT ซึ่งสารกึ่งตัวนำแกเลียมอาร์เซไนด์ (Gallium Arsenide: GaAs) เป็นสารที่มีความคล่องตัว (Mobility) ของอิเล็กตรอนสูง และสารกึ่งตัวนำชนิดนี้เป็นที่นิยมใช้ในการออกแบบวงจรด้านความถี่สูง

2.2.4 วงจรลิเนียร์ไลเซชันแบบป้อนไปหน้า

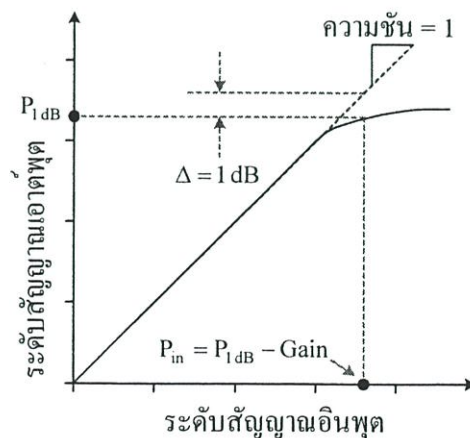
วงจรลิเนียร์ไลเซชันแบบป้อนไปหน้า (Feedforward Linearization) เป็นระบบของการลดความผิดเพี้ยนในสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายกำลัง โดยอาศัยหลักการป้อนสัญญาณความผิดเพี้ยนที่ได้จากสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายกำลัง หักล้างกับความผิดเพี้ยนในสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายกำลังเอง การลิเนียร์ไลเซชันแบบป้อนไปหน้าส่งผลต่อกำลังงานเอาต์พุตสูงสุด และประสิทธิภาพสูงสุดของวงจรขยายกำลังโดยจะมีค่าลดลง ทั้งนี้เนื่องจากต้องทำการแบ่งสัญญาณเอาต์พุตส่วนหนึ่งเพื่อแยกแยะเอาความผิดเพี้ยนออกมา ระบบการลิเนียร์ไลเซชันแบบป้อนไปหน้าเป็นระบบที่ช่วยในลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุตได้ดี

2.3 คุณสมบัติสำคัญสำหรับเครื่องส่ง

ค่าพารามิเตอร์แสดงคุณสมบัติของเครื่องส่งที่สำคัญ สำหรับการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องส่งประกอบด้วย

2.3.1 จุดกคอัตราขยาย 1 dB

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานเอาต์พุตต่อกำลังงานอินพุตพบว่า เมื่อกำลังงานอินพุตเพิ่มขึ้น 1 dB กำลังงานเอาต์พุตของวงจรขยายควรเพิ่มขึ้น 1 dB ด้วยเช่นกัน แต่ในทางปฏิบัติเมื่อกำลังงานอินพุตเพิ่มขึ้นถึงจุดหนึ่งวงจรขยายจะเกิดการอิมิตัว ส่งผลให้อัตราขยายมีค่าลดลง จุดที่กำลังงานเอาต์พุตลดต่ำกว่าที่ควรจะเป็นเท่ากับ 1 dB เมื่อเปรียบเทียบกับเส้นอ้างอิงที่มีความชันเท่ากับ 1 แล้ว เรียกจุดนั้นว่า “จุดกคอัตราขยาย 1 dB (1 dB Gain Compression Point)” จุดกคอัตราขยาย 1 dB (P_{1dB}) เป็นจุดที่ใช้กำหนดขอบเขตสูงสุดของช่วงพิสัยพลวัตของวงจรขยาย ในขณะที่ขอบเขตต่ำสุดของพิสัยพลวัตสามารถกำหนดได้จากระดับสัญญาณรบกวนในระบบ (ใช้กับระบบเครื่องรับ) วงจรขับกำลังหรือวงจรขยายกำลังที่ดีควรมีจุดกคอัตราขยาย 1 dB ที่สูงเพื่อให้ช่วงการทำงานของวงจรขยายมีค่ามากและสามารถรองรับอัตรากำลังของสัญญาณเอาต์พุตได้สูง



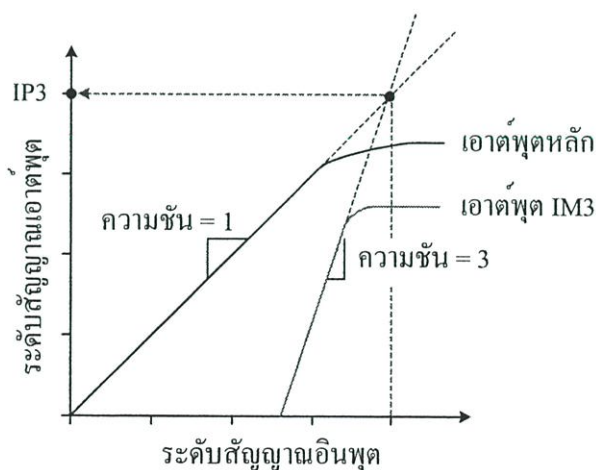
รูปที่ 2.5 จุดกคอัตราขยาย 1 dB ของวงจรขยาย

รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและเอาต์พุตจากวงจรรขยายเพื่อหาจุดกอดอัตราขยาย 1 dB เมื่อต้องการเปรียบเทียบคุณสมบัติด้านพิสัยพลวัตของวงจรรขยายสามารถพิจารณาได้จากจุดกอดอัตราขยาย 1 dB

2.3.2 จุดตัดลำดับ 3 สัญญาณคู่

วิธีการวัดความไม่เป็นเชิงเส้นหรือความผิดเพี้ยนของวงจรรขยาย สามารถกระทำได้หลายวิธี วิธีหนึ่งคือการป้อนสัญญาณคู่อินพุตเข้ายังวงจรรขยาย สำหรับระบบในทางอุดมคติเอาต์พุตที่ได้จากการป้อนสัญญาณคู่อินพุตจะปรากฏเอาต์พุตเป็นสัญญาณคู่เช่นกัน แต่ในความเป็นจริงเมื่อทำการป้อนสัญญาณคู่เข้ายังอินพุตของวงจรรขยายเอาต์พุตที่ได้จะปรากฏคู่สัญญาณที่มีจำนวนเพิ่มขึ้น ทั้งนี้มีสาเหตุเนื่องมาจากความผิดเพี้ยนของวงจรรขยาย สัญญาณคู่ที่อยู่ใกล้กับสัญญาณเอาต์พุตหลักมากที่สุดมีชื่อเรียกว่า “ผลการมอดูเลตระหว่างกันลำดับที่ 3 สัญญาณคู่ (Two-Tone 3rd order Intermodulation Product: IM3)”

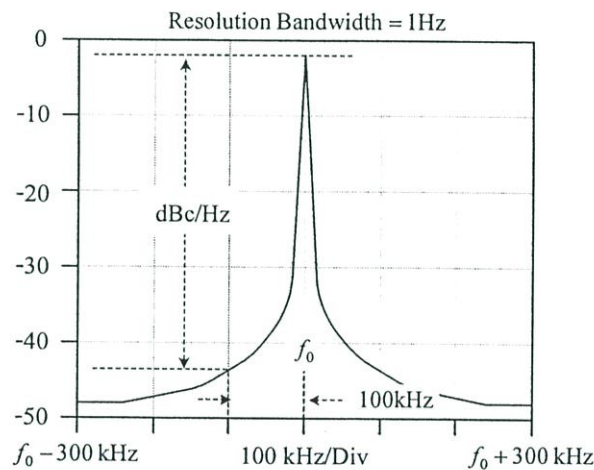
จากรูปที่ 2.6 พบว่า อัตราการเพิ่มของผลการมอดูเลตระหว่างกันลำดับที่ 3 มีค่ามากกว่าอัตราการเพิ่มของสัญญาณเอาต์พุตหลักอยู่ 3 เท่า (ความชันเท่ากับ 3) และจุดที่เอาต์พุตหลักควรจะตัดกับผลการมอดูเลตระหว่างกันลำดับที่ 3 สัญญาณคู่เรียกว่า “จุดตัดลำดับ 3 สัญญาณคู่ (Two-Tone Third Order Intercept Point)” วงจรรขยายที่มีความเป็นเชิงเส้นสูงหรือมีความผิดเพี้ยนต่ำจะมีค่าจุดตัดลำดับ 3 สัญญาณคู่สูงกว่าวงจรรขยายที่มีความเป็นเชิงเส้นต่ำหรือมีความผิดเพี้ยนมาก ดังนั้นค่าจุดตัดลำดับ 3 สัญญาณคู่จึงเป็นค่าพารามิเตอร์หนึ่งที่ใช้เปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรรขยายได้



รูปที่ 2.6 จุดตัดลำดับ 3 สัญญาณคู่ของวงจรรขยาย

2.3.3 ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟส

สัญญาณรบกวนทางเฟสเกิดขึ้นจากสัญญาณรบกวนที่ความถี่ต่ำภายในอุปกรณ์แอกทีฟที่ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่มีชื่อเรียกว่าสัญญาณรบกวนกระพริบ (Flicker Noise) อุปกรณ์แอกทีฟชนิดไบโพลาร์มีค่าความถี่หกมมของสัญญาณรบกวนที่ต่ำกว่าอุปกรณ์แอกทีฟชนิดอื่นๆ ในวงจรออสซิลเลเตอร์สัญญาณรบกวนกระพริบในทรานซิสเตอร์ส่งผลให้เกิดสัญญาณรบกวนทางเฟส (Phase Noise) เกิดขึ้น การวัดค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์วัดได้จากผลต่างระหว่างกำลังงานสูงสุดของคลื่นพาท์กับกำลังงานสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ความถี่ออฟเซตที่พิจารณา โดยวัดที่แบนด์วิดท์ความละเอียด (Resolution Bandwidth) เท่ากับ 1 Hz รูปที่ 2.7 แสดงการวัดค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 2.7 การอ่านค่าระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์

ระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ความถี่ออฟเซตค่าต่างๆ จากความถี่ของคลื่นพาท์ สามารถอธิบายได้จากสมการของ Leeson [18] คือ

$$L(f) = 10 \log \left\{ \frac{1}{2} \left[1 + \frac{1}{f_m^2} \left(\frac{f_0}{2Q_L} \right)^2 \right] \frac{FkT}{P_{avs}} \left(1 + \frac{f_c}{f_m} \right) \right\} \quad (2-1)$$

- เมื่อ
- f_0 คือ ความถี่กลาง
 - f_m คือ ความถี่ออฟเซตจากความถี่กลาง
 - f_c คือ ความถี่หกมมของสัญญาณรบกวน ($1/f$) ของอุปกรณ์แอกทีฟ
 - Q_L คือ ตัวประกอบคุณภาพขณะมีโหลดของเรโซเนเตอร์
 - F คือ ตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise Figure) ของอุปกรณ์แอกทีฟ

k คือ ค่าคงที่ของโบลต์ซมันน์

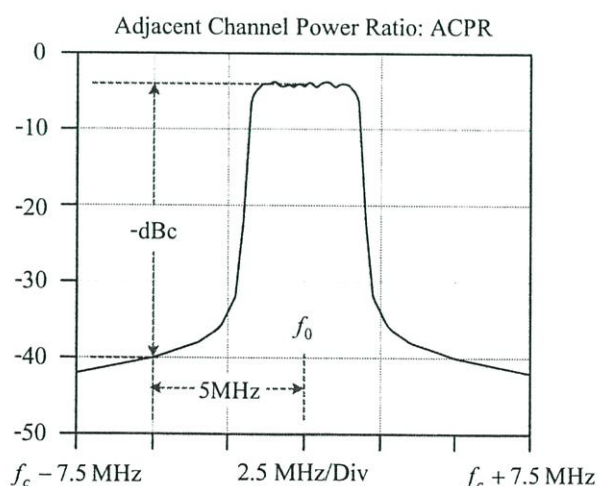
T คือ อุณหภูมิในหน่วยเคลวิน

P_{avs} คือ กำลังงานเอาต์พุตของสัญญาณความถี่กลาง

จากสมการที่ 2.1 พบว่า ระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสขึ้นอยู่กับองค์ประกอบ 3 ส่วน ได้แก่ ความถี่หักมุมของอุปกรณ์แอกทีฟ ค่าตัวเลขสัญญาณรบกวนของอุปกรณ์แอกทีฟ และกำลังงานของสัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่กลาง ค่าระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรออสซิลเลเตอร์มีความสำคัญ เนื่องจากเป็นพารามิเตอร์หนึ่งในการกำหนดอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรเครื่องส่ง เนื่องจากเครื่องส่งทุกเครื่องต้องประกอบด้วยวงจรรออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง (Local Oscillator) ดังนั้นการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรรออสซิลเลเตอร์จึงสามารถพิจารณาได้จากค่าระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรเครื่องส่งได้

2.3.4 อัตราส่วนกำลังงานช่องสัญญาณประชิด

เมื่อทำการมอดูเลตข้อมูลข่าวสารที่อัตราเร็ว 3.84 Mbps เข้ากับคลื่นพาห้ความถี่วิทยุจะเกิดการแผ่กระจายของแถบความถี่เกิดขึ้น สเปกตรัมที่ได้ในระบบ WiMAX อาจเกิดความผิดเพี้ยนได้เนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรรขยาย ดังนั้นจึงมีการวัดระดับสัญญาณที่พื้นของสเปกตรัมในระบบ WiMAX ที่ความถี่ออฟเซตเท่ากับ 5 MHz (เท่ากับช่วงห่างระหว่างช่องสัญญาณ) เพื่อบ่งบอกระดับสัญญาณที่รบกวนช่องสัญญาณข้างเคียงว่ามีค่ามากน้อยเพียงใด



รูปที่ 2.8 การวัดค่าอัตราส่วนกำลังงานช่องสัญญาณประชิดของสเปกตรัมในระบบ WiMAX

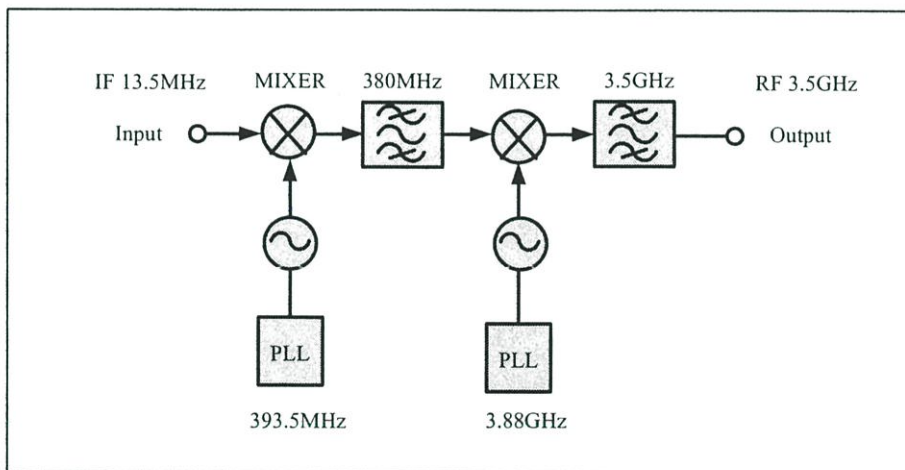
ค่าการรบกวนของสัญญาณช่องสัญญาณปัจจุบันไปยังช่องสัญญาณข้างเคียงมีชื่อเรียกว่า “อัตราส่วนกำลังงานช่องสัญญาณประชิด (Adjacent Channel Power Ratio: ACPR)” รูปที่ 2.8 แสดงการวัดค่าอัตราส่วนกำลังงานช่องสัญญาณประชิดของสเปกตรัมในระบบ WiMAX เมื่อวงจรรขยายกำลังในเครื่องส่งมีความผิดเพี้ยนมากขึ้น พบว่า อัตราส่วนกำลังงานช่องสัญญาณประชิดมีค่าเพิ่มสูงขึ้นส่งผลให้การรบกวนช่องสัญญาณข้างเคียงมีมากขึ้น ดังนั้นค่าอัตราส่วนกำลังงานช่องสัญญาณประชิดของสเปกตรัมเอาต์พุต จึงเป็นพารามิเตอร์หนึ่งที่สามารถใช้ในการพิจารณาเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรรขยายในวงจรเครื่องส่งได้

บทที่ 3

Up Converter

3.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดกระบวนการ การโอนย้ายความถี่ของเครื่องส่งคลื่นวิทยุความถี่ 3.5 GHz สำหรับสถานีฐาน WiMAX ที่ได้ทำการออกแบบและสร้างขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ โครงสร้างเครื่องส่งคลื่นวิทยุ ที่มีการแปลงความถี่สองครั้งหรือเรียกว่า ดับเบิ้ลคอนเวอร์ชัน (Double Conversion) เนื่องจากความถี่ IF ต่ำๆ วงจรจะมีเสถียรภาพดี และ อัตราการขยายดี แต่ที่ความถี่ IF สูงๆ จะช่วยให้สามารถกำจัดสัญญาณเงาได้ดี ในรูปที่ 3.1 แสดง บล็อกไดอะแกรมของ Up Converter จะเห็นได้ว่า Up Converter ในวิทยานิพนธ์นี้มีวงจรมิกเซอร์อยู่ 2 วงจร และมีวงจรรอซซิลเลเตอร์อยู่ 2 ชุด ซึ่งจะทำให้ Up Converter ในวิทยานิพนธ์นี้มีความถี่ IF อยู่ 2 ความถี่ด้วยกัน โดยความถี่ IF ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้คือความถี่ 13.5 MHz และ 380 MHz

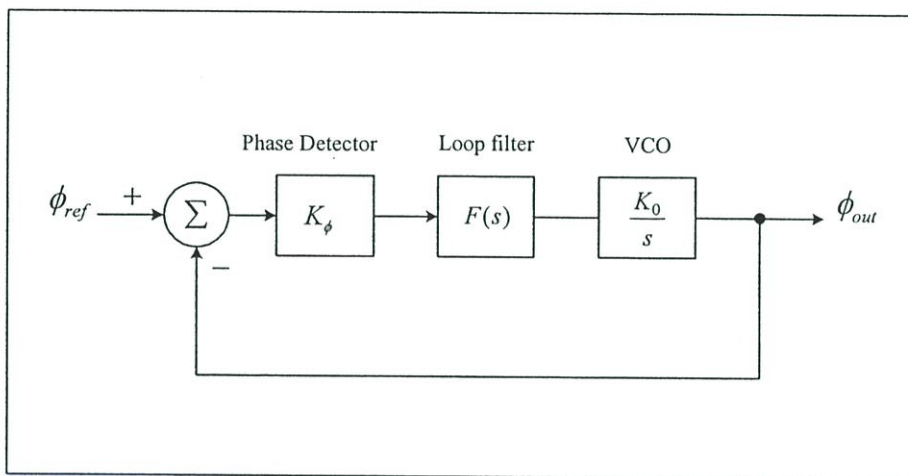


รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของ Up Converter

3.2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

3.2.1 วงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกกลูบ

บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของเฟสล็อกกลูบแสดงดังรูปที่ 3.2 ซึ่งประกอบไปด้วย 3 ส่วนใหญ่ๆ คือ (1) เฟสดีเทกเตอร์ (Phase Detector) : สัญลักษณ์ (K_ϕ) หมายถึงอัตราขยาย (DC Gain) ของเฟสดีเทกเตอร์ หรือบางตำราอาจใช้ (K_ϕ) ก็ได้ (2) ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) สัญลักษณ์ $F(s)$ หมายถึงอัตราส่วนของฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ระหว่างเอาต์พุตและอินพุต (3) วงจรควบคุมแรงดันออสซิลเลเตอร์ (VCO) สัญลักษณ์ K_o หมายถึงอัตราขยาย (DC Gain) ของวงจร VCO จะเห็นว่าบล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของเฟสล็อกกลูบ เหมือนกับวงจรป้อนกลับแบบลบหรืออาจจะกล่าวได้ว่าวงจรเฟสล็อกกลูบจะเป็นการป้อนกลับแบบลบ



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของเฟสล็อกกลูบ

3.2.1.1 เฟสดีเทกเตอร์ : (PD)

จะใช้เปรียบเทียบความต่างเฟสระหว่าง 2 สัญญาณอินพุต ซึ่งผลของความต่างเฟสขนาดใหญ่ระหว่างอินพุตทั้งสองจะสร้างให้เกิดสัญญาณเอาต์พุตทางดีซีขนาดใหญ่ขึ้นมากคือ แรงดันคลาดเคลื่อน (Error Signal) และสามารถเขียนสมการของแรงดันคลาดเคลื่อน ออกมาได้เป็น

$$V_\phi(t) = K_\phi(\phi_{ref} - \phi_{out}) = K_\phi \Delta\phi \quad (3-1)$$

3.2.1.2 ลูปฟิลเตอร์ (Low Pass Filter)

จะมี 2 หน้าที่การทำงานคือ (1) ลูปฟิลเตอร์จะช่วยกรองหรือกำจัดเอาฮาร์มอนิกสัญญาณความถี่สูง (สัญญาณไฟสลับทางเอซี) ที่มาจากวงจรเฟสดีเทกเตอร์ออกเพื่อปล่อยให้สัญญาณจากแรงดันคลาดเคลื่อนเหลือแต่สัญญาณที่เป็นไฟตรง (ดีซี) ผ่านไปยังภาควงจร VCO (2) เพื่อควบคุมผลตอบสนองทางไดนามิกส์ของวงจรเฟสล็อกกลูบ นั่นคือ การกำหนดพฤติกรรมของเฟสล็อกกลูบเมื่อความถี่และเฟสของ $V_{in}(t)$ เปลี่ยน

3.2.1.3 วงจรควบคุมแรงดันออสซิลเลเตอร์ (VCO)

ความถี่ของออสซิลเลเตอร์จะแปรผันตามแรงดันควบคุมทางด้านอินพุต เพราะฉะนั้นถ้าอินพุตของวงจร VCO เปลี่ยนก็จะทำให้เอาต์พุตของ VCO เปลี่ยนไปด้วยเช่นกันทั้งความถี่และเฟส

3.2.2 วงจรมิกเซอร์

เนื่องจาก Up Converter จะทำหน้าที่ในการโอนย้ายความถี่จาก 13.5 MHz ไปเป็น 3.5 GHz วงจรที่จะทำหน้าที่ในการโอนย้ายความถี่ คือวงจรมิกเซอร์ ซึ่งวงจรมิกเซอร์นี้จะทำหน้าที่เป็นวงจรแปลงสัญญาณความถี่จากความถี่ต่ำให้เป็นความถี่สูง หรือเรียกว่าการแปลงความถี่ขึ้น

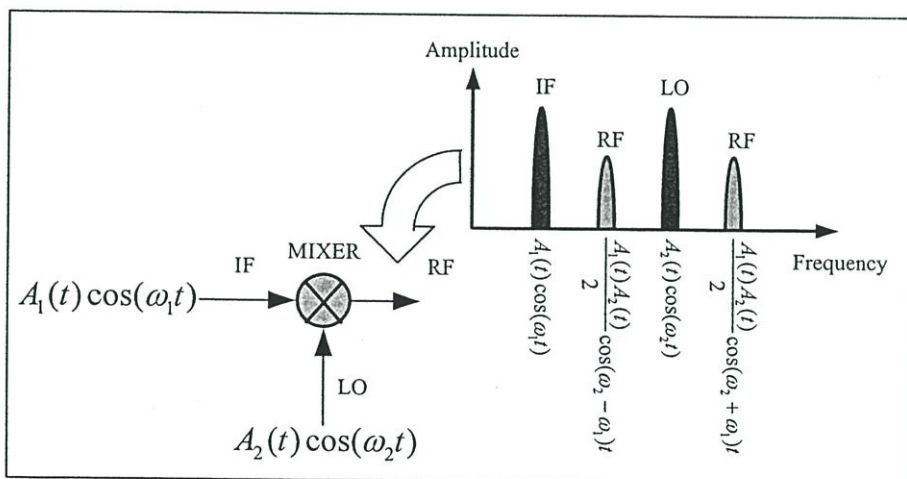
วงจรแปลงสัญญาณความถี่ สัญญาณความถี่กลางกับสัญญาณความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์ จะถูกผสมสัญญาณกันด้วยคุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะเป็นสัญญาณความถี่ผลต่างระหว่าง สัญญาณความถี่กลางและสัญญาณความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์ วงจรมิกเซอร์จะมีค่าการสูญเสียที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ หรือที่เรียกว่าความสูญเสียแปลงผัน (Conversion Loss) เพื่อให้ง่ายในการทำความเข้าใจการแปลงความถี่ของวงจรมิกเซอร์ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำสมการทางคณิตศาสตร์และสัญลักษณ์ของวงจรมิกเซอร์แสดงดังรูปที่ 3.3 มาช่วยในการอธิบายโดย $A_1(t) \cos(\omega_1 t)$, $A_2(t) \cos(\omega_2 t)$ คือสัญญาณความถี่กลางและสัญญาณความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์ตามลำดับ ซึ่งจะทำได้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์ดังสมการ

$$S_o(t) = S_1(t)S_2(t) \quad (3-2)$$

เมื่อ $S_1(t) = A_1(t) \cos(\omega_1 t)$ และ $S_2(t) = A_2(t) \cos(\omega_2 t)$

$$\therefore S_o(t) = A_1(t) \cos(\omega_1 t) A_2(t) \cos(\omega_2 t) \quad (3-3)$$

$$S_o(t) = \frac{A_1(t)A_2(t)}{2} [\cos(\omega_2 - \omega_1)t + \cos(\omega_2 + \omega_1)t] \quad (3-4)$$



รูปที่ 3.3 วงจรมิกเซอร์

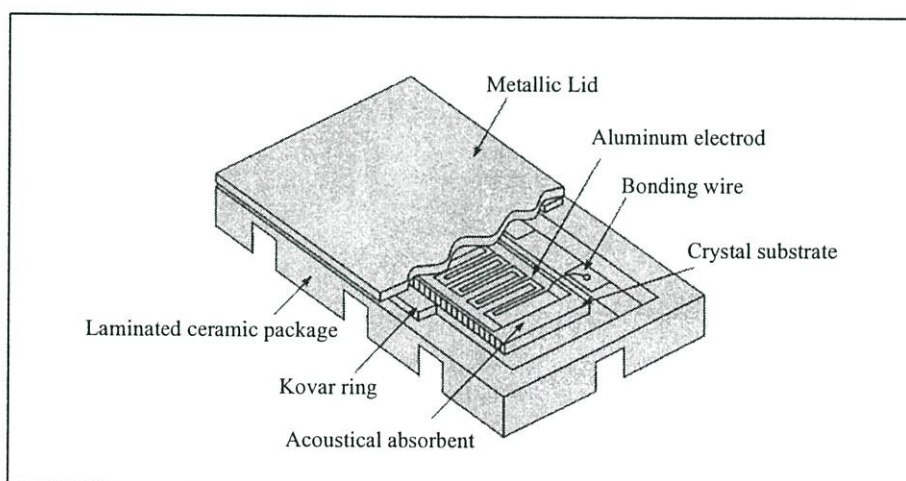
3.2.3 วงจรกรองผ่านแถบความถี่

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้้นำโครงสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบ SAW และแบบ cavity มาใช้ในการออกแบบและสร้าง Up Converter

3.2.3.1 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบ SAW

วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบ SAW หรือเรียกว่า SAW ฟิลเตอร์ (Surface Acoustic Wave Filter) เป็นอุปกรณ์กรองสัญญาณ ที่สร้างขึ้นจากเพียโซอิเล็กทริกเซรามิก (Piezoelectric Ceramic) โดยโครงสร้างภายในของ SAW ฟิลเตอร์แสดงดังรูปที่ 3.4 ซึ่งประกอบด้วย

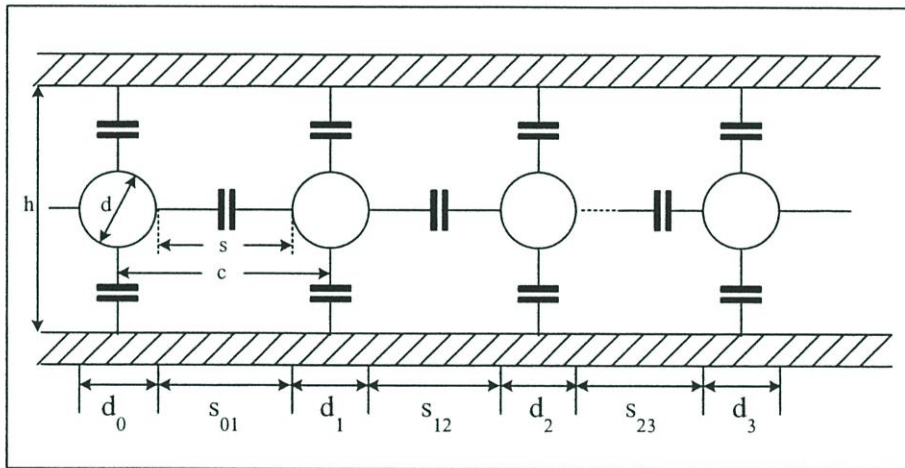
- Aluminum Electrode เป็นขั้วสำหรับนำสัญญาณเข้าหรือออกจาก SAW ฟิลเตอร์ สำหรับย่านความถี่สูงนั้นอิเล็กโทรดที่ใช้จะเป็น Interdigital Transducer (IDT) วางตัวเป็นซี่ ๆ
- Bonding Wire เป็นจุดเชื่อมต่อจาก IDT ไปยังขาของ SAW ฟิลเตอร์ที่อยู่นอกตัวถัง
- Crystal Substrate ถือเป็นหัวใจหลักของ SAW ฟิลเตอร์เพราะเป็นตัวการสำคัญในการเปลี่ยนความเร็วคลื่นจาก 3×10 เมตรต่อวินาทีมาอยู่ที่ประมาณ 900 – 4,000 เมตรต่อวินาทีเป็นตัวกำหนดขนาดของ SAW ฟิลเตอร์และเสถียรภาพการใช้งานที่อุณหภูมิต่างๆ
- Acoustical Absorbent เป็นวัสดุที่ใช้กำจัดคลื่นเชิงกลที่ไม่ต้องการใน SAW ฟิลเตอร์ เมื่อสัญญาณไฟฟ้าที่ส่งให้กับ IDT ถูกแปลงเป็นคลื่นเชิงกล คลื่นส่วนหนึ่งจึงเคลื่อนที่ไปยัง IDT เพื่อเป็นสัญญาณขาออก คลื่นเชิงกลอีกส่วนหนึ่งที่ไม่ได้เคลื่อนที่เข้าหา IDT คลื่นส่วนนี้เคลื่อนที่กลับไปกลับมาเป็นเหตุให้ เกิดคลื่นจำนวนมากบนชั้นสเตรต และทำให้ SAW ฟิลเตอร์ ไม่สามารถใช้งานได้ในความถี่ที่ไม่ต้องการ
- Kavar Ring เป็นวงแหวนที่ใช้เป็นวัสดุรองรับส่วนฝาปิดตัวถังกับตัวถัง
- Laminated Ceramic Package เป็นส่วนของตัวถัง
- Metallic lid เป็นส่วนของฝาปิดตัวถัง



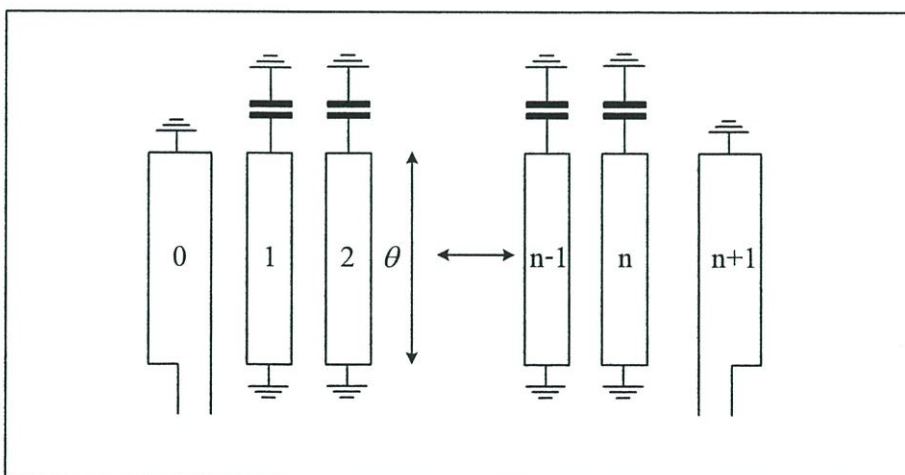
รูปที่ 3.4 โครงสร้างภายในของ SAW ฟิลเตอร์

3.2.3.2 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบ cavity

วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคาวิตีมี 2 แบบ คือ วงจรกรองผ่านแบบอินเตอร์ดิจิตอล และวงจรกรองผ่านแบบคอมบ์ไลน์ โดยทั้งสองวงจรมีโครงสร้างพื้นฐานและการสังเคราะห์วงจรขึ้นมาจากการคัปปลิงของแท่งตัวนำที่อยู่ในตัวกล่อง (Cavity) ในที่นี้แท่งตัวนำที่ใช้มีลักษณะเป็นแท่งตัวนำรูปทรงกระบอกกลมและกล่องตัวนำ มีลักษณะเป็นกล่องสี่เหลี่ยมดังรายละเอียดที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.5 ซึ่งเป็นรูปที่แสดงถึงภาพตัดขวางภายในกล่องตัวนำ โครงสร้างของวงจรที่อยู่ในรูปที่ 3.5 เรียกได้อีกอย่างว่า Slab-Lines เป็นโครงสร้างที่ประกอบไปด้วยแท่งตัวนำที่มีลักษณะเป็นแท่งรูปทรงกระบอกกลมวางเรียงตัวในระนาบเดียวกัน ขนานด้วยแผ่นกราวด์ที่วางขนานกันทั้งบนและล่าง ดังในรูปที่ 3.5 แท่งรีโซเนเตอร์มีขนาดความยาวของเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับ d วางอยู่ห่างกันเป็นระยะทางเท่ากับ s ด้วยความสูงของกล่อง h



รูปที่ 3.5 ภาพตัดขวางภายในกล่องตัวนำ



รูปที่ 3.6 วงจรกรองผ่านความถี่แบบคอมบ์ไลน์ในรูปแบบของแท่งสตริป

วงจรกรองผ่านความถี่แบบคอมป์ไลน์ (Com-line Bandpass Filter) เป็นวงจรที่มีลักษณะโครงสร้างเป็นแท่งตัวนำวางเรียงตัวกันในทิศทางเดียวกัน โดยที่ปลายสายด้านหนึ่งถูกต่อไว้กับกราวด์ (ground) ของวงจร (short-circuited) และอีกด้านหนึ่งต่อแบบเปิดวงจร (open-circuited) วางอยู่ด้านในของกล่อง (cavity) ซึ่งทำหน้าที่เป็นกราวด์ของวงจร

วงจรคอมป์ไลน์สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของแท่งสตริป (strip-line) ได้ รายละเอียดของวงจรคอมป์ไลน์ในรูปแบบของแท่งสตริป แสดงไว้ในรูปที่ 3.6 จากรูปวงจรแท่งสตริป แท่งที่ 0 และแท่งที่ $n+1$ จะเป็นแท่งที่เชื่อมต่อส่วนของอินพุตและเอาต์พุตและทำหน้าที่แมตซ์อิมพีแดนซ์ (impedance matching) ส่วนแท่งที่ 1 ถึงแท่งที่ n ทำหน้าที่เป็นวงจรรีโซเนเตอร์ โดยส่วนของวงจรรีโซเนเตอร์จะประกอบไปด้วยแท่งสตริปที่มีค่าความยาวทางไฟฟ้า (electrical length) เท่ากับ θ ที่ปลายด้านหนึ่งต่ออยู่กับกราวด์ของวงจรและปลายด้านที่เป็วงจรจะต่ออยู่กับตัวเก็บประจุ (lumped capacitance) ที่ปลายด้านหนึ่งต่ออยู่กับกราวด์ของวงจร การคัปปลิง (coupling) ของวงจรจะเป็นการคัปปลิงระหว่างแท่งเรโซเนเตอร์ที่อยู่เคียงข้างกัน

3.3 การออกแบบ Up Converter

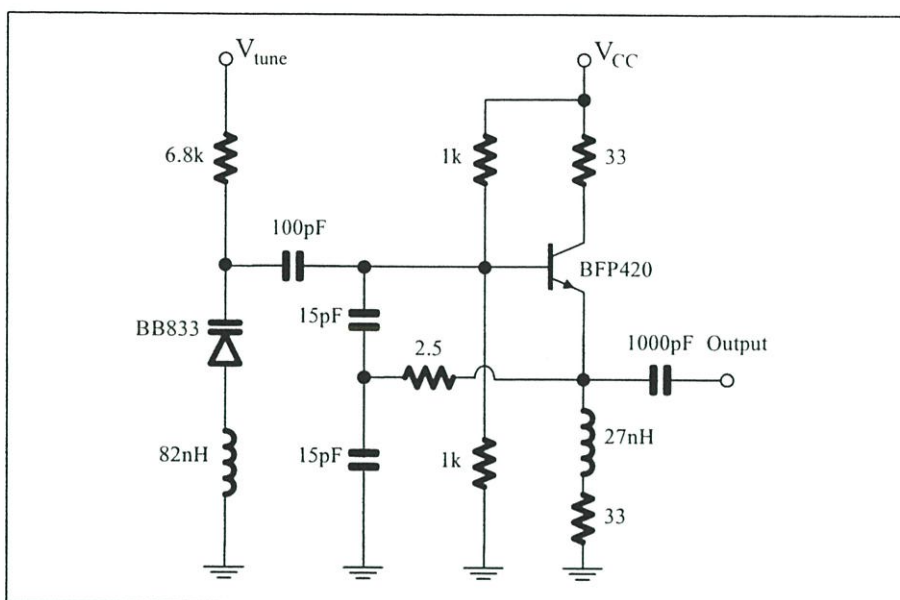
Up Converter ที่ออกแบบและได้สร้างขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้ ประกอบไปด้วย 4 ส่วนหลักได้แก่ (1) วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 393.5 MHz, 3.88 GHz (2) วงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกคูลูปที่ความถี่ 393.5 MHz, 3.88 GHz (3) วงจรมิกเซอร์ความถี่ 380 MHz, 3.5 GHz (4) วงจรกรองผ่านแถบความถี่ 380 MHz, 3.5 GHz

3.3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์

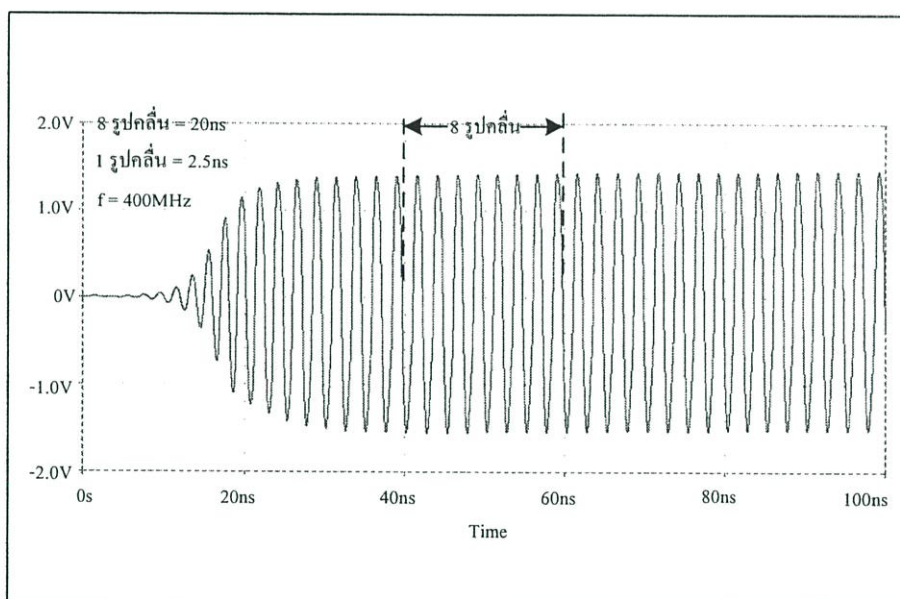
ในวิทยานิพนธ์นี้ได้้นำโครงสร้าง วงจรออสซิลเลเตอร์แบบแคลปปี้ (Clapp Oscillator) มาใช้ในการออกแบบ การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์โดยทั่วไปจะพิจารณาความต้านทานลบ ที่อินพุตของวงจรขยาย ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกทรานซิสเตอร์ชนิดซิลิกอนไบโพลาร์เบอร์ BFP420 ซึ่งมีอัตราทนกำลังสูงสุด 160 mW กระแสคอลเลกเตอร์สูงสุด 35 mA มีความถี่จุดเปลี่ยน (f_T) ที่ 25 GHz และมีค่าสัญญาณรบกวน $1/f$ ต่ำกว่า 10 kHz

3.3.1.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 393.5 MHz

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 393.5 MHz แสดงดังรูปที่ 3.7 ประกอบด้วยตัวต้านทาน $1k\Omega$ และ 33Ω เป็นตัวต้านทานไบอัส เพื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่กระแส $I_C = 20mA$, V_{CE} เท่ากับ 3.6V ที่ไฟเลี้ยงวงจร 5V ส่วนตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ซึ่งมีค่า 15 pF ทำหน้าที่เป็นตัวป้อนกลับร่วมตัวต้านทาน 2.5Ω เพื่อให้เกิดความต้านทานลบ และใช้ตัวเหนี่ยวนำ 82nH ร่วมกับตัวเก็บประจุป้อนกลับทั้งสองรวมเป็นวงจรเรโซเนเตอร์ เพื่อกำหนดความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ การปรับความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ใช้วาเรกเตอร์ไดโอดเบอร์ BB833 โดยจะถูกจำกัดกระแสด้วยตัวต้านทาน $6.8k\Omega$



รูปที่ 3.7 วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 393.5 MHz

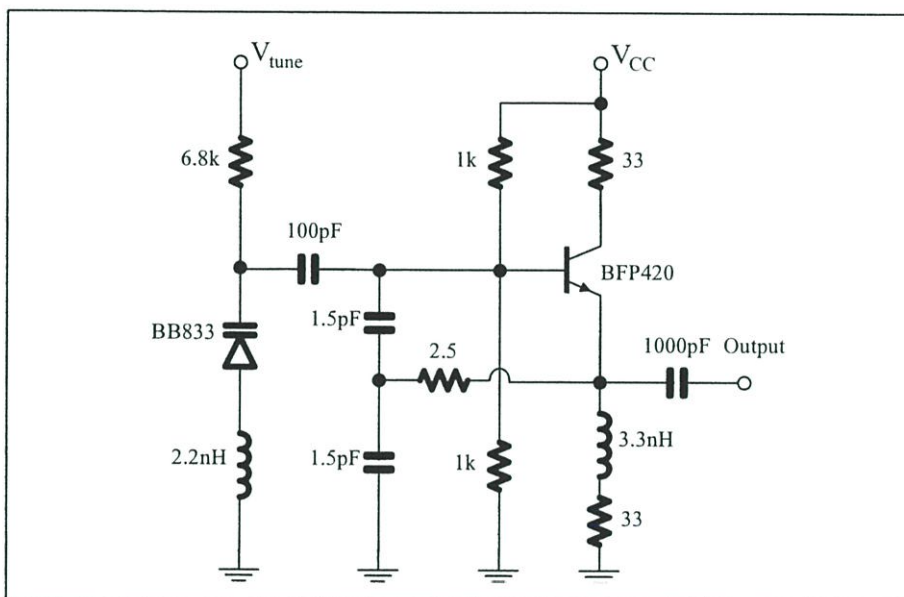


รูปที่ 3.8 ผลการจำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 393.5MHz

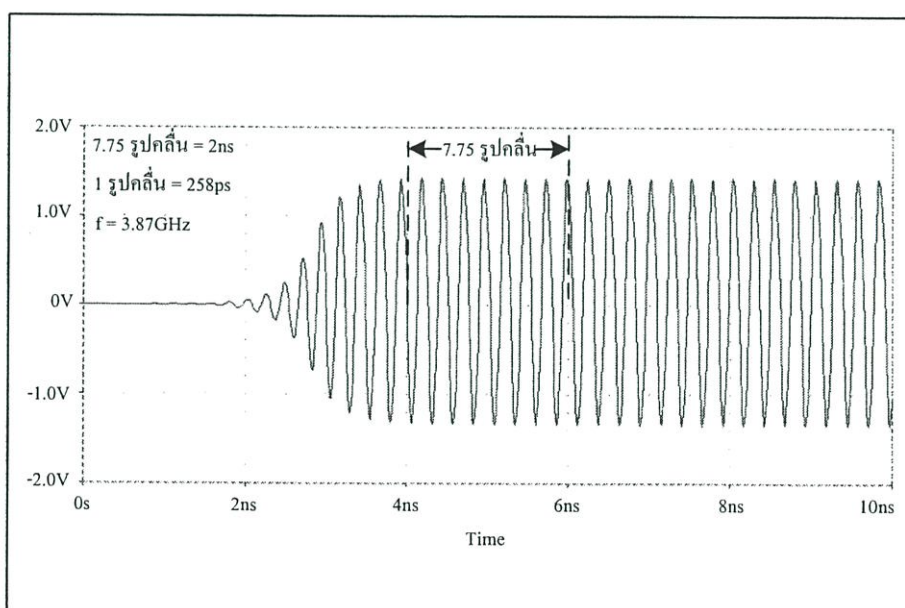
เมื่อทำการจำลองแบบการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ แบบปรับค่าความถี่ได้ในรูปที่ 3.8 โดยใช้โปรแกรม PSPICE ผลการจำลองแบบการทำงานแสดงให้เห็นการเริ่มต้นของการออสซิลเลตของวงจร และจากรูปที่ 3.7 สามารถอ่านความถี่ได้เท่ากับ 400 MHz

3.3.1.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 3.88 GHz

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 3.88 GHz แสดงดังรูปที่ 3.9 ประกอบด้วยตัวต้านทาน $1\text{k}\Omega$ และ 33Ω เป็นตัวต้านทานไบอัส เพื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่กระแส $I_C = 20\text{mA}$, V_{CE} เท่ากับ 3.6V ที่ไฟเลี้ยงวงจร 5V ส่วนตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ซึ่งมีค่า 1.5pF ทำหน้าที่เป็นตัวป้อนกลับร่วมตัวต้านทาน 2.5Ω เพื่อให้เกิดความต้านทานลบ และใช้ตัวเหนี่ยวนำ 2.2nH ร่วมกับตัวเก็บประจุป้อนกลับทั้งสองรวมเป็นวงจรเรโซเนเตอร์เพื่อกำหนดความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ การปรับความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ใช้วาเรกเตอร์ไดโอดเบอร์ BB833 โดยจะถูกจำกัดกระแสด้วยตัวต้านทาน $6.8\text{k}\Omega$



รูปที่ 3.9 วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 3.88 GHz

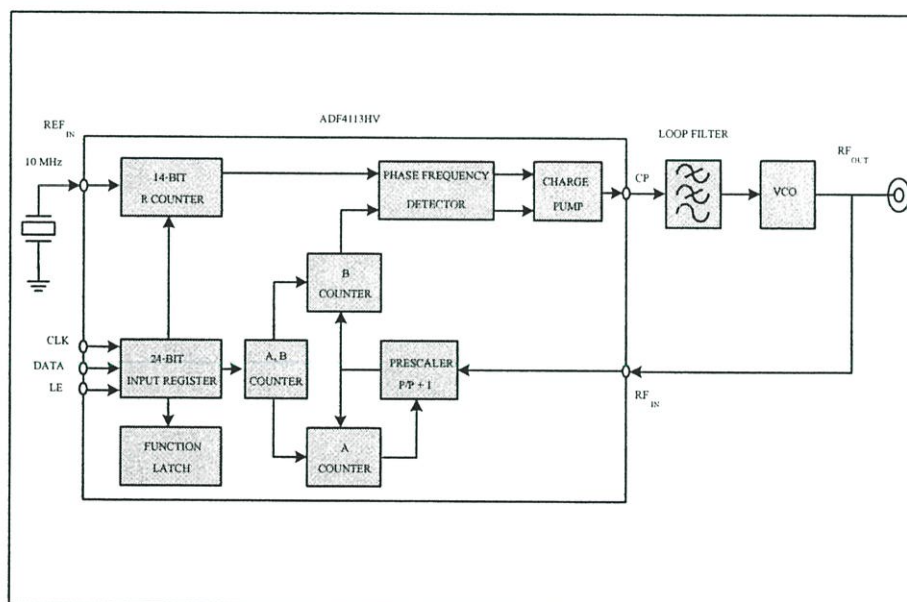


รูปที่ 3.10 ผลการจำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 3.88 GHz

เมื่อทำการจำลองแบบการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ แบบปรับค่าความถี่ได้ในรูปที่ 3.10 โดยใช้โปรแกรม PSPICE ผลการจำลองแบบการทำงานแสดงให้เห็นการเริ่มต้นของการออสซิลเลตของวงจร และจากรูปที่ 3.9 สามารถอ่านความถี่ได้เท่ากับ 3.87 GHz

3.3.2 วงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกคูลูป

เนื่องจากในปัจจุบันวงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกคูลูป ได้ถูกพัฒนาขึ้นให้อยู่ในรูปแบบของวงจรรวม (IC : Integrate Circuit) ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ IC PLL Synthesizer เบอร์ ADF4113HV ที่มีขีดความสามารถในการจ่ายแรงดันให้กับวงจรออสซิลเลเตอร์ หรือแรงดันชาร์จปั๊มได้สูง (High Voltage Charge Pump) อีกทั้งยังมีย่านความถี่ใช้งานที่สูงถึง 4 GHz ทำให้ง่ายต่อการออกแบบ โครงสร้างของวงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกคูลูปโดยใช้ ADF4113HV แสดงดังรูปที่ 3.11 ซึ่งโครงสร้างนี้สามารถนำไปใช้ได้ตั้งแต่ความถี่ 200 MHz ถึง 4 GHz ตามข้อกำหนดของ IC PLL Synthesizer โครงสร้างนี้จะประกอบไปด้วย (1) IC PLL Synthesizer เบอร์ ADF4113HV (2) วงจรกำเนิดสัญญาณอ้างอิง (3) วงจรออสซิลเลเตอร์แบบปรับค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้า (4) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน หรือเรียกว่าลูปฟิลเตอร์



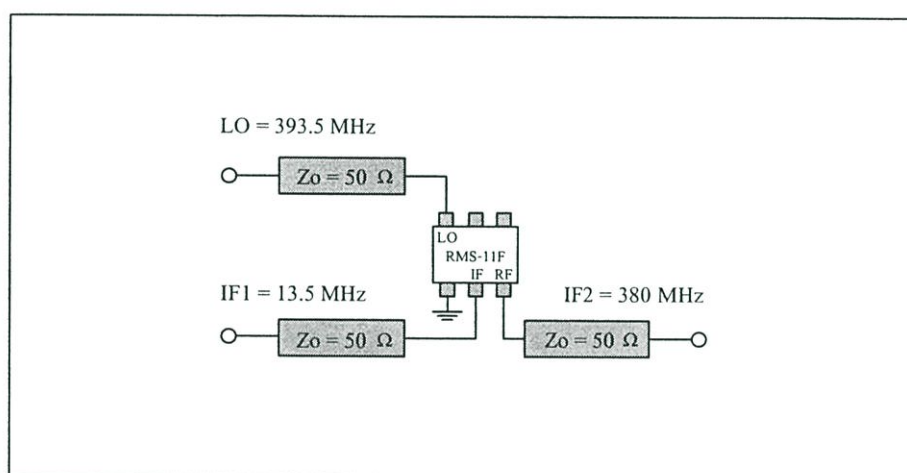
รูปที่ 3.11 โครงสร้างวงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกคูลูป

3.3.3 วงจรมิกเซอร์

วงจรมิกเซอร์ที่ถูกสร้างขึ้นใน Up Converter ได้เลือกเอาวงจรมิกเซอร์ในรูปแบบของวงจรรวม (IC : Integrate Circuit) มาใช้สร้างวงจรในส่วนของการโอนย้ายความถี่ ซึ่งการโอนย้ายความถี่ 13.5 MHz ไปเป็นความถี่ 380 MHz ได้เลือกใช้ IC เบอร์ RMS-11F ของบริษัท Mini-circuits และในการแปลงความถี่ 380 MHz ไปเป็นความถี่ 3.5 GHz ได้เลือกใช้ IC เบอร์ HMC128 ของบริษัท Hittite

3.3.3.1 วงจรมิกเซอร์ 380 MHz

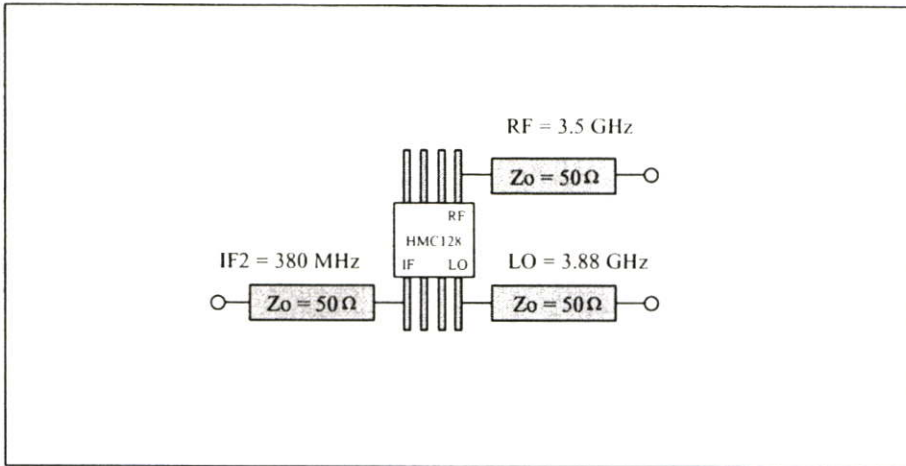
วงจรมิกเซอร์หรือวงจรโอนย้ายความถี่ 380 MHz แสดงดังรูปที่ 3.12 โดยได้เลือกใช้ IC เบอร์ RMS-11F ของบริษัท Mini-circuits ที่มีค่าการสูญเสียที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงความถี่หรือที่เรียกว่าความสูญเสียแปลงผัน (Conversion Loss) เท่ากับ 4.63 dB ที่ระดับสัญญาณ โลคอลออสซิลเลเตอร์ (Local Oscillator) เท่ากับ 7 dBm



รูปที่ 3.12 วงจรมิกเซอร์ 380 MHz

3.3.3.2 วงจรมิกเซอร์ 3.5 GHz

วงจรมิกเซอร์หรือวงจรโอนย้ายความถี่ 3.5 GHz แสดงดังรูปที่ 3.13 โดยได้เลือกใช้ IC เบอร์ HMC128 ของบริษัท Hittite ที่มีค่าการสูญเสียที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงความถี่หรือที่เรียกว่าความสูญเสียแปลงผัน (Conversion Loss) เท่ากับ 7 dB ที่ระดับสัญญาณ โลคอลออสซิลเลเตอร์ (Local Oscillator) เท่ากับ 15 dBm



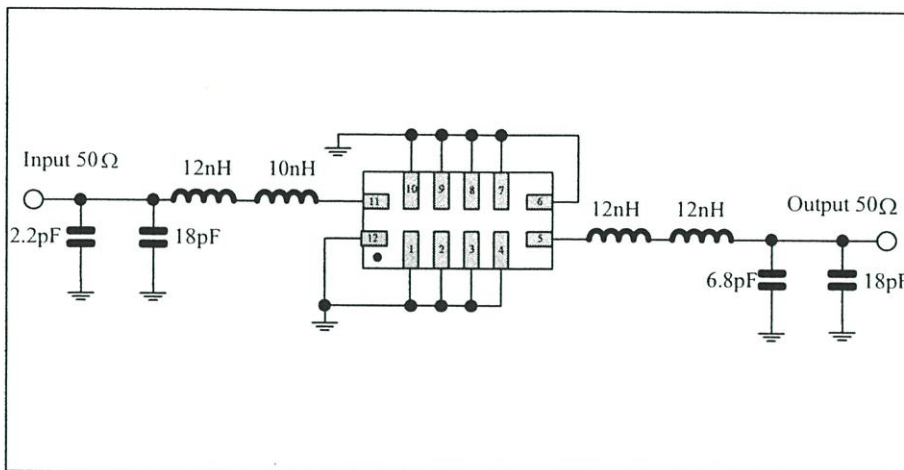
รูปที่ 3.13 วงจรมิกเซอร์ 3.5 GHz

3.3.4 วงจรกรองผ่านแถบความถี่

จากหัวข้อที่ 3.3.2 จะเห็นว่าการโอนย้ายความถี่หรือการแปลงสัญญาณความถี่นั้น จะอาศัยคุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์ ซึ่งสัญญาณที่ได้คือสัญญาณความถี่ผลต่างระหว่างสัญญาณความถี่กลาง (IF) และสัญญาณความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์ (LO) สัญญาณความถี่ผลต่างที่ได้นี้เรียกว่าสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ (RF) หรือสัญญาณที่เราต้องการนั่นเอง เนื่องจากสัญญาณที่ได้ออกมานั้นไม่ได้มีเฉพาะสัญญาณที่ต้องการเพียงอย่างเดียว ดังนั้นจึงต้องมีวงจรที่จะเข้ามาทำการจัดการกับสัญญาณที่ไม่ต้องการนั้นออกไปซึ่งวงจรมีชื่อว่า วงจรกรองผ่านแถบความถี่ หรือวงจรที่ให้เฉพาะสัญญาณความถี่ที่ต้องการผ่านไปได้นั่นเอง ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกวงจรกรองผ่านความถี่แบบ SAW และแบบ คาวิตี มาใช้ในการออกแบบและสร้าง โดยที่ความถี่ 380 MHz ได้เลือกใช่วงจรกรองความถี่แบบ SAW และที่ความถี่ 3.5 GHz ได้เลือกใช่วงจรกรองคลื่นแบบ คาวิตี

3.3.4.1 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ 380 MHz

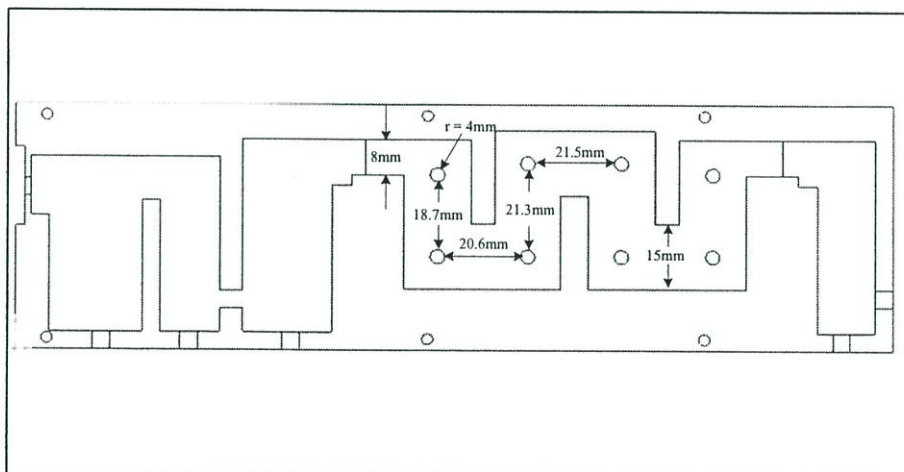
วงจรกรองผ่านแถบความถี่ 380 MHz ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช่วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบสำเร็จรูป ของบริษัท RFM เบอร์ SF1125A มีความถี่กลางอยู่ที่ 380 MHz แบนด์วิดท์เท่ากับ 5 MHz ค่าการสูญเสียสอดแทรก (Insertion loss) เท่ากับ 16.5 dB และ Rejection ที่ $f_c \pm 4.125$ MHz เท่ากับ 40 dB ในรูปที่ 3.14 แสดงวงจรกรองผ่านแถบความถี่ 380 MHz ที่มีการแมตช์อิมพีแดนซ์ไปที่ 50 Ω



รูปที่ 3.14 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ 380 MHz

3.3.4.2 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ 3.5 GHz

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ 3.5 GHz ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมป์ไลน์ โดยวงจรกรองผ่านแถบความถี่นี้ได้ถูกสังเคราะห์วงจรขึ้นมาจากโปรแกรม Ansoft Designer ซึ่งจะช่วยให้ทราบความกว้างและความสูงของกล่อง ระยะห่างระหว่างแท่งตัวนำ ความยาวแท่งตัวนำ รัศมีของแท่งตัวนำ



รูปที่ 3.15 ขนาดของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมป์ไลน์

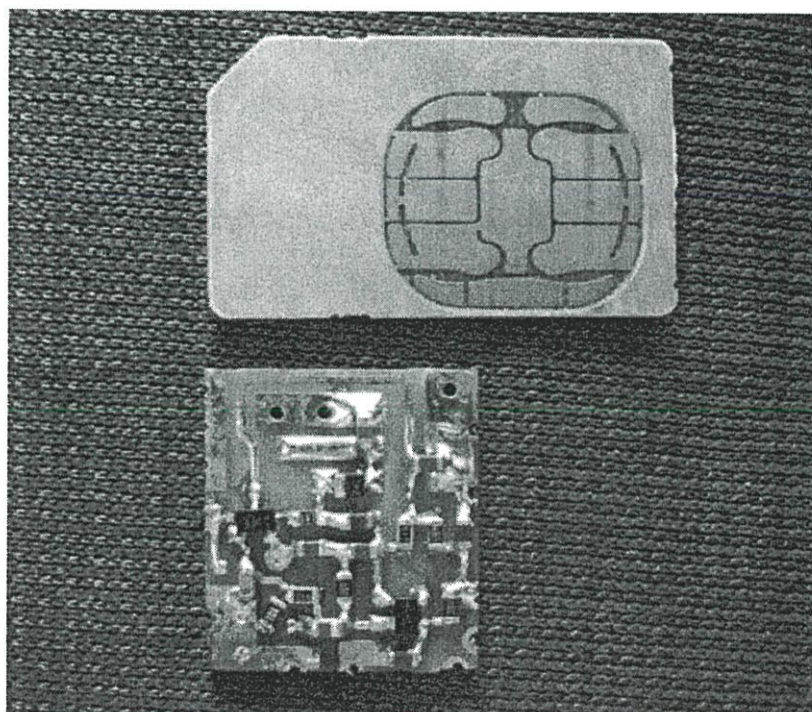
3.4 การทดลองและผลการทดลอง

วงจรต่าง ๆ ที่ออกแบบและสร้างขึ้นใน Up Converter นี้ได้ถูกนำมาวัดผลตอบสนองของแต่ละวงจร โดย ด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ (E4438C) เครื่องสเปกตรัมอนาลิเซอร์ (E4440A) และเครื่องเนตเวิร์คอนาลิเซอร์ (HP8753ES) ร่วมกับวงจรเชื่อมต่อคู่ที่มีสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อที่ -20 dB (HP778D Dual Directional Coupler) ผลการทดลองของวงจรแต่ละส่วนมีดังนี้

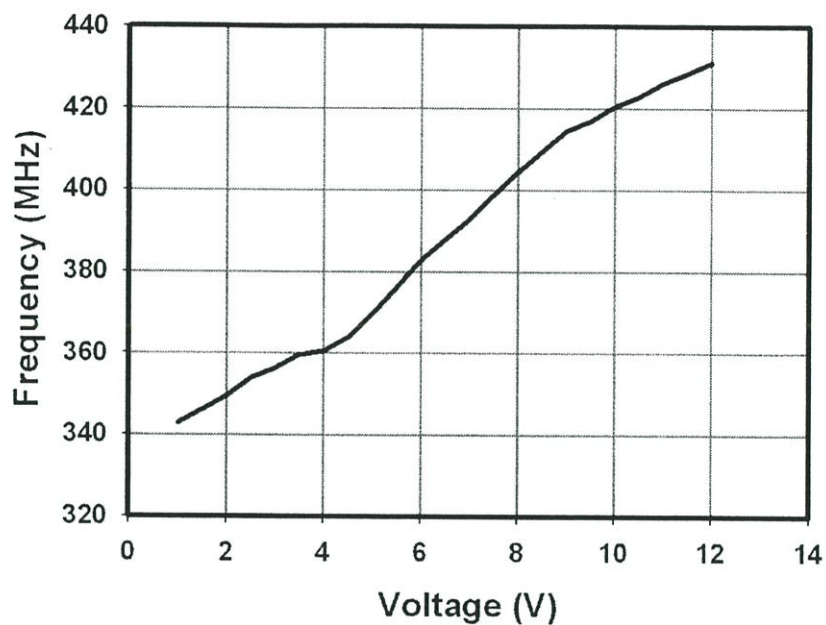
3.4.1 วงจรออสซิลเลเตอร์

3.4.1.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ 393.5 MHz

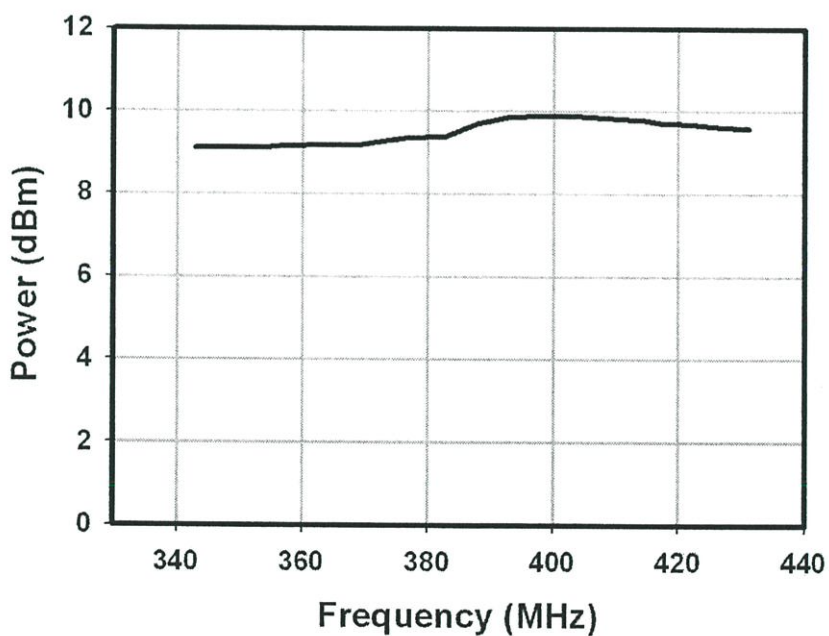
วงจรออสซิลเลเตอร์ 393.5 MHz ที่ได้ออกแบบไว้ใน Up Converter นี้แสดงดังรูปที่ 3.16 จากรูปจะเป็นการเปรียบเทียบวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้ออกแบบ กับซิมการ์ดโทรศัพท์มือถือจะเห็นว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้ออกแบบมีขนาดที่เล็กกว่า และจากการทดลองพบว่าเมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้าเข้าที่ขาแรงดันควบคุมความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ในช่วง 0-12 V วงจรออสซิลเลเตอร์จะกำเนิดสัญญาณความถี่ตั้งแต่ 343 MHz จนถึง 432 MHz โดยมีค่า K_{VCO} เฉลี่ยเท่ากับ 8.18 MHz/V



รูปที่ 3.16 วงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 393.5 MHz



รูปที่ 3.17 ผลการวัดระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ 393.5 MHz

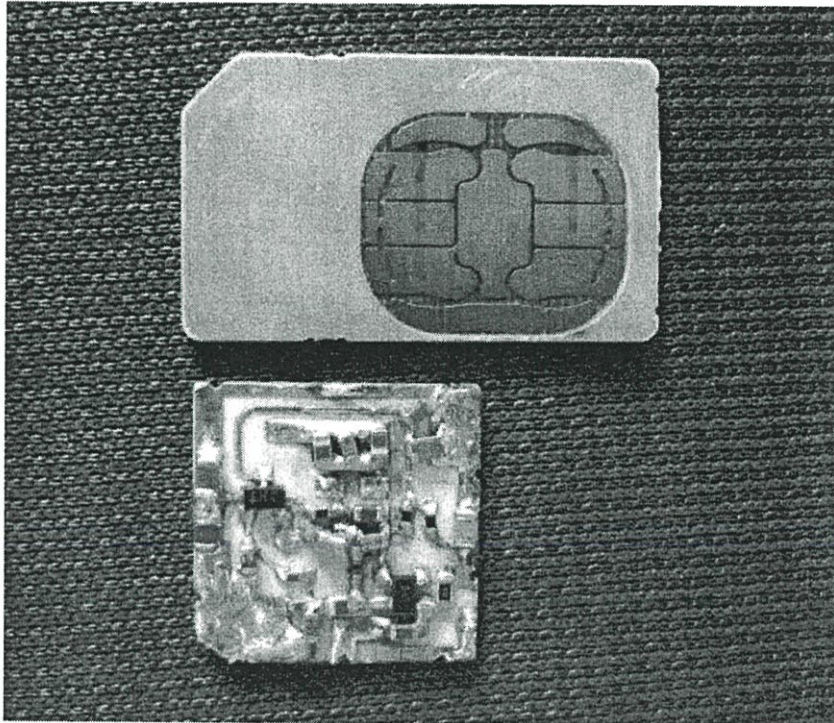


รูปที่ 3.18 ผลการวัดระหว่างกำลังงานกับความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ 393.5 MHz

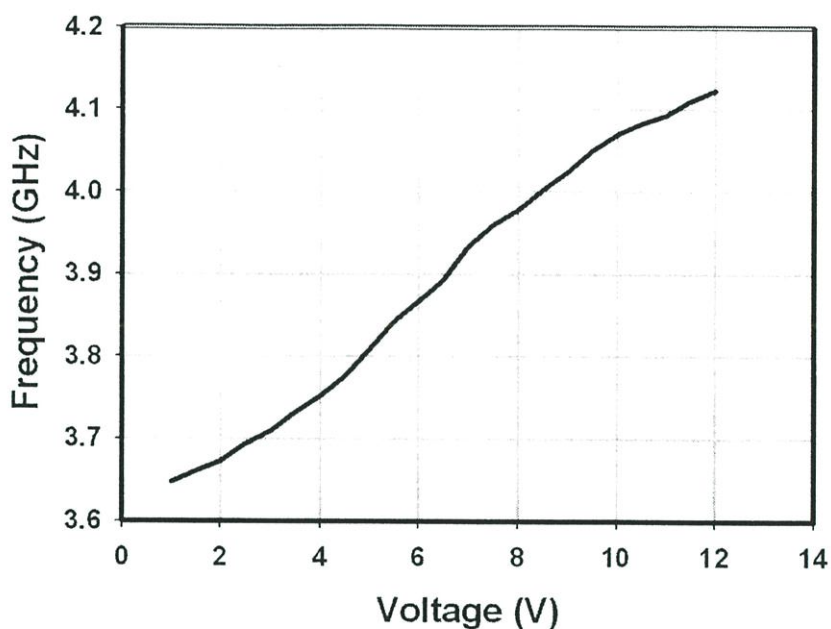
ผลการวัดระหว่างกำลังงานเอาต์พุตกับความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ 393.5 MHz พบว่ากำลังงานเอาต์พุตมีค่า 9 ± 1 dBm ความถี่มีการเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 343 MHz - 432 MHz ดังแสดงในรูปที่ 3.18

3.4.1.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ 3.88 GHz

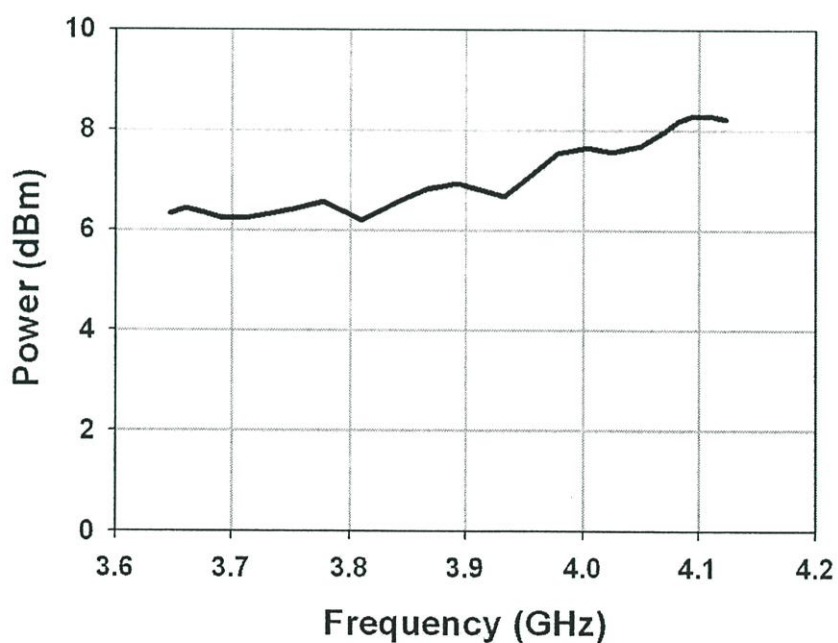
วงจรออสซิลเลเตอร์ 3.88 GHz ที่ได้ออกแบบไว้ใน Up Converter นี้แสดงดังรูปที่ 3.19 จากรูปจะเป็นการเปรียบเทียบวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้ออกแบบกับ ซิมการ์ด โทรศัพท์มือถือจะเห็นว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้ออกแบบมีขนาดเล็กกว่า และจากการทดลองพบว่าเมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้า เข้าที่ขาแรงดันควบคุมความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ในช่วง 0-12 V วงจรออสซิลเลเตอร์จะกำเนิดสัญญาณความถี่ตั้งแต่ 3.65 GHz - 4.12 GHz โดยมีค่า K_{VCO} เฉลี่ยเท่ากับ 42.7 MHz/V



รูปที่ 3.19 วงจรออสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 3.88 GHz



รูปที่ 3.20 ผลการวัดระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ 3.88 GHz



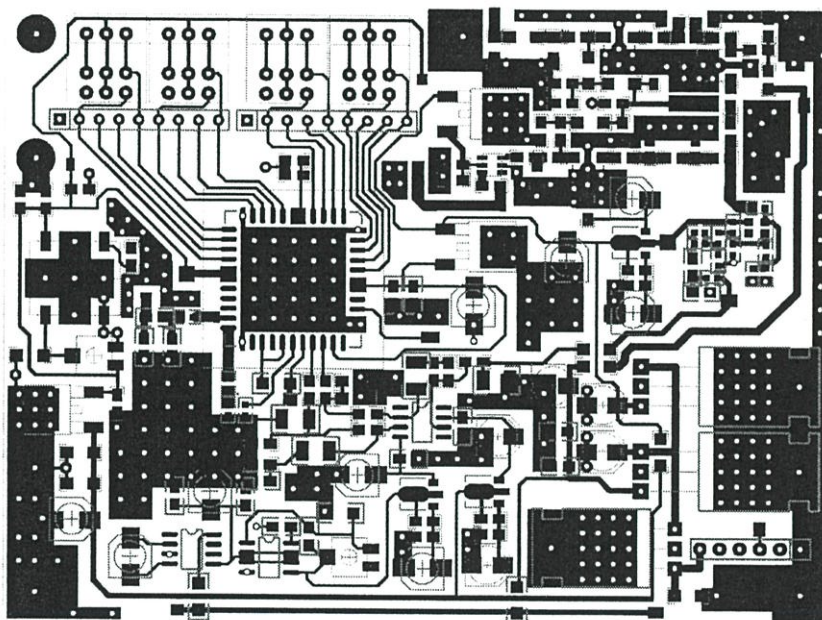
รูปที่ 3.21 ผลการวัดระหว่างกำลังงานกับความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ 3.88 GHz

ผลการวัดระหว่างกำลังงานกับความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ย่านความถี่ 3.83 GHz พบว่ากำลังงานเอาต์พุตมีค่า 7 ± 1.5 dBm ความถี่มีการเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 3.65 GHz จนถึง 4.12 GHz ดังแสดงในรูปที่ 3.21

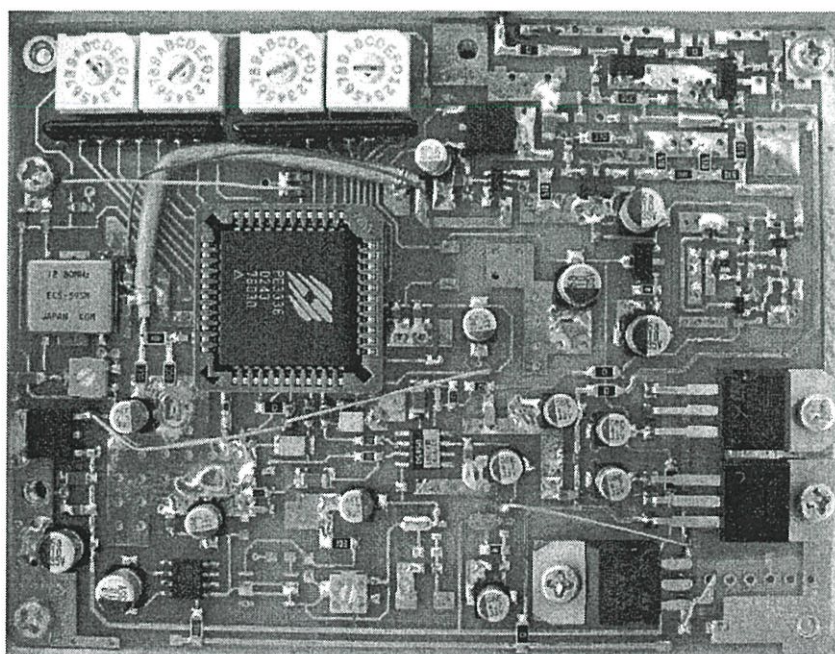
3.4.2 วงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกคูลูป

3.4.2.1 วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 MHz

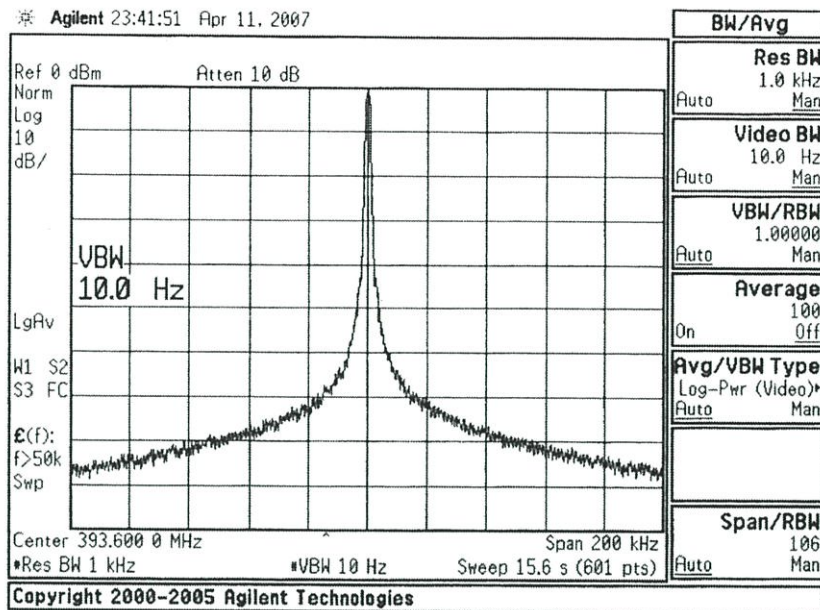
วงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกคูลูป ที่ออกแบบและได้ถูกสร้างขึ้นบนวัสดุฐานรองชนิด FR-4 ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 3.48 ความหนาของแผ่นไดอิเล็กตริก (h) เท่ากับ 0.762 mm และมีความหนาของแผ่นตัวนำเคลือบผิว (t) ซึ่งทำจากทองแดงเท่ากับ 35 μm วงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกคูลูปที่ออกแบบและสร้างขึ้น แสดงไว้ในรูปที่ 3.22 กับ 3.23



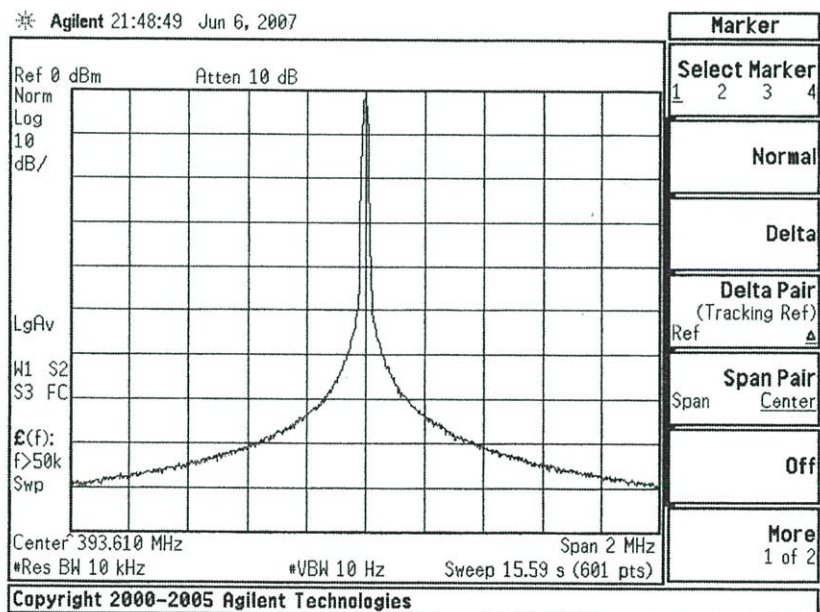
รูปที่ 3.22 ลายวงจรบนแผ่นวงจรพิมพ์ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 MHz



รูปที่ 3.23 วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 MHz



รูปที่ 3.24 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 MHz (Span 200 kHz)

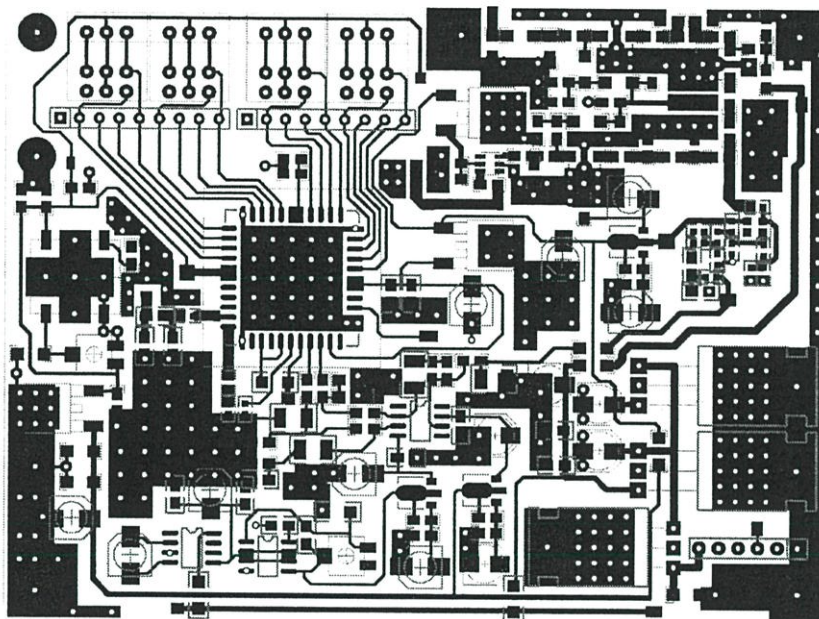


รูปที่ 3.25 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 MHz (Span 2 MHz)

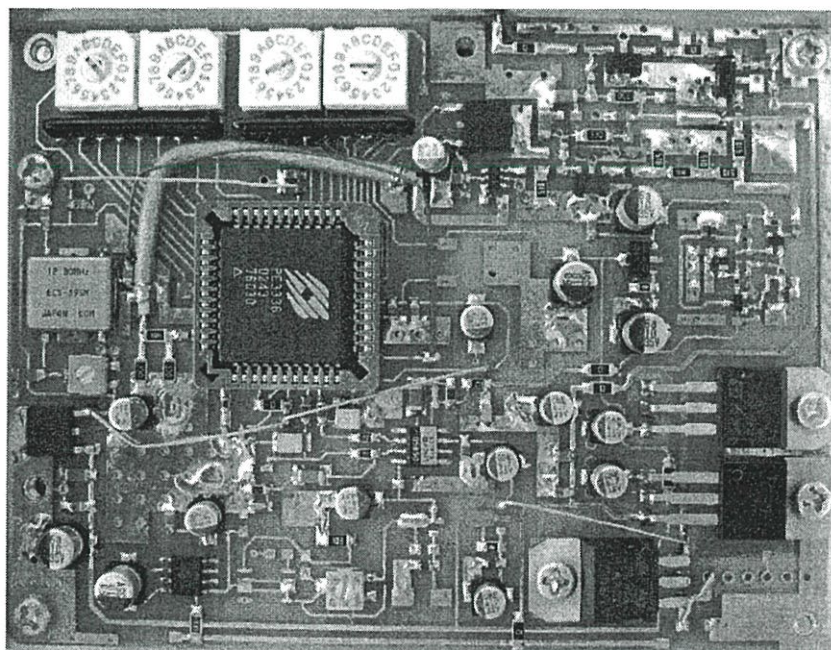
จากรูปที่ 3.24 และ 3.25 แสดงระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ความถี่ออฟเซตจากสัญญาณเอาต์พุตค่าต่าง ๆ ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกกลูบ จากผลการทดลองพบว่าที่ความถี่เอาต์พุต 393.6 MHz วงจรมีระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสเท่ากับ -117 dBc/Hz -130 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซตจากสัญญาณเอาต์พุตเท่ากับ 100 kHz และ 1 MHz ตามลำดับ

3.4.2.2 วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.88 GHz

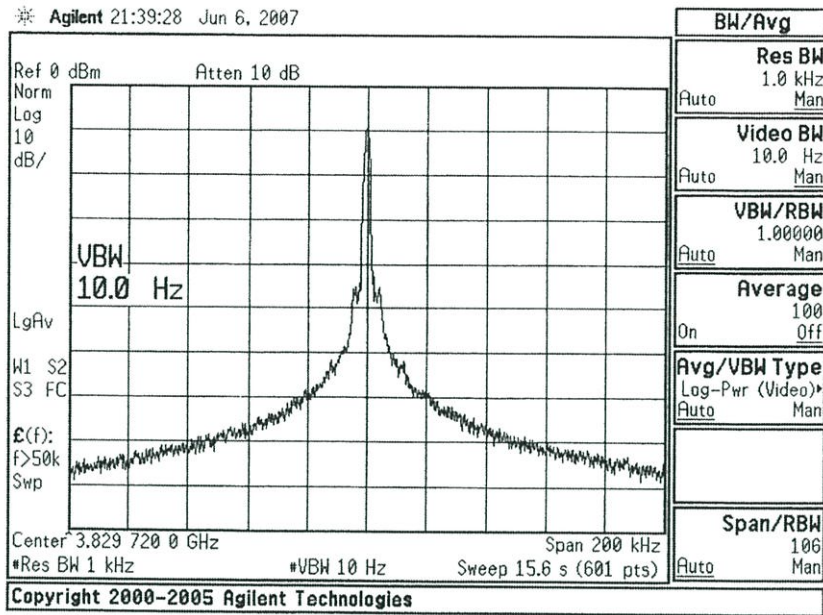
วงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกถูปลูก ที่ออกแบบและได้ถูกสร้างขึ้นบนวัสดุฐานรองชนิด Roger ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 3.48 ความหนาของแผ่นไดอิเล็กตริก (h) เท่ากับ 0.762 mm และมีความหนาของแผ่นตัวนำเคลือบผิว (t) ซึ่งทำจากทองแดงเท่ากับ $35 \mu\text{m}$ วงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกถูปลูกที่ออกแบบและสร้างขึ้น แสดงในรูปที่ 3.24 กับ 3.25



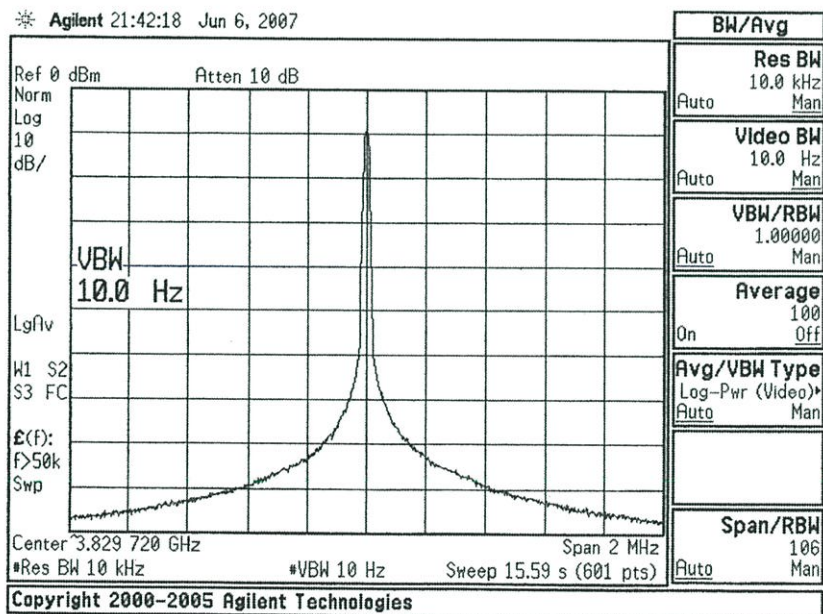
รูปที่ 3.26 ลายวงจรบนแผ่นวงจรพิมพ์ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.88 GHz



รูปที่ 3.27 วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.88 GHz



รูปที่ 3.28 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.88 GHz (Span 200 kHz)



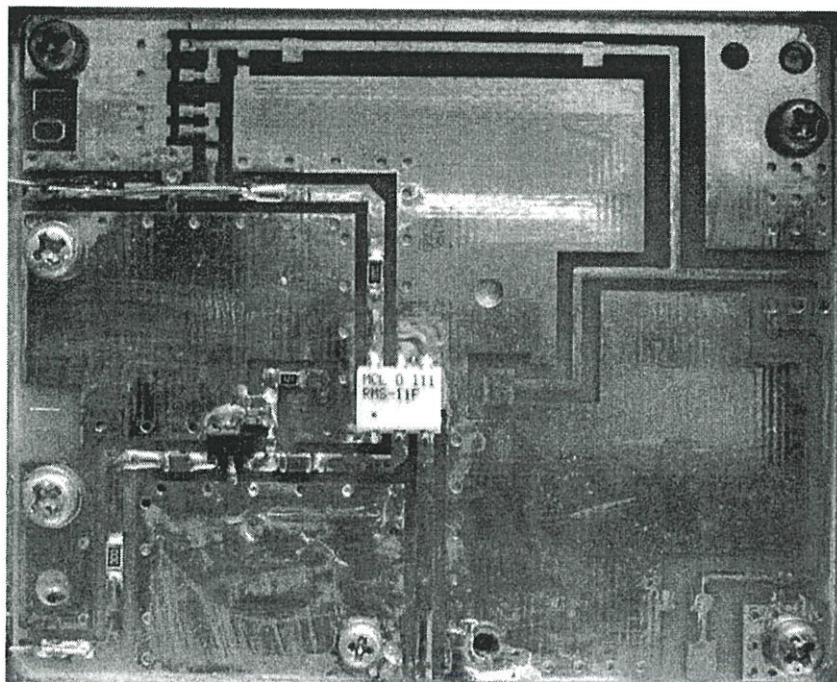
รูปที่ 3.29 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.83 GHz (Span 2 MHz)

รูปที่ 3.28 – 3.29 แสดงระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ความถี่ออฟเซตจากสัญญาณเอาต์พุตค่าต่าง ๆ ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกจากรูป ผลการทดลองพบว่าที่ความถี่เอาต์พุต 3.83 GHz วงจรมีระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสเท่ากับ -108 dBc/Hz และ -128 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซตจากสัญญาณเอาต์พุตเท่ากับ 100 kHz และ 1 MHz ตามลำดับ

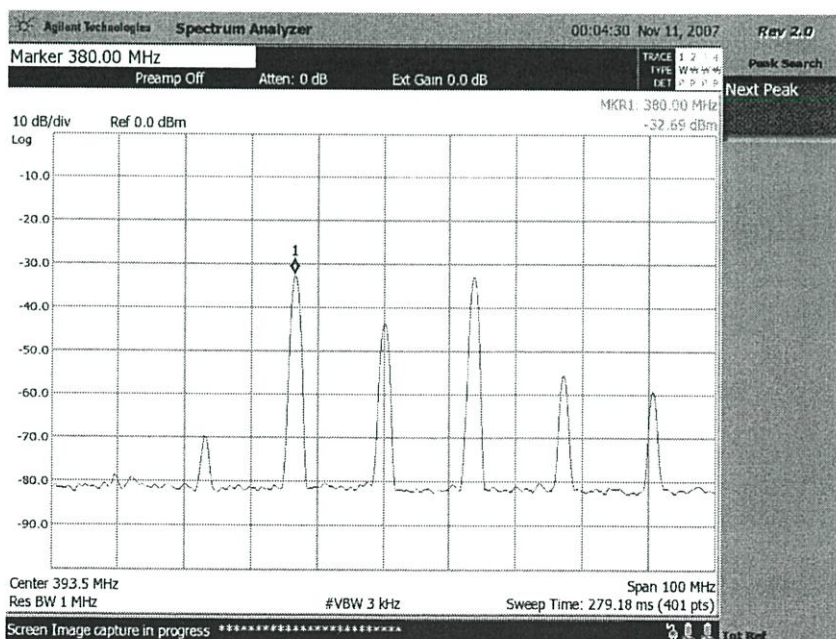
3.4.3 วงจรมิกเซอร์

3.4.3.1 วงจรมิกเซอร์ 380 MHz

รูปที่ 3.30 – 3.31 แสดงวงจรมิกเซอร์ที่สร้างขึ้นและผลการทดลองตามลำดับ จากการทดลองพบว่าวงจรมิกเซอร์มีค่าการสูญเสียแปลงผัน (Conversion Loss) เท่ากับ 7 dB ที่ระดับสัญญาณ โลกคอลลอสซิลเลเตอร์ (Local Oscillator) เท่ากับ 7 dBm



รูปที่ 3.30 วงจรมิกเซอร์ 380 MHz

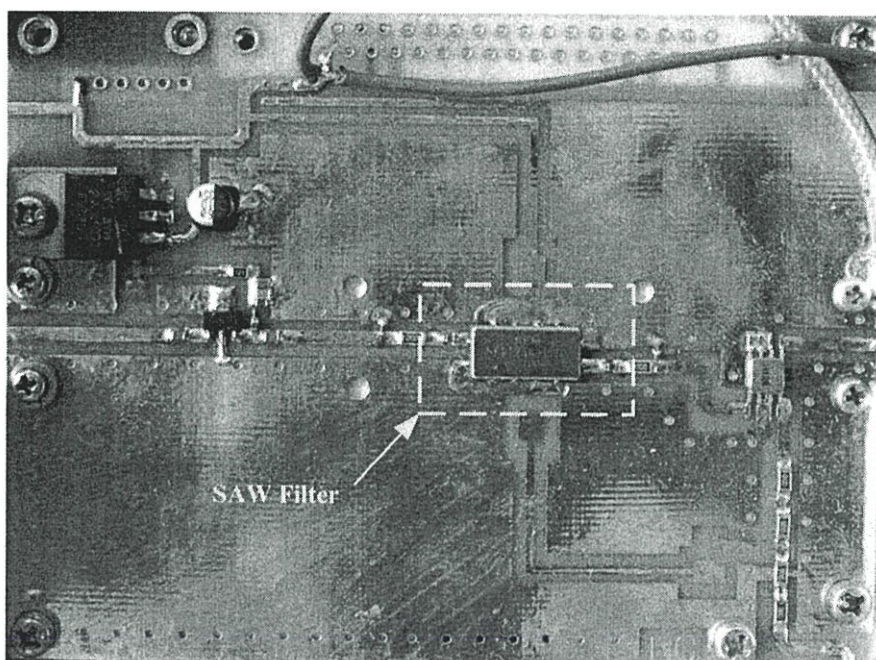


รูปที่ 3.31 ผลการวัดวงจรมิกเซอร์ 380 MHz มีค่า Conversion Loss เท่ากับ 7 dB

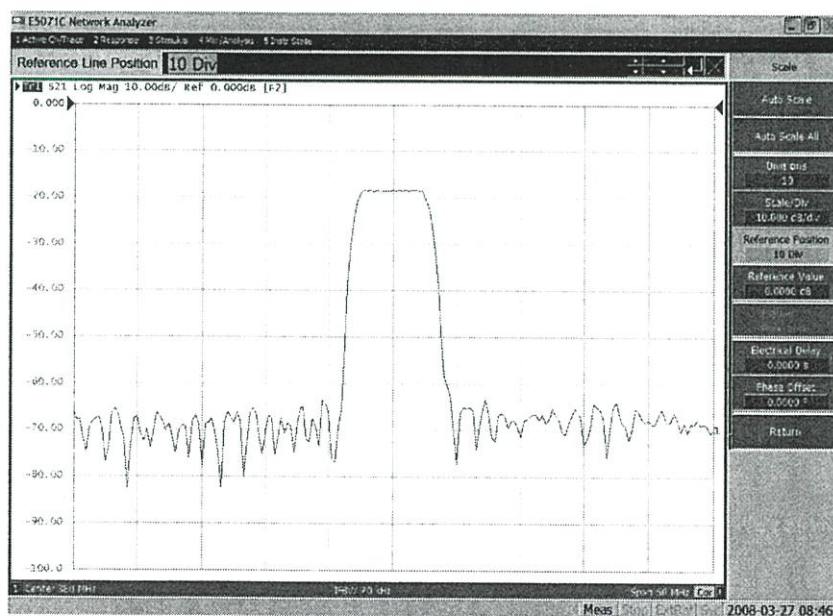
3.4.4 วงจรกรองผ่านแถบความถี่

3.4.4.1 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ 380 MHz

รูปที่ 3.34 และ 3.35 แสดงวงจรกรองผ่านแถบความถี่ แบบ SAW ย่านความถี่ 380 MHz ที่สร้างขึ้นและจากผลการทดลองตามลำดับ จากการทดลองพบว่าวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีความถี่กลางอยู่ที่ 380 MHz แบนด์วิดท์เท่ากับ 5 MHz ค่าการสูญเสียสอดแทรก (Insertion loss) เท่ากับ 19 dB และ Rejection ที่ $f_c \pm 4.125$ MHz เท่ากับ 70 dB



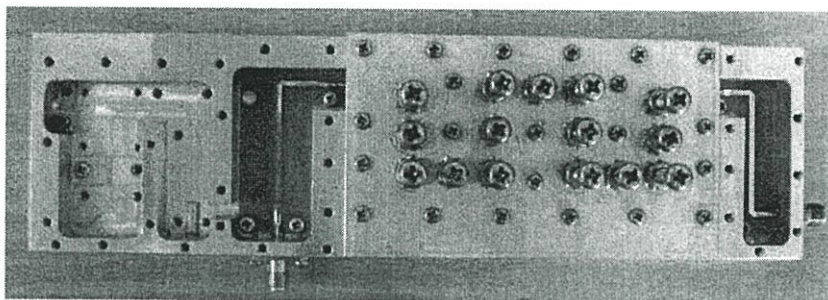
รูปที่ 3.34 วงจรกรองผ่านความถี่ 380 MHz



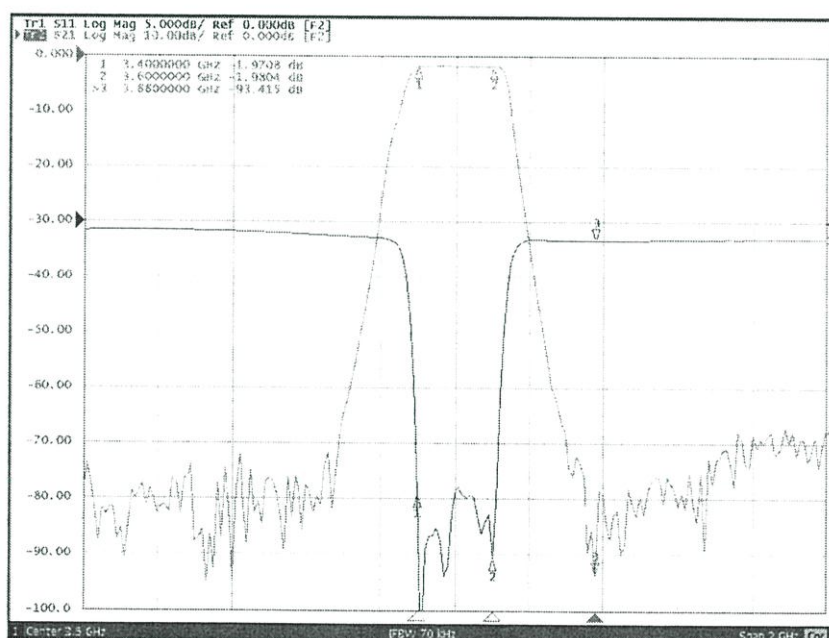
รูปที่ 3.35 ผลการวัดวงจรกรองผ่านความถี่ 380 MHz

3.4.4.2 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ 3.5 GHz

รูปที่ 3.36, 3.37 แสดงวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์ย่านความถี่ 3.5 GHz ที่สร้างขึ้นและจากผลการทดลองตามลำดับ จากการทดลองพบว่าวงจรกรองผ่านแถบความถี่มีความถี่กลางอยู่ที่ 3.5 GHz แบนด์วิดท์เท่ากับ 200 MHz ค่าการสูญเสียสอดแทรก (Insertion loss) เท่ากับ 1.9 dB และ Rejection ที่ $f_c \pm 300$ MHz เท่ากับ 70 dB



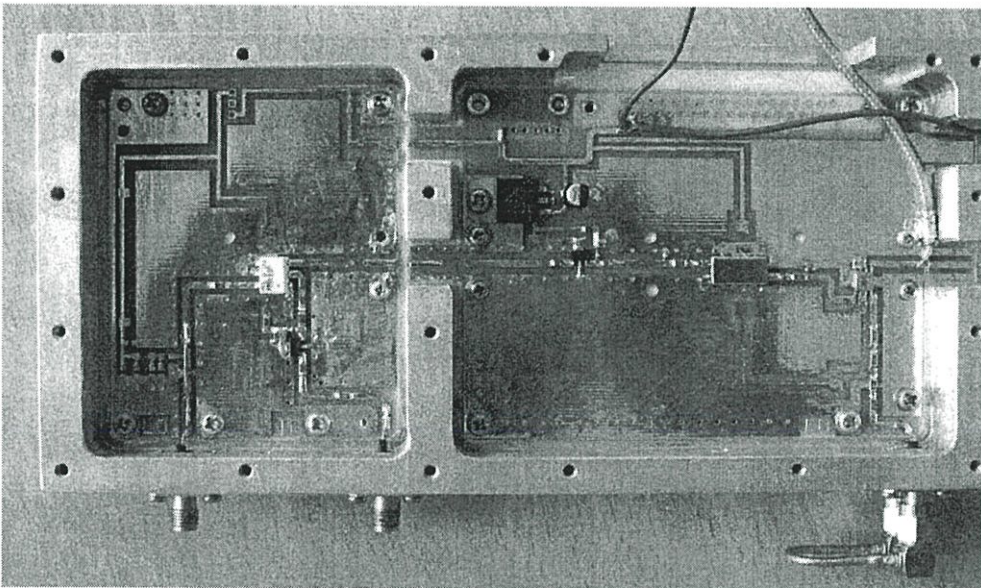
รูปที่ 3.36 วงจรกรองผ่านความถี่แบบคอมบ์ไลน์ย่านความถี่ 3.5 GHz



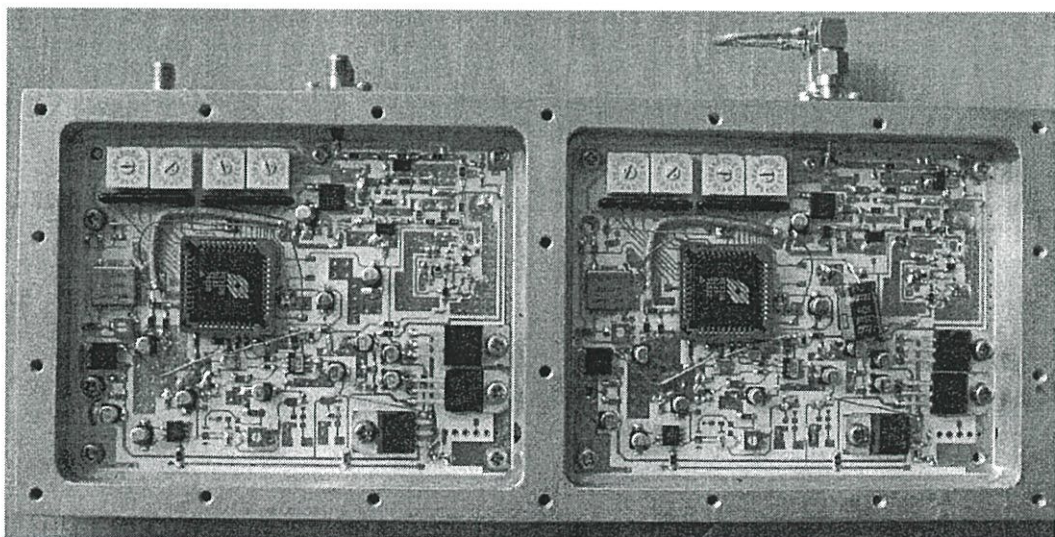
รูปที่ 3.37 ผลการวัดวงจรกรองผ่านความถี่แบบคอมบ์ไลน์ย่านความถี่ 3.5 GHz

3.5 สรุป

บทที่ 3 ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีจุดประสงค์เพื่อการออกแบบและการสร้างวงจรที่สามารถโอนย้ายความถี่จาก 13.5 MHz ไปยัง 3.5 GHz ดังนั้น Up Converter ที่มีโครงสร้างการแปลงความถี่สองครั้งจึงถูกนำมาใช้ในการโอนย้ายความถี่เนื่องจากที่ความถี่ IF ต่ำๆ วงจรจะมีเสถียรภาพดี และอัตราการขยายดี แต่ที่ความถี่ IF สูงๆ จะช่วยให้สามารถกำจัดสัญญาณเงาได้ดี จากผลการทดลองที่ผ่านมาสามารถสรุปได้ว่า Up Converter จะสามารถโอนย้ายความถี่จากย่านความถี่ 13.5 MHz ไปยังย่านความถี่ 3.5 GHz ที่ความแรงของสัญญาณอินพุตเท่ากับ -10 dBm และจะได้ความแรงของสัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ 3.5 GHz เท่ากับ 0 dBm ชิ้นงานจริงของ Up Converter ในมุมมองต่างๆ จะแสดงดังรูปที่ 3.38 และ 3.39



รูปที่ 3.38 ภาพรวมของวงจรมิกเซอร์ที่ความถี่ 380 MHz, 3.5 GHz



รูปที่ 3.39 ภาพรวมของวงจรเฟสดีคอปป์ที่ความถี่ 393.5 MHz, 3.88 GHz

บทที่ 4

วงจรถิณียไลเซชันแบบป้อนไปหน้า

4.1 กล่าวนำ

คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นของวงจรถิณียกำลังเป็นคุณสมบัติที่สำคัญสำหรับเครื่องส่ง โดยทั่วไปเมื่อวงจรถิณียกำลังจ่ายกำลังงานเอาต์พุตสูงขึ้นวงจรถิณียกำลังจะแสดงความผิดเพี้ยนให้เห็นเพิ่มมากขึ้น ค่าความผิดเพี้ยนของวงจรถิณียกำลังสามารถพิจารณาได้จากการทดสอบหาค่าการมอดูเลตระหว่างกันลำดับ 3 สัญญาณคู่ (IM3) หรือพิจารณาได้จากค่าอัตราส่วนกำลังงานช่องสัญญาณประชิด (ACPR) ความผิดเพี้ยนของเครื่องส่ง จะมีผลต่อความผิดพลาดบิตที่เครื่องรับ นั่นคือเมื่อสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถิณียกำลังมีความผิดเพี้ยนมากค่าความผิดพลาดบิต (BER) ที่เครื่องรับจะมีค่าสูงขึ้น นอกจากนั้นความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นในวงจรถิณียกำลังยังส่งผลต่อค่าอัตราส่วนกำลังงานช่องสัญญาณประชิดให้มีค่าสูงขึ้น ซึ่งเปรียบเสมือนสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณข้างเคียงมีค่าสูงขึ้นด้วย การลดความผิดเพี้ยนของวงจรถิณียกำลังสามารถกระทำได้ในขั้นตอนการออกแบบโดยการเลือกอุปกรณ์แอกทีฟหรือทรานซิสเตอร์ในวงจรถิณียกำลังให้มีอัตราทนกำลังที่สูง แต่วิธีการนี้มีการหมดเปลืองกำลังงานสูง ส่งผลให้ประสิทธิภาพการใช้กำลังงานของระบบเครื่องส่งลดลง วิธีการลดความผิดเพี้ยนของเครื่องส่ง จากวงจรถิณียกำลังจึงถูกคิดค้นขึ้น โดยเน้นการลดความผิดเพี้ยนจากวงจรถิณียกำลังลงและยังคงอัตรากำลังของอุปกรณ์แอกทีฟหรือทรานซิสเตอร์ที่ค่าเดิมไว้ การลดความผิดเพี้ยนจากวงจรถิณียกำลังเปรียบเสมือนการเพิ่มพิสัยพลวัตของวงจรถิณียกำลังโดยมีชื่อเรียกว่า “การถิณียไลเซชัน (Linearization)”

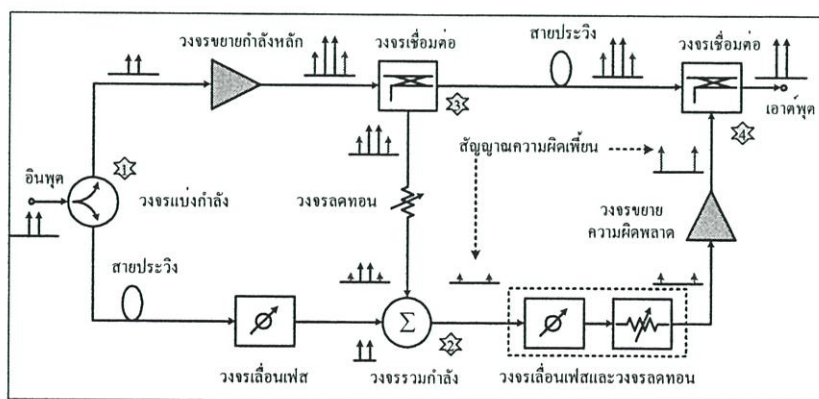
วิธีการถิณียไลเซชันมีด้วยกันหลายวิธี เช่น การป้อนกลับ (Feedback) การป้อนกลับแบบเอนเวโลป (Envelope Feedback) หรือการป้อนกลับแบบลูปโพลาร์ (Polar Loop Feedback) วิธีการถิณียไลเซชันที่กล่าวมาแล้วนี้มีความซับซ้อนและอาจเกิดการออสซิลเลตได้ง่ายเนื่องจากอาศัยการป้อนกลับแบบลบในการลดความผิดเพี้ยนของวงจรถิณียกำลัง วิธีการถิณียไลเซชันที่ปราศจากการป้อนกลับ เช่น การทำให้ผิดเพี้ยนก่อน (Predistortion) อาศัยการทำให้สัญญาณอินพุตของวงจรถิณียกำลังมีความผิดเพี้ยนที่ตรงกันข้ามกับวงจรถิณียกำลัง สามารถลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่เอาต์พุตจากวงจรถิณียกำลังลงได้ แต่วิธีการถิณียไลเซชันรูปแบบนี้กระทำได้ยาก เนื่องจากการหาวงจรถิณียที่มีคุณสมบัติความผิดเพี้ยนตรงกันข้ามกับวงจรถิณียกำลัง โดยสมบรูณ์นั้นกระทำได้ยาก ดังนั้นการลดความผิดเพี้ยนหรือการถิณียไลเซชันกับวงจรถิณียกำลังในวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้วิธีการถิณียไลเซชันแบบป้อนไปหน้า (Feedforward Linearization) เนื่องจากกระทำได้ง่าย มีเสถียรภาพสูงกว่าการป้อนกลับ และอาศัยอุปกรณ์แอกทีฟจำนวนน้อยกว่าวิธีการถิณียไลเซชันรูปแบบอื่นๆ

4.2 ทฤษฎีและหลักการ

4.2.1 หลักการลิเนียร์ไลเซนซ์แบบป้อนไปหน้า

การลิเนียร์ไลเซนซ์แบบป้อนไปหน้า เป็นวิธีการลดความผิดพลาดของสัญญาณ ที่เกิดมาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายกำลังหลัก วงจรลิเนียร์ไลเซนซ์แบบป้อนไปหน้าในวิทยานิพนธ์นี้ จะอาศัยหลักการการหักล้างกันทางเฟสและขนาดของสัญญาณ รูปที่ 4.1 แสดงโครงสร้างของวงจรลิเนียร์ไลเซนซ์แบบป้อนไปหน้า

การทำงานของวงจรลิเนียร์ไลเซนซ์แบบป้อนไปหน้าสามารถอธิบายได้ดังนี้ สัญญาณอินพุตสองความถี่ถูกป้อนผ่านวงจรแบ่งกำลัง เพื่อแบ่งออกเป็นสองส่วน ส่วนที่หนึ่งถูกป้อนเข้าวงจรขยายกำลังหลัก ส่วนที่สองถูกป้อนผ่านสายประวิงและวงจรเลื่อนเฟส สัญญาณเอาต์พุตจากส่วนที่หนึ่งนั้นจะเป็นสัญญาณที่ได้จากวงจรขยายกำลังหลักซึ่งสัญญาณที่ได้จะประกอบไปด้วยสัญญาณอินพุตที่ถูกขยายเท่ากับอัตราขยายของวงจรขยายกำลัง และสัญญาณความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากความไม่เป็นเชิงเส้น สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรขยายกำลังหลักนี้จะถูกป้อนผ่านวงจรเชื่อมต่อ เพื่อช้กเอาสัญญาณตัวอย่าง แล้วส่งต่อไปยังวงจรลดทอนสัญญาณ เพื่อปรับขนาดของสัญญาณให้มีความเหมาะสมกับสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากส่วนที่สอง โดยสัญญาณเอาต์พุตของทั้งสองส่วนจะถูกนำมา รวมกันแบบหักล้างด้วยวงจรรวมกำลัง เพื่อให้คงเหลือเพียงสัญญาณความผิดพลาด สัญญาณความผิดพลาดนี้จะถูกป้อนไปหน้า ส่งต่อไปยังวงจรเวกเตอร์มอดูเลเตอร์ และวงจรขยายความผิดพลาดตามลำดับ เพื่อทำการเลื่อนเฟสและขยายขนาดของสัญญาณให้เหมาะสมกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายกำลังหลัก โดยสัญญาณเอาต์พุตของทั้งสองส่วนจะถูกนำมา รวมกันแบบหักล้างเพื่อทำการหักล้างสัญญาณความผิดพลาด กับความผิดพลาดของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรขยายกำลังหลัก ส่งผลให้สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรขยายกำลังหลักมีค่าความผิดพลาดที่ต่ำลง



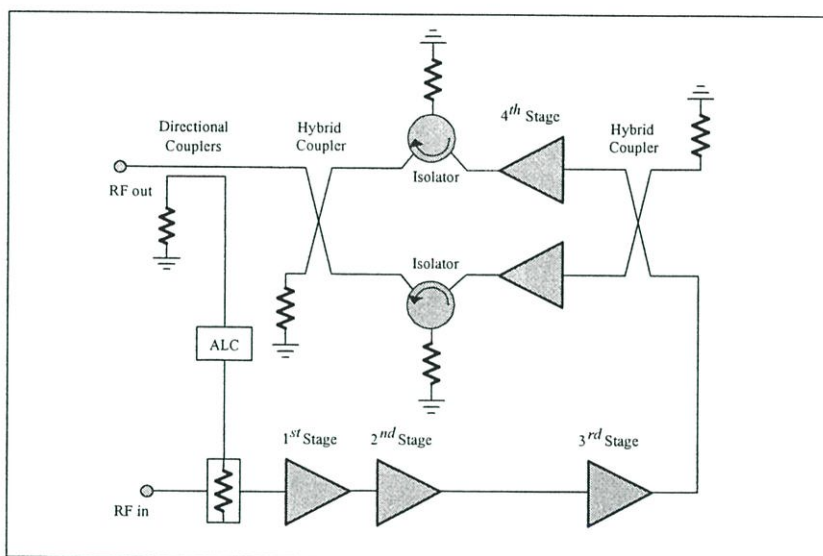
รูปที่ 4.1 โครงสร้างของวงจรลิเนียร์ไลเซนซ์แบบป้อนไปหน้า

4.3 การออกแบบวงจรลิเนียร์ไลเซชันแบบป้อนไปหน้า

วงจรลิเนียร์ไลเซชันแบบป้อนไปหน้าในวิทยานิพนธ์นี้ ประกอบไปด้วย 1. วงจรขยายกำลังหลัก 2. วงจรขยายความผิดพลาด 3. วงจรแบ่งและรวมกำลังงาน 4. วงจรเลื่อนเฟส 5. วงจรลดทอนแบบปรับค่าได้ 6. วงจรเชื่อมต่อ 7. สายประวิง

4.3.1 วงจรขยายกำลังหลัก

วงจรขยายกำลังหลักของวงจรลิเนียร์ไลเซชันแบบป้อนไปหน้า ในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นวงจรขยายกำลังเชิงเส้น 5W ความถี่ 3.4-3.6 GHz สำหรับ WiMAX ซึ่งจะประกอบไปด้วย วงจรขับกำลัง วงจรขยายกำลัง โดยโครงสร้างของวงจรขยายกำลังเชิงเส้น 5W ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 โครงสร้างวงจรขยายกำลังเชิงเส้น 5W

4.3.1.1 การออกแบบและผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรขับกำลัง

การออกแบบวงจรขับกำลังในภาคแรกนั้นได้เลือกใช้ Gain Block Amplifier เบอร์ CGB 7012 ของบริษัท CELERITEK มีอัตราการทำงานกำลังสูงสุดประมาณ 0.10 วัตต์ ที่แรงดันไบอัส $V_s = 8V$, $I_d = 86mA$ ภาคที่ 2 ใช้ MMIC Amplifier เบอร์ MAAPGM0035S ของบริษัท MACOM มีอัตราการทำงานกำลังสูงสุดประมาณ 1.6 วัตต์ ที่แรงดันไบอัส $V_{dd} = 8V$, $I_d = 790mA$ เนื่องจากวงจรขับกำลังใน 2 ภาคแรกนั้นเป็น Gain Block Amplifier และ MMIC Amplifier ซึ่งมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ในตัวมาที่ 50 โอห์ม ดังนั้นจึงไม่ต้องทำการออกแบบแมตซ์อิมพีแดนซ์อีก ส่วนวงจรขับกำลังในภาคที่ 3 นั้นใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ MRFG35030R5 มีอัตราการทำงานกำลังสูงสุดประมาณ 30 วัตต์ ที่แรงดันไบอัสเดรนซอร์ส (V_{DS}) เท่ากับ 12 โวลต์และกระแสเดรน (I_D) เท่ากับ 650 มิลลิแอมป์ ซึ่งทรานซิสเตอร์เบอร์นี้ไม่มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ในตัว ดังนั้นจึงต้องทำการออกแบบแมตซ์อิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตและเอาต์พุตให้กับทรานซิสเตอร์ โดยใช้ค่าเอสพารามีเตอร์จากตารางที่ 4.1 มา

ตารางที่ 4.1 ค่าเอสพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ MRFG35030R5

ความถี่ (GHz)	S-พารามิเตอร์ ($V_{DS} = 12 \text{ V}$, $I_D = 650 \text{ mA}$)			
	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}
3.40	0.38 \angle -136	3.44 \angle 16.5	0.06 \angle -32.2	0.64 \angle -172
3.45	0.29 \angle -136	3.48 \angle 3.73	0.06 \angle -45.1	0.68 \angle -177
3.50	0.22 \angle -127	3.51 \angle -9.59	0.07 \angle -58.7	0.71 \angle 175.7
3.55	0.18 \angle -102	3.50 \angle -23.4	0.07 \angle -73.2	0.73 \angle 168.9
3.60	0.22 \angle -76	3.45 \angle -37.8	0.07 \angle -88	0.73 \angle 161

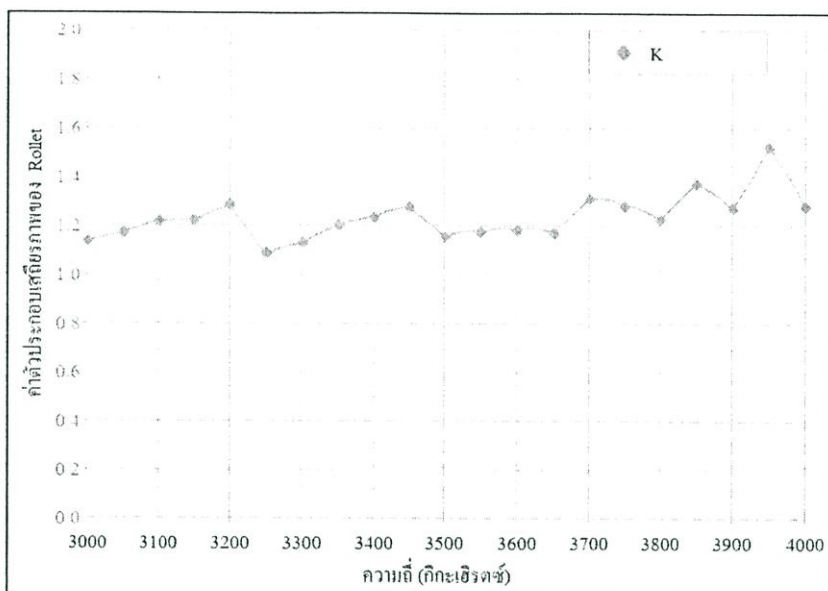
คำนวณหาค่าตัวประกอบเสถียรภาพของ Rollet (Rollet's Stability Factor: K) [2] ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (1) และเพื่อความสะดวกในการคำนวณในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ใช้โปรแกรม Genisys2002 ช่วยในการคำนวณและจำลองแบบการทำงาน จากการคำนวณพบว่าค่าตัวประกอบเสถียรภาพมีค่ามากกว่า 1.1 ตลอดช่วงความถี่ หลังจากที่ทราบว่าทรานซิสเตอร์มีเสถียรภาพแล้ว ดังแสดงในรูปที่ 4.3 ลำดับต่อไปคำนวณหาค่าอัตราขยายสูงสุด (Maximum Gain) [2] ที่ได้จากทรานซิสเตอร์ โดยสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2) ซึ่งจากการคำนวณพบว่าทรานซิสเตอร์เบอร์ MRFG35030R5 ให้อัตราการขยายสูงสุดประมาณ 14 dB ดังแสดงในรูปที่ 4.4

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (1)$$

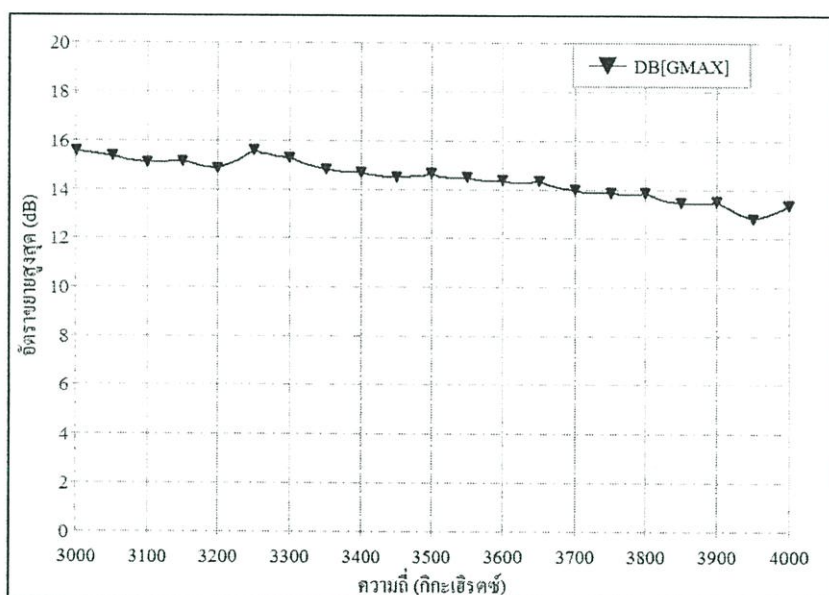
โดยที่ $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$

$$G_{s,\max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K - \sqrt{K^2 - 1}) \quad (2)$$

จากนั้นนำค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตและเอาต์พุต ของทรานซิสเตอร์มาออกแบบวงจรสมพงษ์ ซึ่งในการสร้างวงจรสมพงษ์นั้นจะต้องพิจารณาให้ $Z_{in} = Z^*_{source}$ และ $Z_{out} = Z^*_{load}$ [2] โดยอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์จะได้อาจาคาดำชี้ต ซึ่งอินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับ 4.3-16.3j และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับ 5.7-7j จากนั้นนำค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์มาทำการแมตช์อิมพีแดนซ์ทั้งสองเข้ากับอิมพีแดนซ์ของระบบคือ 50Ω รูปที่ 4.5 แสดงวงจรสมบรูณ์ของวงจรขับกำลังในภาคที่ 3 ทางด้านอินพุตประกอบด้วย ตัวเก็บประจุ 6.8 pF ทำหน้าที่คัปปลิงสัญญาณและป้องกันไฟกระเสตรง ตัวต้านทาน 50Ω ทำหน้าที่กำหนดกระแสและเพิ่มเสถียรภาพ และสายส่งสัญญาณ (TL) TL2 มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 51Ω และยาวเท่ากับ 0.09 เท่าของความยาวคลื่นที่ 3.5 GHz (ไมโครสตริปกว้าง 1.65mm และยาว 4.7mm)

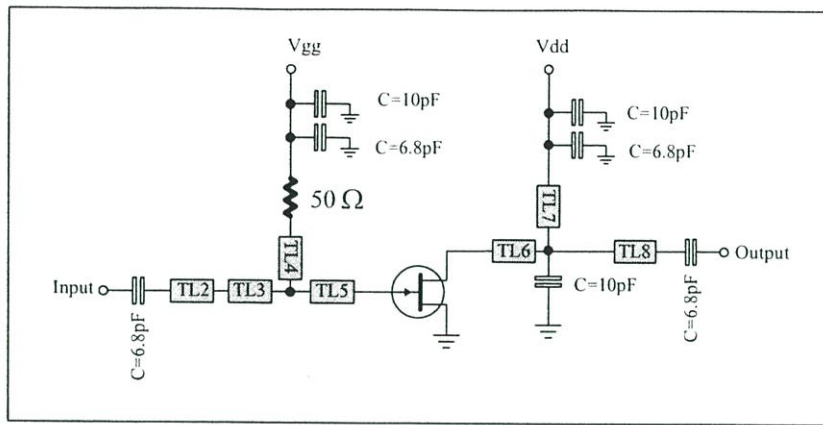


รูปที่ 4.3 ค่าตัวประกอบเสถียรภาพ



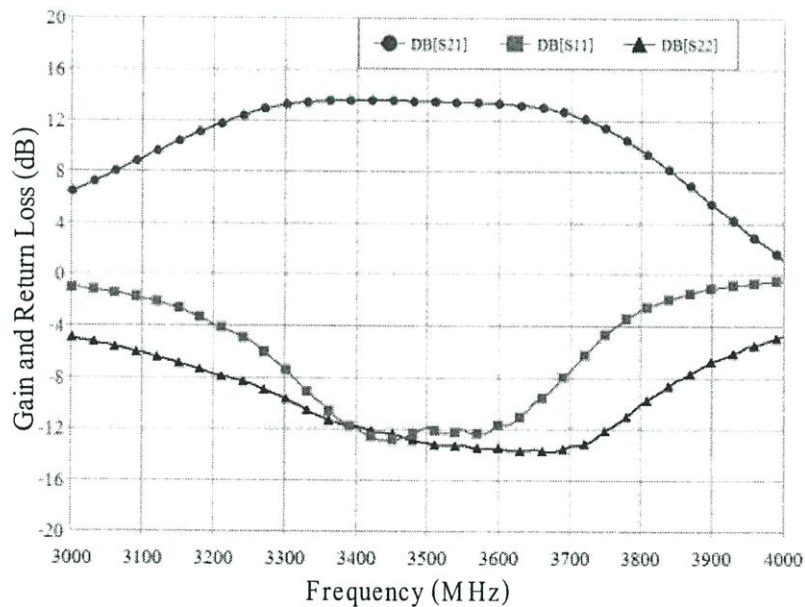
รูปที่ 4.4 อัตราขยายสูงสุดของทรานซิสเตอร์

TL3 มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 35Ω และยาวเท่ากับ 0.17 เท่าของความยาวคลื่นที่ 3.5 มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 93Ω และยาวเท่ากับ 0.24 เท่าของความยาวคลื่นที่ 3.5 GHz (ไมโครสตริปกว้าง 0.5mm และยาว 13.4mm) TL5 มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 51Ω และยาวเท่ากับ 0.1 เท่าของความยาวคลื่นที่ 3.5 GHz (ไมโครสตริปกว้าง 1.65mm และยาว 5.46mm) ทางด้านเอาต์พุตประกอบด้วยตัวเก็บประจุ 6.8 pF ทำหน้าที่คัปปลิงสัญญาณและป้องกันไฟกระแสตรง



รูปที่ 4.5 วงจรสมบรูณ์ของวงจรจับกำลัง

ตัวเก็บประจุ 10 pF ทำหน้าที่แมตซ์อิมพีแดนซ์ และสายส่งสัญญาณ (TL) TL6 มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 44Ω และยาวเท่ากับ 0.1 เท่าของความยาวคลื่นที่ 3.5 GHz (ไมโครสตริปกว้าง 2.06mm และยาว 5.2mm) TL7 มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 93Ω และยาวเท่ากับ 0.24 เท่าของความยาวคลื่นที่ 3.5 GHz (ไมโครสตริปกว้าง 0.5mm และยาว 13.4mm) TL8 มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 51Ω และยาวเท่ากับ 0.1 เท่าของความยาวคลื่นที่ 3.5 GHz (ไมโครสตริปกว้าง 1.65mm และยาว 5.84mm) ตัวเก็บประจุ 6.8 pF และ 10 pF ที่ต่ออยู่กับแหล่งจ่ายไฟทำหน้าที่ในการ Bypass สัญญาณความถี่สูงให้กับวงจรขยายกำลังเพื่อไม่ให้สัญญาณความถี่สูงนี้ย้อนกลับ ไปรบกวนวงจรอื่นๆที่อยู่ในเครื่องส่งด้วยกัน

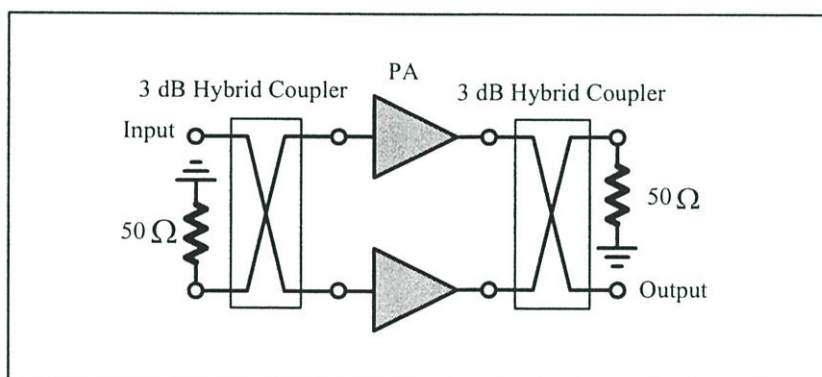


รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองเชิงขนาดของวงจรจับกำลัง

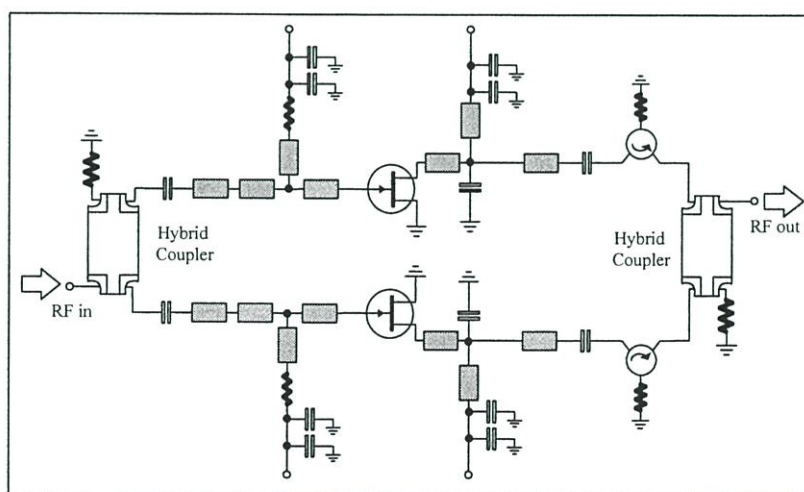
ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรถับกำลัง แสดงดังรูปที่ 4.6 ซึ่งจากการจำลองแบบการทำงานพบว่า ผลตอบสนองเชิงขนาดของวงจรถับกำลัง มีขนาดอัตราการส่งผ่านจากพอร์ตอินพุตไปยังพอร์ตเอาต์พุตหรืออัตราขยาย (S_{21}) ประมาณ 13 dB ตลอดช่วงความถี่ 3.4-3.6 GHz อัตราการสูญเสียย้อนกลับทางด้านอินพุต (S_{11}) ประมาณ -10 dB และอัตราการสูญเสียย้อนกลับทางด้านเอาต์พุต (S_{22}) ประมาณ -10 dB ตลอดช่วงความถี่ 3.4-3.6 GHz

4.3.1.2 การออกแบบและผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรถายกำลัง

ส่วนวงจรถายกำลังภาคสุดท้ายนี้ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ เทคนิควงจรถายกำลังแบบสมดุล (Balanced Power Amplifier) เพื่อให้วงจรถายกำลังหลักที่ออกแบบ มีความเป็นเชิงเส้นสูงขึ้นและมีอัตราทานกำลังเอาต์พุตสูงขึ้น รูปแบบวงจรถายกำลังแบบสมดุล แสดงดังรูปที่ 4.7 โดยจะนำเอาวงจรถายสองวงจรที่เหมือนกันมาวางอยู่ระหว่างตัวเชื่อมต่อ 3dB แบบไฮบริด



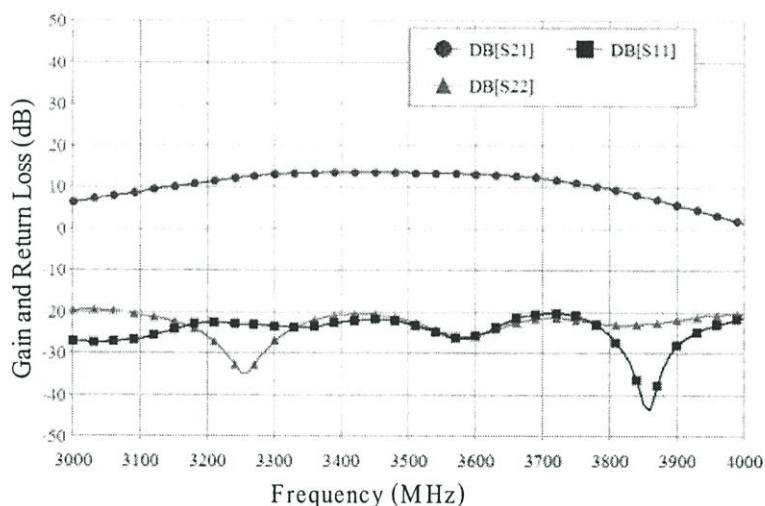
รูปที่ 4.7 วงจรถายกำลังแบบสมดุล



รูปที่ 4.8 วงจรสมมูลของวงจรถายกำลังแบบสมดุล

เมื่อนำวงจรขับกำลังในภาคที่ 3 มาวางระหว่างตัวเชื่อมต่อ 3dB แบบไฮบริด ซึ่งจะได้ วงจรสมมูลของวงจรขยายกำลังแบบสมมูลดังแสดงในรูปที่ 4.8 เพื่อความสะดวกในการออกแบบ ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้เลือกใช้ ตัวเชื่อมต่อ 3dB แบบไฮบริด สำเร็จรูปของบริษัท Anaren เบอร์ 1X703 และเพื่อเป็นการป้องกันความเสียหายที่อาจจะเกิดขึ้นกับวงจรขยายกำลังในขณะที่เอาต์พุต ไม่ได้ต่อโหลด ดังนั้นทางด้านเอาต์พุตของวงจรขยายกำลังจึงได้ต่อ Isolator เอาไว้เพื่อป้องกันการเสียหายที่อาจจะเกิดขึ้นกับทรานซิสเตอร์ได้ โดย Isolator ที่ใช้เป็นของบริษัท M2 GLOBAL มีค่า Insertion Loss 0.35 dB, Reverse Power 10 W

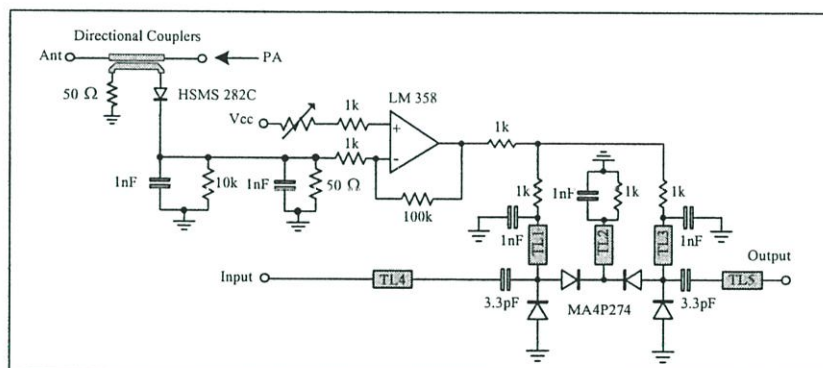
ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรขยายกำลัง แสดงดังรูปที่ 4.9 ซึ่งจากการจำลอง แบบการทำงานพบว่า ผลตอบสนองเชิงขนาดของวงจรขับกำลัง มีขนาดอัตรการส่งผ่านจากพอร์ต อินพุตไปยังพอร์ตเอาต์พุตหรืออัตรการขยาย (S_{21}) ประมาณ 13 dB ตลอดช่วงความถี่ 3.4-3.6 GHz อัตรการสูญเสียย้อนกลับทางด้านอินพุต (S_{11}) ประมาณ -20 dB และอัตรการสูญเสียย้อนกลับ ทางด้านเอาต์พุต (S_{22}) ประมาณ -20 dB ตลอดช่วงความถี่ 3.4-3.6 GHz



รูปที่ 4.9 ผลตอบสนองเชิงขนาดของวงจรขยายกำลังแบบสมมูล

ทั้งนี้วงจรขยายกำลังเชิงเส้น ในวิทยานิพนธ์นี้ยังประกอบไปด้วย วงจรควบคุมกำลังหรือ วงจรปรับค่าอัตรการขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control: AGC) และ วงจรตรวจสอบไฟลป ในส่วนของวงจรตรวจสอบไฟลปนี้ นับว่ามีความสำคัญต่อ วงจรขับกำลังและวงจรขยายกำลังมาก เนื่องจากทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็น Gallium Arsenide PHEMT ซึ่งสารกึ่งตัวนำแกลเดียมอาร์เซไนด์ (Gallium Arsenide: GaAs) เป็นสารที่มีความคล่องตัว (Mobility) ของอิเล็กตรอนสูง และสารกึ่งตัวนำชนิดนี้เป็นที่นิยมใช้ในการออกแบบวงจรด้านความถี่สูง เช่นในวงจรรวมความถี่ไมโครเวฟ (Monolithic Microwave Integrated Circuits: MMICs) ซึ่งทรานซิสเตอร์ที่ใช้สารกึ่งตัวนำชนิดนี้ จำเป็นต้องใช้ไฟลปไบอัสที่ขาเกตเพื่อควบคุมกระแสเดรน ดังนั้นวงจรขับกำลังและวงจรขยายกำลัง

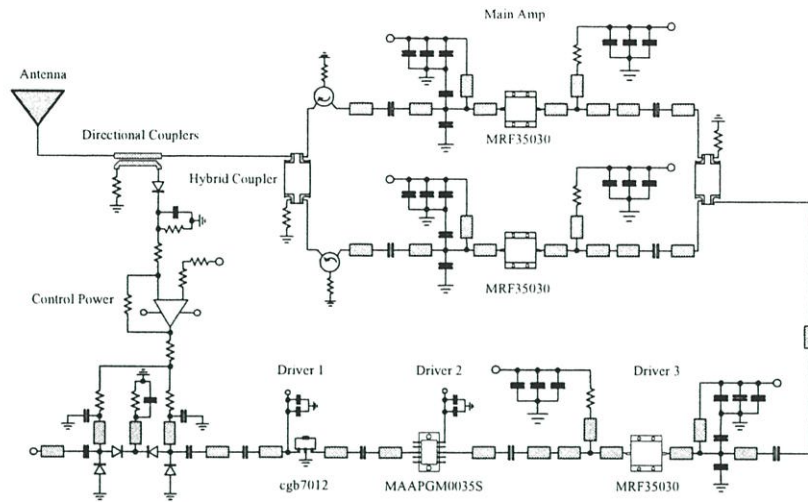
ประกอบไปด้วย (1) ตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง (Directional Coupler) ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ 20 dB ทำหน้าที่ชั่งสัญญาณตัวอย่างจากวงจรขยาย (2) Schottky Diode เบอร์ HSMS282C ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณรูปคลื่นให้เป็นกระแสตรง (Rectify) (3) ตัวเก็บประจุ 1 nF และตัวต้านทาน 10 k Ω ทำหน้าที่เป็นตัวกรอง (RC Filter) ให้ไฟตรงที่ได้มีเรียบ (4) ตัวเก็บประจุ 3.3 pF จำนวน 2 ตัวที่พอร์ตอินพุตและพอร์ตเอาต์พุต ทำหน้าที่คัปปลิ่งสัญญาณและ ป้องกันแรงดันไฟตรงเพื่อไม่ให้แรงดันไฟตรงนี้ไปทำให้อุปกรณ์ที่เชื่อมต่อกับวงจรควบคุมกำลังเกิดความเสียหาย (5) สายส่งสัญญาณ (TL1, TL2, TL3) ที่มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 90 Ω และยาวหนึ่งในสี่เท่าของความยาวคลื่นที่ความถี่ 3.5 GHz (ไมโครสตริป กว้างเท่ากับ 0.3mm และยาวเท่ากับ 17mm) ทำหน้าที่เป็นโช้กความถี่วิทยุ (6) สายส่งสัญญาณ (TL4, TL5) ที่มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50 Ω (ไมโครสตริป กว้างเท่ากับ 1.7mm และยาวเท่ากับ 30mm) (7) ฟินไดโอดเบอร์ MA4P274 ได้ถูกจัดวางตามต้นแบบตัวลดทอนแบบ π (8) ตัวต้านทาน 1 k Ω ทำหน้าที่จำกัดกระแสที่ไหลผ่านฟินไดโอดให้หมีค่าไม่เกิน 15mA ในช่วงแรงดันควบคุม 0V ถึง 10V ซึ่งกระแสดังกล่าวนี้ใช้เพื่อการแปรค่าความต้านทานภายในของฟินไดโอด ส่งผลให้ค่าอัตรการลดทอน ของวงจรเกิดการเปลี่ยนแปลง (9) ตัวเก็บประจุ 1 nF ทำหน้าที่บายพาสส์ความถี่สูง (10) ออปแอมป์เบอร์ LM358 จะทำหน้าที่ในการตรวจสอบความแรงของสัญญาณ ทางด้านเอาต์พุตของวงจรขยายกำลัง



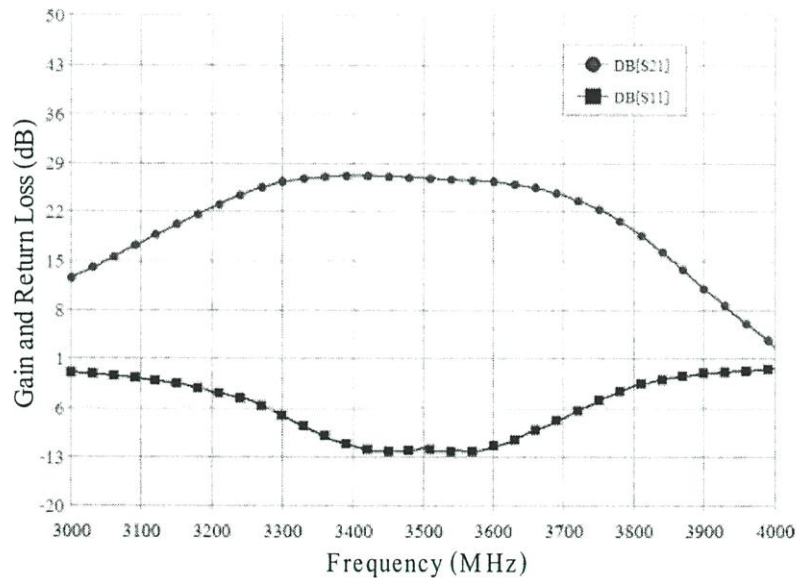
รูปที่ 4.11 วงจรควบคุมกำลัง

เมื่อนำวงจรขับกำลังขับกำลังทั้ง 3 ภาคและวงจรขยายกำลังแบบสมมูล และวงจรควบคุมกำลัง มาประกอบเข้าด้วยกัน จะได้วงจรสมบูรณ์ของวงจรขยายกำลังเชิงเส้นดังแสดงในรูปที่ 4.12

ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรขับกำลังภาคที่ 3 และวงจรขยายกำลังแบบสมมูล แสดงดังรูปที่ 4.13 ซึ่งจากการจำลองแบบการทำงานพบว่า ผลตอบสนองเชิงขนาดของวงจรขับกำลังภาคที่ 3 และวงจรขยายกำลังแบบสมมูล มีขนาดอัตรการส่งผ่านจากพอร์ตอินพุตไปยังพอร์ตเอาต์พุตหรืออัตรการขยาย (S_{21}) ประมาณ 27 dB ตลอดช่วงความถี่ 3.4-3.6 GHz อัตรการสูญเสียย้อนกลับทางด้านอินพุต (S_{11}) ประมาณ -10 dB ตลอดช่วงความถี่ 3.4-3.6 GHz



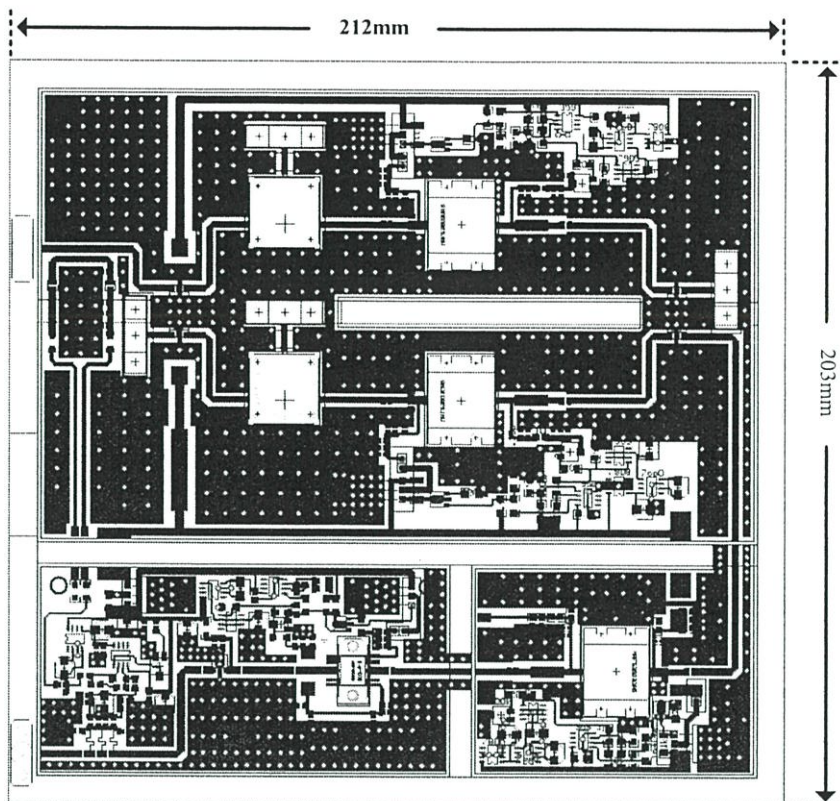
รูปที่ 4.12 วงจรสมบูรณของวงจรถยายกำลังเชิงเส้น 5W



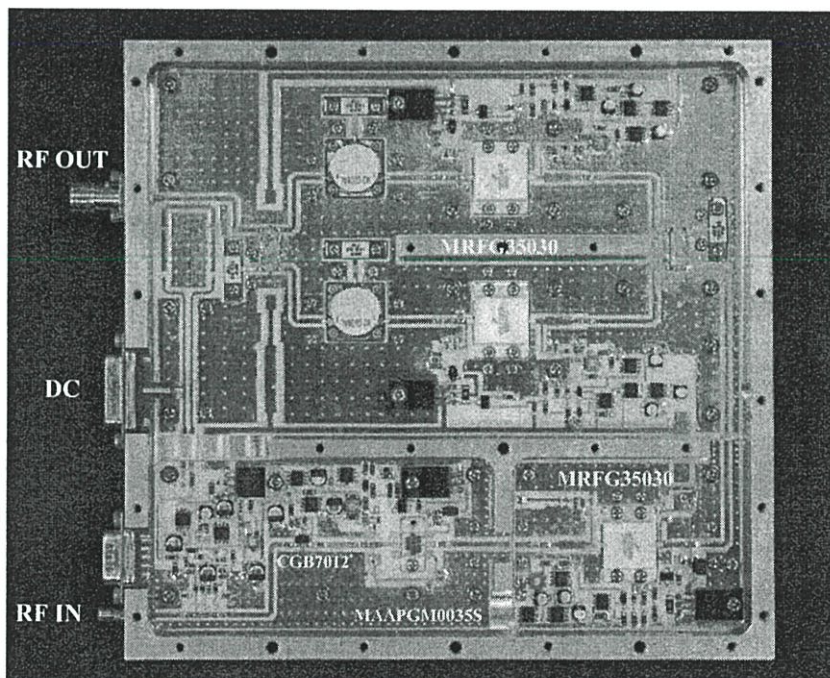
รูปที่ 4.13 ผลตอบสนองเชิงขนาดของวงจรถยายกำลังหลัก

4.3.1.3 ชิ้นงานจริง

ในการสร้างวงจรถยายกำลังเชิงเส้นในวิทยานิพนธ์นี้ ได้ออกแบบและสร้างขึ้นเป็นลายวงจร บนแผ่นวงจรพิมพ์โดยใช้วัสดุฐานรองเป็น Glass-epoxy-ceramic-composite RO4350 ของบริษัท Roger แบบสองหน้า โดยมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r : Dielectric Constant) เท่ากับ 3.48, ความหนาของแผ่นไดอิเล็กตริก (h : Dielectric Thickness) เท่ากับ 0.762 มิลลิเมตรและความหนาของแผ่นตัวนำสัญญาณ (t : Conductor Thickness) เท่ากับ 0.035 มิลลิเมตร โดยแผ่นวงจรพิมพ์ของวงจรถยายกำลังเชิงเส้นที่ลงอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว แสดงในรูปที่ 4.15 ซึ่งมีความกว้างเท่ากับ 203 มิลลิเมตร ความยาวเท่ากับ 212 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.14 ลายวงจรบนแผ่นวงจรพิมพ์ของวงจรถยายกำลัง



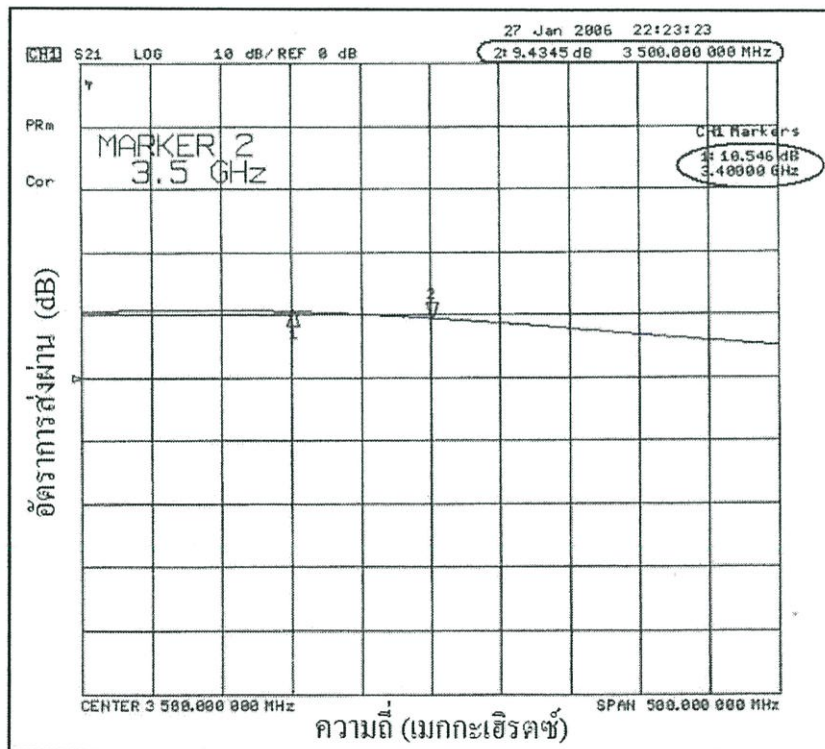
รูปที่ 4.15 วงจรถยายกำลังที่ลงอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว

4.3.1.4 การทดลองและผลการทดลอง

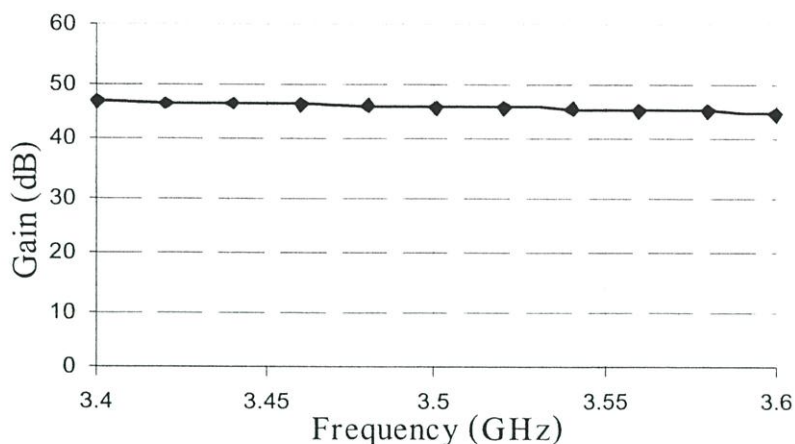
วงจรขับกำลังภาคที่ 3 และวงจรขยายกำลังเชิงเส้น 5W ที่ออกแบบ และสร้างขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้ได้ถูกนำมาวัดผลการตอบสนองทางความถี่

ผลการวัดการตอบสนองทางความถี่ ของวงจรขับกำลังภาคที่ 3 แสดงดังรูปที่ 4.16 ด้วยเครื่องเน็ตเวิร์คแอนาไลเซอร์ (Network Analyzer) HP8753ES พบว่าวงจรขับกำลังภาคที่ 3 มีอัตราการขยาย (S21) เท่ากับ 9.4 ± 2 dB ตลอดช่วงความถี่ 3.4 ถึง 3.6 GHz โดยในการทดลองได้ใช้ระดับแรงดัน V_{DS} ที่ 10 V กระแสเดรน 500 mA

ผลการวัดการตอบสนองทางความถี่ ของวงจรขยายกำลังเชิงเส้น 5W แสดงดังรูปที่ 4.17 ด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ E4438C และเครื่องสเปกตรัมแอนาไลเซอร์ E4440A พบว่าวงจรขยายกำลังเชิงเส้น 5W มีอัตราการขยาย (S21) เท่ากับ 46 ± 2 dB ตลอดช่วงความถี่ 3.4 ถึง 3.6 GHz โดยในการทดลองได้ใช้ระดับแรงดัน V_{DS} ที่ 10 V กระแสไบอัส 6.98A



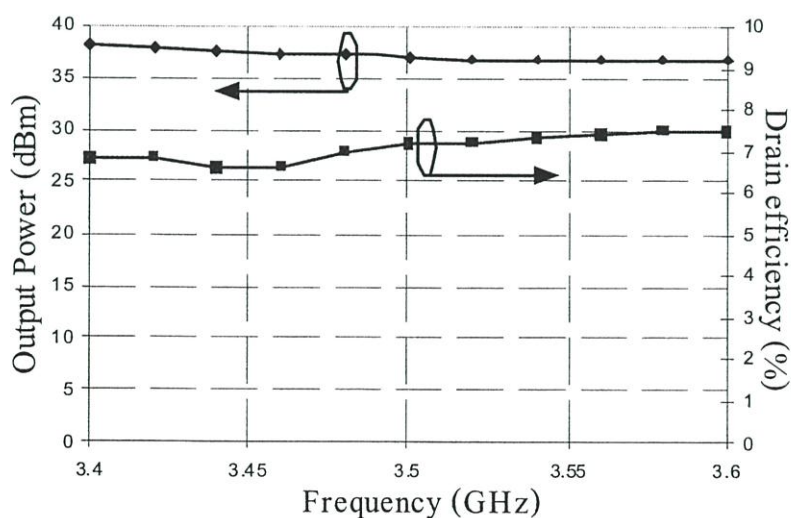
รูปที่ 4.16 ผลจากการวัดวงจรขับกำลังภาคที่ 3 มีอัตราขยายเท่ากับ 10 dB



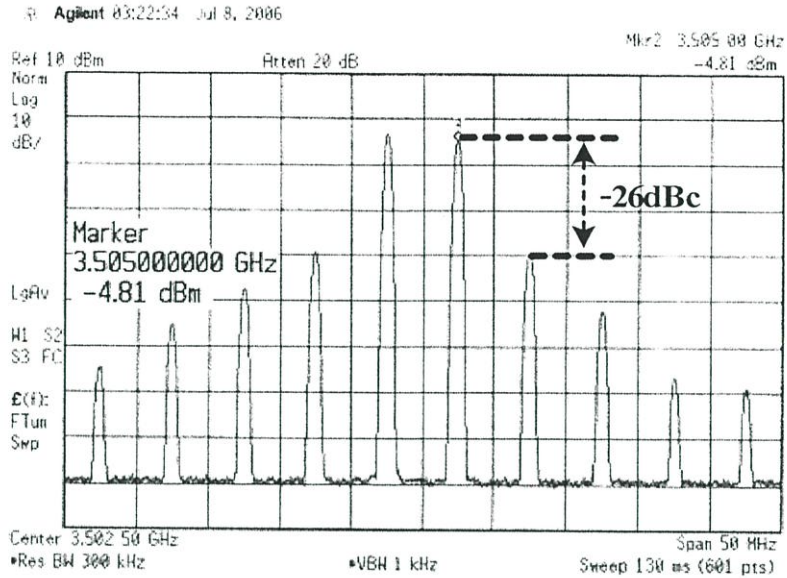
รูปที่ 4.17 อัตราการขยาย (S_{21}) ของวงจรถ่ายกำลังเชิงเส้น 5W

ผลการวัดประสิทธิภาพและ กำลังงานเอาต์พุตของวงจรถ่ายกำลังเชิงเส้นแสดงในรูปที่ 4.18 ด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ E4438C และเครื่องสเปกตรัมอนาลิเซอร์ E4440A พบว่าเมื่อป้อน กำลังงานอินพุต 2 dBm หรือ 1.58 มิลลิวัตต์ วงจรถ่ายให้กำลังงานเอาต์พุตเฉลี่ย 37 dBm หรือ 5 วัตต์ และมีประสิทธิภาพประมาณ 7 เปอร์เซ็นต์ ตลอดช่วงความถี่ 3.4 ถึง 3.6 กิกะเฮิรตซ์ โดยในการ ทดลองนั้นใช้ระดับแรงดัน V_{DS} ที่ 10 V กระแสเดรน 6.98A

การวัดค่า two-tone IP3 (Third Order Intercept Point) ใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ 8753ES กับ E4438C ตัวรวมกำลังงาน (Power Combiner) และสเปกตรัมอนาลิเซอร์ E4440A แสดงผลการ วัดในรูปที่ 4.19 ซึ่งเป็นกราฟระหว่างกำลังงานของสัญญาณที่ต้องการและผลความเพี้ยนจากการมอดูเลตระหว่างกัน (Intermodulation Distortion) ลำดับที่ 3 ที่เอาต์พุตของวงจรถ่าย โดยใช้สัญญาณ อินพุตที่ความถี่ 3.5 กิกะเฮิรตซ์ และ 3.505 กิกะเฮิรตซ์ พบว่าวงจรถ่ายกำลังเชิงเส้นให้ผลการมอดู เลตระหว่างสัญญาณคู่ลำดับที่ 3 มีค่า -35dBc, -30dBc และ -26dBc ที่กำลังเอาต์พุต 2W, 5W และ 10W ตามลำดับ



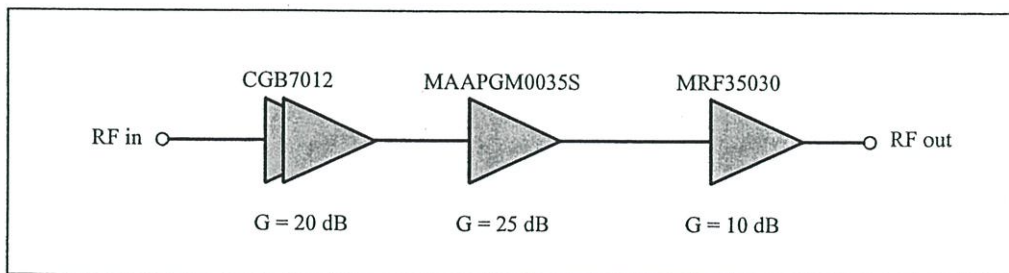
รูปที่ 4.18 ประสิทธิภาพและกำลังงานเอาต์พุต



รูปที่ 4.19 ผลการวัด two-tone IM3 ของวงจรถยายกำลังเชิงเส้น 5W

4.3.2 วงจรถยายความผิดพลาด

วงจรถยายความผิดพลาดในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นส่วนประกอบหนึ่งของวงจรลิเนียร์ไลเซชันแบบป้อนไปหน้า ซึ่งจะทำหน้าที่เพิ่มขนาดสัญญาณความผิดพลาดให้มีขนาดสูงขึ้น เทียบเท่ากับขนาดสัญญาณความผิดเพี้ยนของวงจรถยายกำลังหลัก เพื่อให้สัญญาณทั้งสองหักล้างกันที่วงจรรวมสัญญาณของวงจรลิเนียร์ไลเซชันแบบป้อนไปหน้า ซึ่งอัตราการขยายของวงจรถยายความผิดพลาดสามารถคำนวณได้จาก ความแรงของสัญญาณความผิดเพี้ยนที่ได้จากการชั้คตัวอย่างสัญญาณ ณ จุดที่ (2) ของโครงสร้างลิเนียร์ไลเซชันแบบป้อนไปหน้า+ผลรวมของอัตราการสูญเสียของ วงจรเลื่อนเฟสและวงจรลดทอน+สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของวงจรรวมสัญญาณ ซึ่งจะต้องเท่ากับความแรงของสัญญาณผิดเพี้ยนจากวงจรถยายกำลังหลัก และจากผลการทดลองพบว่าความแรงของสัญญาณความผิดเพี้ยนที่ได้จากการชั้คตัวอย่างสัญญาณ ณ จุดที่ (2) ของโครงสร้างลิเนียร์ไลเซชันแบบป้อนไปหน้ามีค่าเท่ากับ -30.16 dBm, อัตราการสูญเสียของวงจรเลื่อนเฟสและวงจรลดทอนเท่ากับ 6 dB, สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของวงจรรวมสัญญาณเท่ากับ 18.7 dB และความแรงของสัญญาณผิดเพี้ยนจากวงจรถยายกำลังเชิง

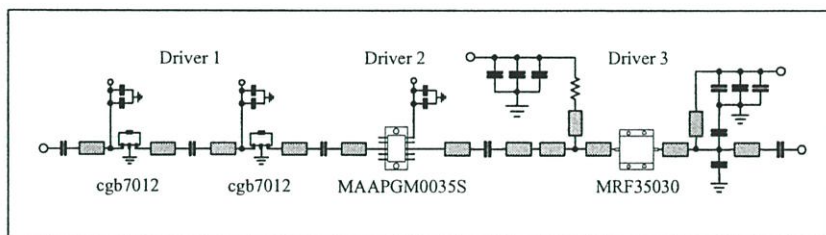


รูปที่ 4.20 โครงสร้างวงจรถยายความผิดพลาด

เส้นมีค่าเท่ากับ 4.85 dBm ซึ่งจากการนำค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากวงจรเลื่อนเฟสและวงจรลดทอน รวมกับความสูญเสียที่เกิดจากสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของวงจรรวมสัญญาณจะมีค่าเท่ากับ 24.7dB เมื่อนำความแรงของสัญญาณความถี่เพิ่มขึ้นที่ได้จากวงจรรวมกำลังแบบห้กล้าง ณ จุดที่ (2) มารวมกับค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้น จะมีค่าเท่ากับ -54.86 dBm ดังนั้นเราจะต้องมีวงจรถยายความถี่พลาตที่มีอัตราขยายไม่น้อยกว่า 59.7dB จึงจะได้ความแรงของสัญญาณความถี่พลาตเท่ากับความแรงของสัญญาณความถี่พลาตของวงจรถยายกำลังหลัก ซึ่งมีค่าเท่ากับ 4.85 dBm วงจรถยายความถี่พลาตของวงจรลิเนียร์ไลเซชันแบบป้อนไปหน้า ในวิทยานิพนธ์นี้ จะประกอบไปด้วย วงจรขับกำลัง และวงจรถยายกำลัง โดยโครงสร้างของวงจรถยายความถี่พลาต ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.20

4.3.2.1 การออกแบบวงจรถยายความถี่พลาต

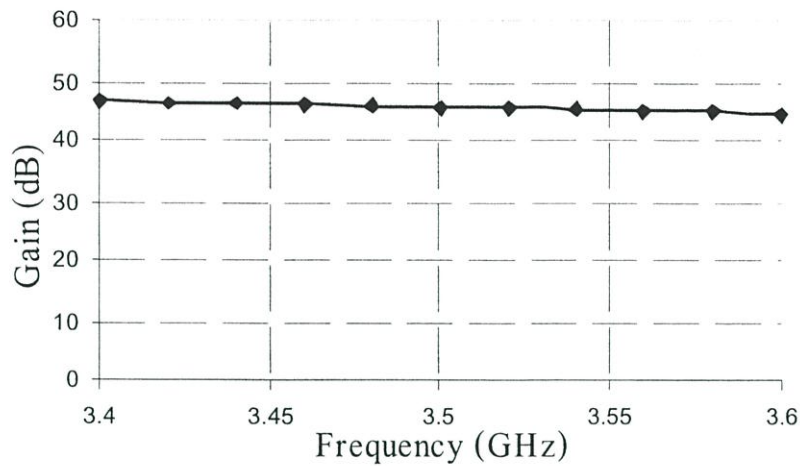
การออกแบบวงจรถยายความถี่พลาต นั้นจะแบ่งออกเป็น 3 ภาคการขยาย โดยในภาคแรกนั้นได้เลือกใช้ Gain Block Amplifier เบอร์ CGB 7012 ภาคที่ 2 ใช้ MMIC Amplifier เบอร์ MAAPGM0035S เนื่องจากวงจรถยายใน 2 ภาคแรกนี้เป็น Gain Block Amplifier และ MMIC Amplifier ซึ่งมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ในตัวมาที่ 50 โอห์ม ดังนั้นจึงไม่ต้องทำการออกแบบแมตซ์อิมพีแดนซ์อีก ส่วนวงจรถยายกำลังในภาคที่ 3 นั้นใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ MRF35030R5 ซึ่งการออกแบบแมตซ์อิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตและเอาต์พุตจะเหมือนกับวงจรถบกำลังในหัวข้อที่ 4.3.1.1 และเมื่อนำวงจรถยายทั้งหมดมาประกอบเข้าด้วยกัน จะได้วงจรสมบูรณ์ของวงจรถยายความถี่พลาต ดังแสดงในรูปที่ 4.21



รูปที่ 4.21 วงจรถยายความถี่พลาต

4.3.2.3 การทดลองและผลการทดลอง

วงจรถยายความถี่พลาตที่ออกแบบ และสร้างขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้ได้ถูกนำมาวัดผลการตอบสนองทางความถี่ ด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ E4438C และเครื่องสเปกตรัมอนาลิเซอร์ E4440A พบว่าวงจรถยายความถี่พลาต มีอัตราขยาย (S21) เท่ากับ 46 ± 2 dB ตลอดช่วงความถี่ 3.4 - 3.6 GHz โดยในการทดลองได้ใช้ระดับแรงดัน V_{DS} ที่ 12 V กระแสไบอัส 1A



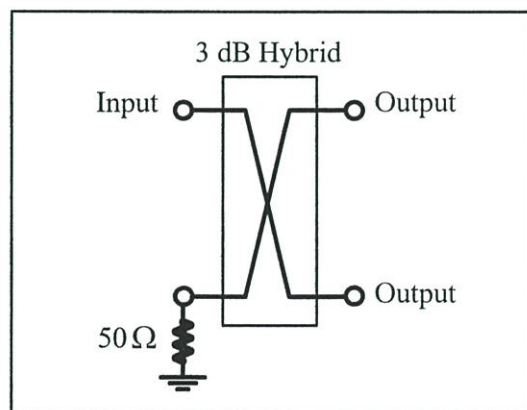
รูปที่ 4.22 อัตราการขยาย (S_{21}) ของวงจรถ่ายความผิดพลาด

4.3.3 วงจรแบ่งกำลังงานและวงจรรวมกำลังงาน

จากโครงสร้างวงจรถ่ายความผิดพลาดแบบป้อนไปหน้าในรูปที่ 4.1 จะเห็นได้ว่าส่วนประกอบที่สำคัญอีกส่วนหนึ่งคือ วงจรแบ่งกำลังงานและวงจรรวมกำลังงาน

4.3.3.1 วงจรแบ่งกำลังงาน

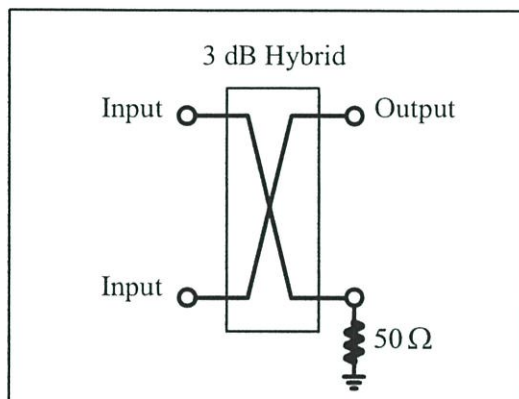
วงจรถ่ายความผิดพลาด ในวงจรถ่ายความผิดพลาดแบบป้อนไปหน้า ทำหน้าที่แบ่งกำลังงานของสัญญาณอินพุตออกเป็น 2 ทาง และกำลังงานเอาต์พุตที่ได้นั้นจะถูกลดทอนไปตามสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของตัวเชื่อมต่อ ซึ่งวงจรถ่ายความผิดพลาดในวิทยานิพนธ์นี้ถูกสร้างขึ้น โดยใช้ตัวเชื่อมต่อ 3dB แบบไฮบริด เบอร์ 1X703 ของบริษัท Anaren วงจรถ่ายความผิดพลาดในวิทยานิพนธ์นี้จะมีโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 4.23



รูปที่ 4.23 โครงสร้างวงจรถ่ายความผิดพลาด

4.3.3.2 วงจรรวมกำลังงาน

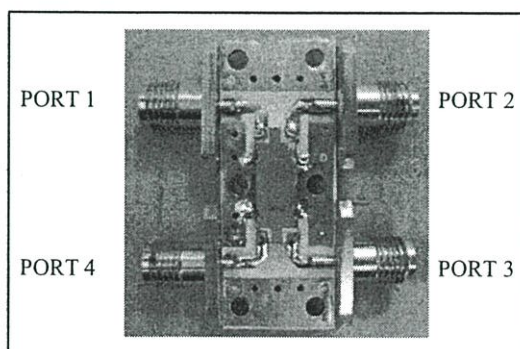
วงจรรวมกำลังงาน ในวงจรลิเนียร์ไลเซชันแบบป้อนไปหน้า จะทำหน้าที่รวมกำลังงาน สัญญาณอินพุตจาก 2 ทางเข้าด้วยกันซึ่งกำลังงานเอาต์พุตที่ได้นั้นจะถูกลดทอนไปตามสัมประสิทธิ์ การเชื่อมต่อและการประวิงเฟสของตัวเชื่อมต่อ ซึ่งวงจรรวมกำลังงานในวิทยานิพนธ์นี้ถูกสร้างขึ้น โดยใช้ตัวเชื่อมต่อ 3dB แบบไฮบริด เบอร์ 1X703 ของบริษัท Anaren วงจรรวมกำลังงานใน วิทยานิพนธ์นี้จะมีโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 4.24



รูปที่ 4.24 โครงสร้างวงจรรวมกำลังงาน

4.3.3.3 ชิ้นงานจริง

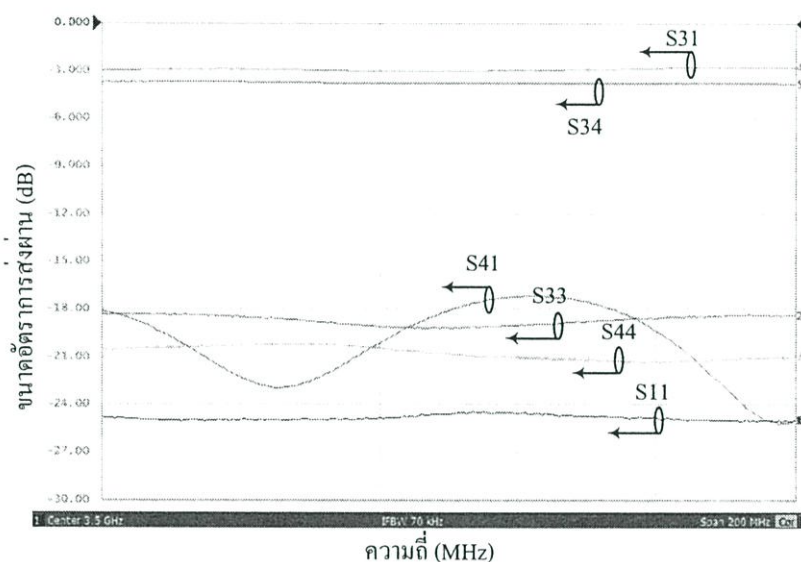
วงจรแบ่งกำลังงานและวงจรรวมกำลังงาน ที่ได้ออกแบบและวางอุปกรณ์แล้ว แสดงดัง รูปที่ 4.25 วงจรที่สร้างมีขนาดกว้างเท่ากับ 15 mm และยาวเท่ากับ 38 mm หัวต่อสัญญาณที่พอร์ต อินพุตและพอร์ตเอาต์พุตใช้หัวต่อสัญญาณชนิด SMA



รูปที่ 4.25 วงจรแบ่งกำลังงานและวงจรรวมกำลังงาน

4.3.3.4 การทดลองและผลการทดลอง

วงจรแบ่งกำลังงานและวงจรรวมกำลังงานที่ออกแบบและสร้างขึ้น ถูกนำมาวัดผลตอบแทนทางความถี่โดยใช้เนตเวิร์คแอนาไลเซอร์ E5071C พบว่าวงจรมีขนาดอัตรการส่งผ่านจากพอร์ตที่ 1 ไปยังพอร์ตที่ 3 มีค่าเท่ากับ -3 dB และขนาดอัตรการส่งผ่านจากจากพอร์ตที่ 4 ไปยังพอร์ตที่ 3 มีค่า เท่ากับ -4.5 dB ตลอดย่านความถี่ 3.4 - 3.6 GHz ผลการวัดขนาดอัตรการส่งผ่านจากจากพอร์ตที่ 1 ไปยังพอร์ตที่ 4 มีค่าต่ำกว่า -17 dB และขนาดอัตรการสูญเสียย้อนกลับมีค่าต่ำกว่า -18 dB ที่ทุกพอร์ตอินพุตและพอร์ตเอาต์พุตตลอดช่วงความถี่ 3.4 - 3.6 GHz



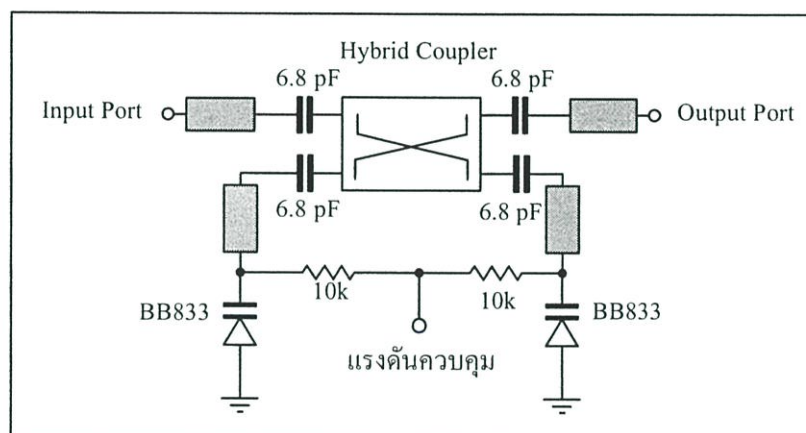
รูปที่ 4.26 ผลการวัดการตอบสนองทางความถี่ของวงจรแบ่งกำลังงานและวงจรรวมกำลังงาน

4.3.4 วงจรเลื่อนเฟส

วงจรเลื่อนเฟสแบบแปรค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้า ของวงจรลิเนียลเซชันแบบป้อนไปหน้าในวิทยานิพนธ์นี้ ทำหน้าที่ปรับเฟสของสัญญาณที่ไม่ได้ผ่านวงจรขยายกำลังหลัก ให้ได้เฟสที่มีความต่างกับสัญญาณที่ผ่านวงจรขยายกำลังหลักเท่ากับ 180 องศา เมื่อเฟสของสัญญาณทั้งสองต่างกัน 180 องศา สัญญาณทั้งสองจะเกิดการหักล้างกันทางเฟส ในขณะเดียวกันสัญญาณความผิดเพี้ยนที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายกำลังหลักจะไม่ถูกหักล้างออกไป อันเนื่องมาจากไม่มีคู่สัญญาณที่จะมาหักล้างกัน

4.3.4.1 การออกแบบวงจรเลื่อนเฟส

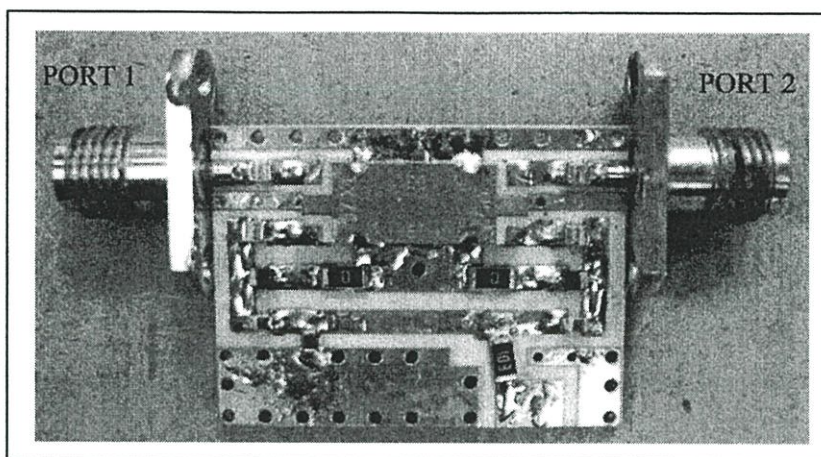
วงจรเลื่อนเฟสแบบแปรค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้า อาศัยแรงดันมาเปลี่ยนค่าความเก็บประจุภายในของตัววาระกเตอร์ไดโอด เพื่อให้ค่าความเก็บประจุภายในตัววาระกเตอร์ที่เปลี่ยนไปตามแรงดันไฟฟ้านั้นไปเปลี่ยนคุณลักษณะที่ปลายสายของวงจรเชื่อมต่อแบบไฮบริด ซึ่งจะทำให้เฟสระหว่างพอร์ตอินพุตและพอร์ตเอาต์พุตเปลี่ยนตามค่าความเก็บประจุที่เปลี่ยนไปด้วย จากรูปที่ 4.27 วงจรเลื่อนเฟสแบบแปรค่าได้ประกอบไปด้วย (1) ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด (2) ตัวเก็บประจุ 6.8 pF ทำหน้าที่คัปปลิ่งและป้องกันแรงดันไฟตรง (3) สายส่งสัญญาณที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50Ω (4) วาระกเตอร์ไดโอดเบอร์ BB833 ทำหน้าที่เปลี่ยนแปลงค่าความเก็บประจุตามแรงดันควบคุม (5) ตัวต้านทาน 10k ทำหน้าที่จำกัดกระแสที่ไหลผ่านวาระกเตอร์ไดโอดในช่วงแรงดัน 0V ถึง 12V ซึ่งกระแสดังกล่าวนี้ใช้เพื่อการเปลี่ยนแปลงค่าความเก็บประจุภายในของวาระกเตอร์ไดโอด



รูปที่ 4.27 วงจรเลื่อนเฟสแบบแปรค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้า

4.3.4.2 ชิ้นงานจริง

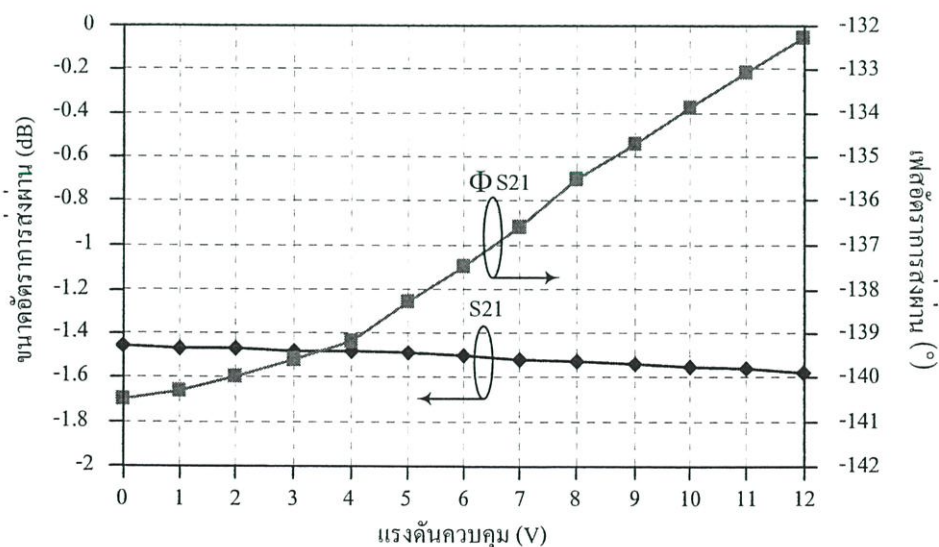
วงจรเลื่อนเฟสแบบปรับค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้า ที่ได้ออกแบบและวางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้วแสดงดังรูปที่ 4.28 วงจรที่สร้างมีขนาดความกว้างเท่ากับ 15 mm และยาวเท่ากับ 38 mm หัวต่อสัญญาณที่พอร์ตอินพุตและพอร์ตเอาต์พุตใช้หัวต่อสัญญาณชนิด SMA



รูปที่ 4.28 วงจรเลื่อนเฟสแบบแปรค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้าที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว

4.3.4.3 การทดลองและผลการทดลอง

ผลการวัดเฟสอัตรการส่งผ่าน S_{21} และขนาดอัตรการส่งผ่าน S_{21} ของวงจรเลื่อนเฟสแบบแปรค่าได้ตามแรงดันที่ความถี่ 3.5 GHz แสดงดังรูปที่ 4.27 จากผลการทดลองพบว่า วงจรมีเฟสอัตรการส่งผ่านในช่วง -132° ถึง -140.5° ที่แรงดันควบคุม 0 ถึง 12V หรือกล่าวได้ว่าวงจรสามารถเลื่อนเฟสได้ในช่วงกว้าง 8.5° ตลอดช่วงแรงดันควบคุม นอกจากนี้จากผลการวัดขนาดอัตรการส่งผ่านของวงจรเลื่อนเฟสพบว่า วงจรเลื่อนเฟสมีค่าขนาดอัตรการส่งผ่านระหว่าง -1.45 ถึง -1.6 dB ตลอดช่วงแรงดันควบคุม 0 ถึง 12V



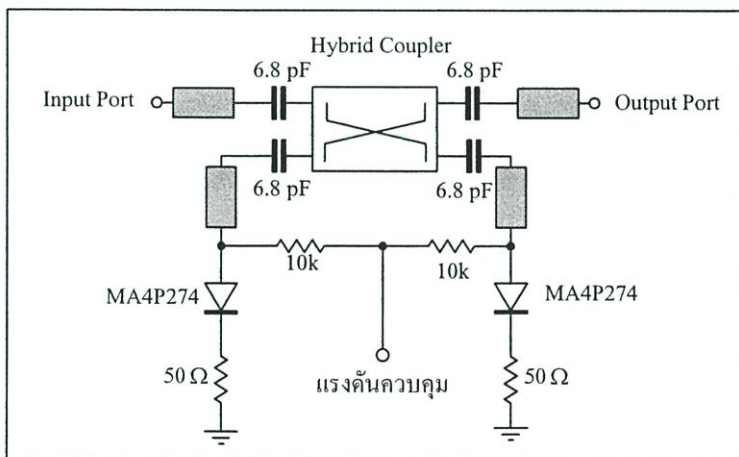
รูปที่ 4.29 ผลการวัดเฟสของอัตรการส่งผ่านและขนาดอัตรการส่งผ่าน

4.3.5 วงจรลดทอนแบบปรับค่าได้

วงจรลดทอนแบบปรับค่าได้ของวงจรลิเนียร์ไลเซชันแบบป้อนไปหน้าในวิทยานิพนธ์นี้ ทำหน้าที่ปรับขนาดสัญญาณที่ผ่านวงจรขยายกำลังหลัก ให้ขนาดสัญญาณที่ได้มีค่าเท่ากับขนาดสัญญาณที่ไม่ได้ผ่านวงจรขยายกำลังหลัก เพื่อนำสัญญาณทั้งสองมาหักล้างกันทางขนาด ซึ่งถ้าสัญญาณทั้งสองมีขนาดที่ไม่เท่ากันแล้วนั้น การหักล้างกันจะไม่

4.3.5.1 การออกแบบวงจรลดทอนแบบปรับค่าได้

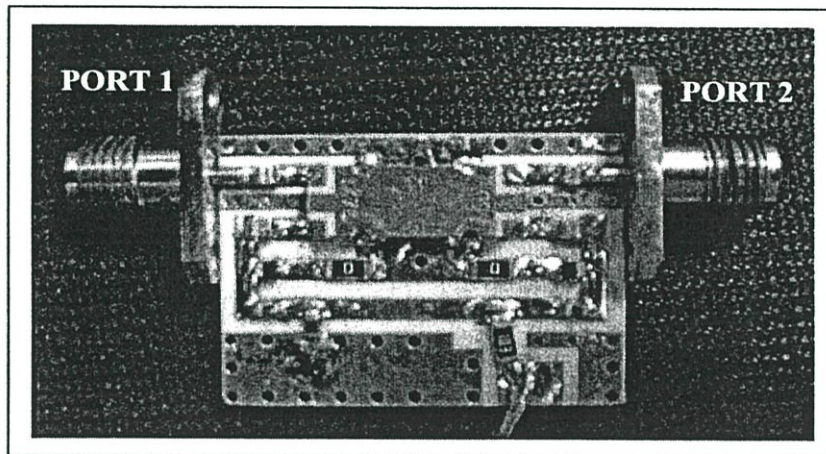
วงจรลดทอนแบบปรับค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้า อาศัยหลักการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ที่ปลายสายของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด โดยเมื่ออิมพีแดนซ์ที่ปลายสายเปลี่ยนแปลงไป อัตราการส่งผ่านระหว่างพอร์ตอินพุตและพอร์ตเอาต์พุตก็จะเปลี่ยนแปลงตามด้วยเช่นกัน ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้ นำเอาคุณสมบัติของพินไดโอด มาใช้ในการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ที่ปลายสายของตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด จากรูปที่ 4.30 วงจรลดทอนแบบปรับค่าได้จะประกอบไปด้วย (1) ตัวเชื่อมต่อแบบไฮบริด (2) ตัวเก็บประจุ 6.8 pF ทำหน้าที่คัปปลิงและป้องกันแรงดันไฟตรง (3) สายส่งสัญญาณที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50Ω (4) พินไดโอดเบอร์ MA4P274 ทำหน้าที่เปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ตามแรงดันควบคุมการลดทอน (5) ตัวต้านทาน 10k ทำหน้าที่จำกัดกระแสที่ไหลผ่านพินไดโอดในช่วงแรงดัน 0V ถึง 12V ซึ่งกระแสดังกล่าวนี้ใช้เพื่อการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานภายในของพินไดโอด (6) ตัวต้านทาน 50Ω ทำหน้าที่จำกัดอัตราการลดทอนสูงสุดของวงจรลดทอนแบบแปรค่าได้ตามแรงดัน



รูปที่ 4.30 วงจรลดทอนแบบแปรค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้า

4.3.5.2 ชิ้นงานจริง

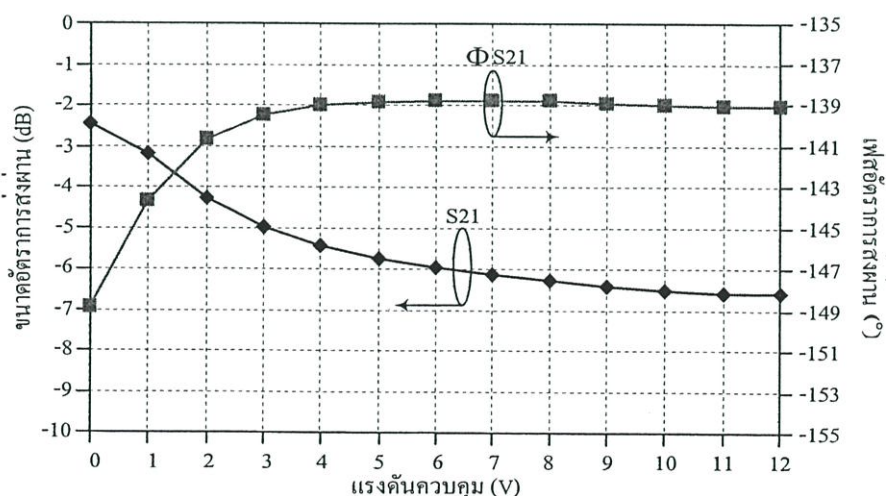
วงจรลดทอนแบบปรับค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้า ที่ได้ออกแบบและวางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว แสดงดังรูปที่ 4.31 วงจรที่สร้างมีขนาดความกว้างเท่ากับ 15 mm และยาวเท่ากับ 38 mm หัวต่อสัญญาณที่พอร์ตอินพุตและพอร์ตเอาต์พุตใช้หัวต่อสัญญาณชนิด SMA



รูปที่ 4.31 วงจรลดทอนแบบปรับค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้าที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว

4.3.5.3 การทดลองและผลการทดลอง

ผลการวัดเฟสของอัตราการส่งผ่านและขนาดอัตราการส่งผ่านของวงจรลดทอนแบบปรับค่าได้ตามแรงดันที่ความถี่ 3.5 GHz แสดงดังรูปที่ 4.30 พบว่าวงจรมีเฟสของอัตราการส่งผ่านในช่วง -139° ถึง -149° และผลการวัดขนาดอัตราการส่งผ่านของวงจรลดทอนพบว่าวงจรลดทอนแบบปรับค่าได้มีค่าขนาดอัตราการส่งผ่านระหว่าง -2.5 ถึง -6.7 dB ตลอดช่วงแรงดันควบคุม 0 ถึง 12V ซึ่งถ้าหากใช้งานในช่วง 5V เป็นต้นไปวงจรลดทอนจะมีเฟสของอัตราการส่งผ่านที่คงที่



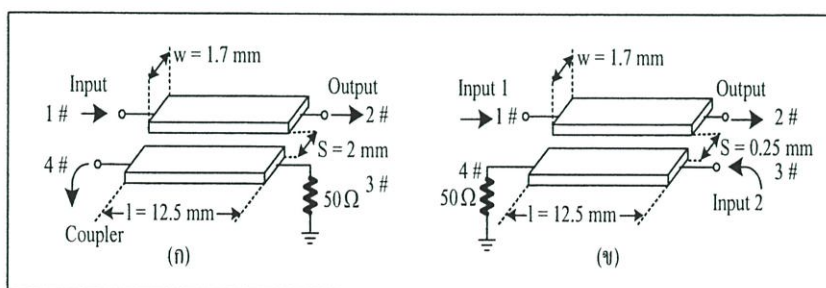
รูปที่ 4.32 ผลการวัดเฟสของอัตราการส่งผ่านและขนาดอัตราการส่งผ่าน

4.3.6 วงจรเชื่อมต่อแบบเส้นขนาน

วงจรเชื่อมต่อแบบมีทิศทางชนิดเส้นขนาน (Directional Coupler) ของวงจรลิเนียไลเซชันแบบป้อนไปหน้าในวิทยานิพนธ์นี้ มีหน้าที่การทำงานอยู่สองอย่างคือ ชักตัวอย่างสัญญาณและรวมสัญญาณความผิดเพี้ยนทางด้านเอาต์พุต

4.3.6.1 การออกแบบวงจรเชื่อมต่อแบบมีทิศทางชนิดเส้นขนาน

วงจรเชื่อมต่อแบบมีทิศทางชนิดเส้นขนานที่ถูกออกแบบ และสร้างขึ้นในวงจรลิเนียไลเซชันแบบป้อนไปหน้านี้ จะมีโครงสร้างที่เหมือนกันแต่จะมีลักษณะการต่อใช้งานและสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อที่ต่างกัน โดยสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของวงจรชักตัวอย่างสัญญาณจะขึ้นอยู่กับความแรงของสัญญาณที่ออกมาจากวงจรขยายกำลังหลัก และความแรงของสัญญาณตัวอย่างที่ต้องการจะนำไปใช้งาน ซึ่งสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของวงจรชักตัวอย่างสัญญาณควรจะมีค่าเท่ากับอัตราขยายของวงจรขยายกำลังหลักเนื่องจาก สัญญาณที่ไม่ได้ผ่านวงจรขยายกำลังหลักนั้นจะมีความแรงของสัญญาณที่ต่ำกว่าสัญญาณอินพุตที่เข้าวงจรขยายกำลังหลักอยู่แล้ว และสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของวงจรรวมสัญญาณความผิดเพี้ยน ควรจะมีค่าน้อยที่สุดแต่ต้องคำนึงถึง อัตราการส่งผ่านจากพอร์ตอินพุตที่ 1 ไปยังพอร์ตอินพุตที่ 2 ด้วยเพราะความแรงของสัญญาณจากพอร์ตอินพุตที่ 1 อาจจะไปทำให้วงจรขยายที่พอร์ตอินพุตที่ 2 เกิดความเสียหายได้ และจากข้อกำหนดที่ได้กล่าวมาข้างต้น จึงได้โครงสร้างวงจรชักตัวอย่างสัญญาณและวงจรรวมสัญญาณความผิดเพี้ยนดังแสดงในรูปที่ 4.33 ในรูปที่ 4.33 (ก) สัญญาณจากวงจรขยายกำลังหลักจะถูกป้อนเข้าที่พอร์ตอินพุตและจะชักตัวอย่างสัญญาณมาที่พอร์ตเชื่อมต่อ (Coupler Port) ส่วนในรูปที่ 4.33 (ข) สัญญาณจากวงจรขยายกำลังหลักจะถูกป้อนเข้าที่พอร์ตอินพุตที่ 1 และในขณะเดียวกันสัญญาณจากวงจรขยายความผิดพลาดจะถูกป้อนเข้าที่พอร์ตอินพุตที่ 2 โดยสัญญาณจากวงจรขยายความผิดพลาดจะคัปปลิงมายังพอร์ตเอาต์พุต ซึ่งจะทำให้เกิดการรวมสัญญาณความผิดเพี้ยนขึ้นที่จุดนี้



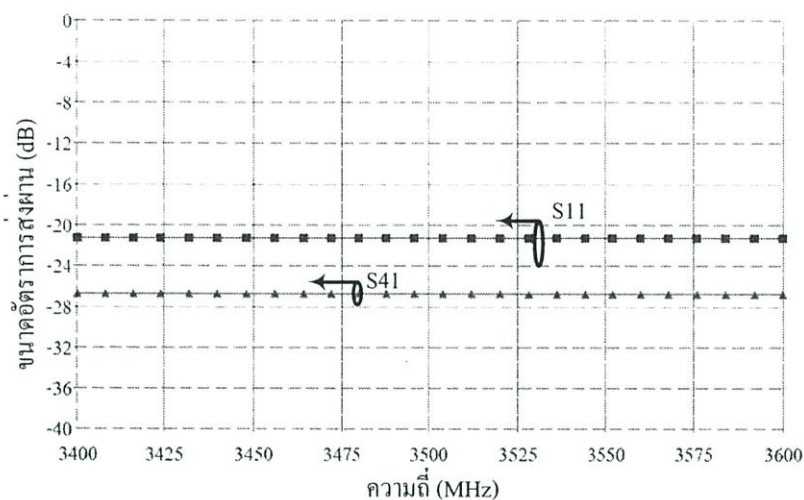
รูปที่ 4.33 โครงสร้างของวงจรเชื่อมต่อแบบมีทิศทางชนิดเส้นขนาน

(ก) วงจรชักตัวอย่างสัญญาณ

(ข) วงจรรวมสัญญาณความผิดเพี้ยน

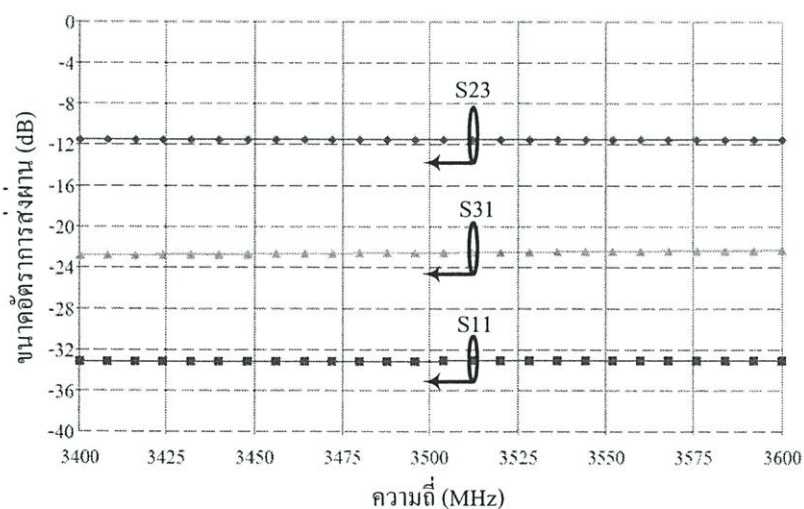
4.3.6.2 การจำลองแบบการทำงานของวงจรเชื่อมต่อแบบมีทิศทางชนิดเส้นขนาน

ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรซัคตัวอย่างสัญญาณแสดงดังรูปที่ 4.34 ซึ่งจากการจำลองแบบการทำงานพบว่า วงจรซัคตัวอย่างสัญญาณมีขนาดอัตราการเชื่อมต่อหรือขนาดอัตราการส่งผ่านจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 4 (S_{41}) เท่ากับ -26.5 ± 0.2 dB อัตราการสูญเสียย้อนกลับทางด้านอินพุต S_{11} เท่ากับ -21 ± 0.3 dB ตลอดช่วงความถี่ 3.4-3.6 GHz



รูปที่ 4.34 ขนาดอัตราการส่งผ่าน S_{11} และ S_{41} ของวงจรซัคตัวอย่างสัญญาณ

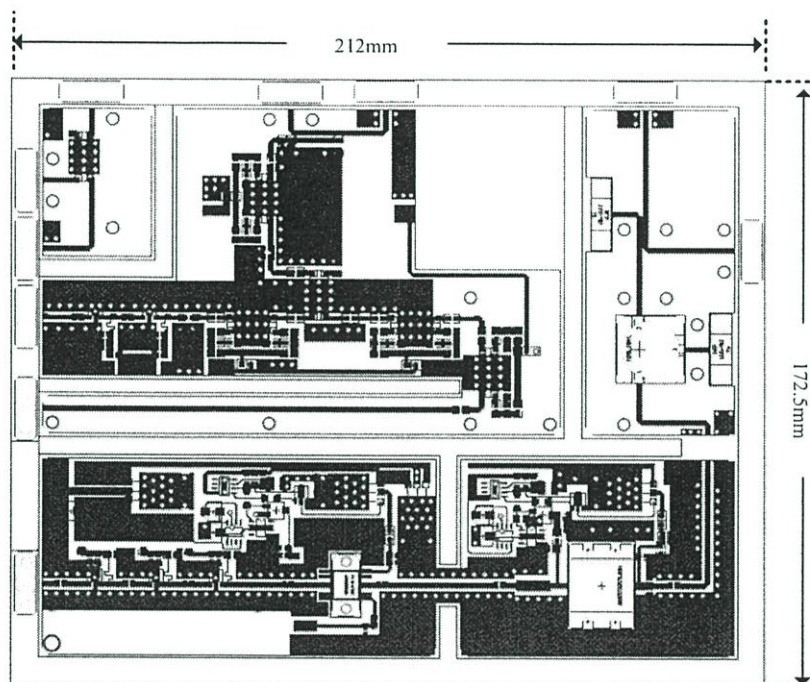
ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรรวมสัญญาณแสดงดังรูปที่ 4.35 ซึ่งจากการจำลองแบบการทำงานพบว่า วงจรรวมสัญญาณมีขนาดอัตราการเชื่อมต่อ S_{23} เท่ากับ -11.5 ± 0.2 dB อัตราการสูญเสียย้อนกลับทางด้านอินพุต S_{11} เท่ากับ -33 ± 0.1 dB และอัตราการส่งผ่านจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 3 (S_{31}) มีค่าเท่ากับ -22.6 ± 0.1 dB ตลอดช่วงความถี่ 3.4-3.6 GHz



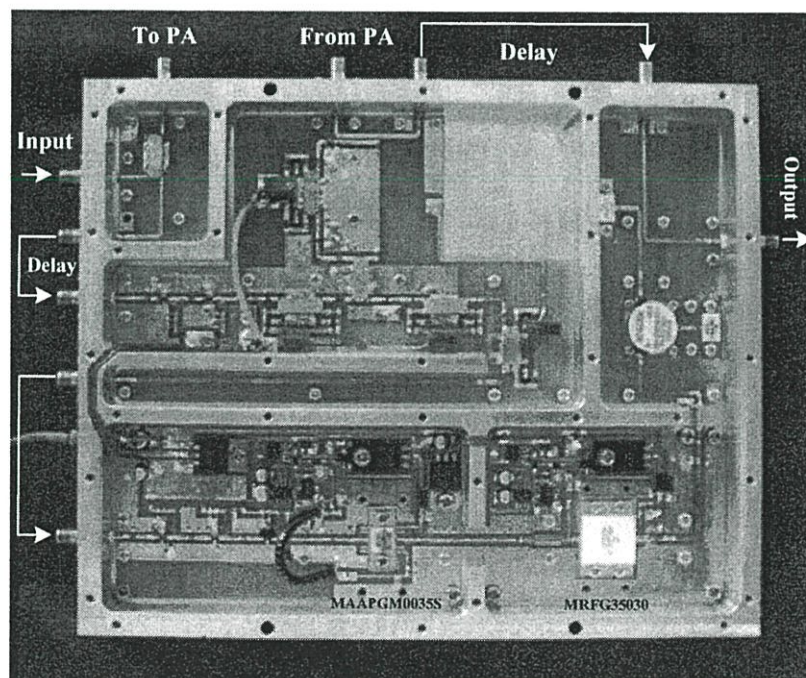
รูปที่ 4.35 ขนาดอัตราการส่งผ่าน S_{23} S_{31} และ S_{11} ของวงจรรวมสัญญาณ

4.4 ชั้นงานจริงของวงจรถิเหนียไลเซนซ์

รูปที่ 4.36 – 4.37 แสดงแผ่นวงจรพิมพ์ของวงจรถิเหนียไลเซนซ์ที่ลงอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว ซึ่งมีความกว้างเท่ากับ 212 มิลลิเมตร ความยาวเท่ากับ 172.5 มิลลิเมตร



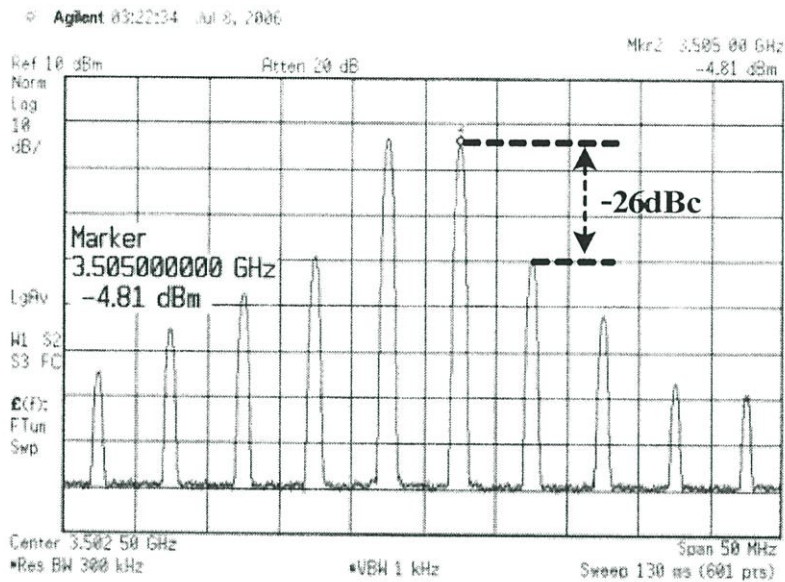
รูปที่ 4.36 สายวงจรบนแผ่นวงจรพิมพ์ของวงจรถิเหนียไลเซนซ์



รูปที่ 4.37 วงจรถิเหนียไลเซนซ์แบบป้อนไปหน้าที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว

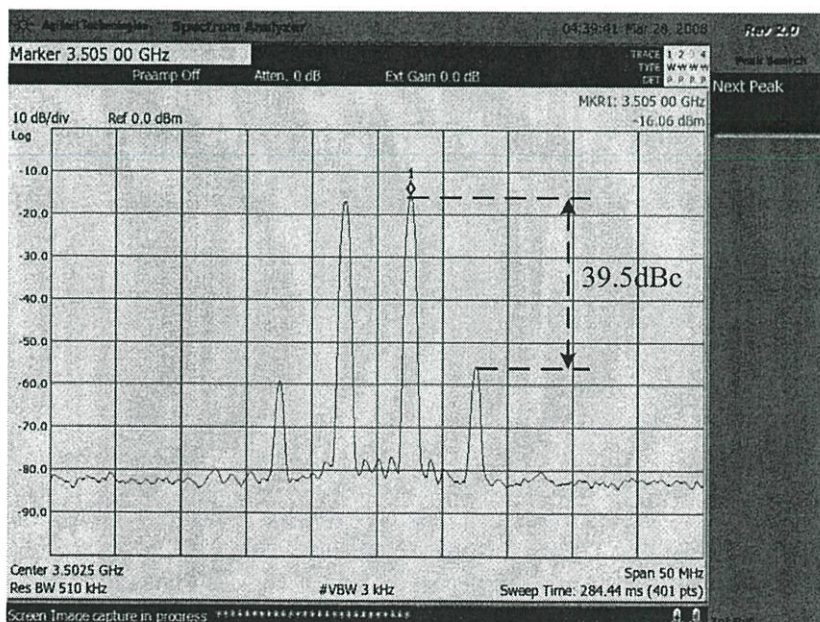
4.5 การทดลองและผลการทดลองวงจรลิเนียไลเซชัน

วงจรลิเนียไลเซชันแบบป้อนไปหน้า ที่ออกแบบและสร้างขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้ได้ถูกนำมาวัดผลตอบสนองด้วย เครื่องสเปกตรัมอานาไลเซอร์ (E4440A) ร่วมกับตัวลดทอนภายนอก 40 dB ผลการทดลองมีดังนี้



รูปที่ 4.38 สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรขยายกำลังหลัก

เมื่อทำการทดสอบผลการมอดูเลตระหว่างกันลำดับที่ 3 สัญญาณคู่



รูปที่ 4.39 สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรลิเนียไลเซชันแบบป้อนไปหน้า

เมื่อทำการทดสอบผลการมอดูเลตระหว่างกันลำดับที่ 3 สัญญาณคู่

รูปที่ 4.38 และรูปที่ 4.39 แสดงสเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรขยายกำลังหลักเมื่อทำการทดสอบหาผลการมอดูเลตระหว่างกันลำดับที่ 3 สัญญาณคู่ก่อนและหลังการลิเนียไลเซชันแบบป้อนไปหน้า จากผลการทดลองพบว่า ผลการมอดูเลตระหว่างกันลำดับที่ 3 สัญญาณคู่ก่อนการลิเนียไลเซชันมีค่าเท่ากับ -26 dBc แต่เมื่อทำการลิเนียไลเซชันแล้วพบว่า ผลการมอดูเลตระหว่างกันลำดับที่ 3 สัญญาณคู่มีค่าเท่ากับ -39.5 dBc ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าวงจรลิเนียไลเซชันแบบป้อนไปหน้าสามารถลดความผิดเพี้ยนในสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายกำลังลงได้ 13.5 dB และจากผลการทดลองตลอดช่วงความถี่โดยการปรับแต่งเฟสและขนาดที่เหมาะสมพบว่า วงจรลิเนียไลเซชันแบบป้อนไปหน้าสามารถลดความผิดเพี้ยนได้มากกว่า 10 dB ตลอดช่วงความถี่ 3.4 ถึง 3.6 GHz

4.6 สรุป

บทที่ 4 ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีจุดประสงค์เพื่อการออกแบบและการสร้างวงจรที่สามารถลดผลความผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรขยายกำลังให้มีค่าต่ำลง วงจรลิเนียไลเซชันแบบป้อนไปหน้าจึงถูกนำมาใช้ เนื่องจากวิธีการนี้ระบบจะมีเสถียรภาพที่ดีกว่าวิธีการลิเนียไลเซชันรูปแบบอื่นๆ วงจรลิเนียไลเซชันที่ออกแบบและสร้างขึ้นประกอบด้วย วงจรแบ่งกำลัง วงจรรวมกำลัง วงจรเวกเตอร์มอดูเลเตอร์ วงจรขยายความผิดพลาด วงจรเชื่อมต่อแบบเส้นขนาน และวงจรเชื่อมต่อที่สามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อได้ วงจรทั้งหมดถูกนำมาประกอบกันเพื่อ ทำหน้าที่ลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรขยายกำลัง จากผลการทดลองที่ผ่านมาสามารถสรุปคุณสมบัติของวงจรขยายกำลังหลังผ่านการลิเนียไลเซชันแบบป้อนไปหน้าได้คือ

- ช่วงความถี่ใช้งาน 3.4 ถึง 3.6 GHz
- กำลังงานเอาต์พุตสูงสุด > 37 dBm (5W)
- ประสิทธิภาพ > 9.04 %
- ผลการมอดูเลตระหว่างกันลำดับที่ 3 สัญญาณคู่ < -40 dBc ที่ $P_{out} = 37$ dBm
- อัตราการลดผลการมอดูเลตระหว่างลำดับที่ 3 สัญญาณคู่ > 10 dB

จากผลการลิเนียไลเซชันแบบป้อนไปหน้ากับวงจรขยายกำลังหลักพบว่า วงจรขยายกำลังมีค่าผลการมอดูเลตระหว่างกันลำดับที่ 3 สัญญาณคู่จากเดิม -26 dBc ที่กำลังงานเอาต์พุต 30 dBm เป็น -39.5 dBc ที่กำลังงานเอาต์พุต 30 dBm (1W) ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรลิเนียไลเซชันแบบป้อนไปหน้าที่ออกแบบและสร้างขึ้น สามารถลดความผิดเพี้ยนจากวงจรขยายกำลังลงได้ถึง 11 dB และจากการทดลองปรับแต่งตลอดช่วงความถี่วงจรสามารถลดผลการมอดูเลตระหว่างกันได้มากกว่า 10 dB ตลอดช่วงความถี่โดยเอาต์พุตของวงจรขยายกำลังที่ทำการลิเนียไลเซชันแบบป้อนไปหน้าจะมีค่าผลการมอดูเลตระหว่างกันต่ำกว่า -35 dBc ตลอดช่วงความถี่และตลอดช่วงกำลังงานเอาต์พุต

บทที่ 5

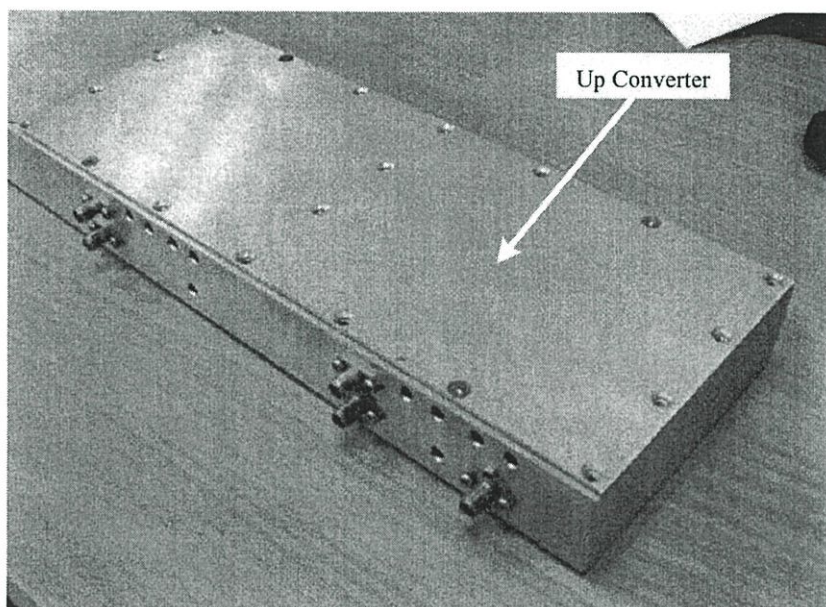
คุณสมบัติโดยรวมของเครื่องส่งคลื่นวิทยุความถี่ 3.5 GHz สำหรับสถานีฐาน WiMAX

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการออกแบบและทำการสร้างเครื่องส่งคลื่นวิทยุความถี่ 3.5 GHz สำหรับสถานีฐาน WiMAX ขึ้นเพื่อให้เครื่องส่งดังกล่าวเป็นต้นแบบสำหรับการพัฒนาเครื่องส่ง สถานีฐานระบบ WiMAX ให้ดียิ่งขึ้นในอนาคต ภายในเครื่องส่งประกอบด้วยวงจรหลัก 5 วงจร ได้แก่ ก) วงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกคูลูป วงจรถูกสร้างขึ้นเพื่อทำหน้าที่เป็นวงจร ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง โดยสามารถกำเนิดความถี่ที่มีค่าคงที่ในช่วง 3.4 - 3.6 GHz ได้เป็นอย่างดี นอกจากนี้ยังสามารถปรับความถี่ได้ละเอียดถึง 200 kHz ด้วยวิธีการทางดิจิทัลอีกด้วย วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่สร้างขึ้นมีเสถียรภาพทางความถี่ที่ดีนั้นคือมีระดับสัญญาณรบกวนทางเฟส ที่ต่ำซึ่งสอดคล้องกับมาตรฐานที่กำหนด กำลังงานเอาต์พุตจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟส ล็อกคูลูปยังมีค่าค่อนข้างคงที่ตลอดช่วงความถี่ใช้งาน ข) วงจรขยายกำลังสร้างขึ้นเพื่อทำหน้าที่ใน การเพิ่มกำลังงานของสัญญาณก่อนส่งออกอากาศจากเครื่องส่ง คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรขยาย กำลังในระบบ WiMAX คือเป็นวงจรขยายกำลังที่มีความเป็นเชิงเส้นสูงกว่าในระบบอื่นๆ เนื่องจาก ความผิดเพี้ยนในวงจรขยายกำลังส่งผลให้ค่าอัตราส่วนกำลังงานช่องสัญญาณประชิดมีค่าเพิ่มสูงขึ้น ทำให้ค่าความผิดพลาดบิตที่เครื่องรับมีค่าสูงขึ้น ดังนั้นวงจรขยายกำลังในวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกการ ทำงานของทรานซิสเตอร์ในวงจรขยายกำลังในโหมดหรือคลาส เอ ทั้งนี้เพื่อความเป็นเชิงเส้นที่ดี ของวงจรขยายกำลัง สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรขยายกำลังควรมีค่าอัตราส่วนกำลังงานช่องสัญญาณ ประชิดต่ำกว่า -30 dBc [xx] (ตามมาตรฐานของระบบ WiMAX) ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรขยาย กำลัง ได้เลือกใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด Gallium Arsenide PHEMT ซึ่งสารกึ่งตัวนำแกเลียมอาร์เซไนด์ (Gallium Arsenide: GaAs) เป็นสารที่มีความคล่องตัว (mobility) ของอิเล็กตรอนสูง และสาร กึ่งตัวนำชนิดนี้เป็นที่นิยมใช้ในการออกแบบวงจรด้านความถี่สูง ค) วงจรลิเนียไลเซชันแบบป้อน ไปหน้า ถูกสร้างขึ้นเพื่อลดความผิดเพี้ยนในสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายกำลัง วงจรลิเนียไลเซชันที่สร้างขึ้นสามารถลดความผิดเพี้ยนในสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายกำลังได้เป็นอย่างดี ตารางที่ 5.1 แสดงคุณสมบัติรวมของเครื่องส่งสำหรับสถานีฐานระบบ WiMAX ที่สร้างได้

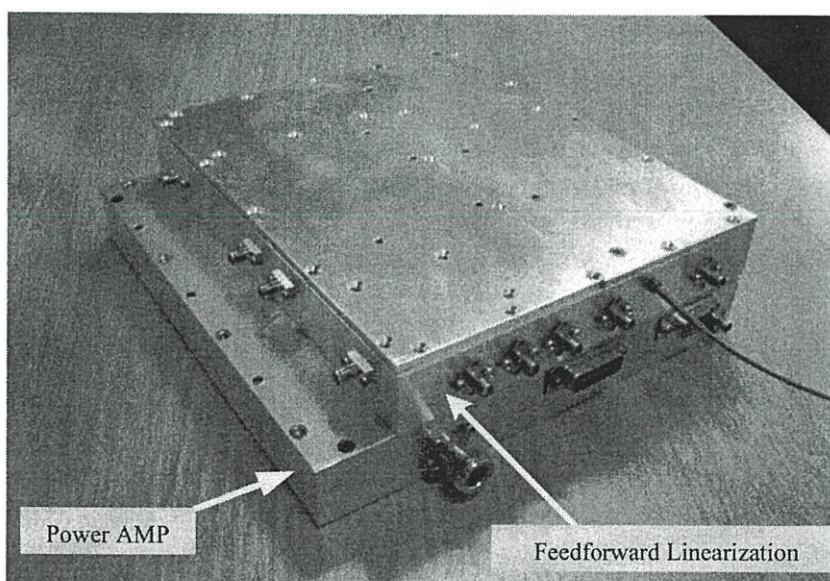
ตารางที่ 5.1 คุณสมบัติรวมของเครื่องส่งคลื่นวิทยุความถี่ 3.5 GHz สำหรับสถานีฐาน WiMAX

วงจร	คุณสมบัติ	ค่าที่วัดได้
วงจรลิเนียร์ไลเซนซ์แบบ ป้อนไปหน้า	<ul style="list-style-type: none"> - อัตราการกอดผลการมอดูเลต ระหว่างกันลำดับที่ 3 สัญญาณคู่ - ผลการมอดูเลตระหว่างกันลำดับ ที่ 3 สัญญาณคู่ ที่กำลังงาน เอาต์พุต 37 dBm - กำลังงานเอาต์พุต - ประสิทธิภาพเดรน 	<p>> 10 dB</p> <p>< -40 dBc</p> <p>> 37 dBm</p> <p>> 9.04 %</p>
วงจรรขยายกำลัง	<ul style="list-style-type: none"> - อัตราขยาย - การสูญเสียย้อนกลับอินพุต - กำลังงานเอาต์พุต - ประสิทธิภาพเดรน - ผลการมอดูเลตระหว่างกันลำดับ ที่ 3 สัญญาณคู่ที่ กำลังงาน เอาต์พุต 37 dBm 	<p>46 ± 2 dB</p> <p>< 6.3 dB</p> <p>> 37 dBm</p> <p>> 7%</p> <p>< -26 dBc</p>
วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 3.83 กิกะเฮิรตซ์	<p>Power Output</p> <p>Phase Noise offset @ 100 kHz</p>	<p>> 10 dB_m</p> <p>< -108 dBc/Hz</p>
วงจรสังเคราะห์ความถี่ย่าน 393.5 เมกกะเฮิรตซ์	<p>Power Output</p> <p>Phase Noise offset @ 100 kHz</p>	<p>> 19 dB_m</p> <p>< -116 dBc/Hz</p>
วงจรกรองผ่านแถบความถี่ แบบคอมบ์ไลน์	<p>ความถี่</p> <p>Bandwidth</p> <p>Insertion loss</p> <p>Return loss</p>	<p>3.4-3.6 GHz</p> <p>200 MHz</p> <p>< 1.9 dB</p> <p>> 25 dB</p>

ในรูปที่ 5.1 และ 5.2 แสดงชิ้นงานที่ได้สร้างขึ้นจริงที่อยู่ในกล่องอลูมิเนียมและปิดฝาเรียบร้อยแล้ว โดยในรูปที่ 5.1 จะเป็น Up Converter ของเครื่องส่งสำหรับสถานีฐาน WiMAX ส่วนในรูปที่ 5.2 จะเป็นวงจรขยายกำลังเชิงเส้น 5 W และวงจรลีนีไลเซชันแบบป้อนไปหน้า ซึ่งในวงกล่องของวงจรลีนีไลเซชันแบบป้อนไปหน้านี้จะรวมวงจรขยายความผิดพลาดเอาไว้ด้วย



รูปที่ 5.1 Up Converter ของเครื่องส่งสำหรับสถานีฐานระบบ WiMAX



รูปที่ 5.2 วงจรขยายกำลังเชิงเส้น 5W และวงจรลีนีไลเซชันแบบป้อนไปหน้าของเครื่องส่งสำหรับสถานีฐานระบบ WiMAX

บทที่ 6

สรุปผลและแนวทางการพัฒนา

การออกแบบและสร้างวงจรต่าง ๆ ในเครื่องส่งคลื่นความถี่วิทยุความถี่ 3.5 GHz สำหรับสถานีฐานระบบ WiMAX ที่ผ่านมาอ้างอิงกับมาตรฐานของระบบที่กำหนดขึ้น วงจรต่าง ๆ ในเครื่องส่งที่สร้างขึ้นผู้ทำวิจัยพบทั้งข้อดี ข้อเสีย และแนวทางการพัฒนาวงจรให้วงจรมีคุณสมบัติที่ดีขึ้น ซึ่งสามารถสรุปผลและแนวทางการพัฒนาตามประเภทของวงจรต่าง ๆ ดังนี้คือ

วงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกถูกสร้างขึ้นโดยประกอบด้วยส่วนของวงจรเฟสล็อกคูลูป และวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับความถี่ได้ด้วยแรงดันไฟฟ้า คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรขึ้นตรงกับคุณสมบัติของวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับความถี่ได้ด้วยแรงดันไฟฟ้า ซึ่งจากผลการทดลองที่ผ่านมาพบว่า วงจรออสซิลเลเตอร์ให้ระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ดีคือมีค่าต่ำกว่า -112 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz ในกรณีที่ต้องการระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ดีกว่าสามารถกระทำได้โดยการเปลี่ยนชนิดของวงจรเรโซเนเตอร์ให้มีค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) ที่สูงขึ้น เช่น เรโซเนเตอร์ชนิด YIG (Yttrium Iron Garnet) ที่มีค่าตัวประกอบคุณภาพสูงประมาณ 500 ถึง 2000 [12] สามารถนำมาใช้เป็นวงจรเรโซเนเตอร์ในวงจรออสซิลเลเตอร์ได้โดยให้ค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ต่ำมาก แต่ข้อเสียของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้เรโซเนเตอร์ชนิด YIG คือ วงจรออสซิลเลเตอร์มีขนาดใหญ่ มีน้ำหนักมาก และปรับเปลี่ยนความถี่ด้วยความเข้มของสนามแม่เหล็กซึ่งเปลี่ยนแปลงได้ช้า การลดค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรออสซิลเลเตอร์ยังสามารถกระทำได้โดยการเปลี่ยนชนิดของอุปกรณ์แอกทีฟหรือทรานซิสเตอร์ในวงจรออสซิลเลเตอร์ มาเป็นชนิดที่มีความถี่หักมุม ($1/f$) ต่ำกว่าเช่น ทรานซิสเตอร์ชนิด SiGe ที่มีความถี่หักมุมต่ำกว่าทรานซิสเตอร์ชนิด Si [12] วงจรออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้ยังขาดการป้องกันสัญญาณรบกวนจากภายนอก ดังนั้นการใช้โลหะชิลด์วงจรออสซิลเลเตอร์จึงเป็นอีกวิธีหนึ่งในการเพิ่มเสถียรภาพในการทำงานให้กับวงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกคูลูปได้

วงจรขับกำลังและวงจรขยายกำลัง ถูกสร้างขึ้นจากเทคโนโลยีของทรานซิสเตอร์ชนิดแกเลียมอาร์เซไนด์ (Gallium Arsenide: GaAs) ซึ่งสามารถให้อัตราขยายสูง มีความเป็นเชิงเส้นสูง มีความผิดเพี้ยนต่ำ และเป็นที่นิยมใช้ในการออกแบบวงจรด้านความถี่สูง จากผลการทดลองพบว่า วงจรขับกำลังและวงจรขยายกำลังให้กำลังงานเอาต์พุตเพียงพอต่อการใช้งานและเหมาะสมกับประสิทธิภาพที่ได้รับ แนวทางการพัฒนาวงจรขยายกำลังให้มีคุณสมบัติที่ดีขึ้นอาจทำได้โดยการเพิ่มอัตรากำลังของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ให้มีค่าสูงขึ้น ซึ่งจะส่งผลให้ค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรขยายกำลังมีค่าลดลง แต่วิธีการนี้จะมีการหมกเปลืองกำลังงานมากกว่าและมีประสิทธิภาพลดลง

วงจรลิเนียร์แบบป้อนไปหน้า ถูกสร้างขึ้นเพื่อลดความผิดเพี้ยนในสัญญาณเอาต์พุตของ วงจรขยายกำลัง จากผลการทดลองวงจรสามารถลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณ ได้สูงกว่า 10 dB ซึ่ง ปัญหาที่พบจากการทดลองคือ วงจรขยายกำลังมีอัตราขยายสูงส่งผลให้วงจรขยายความผิดพลาด ต้องมีอัตราขยายสูงขึ้น ซึ่งการออกแบบวงจรขยายที่มีอัตราขยายสูงมากกระทำได้ยากเพราะอาจเกิด การออสซิลเลตจากวงจรขยายได้ง่าย นอกจากนั้นยังพบว่ามีการสูญเสียจากสายนำสัญญาณและ หัวต่อสัญญาณที่ถูกใช้เป็นประจำในระบบ แนวทางการแก้ปัญหาสำหรับระบบลิเนียร์แบบป้อนไปหน้าสามารถกระทำได้หลายวิธี เช่น การลดอัตราขยายของวงจรขยายกำลังเพื่อให้ วงจรขยายความผิดพลาดมีอัตราขยายที่ต้องการต่ำลง ซึ่งส่งผลให้วงจรขยายความผิดพลาดง่ายต่อการ ออกแบบและการสร้างมากขึ้นและยังช่วยลดระดับสัญญาณรบกวนในระบบลงอีกด้วย นอกจากนั้นการสูญเสียที่เกิดขึ้นในสายส่งสัญญาณและหัวต่อสัญญาณยังแก้ไขได้โดยใช้สายส่ง สัญญาณหรือหัวต่อสัญญาณที่มีการสูญเสียภายในต่ำซึ่งวิธีการนี้ต้องใช้ต้นทุนสูงกว่า นอกจากนั้น ยังควรใช้โลหะในการจัดวงจรต่างๆ แยกจากกันเพื่อลดการรบกวนกันระหว่างวงจรลง

จากผลการทดลองทั้งหมดที่ผ่านมาจะเห็นได้ว่าปัญหาต่างๆที่เกิดขึ้นมีแนวโน้มว่าสามารถ แก้ไขให้ดีขึ้นได้ โดยจำเป็นต้องใช้เวลาและทุนในการวิจัยและพัฒนาเครื่องส่งสำหรับสถานีฐานให้ มีคุณสมบัติที่ดียิ่ง ๆ ขึ้นไป ดังนั้นผู้วิจัยจึงหวังเป็นอย่างยิ่งว่าวงจรต้นแบบของเครื่องส่งสำหรับ สถานีฐานระบบ WiMAX นี้จะเป็นจุดเริ่มต้นในการพัฒนาเทคโนโลยีและลดการพึ่งพาเทคโนโลยี จากต่างชาติลงได้ไม่มากนัก

เอกสารอ้างอิง

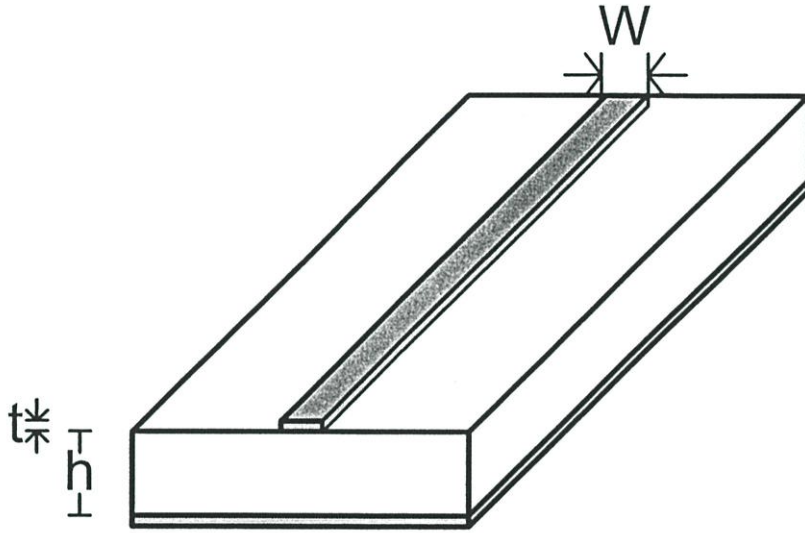
- [1] Peter B.Kenington, “**High-Linearity RF Amplifier Design**”, Artech House Boston London, pp. 251-348.
- [2] Chris Bowick, “**Rf Circuit Design**”, Howard .Sams&Company, pp. 67-149
- [3] Samuel Y.Liao, “**Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design**”, Prentice-Hall.
- [4] Ingo Dettmann, Lei Wu and Manfred Berroth, “Comparison of a Single-Ended Class AB, a Balance and a Doherty Power Amplifier”, **APMC2005**
- [5] AR Worldwide – Modular RF, “The Making of a WiMAX Power Amplifier”, **Microwave Journal**, Vol 49 No 5 May 2006, pp.272
- [6] Wood, P. Smith, W. Pribble, R. Pengelly, Cree, Inc., and J. Crescenzi “**High Efficiency, High Linearity GaN HEMT Amplifiers for WiMAX Applications**”, High Frequency Electronics, May 2006, pp. 22-36
- [7] A bidi, “Direct-conversion Radio Transceiver for Digital Communication”, **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, vol. 30, pp. 1399-1410, Dec. 1995.
- [8] C. Hull, J.Tham, and R. Chu, “A Direct-Conversion Receiver for 900 MHz (ISM band) Spread-Spectrum Digital Cordless Telephone”, **IEEE journal of Solid-State Circuits**, vol.31, pp. 1955-1963, Dec. 1996.
- [9] P.R. Gray and R.G. Meyer, “**Analysys and Design of analog Integrated Circuits**”, John Wiley, New York, 1993.
- [10] T. H. Lee, “**The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits**”, Cambridge University Press, 1998.
- [11] S. A. Mass, “**Nonlinear Microwave Circuits**”, Artech House, Inc., 1988.
- [12] D. M. Pozar, “**Microwave Engineering**”, John Wiley & Sons, Second Edition, 1998.
- [13] A. Rofogaran et al., “A Single-Chip 90 MHz Spread-Spectrum Wireless Transceiver in 1-um CMOS – Part II : Receiver Design”, **IEEE journal of Solid-State Circuits**, vol. 33, pp. 535-547, Apr. 1998.
- [14] V. M. T. Lam, C. R. Poole and P. C. L. Yip, “Exact Noise Figure of a Noisy Two-port with Feedback”, **IEE Proceedings Circuits Devices and Systems**, vol. 139, Aug. 1992, pp. 473-476

- [15] D. D. Henkes, "LNA Design uses Series-feedback to Achieve Simultaneous Low Input VSWR and Low Noise", Applied Microwave & Wireless, Oct. 1998, pp. 79-81.
- [16] G. D. Vendelin, A. M. Pavio and U. L. Rohde, "Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques", A Wiley Interscience Publication, 1990
- [17] U. L. Rohde "Nonlinear Effects In Oscillators and Synthesizers." **IEEE MTT-S**, May 2001.
- [18] G. Gonzalez and O. J. Sosa, "On The Design of Series-feedback Network in a Transistor Negative-resistance Oscillator", **IEEE Trans. Microwave Theory Tech.**, vol. 47, Jan. 1999, pp. 42-47.
- [19] Xiao Lu, "Building a 3.3 to 3.8 GHz 802.16a WiMAX LNA on FR-4 board material", **Microwave Journal**, Vol 49 No 2 February 2006, pp.84
- [20] G. D. Vendelin, A. M. Pavio, and U. L. Rohde. **Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Technique**. New York : John Wiley. 1990.
- [21] G. D. Vendelin, **Design of amplifier and oscillators by the S-parameter method**. New York : John Wiley. 1982.
- [22] G. Gonzalez. **Microwave transistor amplifiers : analysis and design**. Prentice-Hall. 1997.
- [23] G. R. Basawapatna and R. B. Stancliff "A Unified Approach to the Design of Wide-Band Microwave Solid-State Oscillators." **IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique**, vol. 27, no.5, May. 1979, pp. 379-385.
- [24] J. Breitbarth, "Octave Tuning, High Frequency Varactor Oscillator Design," Master Thesis of University of Colorado. 2001.
- [25] $1/f$ Noise Characteristics Influencing Phase Noise." Application Note AN1026, **California Eastern Laboratories**, <http://www.cel.com>
- [26] "VCO Phase Noise." Application Note, **Minicircuits**, <http://www.minicircuits.com>
- [27] B. G. Goldberg "Phase Noise Theory and Measurements: A Short Review." **Microwave Journal**, Jan. 2000, pp. 112-122.
- [28] C. J. Grebenkemper "Local Oscillator Phase Noise and its Effect on Receiver Performance." **WJ Communication, Inc.**, <http://www.wj.com>
- [29] "Synthesizers and Phase Noise." <http://www.radio-electronics.com>

ภาคผนวก ก.

สายส่งไมโครสตริป

โครงสร้างแบบทั่วไปของไมโครสตริปแสดงดังรูปที่ ก.1 ขนาดของตัวนำมีความกว้าง W และมีความหนา t อยู่ด้านบนของวัสดุฐานรองที่มีค่าไดอิเล็กตริก ϵ_r และความหนา h ส่วนด้านล่างของวัสดุฐานรองเป็นระนาบกราวด์



รูปที่ ก.1 โครงสร้างแบบทั่วไปของไมโครสตริป

ก.1 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของไมโครสตริป

คุณลักษณะของสายส่งไมโครสตริป สามารถอธิบายได้โดยพารามิเตอร์ 2 ตัว คือ ค่าคงที่ทางไดอิเล็กตริก และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_0 โดยกำหนดให้โหมดการแพร่กระจายคลื่นในไมโครสตริปเป็นแบบ TEM สามารถประมาณค่าอัตราส่วน $\frac{W}{h}$ (ไม่รวมผลของความหนาของไมโครสตริป) ในเทอมของ Z_0 และ ϵ_r ได้จากวิธีของ Wheeler และ Hammerstad ได้ดังสมการ

สำหรับ $\frac{W}{h} \leq 1$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \quad (\text{ก.1})$$

สำหรับ $\frac{W}{h} \geq 1$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_r} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]} \quad (\text{ก.2})$$

สำหรับ $\frac{W}{h} \leq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (\text{ก.3})$$

สำหรับ $\frac{W}{h} \geq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right\} \right] \quad (\text{ก.4})$$

โดยที่

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad (\text{ก.5})$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (\text{ก.6})$$

ภาคผนวก ข.

วงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์

รูปที่ ข.1 แสดงวงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ ในการทำงานกำลังงานทางอินพุตถูกแบ่งออกโดยคัปเปอร์ท่างอินพุตแล้วเข้าสู่วงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำที่เหมือนกัน 2 วงจร ส่วนกำลังงานทางเอาต์พุตของวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ 2 วงจรจะถูกรวมเข้าด้วยกันโดยคัปเปอร์ท่างเอาต์พุต ในการวิเคราะห์นี้กำหนดให้วงจรรคัปเปอร์ท่างอินพุตและเอาต์พุตเหมือนกันทุกประการ โดยให้วงจรรคัปเปอร์ท่างเมซซ์ และมีการแบ่งกำลังงานที่เอาต์พุตพอร์ตเท่ากันพอดี และมีความต่างเฟสระหว่างพอร์ตเอาต์พุตเท่ากับ 90 องศา การแบ่งกำลังงานอินพุตแทนด้วย S เมตริกซ์

รูปที่ ค.1 วงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & -j\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 \\ -j\frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{ข.1})$$

พอร์ต 2 และ 3 ต่ออยู่กับอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรรขยาย A_1 และ A_2 ค่า S เมตริกซ์ของวงจรรขยายตัวบนและตัวล่างคือ

$$[S_r] = \begin{bmatrix} S_{11r} & S_{12r} \\ S_{21r} & S_{22r} \end{bmatrix} \quad [S_b] = \begin{bmatrix} S_{11b} & S_{12b} \\ S_{21b} & S_{22b} \end{bmatrix} \quad (\text{ข.2})$$

สำหรับวงจรรขยายบนตัว A_1

$$a_2 = S_{11r} \frac{\sqrt{2}}{2} a_1 + S_{12r} b_4 \quad (\text{ข.3})$$

$$a_4 = S_{21r} \frac{\sqrt{2}}{2} a_1 + S_{22r} b_4 \quad (\text{ข.4})$$

สำหรับวงจรขยายตัวล่าง A_2

$$a_3 = -jS_{11b} \frac{\sqrt{2}}{2} a_1 + S_{12b} b_5 \quad (\text{ข.5})$$

$$a_5 = -jS_{21b} \frac{\sqrt{2}}{2} a_1 + S_{22b} b_5 \quad (\text{ข.6})$$

เอาต์พุตของวงจรขยายแบบบาลานซ์คือ

$$b_6 = -j \frac{\sqrt{2}}{2} a_4 + \frac{\sqrt{2}}{2} a_5 \quad (\text{ข.7})$$

$$a_6 = \Gamma_L b_6 \quad (\text{ข.8})$$

และ

$$b_4 = -j \frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L b_6 \quad (\text{ข.9})$$

$$b_3 = \frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L b_6 = j b_4 \quad (\text{ข.10})$$

แทนค่าสมการที่ 7-8 ลงใน 9-10 จะได้

$$b_4 = -j \frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L b_6 = -j \frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L \left(-j \frac{\sqrt{2}}{2} a_4 + \frac{\sqrt{2}}{2} a_5 \right) \quad (\text{ข.11})$$

$$= -j \frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L \left[-j \frac{\sqrt{2}}{2} \left(S_{21r} \frac{\sqrt{2}}{2} a_1 + S_{22r} b_4 \right) + \frac{\sqrt{2}}{2} \left(-j S_{21b} \frac{\sqrt{2}}{2} a_1 + S_{22b} b_5 \right) \right]$$

$$b_3 = \frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L b_6 = \frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L \left(-j \frac{\sqrt{2}}{2} a_4 + \frac{\sqrt{2}}{2} a_5 \right) \quad (\text{ข.12})$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L \left[-j \frac{\sqrt{2}}{2} \left(S_{21l} \frac{\sqrt{2}}{2} a_1 + S_{22l} b_4 \right) + \frac{\sqrt{2}}{2} \left(-j S_{21h} \frac{\sqrt{2}}{2} a_1 + S_{22h} b_5 \right) \right] \quad (\text{ข.13})$$

$$b_4 = \frac{-\frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L (S_{21l} + S_{21h})}{2 + S_{22l} - S_{22h}} \quad (\text{ข.14})$$

$$b_5 = \frac{-j \frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L (S_{21l} + S_{21h})}{2 + S_{22l} - S_{22h}} \quad (\text{ข.15})$$

ซึ่งสามารถแทนค่ากลับลงในสมการ a_4 และ a_5 เมื่อกำหนดให้วงจรขยายทั้ง 2 วงจรเหมือนกันทุกประการจะได้

$$b_4 = -\frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L S_{21} a_1 \quad (\text{ข.16})$$

$$b_5 = -j \frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L S_{21} a_1 \quad (\text{ข.17})$$

$$a_4 = \frac{\sqrt{2}}{2} S_{21} a_1 - S_{22} \frac{\sqrt{2}}{2} S_{21} a_1 = \frac{\sqrt{2}}{2} S_{21} a_1 (1 - \Gamma_L S_{22}) \quad (\text{ข.18})$$

$$a_5 = -j \frac{\sqrt{2}}{2} S_{21} a_1 - j S_{22} \frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L S_{21} a_1 = -j \frac{\sqrt{2}}{2} S_{21} a_1 (1 - \Gamma_L S_{22}) \quad (\text{ข.19})$$

ซึ่งสามารถคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนด้านเอาต์พุตของวงจรขยายได้

$$\Gamma_4 = \frac{b_4}{a_4} = \frac{-\Gamma_L}{(1 - S_{22} \Gamma_L)} \quad (\text{ข.20})$$

$$\Gamma_5 = \frac{b_5}{a_5} = \frac{\Gamma_L}{(1 + S_{22} \Gamma_L)} \quad (\text{ข.21})$$

ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางค่านอินพุตของวงจรคัปเปิลอร์คือ

$$\Gamma_m = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\sqrt{2}}{2} \left(\frac{a_2 - ja_3}{a_1} \right) \quad (\text{ข.22})$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{2} \left(\frac{S_{11t} \frac{\sqrt{2}}{2} a_1 + S_{12t} \frac{-\sqrt{2}}{2} \Gamma_L (S_{21t} + S_{21b})}{a_1} \right) - j \frac{\sqrt{2}}{2} \left(\frac{-jS_{11b} \frac{\sqrt{2}}{2} a_1 + S_{12b} \frac{-j\sqrt{2}}{2} \Gamma_L (S_{21t} + S_{21b})}{a_1} \right) \quad (\text{ข.23})$$

$$= \frac{1}{2} \left[S_{11t} + S_{12t} \frac{-\Gamma_L (S_{21t} + S_{21b})}{2 + S_{22t} - S_{22b}} \right] + \frac{1}{2} \left[S_{11b} + S_{12b} \frac{-\Gamma_L (S_{21t} + S_{21b})}{2 + S_{22t} - S_{22b}} \right] \quad (\text{ข.24})$$

เมื่อวงจรขยายทั้ง 2 วงจรเหมือนกันทุกประการจะได้

$$\Gamma_m = -S_{12} S_{21} \Gamma_L \quad (\text{ข.25})$$

โดยวิธีการเดียวกันสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางเอาต์พุตของวงจรขยายได้

$$\Gamma_{out} = -S_{12} S_{21} \Gamma_s \quad (\text{ข.26})$$

ภาคผนวก ก.

มิกเซอร์พื้นฐาน

คุณสมบัติของมิกเซอร์ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นสัญญาณจากอินพุท $[S_1(t)]$ และสัญญาณที่ได้จากการป้อนกำลังงานที่ LO $[S_2(t)]$ จะได้สัญญาณซึ่งเป็นสัญญาณผลต่าง และผลบวกที่ด้านเอาต์พุทของมิกเซอร์ดังกล่าว

$$S_o(t) = S_1(t)S_2(t)$$

เมื่อ $S_1(t) = A_1(t) \cos(\omega_1 t)$ และ $S_2(t) = A_2(t) \cos(\omega_2 t)$

$$\therefore S_o(t) = A_1(t) \cos(\omega_1 t) A_2(t) \cos(\omega_2 t) \quad (\text{ก-1})$$

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์จากฟังก์ชันตรีโกณมิติ จาก

$$\cos \theta \cos \phi = \frac{1}{2} [\cos(\theta - \phi) + \cos(\theta + \phi)] \quad (\text{ก-2})$$

$$\cos^2 \phi = \frac{1}{2} [1 + \cos(2\phi)] \quad (\text{ก-3})$$

ได้

$$S_o(t) = \frac{A_1(t)A_2(t)}{2} [\cos(\omega_2 - \omega_1)t + \cos(\omega_2 + \omega_1)t] \quad (\text{ก-4})$$

เมื่อพิจารณาถึงความไม่เป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์ จะทำให้ได้สัญญาณที่เกิดขึ้นจากความไม่เป็นเชิงเส้นที่เอาต์พุท ดังสมการ Power series ในรูปของ V และ I

$$I = a_0 + a_1V + a_2V^2 + a_3V^3 + \dots + a_nV^n \quad (\text{ก-5})$$

จะได้สัญญาณที่เกิดผลจากความไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งสมมุติให้ $n = 2$ เพื่อง่ายต่อการแสดงสมการ

$$S_o(t) = A_1(t) \cos(\omega_1 t) + A_2(t) \cos(\omega_2 t) + [A_1(t) \cos(\omega_1 t) + A_2(t) \cos(\omega_2 t)]^2 \quad (\text{ก-6})$$

$$= A_1(t) \cos(\omega_1 t) + A_2(t) \cos(\omega_2 t) + A_1^2(t) \cos^2(\omega_1 t) + 2A_1(t)A_2(t) \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) + A_2^2(t) \cos^2(\omega_2 t)$$

$$= A_1(t) \cos(\omega_1 t) + A_2(t) \cos(\omega_2 t) + \frac{A_1^2(t)}{2} [1 + \cos(2\omega_1 t)] + \frac{A_2^2(t)}{2} [1 + \cos(2\omega_2 t)]$$

$$+ \frac{2A_1(t)A_2(t)}{2} [\cos(\omega_2 + \omega_1)t + \cos(\omega_2 - \omega_1)t]$$

$$= A_1(t) \cos(\omega_1 t) + A_2(t) \cos(\omega_2 t) + \frac{A_1^2(t)}{2} + \frac{A_1^2(t)}{2} \cos(2\omega_1 t) + \frac{A_2^2(t)}{2}$$

$$+ \frac{A_2^2(t)}{2} \cos(2\omega_2 t) + A_1(t)A_2(t) \cos(\omega_2 - \omega_1)t + A_1(t)A_2(t) \cos(\omega_2 + \omega_1)t$$

$$= \frac{A_1^2(t) + A_2^2(t)}{2} + A_1(t) \cos(\omega_1 t) + A_2(t) \cos(\omega_2 t) + \frac{A_1^2(t)}{2} \cos(2\omega_1 t)$$

$$+ \frac{A_2^2(t)}{2} \cos(2\omega_2 t) + A_1(t)A_2(t) \cos(\omega_2 - \omega_1)t + A_1(t)A_2(t) \cos(\omega_2 + \omega_1)t \quad (\text{ก-7})$$

ประวัติผู้เขียน

นายธีรพันธุ์ ประทุมวินิจ เกิดเมื่อวันที่ 26 พฤษภาคม พุทธศักราช 2524 ที่จังหวัดสมุทรปราการ จบการศึกษาระดับปริญญาตรี คณะวิศวกรรมศาสตร์สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ปัจจุบันกำลังศึกษาอยู่ในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม