

วงจรส่วนหน้าของเครื่องรับระบบ WCDMA สำหรับสถานีฐาน

RF FRONT-END FOR WCDMA BASE STATION RECEIVER



T 0 4 8 9 5 4



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

จก.
จว. ๕๑
๖๕๕

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-830-7

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน **48954**
วัน, เดือน, ปี **13 ส.ค. 2547**

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรส่วนหน้าของเครื่องรับระบบ WCDMA สำหรับสถานีฐาน
นักศึกษา	นายคนภูมิ พูลทรัพย์
รหัสประจำตัว	42061067
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ดร.ทองทอด วานิชศรี

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอถึงวิธีการออกแบบและสร้างวงจรส่วนหน้าของเครื่องรับระบบ WCDMA สำหรับสถานีฐานในย่านความถี่ 1920 ถึง 1980 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยที่ระบบ WCDMA จะมีความถี่ของช่องสัญญาณข้างเคียงอยู่ห่างกัน 5 เมกะเฮิร์ตซ์ และมีแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ 3.84 เมกะเฮิร์ตซ์ ใช้เทคนิคการมอดูเลชันแบบ QPSK ระบบของภาครับเป็นแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ ใช้ความถี่กลางเท่ากับ 190 เมกะเฮิร์ตซ์ ในส่วนวงจรส่วนหน้าของภาครับประกอบด้วยวงจรร้อยคั้งนี้คือ วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์และแบบไมโครสตริปที่ย่านความถี่ 1920 ถึง 1980 เมกะเฮิร์ตซ์, วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำที่ย่านความถี่ 2 กิกะเฮิร์ตซ์, วงจรดับเบิ้ลบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์, วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกลียวที่ความถี่ 190 เมกะเฮิร์ตซ์, วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ย่านความถี่ 2110 ถึง 2170 เมกะเฮิร์ตซ์ และวงจรมอดูเลตแบบ QPSK โดยในส่วนของวงจขยายสัญญาณรบกวนต่ำเลือกใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นแบบ PHEMT รวมทั้งใช้เทคนิคการป้อนกลับแบบเหนี่ยวนำร่วมกับ การใช้โครงสร้างวงจรเป็นแบบบาลานซ์เพื่อให้วงจขยายสัญญาณรบกวนต่ำมีค่านอยส์ฟีกเกอร์และค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ดี

จากผลการทดลองสามารถคำนวณค่านอยส์ฟีกเกอร์ของระบบเครื่องรับก่อนที่เข้าวงจรมอดูเลตได้เท่ากับ 2.38 dB มีค่าการเลือกช่องสัญญาณจากช่องสัญญาณข้างเคียง (ความถี่ออฟเซต 5 เมกะเฮิร์ตซ์) มากกว่า 45 dB วงจรส่วนหน้าของเครื่องรับที่สร้างขึ้นมีค่านอยส์ฟีกเกอร์และคุณสมบัติของวงจรในส่วนต่างๆเหมาะสมกับการใช้งานในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ WCDMA

Thesis Title	RF Front-End for WCDMA Base Station Receiver
Student	Mr. Danupoom Pulsab
Student ID.	42061067
Degree	Master of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Dr. Tongtod Vanisri

ABSTRACT

The design and implementation of a RF front-end for the WCDMA base station receiver operating at 1920 to 1980 MHz frequency range are presented in this thesis. In the WCDMA system, the nominal frequency spacing between adjacent channels is 5 MHz and the signal bandwidth is 3.84 MHz. The quadrature phase-shift keying modulation (QPSK) is also applied. In the receiver circuit, the superheterodyne technique is employed with the selected intermediate frequency at 190 MHz. The RF front-end receiver circuit is consisted of a) a combine filter and a microstrip filter at 1920 to 1980 MHz b) a low noise amplifier at 2 GHz c) a double balanced diode mixer d) a helical band pass filter at 190 MHz e) a frequency synthesizer at 2110 to 2170 MHz and f) a QPSK demodulator. In the low noise amplifier, the PHEMT type as the active device is selected. Together with the use of an inductive feedback correspondence and a balanced structure, the better noise and return loss figures of the amplifier are obtained.

From the measured results, the noise figure of the RF front-end before the demodulated can be calculated. The result was at 2.38 dB. The channel selectivity from its adjacent channel of the receiver at 5 MHz frequency offset is more than 45 dB. The noise figure of the RF front-end receiver circuit and the overall characteristics are acceptable for the use in WCDMA mobile phone system.

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของวิทยานิพนธ์.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 เครื่องรับระบบ WCDMA.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 ระบบการเข้าถึงข้อมูล.....	8
2.3 ระบบ WCDMA.....	10
2.4 ระบบเครื่องรับ.....	12
2.4.1 เครื่องรับระบบซูเปอร์เฮเทอร์โรคายน์.....	12
2.4.2 ความถี่เงา.....	13
2.4.3 ระบบไคเร็กคอนเวอร์ชัน.....	15
2.4.4 ดีซีออฟเซต.....	15
2.4.5 ฟลิทเทอร์นอยส์.....	18
2.5 คุณสมบัติของวงจรภาครับ.....	18
2.5.1 นอยส์ฟิเจอร์.....	18
2.5.2 ความเป็นเชิงเส้นของวงจร.....	19
2.5.3 จุด 1 dB เกนคอมเพรสชัน.....	20
2.5.4 จุดอินเตอร์มอดูเลชันลำดับที่ 3	21
2.5.5 ความไวของเครื่องรับ.....	21
2.5.6 ไดนามิกเรนจ์.....	22
2.6 บล็อกไดอะแกรมของภาครับ.....	23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.6.1 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมป์ไลน์.....	24
2.6.2 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์.....	24
2.6.3 วงจรมิกเซอร์.....	24
2.6.4 วงจรกรองผ่านแถบความถี่.....	25
2.6.5 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบ.....	25
2.6.5.1 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์.....	25
2.6.5.2 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า.....	25
2.6.5.3 วงจรพรีสเกลเลอร์.....	26
2.6.5.4 วงจรเปรียบเทียบเฟสและความถี่.....	26
2.6.5.5 วงจรลูปฟิลเตอร์.....	26
2.6.6 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกลียว.....	26
2.6.7 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง.....	26
2.6.8 วงจรคิโมดูเลเตอร์แบบ QPSK.....	26
บทที่ 3 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ.....	27
3.1 กล่าวนำ.....	27
3.2 นอยส์ฟิกเกอร์.....	28
3.3 การแมตซ์อิมพีแดนซ์.....	28
3.4 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์.....	31
3.5 การออกแบบวงจร.....	31
3.5.1 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ.....	31
3.5.2 วงจรคัปเปิลเลอร์.....	38
3.6 การทดลองและผลการทดลอง.....	39
3.7 สรุปผล.....	46
บทที่ 4 วงจรมิกเซอร์.....	48
4.1 กล่าวนำ.....	48
4.2 ทฤษฎีไดโอดมิกเซอร์.....	48
4.2.1 ค่าการสูญเสียแปลงผัน.....	50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.2.2 นอยส์ฟีกเกอร์.....	51
4.2.3 ค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ต.....	51
4.3 การออกแบบวงจร.....	51
4.4 การทดลองและผลการทดลอง.....	54
4.5 สรุปผล.....	59
บทที่ 5 วงจรกรองผ่านแถบความถี่.....	60
5.1 กล่าวนำ.....	60
5.2 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบีไลน์.....	60
5.2.1 ทฤษฎีวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบีไลน์.....	62
5.2.2 การออกแบบวงจร.....	65
5.2.2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านคั่นแบบ.....	65
5.2.2.2 วงจรคั่นแอดมิตแตนซ์.....	66
5.2.2.3 ตัวอย่างการออกแบบวงจร.....	69
5.2.3 การทดลองและผลการทดลอง.....	73
5.3 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบไมโครสตริป.....	74
5.3.1 การออกแบบวงจร.....	75
5.3.1.1 ตัวอย่างการออกแบบวงจร.....	75
5.3.2 การทดลองและผลการทดลอง.....	76
5.4 สรุปผล.....	79
บทที่ 6 วงจรสังเคราะห์ความถี่.....	80
6.1 กล่าวนำ.....	80
6.2 ทฤษฎีออสซิลเลเตอร์.....	80
6.2.1 การออกแบบออสซิลเลเตอร์โดยใช้ความต้านทานลบ.....	81
6.2.2 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์.....	82
6.2.3 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์.....	85
6.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกกลูป.....	88
6.4 การทดลองและผลการทดลอง.....	88

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

6.5 สรุปผล.....	92
บทที่ 7 วงจรส่วนความถี่กลางและวงจรมอดูเลตแบบ QPSK.....	93
7.1 กล่าวนำ.....	93
7.2 วงจรกรองความถี่กลาง.....	93
7.2.1 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกิลีซว.....	93
7.2.2 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกิลีซว.....	94
7.2.3 การทดลองและผลการทดลอง.....	96
7.3 วงจรขยายความถี่กลาง.....	99
7.4 วงจรมอดูเลตแบบ QPSK.....	99
7.4.1 ทฤษฎีการมอดูเลชันแบบ QPSK.....	99
7.4.2 การทดลองและผลการทดลอง.....	101
7.5 สรุปผล.....	107
บทที่ 8 สรุปผลและคุณสมบัติของวงจรรวมภาครับ.....	108
8.1 กล่าวนำ.....	108
8.2 นอชส์ฟีกเกอร์ของเครื่องรับ.....	110
8.3 สรุปคุณสมบัติของวงจร.....	112
เอกสารอ้างอิง.....	114
ภาคผนวก ก. ผลของแบนด์วิดท์สัญญาณรบกวนต่อระบบ CDMA.....	120
ภาคผนวก ข. สายส่งไมโครสตริป.....	122
ภาคผนวก ค. วงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์.....	125
ภาคผนวก ง. เทคโนโลยีของ PHEMT.....	129
ภาคผนวก จ. วิธีวัดค่านอชส์ฟีกเกอร์.....	130
ประวัติผู้เขียน.....	131

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 พารามิเตอร์ที่สำคัญของระบบ WCDMA, IS-95 และ GSM.....	7
2.2 พารามิเตอร์ที่สำคัญของระบบ WCDMA.....	11
2.3 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆสำหรับการออกแบบระบบเครื่องรับ WCDMA (หน่วย dB).....	24
3.1 S พารามิเตอร์ของ ATF-34143 ที่ $I_D = 40\text{mA}$, $V_{DS} = 3\text{ V}$	36
3.2 นอยส์พารามิเตอร์ของ ATF-34143 ที่ $I_D = 40\text{mA}$, $V_{DS} = 3\text{ V}$	36
3.3 สรุปคุณสมบัติของวงจรขยายสัญญาณรบกวนค้ำแบบบาลานซ์.....	46
5.1 แบนด์ความถี่ของระบบ WCDMA.....	61
5.2 ค่านอร์แมลไลซ์ของการประวิงกลุ่มสำหรับผลตอบสนองแบบเชิงเฟส 0.01 dB.....	71
5.3 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์ที่มีจำนวน เรโซเนเตอร์ทั้งหมด 7 วงจร (หน่วยเป็นมิลลิเมตร).....	72
5.4 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบไมโครสตริป (หน่วยเป็นมิลลิเมตร).....	76
5.5 สรุปคุณสมบัติของวงจรกรองผ่านแถบความถี่.....	78
7.1 สรุปคุณสมบัติของวงจรส่วนความถี่กลาง.....	106
8.1 คุณสมบัติของวงจรที่สร้างขึ้นทั้งหมด.....	112
8.2 คุณสมบัติรวมของเครื่องรับ.....	113

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 สเปกตรัมความถี่ของระบบการสื่อสารไร้สายยุคที่สาม.....	5
2.2 การประยุกต์ใช้งานมาตรฐาน โทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่ 3.....	6
2.3 รูปแบบการเข้าถึงข้อมูลแบบต่างๆ (ก) FDMA (ข) TDMA (ค) CDMA.....	9
2.4 โครงสร้างแบนด์ความถี่ของระบบ WCDMA.....	11
2.5 วงจรส่วนหน้าของเครื่องรับสำหรับสัญญาณอินพุตทางอุดมคติ.....	12
2.6 สัญญาณอินพุตที่มีกำลังอ่อนและสัญญาณรบกวนข้างเคียงกำลังสูง.....	12
2.7 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับระบบซูเปอร์เฮเทอร์โรไดายน์.....	13
2.8 ปัญหาความถี่เงา.....	13
2.9 ผลตอบสนองของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเซรามิกโดยทั่วไป.....	14
2.10 ผลของความถี่เงาสำหรับความถี่กลางค่าสูงและต่ำ.....	14
2.11 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับระบบไครเรทคอนเวอร์ชัน.....	15
2.12 สัญญาณโลกอลเกิดจากการคูณกับตัวเอง.....	16
2.13 อินพุตออฟเซตโวลต์เตจของวงจรรขยายผลต่างแบบ CMOS.....	17
2.14 ความหนาแน่นของกำลังงานสัญญาณรบกวนที่เป็นฟังก์ชันของความถี่.....	18
2.15 การหาค่าจุด 1 dB compression.....	20
2.16 การหาค่า IIP3 จากการทดสอบ two-tone.....	22
2.17 นิยามค่าไดนามิกเรนจ์พารามิเตอร์.....	23
2.18 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของเครื่องรับระบบ WCDMA.....	23
3.1 โครงสร้างการป้อนกลับ (ก) เทอร์มินเนตด้วยความต้านทาน (ข) การป้อนกลับแบบอนุกรมและขนาน (ค) การป้อนกลับแบบที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำอนุกรม.....	29
3.2 โมเดลสมมูลของเฟดกับค่าตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับขาซอร์ส.....	30
3.3 วงจรรขยายแบบบาลานซ์.....	31
3.4 วงกลมเสถียรภาพทางอินพุตและเอาต์พุตของวงจรรขยาย.....	34
3.5 วงจรรวมของวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์.....	35
3.6 ผลการป้อนกลับต่อ S_{11}^* และ Γ_{OPT} ของวงจรรขยาย.....	36
3.7 ผลการจำลองแบบค่า S พารามิเตอร์ของวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ 2 ภาค.....	37
3.8 วงจรبرانซ์ไลน์คัปเปิลอร์.....	38
3.9 ผลการจำลองแบบ S พารามิเตอร์ของวงจรรคัปเปิลอร์.....	39
3.10 ลายวงจรของวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ.....	40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.11 รูปวงจรของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ.....	40
3.12 ลายวงจรและรูปวงจรของวงจรคัปเปิลเตอร์แบบบรานซ์ไลน์.....	41
3.13 ผลการวัดค่า S พารามิเตอร์ของวงจรขยายชุดแรก.....	41
3.14 ผลการวัดค่า S พารามิเตอร์ของวงจรขยายชุดที่สอง.....	42
3.15 ผลการวัดค่า S พารามิเตอร์ของวงจรบรานซ์ไลน์คัปเปิลเตอร์.....	43
3.16 รูปวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ที่สร้างขึ้น.....	44
3.17 ผลการวัดค่า S พารามิเตอร์ของวงจรขยายแบบบาลานซ์.....	44
3.18 ผลการวัดและการจำลองแบบนอยส์ฟีกเกอร์ของวงจรขยาย.....	45
3.19 ผลการวัด two-tone IP3 ของวงจรขยายแบบบาลานซ์.....	46
4.1 วงจรไดโอดคัมเบิ้ลบาลานซ์มิกเซอร์.....	50
4.2 โครงสร้างวงจรมิกเซอร์แบบดาว.....	52
4.3 วงจรสมมูลของวงจรมิกเซอร์แบบดาว.....	52
4.4 โครงสร้างวงจรมิกเซอร์แบบวงแหวน.....	52
4.5 วงจรสมมูลของวงจรมิกเซอร์แบบวงแหวน.....	53
4.6 โครงสร้างบัตตันแบบ Marchand.....	53
4.7 คลาสของ ไดโอดมิกเซอร์.....	54
4.8 ลายวงจรของวงจรมิกเซอร์แบบดาว.....	55
4.9 รูปวงจรมิกเซอร์แบบดาวที่ใช้ในการทดลอง.....	55
4.10 รูปฟลอตูมิเนียมของวงจรมิกเซอร์.....	55
4.11 ผลการวัดระหว่างค่าการสูญเสียแปลงผันกับความถี่กลางของวงจรมิกเซอร์แบบดาว.....	57
4.12 ผลการวัดค่าการสูญเสียแปลงผันกับสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่กลาง 190 เมกะเฮิร์ตซ์.....	57
4.13 ค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตของวงจรมิกเซอร์แบบดาวระดับ +7 dBm.....	58
4.14 ค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตของวงจรมิกเซอร์แบบดาวระดับ +13 dBm.....	58
5.1 วงจรส่วนหน้าของเครื่องรับสำหรับสถานีฐานกับ วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีค่าความคมต่ำ.....	61
5.2 วงจรส่วนหน้าของเครื่องรับสำหรับสถานีฐานกับ วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีค่าความคมสูงมาก.....	61
5.3 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมป์ไลน์.....	63
5.4 คอมป์ไลน์เรโซเนเตอร์แบบช่องเปิด.....	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.5 โครงข่าย S เมตริกซ์ของคอมป์ไลน์เร โซเนเตอร์แบบช่องเปิด.....	64
5.6 ส่วนของช่องเปิดในท่อนำคลื่น.....	64
5.7 (ก) วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (ข) วงจรกรองผ่านแถบความถี่ (ค) วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์...	65
5.8 วงจรสมมูลระหว่างวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ และสายส่งซึ่งเป็นจำนวนคี่เท่าของหนึ่งในสี่ความยาวคลื่น.....	66
5.9 วงจรสมมูลระหว่าง (ก) สายส่งแบบขนาน (ข) วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์.....	67
5.10 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบสองส่วนที่แสดงวงจรสมมูล.....	67
5.11 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อในฟังก์ชันของการประวิงกลุ่ม และค่าพารามิเตอร์ของการข้ามความถี่.....	71
5.12 รูปวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมป์ไลน์ที่มีจำนวนเร โซเนเตอร์ทั้งหมด 7 วงจร.....	72
5.13 ผลการจำลองแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่.....	72
5.14 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมป์ไลน์ที่สร้างขึ้น.....	73
5.15 ผลการวัดค่า S_{21} วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมป์ไลน์.....	74
5.16 ผลการวัดค่า S_{11} วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมป์ไลน์.....	74
5.17 ผลตอบสนองแบนด์กว้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมป์ไลน์.....	75
5.18 โครงสร้างแบบทั่วไปของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ แบบไมโครสตริปที่มีการเชื่อมต่อระหว่างกันแบบขนาน.....	75
5.19 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบไมโครสตริปที่สร้างขึ้น.....	77
5.20 ผลการวัดค่า S_{21} และ S_{11} ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบไมโครสตริป.....	77
5.21 ผลตอบสนองแบนด์กว้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบไมโครสตริป.....	78
6.1 วงจรขยายแบบมีการป้อนกลับ.....	81
6.2 อินพุตอิมพีแดนซ์ลบจากตัวเก็บประจุป้อนกลับ.....	81
6.3 โดเมนเวลาและความถี่ของสัญญาณรบกวนทางเฟส.....	83
6.4 กำลังงานสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนทางเฟส.....	83
6.5 โดเมนเวลาและความถี่ของสัญญาณปลอมเทียม.....	84
6.6 วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้.....	86
6.7 ค่าความต้านทานลบของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่คำนวณได้.....	87
6.8 วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ที่ได้จากการออกแบบ.....	87
6.9 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกูปแบบง่าย.....	88

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.10 รูปฟิลเตอร์ที่ออกแบบสำหรับวงจรสังเคราะห์ความถี่.....	89
6.11 รูปวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ได้ออกแบบ.....	89
6.12 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่เปลี่ยนไปของวงจรรออสซิลเลเตอร์.....	90
6.13 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานเอาต์พุตกับความถี่ที่เปลี่ยนไปของวงจรรออสซิลเลเตอร์.....	90
6.14 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ความถี่ 2110 เมกะเฮิร์ตซ์.....	91
6.15 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ความถี่ 2110 เมกะเฮิร์ตซ์ในช่วงกว้าง.....	91
6.16 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ความถี่ 2110-2170 เมกะเฮิร์ตซ์.....	92
7.1 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกิลยว.....	94
7.2 ขนาดของเรโซเนเตอร์แบบเกิลยว.....	94
7.3 การคัปปลิงระหว่างเรโซเนเตอร์ในฟังก์ชันของ h/d	95
7.4 ผลการจำลองแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่.....	96
7.5 รูปร่างในของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกิลยว.....	96
7.6 รูปฝ่าอลูมิเนียมของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกิลยว.....	97
7.7 รูปวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกิลยวที่สร้างขึ้น.....	97
7.8 ผลการวัดค่า S_{21} และ S_{11} ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกิลยว.....	98
7.9 ผลตอบสนองช่วงแถบความถี่ผ่านของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกิลยว.....	98
7.10 ผลตอบสนองแบนด์กว้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกิลยว.....	99
7.11 ไดอะแกรม constellation ของสัญญาณ QPSK.....	100
7.12 ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณ QPSK.....	101
7.13 บล็อกไดอะแกรมภายในของวงจรคิมอดูเลตแบบ QPSK.....	102
7.14 วงจรรวมของวงจรคิมอดูเลตแบบ QPSK.....	103
7.15 โปรแกรมควบคุมวงจรคิมอดูเลต MAX2312.....	103
7.16 ลายวงจรด้านหน้าและด้านหลังของวงจรคิมอดูเลต.....	104
7.17 รูปวงจรคิมอดูเลตที่ได้สร้างขึ้น.....	104
7.18 สัญญาณอินพุตแบบ WCDMA และสัญญาณเอาต์พุตที่คิมอดูเลตได้.....	105
7.19 ไดอะแกรม constellation ของสัญญาณ WCDMA.....	105
7.20 สเปกตรัมของสัญญาณ WCDMA.....	106
8.1 รูปวงจรเครื่องรับทั้งหมดที่ประกอบเข้าด้วยกัน.....	110
8.2 การคำนวณนอยส์ฟีกเกอร์และอัตราขยายของเครื่องรับ.....	111

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่

หน้า

8.3 ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณ QPSK.....112



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของวิทยานิพนธ์

การใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคแรก ช่วยทำให้ผู้ใช้บริการสามารถพูดคุยสนทนากันได้เมื่อเทคโนโลยีมีการพัฒนามากขึ้น โทรศัพท์เคลื่อนที่ก็เริ่มมีบทบาทสำหรับการสื่อสารข้อมูล ถึงแม้ว่าจะสามารถทำได้ด้วยอัตราเร็วที่ไม่สูงมากนัก แต่ก็ถือเป็นแรงกระตุ้นให้เกิดความต้องการใช้งานของผู้บริโภคมากขึ้น

ความต้องการใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่สำหรับการพูดคุยสนทนาและการสื่อสารข้อมูลมีเพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ จนกระทั่งมีความต้องการรับส่งข้อมูลแบบมัลติมีเดียซึ่งมีอัตราเร็วในการรับส่งสูงขึ้น ดังนั้นทำให้ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่มีอัตราการเติบโตอย่างรวดเร็ว ในปัจจุบันนี้มีจำนวนผู้ใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ประมาณ 100 ล้านคน และมีคาดว่าจำนวนผู้ใช้จะเพิ่มขึ้นถึง 1000 ล้านคนภายในปี พ.ศ. 2553 [1] ในประเทศญี่ปุ่นมีอัตราการเติบโตของผู้ใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่สูงมาก มีจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น 0.8 ถึง 1 ล้านคนต่อเดือน และมีจำนวนผู้ใช้ทั้งหมดประมาณ 31.5 ล้านคน ที่ปลายเดือนมีนาคม พ.ศ. 2541 [2] เนื่องจากจำนวนผู้ใช้มีการเติบโตอย่างมาก เพื่อเป็นการเตรียมการรองรับความต้องการใช้งานดังกล่าว จึงได้มีการวางแผนพัฒนาข้อกำหนดทางเทคนิคของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่รุ่นใหม่ให้มีขีดความสามารถในการรับส่งข้อมูลที่เหนือกว่ามาตรฐานระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในปัจจุบัน

สหพันธ์โทรคมนาคมนานาชาติ (International Telecommunications Union หรือ ITU) เป็นผู้ริเริ่มวางข้อกำหนดทางเทคนิคสำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคใหม่ โดยมีการประกาศแผนการศึกษาวิจัยและพัฒนาภายใต้ชื่อโครงการว่าระบบสื่อสารโทรคมนาคมนานาชาติผ่านโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคปี 2000 (International Mobile Telecommunications – 2000 หรือ IMT-2000) กำหนดระยะเวลาในการวิจัยและพัฒนาเป็น 10 ปี มาตรฐานระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ UMTS หรือ Universal Mobile Telecommunications System เป็นผลของความพยายามในการกำหนดมาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ IMT-2000 ซึ่งปัจจุบันกำลังได้รับการนำไปใช้เป็นมาตรฐานในการสื่อสารข้อมูลแบบไร้สายผ่านเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ให้กับประเทศต่างๆ ทั่วโลก ทั้งนี้ ITU มีบทบาทสำคัญในการกำหนดย่านความถี่วิทยุสำหรับใช้งานกับมาตรฐาน UMTS ร่วมกันทั่วโลก แต่เนื่องจากข้อจำกัดในเรื่องของย่านความถี่ซึ่งบางประเทศก็มีการนำไปใช้งานในกิจการอื่นๆ จึงทำให้ต้องมีการแยกกลุ่มทำงานเพื่อปรับเปลี่ยนข้อกำหนดดังกล่าวให้เหมาะสมกับการจัดสรรคลื่นความถี่ใช้งานในแต่ละภูมิภาคทั่วโลก ซึ่งระบบ WCDMA เป็นการพัฒนาระบบใหม่ขึ้นมาแทนที่การพัฒนา

จากระบบ IS-95 CDMA ของเดิม ระบบ IS-95 ถูกออกแบบมาโดยคำนึงถึงเฉพาะความต้องการใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเห็นประโยชน์อันดีของการใช้เอกสารนี้

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

งานในการส่งข้อมูลเสียงพูด ทำให้ความสามารถในการใช้ส่งข้อมูลถูกจำกัด แต่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3 (Third Generation Mobile Phone) หรือที่นิยมเรียกว่า 3G ต้องให้บริการมัลติมีเดียความเร็วสูงได้ ยกตัวอย่างเช่น การเชื่อมโยงเข้าสู่ระบบอินเทอร์เน็ตความเร็วสูง การส่งข้อมูลคุณภาพสูง และการประชุมผ่านจอภาพ มาตรฐานของระบบ IS-95 ในปัจจุบันมีค่าความกว้างของช่องสัญญาณเท่ากับ 1.25 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งความกว้างของช่องสัญญาณที่แคบนี้ทำให้ระบบ IS-95 ไม่สามารถรองรับอัตราการส่งข้อมูลตามความต้องการของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3 ได้ ขณะที่ระบบ cdma2000 ซึ่งเป็นระบบ CDMA แบบแบนด์กว้างที่ยังคงรองรับระบบ IS-95 เดิม

ในปัจจุบันบริษัทต่างๆ ให้ความสนใจในการพัฒนาระบบ WCDMA เนื่องจากเป็นระบบใหม่และคาดว่าจะมีการนำมาใช้อย่างแพร่หลายแทนที่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 2 ในอนาคต เนื่องจากความต้องการใช้งานแบนด์วิดท์ของโทรศัพท์เคลื่อนที่เพิ่มขึ้นสูงมาก เพื่อใช้รองรับการให้บริการมัลติมีเดียความเร็วสูงได้ดังที่กล่าวมาแล้ว ทำให้มีการแข่งขันในการพัฒนาระบบและประสิทธิภาพของอุปกรณ์สำเร็จในระบบ WCDMA ดังนั้นการพัฒนาเครื่องรับวิทยุในระบบ WCDMA เพื่อเป็นพื้นฐานในการพัฒนาผลิตภัณฑ์ขึ้นมาใช้เองในประเทศ สำหรับอุปกรณ์ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ จึงเป็นงานวิจัยที่น่าสนใจ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการศึกษาและทำการสร้างวงจรส่วนหน้าสำหรับเครื่องรับระบบ WCDMA สำหรับสถานีฐานขึ้นมา

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

รายละเอียดและเนื้อหาในวิทยานิพนธ์นี้ เพื่อนำเสนอถึงวิธีการวิเคราะห์และออกแบบวงจรส่วนหน้าสำหรับเครื่องรับระบบ WCDMA สำหรับสถานีฐาน โดยมีการทำงานในช่วงความถี่ 1920 ถึง 1980 เมกะเฮิร์ตซ์ ระบบเครื่องรับเป็นระบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ โดยใช้ความถี่กลางเท่ากับ 190 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยวงจรส่วนหน้าสำหรับทางภาครับประกอบด้วย วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์ที่ความถี่ 1920 ถึง 1980 เมกะเฮิร์ตซ์, วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ในช่วงความถี่ 1920 ถึง 1980 เมกะเฮิร์ตซ์, วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบไมโครสตริปที่ความถี่ 1920 ถึง 1980 เมกะเฮิร์ตซ์, วงจรดับเบิ้ลบาลานซ์มิกเซอร์, วงจรสังเคราะห์ความถี่ในช่วงความถี่ 2110-2170 เมกะเฮิร์ตซ์, วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกลียวที่ความถี่ 190 เมกะเฮิร์ตซ์ และวงจรคิมอดูเลต วงจรส่วนหน้าที่สร้างขึ้นถึงแม้ว่าจะมีขนาดใหญ่กว่าแบบวงจรรวม แต่ก็สามารถทำงานได้ดีและสามารถผลิตขึ้นได้จริงโดยใช้เทคโนโลยีที่มีอยู่ในประเทศซึ่งมีราคาไม่สูงมาก นอกจากนี้ยังเป็นพื้นฐานสำหรับการพัฒนาสร้างวงจรรวมขึ้นในอนาคต

1.3 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์เล่มนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็นบท ได้ทั้งหมด 8 บท โดยมีรายละเอียดดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1 กล่าวถึง ความเป็นมาและความสำคัญของวิทยานิพนธ์, วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดในวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึง ระบบ CDMA และบล็อกโคเดอแกรมของวงจรส่วนหน้าสำหรับเครื่องรับระบบ WCDMA สำหรับสถานีฐาน

บทที่ 3 กล่าวถึง วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ โดยมีรายละเอียดเกี่ยวกับการออกแบบวงจรขยายโดยทฤษฎี S พารามิเตอร์, การแมตซ์อิมพีแดนซ์, วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์, การออกแบบวงจร และผลการทดลองของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ

บทที่ 4 กล่าวถึง วงจรมิกเซอร์ โดยมีรายละเอียดเกี่ยวกับ วงจรดับเบิ้ลบาลานซ์มิกเซอร์, การออกแบบและสร้างวงจรมิกเซอร์ และผลการทดลองของวงจรมิกเซอร์

บทที่ 5 กล่าวถึง วงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยมีรายละเอียดเกี่ยวกับ วงจรผกผันแอดมิทแตนซ์, การออกแบบและสร้างวงจรกรองความถี่ผ่าน และผลการทดลองของวงจรกรองความถี่ผ่าน

บทที่ 6 กล่าวถึง วงจรสังเคราะห์ความถี่ โดยมีรายละเอียดเกี่ยวกับ ทฤษฎีออสซิลเลเตอร์, ระบบสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกกลูป, การออกแบบและสร้างวงจรรอสซิลเลเตอร์ และผลการทดลองของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 2110 ถึง 2170 เมกะเฮิรตซ์

บทที่ 7 กล่าวถึง วงจรส่วนความถี่กลางและวงจรคิมอดูเลตแบบ QPSK โดยมีรายละเอียดเกี่ยวกับ วงจรขยายความถี่กลาง, วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกิลิว, วงจรคิมอดูเลตแบบ QPSK และผลการทดลองของวงจรส่วนความถี่กลาง

บทที่ 8 กล่าวถึง สรุปผลและคุณสมบัติของวงจรภาครับ โดยมีรายละเอียดเกี่ยวกับ การสรุปผลการวิจัยของวงจรในบทต่างๆทั้งหมด ปัญหาที่เกิดขึ้น และข้อเสนอแนะแนวทางในการแก้ไข ปัญหา รวมทั้งคำนวณค่านอยส์ฟีกเกอร์รวม ค่าอัตราขยายของเครื่องรับ และค่า mds ของเครื่องรับ

บทที่ 2

เครื่องรับระบบ WCDMA

2.1 กล่าวนำ

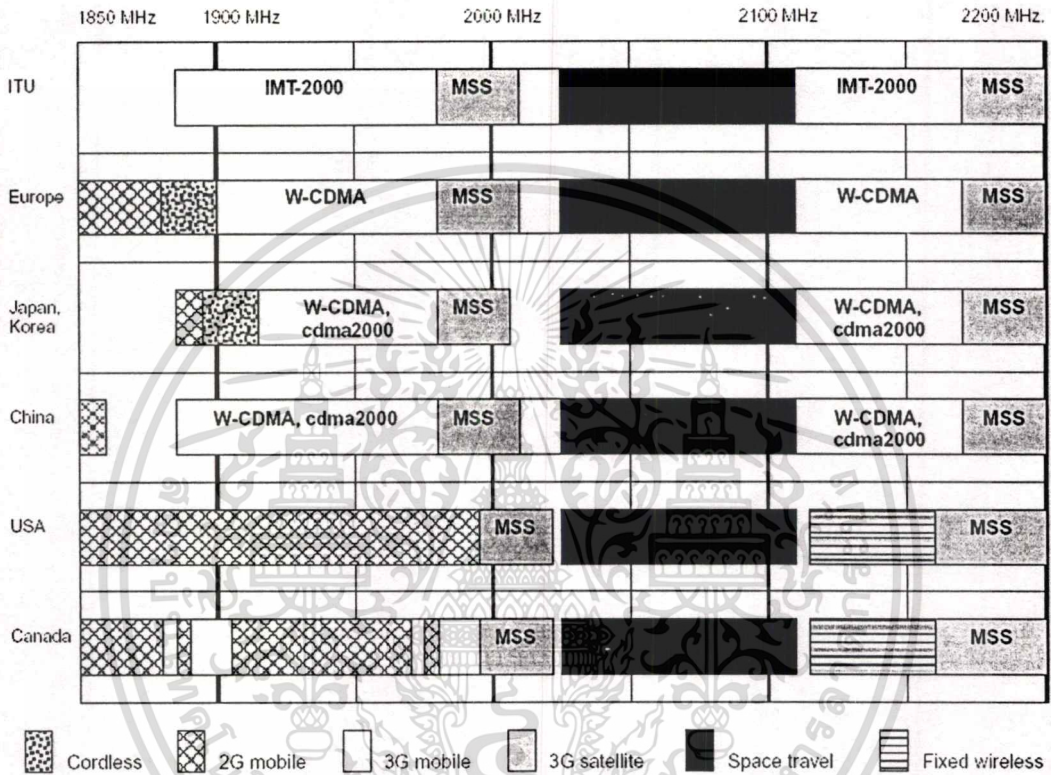
ความต้องการใช้งานระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการเติบโตอย่างรวดเร็ว โดยเฉพาะความต้องการใช้งานด้านการส่งข้อมูลไร้สายและการให้บริการอินเทอร์เน็ต แต่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ใช้อยู่ในประเทศซึ่งเป็นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 1 (1G) และระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 2 (2G) ถูกออกแบบมาใช้งานสำหรับการส่งข้อมูลเสียงพูดเท่านั้น จึงได้มีการคิดค้นระบบการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 3 ขึ้นมา ซึ่งจะยอมให้มีค่าอัตราการส่งข้อมูลถึง 2 เมกะบิตต่อวินาที ในขณะที่ระบบ GSM จำกัดอัตราการส่งข้อมูลอยู่ที่ 384 กิโลบิตต่อวินาทีเท่านั้น [3] ทำให้ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่สามสามารถให้บริการมัลติมีเดียความเร็วสูงได้ ยกตัวอย่างเช่น การเชื่อมโยงเข้าสู่ระบบอินเทอร์เน็ตความเร็วสูง, การส่งข้อมูลภาพคุณภาพสูง และการประชุมผ่านจอภาพได้ รูปที่ 2.1 แสดงสเปกตรัมความถี่ของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3 โดยที่ ITU ได้กำหนดช่วงความถี่ที่ใช้งานสำหรับระบบ 3G ไว้ที่ความถี่เดียวกันทั่วโลกเพื่อให้่ายต่อการโรมมิ่ง แต่ในความเป็นจริงแต่ละประเทศมีการจัดสรรช่วงความถี่แตกต่างกันเนื่องจากแต่ละประเทศมีระบบโครงข่ายแบบอื่นอยู่ก่อนแล้ว แบนด์ความถี่ที่ใช้งานในแต่ละประเทศจึงมีความแตกต่างกัน

ในปัจจุบันนี้มีระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่หลายระบบที่ยังคงใช้งานอยู่เช่น ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 1 ซึ่งเป็นระบบแบบแอนะล็อกมีการใช้ระบบมอดูเลตทางความถี่ ยกตัวอย่างเช่น ระบบ AMPS (Advanced Mobile Phones Service), NMT-450 (Nordic Mobile Telephone System) ล้วนแล้วแต่เป็นเทคโนโลยีการรับส่งข้อมูลแบบแอนะล็อกและสนับสนุนเฉพาะการติดต่อสื่อสารเพื่อสนทนาเท่านั้น คุณภาพและขีดความสามารถในการรองรับจำนวนผู้ใช้บริการของระบบเหล่านี้ อยู่ในเกณฑ์ที่ดี ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 1 ทั้งหมดใช้เทคนิคการเข้าถึงข้อมูลแบบ FDMA ซึ่งแต่ละช่องสัญญาณจะใช้แบนด์ความถี่ที่กำหนดไว้ เวลาผ่านมาถึงช่วงของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 2 ซึ่งมีการนำเทคโนโลยีรับส่งข้อมูลแบบดิจิทัล มีการใช้การบีบอัดข้อมูลและการเข้ารหัส ทำให้เพิ่มขีดความสามารถในการใช้งานในการรับส่งข้อมูลด้วยอัตราเร็วต่ำ (9,600 บิตต่อวินาที) สร้างบริการเสริมหลากหลายรูปแบบ และเพิ่มคุณภาพของสัญญาณเสียงสนทนามากขึ้น ยกตัวอย่างเช่น ระบบ GSM (Global System for Mobile Communication) และ CDMA IS-95 ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 2 ทั้งหมดใช้การมอดูเลตแบบดิจิทัล ส่วนเทคนิคการเข้าถึงข้อมูลใช้แบบ TDMA หรือ CDMA ร่วมกับเทคนิคแบบ FDMA

เมื่อพิจารณาถึงพฤติกรรมการใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้ใช้บริการทั่วโลกจะพบว่า

ความต้องการในการรับส่งข้อมูลเริ่มมีมากขึ้นเรื่อยๆ จึงมีการนำเสนอบริการใหม่ๆ ที่เกี่ยวกับการ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รับส่งข้อมูลในเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 2 เช่นบริการ GPRS (General Packet Radio System) และ WAP (Wireless Application Protocol) ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3 ซึ่งอยู่ระหว่างการศึกษาดูออกแบบมาให้สามารถรองรับการให้บริการแบบแบนด์กว้าง ไม่ยึดติดเฉพาะกับการใช้งานเพื่อสนทนาหรือรับส่งข้อมูลด้วยอัตราเร็วต่ำๆ เพียงอย่างเดียว บริการของโทรศัพท์เคลื่อนที่ในอนาคตอันใกล้นี้จะมีความเกี่ยวข้องกับรูปแบบของการสื่อสาร 3 ประเภทด้วยกันดังนี้



รูปที่ 2.1 สเปกตรัมความถี่ของระบบการสื่อสารไร้สายยุคที่สาม [4]

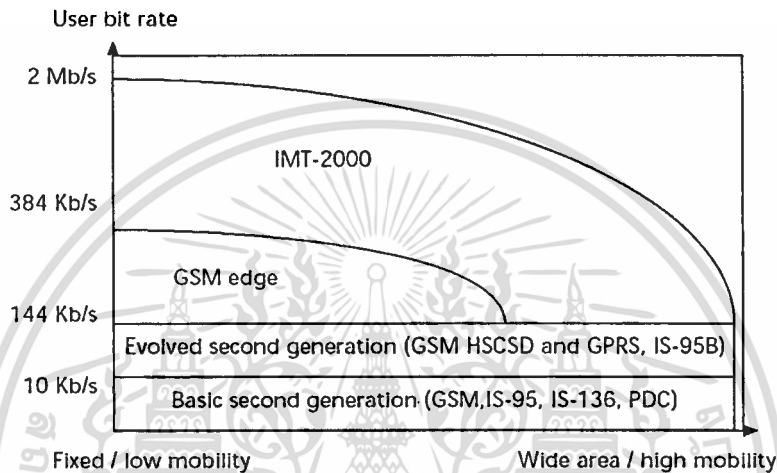
การรับส่งข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับระบบคอมพิวเตอร์ ซึ่งได้แก่ การเชื่อมต่อกับโลกอินเทอร์เน็ต, การรับส่งจดหมายอิเล็กทรอนิกส์, การรับส่งรูปภาพ, การรับส่งเอกสารอิเล็กทรอนิกส์ และการประมวลผลอื่นๆ

การสื่อสารโทรคมนาคมชนิดต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นการประชุมแบบเห็นหน้ากัน (Video Conference), บริการที่เกี่ยวข้องกับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM หรือระบบบริการรวมแบบดิจิทัล (Integrated Service Digital Network หรือ ISDN), โทรศัพท์แบบเห็นภาพและบริการรับส่งข้อมูลอัตราเร็วสูง

การรับส่งสัญญาณภาพและเสียง (Video/Audio content) ไม่ว่าจะเป็นการถ่ายทอดรายการโทรทัศน์และรายการวิทยุ, หนังสือพิมพ์อิเล็กทรอนิกส์, การซื้อสินค้าแบบออนไลน์ รวมถึงข่าวสารข้อมูลต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การให้บริการรูปแบบใหม่ๆ ในอนาคตเหล่านี้จะใช้ความเร็วในการรับส่งอัตราข้อมูลไม่เท่ากัน มาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบ UMTS จึงได้รับการออกแบบให้มีขีดความสามารถในการรับส่งข้อมูลที่อัตราเร็วแตกต่างกันได้ โดยมีอัตราเร็วสูงสุดเท่ากับ 2 เมกะบิตต่อวินาที เมื่อเปรียบเทียบกับอัตราเร็วตายตัวที่ 9.6 กิโลบิตต่อวินาที ของมาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่ 2 จะเห็นว่ามีความแตกต่างกันมาก ซึ่งรูปที่ 2.2 แสดงการประยุกต์ใช้งานมาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่ 3



รูปที่ 2.2 การประยุกต์ใช้งานมาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่ 3 [3]

ในกรณีของการรับส่งข้อมูลแบบมัลติมีเดียซึ่งมีการรวมบริการหลากหลายประเภท ไม่ว่าจะเป็นสัญญาณเสียงพูด, สัญญาณวิดีโอและเสียง, รูปภาพ รวมไปถึงเนื้อหาข้อมูลที่เป็นตัวอักษร และอาจมีจดหมายอิเล็กทรอนิกส์แทรกอยู่ด้วย ทำให้เกิดความจำเป็นในการกำหนดรูปแบบการรับส่งข้อมูลที่มีความเหมาะสมกับชนิดของข้อมูลแต่ละประเภท จึงทำให้มาตรฐานการติดต่อสื่อสารผ่านทางคลื่นวิทยุระหว่างสถานีฐานกับเครื่องลูกข่าย และการเชื่อมต่อภายในระบบเครือข่ายของมาตรฐาน UMTS ต้องสามารถสนับสนุนการเชื่อมต่อทั้งแบบสวิตช์วงจร (Circuit Switch) และแบบสวิตช์แพ็กเกต (Packet Switch)

ส่วนสำคัญต่อไปก็คือพฤติกรรมในการใช้งานของผู้บริโภค ทั้งนี้สมาพันธ์ GSM ได้มีการพิจารณาถึงการกำหนดคุณภาพในการส่งข้อมูล โดยแยกพิจารณาสำหรับช่องสื่อสารขาขึ้น (Uplink) ซึ่งเป็นการส่งข้อมูลจากผู้ให้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่กลับมายังระบบเครือข่าย ออกจากช่องสื่อสารขาลง (Downlink) อันเป็นการส่งข้อมูลจากระบบเครือข่ายกลับไปสู่ผู้ให้บริการ ทั้งนี้เพราะจากพฤติกรรมการใช้งานเครือข่ายอินเทอร์เน็ตจะเห็นว่าผู้บริโภคมีการรับข้อมูลข่าวสารมากกว่าการส่ง พฤติกรรมดังกล่าวย่อมจะต้องเกิดขึ้นในลักษณะเดียวกันกับการสื่อสารผ่านโทรศัพท์เคลื่อนที่ จึงทำให้คณะทำงาน UMTS แยกการออกแบบวางข้อกำหนดในการควบคุมคุณภาพของการรับส่งข้อมูล เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในช่องสื่อสารขาขึ้นและช่องสื่อสารขาลงออกจากกัน โดยช่องสื่อสารขาลงจะมีมาตรการในการควบคุมคุณภาพของข้อมูลที่สูงกว่าช่องสื่อสารขาขึ้น [5]

การออกแบบข้อกำหนดทางเทคนิคของการจัดสรรและใช้งานคลื่นความถี่วิทยุสำหรับมาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ UMTS มีการนำเทคนิคทั้งแบบ TDD (Time Division Duplex) และ FDD (Frequency Division Duplex) มาใช้เพื่อให้เกิดความเหมาะสมกับสถานที่และพฤติกรรมในการใช้งานของผู้ใช้บริการ สถานีฐานของระบบ UMTS ที่สนับสนุนการรับส่งข้อมูลแบบ FDD จะได้รับการติดตั้งเพื่อรองรับการให้บริการในพื้นที่กว้างและผู้ให้บริการส่วนใหญ่ในบริเวณนั้นมีการใช้งานช่องสื่อสารขาขึ้นและช่องสื่อสารขาลงเท่าๆ กัน รูปแบบการใช้งานในลักษณะนี้มีชื่อเรียกว่าการใช้งานช่องสื่อสารแบบสมมูล (Symmetrical Service) ส่วนสถานีฐาน UMTS ที่สนับสนุนการรับส่งข้อมูลแบบ TDD นั้นจะได้รับการติดตั้งใช้งานในพื้นที่ซึ่งคาดว่าผู้ใช้บริการส่วนใหญ่มีการรับส่งข้อมูลแบบมัลติมีเดียมาก ทำให้เกิดการใช้งานช่องสื่อสารแบบไม่สมมูล (Asymmetrical Service)

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ใช้เทคโนโลยีแบบ CDMA เริ่มใช้ครั้งแรกเมื่อปี 2538 [6] ระบบ CDMA มีข้อดีคือมีความจุของช่องสัญญาณมากกว่าเมื่อเทียบกับระบบ GSM และไม่ต้องใช้การวางแผนความถี่ แต่ระบบ CDMA ก็ยังมีอัตราการส่งข้อมูลต่ำเมื่อเทียบกับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3 ยกตัวอย่างเช่นระบบ WCDMA, cdma2000 และ EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution)

ตารางที่ 2.1 พารามิเตอร์ที่สำคัญของระบบ WCDMA, IS-95 และ GSM [7]

พารามิเตอร์	WCDMA	IS-95	GSM
ช่องสื่อสารขาขึ้น	1920-1980 MHz (FDD)	824-849 MHz (1850-1890 MHz)	890-915 MHz (1710-1910 MHz)
ช่องสื่อสารขาลง	2110-2170 MHz (FDD)	869-894 MHz (1930-1990 MHz)	935-960 MHz (1805-1990 MHz)
ระบบการเข้าถึงข้อมูล	DS-SS-SSMA	DS-SS-SSMA	TDMA
เทคนิคการดูเพลกซ์	FDD (130 MHz)	FDD (45/80 MHz)	FDD (45/95 MHz)
เทคนิคการมอดูเลต	QPSK	BPSK	GMSK
รูปทรงพัลส์สัญญาณ	Root raised cosine	Chebyshev	Gaussian
แบนด์วิดท์คลื่นพาห้	3.84 MHz	1.2288 MHz	270.83 kHz
แบนด์วิดท์ช่องสัญญาณ	5 MHz	1.25 MHz	200 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 ระบบการเข้าถึงข้อมูล

ในการสื่อสารโดยใช้คลื่นวิทยุระหว่างสถานีฐานกับเครื่องลูกข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่นั้น ตัวคลื่นความถี่วิทยุถือเป็นตัวกลางเพียงชนิดเดียวที่ทำหน้าที่นำพาสัญญาณและข้อมูลข่าวสารต่างๆ ระหว่างอุปกรณ์ทั้ง 2 ประเภทให้ติดต่อกันได้ คลื่นความถี่วิทยุถือเป็นทรัพยากรที่มีอยู่อย่างจำกัด และในทางปฏิบัติผู้ให้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่แต่ละรายก็ต่างต้องใช้เงินทุนเป็นจำนวนมากในการจ่ายค่าตอบแทนให้แก่รัฐบาลในประเทศของตน เพื่อให้ได้มาซึ่งกรรมสิทธิ์ในการใช้ย่านความถี่นั้นๆ การใช้ประโยชน์จากเทคนิคการเข้าถึงข้อมูลจึงเป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่ง ทั้งนี้ก็เพื่อให้เครื่องข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่สามารถรองรับผู้ใช้บริการได้มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้

อย่างไรก็ตามการที่ผู้ใช้บริการหลายๆ รายจะสามารถติดต่อกับสถานีฐานของโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้พร้อมๆ กันโดยใช้คลื่นความถี่ค่าเดียวกันภายในเวลาเดียวกันนั้น ในทางทฤษฎีแล้วถือว่าเป็นไปไม่ได้ ทั้งนี้เพราะอุปกรณ์เครื่องรับส่งวิทยุทั้งที่ตัวสถานีฐานและเครื่องลูกข่ายจะไม่สามารถแยกความแตกต่างของสัญญาณที่มาจากผู้ใช้บริการแต่ละรายได้ การพัฒนาเทคโนโลยีการเข้าถึงแบบหลายช่องสื่อสารจึงได้ถูกพัฒนาขึ้น เพื่อสร้างประสิทธิภาพของระบบเครือข่ายในแง่ของการรองรับผู้ใช้บริการให้ได้มากที่สุด ในขณะที่เดียวกับที่ต้องป้องกันผลกระทบจากการแทรกซ้อนหรือรบกวนกันเองของสัญญาณคลื่นวิทยุที่ถูกรับหรือส่งมาจากเครื่องลูกข่ายหลายๆ เครื่อง

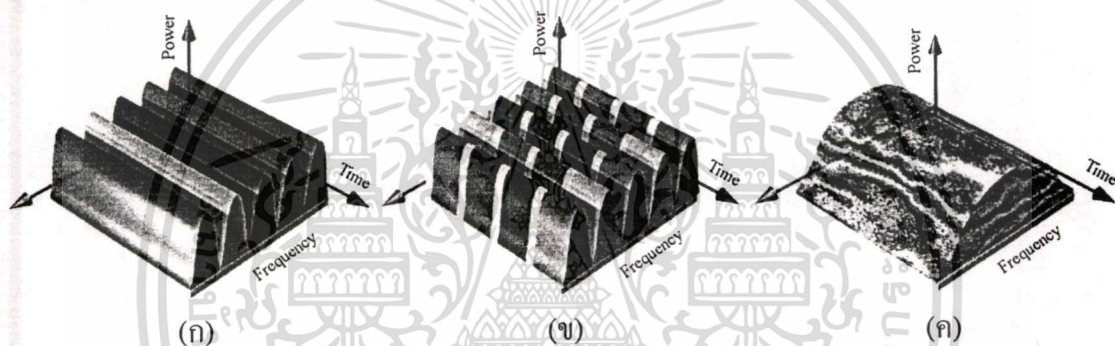
เทคนิคการเข้าถึงแบบหลายช่องสื่อสารชนิดพื้นฐานที่ได้รับการพัฒนามาเป็นอันดับแรกก็คือเทคนิคการเข้าถึงทางความถี่หรือ FDMA ซึ่งใช้หลักการแบ่งย่อยย่านความถี่ของผู้ให้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ออกเป็นช่องความถี่ย่อยๆ จำนวนหลายช่อง ผู้ให้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่แต่ละรายจะได้รับสิทธิในการติดต่อกับระบบเครือข่าย โดยแต่ละรายจะใช้คลื่นความถี่ย่อยหนึ่งค่าแต่เพียงผู้เดียวจนกว่าจะสิ้นสุดการติดต่อกับระบบเครือข่าย เทคนิคดังกล่าวได้รับการพัฒนาขึ้นเพื่อใช้กับมาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคแรกๆ ซึ่งใช้เทคโนโลยีการมอดูเลตสัญญาณแบบแอนาล็อก

สำหรับเทคนิคการเข้าถึงหลายช่องทางแบบ TDMA นั้นจะมีการแบ่งแยกย่อยช่องความถี่แต่ละช่องในกรณีของมาตรฐาน FDMA ออกเป็นช่วงเวลาย่อยๆ เรียกแต่ละช่วงว่าช่องเวลา (time slot) ในกรณีนี้ผู้ใช้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่แต่ละรายจะทำการติดต่อกับสถานีฐานผ่านทางช่องเวลาเฉพาะช่องใดช่องหนึ่ง จะเห็นว่าเทคนิคแบบ TDMA มีประสิทธิภาพเหนือกว่าเทคนิคแบบ FDMA ซึ่งในกรณีนี้หน่วยที่เล็กที่สุดของการติดต่อกับระบบเครือข่ายจะกลายเป็นช่องเวลา อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติแล้วเทคนิคการเข้าถึงแบบ TDMA จำเป็นต้องได้รับการใช้งานร่วมกับเทคนิคการเข้าถึงแบบ FDMA กล่าวคือมีการแบ่งย่านความถี่ใช้งานของผู้ให้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ออกเป็นช่องความถี่ย่อยเพื่อจัดสรรให้กับแต่ละสถานีฐาน ในแต่ละช่องความถี่ก็จะถูกแบ่งออกเป็นช่วงเวลาสำหรับจัดสรรให้กับผู้ใช้บริการแต่ละรายที่ต้องการทำการติดต่อกับระบบเครือข่ายโทรศัพท์

เอกสารเคลื่อนที่ สารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แนวคิดของเทคนิคการเข้าถึงหลายช่องทางแบบ CDMA นั้นกลับมีความแตกต่างจากเทคนิคแบบ FDMA และ TDMA กล่าวคือผู้ใช้บริการแต่ละรายจะสามารถติดต่อสื่อสารกับช่องความถี่วิทยุเดียวกันได้ในเวลาพร้อมๆกัน เบื้องหลังของการทำงานทางเทคนิคนี้ก็คือเทคนิคการเข้าถึงหลายช่องทางแบบ CDMA กำหนดให้ข้อมูลของผู้ใช้บริการแต่ละคนต้องถูกทำการเข้ารหัสก่อนที่จะทำการส่งออกสู่อากาศโดยคลื่นวิทยุ การเข้ารหัสนั้นจะทำทั้งกับข้อมูลที่ถูกส่งออกจากสถานีฐาน และกับข้อมูลที่ถูกส่งออกจากเครื่องลูกข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ ข้อมูลที่ถูกเข้ารหัสของผู้ใช้บริการแต่ละรายจะมีความเป็นเอกลักษณ์เฉพาะตัวไม่ซ้ำกับข้อมูลของผู้ใช้บริการรายอื่น โดยเรียกกระบวนการนี้ว่าการกระจายแถบความถี่ (spreading) ในกรณีนี้จะเห็นว่าไม่มีการแบ่งย่อยความถี่ใช้งานหรือแบ่งย่อยช่วงเวลาดังในกรณีของเทคนิคแบบ FDMA หรือ TDMA แต่อย่างใด จึงกล่าวได้ว่าหน่วยย่อยที่สุดของการติดต่อสื่อสารก็คือกลุ่มข้อมูลของผู้ใช้บริการแต่ละคนที่ถูกเข้ารหัสนั่นเอง



รูปที่ 2.3 รูปแบบการเข้าถึงข้อมูลแบบต่างๆ (ก) FDMA (ข) TDMA (ค) CDMA

ในกระบวนการกระจายแถบความถี่นั้น ข้อมูลที่จะถูกส่งออกสู่อากาศทั้งจากสถานีฐานหรือจากเครื่องลูกข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่จะถูกนำไปมอดูเลตกับกลุ่มรหัสซึ่งเป็นขบวนการรหัสแบบดิจิทัล ที่มีอัตราเร็วสูงกว่าอัตราเร็วของข้อมูลที่ต้องการจะส่งมากหลายเท่าตัว อัตราเร็วของขบวนการรหัสแบบดิจิทัลนี้มีชื่อเรียกว่าอัตราเร็วชิป (chip rate) โดยคำว่าชิปนั้นเป็นศัพท์ทางเทคนิคที่ถูกกำหนดขึ้นเพื่อเรียกแทนขบวนการรหัสแบบดิจิทัล ชิปซึ่งได้รับการกำหนดให้ใช้กับข้อมูลของผู้ใช้บริการแต่ละรายนั้นจะมีรูปแบบที่แตกต่างกันอย่างสิ้นเชิงหรืออย่างมากก็มีความคล้ายคลึงกันเพียงเล็กน้อย เพียงพอที่จะทำให้อุปกรณ์ภาครับปลายทางแยกแยะความแตกต่างของข้อมูลแต่ละชุดออกจากกันได้ ทั้งนี้ในด้านของอุปกรณ์เครื่องรับที่อยู่ปลายทางจะทำการรวมย่านความถี่ (despreading) เพื่อดึงข้อมูลต้นฉบับที่ต้องการนำไปใช้งานจริงกลับคืนมาพร้อมกับกำจัดสัญญาณรบกวนที่ปะปนมาระหว่างการส่งสัญญาณผ่านคลื่นความถี่วิทยุ รูปที่ 2.3 แสดงรูปแบบการเข้าถึงข้อมูลแบบต่างๆ ตามลำดับ คือการเข้าถึงข้อมูลแบบ FDMA แบบ TDMA และแบบ CDMA

อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติ ผลกระทบจากธรรมชาติการแพร่กระจายคลื่นความถี่วิทยุอันเกี่ยวข้องกับทอนของสัญญาณ และการถูกแทรกซ้อนด้วยสัญญาณรบกวน ซึ่งล้วนเกิดขึ้นไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระหว่างที่สัญญาณคลื่นวิทยุถูกส่งผ่านอากาศจากเครื่องส่งต้นทางไปยังเครื่องรับปลายทาง ทำให้ต้องมีการจำกัดจำนวนวงจรสื่อสารแบบ CDMA ที่สามารถส่งผ่านร่วมกันไปบนช่องความถี่วิทยุเดียวกันเพื่อรักษาระดับคุณภาพของสัญญาณ ทั้งนี้ปัจจัยที่ควบคุมจำนวนวงจรสื่อสารสูงสุดที่สามารถสร้างขึ้นบนช่องความถี่แบบ CDMA แต่ละช่องก็คือระดับของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นกับข้อมูลใช้งานหลังผ่านกระบวนการรวมย่านความถี่ไปแล้ว การควบคุมจำนวนวงจรสื่อสารให้อยู่ในระดับที่เหมาะสมจะทำให้ระดับความแรงของสัญญาณรบกวนอยู่ในช่วงที่ไม่ทำให้คุณภาพของการสื่อสารตกลงกว่ามาตรฐาน

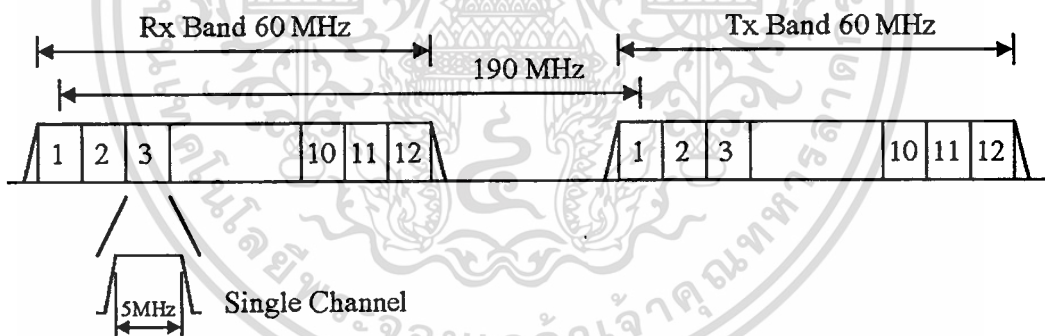
2.3 ระบบ WCDMA

ระบบ WCDMA เป็นระบบการสื่อสารไร้สายแบบใหม่ซึ่งถูกออกแบบมาให้ผู้ใช้หลายคนสามารถใช้ความถี่แบนด์เดียวกันได้โดยระบบจะมีอัตราการส่งข้อมูลต่างกันตามความต้องการของผู้ใช้แต่ละคนในระบบ ซึ่งสามารถให้บริการแบบเสียงพูด ไปจนถึงการให้บริการส่งข้อมูลความเร็วสูง ระบบ WCDMA เป็นการพัฒนามาจากระบบ CDMA แบบแบนด์แคบ (IS-95 CDMA) ใช้การมอดูเลชันสัญญาณแบบ DS-SS (Direct Sequence Spread Spectrum) แบบแบนด์กว้างโดยทำการกระจายแถบความถี่ของสัญญาณข้อมูลข่าวสารไปที่แบนด์วิคท์ทั้งหมด จากการคูณสัญญาณข่าวสารเข้ากับรหัส PN (pseudo-noise) รายละเอียดของรหัสการกระจายแถบความถี่สามารถหาได้จากบทความ [8] จากที่กล่าวมาแล้ว ผลการกระจายแถบความถี่ด้วยรหัส PN สัญญาณข่าวสารของผู้ใช้ก็จะเหมือนเป็นสัญญาณรบกวน ซึ่งจะไปเพิ่มระดับสัญญาณรบกวนของผู้ใช้คนอื่นในช่องสัญญาณเดียวกันให้สูงขึ้น ทำให้คุณสมบัติของเครื่องรับแ่ล่ง กำลังงานของสัญญาณรบกวนที่เพิ่มเข้าไปในช่องสัญญาณนี้จะเป็นตัวกำหนดความจุของระบบ ซึ่งเป็นคุณลักษณะที่สำคัญที่สุดของระบบ WCDMA ค่ากำลังงานจะกลายเป็นทรัพยากรร่วมกันสำหรับผู้ใช้ [9] กำลังงานของสัญญาณถูกใช้ร่วมกันระหว่าง โทรศัพท์เคลื่อนที่ในเซลซึ่งโทรศัพท์เคลื่อนที่แต่ละเครื่องก็จะเพิ่มสัญญาณรบกวนระบบสามารถเพิ่มผู้ใช้ในสเปกตรัมจนกระทั่งสัญญาณรบกวนมีค่าสูงขึ้นจนยอมรับไม่ได้ ทำให้ระบบ WCDMA มีความยืดหยุ่นในการจัดการกับความจุของเซลมากกว่าระบบแบบ FDMA และ TDMA ซึ่งได้กำหนดจำนวนผู้ใช้ที่แน่นอนไว้บนช่องความถี่และช่วงเวลาตามลำดับ ในระบบ WCDMA จะยอมให้ใช้ความถี่เดียวกันในเซลข้างเคียงดังนั้นจึงไม่ต้องมีการวางแผนความถี่ให้กับเซลแต่ละเซล กล่าวคือทุกๆเซลในเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่เป็นระบบ WCDMA จะสามารถใช้ความถี่ในการรับส่งข้อมูลค่าเดียวกันได้ โดยผู้ใช้บริการไม่จำเป็นต้องกังวลถึงปัญหาของการเกิดสัญญาณรบกวนระหว่างเซลแต่อย่างใด ต่างจากเครือข่ายโทรศัพท์แบบ FDMA และ TDMA ที่ต้องมีการวางแผนจัดสรรความถี่ให้กับแต่ละเซลเพื่อป้องกันการรบกวนของความถี่ระหว่างเซล กล่าวคือแต่ละเซลจะใช้เฉพาะส่วนความถี่ของแบนด์ความถี่ทั้งหมดเพื่อหลีกเลี่ยงการรบกวนจากเซลข้างเคียง จำนวนช่องสัญญาณทั้งหมดของเซลเป็นสัดส่วนผกผันกับขนาดของกลุ่มเซล ซึ่งกลุ่มเซล

เอกส่า ข้างเคียง จำนวนช่องสัญญาณทั้งหมดของเซลเป็นสัดส่วนผกผันกับขนาดของกลุ่มเซล ซึ่งกลุ่มเซล
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบเซลลูลาร์เป็นกลุ่มของเซลล์ที่ใช้ความถี่ตลอดแบนด์ความถี่ ถ้ากลุ่มเซลล์มีขนาดเท่ากับ 7 จำนวนช่องสัญญาณของเซลล์จะมีแค่หนึ่งในเจ็ดของแบนด์ความถี่ทั้งหมด เมื่อเทียบกับระบบ WCDMA ซึ่งทุกๆเซลล์ใช้แบนด์ความถี่เดียวกันทั้งหมดจะมีความจุของระบบเพิ่มขึ้นอย่างมาก

ข้อกำหนดของมาตรฐานของเครือข่ายระบบ WCDMA ถูกกำหนดขึ้นโดยโครงการความร่วมมือสำหรับโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3 (Third Generation Partnership Project หรือ 3GPP) โดยช่วงความถี่ของระบบ WCDMA จะอยู่ที่ 1920-1980 เมกะเฮิร์ตซ์ สำหรับช่องสื่อสารขาขึ้นจากโทรศัพท์เคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน และที่ 2110-2170 เมกะเฮิร์ตซ์ สำหรับช่องสื่อสารขาลงจากสถานีฐานไปยังโทรศัพท์เคลื่อนที่ ในระบบ WCDMA แบบ FDD แบนด์ภาคส่งและภาครับมีความกว้าง 60 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งจะถูกแบ่งออกเป็น 12 ช่องความถี่ แต่ละช่องความถี่มีความกว้าง 5 เมกะเฮิร์ตซ์ ดังที่แสดงในรูปที่ 2.4 ในแบนด์ความถี่นี้มีโครงสร้างของช่องสัญญาณในเทอมของ FDMA อยู่ 12 ช่องสัญญาณ ซึ่งเป็นจำนวนที่น้อยมาก แต่การมัลติเพล็กซ์กำลังงานช่องสัญญาณในระบบ WCDMA ไม่ได้เป็นแบบ FDMA แต่เป็นแบบ CDMA แสดงว่าระบบ WCDMA ที่มีความกว้างของช่องสัญญาณ 5 เมกะเฮิร์ตซ์มีความจุมากกว่าระบบแอนะล็อก AMPS ถึง 3.4 เท่า ตารางที่ 2.2 แสดงค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของระบบ WCDMA สำหรับการสร้างส่วนของระบบภาครับและภาคส่งของสถานีฐานและตัวโทรศัพท์เคลื่อนที่



รูปที่ 2.4 โครงสร้างแบนด์ความถี่ของระบบ WCDMA [10]

ตารางที่ 2.2 พารามิเตอร์ที่สำคัญของระบบ WCDMA [11]

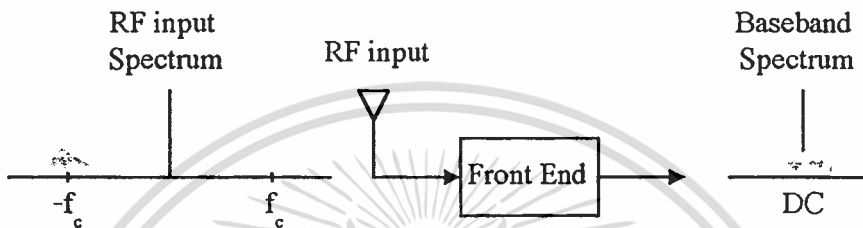
พารามิเตอร์	หน่วย	สถานีฐาน	โทรศัพท์เคลื่อนที่
แบนด์วิดท์คลื่นพาห์	MHz	3.84	3.84
ความถี่ภาคส่ง	MHz	2110-2170	1920-1980
กำลังงานภาคส่ง	dBm	46	33
เกนของสายอากาศ	dBi	19	0
นอยส์ฟีกเกอร์	dB	5	-
ความไวของเครื่องรับ	dBm	-120	-117

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

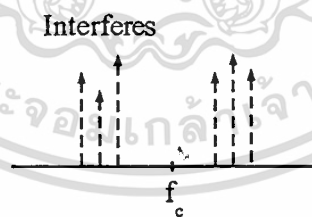
2.4 ระบบเครื่องรับ

อุปกรณ์ที่สำคัญอย่างหนึ่งของระบบการสื่อสารไร้สายคือเครื่องรับ ซึ่งใช้รับสัญญาณขาเข้าและส่งข้อมูลที่ต้องการออกมา เนื่องจาก FCC (Federal Communication Commission) กำหนดให้สัญญาณข้อมูลที่ต้องการส่งใช้แบนด์ความถี่ที่กำหนดซึ่งมีค่ามากกว่าแบนด์วิธของสัญญาณที่ต้องการ ดังที่แสดงในรูปที่ 2.5 ซึ่งเป็นรูปแบบการรับสัญญาณทางอุดมคติ วงจรส่วนหน้าของเครื่องรับจะแปลงสัญญาณขาเข้าจากความถี่คลื่นพาห์ (f_c) ไปเป็นสัญญาณเบสแบนด์



รูปที่ 2.5 วงจรส่วนหน้าของเครื่องรับสำหรับสัญญาณอินพุตทางอุดมคติ

ในสภาพแวดล้อมจริงของระบบการสื่อสารไร้สาย สัญญาณที่รับมาได้จะแตกต่างจากสัญญาณในอุดมคติ สัญญาณที่มาถึงเครื่องรับจะมีกำลังอ่อนมากเนื่องจากถูกลดทอนโดยสิ่งกีดขวางระหว่างเส้นทางของการส่งสัญญาณระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ นอกจากนี้สัญญาณที่รับเข้ามายังรวมไปถึงสัญญาณที่ไม่ต้องการหรือสัญญาณรบกวนซึ่งมักจะมีระดับกำลังงานมากกว่าสัญญาณที่ต้องการดังแสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 สัญญาณอินพุตที่มีกำลังอ่อนและสัญญาณรบกวนข้างเคียงกำลังสูง

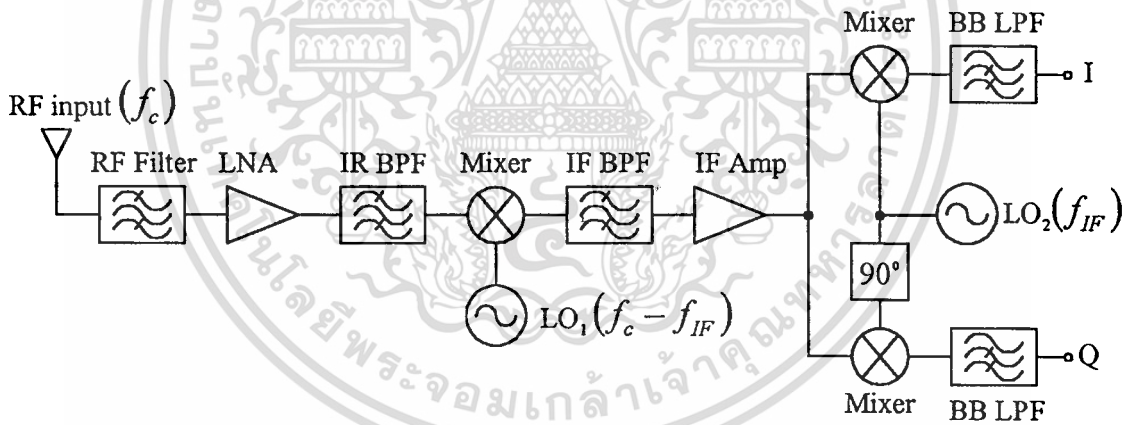
2.4.1 เครื่องรับระบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์

ระบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์เป็นระบบที่นิยมใช้ทั่วไปในระบบเครื่องรับตามท้องตลาด [12] สัญญาณที่รับเข้ามาจะถูกแปลงเป็นสัญญาณเบสแบนด์โดยผ่านการแปลงความถี่หลายชั้น บล็อกไดอะแกรมของระบบเครื่องรับแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ที่มีขั้นตอนการแปลงความถี่ 2 ครั้งแสดงดังรูปที่ 2.7 โครงสร้างของระบบแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์นี้ สัญญาณความถี่วิทยุที่รับเข้ามาจากสายอากาศจะผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่ก่อนที่จะถูกขยายโดยวงจรขยายสัญญาณ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

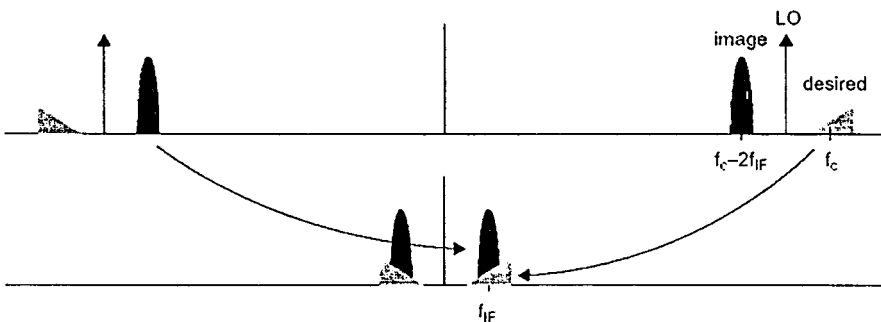
รบกวนต่ำ และหลังจากนั้นสัญญาณก็จะถูกกรองโดยวงจร IR (image-reject) ฟิเตอร์ ก่อนที่จะแปลงไปที่ความถี่กลางโดยโพลลออสซิลเลเตอร์ตัวแรก ที่ความถี่กลางสัญญาณจะถูกกรองโดยวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีค่า Q สูงเพื่อใช้ในการเลือกช่องสัญญาณที่ความถี่กลาง ซึ่งทำให้เครื่องรับระบบซูเปอร์เฮเทอร์โรไดนาม์มีค่าความคม (selectivity) และค่านอยส์ที่ดี ดังนั้นความต้องการคุณสมบัติของวงจร ADC (analog-to-digital converter) ในด้านความเร็วและค่าไดนามิกเรนจ์จะลดลง และหลังจากนั้นสัญญาณจะถูกขยายที่ความถี่กลางก่อนที่แปลงความถี่ไปที่สัญญาณเบสแบนด์โดยโพลลออสซิลเลเตอร์ตัวที่สอง ที่สัญญาณเบสแบนด์สัญญาณจะถูกขยายและถูกกรองก่อนที่จะแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลผ่านวงจร ADC

2.4.2 ความถี่เงา

การเลือกค่าความถี่กลางของระบบซูเปอร์เฮเทอร์โรไดนาม์จะส่งผลโดยตรงต่อปัญหาความถี่เงา ในรูปที่ 2.8 สัญญาณข่าวสารที่ต้องการอยู่กึ่งกลางของความถี่คลื่นพาห์ f_c ซึ่งจะถูกละเลยไปที่ความถี่กลาง f_{IF} โดยสัญญาณโพลลออที่อยู่กึ่งกลางที่ $f_c - f_{IF}$ แต่สัญญาณที่อยู่กึ่งกลางของความถี่เงา $f_c - 2f_{IF}$ ก็เป็นความถี่ที่จะถูกละเลยไปที่ f_{IF} ด้วยเหมือนกัน และสัญญาณความถี่เงามักจะมีกำลังงานแรงกว่าสัญญาณที่ต้องการ ดังนั้นสัญญาณความถี่เงาจะต้องถูกลดทอนก่อนที่จะผ่านกระบวนการแปลงความถี่



รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับระบบซูเปอร์เฮเทอร์โรไดนาม์

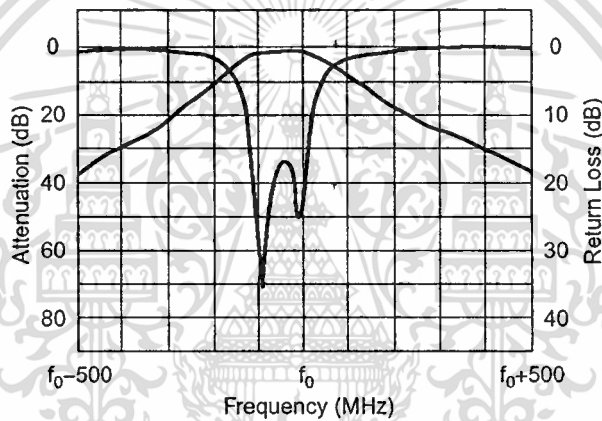


รูปที่ 2.8 ปัญหาความถี่เงา

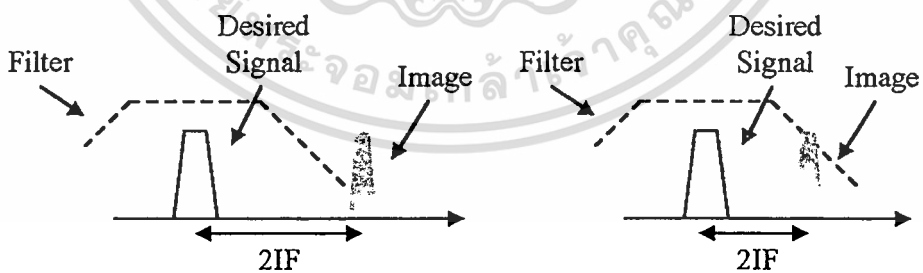
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเลือก f_{IF} ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเซรามิกโดยทั่วไป ค่าการลดทอนของมันจะเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่อยู่ห่างจากความถี่กึ่งกลาง f_0 มากขึ้นดังที่แสดงดังรูปที่ 2.9 ดังนั้นในการที่จะให้สัญญาณความถี่แกมามีค่าลดลงก็ควรจะต้องเลือกค่าความถี่กึ่งกลางที่มีค่าสูงซึ่งจะทำให้สัญญาณความถี่แกอยู่ห่างจากความถี่กึ่งกลางของวงจรกรองผ่านแถบความถี่มากขึ้น แต่ความถี่กึ่งกลางที่มีค่าสูงก็จะทำให้การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่กึ่งกลางและวงจรขยายที่ความถี่กึ่งกลางมีความยุ่งยากมากขึ้นดังที่แสดงในรูปที่ 2.10 ดังนั้นในการที่จะเลือกความถี่กึ่งกลางจึงควรพิจารณาจาก

1. ความถี่กึ่งกลางที่มีค่าสูง จะได้รับการลดทอนของความถี่แกจาก IR ฟิเตอร์สูงสุด
2. ความถี่กึ่งกลางที่มีค่าต่ำ ความต้องการคุณสมบัติของวงจรกรองผ่านแถบความถี่และวงจรขยายที่ความถี่กึ่งกลางลดลง



รูปที่ 2.9 ผลตอบสนองของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเซรามิก โดยทั่วไป [13]

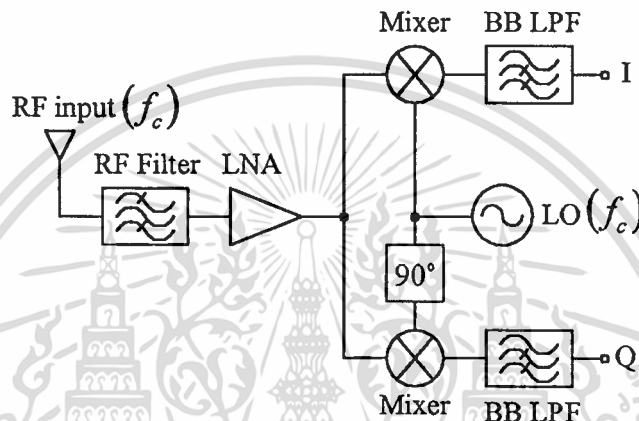


รูปที่ 2.10 ผลของความถี่แกสำหรับความถี่กึ่งกลางค่าสูงและต่ำ

2.4.3 ระบบไครเร็กคอนเวอร์ชัน

ระบบไครเร็กคอนเวอร์ชันจะแปลงสัญญาณที่รับเข้ามาไปที่สัญญาณเบสแบนด์โดยตรง (ความถี่กึ่งกลางเท่ากับศูนย์) ดังนั้นไม่จำเป็นต้องใช้วงจร IR ฟิเตอร์ บล็อกไดอะแกรมของระบบไครเร็กคอนเวอร์ชันแสดงดังรูปที่ 2.11 สัญญาณความถี่วิทยุที่ปรากฏอยู่ที่สายอากาศจะถูกกรองและเอกสารถนี้เป็นเอกสารถที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถูกขยายก่อนที่จะถูกแปลงความถี่ไปที่สัญญาณเบสแบนด์ การแปลงความถี่ทำได้โดยใช้วงจรมิกเซอร์ 2 วงจรและโกลคอลลอสซิลเลเตอร์ที่ความถี่คลื่นพาห์ สัญญาณเบสแบนด์ I และ Q จะถูกขยายและถูกกรองด้วยวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำก่อนที่จะถูกแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัล เนื่องจากสัญญาณความถี่วิทยุถูกแปลงไปที่สัญญาณเบสแบนด์โดยตรงดังนั้น โครงสร้างระบบแบบนี้จึงไม่ต้องมีวงจรที่ความถี่กลางและไม่เกิดปัญหาความถี่เงาขึ้น นอกจากนี้วงจรทั้งหมดยกเว้นสายอากาศและวงจรกรองผ่านแถบความถี่วิทยุ สามารถทำเป็นวงจรรวมได้ แต่โครงสร้างระบบไคร้กคอนเวอร์ชันจะมีปัญหาดีซีออฟเซตและฟลิคเกอร์นอยส์เกิดขึ้น

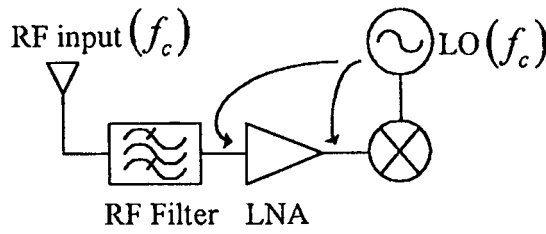


รูปที่ 2.11 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับระบบไคร้กคอนเวอร์ชัน

2.4.4 ดีซีออฟเซต

การสร้างวงจร โดยใช้ โครงสร้างระบบแบบไคร้กคอนเวอร์ชันจะเกิดผลกระทบจากดีซีออฟเซตเนื่องจากสัญญาณวิทยุที่รับเข้ามาจะถูกแปลงไปที่สัญญาณเบสแบนด์โดยตรง ดีซีออฟเซตทำให้เกิดปัญหาขึ้น 2 อย่าง อย่างแรกดีซีออฟเซตจะทำให้วงจรเบสแบนด์เช่นวงจรขยายและวงจรกรองความถี่เกิดการอิมิตัว และอย่างที่สองถึงแม้ว่าวงจรเบสแบนด์จะไม่อิมิตัวแต่ดีซีออฟเซตก็จะทำให้ข้อมูลเกิดความผิดพลาดมากขึ้นซึ่งจะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดทางบิตของระบบแปลง

ดีซีออฟเซตเกิดขึ้นมาจาก สัญญาณ โกลคอลลเกิดการคูณกับตัวเอง, ผลของความเพี้ยนลำดับที่สอง และความไม่เข้ากันของวงจรเบสแบนด์ รูปที่ 2.12 แสดงสัญญาณ โกลคอลลเกิดการคูณกับตัวเอง ซึ่งสัญญาณ โกลคอลลสามารถผ่านไปที่สัญญาณความถี่วิทยุได้โดยการเชื่อมต่อไปที่อินพุตของวงจรขยายสัญญาณรอบวงต่ำหรือผ่านพอร์ตความถี่วิทยุของวงจรมิกเซอร์ ดังนั้นสัญญาณ โกลคอลลก็จะเกิดการคูณกับตัวมันเองซึ่งจะทำให้เกิดดีซีออฟเซตขึ้น สัญญาณ โกลคอลลเกิดการคูณกับตัวเองนั้นสามารถแทนด้วยผลคูณของสัญญาณคลื่นไซน์ที่ความถี่เดียวกัน f_c ดังสมการที่ (2.1)



รูปที่ 2.12 สัญญาณ โลกอลเกิดการคูณกับตัวเอง

$$S_1 \cos(2\pi f_c t) \times S_2 \cos(2\pi f_c t) = \frac{S_1 S_2}{2} \{1 + \cos[2\pi(2f_c)t]\} \quad (2.1)$$

จะได้ผลลัพท์ประกอบทางคิซีและองค์ประกอบของสัญญาณคลื่นไซน์ที่ความถี่ $2f_c$ ส่วนแหล่งกำเนิดของคิซีออฟเซตอันที่สองคือความเพี้ยนทางฮาร์มอนิกลำดับที่สอง ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรส่วนหน้าสามารถแทนได้โดยสมการ

$$s_o = a_1 s_i + a_2 s_i^2 + a_3 s_i^3 + \dots \quad (2.2)$$

โดยเทอมแรกแทนค่าอัตราขยายส่วนเทอมหลังที่เหลือแทนความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจร ในกรณีของความเพี้ยนทางฮาร์มอนิกลำดับที่สองสำหรับอินพุตคลื่นไซน์ $s_i = S_1 \cos(2\pi f_1 t)$ จะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็น

$$s_o = \frac{a_2 S_1^2}{2} \{1 + \cos[2\pi(2f_1)t]\} \quad (2.3)$$

ซึ่งสัญญาณที่ได้ก็ประกอบด้วยองค์ประกอบทางคิซีและองค์ประกอบของสัญญาณคลื่นไซน์ที่ความถี่ $2f_1$ และยังประกอบด้วยเทอมของความเพี้ยนทางฮาร์มอนิกลำดับคู่ทั้งหมด นอกจากนี้จำนวนของคิซีออฟเซตจากสมการที่ (2.3) ที่เกิดจากความเพี้ยนทางฮาร์มอนิกลำดับคู่ขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณอินพุต S_1 ซึ่งมีค่าเปลี่ยนแปลงตามเวลาซึ่งทำให้การกำจัดค่าคิซีออฟเซตมีความยุ่งยากมากขึ้น เนื่องจากค่าคิซีออฟเซตจะมีค่าไม่คงที่

นอกจากคิซีออฟเซตแล้วความเพี้ยนทางฮาร์มอนิกลำดับคู่ก็จะทำให้เกิดองค์ประกอบทางความถี่ค่าอื่นๆ ซึ่งจะทำให้คุณสมบัติของเครื่องรับระบบโคเร็กคอนเวอร์ชันมีคุณสมบัติแย่ง เช่น ในกรณีของความเพี้ยนอินเตอร์มอดูเลชันลำดับที่สอง สำหรับสัญญาณอินพุต $s_i = S_1 \cos(2\pi f_1 t) + S_2 \cos(2\pi f_2 t)$ จะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็น

$$s_o = a_2 S_1 S_2 \{ \cos[2\pi(f_1 - f_2)t] + \cos[2\pi(f_1 + f_2)t] \} \quad (2.4)$$

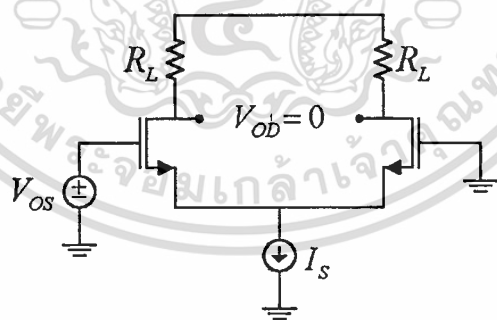
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งประกอบด้วยองค์ประกอบของสัญญาณคลื่นไซน์ที่มีความถี่ $f_1 - f_2$ และ $f_1 + f_2$ ถ้าระยะห่างระหว่างความถี่อินพุตสัญญาณคลื่นไซน์ 2 อันมีค่าน้อย ความเพี้ยนอินเทอร์มอดูเลชันลำดับที่สองก็จะเกิดเป็นองค์ประกอบทางความถี่ต่ำ $f_1 - f_2$ ซึ่งมีโอกาสทำให้สัญญาณเบสแบนด์ที่ต้องการแย่ง เนื่องจากความเพี้ยนอินเทอร์มอดูเลชันลำดับที่สองขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณอินพุต S_1 และ S_2 ซึ่งจะทำให้องค์ประกอบทางความถี่ต่ำเปลี่ยนแปลงตามเวลาเช่นเดียวกัน

แหล่งกำเนิดของดีซีออฟเซตอันดับสุดท้ายคือความไม่เข้ากันของวงจรเบสแบนด์ ถ้าใช้วงจรผลต่างในการสร้างวงจรขยายและวงจรรองความถี่ของสัญญาณเบสแบนด์ ความไม่เข้ากันของวงจรทำให้เกิดดีซีออฟเซตขึ้น สำหรับวงจรขยายผลต่างแบบ CMOS ที่แสดงดังรูปที่ 2.13 ค่าอินพุตออฟเซตโวลต์เดจเป็น [14]

$$V_{os} = \Delta V_t + \frac{(V_{GS} - V_t)}{2} \left[\left(\frac{-\Delta R_L}{R_L} \right) - \left(\frac{\Delta(W/L)}{(W/L)} \right) \right] \quad (2.5)$$

ค่าดีซีออฟเซตในกรณีนี้มีความสัมพันธ์กับความไม่เข้ากันของทรานซิสเตอร์และความไม่เข้ากันของความต้านทานโหลด นอกจากนี้ค่าดีซีออฟเซตที่เกิดจากความไม่เข้ากันของวงจรจะขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิด้วย

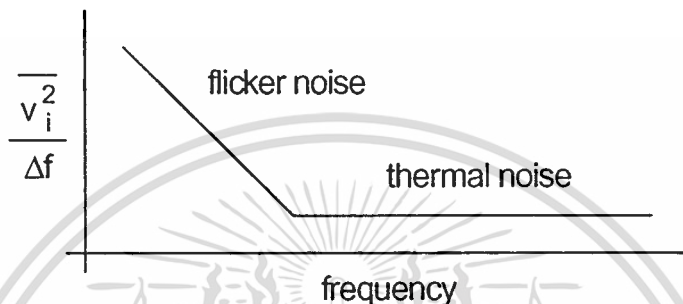


รูปที่ 2.13 อินพุตออฟเซตโวลต์เดจของวงจรขยายผลต่างแบบ CMOS

2.4.5 ฟลิคเกอร์นอยส์

ฟลิคเกอร์นอยส์หรือ 1/f นอยส์จะทำให้คุณสมบัติของเครื่องรับระบบโคเร็คคอนเวอร์ชันมีคุณสมบัติแย่ง ความหนาแน่นกำลังงานของโวลต์เดจนอยส์ทางอินพุตของทรานซิสเตอร์แบบ MOS ประกอบด้วยส่วนของฟลิคเกอร์นอยส์ซึ่งเป็นสัดส่วนผกผันกับความถี่และสัญญาณรบกวนเชิงความร้อน [15]

ความหนาแน่นของกำลังงานสัญญาณรบกวนที่เป็นฟังก์ชันของความถี่แสดงดังรูปที่ 2.14 สำหรับความถี่สูง องค์ประกอบสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนจะมีค่ามาก แต่ที่ความถี่ต่ำองค์ประกอบของฟลิคเกอร์นอยส์จะมีค่ามากกว่า ในความเป็นจริงแล้วเนื่องจากความหนาแน่นกำลังงานของฟลิคเกอร์นอยส์เป็นสัดส่วนผกผันกับความถี่ ค่าฟลิคเกอร์นอยส์จะมีค่ามากเมื่อความถี่ใกล้ศูนย์ เนื่องจากสัญญาณที่ต้องการคือสัญญาณที่ถูกแปลงไปที่สัญญาณเบสแบนด์โดยตรงดังนั้น ฟลิคเกอร์นอยส์จึงเป็นปัญหาเฉพาะระบบแบบไคเร็กคอนเวอร์ชัน



รูปที่ 2.14 ความหนาแน่นของกำลังงานสัญญาณรบกวนที่เป็นฟังก์ชันของความถี่

2.5 คุณสมบัติของวงจรภาครับ

ในตอนนี้จะอธิบายถึงตัวเลขคุณค่าที่ใช้ในการออกแบบระบบเครื่องรับซึ่งประกอบด้วยค่านอยส์ฟลิคเกอร์และค่าความเป็นเชิงเส้นของวงจร

2.5.1 นอยส์ฟลิคเกอร์

ตามนิยามของ IEEE นอยส์แฟกเตอร์ (F) เป็นค่าอัตราส่วนของกำลังงานสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตทั้งหมดต่อกำลังงานสัญญาณรบกวนที่อินพุต เมื่อก่านอยส์แฟกเตอร์อยู่ในหน่วย dB จะเรียกเป็นค่านอยส์ฟลิคเกอร์ ค่านอยส์ฟลิคเกอร์สามารถเขียนให้อยู่ในรูปอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ลดลงเมื่อผ่านวงจรต่างๆ เนื่องจากได้รวมค่าสัญญาณรบกวนของวงจรต่างๆเข้าไปด้วยดังสมการที่ (2.7)

$$NF = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} \quad (2.7)$$

เมื่อ S และ N แทนกำลังงานของสัญญาณและสัญญาณรบกวน ส่วน i และ o แทนอินพุตและเอาต์พุตของวงจร

2.5.2 ความเป็นเชิงเส้นของวงจร

ขณะที่เครื่องรับกำลังรับสัญญาณวิทยุที่มีกำลังอ่อนก็จะมีสัญญาณจากผู้ใช้คนอื่นซึ่งมีกำลังสูงอยู่ใกล้กัน ซึ่งสัญญาณที่มีกำลังสูงนี้จะทำให้วงจรทำงานในช่วงที่ไม่เป็นเชิงเส้นและอาจกำเนิดความถี่อื่นๆออกมารบกวนสัญญาณข้อมูลที่ต้องการได้ ดังนั้นความเป็นเชิงเส้นของวงจรจะเป็นตัวพิจารณาถึงความสามารถในการรองรับระดับกำลังงานของสัญญาณอินพุตที่มากที่สุดของวงจร

ในการออกแบบวงจรความถี่วิทยุ การคำนวณหาคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นของวงจร นิยมวัดจากค่าพารามิเตอร์เช่น จุด 1 dB compression และจุดตัดของการเกิดอินเตอร์มอดูเลชัน ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้สามารถอธิบายโดยใช้วิธีของอนุกรมกำลัง หรืออนุกรม Volterra [16] ซึ่งอนุกรม Volterra มีความแม่นยำมากในการกำหนดคุณลักษณะของวงจรที่ไม่เป็นเชิงเส้น แต่มีการคำนวณที่ซับซ้อนมากถึงแม้จะใช้การจำลองแบบด้วยคอมพิวเตอร์ ในทางกลับกันการคำนวณโดยใช้อนุกรมกำลังเป็นวิธีการคำนวณที่ง่ายกว่า กำหนดให้องค์ประกอบของความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรเป็นอนุกรมเทย์เลอร์

$$v_o = a_0 + a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + \dots = \sum_{n=0}^{\infty} a_n v_i^n \quad (2.8)$$

ให้ค่าสัมประสิทธิ์ a_n เป็นอิสระต่อเทอมของความถี่, a_0 แทนระดับดีซีออฟเซตทางเอาต์พุต, $a_1 v_i$ แทนเทอมเชิงเส้นลำดับที่ 1 (เช่นอัตราขยาย) และ $a_2 v_i^2$ แทนเทอมลำดับที่สอง ถ้าเป็นระบบแบบเชิงเส้นค่า a_1 จะมากกว่าค่า a_2 และ a_3 ในวงจรขยายผลต่างหรือวงจรแบบบาลานซ์ซึ่งฟังก์ชันการส่งผ่านจะมีเฉพาะเทอมคือส่วนสัมประสิทธิ์เทอมคู่ของ v_i ทั้งหมดจะเป็นศูนย์เพื่อความง่ายในการวิเคราะห์จะใช้สัมประสิทธิ์สูงสุดถึงลำดับที่สอง

ในระบบเชิงเส้นจะทำการแทนอินพุต $v_i = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t$ ลงในฟังก์ชันการส่งผ่าน $v_o = a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3$ เมื่อทำการคำนวณจะได้เทอมความถี่หลักมูล

$$\text{ที่ } \omega_1 : \left(a_1 + \frac{3}{2} a_3 A_2^2 + \frac{3}{4} a_3 A_1^2 \right) A_1 \cos \omega_1 t \quad (2.9)$$

$$\text{ที่ } \omega_2 : \left(a_1 + \frac{3}{2} a_3 A_1^2 + \frac{3}{4} a_3 A_2^2 \right) A_2 \cos \omega_2 t \quad (2.10)$$

เทอมลำดับที่สอง

$$\text{ที่ } 2\omega_1 : \left(\frac{1}{2} a_2 A_1^2 \right) \cos 2\omega_1 t \quad (2.11)$$

$$\text{ที่ } 2\omega_2 : \left(\frac{1}{2} a_2 A_2^2 \right) \cos 2\omega_2 t \quad (2.12)$$

$$\text{ที่ } \omega_1 \pm \omega_2 : (a_2 A_1 A_2) [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t] \quad (2.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทอมลำดับที่สาม

$$\text{ที่ } 3\omega_1 : \left(\frac{1}{4}a_3A_1^3\right)\cos 3\omega_1 t \quad (2.14)$$

$$\text{ที่ } 3\omega_2 : \left(\frac{1}{4}a_3A_2^3\right)\cos 3\omega_2 t \quad (2.15)$$

$$\text{ที่ } 2\omega_1 \pm \omega_2 : \left(\frac{3}{4}a_3A_1^2A_2\right)[\cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_1 - \omega_2)t] \quad (2.16)$$

$$\text{ที่ } \omega_1 \pm 2\omega_2 : \left(\frac{3}{4}a_3A_1A_2^2\right)[\cos(\omega_1 + 2\omega_2)t + \cos(\omega_1 - 2\omega_2)t] \quad (2.17)$$

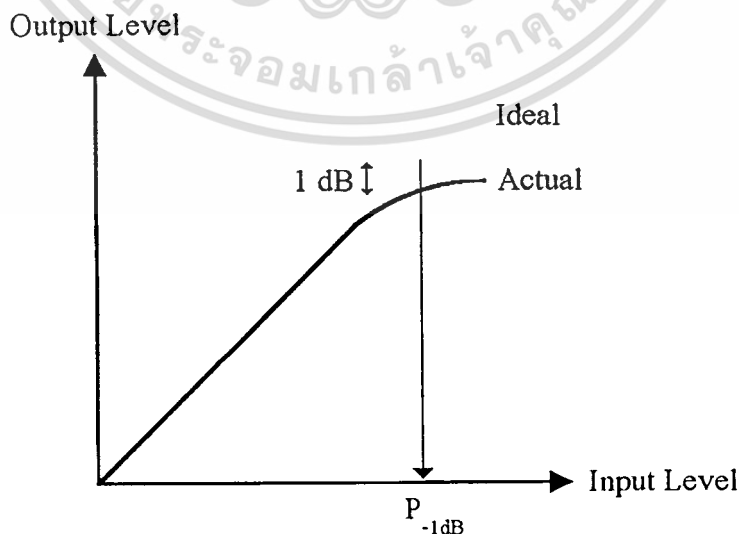
สำหรับระบบเชิงเส้นส่วนใหญ่ฟังก์ชันการส่งผ่านจะเกิดการอ้อมตัวเมื่อเพิ่มสัญญาณอินพุตมากขึ้นซึ่งจะทำให้ค่าอัตราขยายมีค่าลดลง

2.5.3 จุด 1 dB เกนคอมเพรสชัน

จุด 1 dB เกนคอมเพรสชัน เป็นจุดที่ระดับสัญญาณอินพุตมีค่าอัตราขยายลดลงเท่ากับ 1 dB ดังแสดงในรูปที่ 2.15 ให้ค่า $A_2 = 0$ ในสมการที่ (2.9) และคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของสมการที่ (2.9) ที่มีค่าลดลง 1 dB เมื่อเทียบกับอัตราขยาย a_1

$$20 \log a_1 - 1 \text{ dB} = 20 \log \left(a_1 + \frac{3}{4} a_3 A_{-1 \text{ dB}}^2 \right) \quad (2.18)$$

$$A_{-1 \text{ dB}}^2 = \sqrt{0.145 \frac{|a_1|}{|a_3|}} \quad (2.19)$$



รูปที่ 2.15 การหาค่าจุด 1 dB compression

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.4 จุดอินเตอร์มอดูเลชันลำดับที่ 3 (IP3: third-order intercept point)

จุด IP3 สามารถหาได้โดยการทดสอบแบบ two-tone โดยที่ใช้สัญญาณทดสอบแบบคลื่นไซน์ 2 สัญญาณที่มีค่าแอมพลิจูดเท่ากันที่ความถี่ f_1 และ f_2 ในกรณีที่เกิดความผิดเพี้ยนแบบอินเตอร์มอดูเลชันลำดับที่สามขึ้น สัญญาณเอาต์พุตจะประกอบด้วยองค์ประกอบทางความถี่ที่ $2f_1 - f_2$ และ $2f_2 - f_1$ ผลความผิดเพี้ยนแบบอินเตอร์มอดูเลชันลำดับที่สามมีค่าเพิ่มขึ้นที่อัตรา A^3 ดังที่แสดงในสมการที่ (2.16) และ (2.17) จุด IP3 เป็นจุดที่แอมพลิจูดของผลความผิดเพี้ยนแบบอินเตอร์มอดูเลชันลำดับที่สามมีค่าเท่ากับสัญญาณหลักมูล ดังแสดงในรูปที่ 2.16 ให้ค่าสัมประสิทธิ์ของสมการที่ (2.16) เท่ากับค่าอัตราขยาย $a_1 A$

$$a_1 A_{IP3} = \frac{3}{4} a_3 A_{IP3}^3 \quad (2.20)$$

$$A_{IP3} = \sqrt{\frac{4|a_1|}{3|a_3|}} \quad (2.21)$$

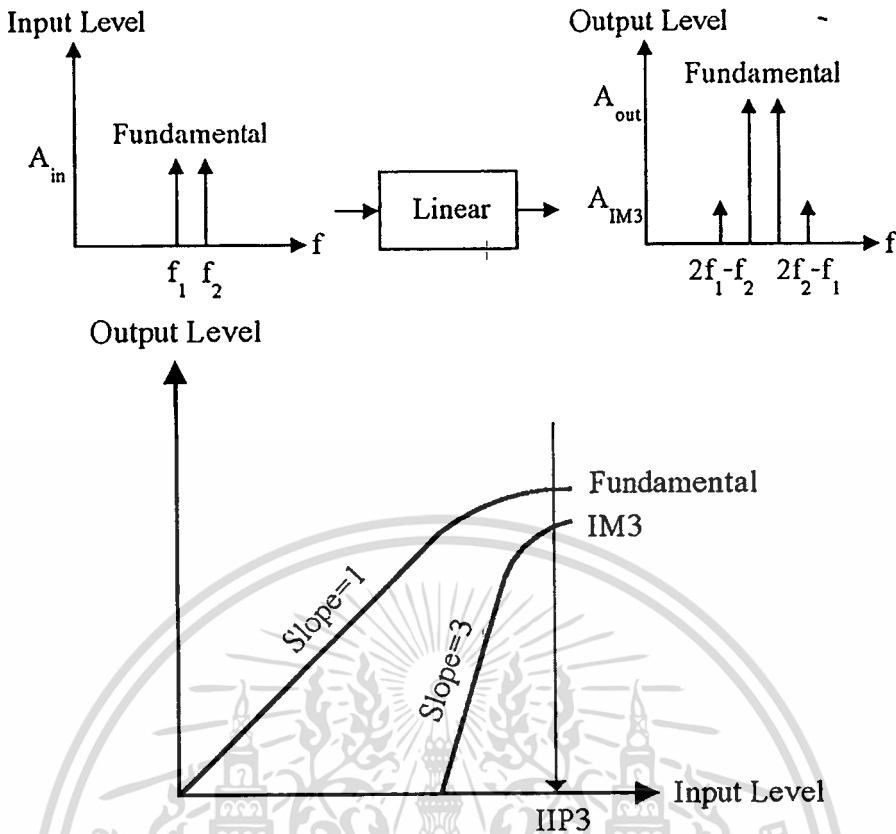
2.5.5 ความไวของเครื่องรับ

ความไวของเครื่องรับเป็นระดับกำลังงานอินพุตต่ำสุดโดยที่ยังมีค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนและค่าอัตราความผิดพลาดบิตตามที่กำหนด

ค่าพารามิเตอร์อย่างหนึ่งที่ใช้อธิบายค่าความไวของเครื่องรับคือ ค่าเอ็มดีเอส (Minimum Detectable Signal) หรือ ค่าสัญญาณต่ำสุดที่ตรวจจับได้ที่สายอากาศ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับสัญญาณรบกวนของเครื่องรับและค่าแบนด์วิดท์ของระบบ [17]

$$m_{ds}(\text{dBm}) = -174 \text{ dBm/Hz} + 10 \log BW + NF + SNR \quad (2.22)$$

เมื่อค่า BW เป็นแบนด์วิดท์ของระบบทั้งหมด, ค่า NF เป็นค่านอยส์ฟิกเกอร์ของระบบก่อนการมอดูเลต และค่า SNR เป็นค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ต้องการที่ตัวคีมอดูเลเตอร์ โดยที่ยังมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ยอมรับได้ โดยทั่วไปอัตราความผิดพลาดบิตที่ยอมรับได้มีค่าเท่ากับ 10^{-3} (สำหรับการใช้ในการส่งสัญญาณเสียงพูด) [18]



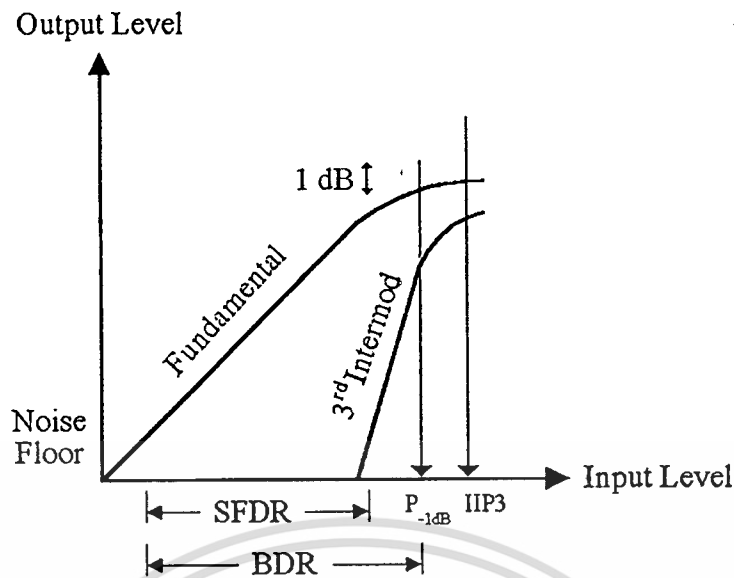
รูปที่ 2.16 การหาค่า IIP3 จากการทดสอบ two-tone

2.5.6 ไดนามิกเรนจ์

ค่าไดนามิกเรนจ์เป็นช่วงกำลังงานอินพุตที่เครื่องรับยังคงทำงานได้สมรรถนะคืออยู่ สามารถวัดได้จากคุณภาพของสัญญาณเบสแบนด์ (สัญญาณเสียง, สัญญาณภาพ หรือสัญญาณอื่นๆ) หรือได้จากการวิเคราะห์ระบบผ่านค่าอัตราความผิดพลาดบิตหรือค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

ค่าไดนามิกเรนจ์พิจารณาได้จากระดับของสัญญาณต่ำที่สุดที่เครื่องรับยังคงรับสัญญาณได้อยู่หรือเรียกว่าค่าความไวของเครื่องรับซึ่งเป็นขีดจำกัดล่างของค่าไดนามิกเรนจ์ ส่วนสัญญาณที่มีกำลังงานมากที่สุดที่เครื่องรับยังทำงานได้อยู่เป็นขีดจำกัดบนของค่าไดนามิกเรนจ์

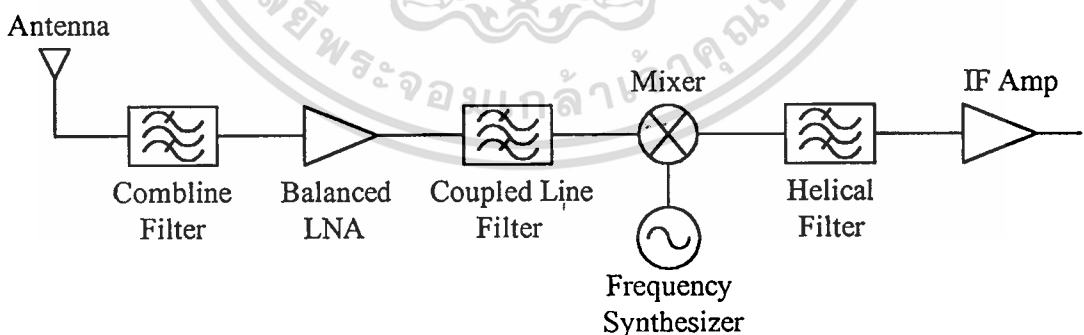
SFDR (Spurious-free Dynamic Range) เป็นช่วงสัญญาณอินพุตจากระดับสัญญาณรบกวนถึงระดับกำลังงานอินพุตที่ทำให้เกิดผลของอินเทอร์มอดูเลชันเท่ากับระดับกำลังงานของสัญญาณรบกวน และค่า BDR (Blocking Dynamic Range) เป็นช่วงสัญญาณอินพุตจากระดับสัญญาณรบกวนถึงจุด 1 dB เกนคอมเพรสชัน ผลของการเกิดอินเทอร์มอดูเลชันเป็นฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการซึ่งเกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์ในเครื่องรับ



รูปที่ 2.17 นิยามค่าไดนามิกเรนจ์พารามิเตอร์

2.6 บล็อกไดอะแกรมของภาครับ

ในระบบเครื่องรับ WCDMA ประกอบไปด้วยการทำงานในส่วนของเบสแบนด์และการทำงานในภาคความถี่วิทยุ โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงการออกแบบและสร้างวงจรเฉพาะในส่วนของภาคความถี่วิทยุเท่านั้น โดยแสดงบล็อกไดอะแกรมแสดงได้ดังรูปที่ 2.18 สำหรับระบบแบบซูเปอร์เฮเทอร์โรไดน์ การคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆของระบบ ที่ใช้สำหรับการออกแบบวงจรส่วนต่างๆในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถหาได้ดังตารางที่ 2.3 ซึ่งเป็นค่าที่ได้จากการจำลองแบบจากบทความ [19] ที่อัตราการส่งข้อมูล 12.2 กิโลบิตต่อวินาที



รูปที่ 2.18 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของเครื่องรับระบบ WCDMA

ส่วนประกอบต่างๆตามบล็อกไดอะแกรมสามารถอธิบายหน้าที่การทำงานแบบพอสังเขปได้ดังนี้คือ

ตารางที่ 2.3 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆสำหรับการออกแบบระบบเครื่องรับ WCDMA (หน่วย dB) [19]

วงจร	อัตราขยาย	NF	IIP3	การลดทอน
คูเพิลเลอร์	-1	1	-	100 (นอกแบนด์)
วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ	25	1.7	0	-
วงจร RF ฟิลเตอร์	-3	3	-	38 (นอกแบนด์)
วงจรมิกเซอร์	-7	7	25	-
วงจรขยายความถี่กลาง	15	3	5	-
วงจรกรองความถี่กลาง	-10	10	-	32 (5 MHz)
วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ	35	15	-40	-
วงจรคีมอคูเลต	10	10	10	-

2.6.1 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมป์ไลน์ ใช้กรองความถี่สัญญาณวิทยุที่รับมาจากสายอากาศ เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนนอกแบนด์ไม่ให้เข้ามาในระบบเครื่องรับ ในการออกแบบต้องการค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกต่ำกว่า 1 dB และมีค่าการตัดทิ้งที่ความถี่ 2110 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้ในด้านภาคส่ง 100 dB เลือกใช้โครงสร้างวงจรเป็นแบบคอมป์ไลน์ มีจำนวนเรโซเนเตอร์ทั้งหมด 7 วงจร จากผลการวัดวงจรมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกประมาณ 0.4 dB ในช่วงความถี่ 1920 ถึง 1980 ค่าการตัดทิ้งประมาณ 104 dB และมีค่าการสูญเสียย้อนกลับ ต่ำกว่า -15 dB ตลอดช่วงความถี่

2.6.2 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ ปกติแล้วสัญญาณที่รับเข้ามาจากสายอากาศ มีขนาดของสัญญาณต่ำมาก จึงต้องใช้วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำซึ่งทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่วิทยุที่เข้ามาจากสายอากาศและผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่ให้มีขนาดสัญญาณแรงขึ้น โดยไม่ทำให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนแปลง ในการออกแบบต้องการค่าอัตราขยาย 25 dB, ค่านอยส์ฟีกเกอร์ 1.7 dB, และค่าอินพุต IP3 เท่ากับ 0 dB เลือกใช้โครงสร้างวงจรเป็นแบบบาลานซ์ร่วมกับการใช้เทคนิคการป้อนกลับแบบที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำอนุกรม ซึ่งวงจรที่ออกแบบใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็น PHEMT ATF-34143 (Agilent Technologies) จากผลการวัดวงจรมีอัตราการขยาย 24.5 dB, ค่านอยส์ฟีกเกอร์ 1.3 dB, ค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตและเอาต์พุตต่ำกว่า -19 dB และ -17 dB ตามลำดับ, ค่า P_{1dB} มีค่าประมาณ 14 dBm และค่าอินพุต IP3 มีค่า 0 dBm ที่ช่วงความถี่ 1920 ถึง 1980 เมกะเฮิร์ตซ์

2.6.3 วงจรมิกเซอร์ กำหนดให้ความถี่ของสัญญาณวิทยุที่รับเข้ามาเป็น f_{RF} ซึ่งสัญญาณความถี่วิทยุนี้จะถูกแปลงไปที่สัญญาณเบสแบนด์ซึ่งปกติการแปลงความถี่นี้มีมากกว่า 1 ภาค เนื่องจากถ้าสัญญาณวิทยุที่รับเข้ามาซึ่งมีความถี่ประมาณ 2 กิกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งถ้าแปลงความถี่โดยตรงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไปที่สัญญาณเบสแบนด์เลย เครื่องรับจะมีราคาสูงมากเนื่องจากต้องใช้อุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติสูง สัญญาณวิทยุที่ถูกคุณเข้ากับสัญญาณโลคอลความถี่ f_{LO} จะได้ผลคุณเป็นสัญญาณความถี่กลาง f_{IF} เมื่อ $f_{IF} = |f_{RF} - f_{LO}|$ ซึ่งที่ความถี่นี้สามารถใช้วงจรกรองเลือกช่องสัญญาณที่มีค่า Q สูงมากได้ และส่วนของวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติก็จะมีราคาถูกลง วงจรมิกเซอร์ทำหน้าที่แปลงความถี่สัญญาณวิทยุมาที่สัญญาณความถี่กลาง โดยทำการผสมกับความถี่ที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ช่วง 2110 ถึง 2170 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นสัญญาณความถี่กลาง 190 เมกะเฮิร์ตซ์ ในการออกแบบต้องการค่าการสูญเสียแปลงผัน 7 dB เลือกใช้โครงสร้างวงจรมิกเซอร์เป็นแบบดับเบิ้ลบาลานซ์ ไดโอดมิกเซอร์ จากผลการวัดที่ความถี่กลาง 190 เมกะเฮิร์ตซ์ วงจรมีค่าการสูญเสียแปลงผัน 7.6 dB และค่าไอโซเลชันระหว่างสัญญาณโลคอลกับสัญญาณวิทยุดีกว่า 20 dB

2.6.4 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยธรรมชาติของกระบวนการแปลงความถี่ สัญญาณอินพุตที่ความถี่ $2f_{LO} - f_{RF}$ ซึ่งถูกเรียกว่าสัญญาณความถี่เงา ก็จะถูกแปลงลงมาที่ความถี่กลางเดียวกัน ดังนั้นจึงต้องใช้วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่เรียกว่าวงจร IR (image rejection) ฟิเตอร์ ซึ่งจะลดทอนสัญญาณที่ความถี่เงาให้มีค่าลดลง ในการออกแบบต้องการค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก 3 dB และมีค่าการตัดทิ้งของสัญญาณนอกแถบ 38 dB เลือกใช้โครงสร้างวงจรเป็นแบบไมโครสตริปที่มีการเชื่อมต่อระหว่างกันแบบขนาน ผลการตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ทลำดับที่ 3 จากผลการวัดได้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกเท่ากับ 4.3 dB ที่ความถี่กึ่งกลาง 1950 เมกะเฮิร์ตซ์ มีค่าแบนด์วิดท์ประมาณ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ มีค่าการตัดทิ้งของสัญญาณนอกแถบ 30 dB และมีค่าการสูญเสียย้อนกลับดีกว่า -10 dB

2.6.5 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่โลคอล โดยผลิตความถี่ในช่วง 2110 ถึง 2170 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อเข้าไปผสมความถี่กับวงจรมิกเซอร์ ในการออกแบบเพื่อการนำไปใช้งานสำหรับสถานีฐานต้องการค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสดีกว่า -110 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 กิโลเฮิร์ตซ์ จากผลการวัดวงจรมีค่าสัญญาณรบกวนทางเฟส -90 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 กิโลเฮิร์ตซ์ และมีค่ากำลังงานเอาต์พุตเท่ากับ 6 dBm มีองค์ประกอบของวงจรส่วนต่างๆดังนี้

2.6.5.1 วงจรคริสตอลอสซิลเลเตอร์ ที่ความถี่ 6.4 เมกะเฮิร์ตซ์ ทำหน้าที่สร้างสัญญาณอ้างอิงเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบเฟสกับสัญญาณที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์แบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม โดยใช้คริสตอลเป็นตัวเรโซแนนซ์ความถี่เนื่องจากมีเสถียรภาพสูงและมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ต่ำวงจรออสซิลเลเตอร์จะอยู่ภายในไอซีเบอร์ MC145152 ทำงานได้โดยต่อคริสตอลจากภายนอก

2.6.5.2 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่วิทยุที่มีการปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าควบคุมเพื่อใช้ในการสังเคราะห์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ด้วยเฟสล็อกถูบโดยต้องการล็อคความถี่ในช่วง 2110-2170 เมกะเฮิร์ตซ์ วงจรที่ออกแบบใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดซิลิกอนไบโพลาร์เบอร์ BFG-540W

2.6.5.3 วงจรพรีสเกลเลอร์ ทำหน้าที่หารความถี่ลงมาเพื่อไม่ให้เกินช่วงความถี่ที่ไอซีเบอร์ MC145152 สามารถทำงานได้ (ความถี่อินพุตน้อยกว่า 25 เมกะเฮิร์ตซ์) พรีสเกลเลอร์ใช้แบบคูอัลโมดูลัสซึ่งสามารถหาร 64 หรือ 65 ได้โดยการกำหนดค่าลอจิกที่ขาอินพุต MC (Modulus Control) โดยใช้พรีสเกลเลอร์ไอซีเบอร์ MC12034

2.6.5.4 วงจรเปรียบเทียบเฟสและความถี่ ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสและความถี่ของสัญญาณสองสัญญาณ โดยสัญญาณหนึ่งคือสัญญาณอ้างอิงที่ได้จากการหารความถี่จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์และอีกสัญญาณจากการหารความถี่จากวงจรรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันควบคุมไฟฟ้า

2.6.5.5 วงจรลูปฟิลเตอร์ เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทิฟสามารถกำหนดค่า ξ (damping factor) และ ω_n (natural frequency) ได้จากค่าองค์ประกอบของวงจรกรองความถี่สัญญาณที่ได้จากวงจรถ่ายเฟสจะประกอบด้วยองค์ประกอบทางคิซีและเอซี โดยสิ่งที่ต้องการคือองค์ประกอบทางคิซี เพื่อนำไปใช้ควบคุมความถี่ของวงจรรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าควบคุม

2.6.6 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกิลิว ใช้กรองผ่านแถบความถี่ที่ได้จากผลคูณของวงจรมิกเซอร์ ได้เป็นสัญญาณความถี่กลางที่ 190 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อเลือกช่องสัญญาณที่ต้องการและลดทอนช่องสัญญาณอื่นที่ไม่ต้องการ ในการออกแบบต้องการค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก 10 dB และค่าการตัดทิ้งของช่องสัญญาณข้างเคียง 32 dB เลือกใช้โครงสร้างวงจรเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกิลิว มีจำนวนเรโซเนเตอร์ทั้งหมด 12 วงจร จากผลการวัดวงจรมีความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก 4.25 dB ที่ความถี่ 190 เมกะเฮิร์ตซ์ มีค่าแบนด์วิดท์ประมาณ 3.8 เมกะเฮิร์ตซ์ มีค่าการตัดทิ้งของช่องสัญญาณข้างเคียงประมาณ 45 dB ที่ออฟเซต 5 เมกะเฮิร์ตซ์ และมีค่าการสูญเสียย้อนกลับดีกว่า -10 dB ตลอดช่วงความถี่

2.6.7 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ได้จากวงจรกรองผ่านแถบความถี่ช่วง 190 เมกะเฮิร์ตซ์ ในการออกแบบต้องการค่าอัตราขยาย 15 dB และค่านอยส์ฟีกเกอร์ 3 dB เลือกใช้อุปกรณ์ Monolithic Amplifiers เบอร์ MAR06 ได้ค่าอัตราขยายประมาณ 45 dB และค่านอยส์ฟีกเกอร์ 3 dB (ค่าจากคาต้าชีท)

2.6.8 วงจรดีมอดูเลเตอร์แบบ QPSK ทำหน้าที่ดีมอดูเลตสัญญาณความถี่กลางในช่วง 190 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นสัญญาณ I และ Q ออกมา ใช้อุปกรณ์วงจรรวมเบอร์ MAX2312 ซึ่งเป็นตัวดีมอดูเลต QPSK แบบโปรแกรมค่าความถี่อินพุตได้ วงจรรวมของเครื่องรับทั้งหมดมีความไวประมาณ -85 dBm

บทที่ 3

วงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ

3.1 กล่าวนำ

วงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญมากวงจรหนึ่งของวงจรส่วนหน้าของระบบเครื่องรับวิทยุ วงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำใช้ขยายสัญญาณโดยไม่ทำให้ค่านอยส์ฟีกเกอร์ของระบบแย่งลงมาก ในการใช้งานส่วนใหญ่วงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำเป็นภาคอุปกรณ์แรกที่ฟภาคแรกในระบบเครื่องรับ ดังนั้นมันจะมีผลกระทบต่อค่านอยส์ฟีกเกอร์รวมของระบบอย่างมาก วงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำจึงต้องการค่านอยส์ฟีกเกอร์ต่ำและมีค่าอัตราขยายสูง นอกจากนี้วงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำยังต้องการค่าการสูญเสียย้อนกลับ (return loss) ทางอินพุตและเอาต์พุตที่ดีเพื่อลดผลของการสะท้อนกลับของสัญญาณทางด้านอินพุตและเอาต์พุต รวมทั้งวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำควรมีค่าไอ โซเลชันย้อนกลับสูงเพื่อป้องกันสัญญาณที่ไม่ต้องการไหลย้อนกลับผ่านวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำเข้าไปที่สายอากาศหรือส่วนของระบบภาคส่ง

จากที่กล่าวมาแล้วระบบ WCDMA เป็นระบบการสื่อสารไร้สายยุคที่สามที่ได้มีการพัฒนาและออกแบบเพื่อให้ผู้ใช้หลายคนสามารถร่วมใช้ความถี่แบนด์เดียวกันได้ โดยระบบจะมีอัตราการส่งข้อมูลต่างกันตามความต้องการของผู้ใช้แต่ละคนในระบบ โดยทั่วไประบบเครื่องรับ WCDMA สถานีฐานจะใช้ความถี่ช่วงตั้งแต่ 1920 ถึง 1980 เมกะเฮิร์ตซ์สำหรับการติดต่อกับสถานีเคลื่อนที่ [20] และระบบ WCDMA ต้องรองรับจำนวนผู้ใช้มากกว่าหนึ่งรายและต้องกระจายสเปกตรัมรหัสของผู้ใช้แต่ละคนไปที่แบนด์วิดท์ขนาด 3.48 เมกะเฮิร์ตซ์ เครื่องรับระบบ WCDMA จึงต้องการค่านอยส์ฟีกเกอร์และความเป็นเชิงเส้นที่ดี

วงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้โครงสร้างวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ เนื่องจากวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์มีข้อดีคือ มีค่านอยส์ฟีกเกอร์และเสถียรภาพที่ดี, มีความสามารถในการต่อเข้ากับวงจรอื่นได้ดี และมีค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตและทางเอาต์พุตต่ำ [21] รูปแบบของวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำเป็นแบบวงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ซึ่งประกอบด้วยวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ 2 วงจรที่เหมือนกันวางอยู่ระหว่างคัปเปิลอร์แบบ 90 องศา ในการออกแบบวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำใช้ วงจรรขยาย 2 ภาคโดยเลือกอุปกรณ์แรกที่ฟเป็น PHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor) เนื่องจากสามารถให้ค่านอยส์ฟีกเกอร์ต่ำ ($NF_{min} < 1$ dB) และมีความเป็นเชิงเส้นที่ดีและใช้เทคนิคการป้อนกลับแบบที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำอนุกรม (inductive series feedback) ข้อดีของเทคนิคนี้คือเนื่องจากโดยทั่วไปการออกแบบวงจรรขยายเพื่อให้ได้ค่านอยส์ฟีกเกอร์น้อยที่สุดและเพื่อให้ได้ค่าอัตรา

การขยายมากที่สุดจะเกิดขึ้นที่อินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าต่างกัน ดังนั้นด้วยเทคนิคการป้อนกลับนี้จะทำ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ของจุดที่น้อยสฟีกเกอร์น้อยที่สุดและค่าอัตราขยายมากที่สุดมีค่าใกล้เคียงกันมากขึ้น [22] ด้วยเหตุนี้จึงทำให้สามารถออกแบบวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำให้มีค่านอยสฟีกเกอร์และอัตราขยายที่ดีพร้อมกันได้ โดยในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำต้องการคุณสมบัติของวงจรดังนี้คือ ค่าอัตราขยาย 25 dB, ค่านอยสฟีกเกอร์ 1.7 dB, และค่าอินพุต IP3 เท่ากับ 0 dB

3.2 นอยสฟีกเกอร์

ค่านอยสฟีกเกอร์เป็นหนึ่งในตัวเลขคุณค่า (figure of merit) ที่สำคัญที่สุดสำหรับวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ ค่านอยสฟีกเกอร์เป็นตัวบอกระดับของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR: signal-to-noise ratio) จากอินพุตไปสู่เอาต์พุตของวงจร นอยสฟีกเกอร์รวมของระบบที่คาสเคดกันสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (3.1) โดย NF_n เป็นค่านอยสฟีกเกอร์ของวงจรลำดับที่ n และ G_{pn} เป็นค่าอัตราขยายของวงจรลำดับที่ n

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_{p1}} + \frac{NF_3 - 1}{G_{p1}G_{p2}} \dots \quad (3.1)$$

จากสมการ (3.1) จะเห็นว่าวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำซึ่งเป็นวงจรภาคแรกของระบบมีผลกระทบต่อค่านอยสฟีกเกอร์ของระบบทั้งหมด ดังนั้นในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำจึงควรออกแบบให้มีค่านอยสฟีกเกอร์ต่ำที่สุด

3.3 การแมตซ์อิมพีแดนซ์

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มักจะใช้ยู่ส่วนหน้าของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำในระบบเครื่องรับ ปกติแล้วจะถูกออกแบบมาสำหรับระบบอิมพีแดนซ์แบบ 50 โอห์ม คุณสมบัติของวงจรกรองผ่านแถบความถี่อาจจะเปลี่ยนแปลงเมื่อค่าอินพุตหรือเอาต์พุตอิมพีแดนซ์มีค่าต่างออกไป ดังนั้นจึงเป็นสิ่งสำคัญที่วงจรกรองผ่านแถบความถี่จะต้องมีการเทอร์มินเนตที่เหมาะสมตลอดช่วงความถี่ นอกจากนี้อิมพีแดนซ์วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุตก็ควรจะมีแมตซ์เข้ากับอิมพีแดนซ์ของระบบเพื่อให้มีการส่งผ่านกำลังงานสูงสุด

รูปแบบของวงจรหลายชนิดถูกใช้ในวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำเพื่อที่จะแมตซ์อินพุตอิมพีแดนซ์ตามต้องการ รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างการป้อนกลับสำหรับการแมตซ์อินพุตอิมพีแดนซ์ โดยรูปแบบแรกใช้ความต้านทาน 50 โอห์มต่อขานานที่อินพุตของอุปกรณ์แอกทีฟเป็นการเทอร์มินเนตพอร์ตอินพุตด้วยความต้านทานดังแสดงในรูปที่ 3.1 (ก) ข้อเสียของการแมตซ์โดยใช้ความต้านทานนี้คือจะเกิดสัญญาณรบกวนเชิงความร้อน (thermal noise) จากตัวต้านทาน ซึ่งจะเข้าไปรวมกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์อื่นใดเป็นการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไปรวมกับค่า noise floor ของวงจรมีสัญญาณรบกวนต่ำโดยตรง กำหนดให้ G_a เป็นอัตราขยายกำลังงานและ P_{na} เป็นกำลังงานสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต ดังนั้นสามารถหาค่า noise floor ของวงจรมีสัญญาณรบกวนต่ำที่ใช้การเทอร์มิเนตด้วยความต้านทานได้ [23] ดังสมการที่ (3.2)

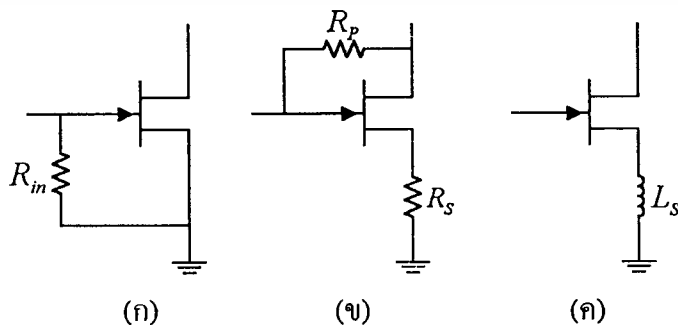
$$F = 1 + \frac{P_{na} + kTBG_a}{kTBG_a} = 2 + \frac{P_{na}}{kTBG_a} \quad (3.2)$$

เมื่อ k เป็นค่าคงที่ของ Boltzmann (1.38×10^{-23} วัตต์ต่อเคลวิน), T เป็นค่าอุณหภูมิ (เคลวิน) และ B เป็นแบนด์วิดท์ (เฮิรตซ์) ของสัญญาณรบกวนที่วัด เมื่อนำส่วนเทอร์มิเนตด้วยความต้านทานออกจากวงจรมีสัญญาณรบกวนต่ำ ค่า noise floor จะมีค่าประมาณ

$$F = 1 + \frac{P_{na}}{4kTBG_a} \quad (3.3)$$

เมื่อเปรียบเทียบสมการที่ (3.2) และ (3.3) จะเห็นว่าค่า noise floor มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างมาก ยกตัวอย่างเช่น ถ้าวงจรมีสัญญาณรบกวนต่ำที่ไม่มีการเทอร์มิเนตด้วยความต้านทานมีค่า noise floor 6 dB เมื่อมีการเทอร์มิเนตค่า noise floor จะเพิ่มขึ้นเป็น 11.5 dB

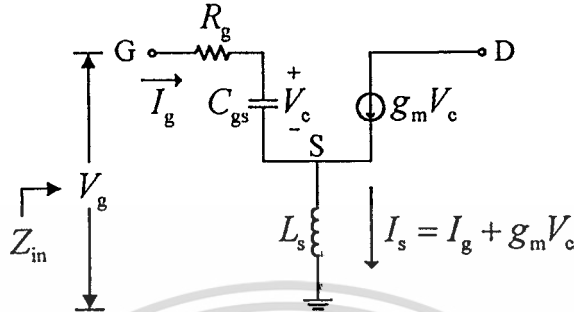
รูปแบบที่สองคือใช้การป้อนกลับแบบอนุกรมและขนานดังแสดงในรูปที่ 3.1 (ข) วิธีนี้เกิดการสูญเสียกำลังงานสูงมากเนื่องจากผลตอบสนองที่กว้างของวงจรมี [24] และยังเพิ่มค่า noise floor ให้กับวงจรมีสัญญาณรบกวนต่ำจากการใช้ความต้านทานในการป้อนกลับ [25] ซึ่งวิธีนี้มักจะนำไปใช้กับภาคหลังของวงจรมีสัญญาณรบกวนต่ำแบบหลายภาค แต่ไม่เหมาะสำหรับการนำมาใช้เป็นวงจรมีสัญญาณรบกวนต่ำภาคแรก รูปแบบที่สามคือการใช้การป้อนกลับแบบที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำอนุกรมที่ขาซอร์สดังแสดงในรูปที่ 3.1 (ค) อิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำที่ใส่เข้าไปที่ขาซอร์สของเฟดจะเป็นการป้อนกลับแบบอนุกรม



รูปที่ 3.1 โครงสร้างการป้อนกลับ (ก) เทอร์มิเนตด้วยความต้านทาน (ข) การป้อนกลับแบบอนุกรม และขนาน (ค) การป้อนกลับแบบที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำอนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยดาราศาสตร์แห่งชาติ (องค์การมหาชน) จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของเฟดกับค่าตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับขาซอร์ส ดังแสดงในรูปที่ 3.2 ได้ดังนี้ โดยค่าแรงดันที่ตกคร่อม C_{gs} เป็น $V_c = I_g / SC_{gs}$ เมื่อ S เป็น ความถี่เชิงซ้อน $S = j\omega$



รูปที่ 3.2 โมเดลสมมูลของเฟดกับค่าตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับขาซอร์ส

$$Z_{in} = \frac{V_g}{I_g} = \frac{I_g R_g + V_c + I_s S L_s}{I_g} \quad (3.4)$$

แทนค่า V_c และ $I_s = I_g + g_m V_c$

$$Z_{in} = \frac{I_g R_g + \frac{I_g}{SC_{gs}} + (I_g + g_m V_c) S L_s}{I_g} \quad (3.5)$$

แทนค่า V_c และจัดรูปได้

$$Z_{in} = R_g + \frac{g_m L_s}{C_{gs}} + S \left(L_s + \frac{1}{S^2 C_{gs}} \right) \quad (3.6)$$

แทนค่า $S = j\omega$ จะได้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ในฟังก์ชันของความถี่

$$Z_{in} = R_g + \frac{g_m L_s}{C_{gs}} + j \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_{gs}} \right) \quad (3.7)$$

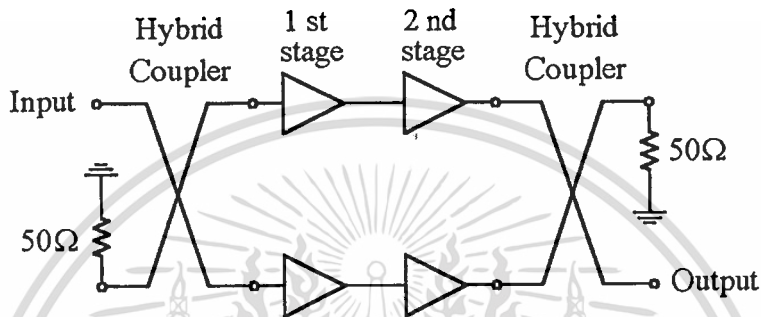
จากสมการที่ (3.7) จะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ที่เพิ่มเข้ามาเนื่องจากการป้อนกลับแบบเหนี่ยวนำคือ $\frac{g_m L_s}{C_{gs}} + j\omega L_s$ ประกอบด้วยทั้งส่วนประกอบที่เป็นค่าจริงและบวกส่วนรีแอกทีฟซึ่ง

จะทำให้ Z_{in} เคลื่อนที่เข้าใกล้ Γ_{OPT} ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ที่ให้ค่าน้อยส์ฟิสิกเกอร์ที่ต่ำที่สุดและค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิมพีแดนซ์ที่ให้อัตราขยายมากที่สุดมีค่าใกล้เคียงกันมากขึ้น [22] แต่เนื่องจากการป้อนกลับแบบลบ ดังนั้นจะทำให้ได้อัตราขยายลดลงขณะที่มีการป้อนกลับมากขึ้น

3.4 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์

รูปแบบของวงจรขยายแบบบาลานซ์แสดงดังรูปที่ 3.3 ซึ่งประกอบด้วยวงจรขยาย 2 วงจรที่เหมือนกันวางอยู่ระหว่างวงจร 3 dB คัปเปิลเลอร์แบบ 90 องศา



รูปที่ 3.3 วงจรขยายแบบบาลานซ์

ในการทำงานกำลังงานทางอินพุตถูกแบ่งออกโดยคัปเปิลเลอร์ทางอินพุตแล้วเข้าสู่วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำที่เหมือนกัน 2 วงจร ส่วนกำลังงานเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำทั้ง 2 วงจรจะถูกรวมเข้าด้วยกันโดยคัปเปิลเลอร์ทางเอาต์พุต ในทางทฤษฎี วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์มีค่าอัตราขยายและค่านอยส์ฟีกเกอร์เหมือนกับวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำชุดเดียว [26] แต่เนื่องจากมีวงจรขยาย 2 ชุด ซึ่งเพิ่มกำลังงานเอาต์พุตเป็น 2 เท่า และมีค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตและเอาต์พุตต่ำ ทำให้การออกแบบนี้สามารถนำไปใช้ปรับปรุงค่าการสูญเสียย้อนกลับของวงจรขยายให้ดีขึ้นได้ ดังนั้นจึงสามารถออกแบบวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำให้มีค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตและเอาต์พุตต่ำเพื่อให้ได้ค่าอัตราขยาย, ค่านอยส์ฟีกเกอร์ และควมมีเสถียรภาพดีขึ้น แต่วงจรขยายแบบบาลานซ์มีข้อด้อยคือต้องใช้อุปกรณ์รวม 2 ชุด โดยที่คุณสมบัติของวงจรส่วนใหญ่มีค่าเท่ากับการใช้อุปกรณ์ชุดเดียวในวงจรอื่น

3.5 การออกแบบวงจร

3.5.1 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ

การออกแบบวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำต้องพิจารณาถึงคุณสมบัติต่างๆของวงจรดังนี้

1. ค่าอัตราขยายและควมมีเสถียรภาพ
2. นอยส์ฟีกเกอร์

เอกสารนี้เป็นเชิงเส้น (จุด 1 dB compression และค่าอินพุต IP3) อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรใช้ค่า S พารามิเตอร์ในการคำนวณ ในการออกแบบวงจรต้องการทำให้วงจรมีเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข (unconditional stable) ซึ่งหมายความว่าเมื่อมีโหลดค่าใดๆต่ออยู่ที่ด้านอินพุตหรือเอาต์พุตของวงจร วงจรยังคงความมีเสถียรภาพได้ ซึ่งสามารถคำนวณได้จาก การวิเคราะห์เชิงตัวเลขที่เรียกว่า Rollett stability factor (K) และค่าเดลตา (Δ)

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \times |S_{21}| \times |S_{12}|} \quad (3.8)$$

$$\Delta = S_{11} \times S_{22} - S_{21} \times S_{12} \quad (3.9)$$

จากสมการ (3.8) เมื่อ $K > 1$ วงจรจะเสถียรแบบไม่มีเงื่อนไข และเมื่อ $K < 1$ วงจรจะมีโอกาสที่จะไม่มีเสถียรภาพ (potentially unstable) ซึ่งหมายความว่าวงจรอาจเกิดการออสซิลเลตได้ การเกิดการออสซิลเลตสำหรับ โครงข่าย 2 พอร์ต สามารถเกิดขึ้นได้เมื่อพอร์ตอินพุตหรือพอร์ตเอาต์พุตเกิดความต้านทานเป็นลบขึ้น (negative resistance) หรือเกิดขึ้นเมื่อ $|\Gamma_{in}| > 1$ หรือ $|\Gamma_{out}| > 1$ หรือเกิดขึ้นเมื่อ $|S_{11}| > 1$ หรือ $|S_{22}| > 1$ สำหรับกรณีขยายทิศทางเดียว (Unilateral Case: $|S_{12}| = 0$)

วงกลมเสถียรภาพ (Stability Circles)

ค่าอัตราขยายกำลังสูงสุด (Maximum Power Gain : G_{max}) ของวงจรขยายไมโครเวฟที่ไม่มีการป้อนกลับจากภายนอก นิยามเป็นค่าอัตราขยายกำลังไปข้างหน้า (Forward Power Gain) ซึ่งเกิดขึ้นเมื่ออินพุตและเอาต์พุตพอร์ตเกิดการแมตช์อิมพีแดนซ์แบบสังยุค (Conjugate Matching) ขึ้นพร้อมกันคือ

$$\Gamma_S = \Gamma_{in}^* \quad \text{และ} \quad \Gamma_L = \Gamma_{out}^*$$

สามารถหาค่า G_{max} ได้จากสมการ

$$G_{max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (3.10)$$

ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่อินพุตและเอาต์พุตสามารถหาได้จากสมการ

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Gamma_{\text{out}} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (3.12)$$

ขอบเขตของเงื่อนไขเสถียรภาพสามารถหาได้จาก

$$|\Gamma_{\text{in}}| = 1 = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| \quad (3.13)$$

$$|\Gamma_{\text{out}}| = 1 = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| \quad (3.14)$$

โดยการแทนค่าส่วนจริงและส่วนจินตภาพของ S พารามิเตอร์ ลงในสมการข้างต้นจะได้

$$r_s \text{ (รัศมีของวงกลม } \Gamma_s) = \frac{|S_{12}S_{21}|}{\left| |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \right|} \quad (3.15)$$

$$c_s \text{ (จุดศูนย์กลางของวงกลม } \Gamma_s) = \frac{C_s^*}{\left| |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \right|} \quad (3.16)$$

$$r_L \text{ (รัศมีของวงกลม } \Gamma_L) = \frac{|S_{12}S_{21}|}{\left| |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right|} \quad (3.17)$$

$$c_L \text{ (จุดศูนย์กลางของวงกลม } \Gamma_L) = \frac{C_L^*}{\left| |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right|} \quad (3.18)$$

เมื่อ $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$, $C_s = S_{11} - \Delta S_{22}^*$ และ $C_L = S_{22} - \Delta S_{11}^*$

โดยค่า Γ_s ของแหล่งจ่ายที่ทำให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์แบบสังยุคกับอินพุตของวงจรขยายเพื่อทำให้เกิดอัตราขยายกำลังสูงสุดมีค่าเท่ากับ

$$\Gamma_{\text{sm}} = C_s^* \left[\frac{B_s \pm \sqrt{(B_s)^2 - 4|C_s|^2}}{2|C_s|^2} \right] \quad (3.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{เมื่อ } B_S = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

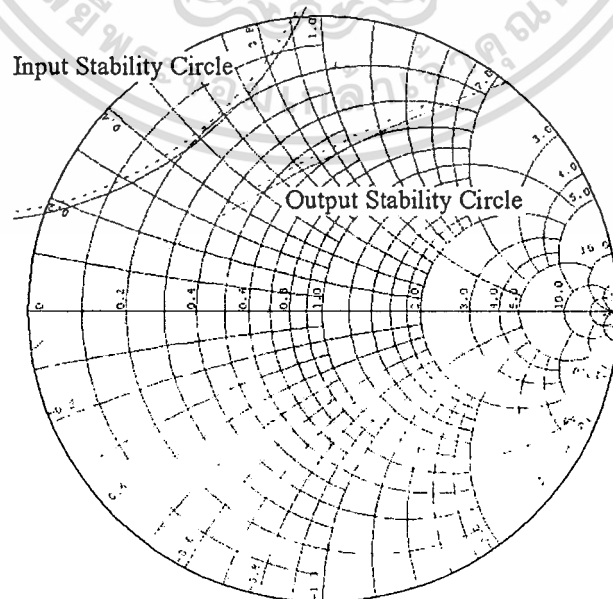
และค่า Γ_L ของโหลดที่ทำให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์แบบตั้งขูดกับเอาต์พุตของวงจรขยายเพื่อทำให้เกิดอัตราขยายกำลังสูงสุดมีค่าเท่ากับ

$$\Gamma_{Lm} = C_L^* \left[\frac{B_L \pm \sqrt{(B_L)^2 - 4|C_L|^2}}{2|C_L|^2} \right] \quad (3.20)$$

$$\text{เมื่อ } B_L = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

ขั้นตอนการออกแบบวงจร

1. เลือก S พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์จากคาส์ชิต
2. คำนวณค่า K และ G_{max} ในฟังก์ชันของความถี่
3. สำหรับ $K > 1$ เลือกโครงสร้างการแมตซ์อิมพีแดนซ์ทางอินพุตและเอาต์พุตที่ความถี่สูงสุดที่ต้องการออกแบบ
4. สำหรับ $K < 1$ วาดวงกลมเสถียรภาพทางอินพุตและเอาต์พุต Γ_G และ Γ_L ดังที่แสดงในรูปที่ 3.4 และเลือกโครงสร้างการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ทำให้ไม่เกิดช่วงที่ไม่เสถียรภาพ
5. เมื่อได้ค่าเริ่มต้นของโครงข่ายการแมตซ์ทางอินพุตและเอาต์พุตแล้ว วาด S พารามิเตอร์ของวงจรขยายในฟังก์ชันของความถี่ทำการปรับค่าจนได้ค่าอัตราขยาย, ค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุต และค่าการสูญเสียย้อนกลับทางเอาต์พุต ตามที่ต้องการ
6. ออกแบบวงจรไบแอสดีซี

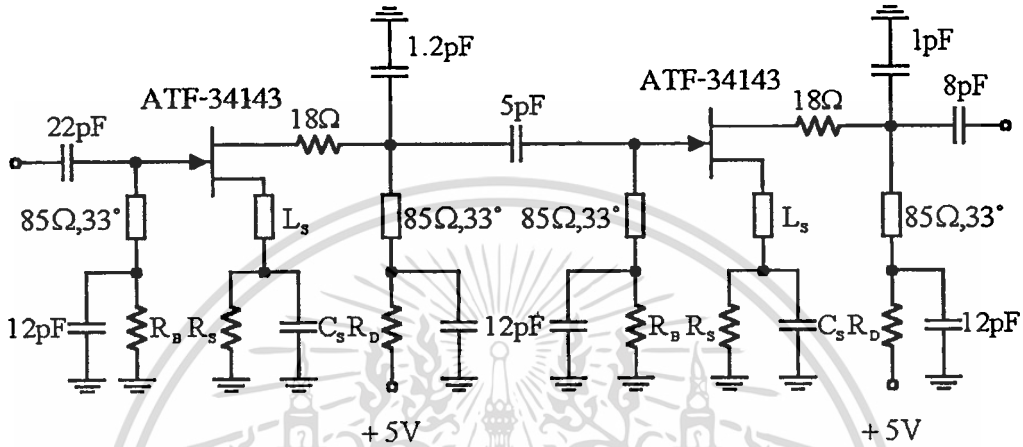


รูปที่ 3.4 วงกลมเสถียรภาพทางอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรวมของวงจรถายสัญญาณรบกวนต่ำที่ได้ออกแบบในวิทยานิพนธ์นี้แสดงดังรูปที่ 3.5 ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรถายสัญญาณจะขึ้นกับวงจรถายภาคแรกมากดังนั้นจึงต้องเลือกแมตซ์อิมพีแดนซ์ให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ำที่สุดร่วมกับการใช้เทคนิคการป้อนกลับแบบที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำอนุกรม ซึ่งจะช่วยให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ำโดยมีค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตที่ต่ำ วงจรรวมประกอบด้วยวงจรถายทั้งหมด 2 ภาคเพื่อเพิ่มค่าอัตราขยายให้สูงขึ้น



รูปที่ 3.5 วงจรรวมของวงจรถายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์

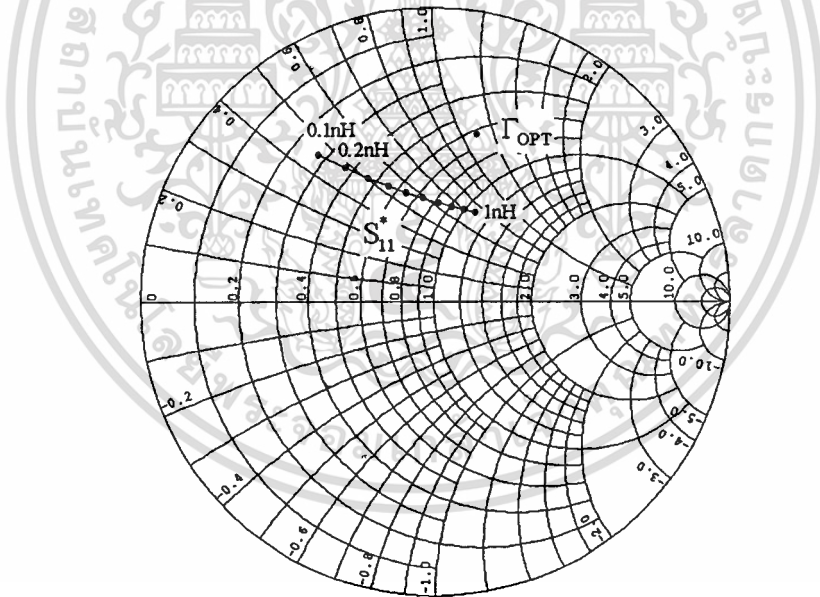
จากที่กล่าวมาแล้ววงจรถายสัญญาณรบกวนต่ำที่ดีจะต้องมีค่าอิมพีแดนซ์น้อยที่สุดในขณะที่มีอัตราขยายที่มากที่สุด สำหรับวัตถุประสงค์เพื่อให้ค่าอิมพีแดนซ์ของภาครับทั้งหมดมีค่าต่ำ ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้อุปกรณ์แอคทีฟเป็น PHEMT เบอร์ ATF-34143 (Agilent Technologies) ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำสุดเท่ากับ 0.23 dB ที่ความถี่ 2 กิกะเฮิรตซ์ โดยเป็นเฟดชนิดลดพาหะ (depletion mode) การไบแอสได้เลือกค่าของ R_S , R_D , และ C_S บายพาสเพื่อหลีกเลี่ยงการใช้แหล่งจ่ายไฟลบในการไบแอส คือมีค่าเท่ากับ 7.5 โอห์ม, 27 โอห์ม และ 27 พิโกฟารัด ตามลำดับ ดังนั้นจะส่งผลซึ่งจะทำให้ได้ค่าไบแอสดังนี้ I_D เท่ากับ 40 มิลลิแอมป์, V_{DS} เท่ากับ 3 โวลต์ และค่า V_{GS} เท่ากับ -0.3 โวลต์ จากค่า S พารามิเตอร์และอิมพีแดนซ์พารามิเตอร์ดังแสดงในตารางที่ 3.1 และ 3.2 พบว่าที่ความถี่ 2 กิกะเฮิรตซ์ ค่า Γ_{OPT} มีค่าเท่ากับ $0.66 \angle 68^\circ$ โดยมีค่าอิมพีแดนซ์น้อยที่สุด (F_{min}) ที่ 0.23 dB และค่า S_{11}^* มีค่า $0.74 \angle 131^\circ$ เพื่อที่จะทำให้ค่า S_{11}^* มีค่าเข้าใกล้ Γ_{OPT} มากขึ้นจะใช้ความเหนี่ยวนำในการป้อนกลับแบบอนุกรม L_S พบว่าค่า S_{11}^* เคลื่อนที่เข้าใกล้ Γ_{OPT} มากขึ้นเมื่อเพิ่มค่าความเหนี่ยวนำดังแสดงในรูปที่ 3.6 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง S_{11}^* และ Γ_{OPT} ของทรานซิสเตอร์ที่มีการป้อนกลับที่ความถี่ 2 กิกะเฮิรตซ์

ตารางที่ 3.1 S พารามิเตอร์ของ ATF-34143 ที่ $I_D = 40\text{mA}$, $V_{DS} = 3\text{V}$

Freq.(GHz)	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}
1.5	$0.79\angle -109^\circ$	$8.2\angle 104^\circ$	$0.066\angle 36^\circ$	$0.23\angle -118^\circ$
1.8	$0.76\angle -121^\circ$	$7.4\angle 96^\circ$	$0.071\angle 32^\circ$	$0.23\angle -130^\circ$
2.0	$0.74\angle -131^\circ$	$6.8\angle 88^\circ$	$0.076\angle 27^\circ$	$0.22\angle -141^\circ$
2.5	$0.70\angle -150^\circ$	$5.8\angle 74^\circ$	$0.084\angle 19^\circ$	$0.22\angle -160^\circ$

ตารางที่ 3.2 นอยส์พารามิเตอร์ของ ATF-34143 ที่ $I_D = 40\text{mA}$, $V_{DS} = 3\text{V}$

Freq.(GHz)	F_{\min} (dB)	Γ_{OPT}	Rn/50
1.5	0.17	$0.73\angle 50^\circ$	0.1
1.8	0.21	$0.70\angle 61^\circ$	0.09
2.0	0.23	$0.66\angle 68^\circ$	0.08
2.5	0.29	$0.60\angle 87^\circ$	0.06

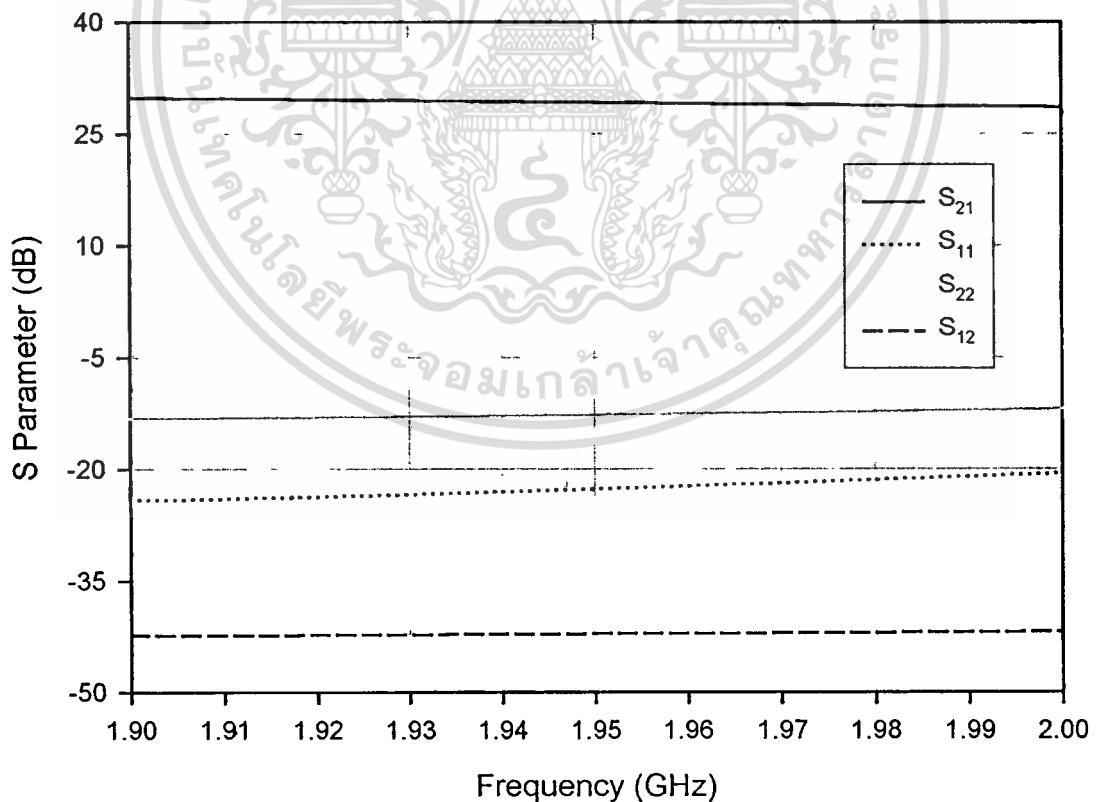


รูปที่ 3.6 ผลการป้อนกลับต่อ S_{11}^* และ Γ_{OPT} ของวงจรถยาย

อย่างไรก็ตามพบว่าเมื่อใช้ค่าความเหนี่ยวนำในการป้อนกลับมากขึ้นจะทำให้ค่าอัตราขยายมีค่าลดลงและทำให้วงจรถยายไม่มีเสถียรภาพที่ความถี่สูงจึงอาจทำให้เกิดการออสซิลเลตได้ในการออกแบบนี้ได้เลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำในการป้อนกลับ L_s มีค่าเท่ากับ 0.5 นาโนเฮนรี โดยใช้โครงสร้างเป็นแบบไมโครสตริป สำหรับการคำนวณค่า S พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่มีการ

ป้อนกลับแบบอนุกรมมีการวิเคราะห์ในบทความ [27] และสามารถคำนวณค่านอสน์ฟิเกอ์ของทรานซิสเตอร์ที่มีการป้อนกลับได้ในบทความ [28]

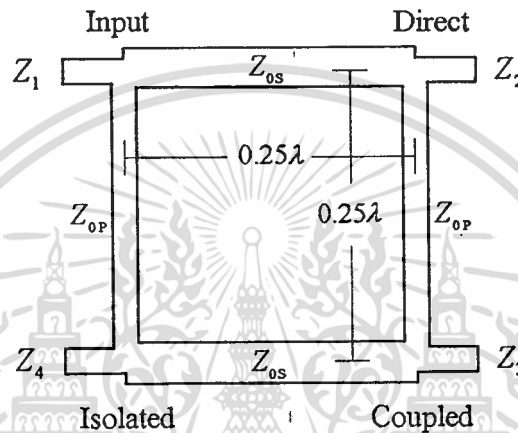
การจำลองแบบค่า S พารามิเตอร์ของวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ 2 ภาคที่ได้ออกแบบที่ความถี่ 1900 ถึง 2000 เมกะเฮิรตซ์แสดงดังรูปที่ 3.7 โดยใช้โปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิศ (Microwave Office) ในการจำลองแบบวงจรรพบว่าวงจรรจะมีค่าอัตราขยาย (S_{21}) ประมาณ 29 dB, ค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุต (S_{11}) ต่ำกว่า -20 dB และค่าการสูญเสียย้อนกลับทางเอาต์พุต (S_{22}) ต่ำกว่า -12 dB ตลอดช่วงความถี่ ซึ่งค่าการสูญเสียย้อนกลับทางเอาต์พุตที่ได้คือ -12 dB เมื่อแปลงเป็นค่า VSWR แล้วได้เท่ากับ 1.67:1 ค่าการสูญเสียย้อนกลับทางเอาต์พุตที่ได้มีค่าน้อยเนื่องจากในการออกแบบวงจรรต้องการแมตซ์อิมพีแดนซ์ให้วงจรรมีค่านอสน์ฟิเกอ์ต่ำที่สุด ซึ่งค่าที่ได้จากการจำลองแบบยังไม่เพียงพอต่อการนำวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำไปใช้งานจริง ซึ่งโดยทั่วไปวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำควรรจะมีค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่า -15 dB [22-23] ดังนั้นจึงใช้โครงสร้างวงจรรแบบบาลานซ์เพื่อใช้ปรับปรุงค่าการสูญเสียย้อนกลับทางเอาต์พุตของวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำให้ดีขึ้น โดยทำการสร้างวงจรรขยายที่ได้ออกแบบไว้ขึ้นมา 2 ชุด



รูปที่ 3.7 ผลการจำลองแบบค่า S พารามิเตอร์ของวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ 2 ภาค

3.5.2 วงจรคัปเปิลเลอร์

ส่วนของวงจรคัปเปิลเลอร์ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้วงจรไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบบรานซ์ไลน์ ซึ่งเป็นวงจรคัปเปิลเลอร์แบบ 90 องศา เนื่องจากเป็นโครงสร้างวงจรคัปเปิลเลอร์แบบ 3 dB ที่สามารถสร้างวงจรขึ้นจริงได้ง่าย วงจรบรานซ์ไลน์คัปเปิลเลอร์ประกอบด้วยคู่ของสายส่งที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ Z_{0s} ต่อขนานกับคู่ของสายส่งที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ Z_{0p} แต่ละส่วนมีความยาวเท่ากับหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่นดังแสดงในรูปที่ 3.8 ซึ่งสามารถคำนวณค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_{0s} และ Z_{0p} ได้ดังสมการที่ (3.21) และ (3.22) ตามลำดับคือ

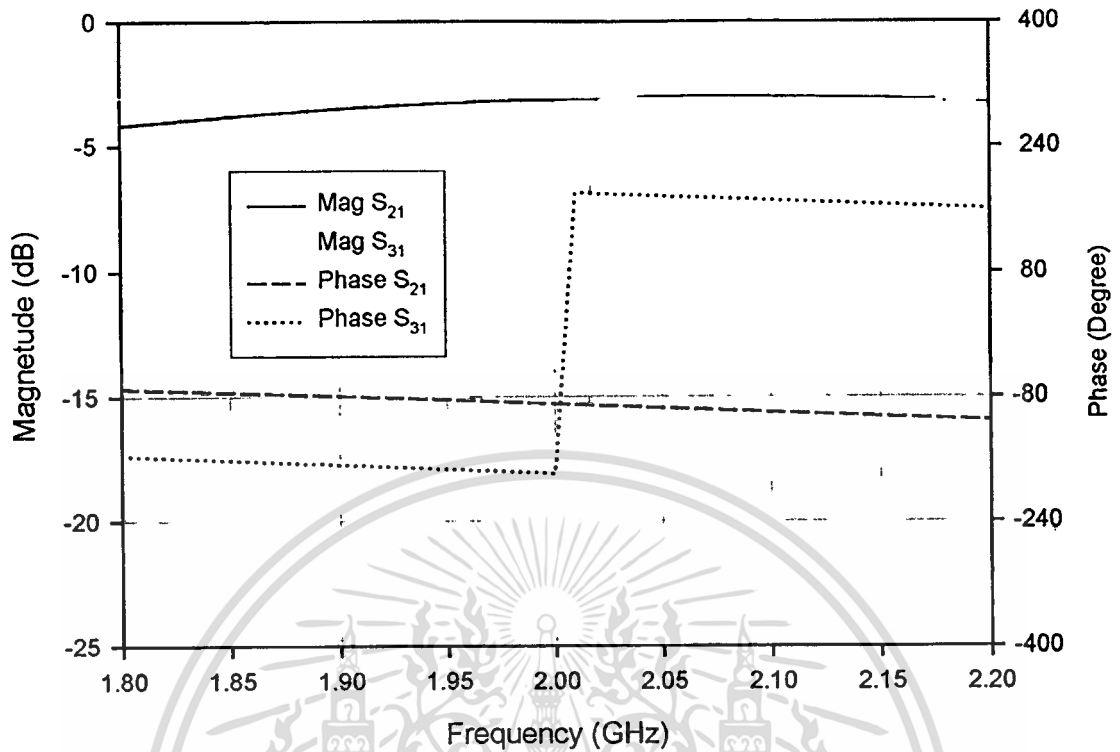


รูปที่ 3.8 วงจรบรานซ์ไลน์คัปเปิลเลอร์

$$Z_{0s} = Z_0 |S_{21}| = Z_0 \sqrt{1 - |S_{31}|^2} \quad (3.21)$$

$$Z_{0p} = \frac{Z_{0s}}{|S_{31}|} = \frac{Z_{0s}}{\sqrt{1 - |S_{21}|^2}} \quad (3.22)$$

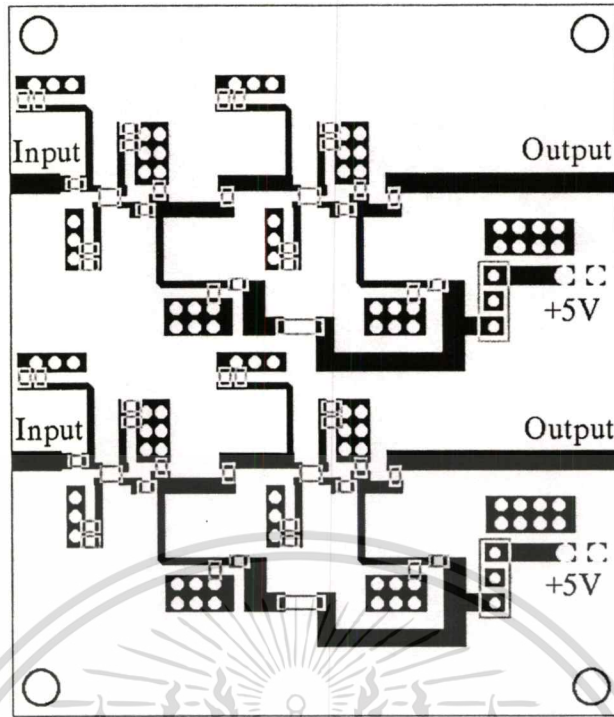
ในการออกแบบคัปเปิลเลอร์แบบ 3 dB สามารถคำนวณ Z_{0s} และ Z_{0p} ได้เท่ากับ 34.5 และ 50 โอห์ม ตามลำดับ และเมื่อคำนวณเป็นความกว้างของไมโครสตริปโดยใช้วัสดุฐานรองที่มีค่าคงที่ทางไดอิเล็กตริกเท่ากับ 3.5 มีความหนาเท่ากับ 0.762 มิลลิเมตร จะได้ความกว้างเท่ากับ 2.8 และ 1.7 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลการจำลองแบบของวงจรคัปเปิลเลอร์แสดงในรูปที่ 3.9 โดยใช้โปรแกรมไมโครเวฟออปติก ได้ค่า S_{21} และ S_{31} ประมาณ -3 dB และความต่างเฟสเท่ากับ 90 องศา ที่ความถี่ 2 กิกะเฮิรตซ์



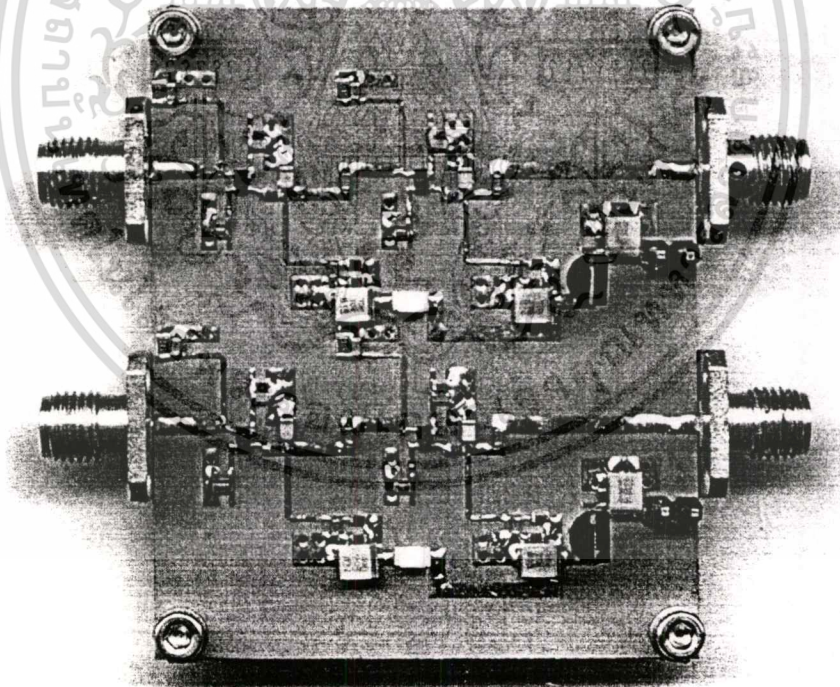
รูปที่ 3.9 ผลการจำลองแบบ S พารามิเตอร์ของวงจรรีปเปลอร์

3.6 การทดลองและผลการทดลอง

ลายวงจรและรูปของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำที่สร้างขึ้นทั้งหมด 2 ชุดแสดงดังรูปที่ 3.10 และ 3.11 ตามลำดับ สำหรับวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำใช้วัสดุฐานรองเป็นพีทีเอฟอี (PTFE) RF-35 ของบริษัท Taconic แบบสองหน้ามีค่าคงที่ทางไดอิเล็กตริกเท่ากับ 3.5 มีความหนาเท่ากับ 0.762 มิลลิเมตร อุปกรณ์ที่ใช้เป็นชิป R และ C ขนาด 0603 และ C บายพาสแหล่งจ่ายไฟของวงจรใช้ C แทนทาลัมขนาด 6032 วงจรมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 48 และ 56 มิลลิเมตร ตามลำดับ ส่วนลายวงจรและรูปของวงจรรานซ์ไลน์รีปเปลอร์ที่สร้างขึ้นแสดงดังรูปที่ 3.12 สำหรับวงจรรานซ์ไลน์รีปเปลอร์ ใช้วัสดุฐานรองเป็น Glass-epoxy-ceramic composite RO4350 ของบริษัท Roger แบบสองหน้ามีค่าคงที่ทางไดอิเล็กตริกเท่ากับ 3.48 มีความหนาเท่ากับ 0.762 มิลลิเมตร ทำการเทอร์มินเนตพอร์ตไอโซเลตของวงจรรีปเปลอร์ด้วย R เท่ากับ 50 โอห์ม วงจรมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 45 และ 50 มิลลิเมตรตามลำดับ

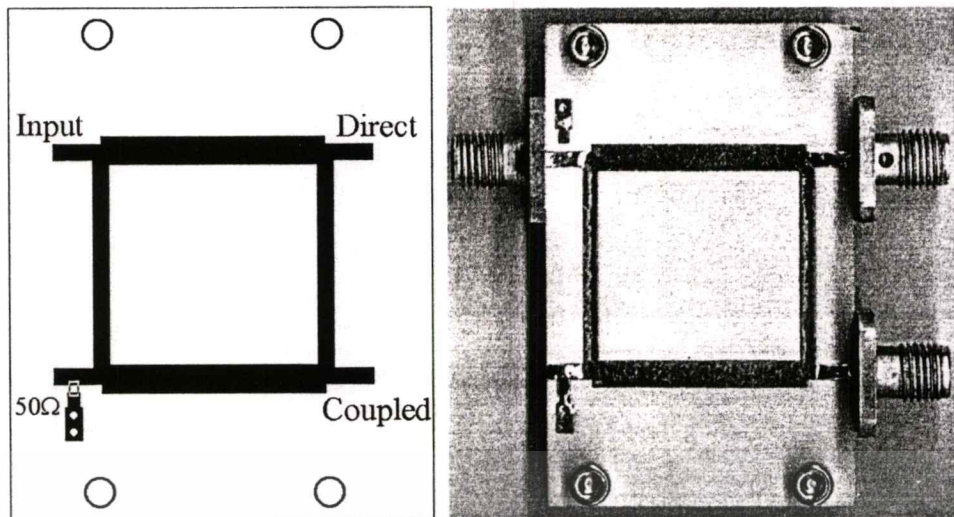


รูปที่ 3.10 ลายวงจรของวงจรถยายสัญญาณรบกวนต่ำ



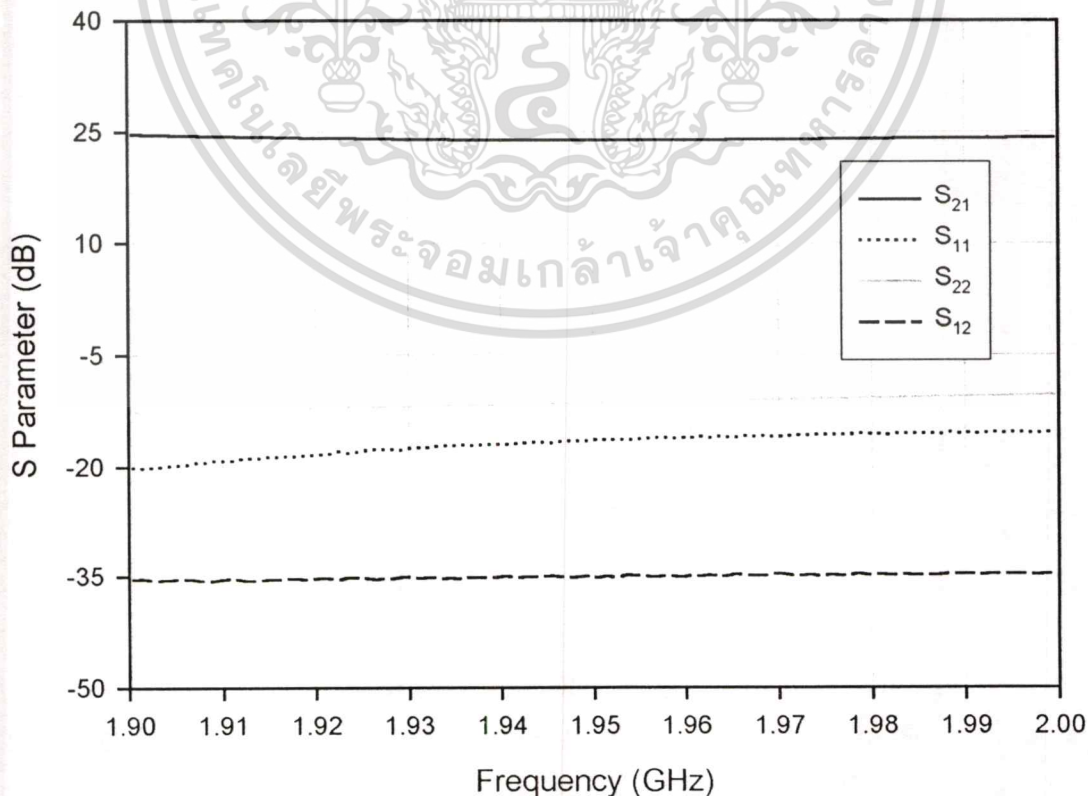
รูปที่ 3.11 รูปวงจรของวงจรถยายสัญญาณรบกวนต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



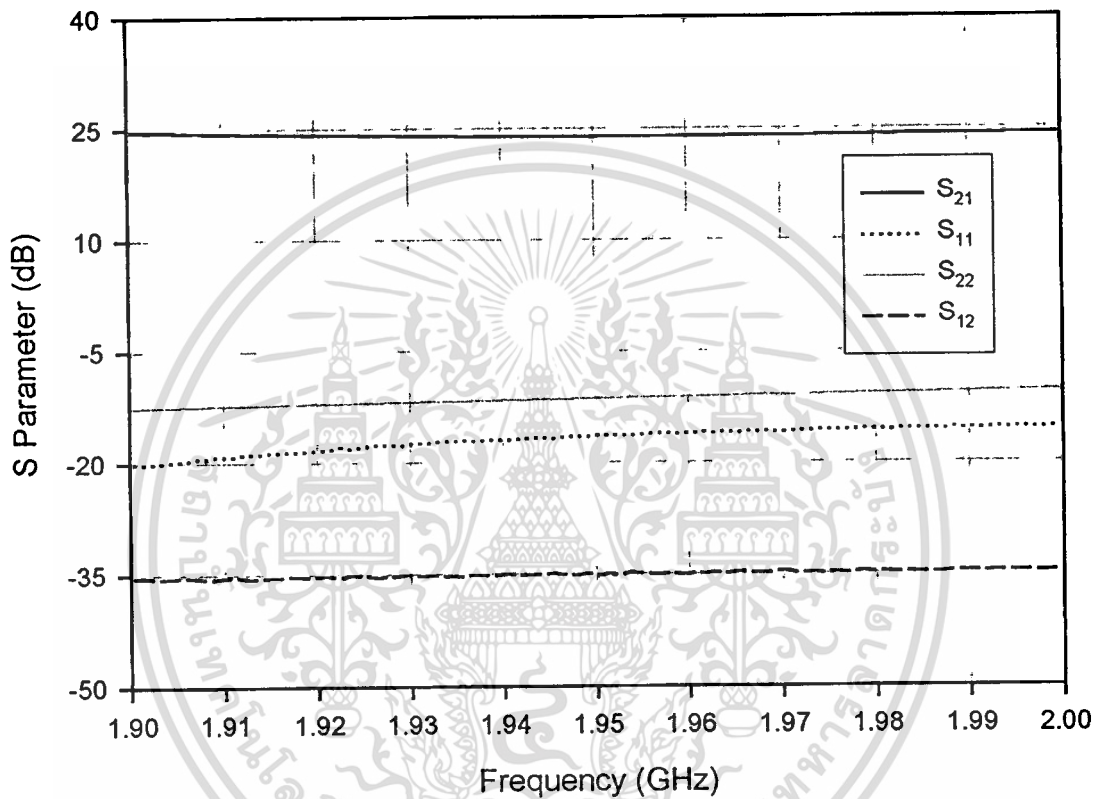
รูปที่ 3.12 ลายวงจรและรูปวงจรของวงจรถักเปเลตอร์แบบบรานซ์ไลน์

ผลการวัดค่า S พารามิเตอร์ของวงจรถักเปเลตอร์แบบบรานซ์ไลน์ (วงจรถักเปเลตอร์ในรูปที่ 3.11) จากเนตเวิร์กอนาไลเซอร์ HP8753ES แสดงดังรูปที่ 3.13 ผลการวัดให้ค่าอัตราขยายประมาณ 24.5 dB, ค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตดีกว่า -18.5 dB และค่าการสูญเสียย้อนกลับทางเอาต์พุตดีกว่า -10 dB ตลอดช่วงความถี่ ซึ่งผลที่ได้สอดคล้องกับผลจากการจำลองแบบวงจร



เอกสารรูปที่ 3.13 ผลการวัดค่า S พารามิเตอร์ของวงจรถักเปเลตอร์แบบบรานซ์ไลน์ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการวัดค่า S พารามิเตอร์ของวงจรถ่ายสัญญาณรบกวนต่ำชุดที่สองที่ทำการสร้างขึ้น (วงจรถ่ายต่างในรูปที่ 3.11) จากเนตเวิร์กอนาไลเซอร์ HP8753ES แสดงดังรูปที่ 3.14 ผลการวัดให้ค่าอัตราขยายประมาณ 24 dB, ค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตดีกว่า -15.5 dB และค่าการสูญเสียย้อนกลับทางเอาต์พุตดีกว่า -10.5 dB ตลอดช่วงความถี่ ซึ่งผลที่ได้สอดคล้องกับผลจากการจำลองแบบวงจร



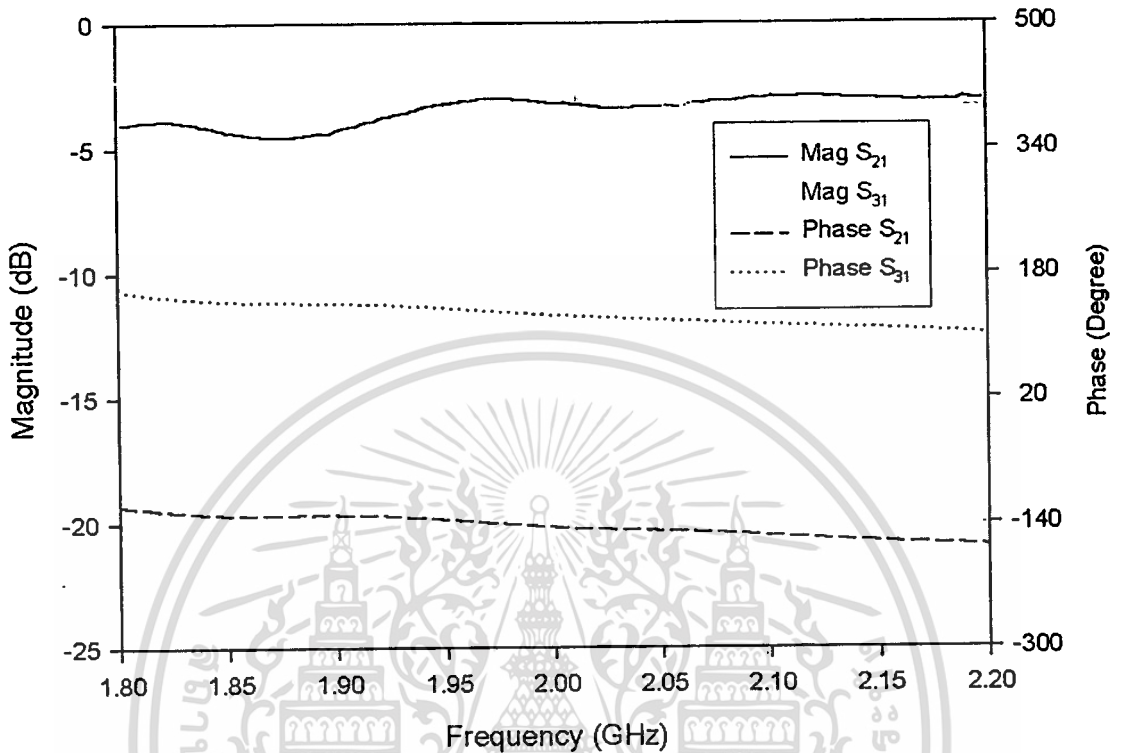
รูปที่ 3.14 ผลการวัดค่า S พารามิเตอร์ของวงจรถ่ายชุดที่สอง

ผลการวัดค่า S พารามิเตอร์และเฟสของวงจรถ่ายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบรานซ์ไลน์ที่ทำการสร้างขึ้น จากเนตเวิร์กอนาไลเซอร์ HP8753ES แสดงดังรูปที่ 3.15 ผลการวัดที่ความถี่ 2 กิกะเฮิรตซ์ค่า S_{21} และ S_{31} มีค่าประมาณ -3 dB และความต่างเฟสประมาณ 90 องศา ที่แบนด์ความถี่ต่ำค่าแอมพลิจูดของวงจรถ่ายสัญญาณรบกวนต่ำเกิดความผิดพลาดขึ้นเมื่อเทียบกับผลการจำลองแบบวงจรประมาณ 1 dB

ผลการวัดค่า S พารามิเตอร์ของวงจรถ่ายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบรานซ์ไลน์ที่ทำการสร้างขึ้น โดยใช้วงจรถ่ายสัญญาณรบกวนต่ำและวงจรถ่ายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบรานซ์ไลน์คัปเปิลเลอร์อย่างละ 2 ชุด ดังที่แสดงในรูปที่ 3.16 ผลการวัดจากเนตเวิร์กอนาไลเซอร์ HP8753ES แสดงดังรูปที่ 3.17 ผลการวัดให้ค่าอัตราขยายประมาณ 24.5 dB, ค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตดีกว่า -19 dB และค่าการสูญเสียย้อนกลับทางเอาต์พุตดีกว่า -17 dB ตลอดช่วงความถี่ ซึ่งมีค่าการสูญเสียย้อนกลับทางเอาต์พุตดีขึ้นเมื่อเทียบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กับวงจรขยายสัญญาณรบกวนค่าแต่ละชุด และค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้ทั้งทางอินพุตและเอาต์พุตเป็นค่าที่ดีกว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ต้องการคือ -15 dB

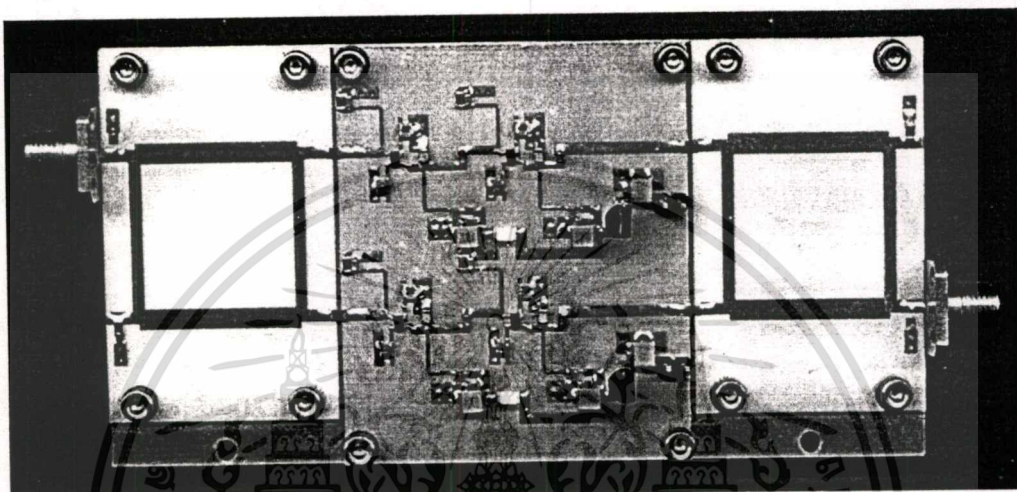


รูปที่ 3.15 ผลการวัดค่า S พารามิเตอร์ของวงจรบรรณชีไลน์คัปเปิลอร์

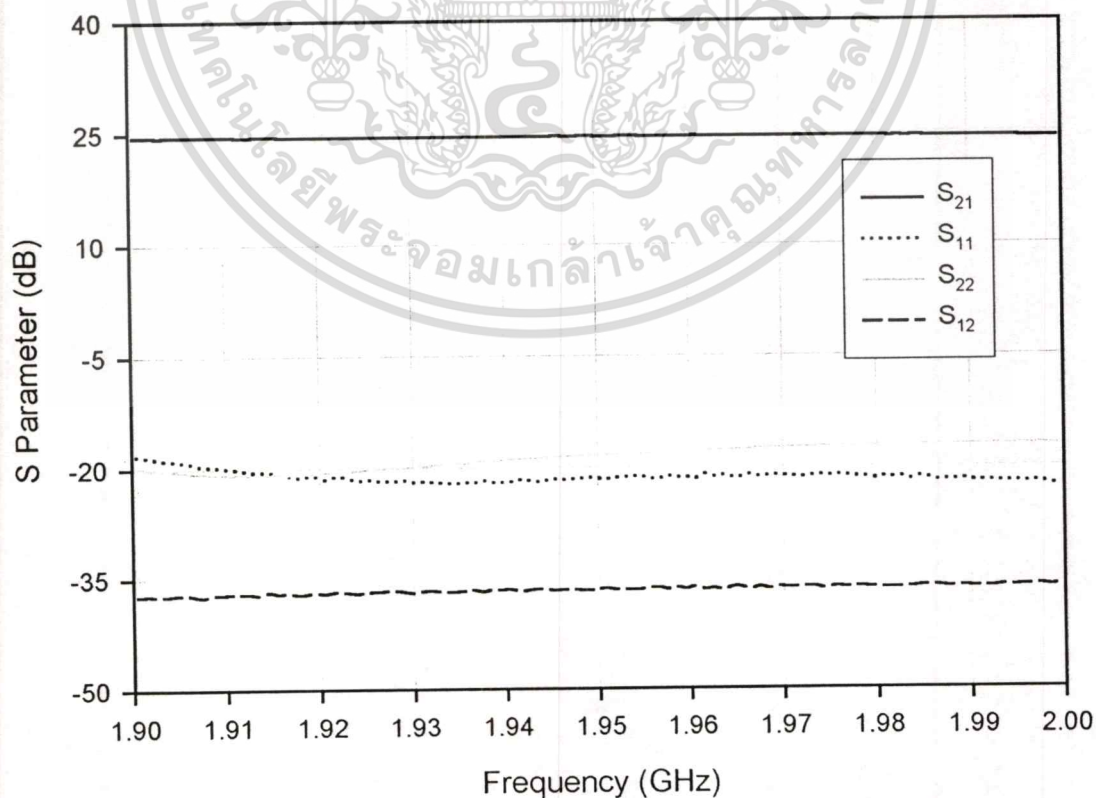
ส่วนผลการวัดนอยส์ฟีกเกอร์ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนค่าแบบบาลานซ์และวงจรขยายสัญญาณรบกวนค่าแต่ละชุด และการจำลองแบบนอยส์ฟีกเกอร์ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนค่าแสดงดังรูปที่ 3.18 โดยในการวัดใช้แหล่งกำเนิดนอยส์ (noise source) HP346C และนอยส์ฟีกเกอร์มิเตอร์ HP8970B ผลการวัดวงจรขยายสัญญาณรบกวนค่าชุดแรกและชุดที่สองมีค่านอยส์ฟีกเกอร์เท่ากับ 0.83 dB ซึ่งใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการจำลองแบบซึ่งมีค่านอยส์ฟีกเกอร์ 0.7 dB ส่วนวงจรขยายสัญญาณรบกวนค่าแบบบาลานซ์มีค่านอยส์ฟีกเกอร์ 1.32 dB ที่ความถี่ 1.9 กิกะเฮิร์ตซ์ และลดลงจนมีค่า 1.15 dB ที่ความถี่ 2.04 กิกะเฮิร์ตซ์ การที่ค่านอยส์ฟีกเกอร์ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนค่าแบบบาลานซ์มีค่ามากกว่าวงจรขยายแต่ละชุดเป็นผลมาจากการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากวงจรคัปเปิลอร์ที่สร้างขึ้นและเกิดสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนจากการเทอร์มิเนตด้วยความต้านทานที่พอร์ตไอโซเลชันของวงจรคัปเปิลอร์ [29] รวมทั้งเกิดจากความผิดพลาดในการสร้างวงจรและการประกอบวงจรทำให้คุณสมบัติของวงจรขยายสัญญาณรบกวนค่า 2 ชุด มีความแตกต่างกัน ที่ความถี่ 1.9 กิกะเฮิร์ตซ์ วงจรขยายสัญญาณรบกวนค่าแบบบาลานซ์มีค่านอยส์ฟีกเกอร์ 1.32 dB ซึ่งมีค่ามากกว่าที่ความถี่ 2.04 กิกะเฮิร์ตซ์ซึ่งมีค่า 1.15 dB เนื่องจากผลตอบสนองทางแอมพลิจูด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

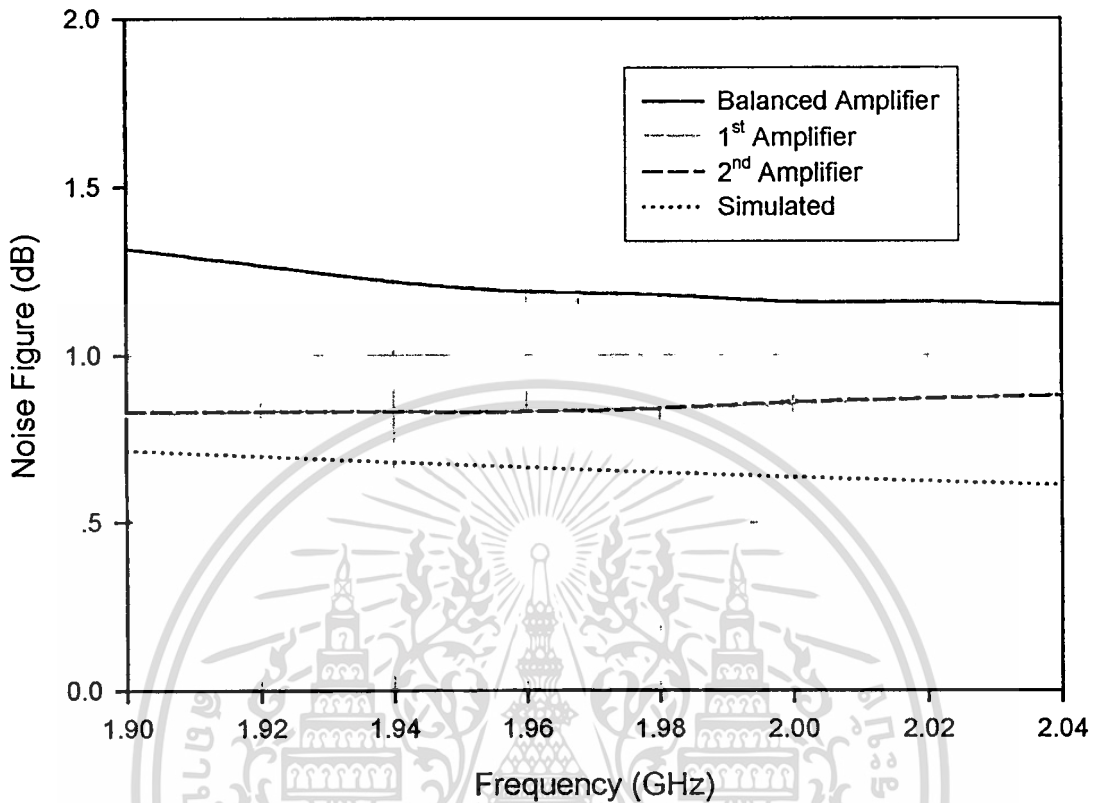
วงจรคัปเปิลเลอร์ ที่สร้างขึ้นดังที่แสดงในรูปที่ 3.15 ค่าแอมพลิจูดของวงจรคัปเปิลเลอร์มีความผิดพลาดเกิดขึ้นเมื่อเทียบกับผลการจำลองแบบวงจรประมาณ 1 dB ทำให้ค่านอยส์ฟิกเกอร์ແ່ลงซึ่งเป็นผลจากความไม่แม่นยำของคัปเปิลเลอร์ที่อินพุตและเอาต์พุต [29] สามารถแก้ปัญหานี้ได้โดยใช้วงจรคัปเปิลเลอร์แบบ 3 dB ชนิดอื่นที่มีแบนด์วิดท์กว้าง ยกตัวอย่างเช่น วงจรคัปเปิลเลอร์แบบ Lange แต่ วงจรคัปเปิลเลอร์แบบ Lange ที่มีค่าการคัปปลิง 3 dB ต้องการระยะห่างที่ใช้ในการคัปปลิงที่แคบมาก (น้อยกว่า 0.2 มิลลิเมตร) ซึ่งในการสร้างวงจรขึ้นจริงมีราคาสูงมาก



รูปที่ 3.16 รูปวงจรขยายสัญญาณรบกวนค้ำแบบบาลานซ์ที่สร้างขึ้น



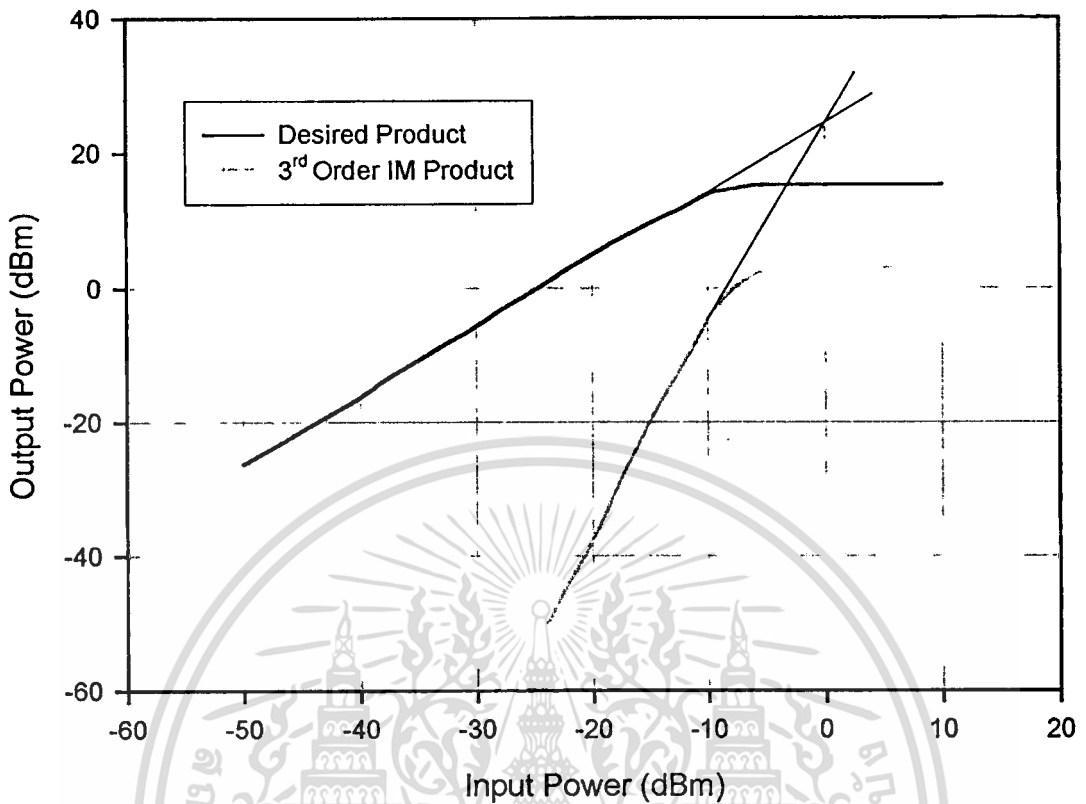
รูปที่ 3.17 ผลการวัดค่า S พารามิเตอร์ของวงจรขยายแบบบาลานซ์ ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.18 ผลการวัดและการจำลองแบบนอยส์ฟิกเกอร์ของวงจรรขยาย

การวัดค่า two-tone IP3 (third order intercept point) ใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ HP8648C และ HP8620C กับ HP86222A, ตัวรวมกำลังงาน (power combiner) และสปีคตรัมอนาไลเซอร์ HP8596E แสดงผลการวัดในรูปที่ 3.19 ซึ่งเป็นกราฟระหว่างกำลังงานของสัญญาณที่ต้องการและผลความเพี้ยนจากการมอดูเลตระหว่างกัน (intermodulation distortion) ลำดับที่ 3 ที่เอาต์พุตของวงจรรขยาย โดยใช้สัญญาณอินพุตที่มีความถี่ 1.999 กิโลเฮิรตซ์ และ 2 กิโลเฮิรตซ์ ที่มีระดับกำลังงานเท่ากัน จากผลการวัดวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ซึ่งจะได้ค่า P_{1dB} (output power at 1 dB gain compression) มีค่าประมาณ 14 dBm (25 มิลลิวัตต์), ค่า P_{max} ประมาณ 15.2 dBm (33 มิลลิวัตต์), อินพุต IP3 มีค่า 0 dBm และค่าเอาต์พุต IP3 มีค่า 24.5 dBm

ตารางที่ 3.3 แสดงการสรุปคุณสมบัติเปรียบเทียบของพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ ระหว่างเป้าหมายที่ออกแบบ ผลการจำลองแบบวงจร และผลการวัดวงจรรจริงจากการทดลอง ซึ่งผลจากการทดลองมีความสอดคล้องกับค่าที่ต้องการออกแบบ



รูปที่ 3.19 ผลการวัด two-tone IP3 ของวงจรขยายแบบบาลานซ์

ตารางที่ 3.3 สรุปคุณสมบัติของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์

คุณสมบัติ	การออกแบบ	จำลองแบบวงจร	ผลการวัด
S_{21}	25.0 dB	29.0 dB	24.5 dB
S_{11}	<-15 dB	<-20 dB	<-19 dB
S_{22}	<-15 dB	<-12 dB	<-17 dB
NF	1.7 dB	0.7 dB	1.4 dB
IIP3	0 dBm	-	0 dBm
P_{1dB}	-	-	14 dBm

3.7 สรุปผล

ในบทนี้เสนอการออกแบบและการสร้างวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์สำหรับเครื่องรับสถานีฐานระบบ WCDMA ใช้โครงสร้างของวงจรคัปเปิลเลอร์เป็นแบบบรานช์ไลน์ จากผลการวัดวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ที่ความถี่ 1920 ถึง 1980 เมกะเฮิร์ตซ์ วงจรมีคุณสมบัติดังนี้คือ มีอัตราขยาย 24.5 dB, ค่านอยส์ฟีกเกอร์ดีกว่า 1.3 dB, ค่าการสูญเสียย้อนกลับเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางอินพุตและเอาต์พุตคือ -19 dB และ -17 dB ตามลำดับ, ค่า P_{IdB} มีค่าประมาณ 14 dBm และค่าอินพุต IP3 มีค่า 0 dBm ซึ่งจากผลการทดลองที่ได้ วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ที่สร้างขึ้นได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ สอดคล้องกับค่าที่ต้องการออกแบบ ดังนั้นสามารถนำวงจรไปประยุกต์ใช้งานสำหรับเครื่องรับสถานีฐานระบบ WCDMA ได้ แนวทางการพัฒนาในอนาคตเพื่อปรับปรุงคุณสมบัติของวงจรให้ดีขึ้นสามารถทำได้โดยการใช้วงจรคัปเปิลอร์แบบ 3 dB ที่มีแบนด์วิดท์กว้างแทนเช่นใช้โครงสร้างของวงจรคัปเปิลอร์เป็นแบบ Lange เนื่องจากค่าแอมพลิจูดของวงจรคัปเปิลอร์แบบแบนด์แคบที่สร้างขึ้นมีค่าความผิดพลาดเกิดขึ้นที่แบนด์ความถี่ต่ำ ทำให้ค่านอยส์ฟีกเจอร์ของวงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์มีค่าเพิ่มขึ้นมากในช่วงแบนด์ความถี่ต่ำ



บทที่ 4

วงจรมิกเซอร์

4.1 กล่าวนำ

วงจรมิกเซอร์เป็นวงจรที่สำคัญวงจรหนึ่งในระบบสื่อสาร โดยทำการแปลงความถี่สัญญาณวิทยุลงมาที่สัญญาณความถี่กลางหรือที่สัญญาณเบสแบนด์ ในส่วนของภาครับโดยทั่วไปต้องการวงจรมิกเซอร์ ที่มีค่าการสูญเสียแปลงผัน (conversion loss) ต่ำ มีความเป็นเชิงเส้นสูงและต้องการค่าไอโซเลชันที่ดี ซึ่งโครงสร้างของมิกเซอร์แบบดับเบิลบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์มีค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตและค่าความเป็นเชิงเส้นที่ดีเมื่อเทียบกับโครงสร้างแบบซิงเกิลบาลานซ์ เนื่องจากโครงสร้างแบบบาลานซ์จะกำจัดฮาร์โมนิก ลำดับคู่ของทั้งสัญญาณความถี่วิทยุและสัญญาณโลกอล ทำให้วงจรมิกเซอร์ไม่ต้องใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อแยกพอร์ตความถี่กลางออกจากสัญญาณความถี่วิทยุและสัญญาณโลกอล นอกจากนี้เมื่อเทียบกับวงจรมิกเซอร์แบบซิงเกิลบาลานซ์แล้ววงจรมิกเซอร์แบบดับเบิลบาลานซ์มีค่าแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่ามาก ในวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้โครงสร้างของวงจรมิกเซอร์เป็นแบบดับเบิลบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์ โดยใช้โครงสร้างของวงจรมิกเซอร์แบบดาว (star mixer) ซึ่งเป็นโครงสร้างของวงจรมิกเซอร์ที่เหมาะสมสำหรับความถี่ย่านไมโครเวฟ ใช้โครงสร้างของบาลันเป็นแบบแขวน (suspended) เพื่อให้ค่าอิมพีแดนซ์โหมดคู่ (even-mode impedance) ของบาลันมีค่าสูงขึ้นเมื่อเทียบกับโครงสร้างของบาลันแบบไมโครสตริป ได้ทำการสร้างวงจรมิกเซอร์ 2 แบบคือวงจรมิกเซอร์แบบดาวระดับ +7 dBm (คลาส 1) ที่ใช้กำลังงานจากสัญญาณโลกอล +7 dBm และวงจรมิกเซอร์แบบดาวระดับ +13 dBm (คลาส 2, ชนิดที่ 1) ที่ใช้กำลังงานจากสัญญาณโลกอล +13 dBm เนื่องจากการเพิ่มความสามารถในการรองรับระดับสัญญาณของวงจรมิกเซอร์ขึ้นอยู่กับอัตราส่วนระหว่างระดับกำลังงานของสัญญาณโลกอลต่อระดับกำลังงานของสัญญาณความถี่วิทยุ แต่ระดับกำลังงานของสัญญาณโลกอลที่มีค่าสูงจะทำให้ไดโอดเสี่ยงต่อความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นได้ สามารถแก้ปัญหานี้ได้โดยใช้ไดโอด 2 ตัวต่ออนุกรมกันแทนที่ไดโอดตัวเดียว ทำให้วงจรมิกเซอร์สามารถรองรับสัญญาณความถี่วิทยุที่มีกำลังงานสูงขึ้นได้ ซึ่งเหมาะสมสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับสถานีฐานเนื่องจากในวงจรส่วนหน้าของสถานีฐานในระบบ ต้องการความเป็นเชิงเส้นที่สูงและมีค่าไดนามิกเรนจ์ที่มาก อย่างไรก็ตามวงจรมิกเซอร์ที่ใช้ไดโอด 2 ตัว ต้องการใช้กำลังงานจากสัญญาณโลกอลสูงขึ้นเพื่อที่จะใช้ขับให้วงจรทำงานได้ โดยในการออกแบบวงจรมิกเซอร์ต้องการค่าการสูญเสียแปลงผัน 7 dB

4.2 ทฤษฎีไดโอดมิกเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแปลงความถี่ของวงจรมิกเซอร์จะใช้อุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นในวงจรที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งกระบวนการวิเคราะห์ห้วงจรที่ไม่เป็นเชิงเส้นทำได้ยากมาก พิจารณาความนำที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาเป็นสัญญาณ $g(t)$

$$g(t) = G_0 + G_1 \cos(\omega_p t) \quad (4.1)$$

โดยที่ค่าองค์ประกอบของความนำ G_0 จะต้องมีค่ามากกว่า G_1 เมื่อใส่แรงดัน $v_s(t)$ เข้าไป โดยที่

$$v_s(t) = V_s \cos(\omega_s t) \quad (4.2)$$

สามารถหาค่ากระแสได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} i(t) &= g(t)v_s(t) \\ &= G_0 V_s \cos(\omega_s t) + \frac{G_1 V_s}{2} [\cos((\omega_s - \omega_p)t) + \cos((\omega_s + \omega_p)t)] \end{aligned} \quad (4.3)$$

ซึ่งจะได้เทอมของความถี่ผลต่าง $\omega_s - \omega_p$ และเทอมความถี่ผลบวก $\omega_s + \omega_p$ ซึ่งปกติแล้วมักจะใช้เทอมความถี่ผลต่างเป็นเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์ แต่ในทางปฏิบัติแล้ว รูปคลื่นสัญญาณของความนำ จะไม่ใช่สัญญาณรูปคลื่นไซน์เพียงอย่างเดียว ดังนั้นในวงจรไดโอดมิกเซอร์จะประกอบด้วยฮาร์โมนิกจำนวนมาก ดังนั้นสมการที่ (4.1) จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$g(t) = G_0 + G_1 \cos(\omega_p t) + G_2 \cos(2\omega_p t) + G_3 \cos(3\omega_p t) + \dots \quad (4.4)$$

ซึ่งจะได้ผลการคูณระหว่างสัญญาณความถี่วิทยุและฮาร์โมนิกทั้งหมดของ ω_p ดังนั้นผลของการคูณจะเป็น

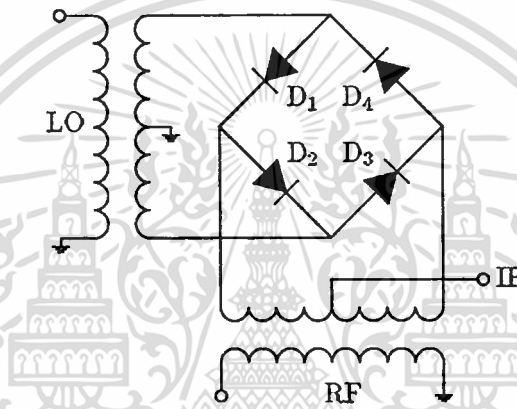
$$\omega_n = |\omega_0 + n\omega_p| \quad (4.5)$$

โดยที่ $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ และ ω_0 คือเทอมความถี่ $|\omega_s - \omega_p|$ ซึ่งเป็นเทอมของความถี่กลาง ส่วน ω_s เป็นเทอมของความถี่วิทยุ และ ω_p เป็นเทอมของความถี่โลคอล

ในส่วน of วงจรดับเบิลบาลานซ์มิกเซอร์ สัญญาณโลคอลที่ถูกป้อนเข้าที่พอร์ตโลคอลดังที่แสดงในรูปที่ 4.1 จะเป็นตัวเลือกไดโอดแต่ละคู่ ระหว่างวงรอบบวกของสัญญาณโลคอลไดโอดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

D1 และ D2 จะทำงาน ขณะที่ไดโอด D3 และ D4 จะไม่ทำงาน และเมื่อถึงวงรอบของสัญญาณ โลกอลผลที่ได้ก็จะเป็นตรงกันข้ามกัน ระหว่างชั่วความถี่วิทยุและความถี่กลางจะสวิตช์ตาม สัญญาณความถี่โลกอล ซึ่งจะทำให้สัญญาณความถี่วิทยุ ที่มองจากพอร์ตความถี่กลางจะเปลี่ยนเฟส ไป 180 องศาทุกครั้งเมื่อสัญญาณโลกอลเกิดการเปลี่ยนขั้ว กระบวนการนี้เรียกว่าการมอดูเลชัน แบบ 2 เฟส (bi-phased modulation) [30] และสามารถเขียนสมการแทนโดยการคูณแรงดันของ สัญญาณความถี่วิทยุเข้ากับอนุกรมฟูรีเยร์ของฟังก์ชันคลื่นสี่เหลี่ยม ค่าความนำของไดโอดสามารถ หาได้จาก

$$V_{out} = V_{RF} \sin(\omega_{RF}t) \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5\dots} \frac{1}{n} \sin(n\omega_{LO}t) \quad (4.6)$$



รูปที่ 4.1 วงจรไดโอดคั้มเบิลบาลานซ์มิกเซอร์

4.2.1 ค่าการสูญเสียแปลงผัน

โดยทั่วไปค่าการสูญเสียแปลงผันมักจะอ้างอิงถึงค่าการสูญเสียแปลงผันแถบข้างเดียว (Single Sideband: SSB) สมมุติให้ไม่มีการสูญเสียและไม่มีผลที่เกิดจากอินเตอร์มอดูเลชัน สามารถคำนวณค่าการสูญเสียแปลงผันต่ำที่สุดในทางทฤษฎีได้ดังนี้

$$L_C = \frac{\text{RF input power}}{\text{IF output power}} \quad (4.7)$$

สำหรับวงจรมิกเซอร์ในอุดมคติ กระจายอนุกรมฟูรีเยร์สำหรับ $n=1$ (ไม่มีผลจากอินเตอร์มอดูเลชัน) ได้ดังนี้

$$V_{out} = V_{RF} \sin(\omega_{RF}t) \frac{4}{\pi} \sin(\omega_{LO}t) \quad (4.8)$$

$$V_{out} = V_{RF} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \left[\cos((\omega_{LO} - \omega_{RF})t) - \cos((\omega_{LO} + \omega_{RF})t) \right] \quad (4.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดัน IF (ขนาดของสัญญาณที่ความถี่ที่ต้องการ) จะเป็น

$$V_{IF} = V_{RF} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \quad (4.10)$$

และค่าการสูญเสียแปลงผันจาก RF ไป IF จะมีค่าเป็น

$$L_C = 20 \log \frac{V_{RF}}{V_{IF}} = 20 \log \frac{\pi}{2} = 3.92 \text{ dB} \quad (4.11)$$

ค่าการสูญเสียแปลงผันของวงจรจริงจะรวมผลของการสูญเสียเนื่องจากความต้านทานภายในตัวไดโอด การสูญเสียเนื่องจากผลของการอินเตอร์มอดูเลชัน และการสูญเสียเนื่องจากการไม่แมตซ์ที่ RF และ IF วงจรมิกเซอร์ที่ดีจะมีค่าการสูญเสียแปลงผัน 5 ถึง 8 dB [31-36]

4.2.2 นอยส์ฟีกเกอร์

วงจรมิกเซอร์แบบพาสซีฟจะมีค่าอัตราขยายในสมการนอยส์ฟีกเกอร์เท่ากับ 1 ซึ่งทำให้นอยส์ฟีกเกอร์มีค่าเท่ากับค่าการสูญเสียแปลงผันของวงจรมิกเซอร์

4.2.3 ค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ต

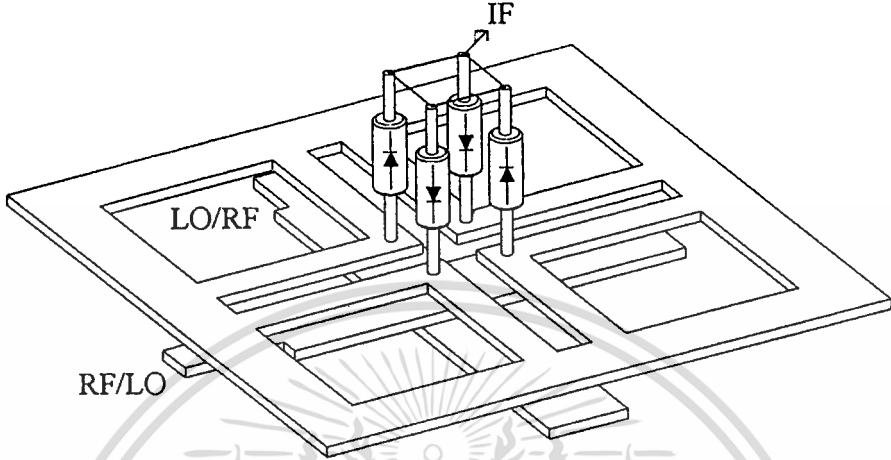
ค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตเป็นการวัดการรั่วของสัญญาณจากพอร์ตหนึ่งไปสู่อีกพอร์ตหนึ่ง สัญญาณที่มีกำลังงานมากที่สุดที่ปรากฏอยู่ในสเปกตรัมเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์คือสัญญาณ LO เนื่องจากต้องใช้เป็นตัวขับไดโอดให้ทำงาน ซึ่งมักจะมีค่ามากกว่าสัญญาณ RF มาก ซึ่งถ้าวงจรมิกเซอร์มีค่าไอโซเลชันไม่ดีก็จะทำให้สัญญาณ LO รั่วออกทางสายอากาศได้

4.3 การออกแบบวงจร

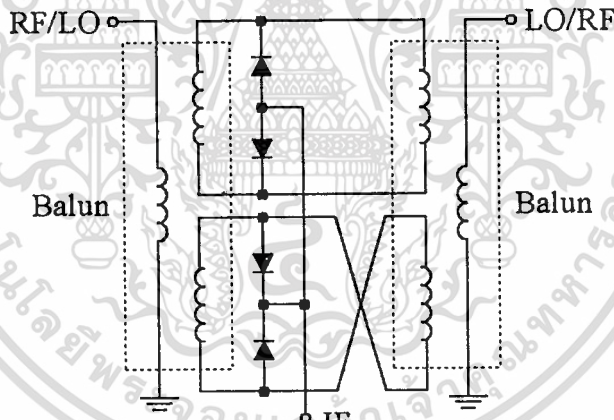
โครงสร้างของวงจรมิกเซอร์แบบดาว มีข้อดีคือมีแบนด์วิดท์ของสัญญาณความถี่วิทยุ (RF), สัญญาณโลคอล (LO) และสัญญาณความถี่กลาง (IF) กว้าง รวมถึงใช้โครงสร้างของบาลันที่สมมาตร ทำให้ค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตดีขึ้น แต่มีข้อจำกัดคือแบนด์วิดท์ของสัญญาณความถี่วิทยุและความถี่โลคอลกับแบนด์วิดท์ของสัญญาณความถี่กลาง ไม่อยู่ในแบนด์เดียวกัน [31] โครงสร้างของวงจรมิกเซอร์และวงจรสมมูลของวงจรมิกเซอร์แบบดาวแสดงดังรูปที่ 4.2 และ 4.3 ประกอบด้วย บาลันด้านสัญญาณความถี่วิทยุและบาลันด้านสัญญาณโลคอล โดยความยาวของบาลันเท่ากับหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่นที่ความถี่กลางของสัญญาณความถี่วิทยุและสัญญาณโลคอลมีไดโอดค่ออยู่ที่มุมทั้ง 4 ของบาลันในรูปแบบดาว วงจรมิกเซอร์แบบดาวมีโครงสร้างการคั้งสัญญาณความถี่กลางที่ง่ายเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรมิกเซอร์แบบวงแหวน (ring mixer) ที่ต้องใช้

เอกสารอ้างอิงส่งสั้นิมพีแดนซ์สูงในการคั้งสัญญาณความถี่กลาง ซึ่งวงจรมิกเซอร์แบบดาวสามารถคั้งไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

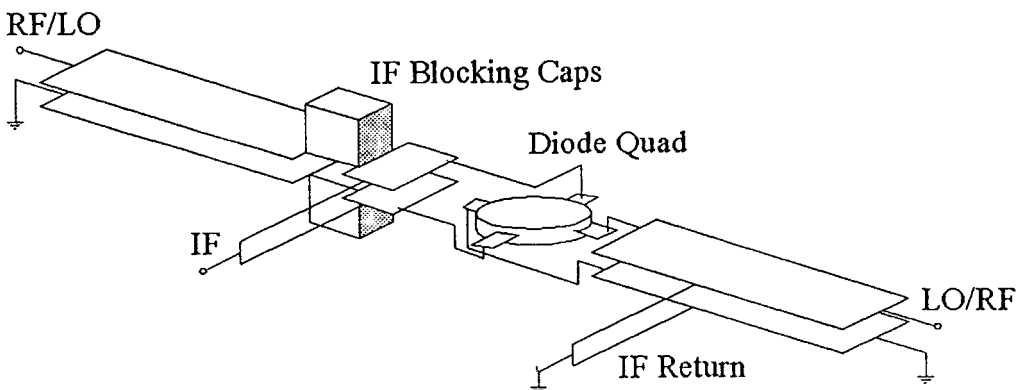
สัญญาณความถี่กลางที่ชั่วต่อร่วมของไดโอดทั้ง 4 ตัวได้ เนื่องจากพอร์ตสัญญาณความถี่กลางเป็นกราวด์เสมือน (virtual ground) ต่อสัญญาณโลคอลและสัญญาณความถี่วิทยุ ดังนั้นจึงไม่ต้องใช้โครงสร้างการคิ่งสัญญาณความถี่กลางที่ยุ่งยาก รูปที่ 4.4 และ 4.5 แสดงโครงสร้างของวงจรมิกเซอร์และวงจรมุมลของวงจรมิกเซอร์แบบวงแหวน



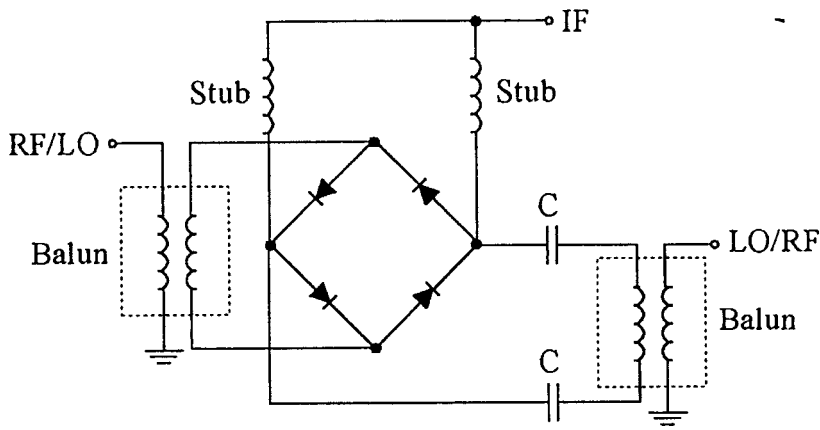
รูปที่ 4.2 โครงสร้างวงจรมิกเซอร์แบบดาว



รูปที่ 4.3 วงจรมุมลของวงจรมิกเซอร์แบบดาว



เอกสารรูปที่ 4.4 โครงสร้างวงจรมิกเซอร์แบบวงแหวน ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



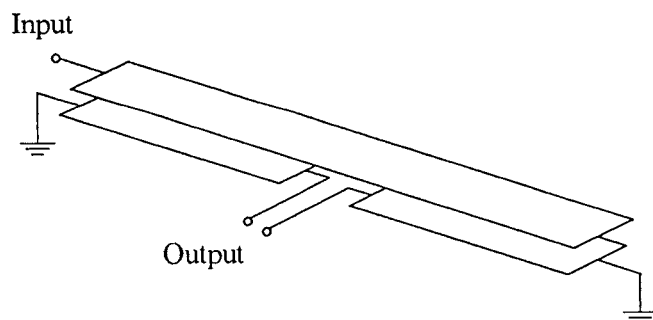
รูปที่ 4.5 วงจรสมมูลของวงจรมิกเซอร์แบบวงแหวน

เพื่อที่จะได้คุณสมบัติของวงจรมิกเซอร์ที่ดี การคัปปลิงในบาลันควรจะมีค่าอิมพีแดนซ์ โหมดคู่ Z_{0e} สูงโดยมีความเร็วเฟสของโหมดคู่และโหมดคี่ใกล้เคียงกัน [33] ซึ่งสามารถทำได้โดยการใช้วัสดุฐานรองที่มีค่าคงที่ทางไดอิเล็กตริกต่ำ และใช้โครงสร้างของบาลันเป็นแบบเขวนรวมทั้งให้ระยะช่องว่างของอากาศ (air gap) ระหว่างสตริปและผนังโลหะ (housing) มีค่ามากที่สุดจะทำให้ค่าคาปาซิแตนซ์ระหว่างสตริปและกราวด์มีค่าลดลงส่งผลทำให้ค่าอิมพีแดนซ์โหมดคู่มีค่ามากขึ้น ค่า อิมพีแดนซ์โหมดคี่ Z_{0o} (odd-mode impedance) ของบาลันสามารถคำนวณได้จาก [34]

$$Z_{0o} = \frac{1}{2} \sqrt{Z_s Z_d} \quad (4.12)$$

โดย Z_s คือค่าชอร์สอิมพีแดนซ์ และค่า Z_d คืออิมพีแดนซ์ของไดโอด ซึ่งสามารถคำนวณได้ค่าอิมพีแดนซ์โหมดคี่เท่ากับ 25 โอห์ม

ส่วนของเส้นสตริปที่ขนานกันด้านบนของบาลันมีค่าโวลต์เตจเท่ากันตลอดเส้น ดังนั้นระยะห่างระหว่างเส้นมีผลน้อยมากต่อบาลันทำให้สามารถมองโครงสร้างบาลันของวงจรมิกเซอร์เป็นโครงสร้างบาลันแบบ Marchand [33] ดังแสดงในรูปที่ 4.6

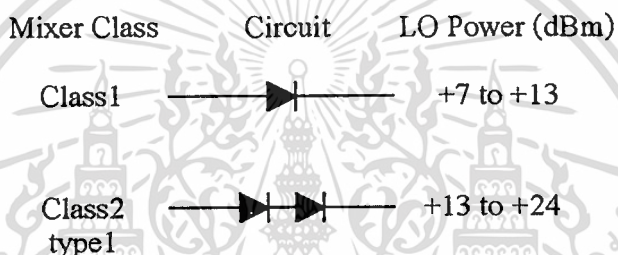


รูปที่ 4.6 โครงสร้างบาลันแบบ Marchand

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบบาลันกำหนดความถี่ต่ำสุดของสัญญาณความถี่วิทยุและสัญญาณโลคอลเท่ากับ 1 กิกะเฮิรตซ์ จากการจำลองแบบโครงสร้างของบาลันโดยใช้โปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิศ ทำให้ได้ความกว้างของสตริปด้านบนเท่ากับ 4.25 มิลลิเมตร ความกว้างของสตริปด้านระนาบกราวด์เท่ากับ 1.7 มิลลิเมตร และระยะช่องว่างของอากาศเท่ากับ 4.7 มิลลิเมตร โดยใช้วัสดุฐานรองแบบสองหน้ามีค่าคงที่ทางไดอิเล็กตริก (dielectric constant) เท่ากับ 3.5 มีความหนาเท่ากับ 0.762 มิลลิเมตร

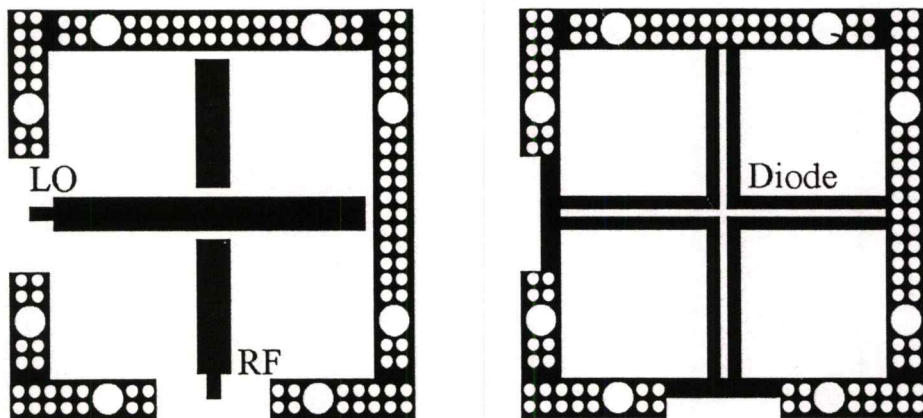
รูปที่ 4.7 แสดงคลาสของไดโอดมิกเซอร์ วงจรมิกเซอร์แบบดาวระดับ +7 dBm (คลาส 1) ใช้กำลังงานจากสัญญาณ โลคอล +7 dBm และวงจรมิกเซอร์แบบดาวระดับ +13 dBm (คลาส 2, ชนิดที่ 1) ใช้กำลังงานจากสัญญาณ โลคอล +13 dBm ต่อไดโอดเข้าด้วยกันเป็นรูปแบบดาวที่มุมทั้ง 4 ของบาลันด้านระนาบกราวด์



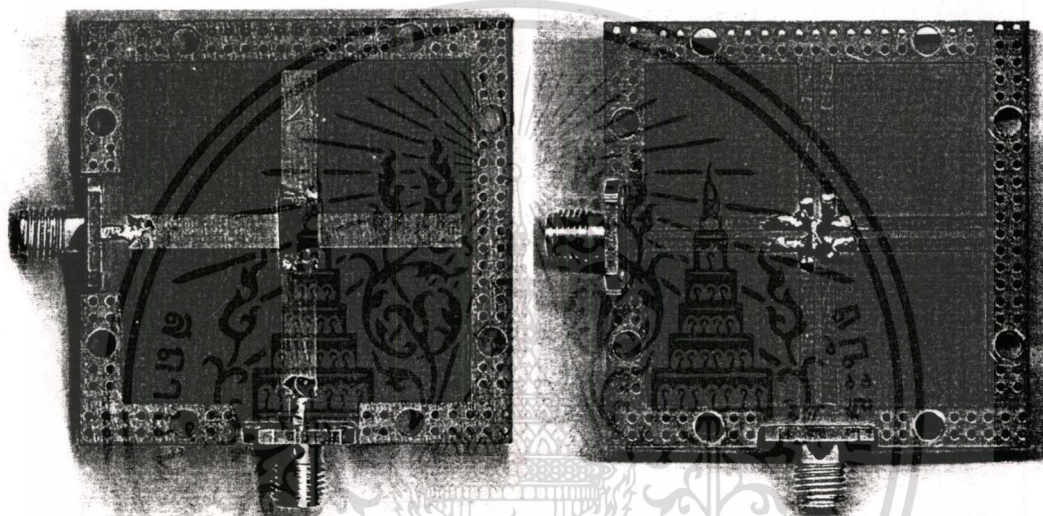
รูปที่ 4.7 คลาสของไดโอดมิกเซอร์

4.4 การทดลองและผลการทดลอง

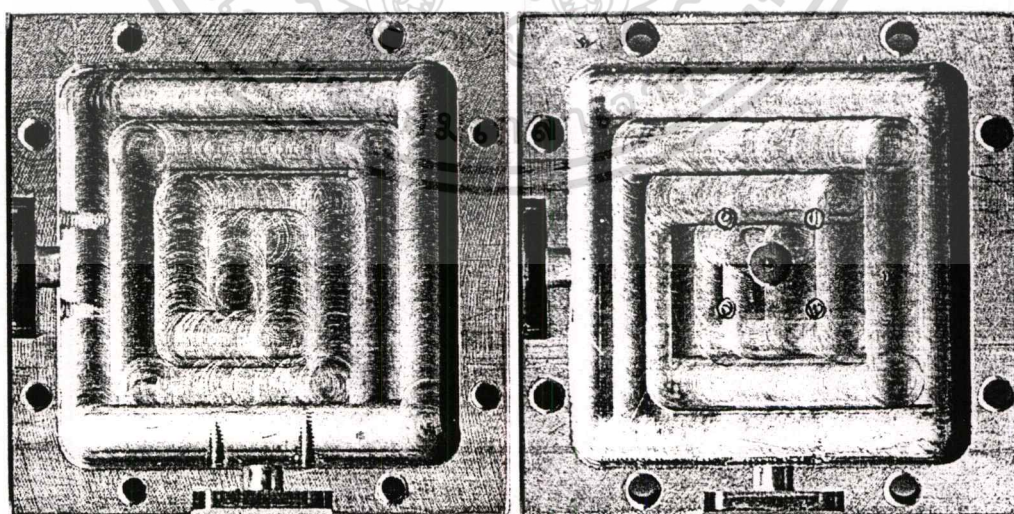
ลายวงจรและรูปของวงจรมิกเซอร์แบบดาวที่สร้างขึ้นแสดงดังรูปที่ 4.8 และ 4.9 โดยใช้วัสดุฐานรองเป็นพีทีเอฟอี (PTFE) RF-35 ของบริษัททาโคนิคจำกัด (Taconic Co. LTD.) แบบสองหน้ามีค่าคงที่ทางไดอิเล็กตริกเท่ากับ 3.5 มีความหนาเท่ากับ 0.762 มิลลิเมตร วงจรมีขนาดความกว้างและยาว 50 มิลลิเมตร วงจรมิกเซอร์ระดับ +7 dBm ใช้ซอร์ตต์กีไดโอดเบอร์ HSMS-2810 (Agilent Technologies) 4 ตัวซึ่งต่ออยู่ที่มุมทั้ง 4 ของบาลัน ส่วนของวงจรมิกเซอร์ระดับ +13 dBm ใช้ไดโอด 2 ตัวต่ออนุกรมแทนที่ไดโอดแต่ละตัวต่ออยู่ที่มุมทั้ง 4 ของบาลันเช่นเดียวกัน พอร์ตสัญญาณโลคอลและพอร์ตสัญญาณความถี่วิทยุต่ออยู่ที่สตริปด้านบน ไดโอดมีค่าพารามิเตอร์ $C_{j0} = 1.1$ พิโกฟารัด และ $R_s = 10$ โอห์ม รูปทรงที่ปรากฏอยู่ที่ด้านบนและด้านล่างของวัสดุฐานรองทำหน้าที่เป็นตัวเชื่อมระนาบกราวด์ระหว่างสตริปด้านบนและด้านล่าง รูปที่ 4.10 แสดงรูปฝาลอจิกของวงจรมิกเซอร์ที่สร้างขึ้น



รูปที่ 4.8 ลายวงจรของวงจรมิกเซอร์แบบดาว



รูปที่ 4.9 รูปวงจรมิกเซอร์แบบดาวที่ใช้ในการทดลอง



รูปที่ 4.10 รูปฝาอลูมิเนียมของวงจรมิกเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

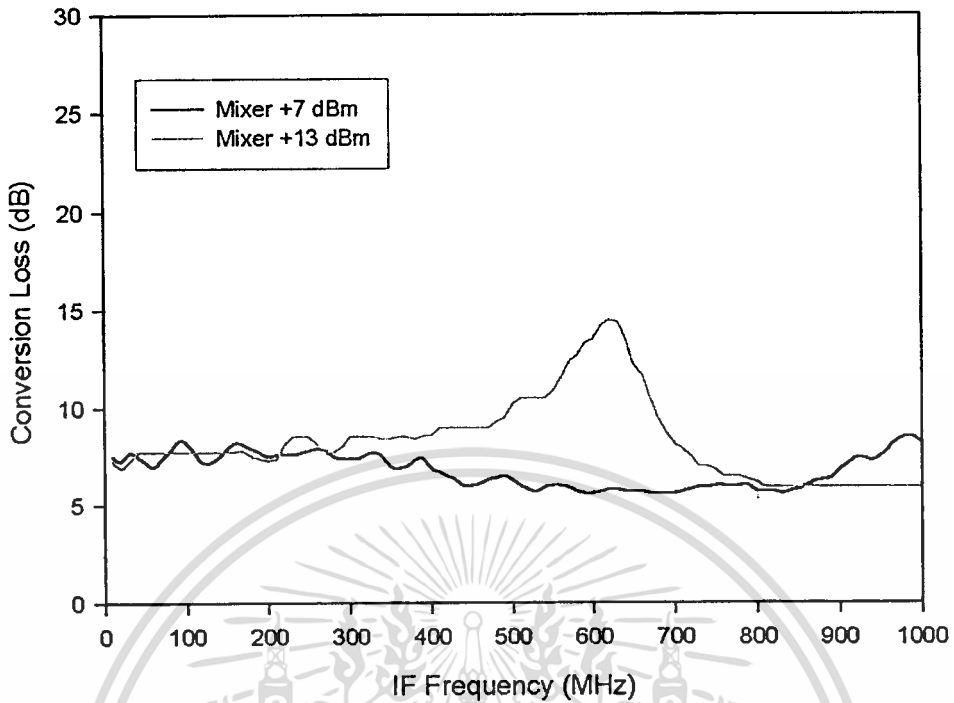
ในการนำวงจรมิกเซอร์ไปใช้งานสำหรับวิทยานิพนธ์นี้ คือต้องการใช้งานที่ความถี่กลาง 190 เมกะเฮิร์ตซ์ และที่สัญญาณโลคอล 2110 เมกะเฮิร์ตซ์ แต่ในการทดลองได้ทำการวัดค่าการสูญเสียแปลงผันที่ความถี่ต่างๆ เพื่อหาค่าแบนด์วิดท์ของวงจรมิกเซอร์ออกมา สำหรับการนำวงจรมิกเซอร์นี้ไปประยุกต์ใช้ในการใช้งานที่ความถี่ค่าต่างๆต่อไป

ผลการวัดค่าการสูญเสียแปลงผันของวงจรมิกเซอร์แบบดาว แสดงดังรูปที่ 4.11 โดยใช้สัญญาณความถี่วิทยุขนาด -20 dBm และสัญญาณโลคอลที่ความถี่ 2 กิกะเฮิร์ตซ์ ขนาด +7 dBm ผลการวัดพบว่าค่าการสูญเสียแปลงผันของวงจรมิกเซอร์มีค่า 7.1 ± 2 dB ได้ค่าแบนด์วิดท์ความถี่กลาง 1000 เมกะเฮิร์ตซ์ มีค่าการสูญเสียแปลงผันต่ำสุดเท่ากับ 5.6 dB ที่ความถี่ 530 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นค่าการสูญเสียแปลงผันที่ปกติสำหรับวงจรดับเบิลบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์ เช่นในบทความ [31]-[36] คือโดยทั่วไปวงจรไดโอดมิกเซอร์มีค่าการสูญเสียแปลงผันน้อยกว่า 8 dB และเมื่อใช้สัญญาณโลคอลขนาด +13 dBm พบว่าค่าการสูญเสียแปลงผันของวงจรมิกเซอร์มีค่า 7.6 ± 2 dB ได้ค่าแบนด์วิดท์ความถี่กลางประมาณ 470 เมกะเฮิร์ตซ์ มีค่าการสูญเสียแปลงผันต่ำสุดเท่ากับ 5.9 dB ที่ความถี่ 810 เมกะเฮิร์ตซ์ สำหรับที่ความถี่ 600 เมกะเฮิร์ตซ์พบว่ามีค่าการสูญเสียแปลงผันที่สูงขึ้นซึ่งเกิดจากค่าพารามิเตอร์ของแพ็คเกจไดโอดที่ต่อเข้าด้วยกันแบบอนุกรม

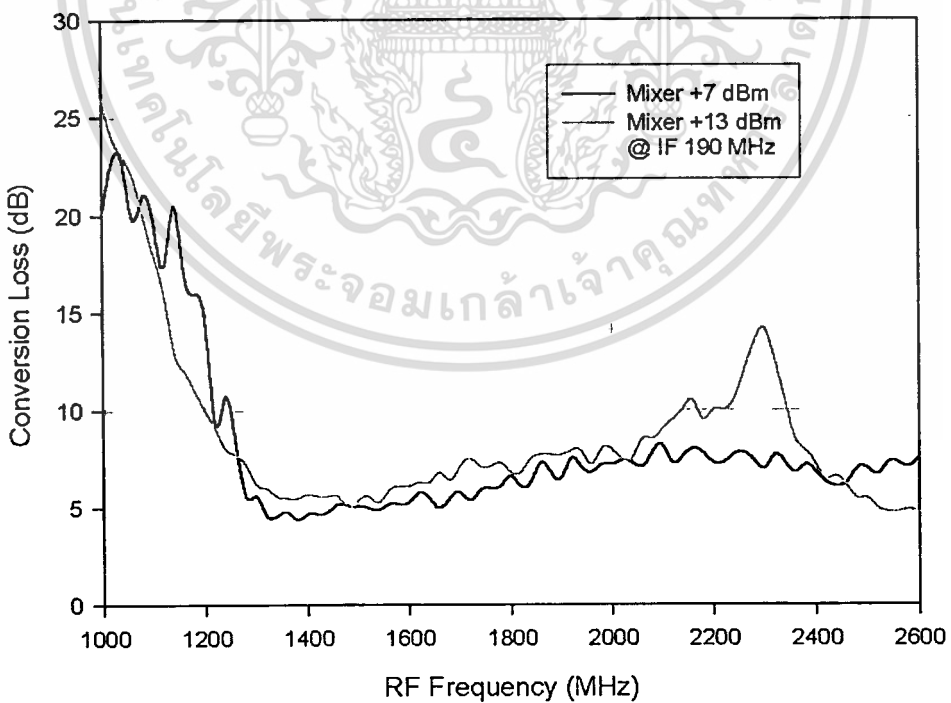
ผลการวัดค่าการสูญเสียแปลงผันกับสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่กลาง 190 เมกะเฮิร์ตซ์ แสดงดังรูปที่ 4.12 โดยใช้สัญญาณความถี่วิทยุขนาด -20 dBm และสัญญาณโลคอลขนาด +7 dBm พบว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณความถี่วิทยุมีค่า 1260 ถึง 2600 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยมีค่าการสูญเสียแปลงผันต่ำสุดเท่ากับ 4.4 dB ที่ความถี่ 1380 เมกะเฮิร์ตซ์ และเมื่อใช้สัญญาณโลคอลขนาด +13 dBm พบว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณความถี่วิทยุมีค่า 1240 ถึง 1980 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยมีค่าการสูญเสียแปลงผันต่ำสุดเท่ากับ 5 dB ที่ความถี่ 1600 เมกะเฮิร์ตซ์

ผลการวัดค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตของวงจรมิกเซอร์แบบดาวระดับ +7 dBm แสดงดังรูปที่ 4.13 จากผลการวัดพบว่าค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตสัญญาณโลคอลกับพอร์ตสัญญาณความถี่กลางมีค่าต่ำกว่า 25 dB และค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตสัญญาณโลคอลกับพอร์ตสัญญาณความถี่วิทยุมีค่าต่ำกว่า 21 dB ซึ่งเป็นค่าไอโซเลชันที่ปกติสำหรับวงจรดับเบิลบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์ เช่นในบทความ [31]-[36] คือโดยทั่วไปวงจรไดโอดมิกเซอร์จะมีค่าไอโซเลชันอยู่ระหว่าง 15 ถึง 30 dB

ส่วนผลการวัดค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตของวงจรมิกเซอร์แบบดาวระดับ +13 dBm แสดงดังรูปที่ 4.14 จากผลการวัดพบว่าค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตสัญญาณโลคอลกับพอร์ตสัญญาณความถี่กลางมีค่าต่ำกว่า 20 dB และค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตสัญญาณโลคอลกับพอร์ตสัญญาณความถี่วิทยุต่ำกว่า 21 dB

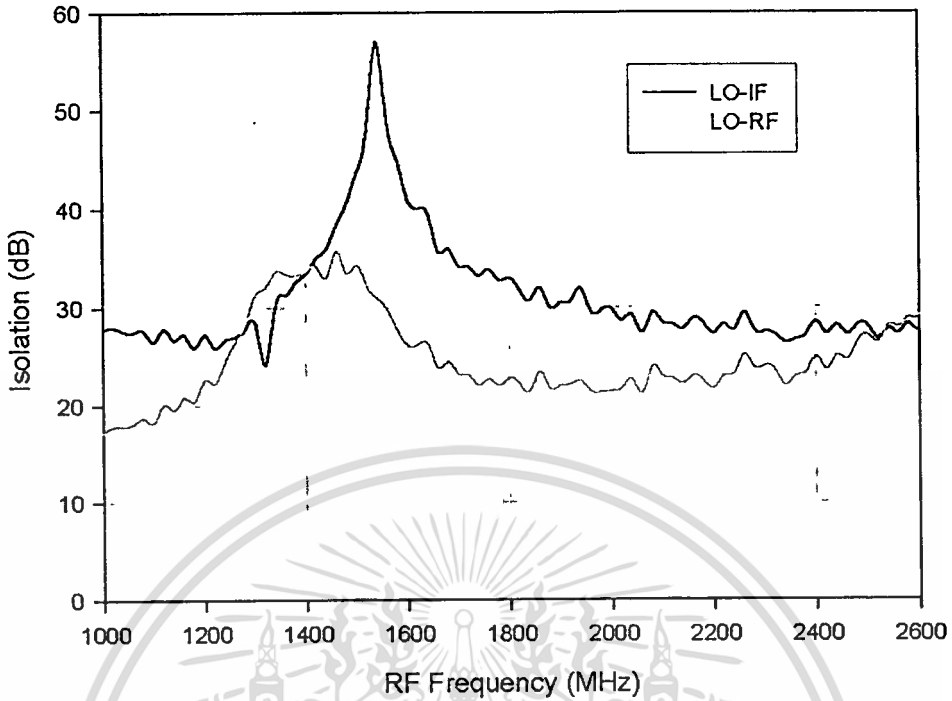


รูปที่ 4.11 ผลการวัดระหว่างค่าการสูญเสียแปลงผันกับความถี่กลางของวงจรมิกเซอร์แบบดาว

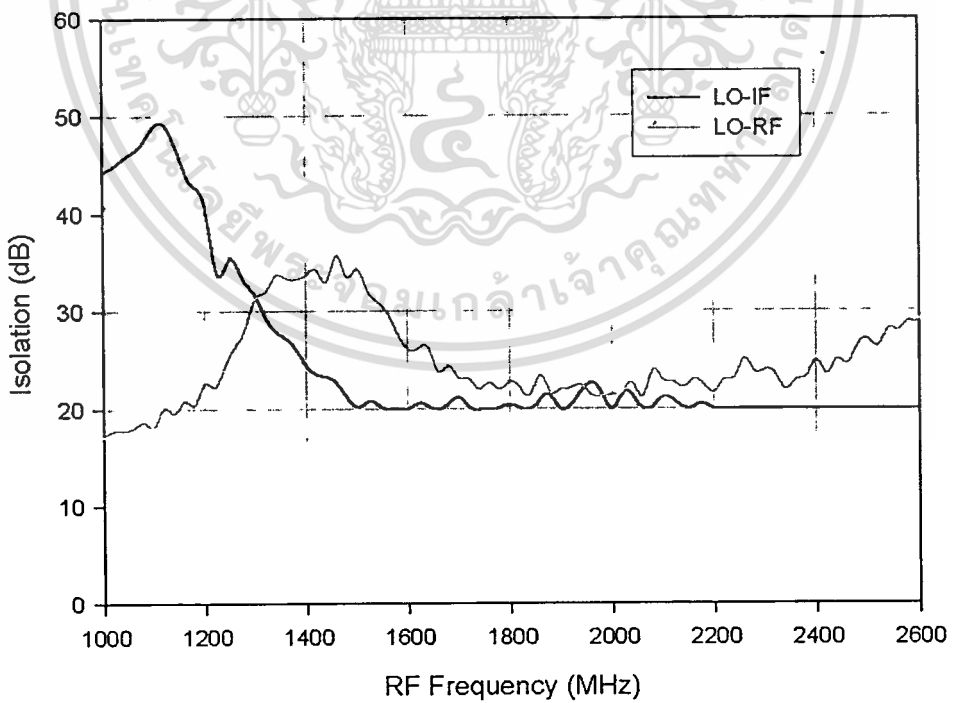


รูปที่ 4.12 ผลการวัดค่าการสูญเสียแปลงผันกับสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่กลาง 190 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 ค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตของวงจรมิกเซอร์แบบดาวระดับ +7 dBm



รูปที่ 4.14 ค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตของวงจรมิกเซอร์แบบดาวระดับ +13 dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 สรุปผล

ในบทนี้เสนอการออกแบบและการสร้างวงจรคัมเบิ้ลบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์ โดยใช้โครงสร้างมิกเซอร์แบบดาวระดับ +7 dBm และวงจรมิกเซอร์แบบดาวระดับ +13 dBm จากผลการวัดวงจรมิกเซอร์แบบดาวระดับ +7 dBm มีแบนด์วิดท์ของความถี่สัญญาณวิทยุ 1260 ถึง 2600 เมกะเฮิร์ตซ์ และแบนด์วิดท์ของความถี่กลาง 1000 เมกะเฮิร์ตซ์ มีค่าการสูญเสียแปลงผันประมาณ 7.1 ± 2 dB ส่วนวงจรมิกเซอร์แบบดาวระดับ +13 dBm มีแบนด์วิดท์ของความถี่สัญญาณวิทยุ 1240 ถึง 1980 เมกะเฮิร์ตซ์ และแบนด์วิดท์ของความถี่กลาง 470 เมกะเฮิร์ตซ์ มีค่าการสูญเสียแปลงผันประมาณ 7.6 ± 2 dB มิกเซอร์ทั้งสองตัวมีค่าไอโซเลชันระหว่างสัญญาณโคคออลกับสัญญาณวิทยุดีกว่า 20 dB ตลอดช่วงความถี่ที่ใช้งาน ซึ่งจากผลการทดลองที่ได้ วงจรมิกเซอร์ที่สร้างขึ้นได้ค่าการสูญเสียแปลงผันสอดคล้องกับค่าที่ต้องการออกแบบคืออยู่ในช่วงประมาณ 7 dB ดังนั้นสามารถนำวงจรไปประยุกต์ใช้งานสำหรับเครื่องรับสถานีฐานในระบบ WCDMA ได้ วงจรมิกเซอร์แบบดาวระดับ +13 dBm ยังมีข้อบกพร่องอยู่คือมีค่าการสูญเสียแปลงผันที่สูงขึ้นที่ความถี่กลาง 600 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งเกิดจากค่าพารามิเตอร์ของแพ็คเกจไดโอดที่ต่อแบบอนุกรม เนื่องจากในการสร้างวงจรใช้ชอตต์คิกไดโอดเบอร์ HSMS-2810 ซึ่งเป็นแพ็คเกจแบบซิงเกิล 2 ตัวมาต่ออนุกรมกัน ดังนั้นแนวทางการพัฒนาในอนาคตเพื่อปรับปรุงคุณสมบัติของวงจรให้ดีขึ้นสามารถทำได้โดยการเลือกใช้ไดโอดที่ต่อแบบอนุกรมอยู่ในแพ็คเกจเดียวกันมาใช้แทนเพื่อลดค่าพารามิเตอร์ที่เกิดจากแพ็คเกจไดโอดเช่น ชอตต์คิกไดโอดเบอร์ HSMS-2812

บทที่ 5

วงจรกรองผ่านแถบความถี่

5.1 กล่าวนำ

เนื้อหาในบทนี้จะอธิบายถึงวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งประกอบด้วย 2 ส่วนคือวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์ ใช้กรองความถี่สัญญาณวิทยุที่รับมาจากสายอากาศ เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนไม่ให้เข้ามาในระบบเครื่องรับ โดยในการออกแบบวงจรต้องการคุณสมบัติของวงจรดังนี้คือค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกต่ำกว่า 1 dB และมีค่าการตัดทิ้ง 100 dB ส่วนอีกวงจรคือวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบไมโครสตริปที่อาศัยการเชื่อมต่อระหว่างสาย (parallel coupled line) ใช้งานเป็นวงจร IR ฟิเตอร์ เพื่อใช้ลดทอนสัญญาณความถี่เก่าก่อนที่จะแปลงไปที่ความถี่กลางโดยโลคอลลอสซิลเลเตอร์ตัวแรก โดยในการออกแบบวงจรต้องการคุณสมบัติของวงจรดังนี้คือค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกต่ำกว่า 3 dB และมีค่าการตัดทิ้ง 38 dB

5.2 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ เป็นวงจรหนึ่งที่สำคัญในอุปกรณ์ไมโครเวฟที่ใช้ในระบบการสื่อสารไร้สาย เนื่องจากการเติบโตอย่างรวดเร็วของระบบการสื่อสารไร้สาย ทำให้ความต้องการใช้สเปกตรัมความถี่มีมากขึ้น จึงจำเป็นที่จะต้องใช้แถบความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดให้มีประสิทธิภาพ ซึ่งเมื่อเพิ่มจำนวนผู้ใช้งานมากขึ้นก็จะเกิดการรบกวนกันของระบบต่างๆมากขึ้น ยกตัวอย่างเช่นในระบบ WCDMA แถบความถี่ของระบบแบบ TDD (time domain duplex) อยู่ติดกับแถบความถี่ของระบบแบบ FDD (frequency domain duplex) แสดงดังตารางที่ 5.1 ซึ่งระบบ FDD ในส่วนของระบบเชื่อมโยงขาขึ้น (up link) จากโทรศัพท์เคลื่อนที่ไปยังสถานีฐานและระบบเชื่อมโยงขาลง (down link) จากสถานีฐานไปยังโทรศัพท์เคลื่อนที่ ทำงานอยู่ในแถบความถี่ที่แตกต่างกัน แต่ในระบบ TDD ในส่วนของระบบเชื่อมโยงขาขึ้นและระบบเชื่อมโยงขาลงมีแถบความถี่อยู่ในช่วงเดียวกัน ถ้าตำแหน่งของสถานีฐานของระบบ FDD อยู่ใกล้กับสถานีฐานของระบบ TDD สัญญาณของระบบเชื่อมโยงขาขึ้นที่มีกำลังอ่อนจากโทรศัพท์เคลื่อนที่ของระบบ FDD จะถูกรบกวนโดยสัญญาณของระบบเชื่อมโยงขาลงที่มีกำลังสูงจากสถานีฐานของระบบ TDD ดังนั้นเพื่อที่จะหลีกเลี่ยงการเกิดอินเตอร์มอดูเลชันในวงจรส่วนหน้าของสถานีฐาน วงจรกรองผ่านแถบความถี่จึงต้องมีค่าความคม (selectivity) หรือมีค่าการตัดทิ้ง (rejection) ของสัญญาณนอกแถบสูงมาก เพื่อป้องกันการรบกวนจากสัญญาณรบกวนจากระบบอื่นๆ รวมทั้งการรบกวนจากช่องสัญญาณข้างเคียงจากภาคส่งในระบบ FDD เนื่องจากแบนด์วิดท์ของภาครับ (1920-1980 เมกะเฮิร์ตซ์) อยู่ห่างกับ

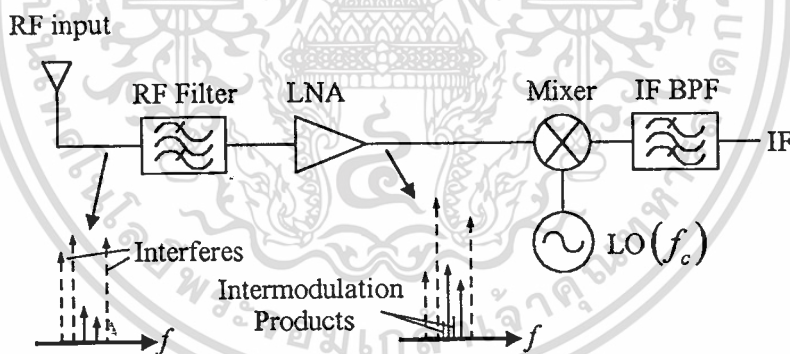
เอกสารแบนด์วิดท์ของภาคส่ง (2110-2170 เมกะเฮิร์ตซ์) เพียง 130 เมกะเฮิร์ตซ์ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

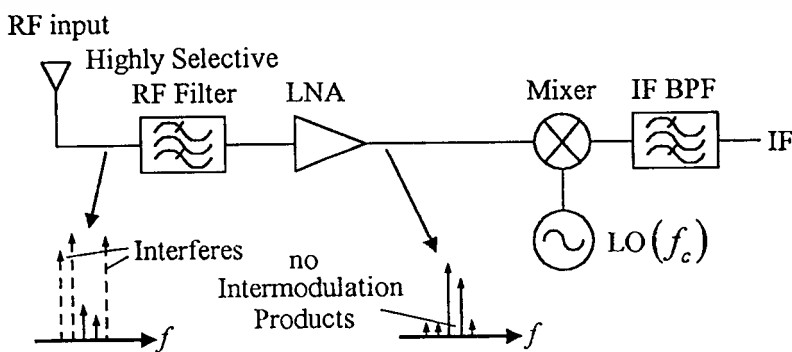
รูปที่ 5.1 และ 5.2 แสดงวงจรส่วนหน้าของเครื่องรับสำหรับสถานีฐานในกรณีที่เกิดการรบกวนของสัญญาณนอกแถบ โดยในรูปที่ 5.1 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีค่าความคมต่ำ ความแรงของสัญญาณรบกวนยังคงมีค่าสูงที่อินพุตของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ เนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำทำให้เกิดผลของการอินเตอร์มอดูเลชันที่เอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ ซึ่งบางความถี่ของผลจากการเกิดอินเตอร์มอดูเลชันอยู่ในแบนด์วิดท์เดียวกับระบบ ซึ่งจะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดทางบิตของสัญญาณระบบเชื่อมโยงขาขึ้นมีค่าสูงขึ้น สามารถแก้ไขปัญหานี้ได้โดยใช้ วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีค่าความคมสูงมาก ดังแสดงในรูปที่ 5.2 วงจรกรองผ่านแถบความถี่จะลดระดับกำลังงานของสัญญาณรบกวนลง ทำให้เกิดผลจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายสัญญาณ รบกวนต่ำมีค่าลดลง

ตารางที่ 5.1 แบนด์ความถี่ของระบบ WCDMA

ระบบ WCDMA	FDD	TDD
แบนด์ความถี่	1920-1980 เมกะเฮิรตซ์ (ภาครับ)	1900-1920 เมกะเฮิรตซ์
	2110-2170 เมกะเฮิรตซ์ (ภาคส่ง)	2010-2025 เมกะเฮิรตซ์
		1910-1930 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 5.1 วงจรส่วนหน้าของเครื่องรับสำหรับสถานีฐานกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีค่าความคมต่ำ



รูปที่ 5.2 วงจรส่วนหน้าของเครื่องรับสำหรับสถานีฐานกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีค่าความ

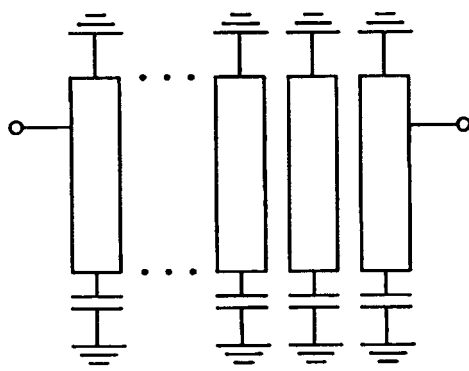
คมสูงมาก เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่นำไปใช้งานสำหรับสถานีฐานเพื่อใช้กรองความถี่สัญญาณวิทยุที่รับมาจากสายอากาศ ต้องการค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (insertion loss) คำนึงจากการนำวงจรกรองผ่านแถบความถี่ใช้งานในส่วนของวงจรส่วนหน้าของระบบภาครับจะเป็นตัวลดทอนค่านอยส์ฟีกเกอร์ของของระบบเครื่องรับให้แย่ง และในส่วนระบบภาคส่งก็ทำให้วงจรขยายกำลังสูญเสียกำลังขยาย ดังนั้นเป้าหมายของการออกแบบคือต้องการวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกต่ำ มีขนาดเล็ก สามารถรองรับระดับกำลังงานได้สูงผลิตได้ง่าย และ ราคาถูก จากที่กล่าวมาแล้ววงจรกรองผ่านแถบความถี่ต้องการค่าความคมสูงมากสำหรับการนำไปใช้งานในวงจรส่วนหน้าของระบบเครื่องรับและเครื่องส่งในสถานีฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ WCDMA เนื่องจากแบนด์วิดท์ของภาครับและแบนด์วิดท์ของภาคส่งอยู่ใกล้กันมาก ซึ่งวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบไมโครสตริปหรือแบบสตริปไลน์ไม่สามารถให้ค่าความคมที่สูงมากได้รวมทั้งไม่สามารถรองรับระดับกำลังงานที่มีค่าสูงมากได้ [37] ดังนั้นจึงเลือกใช้โครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่เป็นแบบท่อนำคลื่น (waveguide band pass filter) เนื่องจากมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกต่ำและมีความสามารถในการรองรับระดับกำลังงานสูง

ในแบนด์ความถี่ย่านยูเอชเอฟ ที่ความถี่กึ่งกลาง 2 กิกะเฮิร์ตซ์ วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบท่อนำคลื่นแบบทั่วไป มีขนาดทางกายภาพใหญ่มาก ไม่เหมาะสมสำหรับการนำไปใช้งานที่ความถี่กึ่งกลาง ต่ำกว่า 2 กิกะเฮิร์ตซ์ ส่วนโครงสร้างแบบโคแอกเชียลคาวิตีเรโซเนเตอร์ (coaxial cavity resonator) ซึ่งมีขนาดทางกายภาพที่เหมาะสมสำหรับการนำไปใช้งานที่ความถี่กึ่งกลางต่ำกว่า 2 กิกะเฮิร์ตซ์ แต่สามารถสร้างขึ้นจริงได้ยาก ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกโครงสร้างวงจรกรองความถี่แบบคอมป์ไลน์ ซึ่งเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีขนาดเล็ก (เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบท่อนำคลื่นแบบทั่วไป) มีความสามารถในการรองรับระดับกำลังงานสูง ผลิตได้ง่าย ราคาถูก และมีคุณสมบัติที่ดี รวมทั้งมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกและความผิดเพี้ยนต่ำในขณะที่มีค่าการตัดทิ้งทางด้านแถบหยุดสูง

5.2.1 ทฤษฎีวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมป์ไลน์

วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมป์ไลน์ ใช้ท่อนำคลื่นที่ทำงานในโหมดเลือนหาย (evanescent mode) ซึ่งเป็นการใช้งานที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ตัดของท่อนำคลื่น ทำให้ขนาดของวงจรกรองความถี่มีขนาดเล็กลงเมื่อเทียบกับวงจรกรองความถี่แบบท่อนำคลื่นแบบทั่วไป โดยทั่วไปแล้ววงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมป์ไลน์ ประกอบด้วยชุดของแท่งโลหะเรียงต่อกันโดยมีระยะห่างระหว่างแท่งโลหะที่เหมาะสม ปลายด้านหนึ่งของแท่งโลหะต่อกับกราวด์ ส่วนปลายอีกด้านหนึ่งต่อเข้ากับคาปาซิเตอร์ หรือทำการเปิดวงจร (open circuit) ดังที่แสดงในรูปที่ 5.3 ซึ่งขั้นตอนการออกแบบของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ชนิดนี้อยู่ในบทความ [38]



รูปที่ 5.3 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์

เนื่องจากวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ต้องการออกแบบเพื่อใช้งานสำหรับสถานีฐานระบบ WCDMA นั้นมีแบนด์วิดท์แคบ (60 เมกะเฮิรตซ์ หรือ 3.077 เปอร์เซนต์ที่ความถี่กึ่งกลาง) ดังนั้นเรโซเนเตอร์แต่ละชุดต้องการค่าการคัปปลิงระหว่างเรโซเนเตอร์ที่อยู่ติดกันน้อย จะทำให้ระยะห่างของเรโซเนเตอร์ที่อยู่ติดกันมีค่ามากขึ้น วงจรที่สร้างขึ้นจริงมีขนาดความยาวเพิ่มขึ้น ดังนั้นแก้ปัญหาโดยใช้ไอริสใส่อยู่ระหว่างเรโซเนเตอร์เพื่อเพิ่มค่าความคมของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ให้ดีขึ้น และทำให้ขนาดของวงจรกรองผ่านแถบความถี่มีขนาดเล็กลง [39-40]

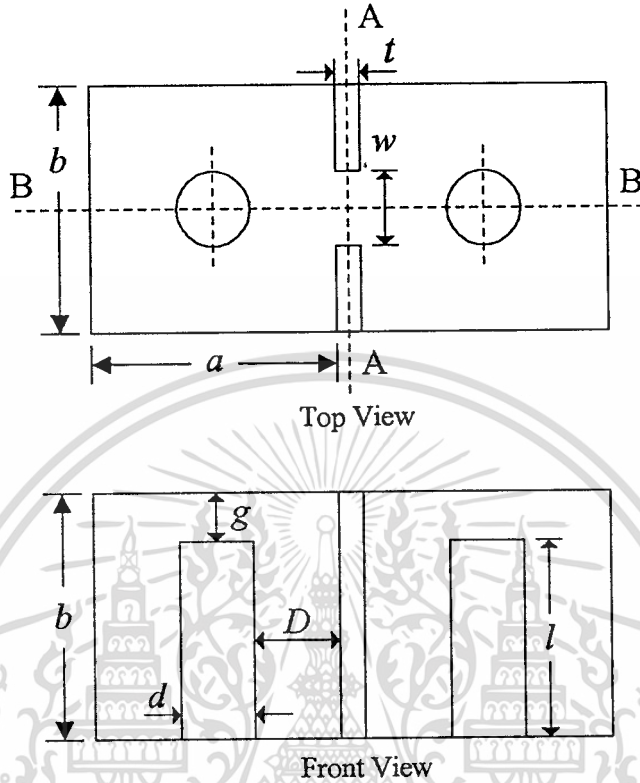
ในการวิเคราะห์ห้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบคอมบ์ไลน์ ใช้การโมเดลแท่งโลหะและความไม่ต่อเนื่องของท่อนำคลื่นแบบไอริสแต่ละส่วนเป็น S เมตริกซ์ (scattering matrix) และนำ S เมตริกซ์มาкасศกันโดยใช้หลักการของ GSM (generalized scattering matrix) [41] จากรูปที่ 5.4 คอมบ์ไลน์เรโซเนเตอร์ที่มีช่องการคัปปลิงระหว่างกันสามารถพิจารณาเป็นโครงสร้างแบบคาสเคด ดังแสดงในรูปที่ 5.5 เมื่อ $[S^{P1}]$ และ $[S^{P2}]$ เป็น S เมตริกซ์ของเรโซเนเตอร์ตัวแรกและเรโซเนเตอร์ตัวที่สองตามลำดับซึ่งสามารถหาค่า S เมตริกซ์ของแท่งโลหะได้หลายวิธี ยกตัวอย่างเช่นวิธี MMT (mode matching technique) [39] วิธี FEM (finite element method) [42] หรือวิธี ANN (artificial neural network) [43] ส่วน $[S^D]$ แทน S เมตริกซ์ของไอริสซึ่งสามารถหาได้จากวิธี MMT ค่า S พารามิเตอร์ของช่องเปิดดังแสดงในรูปที่ 5.6 โดยที่ a เป็นขนาดความกว้างของท่อนำคลื่น, b เป็นขนาดความสูงของท่อนำคลื่น และ l เป็นความยาวของช่องเปิด สามารถหาค่า S พารามิเตอร์ของช่องเปิดได้จาก [44]

$$S_{11} = S_{22} = \frac{j \left(\frac{\beta}{\alpha} + \frac{\alpha}{\beta} \right) \sinh(\alpha l)}{\cosh(\alpha l) + j \left(\frac{\beta}{\alpha} - \frac{\alpha}{\beta} \right) \sinh(\alpha l)} \tag{5.1}$$

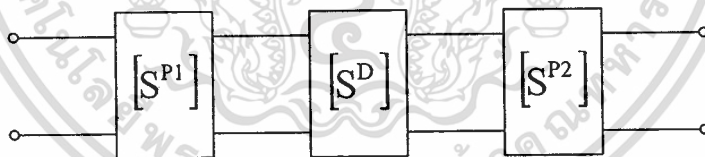
$$S_{12} = S_{21} = \frac{1}{\cosh(\alpha l) + j \left(\frac{\beta}{\alpha} - \frac{\alpha}{\beta} \right) \sinh(\alpha l)} \tag{5.2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

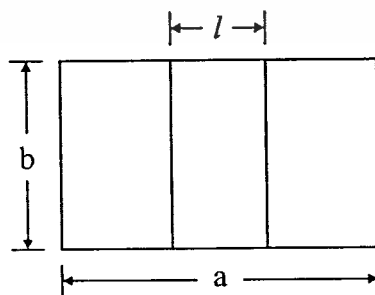
โดยที่ $\alpha^2 = \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2$ และ $\beta^2 = \left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2$



รูปที่ 5.4 คอมป์ไลน์เรโซเนเตอร์แบบช่องเปิด



รูปที่ 5.5 โคจรข่าย S เมตริกซ์ของคอมป์ไลน์เรโซเนเตอร์แบบช่องเปิด



รูปที่ 5.6 ส่วนของช่องเปิดในท่อนำคลื่น

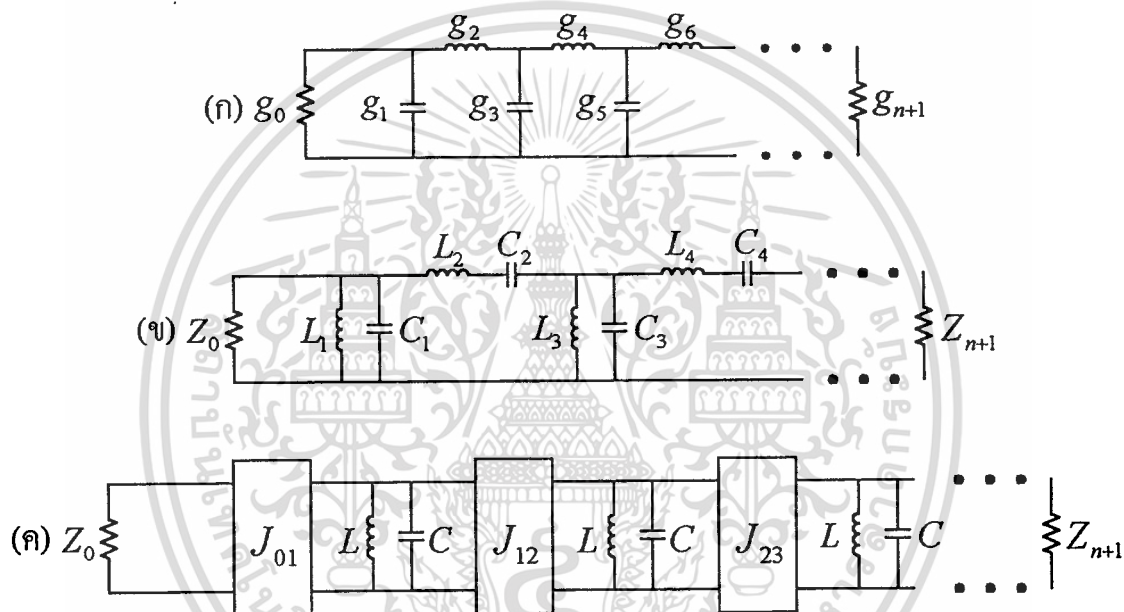
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.2 การออกแบบวงจร

วิธีการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแบนด์วิดท์แคบใช้วิธีคำนวณจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ (low pass prototype) → วงจรกรองผ่านแถบความถี่ → วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ (admittance inverter) ดังแสดงในรูปที่ 5.7

5.2.2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบนิยามจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งถูกนอร์มัลไลซ์ เพื่อให้ค่าความต้านทานขอร์สมีค่าเท่ากับ 1 ที่ความถี่ตัดเท่ากับ 1 เรเดียน ซึ่งแทนด้วย $g_0 = 1$ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่เพื่อให้ได้ฟังก์ชันการส่งผ่านที่ต้องการ



รูปที่ 5.7 (ก) วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (ข) วงจรกรองผ่านแถบความถี่ (ค) วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์

ในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่จะใช้ค่าพารามิเตอร์ g_k ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ ซึ่งสำหรับวงจรกรองความถี่ที่มีผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ทสามารถหาได้จาก [45]

$$g_0 = g_{k+1} = 1 \quad (5.3)$$

$$g_k = 2 \sin\left(\frac{2k-1}{2\pi}\right)\pi, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (5.4)$$

และสำหรับวงจรกรองความถี่ที่มีผลตอบสนองแบบเชบีเชฟหาได้จาก [45] โดยที่ A_c เป็นระดับการกระเพื่อมในแถบความถี่ผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_0 = 1 \quad (5.5)$$

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \quad (5.6)$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}}, \quad k = 2, 3, \dots, n \quad (5.7)$$

$$g_{n+1} = 1 \quad \text{เมื่อ } n \text{ เป็นเลขคี่} \quad (5.8)$$

$$g_{n+1} = \coth^2(\beta/4) \quad \text{เมื่อ } n \text{ เป็นเลขคู่} \quad (5.9)$$

และ

$$a_k = \sin\left[\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right], \quad k = 1, 2, \dots, n$$

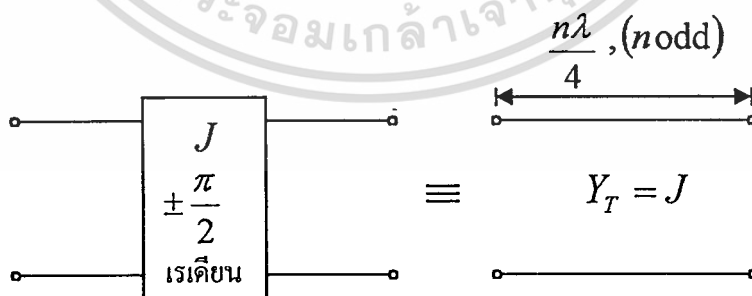
$$b_k = \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right), \quad k = 1, 2, \dots, n$$

$$\beta = \ln\left(\coth\frac{A_c}{17.37}\right)$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right)$$

5.2.2.2 วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์

วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์เป็นการแปลงค่าอิมพีแดนซ์ในอุดมคติโดยวิธีการแปลงแบบหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่น (quarter wave transform) ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดที่ต่อที่ปลายด้านใดด้านหนึ่งจะมองเป็นส่วนกลับของอิมพีแดนซ์เมื่อเทียบกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะยกกำลังสองที่อินพุต โดยการใช้วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์นี้ วงจรกรองผ่านแถบความถี่ผ่านจะถูกแปลงเป็นโครงข่ายที่ใช้วงจรเรโซแนนท์แบบขนาน ซึ่งวงจรเรโซแนนท์เหล่านี้ต่อเข้าด้วยกันโดยคุณสมบัติของวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ ซึ่งวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ในทางอุดมคติสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.8



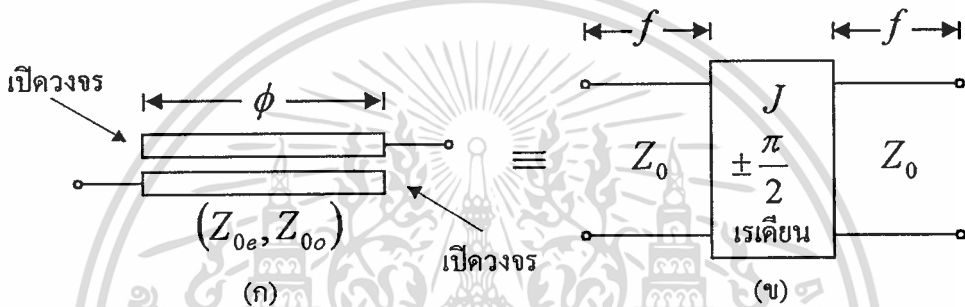
รูปที่ 5.8 วงจรสมมูลระหว่างวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์และสายส่งซึ่งเป็นจำนวนคี่เท่าของหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่น

ค่าแอดมิตแตนซ์อินเวอร์เตอร์ในทางอุดมคติเขียนเป็น J ซึ่งจะเท่ากับค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะของสายส่ง และความยาวที่เป็นจำนวนคี่เท่าของความยาว $\lambda/4$ ซึ่งเป็นการแปลงเอกสารเป็นเอกสารที่สวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิมพีแดนซ์แบบ $\lambda/4$ ซึ่งเป็นการแปลงจากโหลดมาสู่อินพุตคั้งสมการ (5.10) การเปลี่ยนเฟสของคลื่นตกกระทบเมื่อผ่านการแปลงจะเป็น $\pi/2$ เรเดียน

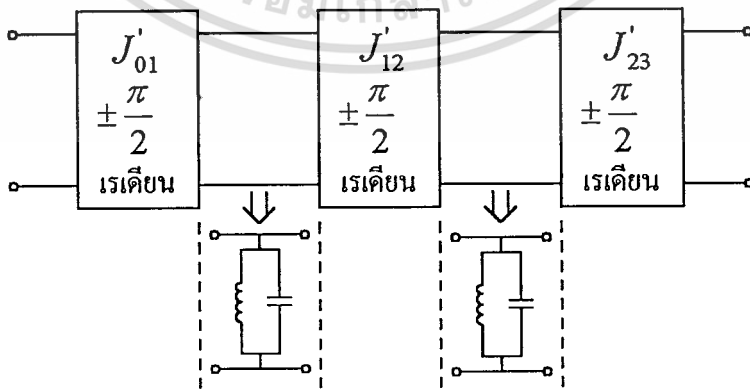
$$Z_{in} = \frac{1}{J^2} Y_L \quad \text{หรือ} \quad Y_{in} = J^2 Z_L \quad (5.10)$$

ในวงจรไมโครสตริปแบบที่มีการเชื่อมต่อโดยสายส่งขนานซึ่งเป็นวงจร 4 พอร์ตโดยมี 2 พอร์ตเปิดวงจรเอาไว้ดังรูปที่ 5.9 (ก) และวงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์ ในทางอุดมคติและค่าความยาวสาย ϕ แสดงในรูป 5.9 (ข)



รูปที่ 5.9 วงจรสมมูลระหว่าง (ก) สายส่งแบบขนาน (ข) วงจรหกผันแอดมิตแตนซ์

ซึ่งค่า J นี้จะนำไปใช้หาค่า Z_{0e} และ Z_{0o} ซึ่งจะประมาณค่า $\phi \approx \pi/2$ และใช้สำหรับวงจรกรองความถี่แบนด์วิดท์น้อยกว่า 15% ตัวอย่างของวงจรกรองผ่านแถบที่ออกแบบแสดงในรูปที่ 5.10 ซึ่งแทนการเชื่อมต่อของเรโซเนเตอร์ด้วยวงจรหกผันแอดมิตแตนซ์ซึ่งเปรียบเสมือนวงจรเรโซแนนซ์ขนาน



รูปที่ 5.10 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบสองส่วนที่แสดงวงจรสมมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งสามารถหาค่าวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ในเทอมของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำได้ดัง
สมการ

$$J_{01} = \sqrt{\frac{Y_A b_1 \psi}{g_0 g_1}} \quad (5.11)$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Y_B b_n \psi}{g_n g_{n+1}}} \quad (5.12)$$

$$J_{j,j+1} = \psi \sqrt{\frac{b_j b_{j+1}}{g_j g_{j+1}}} \quad (5.13)$$

เมื่อ $\psi = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$ และสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (k : coupling coefficient)

ของวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ได้จากสมการที่ (5.14) ซึ่งเป็นค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อในเทอมของค่าพารามิเตอร์วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ g_k และค่าแบนด์วิดท์ ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อเป็นค่าที่ใช้ในการคำนวณการคัปปลิงระหว่างเรโซเนเตอร์แต่ละตัวเพื่อใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่

$$k_{j,j+1} = \frac{J_{j,j+1}}{\sqrt{b_j b_{j+1}}} = \frac{\psi}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad (5.14)$$

ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อสามารถหาได้จากทั้งทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ เช่นการประมาณค่าจากสมการโดยใช้วิธี GSM การใช้โปรแกรมจำลองแบบวงจร หรือจากการทดลองกับชุดทดสอบ ซึ่งการทดลองกับชุดทดสอบเป็นวิธีที่นิยมใช้สำหรับการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในทางปฏิบัติ เมื่อโครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่มีความซับซ้อนมาก หรือยังไม่มีโมเดลสมมูลของวงจรที่สมบูรณ์ ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อนิยามจากความถี่โหมดคู่ (even mode) ω_e และความถี่โหมดคี่ (odd mode) ω_o ของวงจรเรโซเนเตอร์ที่คัปปลิงกัน 2 วงจรดังสมการ [45]

$$k = \frac{\omega_e - \omega_o}{\sqrt{\omega_e \omega_o}} \quad (5.15)$$

ในกรณี $\omega_e > \omega_o$ ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อจะมีค่าเป็นบวก และในกรณี $\omega_e < \omega_o$ ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อจะมีค่าเป็นลบ ซึ่งเครื่องหมายของสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อขึ้นอยู่กับลักษณะการคัปปลิง (สนามไฟฟ้า หรือ สนามแม่เหล็ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรคอมพิวเตอร์โรโซนเตอร์แบบช่องเปิดดังที่แสดงในรูปที่ 5.11 - สามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของ S เมตริกซ์ได้โดยการใช้เงื่อนไขของ PEC (perfect electric conductor) และ PMC (perfect magnetic conductor) ที่ระนาบสมมาตรของวงจร สามารถคำนวณค่าความถี่เรโซแนนท์จาก S เมตริกซ์ได้ค่า f_e และ f_m ตามลำดับ สามารถนำความถี่เรโซแนนท์ของเงื่อนไข PEC และ PMC ไปคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อได้ดังสมการ [46]

$$k = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} \quad (5.16)$$

5.2.2.3 ตัวอย่างการออกแบบวงจร

เป้าหมายในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในย่าน 2 กิกะเฮิรตซ์โดยใช้โครงสร้างแบบคอมพิวเตอร์ที่มีจำนวนเรโซเนเตอร์ทั้งหมด 7 วงจร มีดังนี้

ความถี่กึ่งกลาง: 1950 เมกะเฮิรตซ์

แบนด์ความถี่ผ่าน: 1920 ถึง 1980 เมกะเฮิรตซ์

ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก: ดีกว่า 0.5 ถึง 1 dB ตลอดช่วงความถี่

ค่าการสูญเสียย้อนกลับ: น้อยกว่า -15 dB

มีค่าการตัดทิ้งที่ความถี่ 2110 เมกะเฮิรตซ์ : มากกว่า 100 dB

ขนาดวงจร: 55(กว้าง)×255(ยาว)×70(สูง) มิลลิเมตร

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้ออกแบบขึ้น โดยมีค่าความถี่กึ่งกลาง 1950 เมกะเฮิรตซ์ และแบนด์วิธเท่ากับ 60 เมกะเฮิรตซ์ คิดเป็น $\psi = 0.0307$ จำนวนเรโซเนเตอร์ที่ใช้มีทั้งหมด 7 วงจร เลือกใช้ผลตอบสนองแบบเชบีเชฟเนื่องจากเป็นผลตอบสนองที่นิยมใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟสำหรับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้งานเป็นวงจรส่วนหน้าของสถานีฐาน [38] สามารถคำนวณค่าพารามิเตอร์ g_k ของวงจรกรองความถี่ที่มีผลตอบสนองแบบเชบีเชฟลำดับที่ 7 โดยมีค่าการกระเพื่อมเท่ากับ 0.01 dB จากสมการที่ (5.5) – (5.9) จะได้ค่าพารามิเตอร์

$$g_0 = g_8 = 1.000$$

$$g_1 = g_7 = 0.7969$$

$$g_2 = g_6 = 1.3924$$

$$g_3 = g_5 = 1.7481$$

$$g_4 = 1.6331$$

สามารถนำค่าพารามิเตอร์ g_k ไปคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อโดยใช้สมการ (5.14) ได้ดังนี้

$$k_{01} = k_{78} = 0.034$$

$$k_{12} = k_{67} = 0.029$$

$$k_{23} = k_{56} = 0.020$$

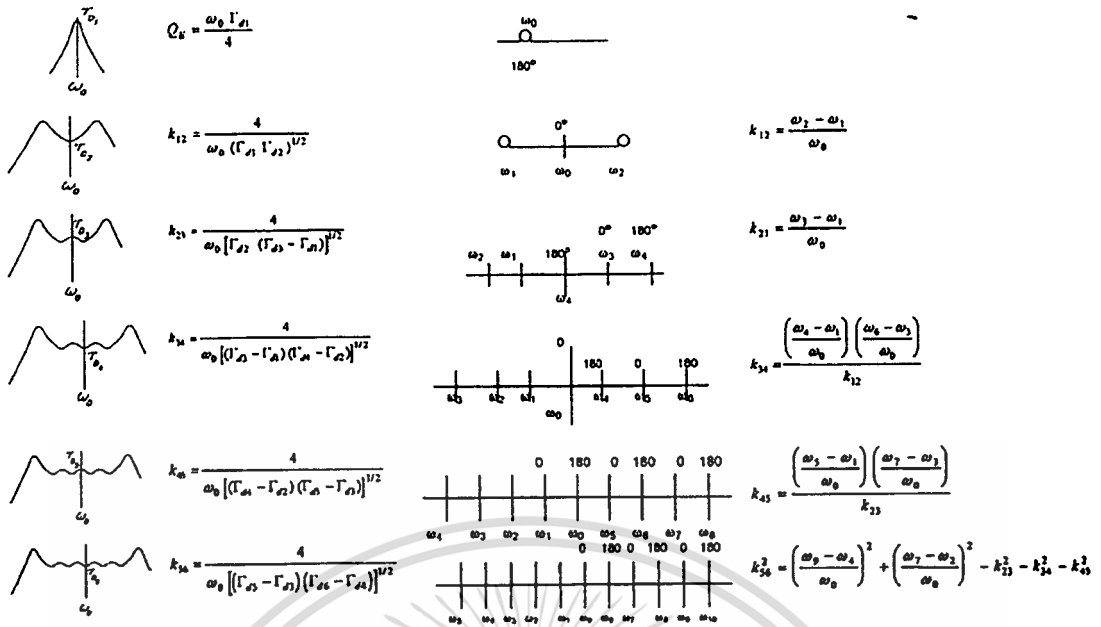
$$k_{34} = k_{45} = 0.018$$

การหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบีไลน์เพื่อที่จะนำไปใช้สร้างวงจรจริงจะใช้วิธีการทดลองกับชุดทดสอบ เนื่องจากโมเดลสมมูลและสมการการคำนวณที่สมบูรณ์ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบคอมบีไลน์ยังทำการศึกษาอยู่ [47-50] โดยทำการวัดค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์ 2 วงจรที่มีช่องเปิดกันอยู่ระหว่างกลางในฟังก์ชันของขนาดของช่องเปิด

ในส่วนของเรโซเนเตอร์ใช้แท่งโลหะขนาดหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่นที่ความถี่กึ่งกลางของช่วงความถี่ผ่าน และมีขนาดประมาณหนึ่งในสิบของความยาวคลื่นที่ความถี่กึ่งกลางของช่วงความถี่ผ่าน โดยวางตั้งฉากกับผนังเป็นแถวขนานกับแกนของท่อนำคลื่น มีระยะห่างแต่ละอันประมาณ 0.05 λ ถึง 0.375 λ ที่ความถี่กึ่งกลางของช่วงความถี่ผ่าน ใช้เป็นค่าเริ่มต้นในการออกแบบวงจร [51] ทำการวัดค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อโดยกำหนดขนาดแท่งโลหะทรงกระบอกเส้นผ่านศูนย์กลาง 8 มิลลิเมตร ยาว 30 มิลลิเมตร ความกว้างของไอริส 3 มิลลิเมตร และระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ 35 มิลลิเมตร การหาขนาดความกว้างของช่องเปิดสามารถหาได้ในเทอมของการประวิงกลุ่ม (Group Delay) ตามวิธีของ John Ness [52] รูปที่ 5.11 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อในฟังก์ชันของการประวิงกลุ่มและค่าพารามิเตอร์ของการข้ามความถี่ ซึ่งสามารถวัดได้จากการประวิงกลุ่มของค่า S_{11} จากเนตเวิร์กอนาไลเซอร์ โดยทำการตั้งค่าการประวิงกลุ่มไว้ที่ความถี่กึ่งกลางของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ และปรับค่าการประวิงกลุ่มตามค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อที่ต้องการ ตารางที่ 5.2 แสดงค่าออร์เมทัลไลซ์ของการประวิงกลุ่มสำหรับผลตอบสนองแบบเชบีเชฟ ที่มีค่าการกระเพื่อมเท่ากับ 0.01 dB การวัดค่าการประวิงกลุ่มมีขั้นตอนดังนี้

1. ถัดวงจรเรโซเนเตอร์ทั้งหมดยกเว้นเรโซเนเตอร์อันแรก
2. ปรับเรโซเนเตอร์ตัวแรกจนได้ค่าการประวิงกลุ่มตามค่าที่ต้องการ
3. ปรับเรโซเนเตอร์ตัวที่ 2 จนได้ค่าการประวิงกลุ่มที่สมมาตรและตรงตามค่าที่ต้องการ ที่ความถี่กึ่งกลาง (อาจจะต้องมีการปรับเรโซเนเตอร์ตัวแรกเพื่อให้ได้ค่าการประวิงกลุ่มที่สมมาตร)
4. ปรับเรโซเนเตอร์ตัวถัดไปด้วยขั้นตอนเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.11 ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อในฟังก์ชันของการประวิงกลุ่มและค่าพารามิเตอร์ของการข้ามความถี่

ตารางที่ 5.2 ค่านอร์แมลไลซ์ของการประวิงกลุ่มสำหรับผลตอบสองแบบเซบีเฟฟ 0.01 dB

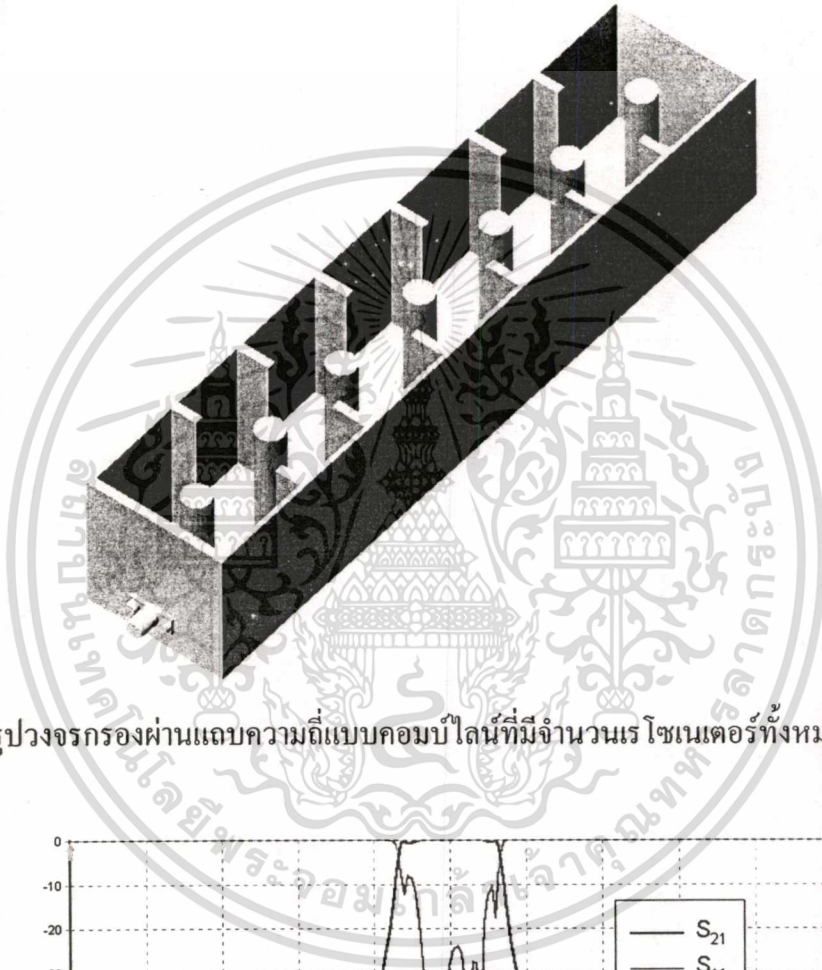
ns · MHz	n=3	n=4	n=5	n=6	n=7	n=8
$\bar{\Gamma}_{d1}$	400.5	453.8	481.5	497.4	507.3	513.9
$\bar{\Gamma}_{d2}$	617.5	764.1	830.7	865.8	886.4	899.5
$\bar{\Gamma}_{d3}$		1294.9	1485.6	1573.0	1620.2	1648.6
$\bar{\Gamma}_{d4}$			1661.5	1843.0	1926.1	1971.2
$\bar{\Gamma}_{d5}$				2526.0	2773.1	2828.2
$\bar{\Gamma}_{d6}$					2812.5	3002.0
$\bar{\Gamma}_{d7}$						3818.4

ตารางที่ 5.3 แสดงค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้ออกแบบโดยใช้ค่าขนาดพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรคอมป์ไลน์ในรูปที่ 5.4 รูปที่ 5.12 แสดงรูปวงจกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมป์ไลน์ที่มีจำนวนเรโซเนเตอร์ทั้งหมด 7 วงจร การจำลองแบบค่า S พารามิเตอร์ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้ออกแบบแสดงดังรูปที่ 5.13 โดยใช้โปรแกรม Microwave Wizard ในการจำลองแบบวงจรพบว่า ที่ความถี่ 2110 เมกะเฮิรตซ์ซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้ในด้านภาคส่ง มีค่าการตัดทิ้งประมาณ 120 dB

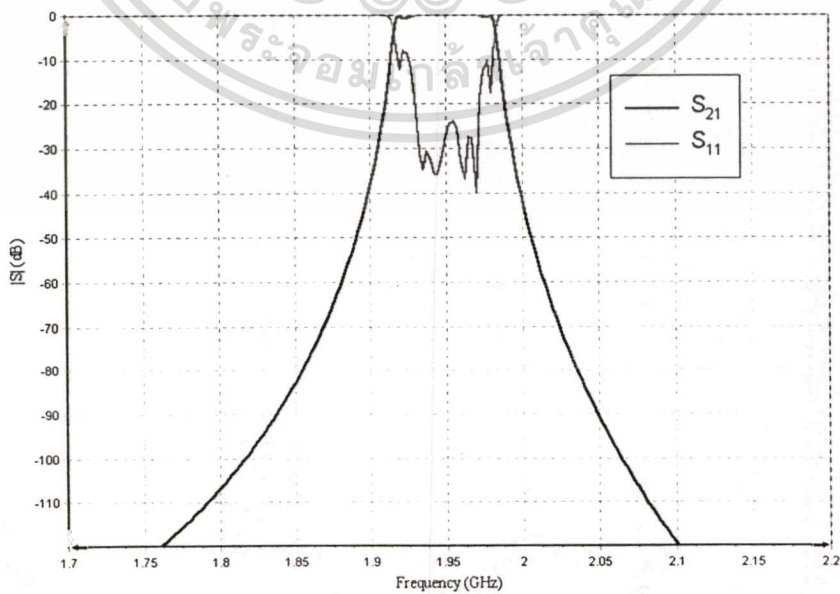
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.3 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมป์ไลน์ที่มีจำนวนเรโซเนเตอร์ทั้งหมด 7 วงจร (หน่วยเป็นมิลลิเมตร)

ลำดับเรโซเนเตอร์	1	2	3	4	5	6
ความกว้างช่องเปิด (w)	29.0	25.0	24.0	24.0	25.0	29.0
ระยะระหว่างเรโซเนเตอร์ (a)	34.2	35.2	35.5	35.5	35.2	34.2



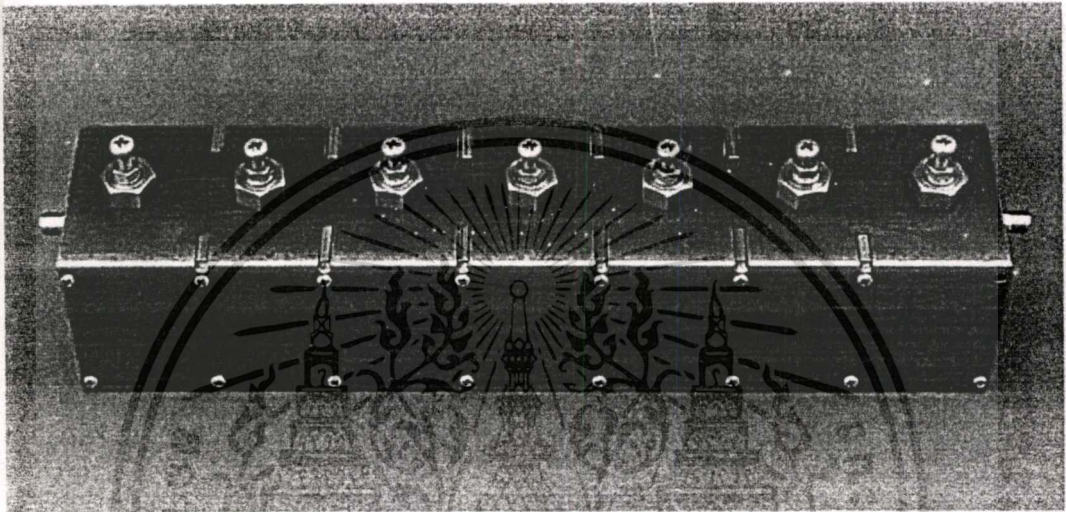
รูปที่ 5.12 รูปวงจรถูกกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมป์ไลน์ที่มีจำนวนเรโซเนเตอร์ทั้งหมด 7 วงจร



รูปที่ 5.13 ผลการจำลองแบบวงจรถูกกรองผ่านแถบความถี่
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ลงนามแล้วสำหรับใช้เฉพาะในเพื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

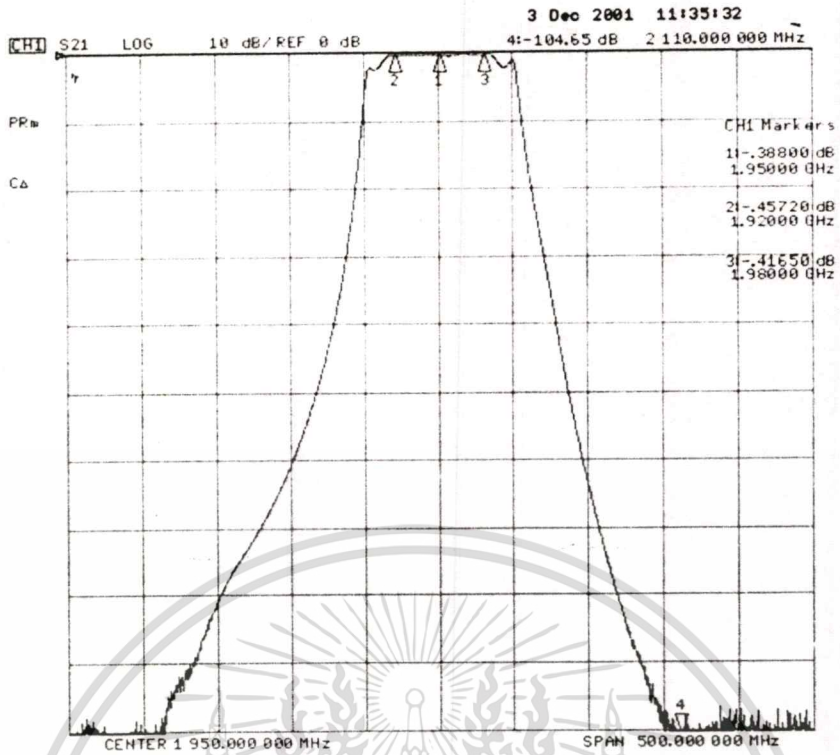
5.2.3 การทดลองและผลการทดลอง

รูปที่ 5.14 แสดงวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์ที่สร้างขึ้น โดยใช้ทองเหลืองเป็นวัสดุในการสร้างทั้งหมด วงจรมีขนาด $255 \times 55 \times 70$ มิลลิเมตร มีน้ำหนักประมาณ 800 กรัม คอนเนคเตอร์ทางด้านอินพุตและเอาต์พุตเป็นแบบ SMA และใช้น็อตในการปรับแต่งวงจรเพื่อแก้ไขคุณสมบัติของวงจรซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากความผิดพลาดในการสร้าง เพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่ต้องการ

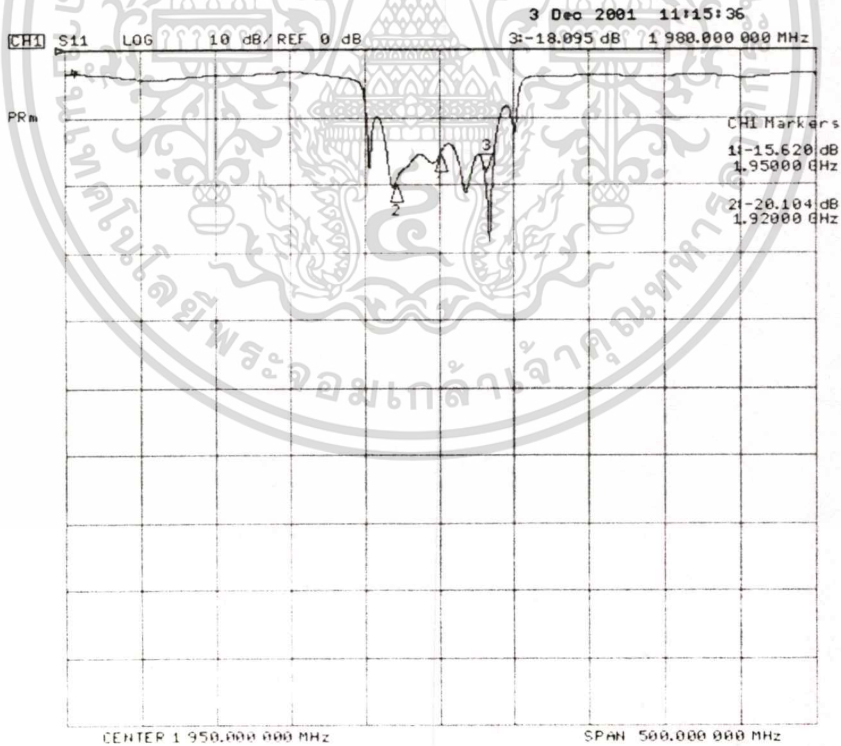


รูปที่ 5.14 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์ที่สร้างขึ้น

ผลการวัดค่า S_{21} และ S_{11} จากเนตเวิร์กอนาไลเซอร์ HP8753ES แสดงดังรูปที่ 5.15 และ 5.16 ตามลำดับ จากผลการวัดได้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกเท่ากับ 0.45 dB, 0.38 dB และ 0.39 dB ที่ความถี่ 1920, 1950 และ 1980 เมกะเฮิร์ตซ์ตามลำดับ โดยที่ความถี่ 2110 เมกะเฮิร์ตซ์ซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้ในด้านภาคส่งมีค่าการตัดทิ้งประมาณ 100 dB และมีค่าการสูญเสียย้อนกลับดีกว่า -15 dB จากรูปที่ 5.15 ค่าแบนด์วิดท์ของวงจรที่วัดได้จริงมีค่ามากกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณเนื่องจากเกิดการคัปปลิงกันระหว่างเรโซเนเตอร์ตัวที่ไม่ได้อยู่ติดกันเพิ่มเข้ามา [53] ซึ่งไม่ได้รวมอยู่ในการคำนวณ และทำให้ค่าการตัดทิ้งมีค่าลดลงเมื่อเทียบกับค่าที่ได้จากการจำลองแบบวงจร ส่วนผลตอบสนองแบนด์กว้างตั้งแต่ช่วงความถี่ต่ำจนถึงความถี่ 3 กิกะเฮิร์ตซ์ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์แสดงดังรูปที่ 5.17

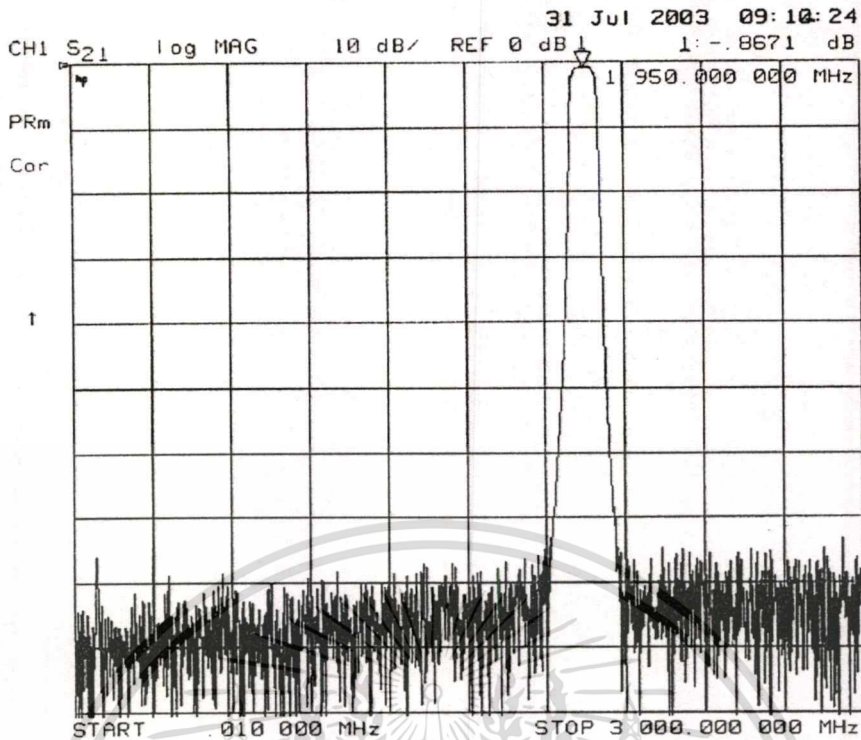


รูปที่ 5.15 ผลการวัดค่า S_{21} วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมป์โลน



รูปที่ 5.16 ผลการวัดค่า S_{11} วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมป์โลน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.17 ผลตอบสนองแบนด์กว้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์

5.3 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบไมโครสตริป

รูปที่ 5.18 แสดงโครงสร้างแบบทั่วไปของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบไมโครสตริปที่มีการเชื่อมต่อระหว่างกันแบบขนาน (parallel coupled microstrip) โดยความยาวของเรโซเนเตอร์แต่ละส่วนเท่ากับครึ่งความยาวคลื่น ตำแหน่งของเรโซเนเตอร์ตัวที่อยู่ติดกันจะขนานกัน



รูปที่ 5.18 โครงสร้างแบบทั่วไปของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบไมโครสตริปที่มีการเชื่อมต่อระหว่างกันแบบขนาน

5.3.1 การออกแบบวงจร

ขั้นตอนการออกแบบวงจรใช้วิธีเดียวกันกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์ข้างต้น คือใช้สมการที่ (5.11) – (5.13) หาค่าวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ในทอมของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ จากค่าวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ที่ได้สามารถนำไปคำนวณค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ โหมดคู่และโหมดคี่ของเรโซเนเตอร์แบบไมโครสตริปได้ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(Z_{0e})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0} \left[1 + \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2 \right] \quad j = 0 \text{ ถึง } n \quad (5.17)$$

$$(Z_{0o})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0} \left[1 - \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2 \right] \quad j = 0 \text{ ถึง } n \quad (5.18)$$

เมื่อได้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ โหมดคู่และโหมดคี่มาแล้วใช้วิธีสังเคราะห์วงจรเพื่อหาขนาดทางกายภาพของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ได้จากสมการ (ข.1) – (ข.8) ในภาคผนวก

5.3.1.1 ตัวอย่างการออกแบบวงจร

เป้าหมายในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในย่าน 2 กิกะเฮิรตซ์โดยใช้โครงสร้างแบบไมโครสตริปที่มีผลการตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ทลำดับที่ 3 มีดังนี้

ความถี่กึ่งกลาง: 1950 เมกะเฮิรตซ์

แบนด์ความถี่ผ่าน: 1920 ถึง 1980 เมกะเฮิรตซ์

ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก: น้อยกว่า 5 dB

ค่าการสูญเสียย้อนกลับ: น้อยกว่า -10 dB

จากสมการที่ (5.3) และ (5.4) สามารถหาค่าพารามิเตอร์ g_k ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำได้ค่าต่างๆ ดังนี้ $g_0 = 1$, $g_1 = 2$, $g_2 = 2$ และ $g_4 = 1$ ซึ่งสามารถคำนวณค่าความกว้าง และระยะห่างของไมโครสตริปได้ดังตารางที่ 5.4 โดยใช้วัสดุฐานรองที่มีค่าคงที่ทางไดอิเล็กตริกเท่ากับ 3.5 มีความหนาเท่ากับ 0.762 มิลลิเมตร

ตารางที่ 5.4 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบไมโครสตริป (หน่วยเป็นมิลลิเมตร)

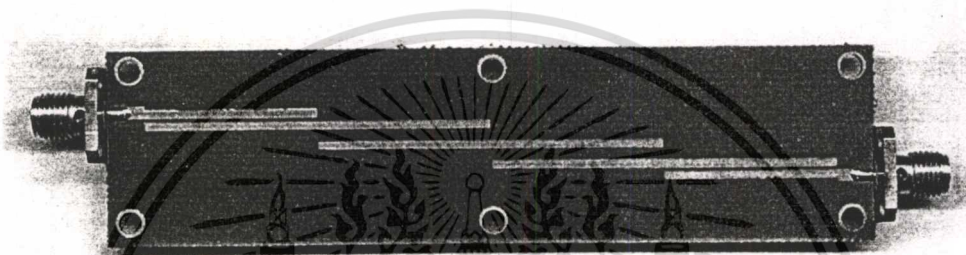
ลำดับเรโซเนเตอร์	1	2	3	4
ความกว้างไมโครสตริป (w)	1.30	1.35	1.35	1.30
ระยะห่างระหว่างไมโครสตริป (s)	0.25	1.40	1.40	0.25

5.3.2 การทดลองและผลการทดลอง

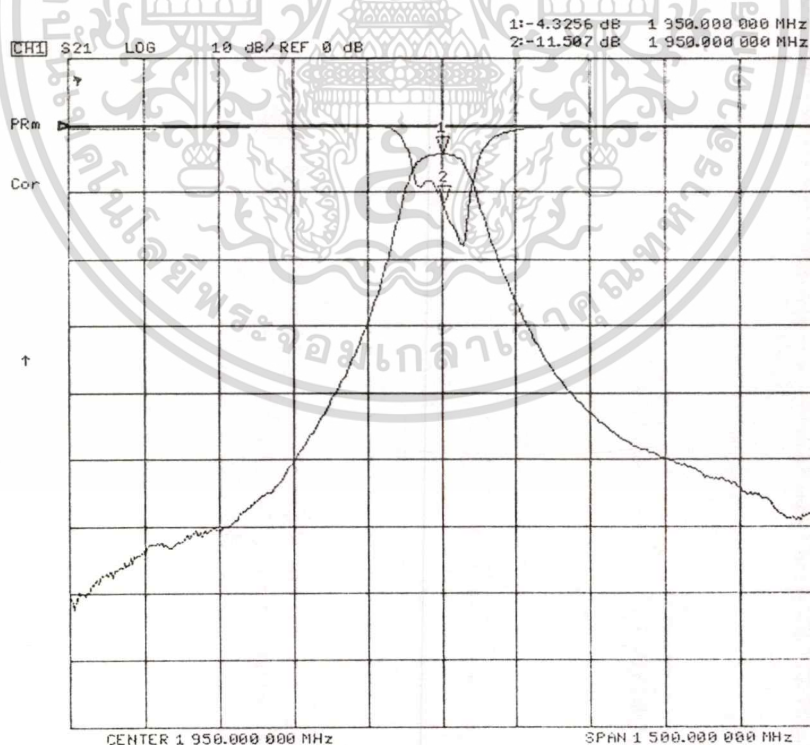
รูปที่ 5.19 แสดงวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบไมโครสตริปที่สร้างขึ้น โดยใช้วัสดุฐานรองเป็นพีซีเอฟอี RF-35 ของบริษัททาโคนิค จำกัด แบบสองหน้า มีค่าคงที่ทางไดอิเล็กตริกเท่ากับ 3.5 มีความหนาเท่ากับ 0.762 มิลลิเมตร วงจรมีขนาดความกว้าง 26 มิลลิเมตร และความยาว

103 มิลลิเมตร ผลการวัดค่า S_{21} และ S_{11} จากเนตเวิร์กอนาไลเซอร์ HP8753ES แสดงดังรูปที่ 5.20 ไม่ว่าจะถี่ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการวัดได้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกเท่ากับ 4.3 dB ที่ความถี่กึ่งกลาง 1950 เมกะเฮิร์ตซ์ มีค่าแบนด์วิดท์ประมาณ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ และมีค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่า -10 dB มีค่าการตัดทิ้งของสัญญาณนอกแถบ 30 dB ส่วนผลตอบสนองแบนด์กว้างตั้งแต่ช่วงความถี่ต่ำจนถึงความถี่ 3 กิกะเฮิร์ตซ์ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบไมโครสตริปแสดงดังรูปที่ 5.21 จากผลการทดลองที่ได้ ค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกและค่าการตัดทิ้งของสัญญาณนอกแถบยังไม่ดีนักโดยมีค่าต่ำกว่าค่าที่ใช้ในการออกแบบอยู่เล็กน้อย แนวทางการแก้ไขสามารถทำได้โดยใช้โครงสร้างของวงจรเรโซเนเตอร์ชนิดอื่นที่มีค่า Q สูงกว่าแบบไมโครสตริป เพื่อปรับปรุงค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกและค่าการตัดทิ้งของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ให้ดีขึ้น

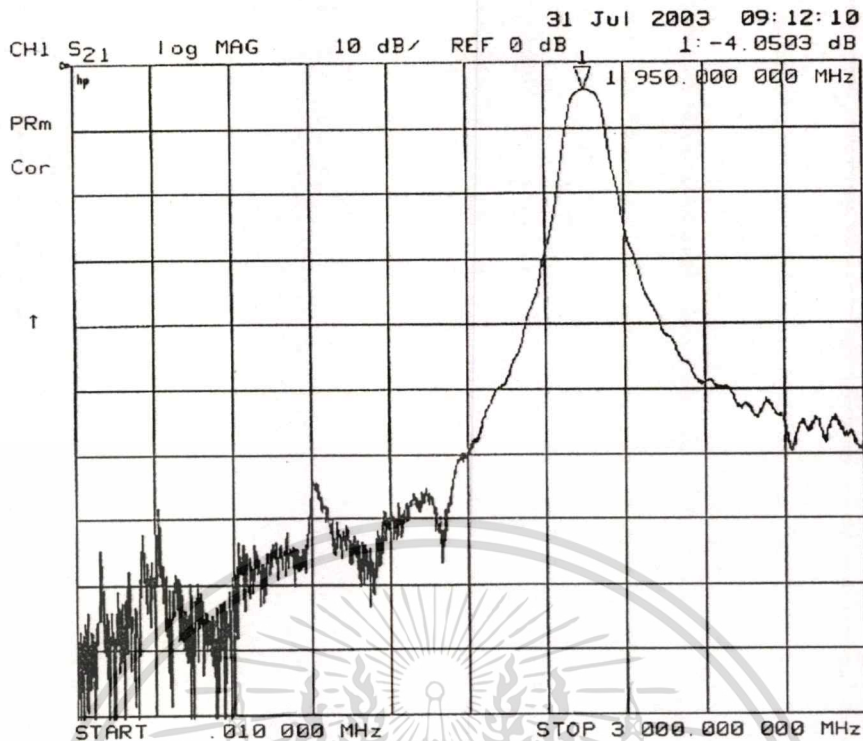


รูปที่ 5.19 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบไมโครสตริปที่สร้างขึ้น



รูปที่ 5.20 ผลการวัดค่า S_{21} และ S_{11} ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.21 ผลตอบสนองแบนด์กว้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบไมโครสตริป

ตารางที่ 5.5 แสดงการสรุปคุณสมบัติเปรียบเทียบของพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ระหว่างเป้าหมายที่ออกแบบ และผลการวัดวงจรจริงจากการทดลอง ซึ่งผลจากการทดลองของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์มีความสอดคล้องกับค่าที่ต้องการออกแบบ แต่ในส่วนของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบไมโครสตริปยังต้องการการพัฒนาคุณสมบัติของวงจรให้ดียิ่งขึ้นต่อไป

ตารางที่ 5.5 สรุปคุณสมบัติของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

วงจร	คุณสมบัติ	การออกแบบ	ผลการวัด
คอมบ์ไลน์ฟิลเตอร์	S_{21}	-1 dB	-0.4 dB
	S_{11}	< -15 dB	< -15 dB
	Rejection @2110 MHz	100 dB	104 dB
ไมโครสตริปฟิลเตอร์	S_{21}	-3 dB	-4.3 dB
	S_{11}	< -15 dB	< -10 dB
	Rejection @2110 MHz	38 dB	30 dB

5.4 สรุปผล

ในบทนี้เสนอการออกแบบและการสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งประกอบด้วย 2 ส่วนคือวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์และวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบไมโครสตริป จากผลการวัดได้ค่าตรงตามเป้าหมายที่ต้องการออกแบบคือวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์ในช่วงแบนด์วิดท์ที่ต้องการมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกน้อยกว่า 0.45 dB มีค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่า -15 dB และมีค่าการตัดทิ้งของความถี่ที่ใช้ในด้านภาคส่งประมาณ 100 dB ส่วนวงจรวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบไมโครสตริปมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกเท่ากับ 4.3 dB ที่ความถี่กึ่งกลาง 1950 เมกะเฮิร์ตซ์ มีค่าแบนด์วิดท์ประมาณ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ และมีค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่า -10 dB มีค่าการตัดทิ้งของสัญญาณนอกแถบ 30 dB ซึ่งสามารถนำวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์ไปประยุกต์ใช้งานสำหรับเครื่องรับสถานีฐานในระบบ WCDMA ได้ แนวทางการพัฒนาในอนาคตเพื่อปรับปรุงคุณสมบัติของวงจรให้ดีขึ้นสามารถทำได้โดยการออกแบบเพื่อให้ค่าแบนด์วิดท์ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์ ให้มีค่าแบนด์วิดท์น้อยกว่าค่าที่ต้องการ เพื่อลดค่าแบนด์วิดท์ของวงจรที่วัดได้จริงที่มากกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณ เนื่องจากเกิดการคับปลิงกันระหว่างเรโซเนเตอร์ตัวที่ไม่ได้อยู่ติดกันเพิ่มเข้ามา

บทที่ 6

วงจรสังเคราะห์ความถี่

6.1 กล่าวนำ

เนื้อหาในบทนี้จะอธิบายถึงวงจรสังเคราะห์ความถี่ เพื่อใช้เป็นโพลอสซิลเลเตอร์ใน ส่วนของระบบเครื่องรับ วงจรสังเคราะห์ความถี่เป็นส่วนที่มีอิทธิพลต่อสมรรถนะของระบบการ สื่อสาร และส่วนสำคัญของวงจรสังเคราะห์ความถี่คือวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถปรับค่าความถี่ ได้ สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์ เป็นตัวกำหนดความสามารถของระบบการ สื่อสารในการแยกช่องสัญญาณประชิดออกจากกัน นอกจากนี้ยังมีผลต่ออัตราการผิดพลาคบิต และเป็นตัวกำหนดเสถียรภาพของระบบ ดังนั้นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ดีจะต้องผลิตสัญญาณที่มี สัญญาณรบกวนทางเฟสที่ต่ำ วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้โครงสร้างแบบเฟส ล็อกคูป ที่ความถี่ 2110-2170 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยมีกำลังงานสัญญาณเอาต์พุต 6 dBm เพื่อนำไปใช้คูณ กับสัญญาณความถี่วิทยุที่วงจรมิกเซอร์ โดยทำหน้าที่เป็นสัญญาณ โลกอล

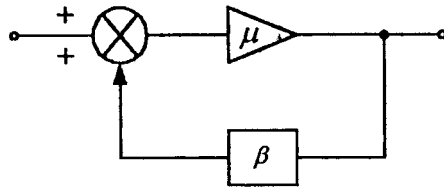
6.2 ทฤษฎีออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์สามารถพิจารณาให้เป็นวงจรขยายที่มีการป้อนกลับทางบวกดังรูปที่ 6.1 ซึ่งมีอัตราขยายเท่ากับ

$$A = \frac{\mu}{1 - \mu\beta} \quad (6.1)$$

และจะมีค่าเป็นอนันต์เมื่ออัตราขยายรูป $\mu\beta$ มีค่าเป็น 1 และมีการเลื่อนเฟสเท่ากับ 360° ซึ่งเป็นเงื่อนไขการออสซิลเลตของ Barkhausen สัญญาณส่วนหนึ่งของสัญญาณเอาต์พุตถูกป้อน กลับมายังอินพุตโดยมีเฟสที่ตรงกับสัญญาณอินพุต สัญญาณอินพุตเริ่มต้นกำเนิดมาจากสัญญาณ รบกวน การป้อนกลับจากเอาต์พุตไปยังอินพุตทำให้เกิดความต้านทานลบระหว่างขั้ว และถ้ามีเรโซ เนเตอร์ต่อเข้าไป วงจรขยายจะทำงานเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์

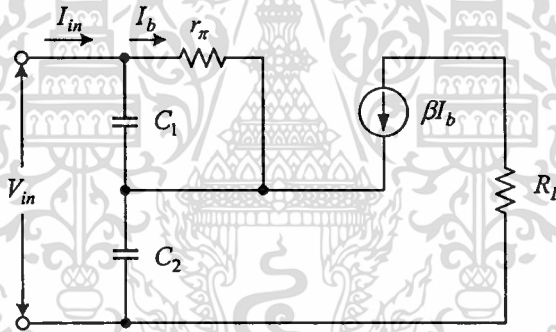
ความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ถูกกำหนดด้วยวงจรป้อนกลับซึ่งปกติแล้วจะใช้วงจรเรโซ เนเตอร์ในส่วนของวงจรป้อนกลับ โดยที่อาจจะเป็นโมเดลวงจรแพนจ์ LCR หรือโมเดลอื่นๆ ใน กรณีนี้ถ้าค่า L หรือค่า C ในวงจรเรโซเนเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ ของวงจรเรโซเนเตอร์เปลี่ยนไป ส่งผลให้ความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงและ เป็นหลักการพื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้



รูปที่ 6.1 วงจรขยายแบบมีการป้อนกลับ

6.2.1 การออกแบบออสซิลเลเตอร์โดยใช้ความต้านทานลบ

จากเงื่อนไขของการออสซิลเลชันข้างต้น การป้อนกลับจากเอาต์พุตไปยังอินพุตทำให้เกิดความต้านทานลบระหว่างขั้วและถ้ามีเรโซเนเตอร์ต่อเข้าไป วงจรขยายจะทำงานเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรที่ง่ายต่อการเกิดออสซิลเลชันที่มีความถี่สูงคือวงจรอิมิตเตอร์ตาม (Emitter follower) [56-57] ดังรูปที่ 6.2 ทราานซิสเตอร์และตัวเก็บประจุป้อนกลับทั้งสองตัวจะทำให้เกิดความต้านทานลบที่หักล้างกับเรโซเนเตอร์และกำลังสูญเสียขณะมีโหลด ทำให้เกิดการออสซิลเลชัน ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรสามารถหาได้จาก



รูปที่ 6.2 อินพุตอิมพีแดนซ์ลบจากตัวเก็บประจุป้อนกลับ

$$V_{in} = I_{in}(X_{C1} + X_{C2}) - I_b(X_{C1} - \beta X_{C2}) \quad (6.2)$$

$$0 = -I_{in}(X_{C1}) + I_b(X_{C1} + r_{\pi}) \quad (6.3)$$

แทนสมการที่ (6.3) ในสมการที่ (6.2) จะได้

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{(1 + \beta)X_{C1}X_{C2} + r_{\pi}(X_{C1} + X_{C2})}{X_{C1} + r_{\pi}} \quad (6.4)$$

ถ้า $X_{C1} \ll r_{\pi}$ ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จะเท่ากับ

$$Z_{in} \approx -\frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega [C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]} \quad (6.5)$$

นั่นคืออินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรในรูปที่ 6.2 มีความต้านทานลบเท่ากับ

$$R = -\frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} \quad (6.6)$$

ต่ออนุกรมเข้ากับตัวเก็บประจุที่มีค่า

$$C_{in} = \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)} \quad (6.7)$$

ซึ่งเกิดจากตัวเก็บประจุทั้งสองต่ออนุกรมกัน ถ้ามีตัวเหนี่ยวนำ L ที่มีความต้านทานภายใน R_S ต่ออนุกรมอยู่ ต่อเข้ากับอินพุตที่ขาเบส เงื่อนไขที่จะทำให้เกิดการออสซิลเลตคือ

$$R_S = \frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} \quad (6.8)$$

และความถี่ของการออสซิลเลตจะเท่ากับ

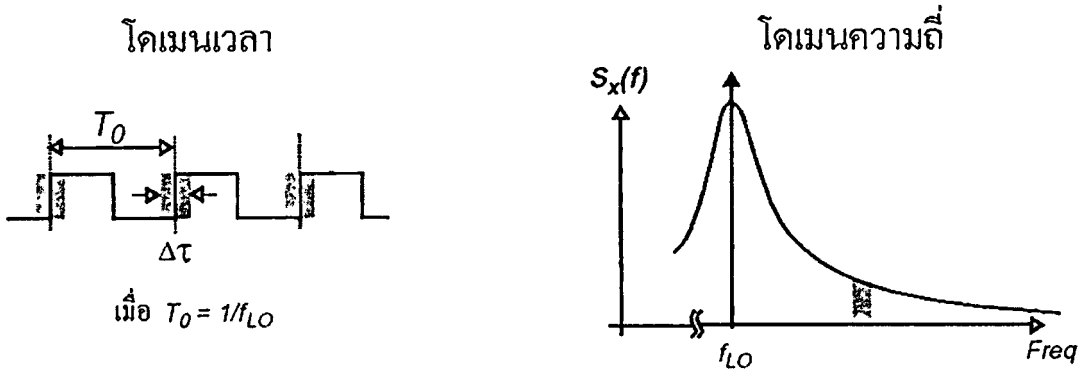
$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C_1 C_2 / (C_1 + C_2))}} \quad (6.9)$$

6.2.2 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์

ในวงจรสังเคราะห์ความถี่มักจะประกอบด้วยอุปกรณ์แอกทีฟ สัญญาณรบกวนทางไฟฟ้าแบบสุ่มที่เกิดจากอุปกรณ์แอกทีฟ เป็นสาเหตุให้เกิดความไม่แน่นอนที่เอาต์พุตของวงจรสังเคราะห์ความถี่ ส่วนหนึ่งของความไม่แน่นอนนี้ก็คือสัญญาณรบกวนทางเฟส

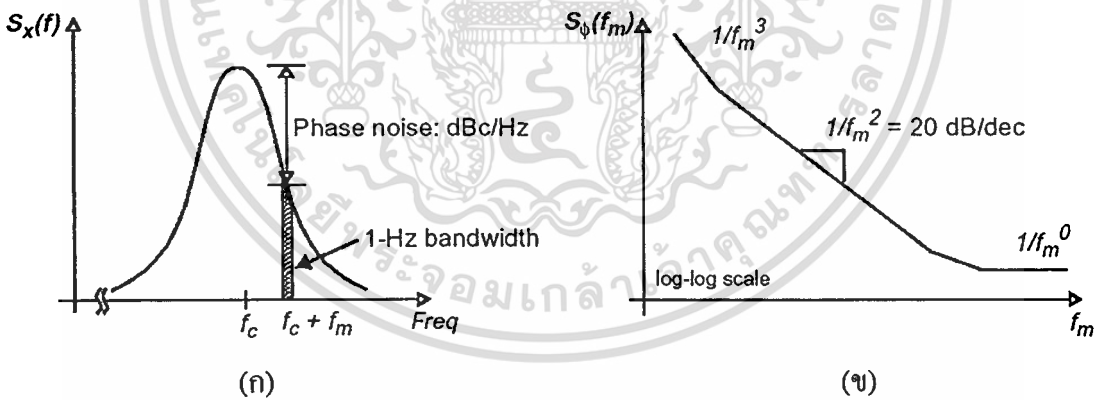
สัญญาณรบกวนทางเฟสสามารถนิยามได้เป็นการกระเพื่อมทางเวลาแบบสุ่มในคาบของการออสซิลเลต ดังแสดงในรูปที่ 6.3 (แทนด้วยคลื่นจัตุรัสเพื่อความง่าย) ซึ่งเป็นโดเมนเวลาและความถี่ของสัญญาณรบกวนทางเฟส ในโดเมนเวลาแทนเป็นการกระเพื่อมทางเวลาแบบสุ่มในคาบของการออสซิลเลตด้วยสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำที่ถูกมอดูเลตไปที่สัญญาณวิทยุ โดยความถี่คลื่นพาร์ ในโดเมนความถี่สัญญาณรบกวนทางเฟสเป็นกำลังงานของสัญญาณรบกวนรอบๆกึ่งกลางของคลื่นพาร์ ในทางอุดมคติแล้วสเปกตรัมของออสซิลเลเตอร์จะอยู่ที่ความถี่เดียว แต่เมื่อมีสัญญาณรบกวนทางเฟสเพิ่มเข้ามามันก็จะกระจายกำลังงานไปที่ความถี่ใกล้เคียงซึ่งจะทำให้เกิดเป็นแถบของสัญญาณรบกวนทางเฟสขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.3 โดเมนเวลาและความถี่ของสัญญาณรบกวนทางเฟส

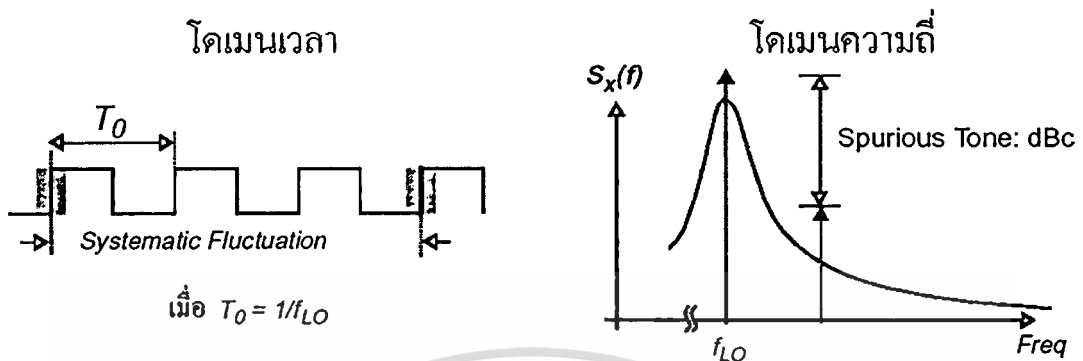
สัญญาณรบกวนทางเฟสมักจะวัดในหน่วย dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซตค่าหนึ่ง ดังนั้นสัญญาณรบกวนทางเฟสสามารถหาได้จากการวัดอัตราส่วนของความหนาแน่นกำลังงานเชิงสเปกตรัม (แบนด์วิดท์ 1 เฮิรตซ์) ที่ความถี่ออฟเซตค่าหนึ่งต่อกำลังงานทั้งหมดที่คลื่นพาห์ รูปที่ 6.4 แสดงสเปกตรัมเอาต์พุตของวงจรสังเคราะห์ความถี่และกราฟของสัญญาณรบกวนทางเฟส สเปกตรัมในรูปที่ 6.4 (ก) เป็นกำลังงานสเปกตรัมเอาต์พุตของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่มีสัญญาณรบกวนทางเฟส สัญญาณรบกวนทางเฟสสามารถวัดได้อีกแบบดังรูปที่ 6.4 (ข) ซึ่งเป็นกราฟระหว่างสัญญาณรบกวนทางเฟสต่อความถี่ออฟเซต f_m กับความถี่คลื่นพาห์ f_c



รูปที่ 6.4 กำลังงานสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนทางเฟส

พารามิเตอร์ที่สำคัญอีกอย่างในวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็คือระดับสัญญาณปลอมเทียม ซึ่งมักเกิดจากวงจรเปรียบเทียบเฟสและวงจรหารความถี่ สัญญาณปลอมเทียมสามารถนิยามได้เป็นการกระเพื่อมทางเวลาแบบเป็นระเบียบในคลื่นสัญญาณของออสซิลเลเตอร์ รูปที่ 6.5 (แทนด้วยคลื่นจัตุรัสเพื่อความง่าย) เป็นโดเมนเวลาและโดเมนความถี่ของสัญญาณปลอมเทียม ในโดเมนเวลา การกระเพื่อมทางเวลาแบบเป็นระเบียบในคลื่นสัญญาณของออสซิลเลเตอร์สามารถแทนด้วยคาบความผิดพลาดทางเวลา ในโดเมนความถี่จะปรากฏเป็นสเปกตรัมของความถี่ที่ไม่ต้องการ ในทางเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นแก่ประโยชน์ด้านการศึกษา ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุดมคติสเปกตรัมเอาต์พุตของวงจรรอสซิชิลเลเตอร์จะมีความถี่เดียว โดยไม่มีสัญญาณปลอมเทียมนำมารบกวน



รูปที่ 6.5 โดเมนเวลาและความถี่ของสัญญาณปลอมเทียมนำมารบกวน

โมเดลที่ใช้อธิบายสัญญาณรบกวนทางเฟสของออสซิลเลเตอร์ถูกเสนอขึ้นครั้งแรกโดย Leeson [58] ซึ่งโมเดลที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับผลจากการทดลอง จึงถูกนำไปใช้ในการอธิบายถึงสัญญาณรบกวนทางเฟสอย่างแพร่หลาย และต่อมาได้มีการพัฒนาและวิจัยอย่างต่อเนื่อง โดยที่สัญญาณรบกวนทางเฟสแสดงได้ด้วยสมการ[59-60]

$$L(f) = 10 \log \left\{ \frac{1}{2} \left[1 + \frac{1}{f_m^2} \left(\frac{f_0}{2Q_L} \right)^2 \right] \frac{FkT}{P_{avs}} \left(1 + \frac{f_c}{f_m} \right) \right\} \quad (6.10)$$

- เมื่อ
- f_m คือ ความถี่ออฟเซตจากความถี่กลาง
 - f_0 คือ ความถี่กลาง
 - f_c คือ ความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ ของอุปกรณ์แอกทีฟ
 - Q_L คือ ตัวประกอบคุณภาพขณะมีโหลดของเรโซเนเตอร์
 - F คือ นอยส์ฟีกเกอร์ของอุปกรณ์แอกทีฟ
 - k คือ ค่าคงที่ของ Boltzmann
 - T คือ อุณหภูมิ (เคลวิน)
 - P_{avs} คือ กำลังเอาต์พุตของสัญญาณ

จากสมการสัญญาณรบกวนทางเฟสข้างต้นจะเห็นว่าพารามิเตอร์สำคัญที่เป็นตัวกำหนดสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรถือ

1. ค่าตัวประกอบคุณภาพขณะมีโหลดของเรโซเนเตอร์ เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญและส่งผลกระทบอย่างมากต่อสัญญาณรบกวนทางเฟส ในการออกแบบที่ต้องการให้สัญญาณรบกวนทางเฟสมีค่าต่ำต้องเลือกใช้เรโซเนเตอร์ที่มีค่าตัวประกอบคุณภาพสูง

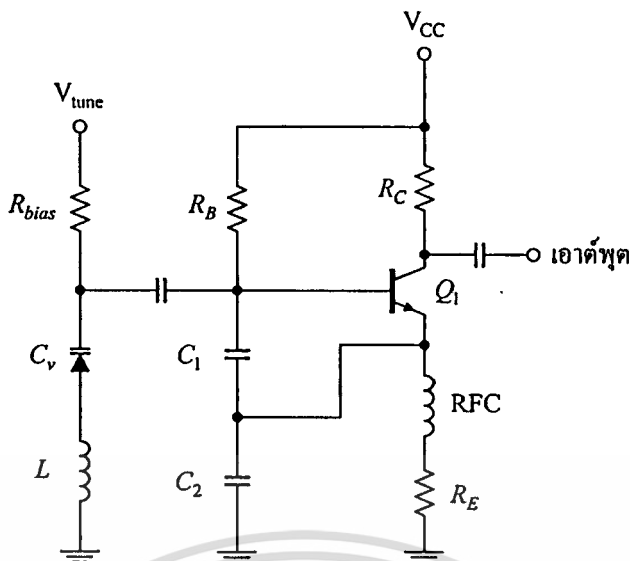
2. ความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ ซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับอุปกรณ์แอกทีฟแต่ละชนิด โดยปกติแล้วการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์สัญญาณรบกวนต่ำจะเลือกใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มากกว่า GaAs เนื่องจาก GaAs มีค่าความถี่หักมุมสูงกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ 2 ถึง 3 เท่า [61]

3. กำลังงานเอาต์พุตของวงจร

นอกจากนั้นยังมีพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งซึ่งไม่ได้กล่าวถึงในสมการที่ (6.10) คือแรงดันของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจร การกระเพื่อมของไฟเลี้ยงที่ใช้ในการไบแอสวงจรออสซิลเลเตอร์ทำให้เกิดการมอดูเลตไซด์แบนด์ที่ไม่ต้องการขึ้น สามารถลดผลของพารามิเตอร์ตัวนี้ได้โดยการใช้แบตเตอรี่แทนแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงหรือการใช้วงจรไบแอสแบบแอกทีฟ [62] ในการจ่ายไฟให้วงจรออสซิลเลเตอร์

6.2.3 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์สามารถทำได้โดยการพิจารณาค่าความต้านทานลบที่พอร์คของอุปกรณ์แอกทีฟ โดยใช้วงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์ในการสร้างความต้านทานลบ ซึ่งวงจรออสซิลเลเตอร์สามารถพิจารณาเป็นวงจรขยายที่มีการป้อนกลับทางบวกจากเอาต์พุตไปยังอินพุต โดยปกติแล้วโครงสร้างที่ใช้ในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ทำได้หลายรูปแบบ เช่น โคลพิตต์ (Colpitts), ฮาร์ตลีย์ (Hartley), อาร์มสตรอง (Armstrong) หรือ แคลปปี้ (Clapp) ออสซิลเลเตอร์ แต่โครงสร้างที่มักนิยมใช้สำหรับการออกแบบในช่วงความถี่สูงคือโครงสร้างแบบแคลปปี้ [55] เป็นโครงสร้างที่เหมาะสมกับการนำไปใช้งานจริงและสามารถปรับจูนความถี่ได้กว้าง ถ้าเลือกอุปกรณ์แอกทีฟเป็นไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ สามารถทำการป้อนกลับจากคาโพลเลคเตอร์หรืออิมิตเตอร์ได้ แต่ในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 10 GHz มักเลือกใช้อุปกรณ์แอกทีฟที่เป็นแกเลียมอาร์เซไนด์ เมสเฟต หลักการทำงานพื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์คือรูปการป้อนกลับจะทำให้เกิดความต้านทานลบเพื่อชดเชยการสูญเสียในวงจร และเมื่อต่อร่วมกับวงจรเรโซเนเตอร์แล้ว วงจรขยายจะกลายเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยผลรวมของความต้านทานทั้งหมดต้องมีค่าเป็นลบ แต่ถ้าผลรวมของค่าความต้านทานเป็นบวกจะไม่ทำให้เกิดการออสซิลเลต วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แสดงในรูปที่ 6.6 โดยใช้ตัวเก็บประจุเป็นตัวป้อนกลับ



รูปที่ 6.6 วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้

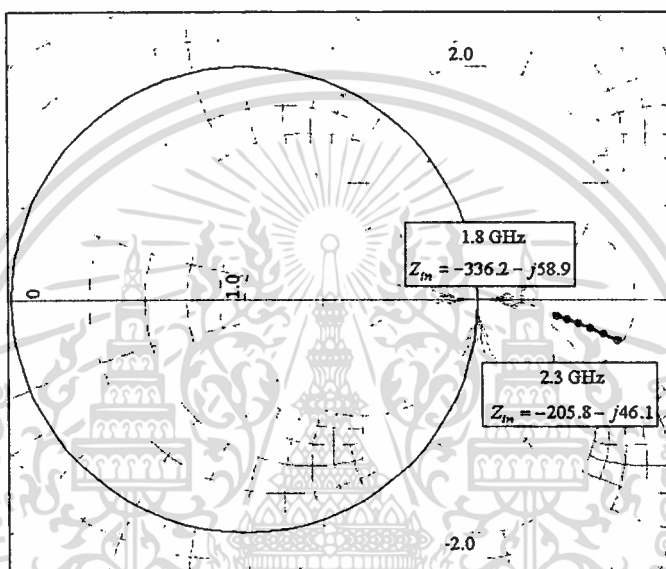
พิจารณาวงจรในรูปที่ 6.6 ซึ่งเป็นวงจรแคลปป์ออสซิลเลเตอร์โดยมีวงจรสมมูลเป็นไปตามรูปที่ 6.2 โดยที่ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เป็นตัวป้อนกลับเพื่อให้เกิดความต้านทานลบคังสมการที่ (6.5) และ C_v คือค่าความจุของวาร์แคปเตอร์ไดโอดซึ่งสามารถปรับให้ได้ความถี่ที่ต้องการได้ ดังนั้นเงื่อนไขของการออสซิลเลเตอร์จะได้จาก

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C_v} - \frac{1}{\omega_0 C_1} - \frac{1}{\omega_0 C_2} = 0 \tag{6.11}$$

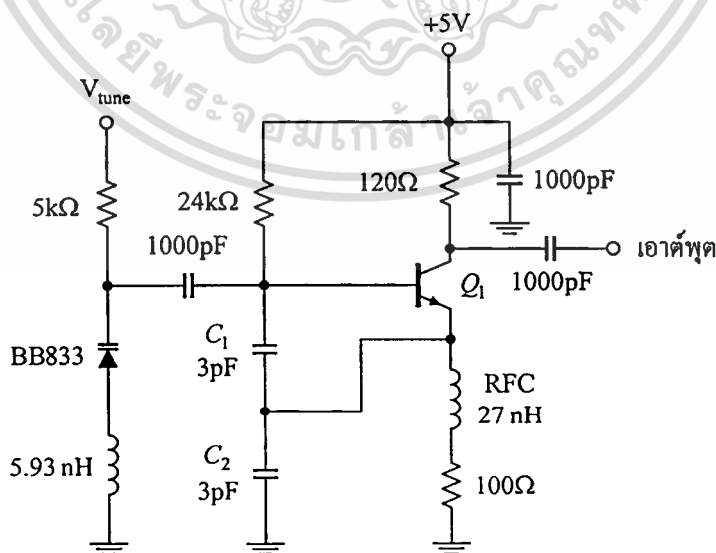
ในการออกแบบเลือกใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีสัญญาณรบกวน $1/f$ ที่น้อยกว่าอุปกรณ์แอกทีฟแบบแกแลเลียมอาร์เซไนด์เมสเฟต อุปกรณ์แอกทีฟที่มีสัญญาณรบกวน $1/f$ ที่ต่ำจะส่งผลให้วงจรออสซิลเลเตอร์มีค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ต่ำเช่นกัน [63] จากเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้น Q_1 ซึ่งเป็นอุปกรณ์แอกทีฟของวงจรออสซิลเลเตอร์จึงเลือกใช้ซิลิกอนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เบอร์ BFG540W ของบริษัท Philips เพื่อให้วงจรมีสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำ ซึ่งมีความถี่ที่จุดเปลี่ยนเท่ากับ 9 กิกะเฮิรตซ์ ความถี่หักมุมของสัญญาณรบกวน $1/f$ เท่ากับ 8 กิโลเฮิรตซ์วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ต้องการมีความถี่ในช่วง 2 กิกะเฮิรตซ์ ทำการไบแอสทรานซิสเตอร์ด้วย R_B , R_C และ R_E ที่มีค่าเท่ากับ 24 k Ω , 120 Ω และ 100 Ω ตามลำดับ ทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานโดยมีกระแส I_C เท่ากับ 10 มิลลิแอมป์ V_{CE} เท่ากับ 3 โวลต์ โดยที่ g_m เท่ากับ 0.387 S

ส่วนตัวเก็บประจุป้อนกลับ C_1 และ C_2 มีค่าเท่ากับ 3 pF จากสมการที่ (6.5) สามารถหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์เมื่อมีเงื่อนไขของการป้อนกลับได้ เมื่อพิจารณาที่ความถี่ 2 กิกะเฮิรตซ์ ค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินพุตอิมพีแดนซ์จะมีค่าเท่ากับ $-272.3 - j53.1 \Omega$ นั่นคือค่าความต้านทานลบเท่ากับ -272.3Ω ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุที่มี X_C เท่ากับ -53.1Ω เมื่อทำการคำนวณค่าอิมพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ตลอดช่วงความถี่ที่ต้องการจะมีค่าเท่ากับ $-336.2 - j58.9 \Omega$ และ $-205.8 - j46.1 \Omega$ ที่ความถี่ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ และ 2.3 กิกะเฮิรตซ์ ตามลำดับ ดังรูปที่ 6.7 จากรูปจะเห็นว่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรออสซิลเลเตอร์มีค่าความต้านทานเป็นลบและต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุในช่วงความถี่ 1.8 กิกะเฮิรตซ์ จนถึง 2.3 กิกะเฮิรตซ์ นั้นหมายความว่าวงจรเกิดการออสซิลเลตได้ตลอดช่วงความถี่ที่ต้องการ วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ออกแบบแสดงดังรูปที่ 6.8



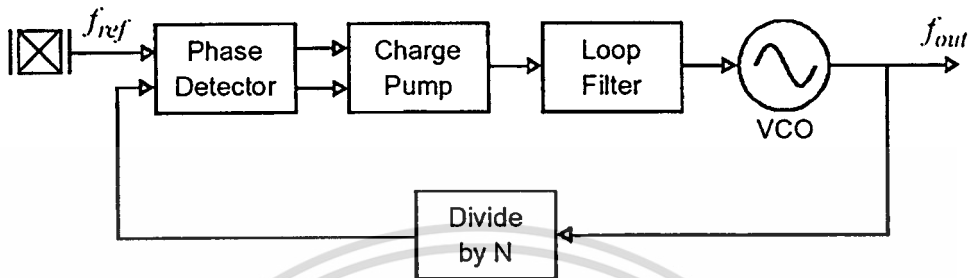
รูปที่ 6.7 ค่าความต้านทานลบของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่คำนวณได้



รูปที่ 6.8 วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ที่ได้จากการออกแบบ

6.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกกลุ่

รูปที่ 6.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกกลุ่แบบง่าย ประกอบด้วยส่วนต่างๆดังนี้คือ วงจรเปรียบเทียบเฟส, วงจรรูปฟิลเตอร์, วงจรหารความถี่ และวงจรออสซิลเลเตอร์แบบปรับค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้า

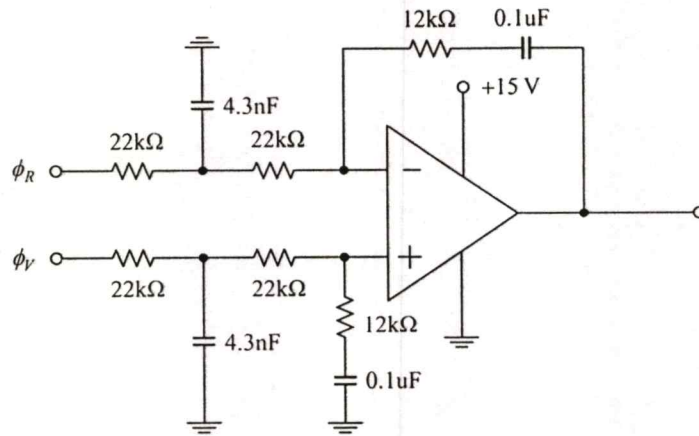


รูปที่ 6.9 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกกลุ่แบบง่าย

หลักการทำงานก็คือความถี่เอาต์พุตจากวงจรหารความถี่จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับความถี่อ้างอิงที่วงจรเปรียบเทียบเฟส จะได้สัญญาณของความผิดพลาดทางเฟสออกมา สัญญาณที่เกิดจากความผิดพลาดทางเฟสจากวงจรเปรียบเทียบเฟสจะผ่านเข้าสู่วงจรพัมปีประจุ (charge pump) และสร้างสัญญาณที่มีขนาดของสัญญาณที่เป็นสัดส่วนกับความผิดพลาดทางเฟสออกมา จากนั้นสัญญาณนี้จะถูกรองโดยวงจรรูปฟิลเตอร์ เพื่อนำไปใช้ควบคุมความถี่เอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบปรับค่าได้ เมื่อวงจรเฟสล็อกกลุ่อยู่ในสภาวะล็อก สัญญาณอินพุตที่เข้าวงจรเปรียบเทียบเฟสทั้ง 2 จะมีเฟสตรงกันพอดี (หรือมีค่าออฟเซตของเฟสคงที่) สำหรับการวิเคราะห์วงจรถ่ายเฟสล็อกกลุ่แบบละเอียดสามารถหาได้จาก [64-65]

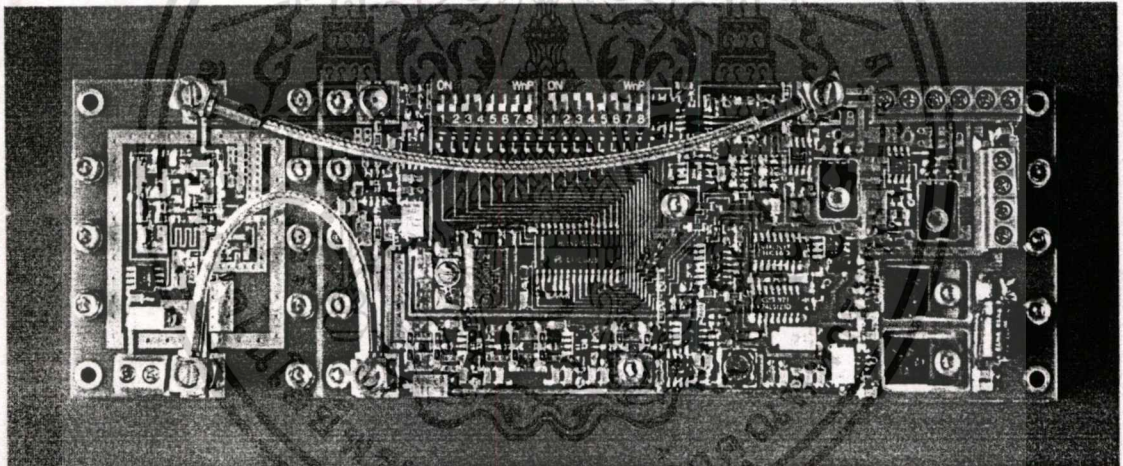
6.4 การทดลองและผลการทดลอง

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 6.9 โดยที่เฟสดีเทกเตอร์ใช้ไอซีเบอร์ MC145152-2 ของบริษัทโมโตโรล่า ส่วนวงจรหารใช้ไอซีเบอร์ MC12054A ของบริษัทเดียวกัน ส่วนที่สำคัญของวงจรสังเคราะห์ความถี่คือการออกแบบวงจรกรองความถี่หรือรูปฟิลเตอร์ โดยการใช้การออกแบบใน [66-67] เมื่อกำหนดพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้ ให้ $f_r = 50 \text{ kHz}$, $\zeta = 0.8$, $K_\phi = 0.796$ และ $\omega_n = 1438.5 \text{ rad/s}$ จะได้รูปฟิลเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 6.10 ใช้อปแอมป์เบอร์ LM358 และใช้ไฟเลี้ยงเท่ากับ 15 โวลต์



รูปที่ 6.10 ลูปฟีดแบ็คที่ออกแบบสำหรับวงจรสังเคราะห์ความถี่

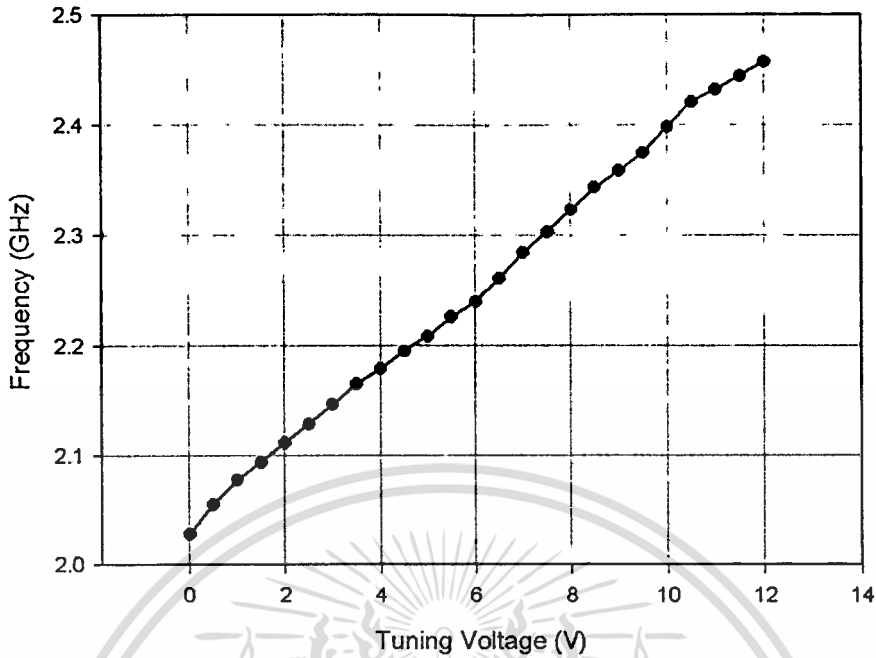
รูปที่ 6.11 แสดงวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ประกอบลงบนบอร์ดและวางอุปกรณ์ต่าง ๆ เรียบร้อยแล้ว โดยทำการสร้างบนวัสดุฐานรองแบบ FR-4 ที่มีค่าคงที่ทางไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.7 มีความหนาเท่ากับ 0.762 มิลลิเมตร อุปกรณ์ที่ใช้เป็นแบบเซอร์เฟสเมาท์



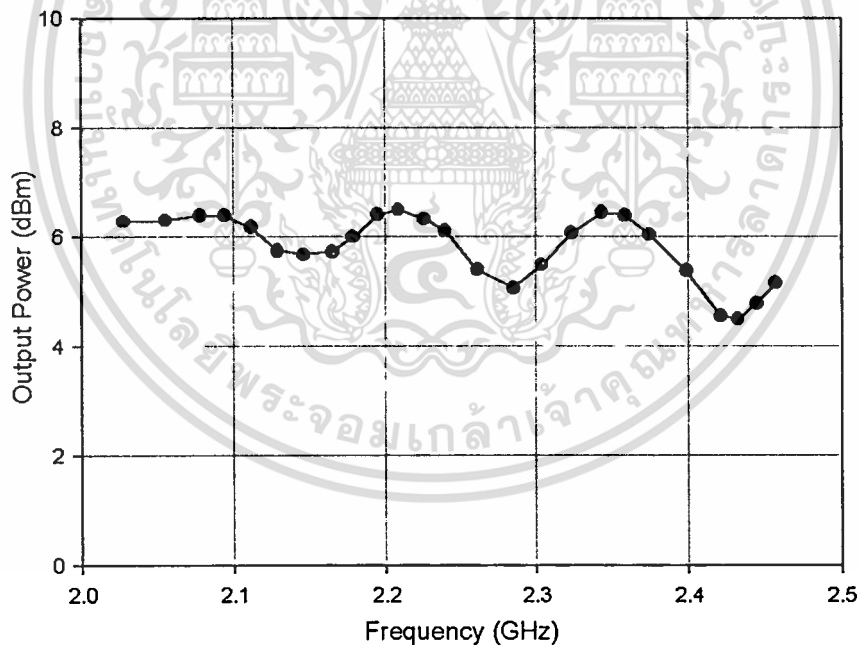
รูปที่ 6.11 รูปวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ได้ออกแบบ

ทำการทดลองวัดผลการตอบสนองของวงจรรอสซิลเลเตอร์ด้วยสเปกตรัมอนาไลเซอร์ HP8596E โดยความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์เทียบกับแรงดันไฟฟ้าที่ให้ความแรงเตอร์ไดโอดแสดงดังในรูปที่ 6.12 จะเห็นว่าเมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้าในช่วง 0-12 โวลต์ ให้กับวแรกเตอร์ไดโอด วงจรรอสซิลเลเตอร์สามารถปรับความถี่ได้กว้าง 430 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยกำเนิดสัญญาณที่ความถี่ตั้งแต่ 2.02 กิกะเฮิร์ตซ์ จนถึง 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ แบนด์วิดท์การจูนเท่ากับ 1.21:1 โดยมีค่า K_{VCO} เฉลี่ยเท่ากับ 51 เมกะเฮิร์ตซ์/โวลต์ และรูปที่ 6.13 แสดงกำลังงานของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์ จากกราฟจะได้ว่ามีค่ากำลังงานเอาต์พุตเฉลี่ยประมาณ 6 dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



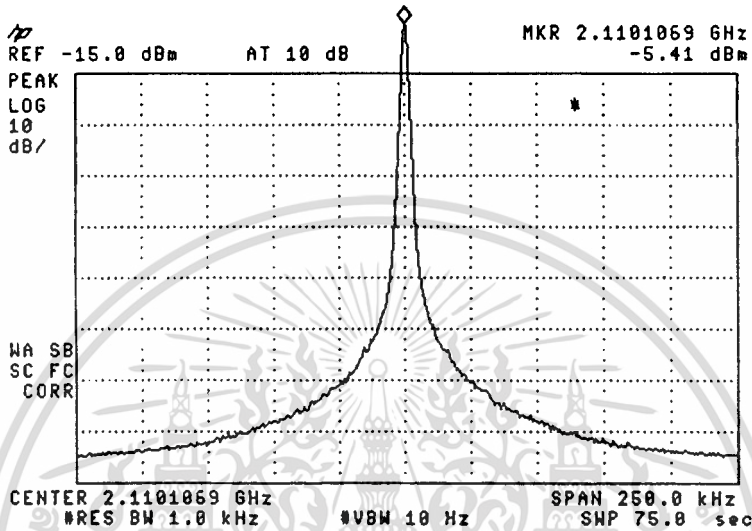
รูปที่ 6.12 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่เปลี่ยนไปของวงจรรอสซิลเลเตอร์



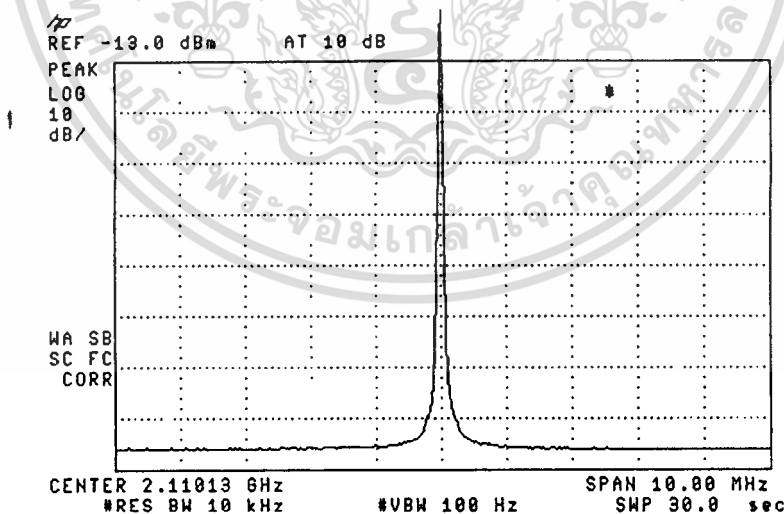
รูปที่ 6.13 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานเอาต์พุตกับความถี่ที่เปลี่ยนไปของวงจรรอสซิลเลเตอร์

สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่วัดได้แสดงดังรูปที่ 6.14 โดยวัดที่ความถี่ 2110 เมกะเฮิรตซ์ และรูปที่ 6.15 แสดงเอาต์พุตของวงจรสังเคราะห์ความถี่ในช่วงกว้าง จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสมีค่าเท่ากับ -90, -114, และ -131 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz, 100 kHz และ 1 MHz จากความถี่กลางตามลำดับ จะเห็นว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าเกิน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไดนามิกเรนจ์ของเครื่องสเปกตรัมอนาไลเซอร์ที่ใช้ในการทดลองคือมีค่าเพียง 80 dB เท่านั้น แต่เราต้องการใช้วัดค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสซึ่งมีค่าต่ำกว่า -80 dB จึงได้ทำการขยับระดับเอาต์พุตของสัญญาณรบกวนทางเฟสให้สูงขึ้น เพื่อให้สามารถแสดงสัญญาณรบกวนทางเฟสในไดนามิกเรนจ์ของสเปกตรัมอนาไลเซอร์ที่ใช้ในการทดลองได้ จึงทำให้ได้กราฟลักษณะดังรูป



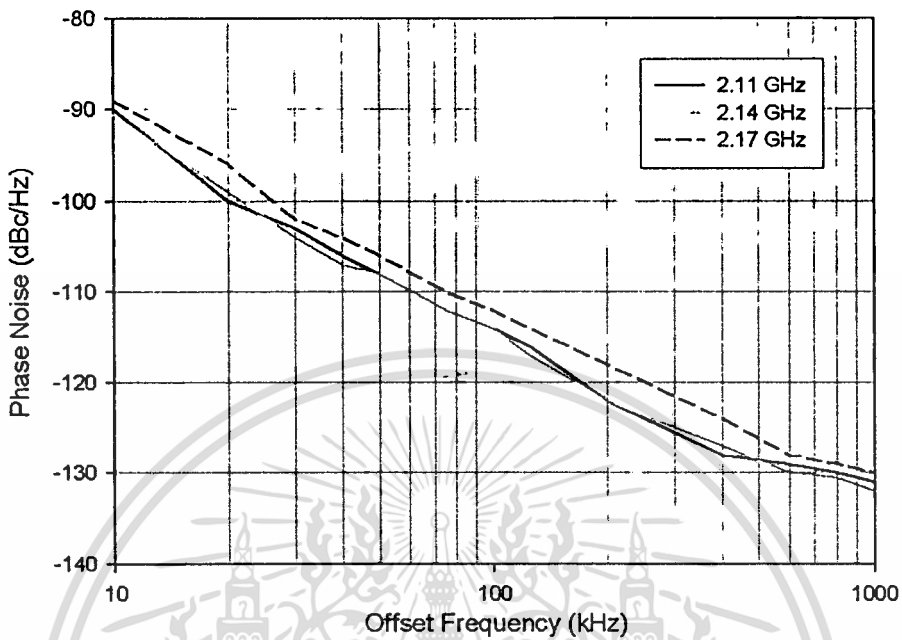
รูปที่ 6.14 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ความถี่ 2110 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 6.15 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ความถี่ 2110 เมกะเฮิรตซ์ในช่วงกว้าง

จากสัญญาณเอาต์พุตที่ได้พบว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์ในช่วงความถี่ 2110-2170 เมกะเฮิรตซ์ มีค่าต่ำกว่า -90, -112 และ -130 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz, เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

100 kHz และ 1 MHz จากความถี่กลางตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 6.16 ซึ่งเป็นกราฟของสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ความถี่ 2110, 2140 และ 2170 เมกะเฮิรตซ์ ที่ค่าความถี่ออฟเซตค่าต่างๆ



รูปที่ 6.16 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ความถี่ 2110 - 2170 เมกะเฮิรตซ์

6.5 สรุปผล

ในบทนี้เสนอการออกแบบและการสร้างวงจรสังเคราะห์ความถี่ จากผลการวัดวงจรออสซิลเลเตอร์ สามารถกำเนิดสัญญาณความถี่ตั้งแต่ 2.02-2.45 กิกะเฮิรตซ์ โดยใช้แรงดันไบแอสให้กับวาทเรกเตอร์ไดโอด 0-12 โวลต์ กำลังกำลังงานของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าประมาณ 6 dBm วงจรมีค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำกว่า -90, -112 และ -130 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz, 100 kHz และ 1 MHz จากความถี่กลางตามลำดับ จากค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ได้จะเห็นว่ายังมีค่าไม่เพียงพอสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับสถานีฐานซึ่งต้องการโลกอลออสซิลเลเตอร์ที่มีค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำกว่านี้ ดังนั้นในการนำไปประยุกต์ใช้งานจริงจึงจำเป็นต้องปรับปรุงค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสให้มีค่าดีขึ้น โดยอาจจะใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้โครงสร้างของวงจรเรโซเนเตอร์เป็นแบบ YIG แทนการใช้วาทเรกเตอร์ไดโอด ซึ่งสามารถให้ค่าของสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ต่ำเนื่องจากมีค่าตัวประกอบคุณภาพที่สูงมาก

บทที่ 7

วงจรส่วนความถี่กลางและวงจรคิมอดูเลตแบบ QPSK

7.1 กล่าวนำ

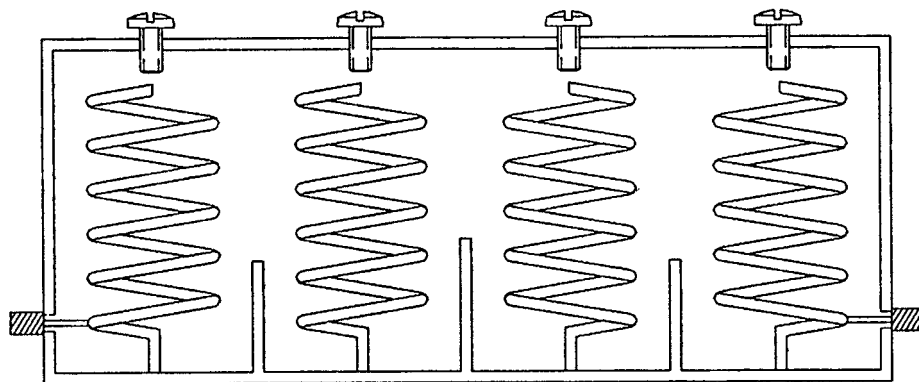
เนื้อหาในบทนี้จะประกอบด้วยส่วนของวงจรที่ความถี่กลาง โดยประกอบด้วยวงจรกรองผ่านแถบความถี่และวงจรรขยายที่ความถี่กลาง รวมทั้งส่วนของวงจรการคิมอดูเลตแบบ QPSK ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้ความถี่กลางเท่ากับ 190 เมกะเฮิร์ตซ์ ในส่วนของวงจรกรองผ่านแถบความถี่จะใช้กรองความถี่ที่ได้จากผลคูณของวงจรมิกเซอร์เพื่อเลือกช่องสัญญาณที่ต้องการและลดทอนช่องสัญญาณข้างเคียง ในการออกแบบต้องการค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก 10 dB และค่าการตัดทิ้งของช่องสัญญาณข้างเคียง 32 dB เลือกใช้โครงสร้างวงจรเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกลียว (Helical Filter) และนำไปขยายสัญญาณก่อนนำเข้าสู่วงจรคิมอดูเลตแบบ QPSK ต่อไป

7.2 วงจรกรองความถี่กลาง

จากรูปบล็อกโคอะแกรมของเครื่องรับระบบซูเปอร์เฮเทอร์โรไดนามิก วงจร IF ฟิลเตอร์ใช้เลือกช่องสัญญาณที่ต้องการและลดทอนช่องสัญญาณอื่นที่ไม่ต้องการ ในมาตรฐานของระบบ WCDMA ระบบต้องสามารถรองรับช่องสัญญาณข้างเคียงที่มีปริมาณกราฟฟิกสูงได้ ดังนั้น IF ฟิลเตอร์ควรมีค่าการลดทอนของช่องสัญญาณข้างเคียงดีกว่า 10 ถึง 30 dB [68] ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้โครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่เป็นแบบเกลียว ซึ่งเป็นรูปแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ผ่านที่เหมาะสมในช่วงความถี่นี้ เนื่องจากในช่วงความถี่นี้วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้องค์ประกอบแบบก้อนจะสูญเสียค่าคุณสมบัติที่ต้องการ (เช่นค่า Q, ค่าคาปาซิแตนซ์ และค่าอินดักแตนซ์) และสามารถผลิตขึ้นได้จริงโดยไม่ต้องใช้เทคโนโลยีการสร้างที่ยุ่ยากซับซ้อนเช่นวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบ SAW (Surface Acoustic Wave) ที่ใช้กันอย่างแพร่หลายในการนำไปใช้งานเป็นวงจรกรองความถี่กลางในระบบเครื่องรับเนื่องจากมีขนาดเล็ก วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกลียวมีข้อดีคือมีขนาดวงจรที่ใหญ่แต่ไม่เป็นปัญหาสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับสถานีฐานเพราะไม่ต้องคำนึงถึงเรื่องขนาดของวงจร

7.2.1 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกลียว

วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกลียวประกอบด้วยเรโซเนเตอร์แบบเกลียวหลายอัน คัปปลิ่งผ่านช่องเปิด ส่วนการคัปปลิ่งทางอินพุตและเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ใช้การแท็บบนตัวเรโซเนเตอร์ และใช้นี้อัดในการปรับแต่งคุณสมบัติของวงจร ดังแสดงในรูปที่ 7.1 ซึ่งขนาดความกว้างของช่องเปิดจะเป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ และตำแหน่งแท็บที่อินพุตและเอาต์พุตจะเป็นส่วนของ

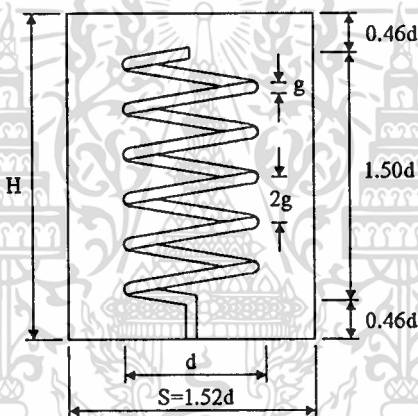


รูปที่ 7.1 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกลียว

7.2.2 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกลียว

ขนาดของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวที่เหมาะสมเพื่อที่จะได้ค่า unloaded Q มากที่สุดเป็นดัง

รูปที่ 7.2 [69]



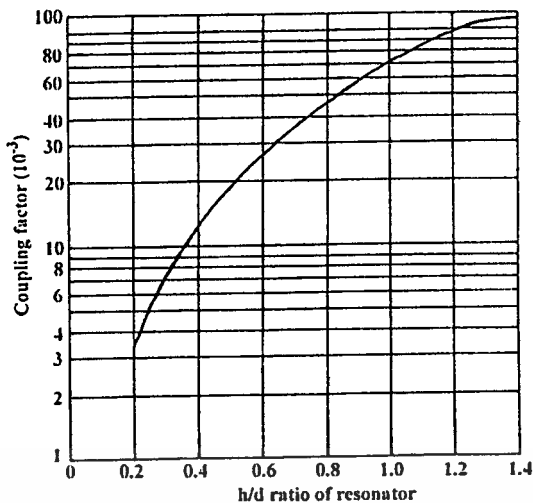
รูปที่ 7.2 ขนาดของเรโซเนเตอร์แบบเกลียว

จากรูปที่ 7.2 สามารถหาขนาดของเรโซเนเตอร์แบบเกลียวได้ดังนี้ ขนาดของเรโซเนเตอร์มีเส้นผ่านศูนย์กลางภายนอกเท่ากับ 16 มิลลิเมตร เส้นผ่านศูนย์กลางภายในเท่ากับ 13 มิลลิเมตร และมีระยะพิทช์เท่ากับ 2 มิลลิเมตร ความยาวของเรโซเนเตอร์เท่ากับ 23 มิลลิเมตร ขนาดของโพรงสี่เหลี่ยมเท่ากับ 30×30×40 มิลลิเมตร

วิธีการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกลียวสามารถหาได้ในบทความ [70] โดยทำการสร้างชุดทดสอบขึ้นมาเพื่อวัดค่าการคัปปลิงระหว่างเรโซเนเตอร์ 2 ตัว โดยทำการเปลี่ยนระยะของช่องเปิด (h) ซึ่งจะได้ค่าของสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อแสดงในรูปที่ 7.3 ซึ่งกราฟในรูปที่ 7.3 สามารถลดรูปเป็นสมการ

$$K \times 10^{-3} = 0.071 \left(\frac{h}{d} \right)^{1.91} \tag{7.1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.3 การคัปปลิงระหว่างเรโซเนเตอร์ในฟังก์ชันของ h/d

ตัวอย่างการออกแบบวงจร

เป้าหมายในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกลิยวที่มีจำนวนเรโซเนเตอร์ทั้งหมด 12 วงจรมีดังนี้ การที่เลือกใช้จำนวนลำดับของวงจรกรองความถี่ที่มากที่สุดเพื่อเพิ่มค่าการลดทอนของช่องสัญญาณข้างเคียงให้มีค่าสูงขึ้น

ความถี่กลาง: 190 เมกะเฮิร์ตซ์

แบนด์วิดท์: 3.84 เมกะเฮิร์ตซ์

ค่าความสูญเสียจากการใส่แทรก: ดีกว่า 6 dB

ค่าการสูญเสียย้อนกลับ: น้อยกว่า -10 dB

ใช้กระบวนการในการออกแบบเช่นเดียวกับการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมป์ไลน์ในบทที่ 5 โดยใช้จำนวนเรโซเนเตอร์ทั้งหมด 12 วงจร และเลือกใช้ผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ท แทนค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อที่คำนวณได้ลงในสมการที่ (7.1) หรืออ่านค่ากราฟในรูปที่ 7.3 จะได้ค่าความกว้างของช่องเปิดระหว่างวงจรเรโซเนเตอร์แต่ละคู่ดังนี้

$$k_{(1,2)} = k_{(11,12)} = 20.0 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$k_{(2,3)} = k_{(10,11)} = 16.5 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$k_{(3,4)} = k_{(9,10)} = 15.0 \text{ มิลลิเมตร}$$

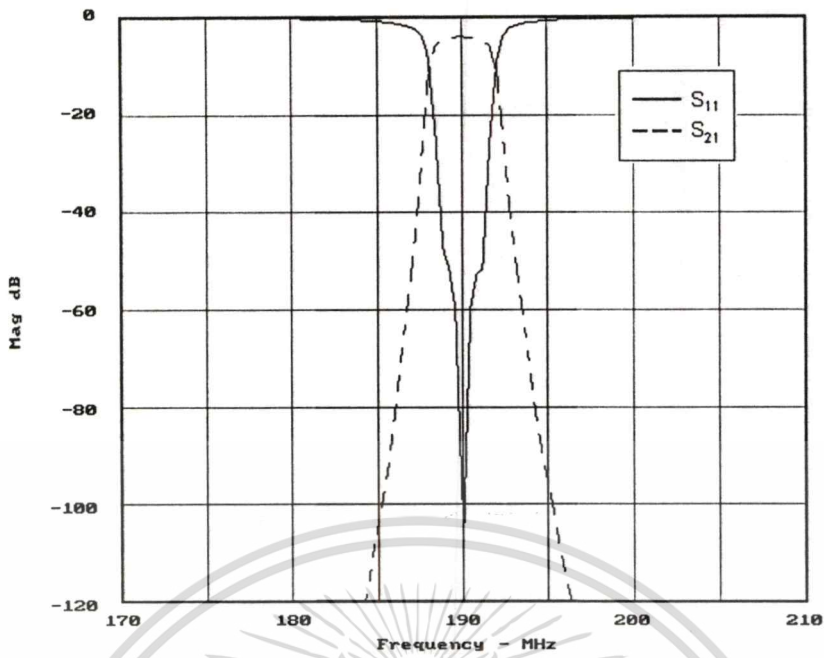
$$k_{(4,5)} = k_{(8,9)} = 14.5 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$k_{(5,6)} = k_{(7,8)} = 14.2 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$k_{(6,7)} = 14.0 \text{ มิลลิเมตร}$$

การจำลองแบบค่า S พารามิเตอร์ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกลิยวที่ได้ออกแบบแสดงดังรูปที่ 7.4 โดยใช้โปรแกรม Helical ในการจำลองแบบ พบว่ามีค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกประมาณ 4 dB

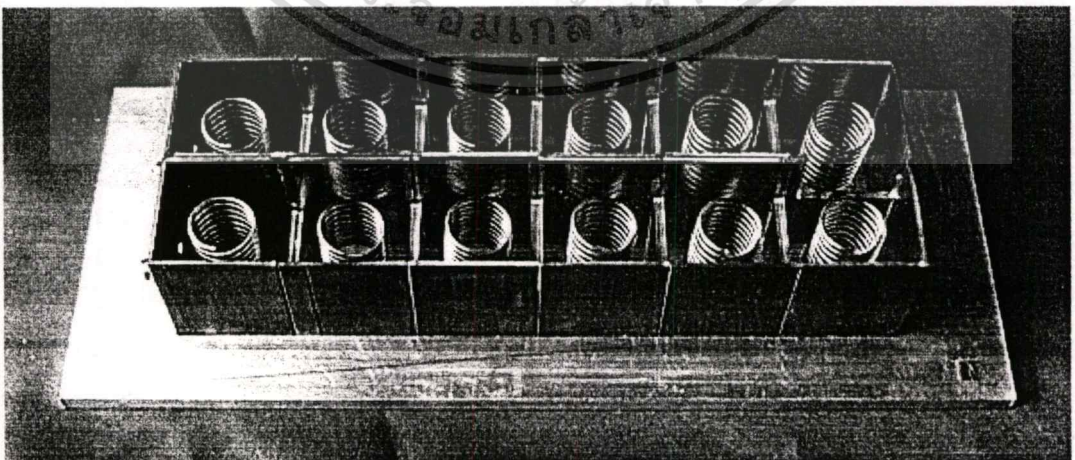
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.4 ผลการจำลองแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่

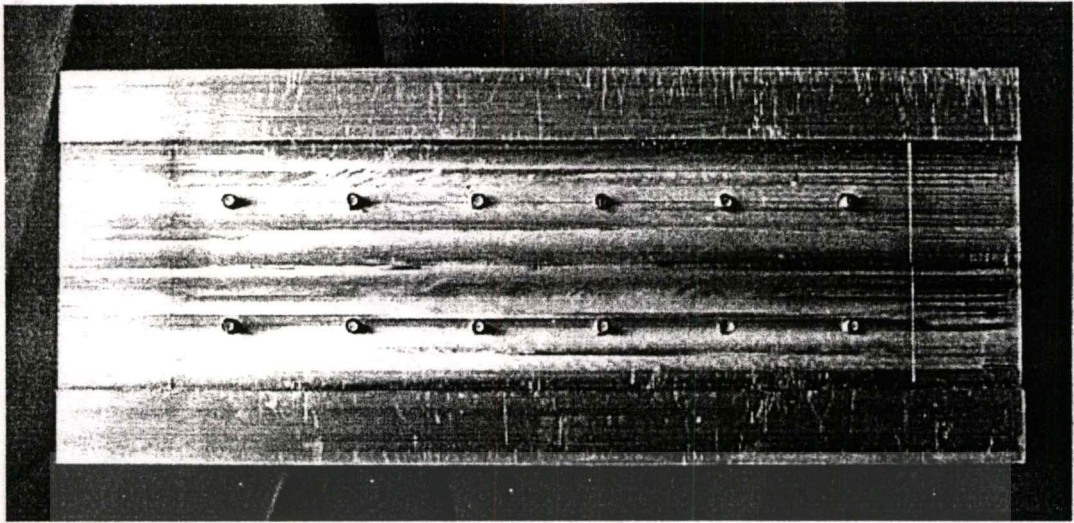
7.2.3 การทดลองและผลการทดลอง

รูปที่ 7.5 แสดงรูปภาพในของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกลียวที่สร้างขึ้น โดยใช้ทองเหลืองเป็นวัสดุในการสร้างควิตี ส่วนตัวเรโซเนเตอร์ใช้วัสดุเป็นทองแดง รูปที่ 7.6 แสดงส่วนของฝาปิดทำจากอลูมิเนียมที่สร้างขึ้น รูปที่ 7.7 แสดงรูปวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกลียวแบบเสร็จสมบูรณ์ที่สร้างขึ้น วงจรมีขนาด $100 \times 250 \times 49$ มิลลิเมตร คอนเน็คเตอร์ทางด้านอินพุตและเอาต์พุตเป็นแบบ SMA และใช้น็อตในการปรับแต่งวงจรเพื่อแก้ไขคุณสมบัติของวงจรซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากความผิดพลาดในการสร้าง เพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่ต้องการ

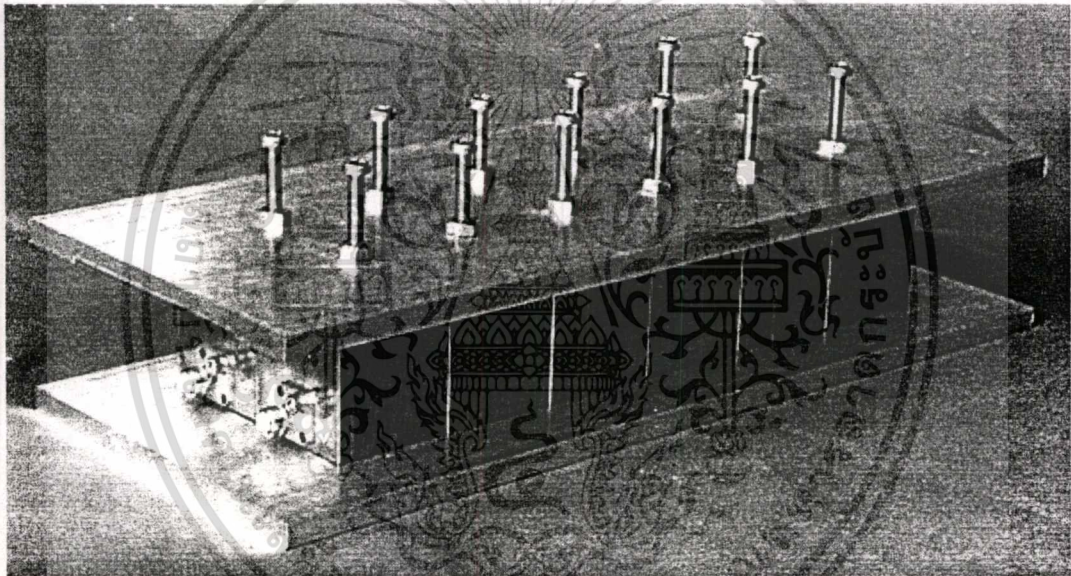


รูปที่ 7.5 รูปภาพในของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกลียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



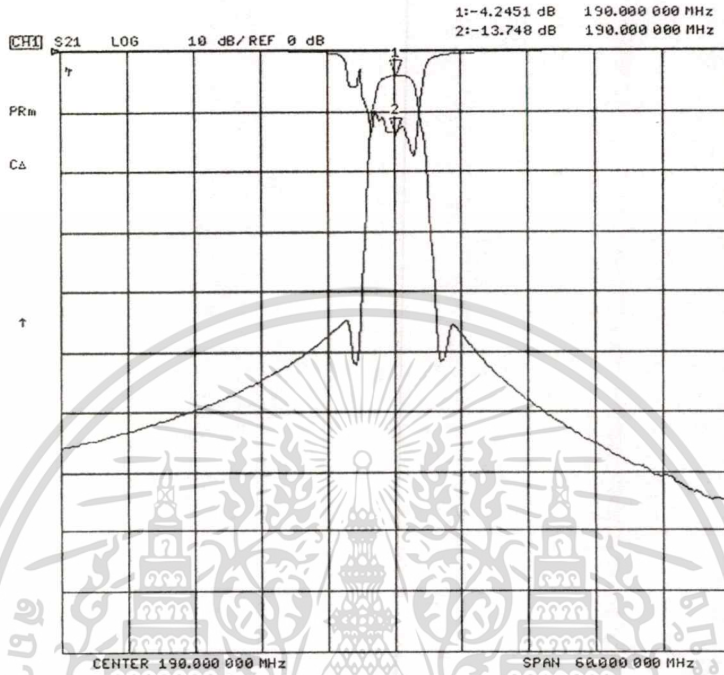
รูปที่ 7.6 รูปฝาอลูมิเนียมของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกลียว



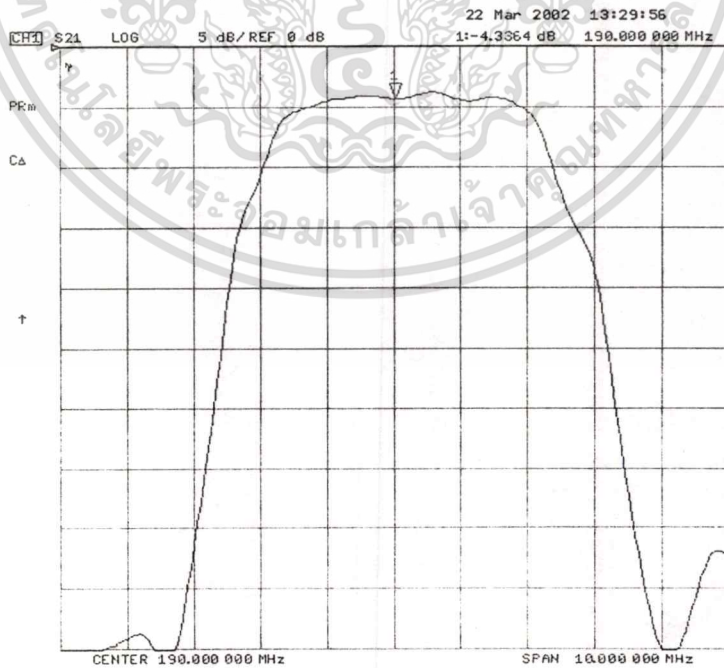
รูปที่ 7.7 รูปวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกลียวที่สร้างขึ้น

ผลการวัดค่า S_{21} และ S_{11} ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ได้สร้างขึ้นจากเนตเวิร์กอนาไลเซอร์ HP8753ES แสดงดังรูปที่ 7.8 จากผลการวัดได้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกเท่ากับ 4.25 dB ที่ความถี่ 190 เมกะเฮิร์ตซ์ มีค่าแบนด์วิดท์ประมาณ 3.8 เมกะเฮิร์ตซ์ และมีค่าการสูญเสียย้อนกลับดีกว่า -10 dB ตลอดช่วงความถี่ ซึ่งผลที่ได้จากการวัดสอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลองแบบ ค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่วัดได้มีค่าดีกว่าของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบ SAW แบบทั่วไปซึ่งมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกประมาณ 15-35 dB [67] วงจรมีค่าการลดทอนของช่องสัญญาณข้างเคียงที่ความถี่ออฟเซต 5 เมกะเฮิร์ตซ์เท่ากับ 45 dB ค่าที่ได้มีค่าการลดทอนดีกว่าของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบ SAW ที่มีค่าการลดทอนของช่องสัญญาณข้างเคียงประมาณ 35 dB [67] ผลตอบสนองแบนด์กว้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกลียวเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงดังรูปที่ 7.9 วงจรมีค่าการกระเพื่อมประมาณ ± 0.2 dB ส่วนผลตอบสนองแบนด์กว้างตั้งแต่ช่วงความถี่ต่ำจนถึงความถี่ 1 กิกะเฮิรตซ์ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกิลิวแสดงดังรูปที่ 7.10

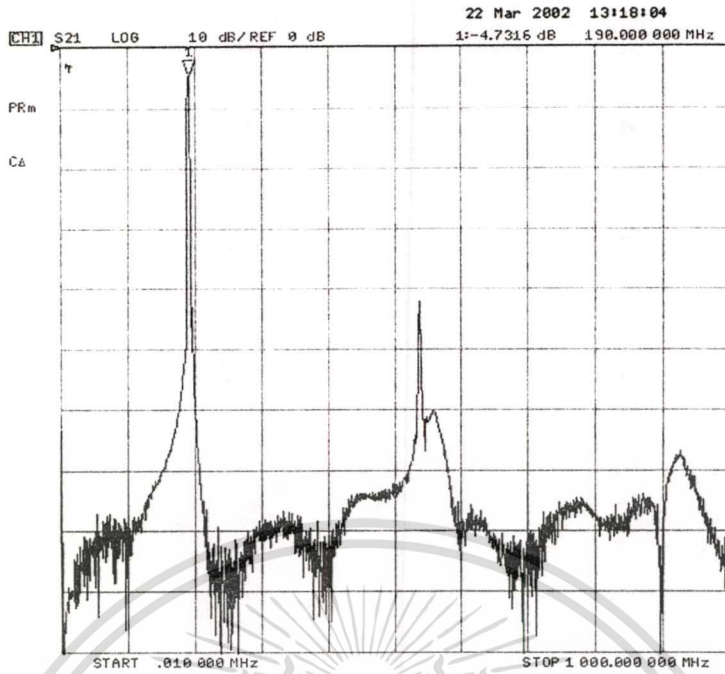


รูปที่ 7.8 ผลการวัดค่า S_{21} และ S_{11} ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกิลิว



รูปที่ 7.9 ผลตอบสนองช่วงแถบความถี่ผ่านของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกิลิว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.10 ผลตอบสนองแบนด์กว้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกิลีเยว

7.3 วงจรขยายความถี่กลาง

วงจรขยายความถี่กลางที่มีค่าอัตราขยายคงที่ ใช้เพื่อขยายสัญญาณความถี่กลางที่ความถี่ 190 เมกะเฮิรตซ์ ในการออกแบบต้องการค่าอัตราขยาย 15 dB และค่านอยส์ฟีกเกอร์ 3 dB เลือกใช้ วงจรขยายแบบ Monolithic Amplifier MAR-06 ของบริษัทมินิเซอร์กิต มีอัตราขยาย 45 dB และค่านอยส์ฟีกเกอร์ 3 dB (ค่าจากค่าตัวชี้ท)

7.4 วงจรดีมอดูเลตแบบ QPSK

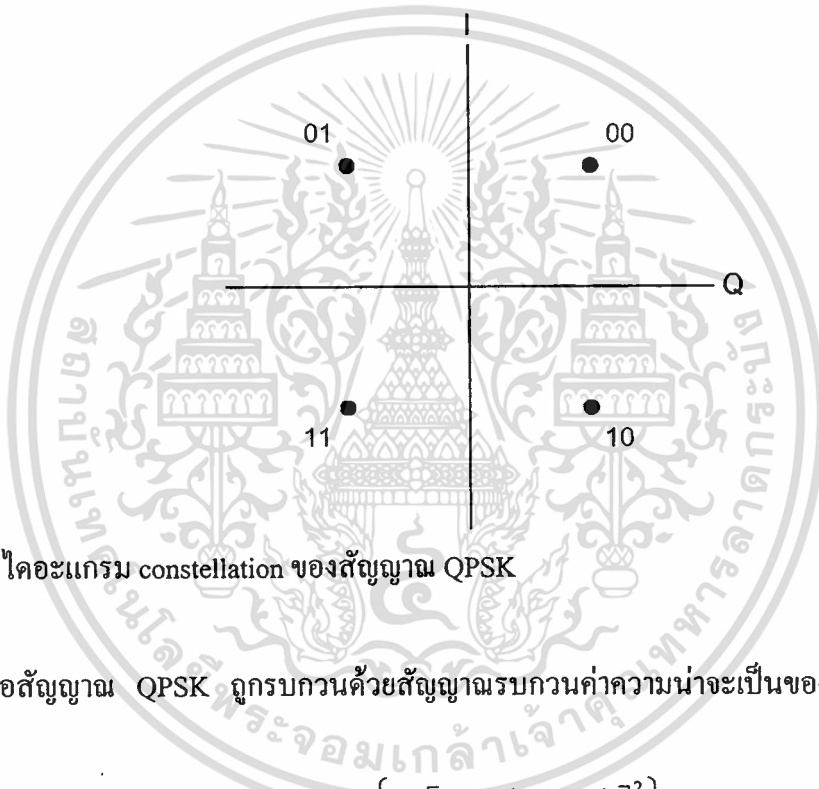
7.4.1 ทฤษฎีการมอดูเลตแบบ QPSK

ในระบบการสื่อสารแบบดิจิทัล ข้อมูลไบนารีจะต้องถูกแปลงเป็นชุดของรูปคลื่นสัญญาณ เพื่อใช้ในการส่งข้อมูล รูปแบบสัญญาณแบบพีเอสเค ข้อมูลจะถูกมอดูเลตทางเฟสส่งไปบน สัญญาณคลื่นพาห์ ซึ่งสามารถแทนรูปคลื่นสัญญาณได้เป็น [71]

$$s_m(t) = g(t) \cos \left[2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M}(m-1) \right], m = 1, 2, \dots, M, \quad 0 \leq t \leq T \quad (7.2)$$

$$= g(t) \cos \left[\frac{2\pi}{M}(m-1) \right] \cos(2\pi f_c t) - g(t) \sin \left[\frac{2\pi}{M}(m-1) \right] \sin(2\pi f_c t)$$

เมื่อ $g(t)$ เป็นพัลส์ที่ใช้เปลี่ยนรูปร่างสเปกตรัมของสัญญาณที่จะทำการส่ง, f_c เป็นความถี่คลื่นพาห์, M เป็นจำนวนสัญลักษณ์ และ T เป็นคาบสัญลักษณ์ จากสมการที่ (7.2) รูปคลื่นสัญญาณสามารถแทนด้วยการรวมกันแบบเชิงเส้นของคลื่นพาห์แบบคอเซอร์ $\cos(2\pi f_c t)$ และ $\sin(2\pi f_c t)$ ขนาดของ $\cos[2\pi(m-1)/M]$ เป็นข้อมูล I และขนาดของ $\sin[2\pi(m-1)/M]$ เป็นข้อมูล Q การแปลงบิตข้อมูลเป็นเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์สามารถแทนได้ด้วยไดอะแกรม constellation รูปที่ 7.11 แสดงไดอะแกรม constellation ของสัญญาณพีสเคแบบ 4 เฟส ($M = 4$) โดยเริ่มต้นเฟสที่ค่า $\pi/4$ สัญญาณพีสเคแบบ 4 เฟส หรือ QPSK เป็นรูปแบบการมอดูเลชันที่นิยมใช้ในระบบการสื่อสารไร้สาย



รูปที่ 7.11 ไดอะแกรม constellation ของสัญญาณ QPSK

เมื่อสัญญาณ QPSK ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดคือ [71]

$$\begin{aligned}
 P_b &= \frac{1}{2} \left\{ 1 - \left[1 - Q \left(\frac{d}{\sqrt{2N_0}} \right) \right]^2 \right\} \\
 &= Q \left(\frac{d}{\sqrt{2N_0}} \right) - \frac{1}{2} Q^2 \left(\frac{d}{\sqrt{2N_0}} \right) \\
 &\approx Q \left(\frac{d}{\sqrt{2N_0}} \right)
 \end{aligned} \tag{7.3}$$

เมื่อ d เป็นระยะห่างระหว่างสัญลักษณ์ตัวใกล้กัน, N_0 เป็นความหนาแน่นกำลังงานของสัญญาณรบกวน และ $Q(x)$ ซึ่งมีค่าเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt, \quad x \geq 0 \quad (7.4)$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$$

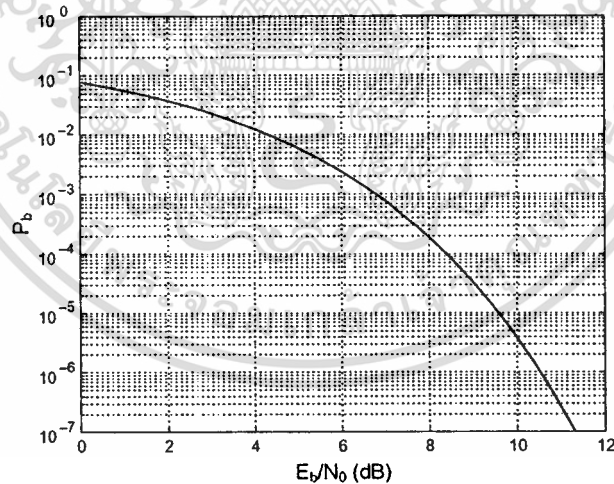
ในกรณีสัญญาณ QPSK ทางอุดมคติ ระยะห่างระหว่างสัญลักษณ์ที่อยู่ติดกันจะเป็น

$$d = 2\sqrt{E_b} \quad (7.5)$$

เมื่อค่า E_b เป็นกำลังงานต่อบิต สมการที่ (7.3) จะเป็น

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (7.6)$$

เมื่อค่า E_b/N_0 เป็นค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดในเทอมของค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนแสดงดังรูปที่ 7.12 จากรูป ค่า E_b/N_0 มีค่าประมาณ 6.6 dB ที่อัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 10^{-3}



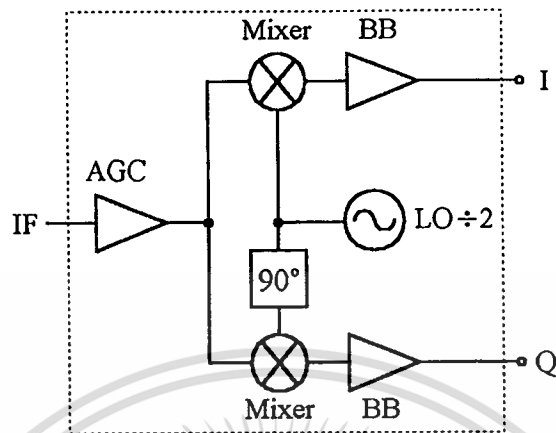
รูปที่ 7.12 ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณ QPSK

7.4.2 การทดลองและผลการทดลอง

ในส่วนของวงจรคิมมอดูเลตใช้อุปกรณ์วงจรรวมเบอร์ MAX2312 ของบริษัท MAXIM ซึ่งเป็นวงจรรวมที่ใช้คิมมอดูเลตสัญญาณ QPSK ได้ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 67 เมกะเฮิร์ตซ์ถึง 300 เมกะเฮิร์ตซ์โดยใช้การโปรแกรมผ่านขาควบคุม 3 เส้น รูปที่ 7.13 แสดงบล็อกไดอะแกรมภายใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

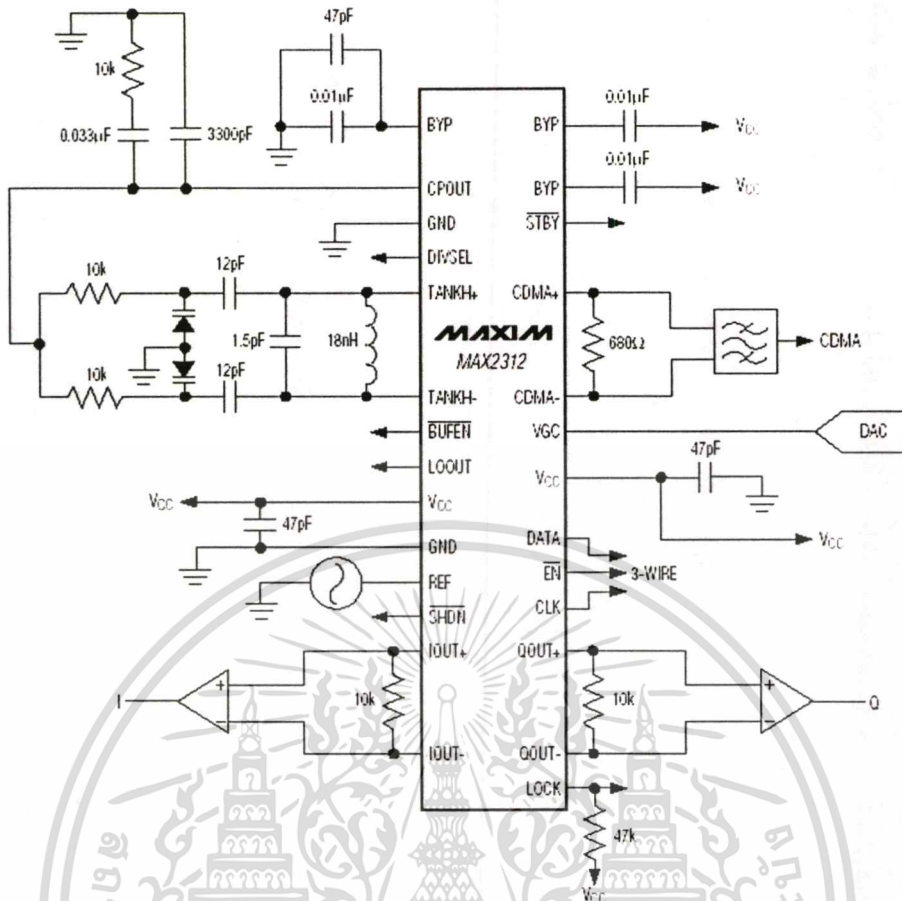
แบบง่ายของวงจรคิมอดูเลตแบบ QPSK ซึ่งประกอบด้วยวงจร AGC วงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์ วงจรมิกเซอร์ วงจรเลื่อนเฟส และวงจรเบสแบนด์ฟิลเตอร์



รูปที่ 7.13 บล็อกไดอะแกรมภายในของวงจรคิมอดูเลตแบบ QPSK

วงจรทำการคิมอดูเลตที่ความถี่กลาง 190 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยทำการโปรแกรมความถี่ที่วงจรสังเคราะห์ความถี่สัญญาณโลคอลที่วงจรรวม MAX2312 ที่ความถี่ 380 เมกะเฮิร์ตซ์ซึ่งจะถูกหาร 2 ไปที่ความถี่ 190 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยสัญญาณที่ไม่ถูกเลื่อนเฟสจะถูกป้อนเข้าที่ขา I (in-phase) ของวงจรคิมอดูเลต ส่วนสัญญาณอีกตัวจะถูกเลื่อนเฟส 90° และถูกป้อนเข้าที่ขา Q (quadrature) ของวงจรคิมอดูเลต รูปที่ 7.14 แสดงวงจรรวมของวงจรคิมอดูเลตแบบ QPSK ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ โดยสัญญาณอินพุตแบบ CDMA ที่ความถี่ 190 เมกะเฮิร์ตซ์จะผ่านตัวบาลันเข้าวงจรรวมที่ขา CDMA+ และ CDMA- วงจรออสซิลเลเตอร์ประกอบด้วยอินคัลเตอร์และวแรกเตอร์ที่ต่ออยู่ภายนอกวงจรรวม รวมถึงวงจรรูปฟิลเตอร์เพื่อง่ายต่อการใช้งานที่ค่าความถี่ต่างๆ การโปรแกรมค่าความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ภายในวงจรรวมทำได้โดยผ่านขาควบคุม 3 ขาคือ DATA, \overline{EN} และ CLK และขาควบคุมวงจรหารความถี่ภายในวงจรรวม DIVSEL โดยกำหนดค่าต่างๆดังที่แสดงในรูปที่ 7.15 ซึ่งเป็นรูปโปรแกรมควบคุมวงจรคิมอดูเลต MAX2312 ผ่านทางพอร์ตขนานของเครื่องคอมพิวเตอร์ ในรูปแสดงการตั้งค่าสัญญาณควบคุมต่างๆเพื่อให้วงจรสังเคราะห์ความถี่สร้างสัญญาณโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 380 เมกะเฮิร์ตซ์โดยใช้ค่าความถี่อ้างอิงเท่ากับ 10 เมกะเฮิร์ตซ์ วงจรใช้แหล่งจ่ายไฟ ± 3.5 โวลต์ สัญญาณเอาต์พุต I และ Q ที่ได้จะถูกนำเข้าวงจรขยายผลต่างและวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ

รูปที่ 7.16 แสดงลายวงจรด้านหน้าและด้านหลังของวงจรคิมอดูเลตที่สร้างขึ้น รูปที่ 7.17 แสดงรูปวงจรคิมอดูเลตที่สร้างขึ้น วงจรมีขนาด 74×74 มิลลิเมตร คอนเน็คเตอร์ที่ใช้เป็นแบบ SMA ใช้วัสดุฐานรองแบบ FR4



รูปที่ 7.14 วงจรรวมของวงจรดีมอดูเลตแบบ QPSK

max2312/16

MAX2312/16

Wireless Products Division
Maxim Integrated Products

PROGRAM MODE PRESETS

CDMA

SHDN

PRESCALER REGISTERS

START	DATA	ADDRESS	
1	1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 1 1 1 0 0	0 0	Send Data M1
1	0 1 0 0 0 0 1 0 1 0 1 1 0 1	0 1	Send Data M2
1	1 1 0 0 0 1 1 1 1 0 1 0	0 2	Send Data R1
1	1 1 0 0 1 1 1 0 1 1 0 0	0 3	Send Data R2

PROGRAM DIVIDERS

M1: 9500

M2: 4269

R1: 250

R2: 492

REGISTERS (17)

START	DATA	ADDRESS	
1	0 1 0 1 1 1 0 1 0 1 1 1 1	0 1 0	Send Data

CONTROL PINS

STBY: H L

BUF_EN:

DIV_SE:

SHDN:

PARAMETERS

f_{REF}: 10 MHz

f_{VCO H}: 380 MHz

f_{VCO L}: MHz

f_{IF}: 190 MHz

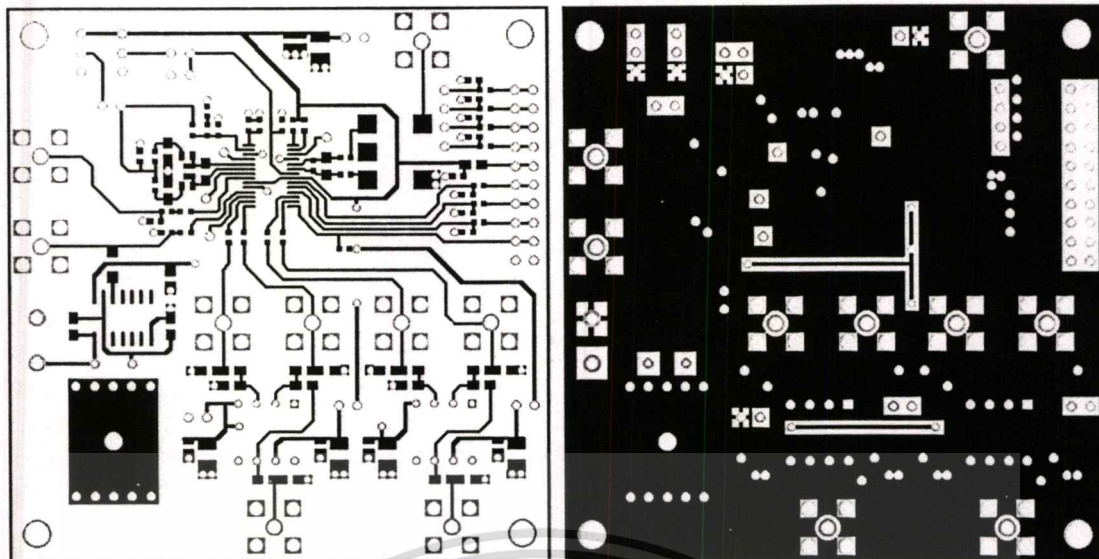
Channel Spacing: 40 kHz

LOCK:

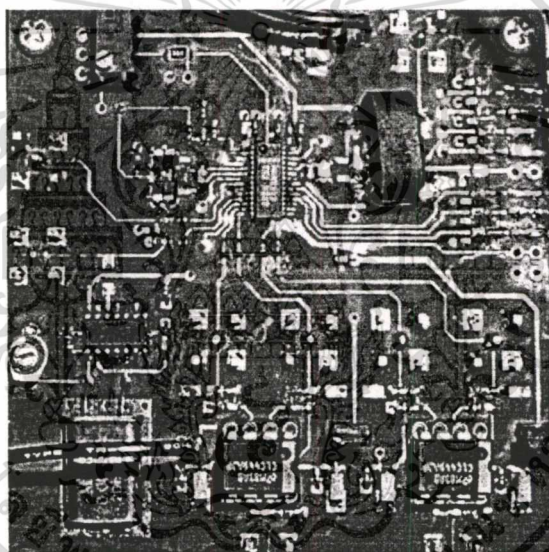
Check this box to indicate control pin override Active

รูปที่ 7.15 โปรแกรมควบคุมวงจรดีมอดูเลต MAX2312

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.16 ลายวงจรด้านหน้าและด้านหลังของวงจรมอดูเลต



รูปที่ 7.17 รูปวงจรมอดูเลตที่ได้สร้างขึ้น

รูปที่ 7.18 แสดงผลการทดลองของวงจรมอดูเลตโดยสัญญาณด้านบนเป็นสัญญาณอินพุตแบบ WCDMA จากเครื่องกำเนิดสัญญาณ WCDMA และนำไปสัญญาณนี้ไปมอดูเลตแบบ QPSK กับสัญญาณความถี่วิทยุจากเครื่องกำเนิดสัญญาณเพื่อสร้างสัญญาณ WCDMA ออกมาดังที่แสดงในรูปที่ 7.19 และ 7.20 ซึ่งเป็นไดอะแกรม constellation และสเปกตรัมของสัญญาณ โดยมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้

Channel Spacing 5 MHz

Channel Bandwidth < 4.5 MHz

ACPR offset @ 2.5 MHz < -35 dBc

Maximum Data Rate 384 kbps

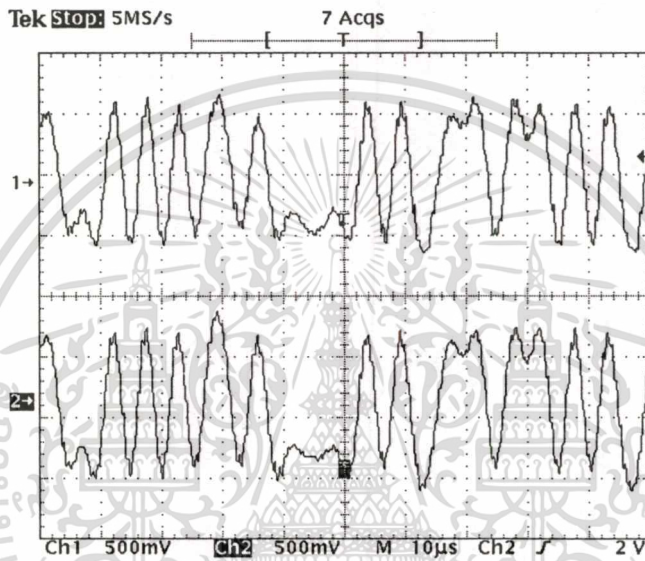
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Rolloff Factor 0.22

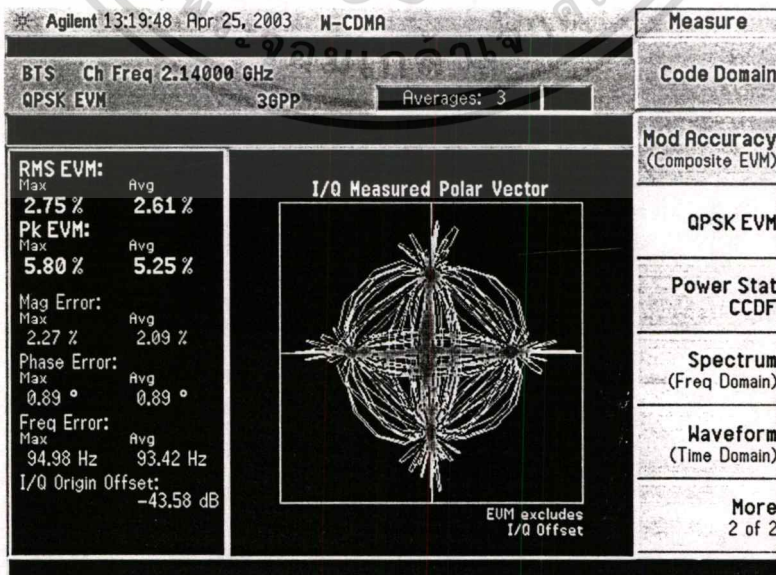
Fixed Scrambling Code Rate 3.84 Mcps

Minimum Processing Gain 20 dB

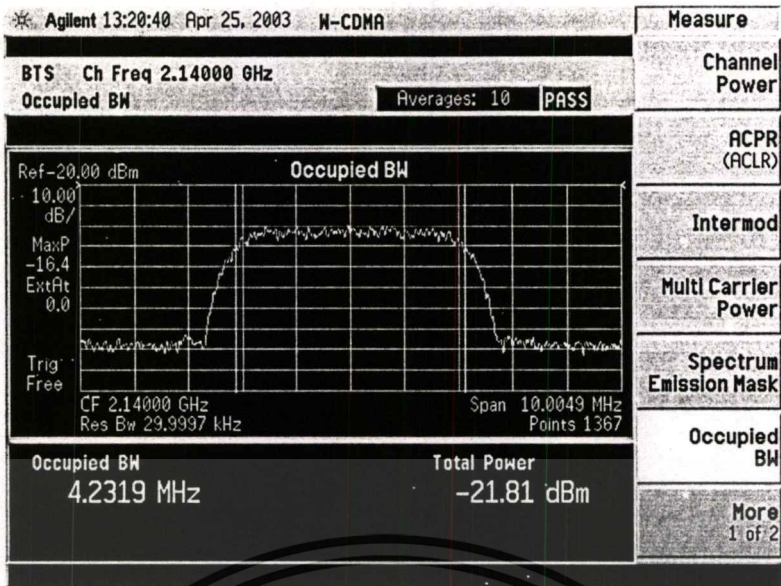
จากนั้นนำมาผ่านวงจรเครื่องรับเพื่อทำการคิมอดูเลตสัญญาณ โดยได้เป็นสัญญาณด้านล่าง ในรูปที่ 7.18 จะเห็นว่าสัญญาณที่ได้มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงของบิตใกล้เคียงกับสัญญาณอินพุต จากผลการทดลองวงจรคิมอดูเลตที่สร้างขึ้นโดยทำการเปลี่ยนค่ากำลังงานของสัญญาณอินพุต พบว่าเครื่องรับที่สร้างขึ้นมีค่าความไวประมาณ -85 dBm



รูปที่ 7.18 สัญญาณอินพุตแบบ WCDMA และสัญญาณเอาต์พุตที่คิมอดูเลตได้ ที่กำลังงานสัญญาณอินพุต -50 dBm



รูปที่ 7.19 โปรแกรม constellation ของสัญญาณ WCDMA เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การเป็นเจ้าของโดย บริษัท เอ็ม เทค จำกัด ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.20 สเปกตรัมของสัญญาณ WCDMA

ตารางที่ 7.1 แสดงการสรุปคุณสมบัติเปรียบเทียบของพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรส่วนความถี่กลาง ระหว่างเป้าหมายที่ออกแบบ และผลการวัดวงจรจริงจากการทดลอง ซึ่งในส่วนของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกิลยว ผลจากการทดลองมีความสอดคล้องกับค่าที่ต้องการออกแบบ แต่ในส่วนของวงจรดีมอดูเลตแบบ QPSK ที่สร้างขึ้นยังมีข้อบกพร่องอยู่คือเมื่อนำไปใช้กับระบบเครื่องรับทั้งหมด ค่าความไวที่วัดได้มีค่าประมาณ -85 dBm ซึ่งค่าความไวนี้ยังไม่ดีนักเมื่อเทียบกับค่าความไวของเครื่องรับที่ต้องการคือ -120 dBm ดังนั้นในการนำไปประยุกต์ใช้งานจริงจึงจำเป็นที่จะต้องปรับปรุงส่วนของวงจรดีมอดูเลตแบบ QPSK ให้มีค่าความไวดีขึ้น

ตารางที่ 7.1 สรุปคุณสมบัติของวงจรส่วนความถี่กลาง

วงจร	คุณสมบัติ	การออกแบบ	ผลการวัด
วงจรฟิลเตอร์แบบเกิลยว	S_{21}	-10 dB	-4.25 dB
	S_{11}	< -15 dB	< -10 dB
	Rejection @5 MHz offset	32 dB	45 dB
วงจรขยายความถี่กลาง	S_{21}	15 dB	45 dB
	NF	3.0 dB	3.0 dB
วงจรดีมอดูเลต QPSK	Sensitivity	-120 dBm	-85 dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.5 สรุปผล

ในบทนี้เสนอการออกแบบและการสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกิลิวที่นำไปใช้ในส่วนของวงจรกรองความถี่กลาง จากผลการวัดได้ค่าตรงตามเป้าหมายการออกแบบคือในช่วงแบนด์วิธที่ต้องการมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกน้อยกว่า 4.25 dB มีค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่า -10 dB และมีค่าการลดทอนของช่องสัญญาณข้างเคียงที่ความถี่ออฟเซต 5 เมกะเฮิร์ตซ์ ประมาณ 45 dB วงจรขยายที่ความถี่กลางใช้วงจรขยายสำเร็จรูป มีค่าอัตราขยาย 45 dB และมีค่านอยส์ฟีกเกอร์ 3 dB ในส่วนของวงจรคิโมดูเลตแบบ QPSK เครื่องรับที่สร้างขึ้นมีค่าความไวประมาณ -85 dBm ซึ่งค่าความไวที่ทดลองได้ยังไม่ดีนักเมื่อเทียบกับค่าความไวของเครื่องรับที่ต้องการคือ -120 dBm ดังนั้นในการนำไปประยุกต์ใช้งานจึงจำเป็นต้องปรับปรุงส่วนของวงจรคิโมดูเลตแบบ QPSK ให้มีค่าความไวดีขึ้น โดยอาจจะเปลี่ยนโครงสร้างวงจรคิโมดูเลตเป็นแบบ DSP



บทที่ 8

สรุปผลและคุณสมบัติของวงจรถ่าย

8.1 กล่าวนำ

จากที่กล่าวมาแล้วข้างต้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการออกแบบและการสร้างวงจรถ่ายหน้าสำหรับเครื่องรับระบบ WCDMA สำหรับสถานีฐาน โดยทำการออกแบบและสร้างวงจรถ่ายในส่วนของภาคความถี่วิทยุเท่านั้น เลือกใช้ระบบเครื่องรับเป็นแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติของระบบเครื่องรับโดยรวมทั้งหมด โดยนำส่วนของวงจรถ่ายต่างๆในบทที่ผ่านมาประกอบรวมด้วยกัน ซึ่งประกอบด้วย วงจรถ่ายผ่านแถบความถี่แบบคอมบีไลน์, วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์, วงจรถ่ายผ่านแถบความถี่แบบไมโครสตริป, วงจรคัปเปิลบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์แบบดาว, วงจรสังเคราะห์ความถี่, วงจรถ่ายผ่านแถบความถี่แบบเกลียว, และวงจรถ่ายมอดูเลต โดยสัญญาณที่รับเข้ามาเป็นแบบ QPSK ที่ความถี่พาหะ 1920-1980 เมกะเฮิร์ตซ์ มีความถี่กลางเท่ากับ 190 เมกะเฮิร์ตซ์

จากการทดลองและผลการทดลองในบทที่ 3 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ที่สร้างขึ้นมีค่าคุณสมบัติต่างๆตามที่ต้องการ คือมีค่าอัตราขยายและค่านอยส์ฟิกเกอร์ที่ดี เพียงพอต่อการนำวงจรถ่ายไปประยุกต์ใช้งานสำหรับเครื่องรับสถานีฐานระบบ WCDMA ได้ แต่วงจรถ่ายที่สร้างขึ้นยังมีข้อบกพร่องอยู่ คือในส่วนของวงจรถ่ายคัปเปิลเลอร์ ซึ่งแบนด์ความถี่ต่ำค่าแอมพลิจูดของวงจรถ่ายคัปเปิลเลอร์เกิดความผิดพลาดขึ้นเมื่อเทียบกับผลการจำลองแบบวงจรถ่ายประมาณ 1 dB ทำให้ค่านอยส์ฟิกเกอร์ของวงจรถ่ายขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ที่แบนด์ความถี่ต่ำมีค่ามากขึ้น แนวทางการพัฒนาในอนาคตเพื่อปรับปรุงคุณสมบัติของวงจรถ่ายให้ดีขึ้นสามารถทำได้โดยการใช้วงจรถ่ายคัปเปิลเลอร์แบบ 3 dB ชนิดอื่นที่มีแบนด์วิดท์กว้างแทน เช่น ใช้โครงสร้างของวงจรถ่ายคัปเปิลเลอร์เป็นแบบ Lange

จากการทดลองและผลการทดลองในบทที่ 4 วงจรคัปเปิลบาลานซ์มิกเซอร์ที่สร้างขึ้นมีค่าคุณสมบัติต่างๆตามที่ต้องการ คือมีการการสูญเสียแปลงผัน และค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตที่ดีเหมาะสมสำหรับการนำวงจรถ่ายไปประยุกต์ใช้งานสำหรับเครื่องรับสถานีฐานระบบ WCDMA ได้ แต่วงจรถ่ายมิกเซอร์แบบดาวระดับ +13 dBm ยังมีข้อบกพร่องอยู่คือมีการสูญเสียแปลงผันที่สูงขึ้นที่ความถี่กลาง 600 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งเกิดจากค่าพาราซิติคของแพ็คเกจไดโอดที่ต่อแบบอนุกรมเนื่องจากการสร้างวงจรถ่ายใช้ซอร์สดีไอโอดเบอร์ HSMS-2810 ซึ่งเป็นแพ็คเกจแบบซิงเกิ้ล 2 ตัวมาต่ออนุกรมกัน ดังนั้นแนวทางการพัฒนาในอนาคตเพื่อปรับปรุงคุณสมบัติของวงจรถ่ายให้ดีขึ้นสามารถทำได้โดยการใช้ไดโอดที่ต่อแบบอนุกรมอยู่ในแพ็คเกจเดียวกันมาใช้แทนเพื่อลดค่าพาราซิติคที่เกิดจากแพ็คเกจไดโอดเช่น ซอร์สดีไอโอดเบอร์ HSMS-2812

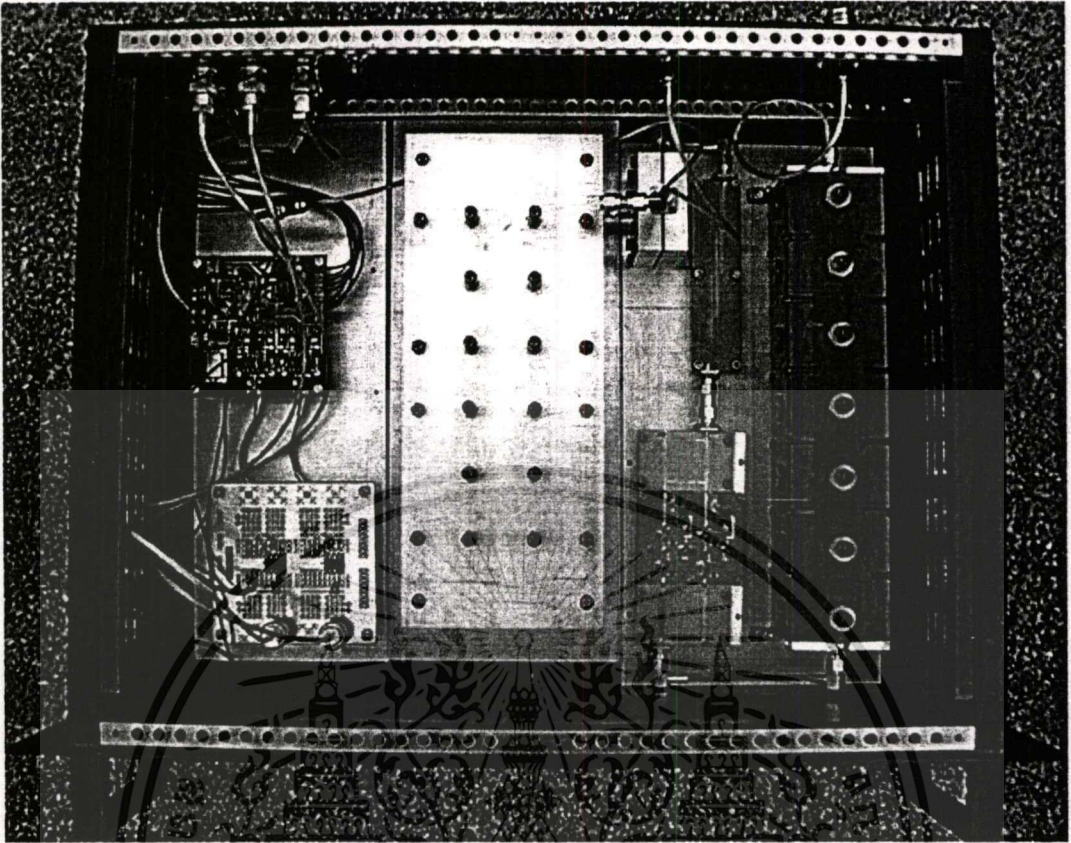
จากการทดลองและผลการทดลองในบทที่ 5 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบคอมบ์ไลน์ที่สร้างขึ้นมีค่าคุณสมบัติต่างๆตามที่ต้องการ คือมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกต่ำมาก มีค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ดีในช่วงแบนด์ความถี่ที่ต้องการใช้งาน รวมถึงมีค่าการตัดทิ้งของความถี่ที่ใช้ในด้านภาคส่งมีค่าสูง เหมาะสมสำหรับการนำวงจรไปประยุกต์ใช้งานสำหรับเครื่องรับสถานีฐานระบบ WCDMA ได้ แต่วงจรที่สร้างขึ้นยังมีข้อบกพร่องคือค่าแบนด์วิดท์ของวงจรที่วัดได้จริงมีค่ามากกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณ เนื่องจากเกิดการคับปลิงกันระหว่างเรโซเนเตอร์ตัวที่ไม่ได้อยู่ติดกันเพิ่มเข้ามาซึ่งไม่ได้รวมค่านี้อยู่ในการคำนวณ ทำให้ค่าการตัดทิ้งของความถี่ที่ใช้ในด้านภาคส่งมีค่าน้อยกว่าที่ควรจะเป็น แนวทางการพัฒนาในอนาคตเพื่อปรับปรุงคุณสมบัติของวงจรให้ดีขึ้นสามารถทำได้โดยการออกแบบเพื่อให้ค่าแบนด์วิดท์ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่มีค่าน้อยลงกว่าค่าที่ต้องการ เพื่อลดค่าแบนด์วิดท์ของวงจรที่วัดได้จริงลง

จากการทดลองและผลการทดลองในบทที่ 6 วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้แบบเซอร์เฟสเมตต์ที่สร้างขึ้น มีค่าคุณสมบัติต่างๆตามที่ต้องการ โดยวงจรสามารถกำเนิดสัญญาณในช่วงความถี่ที่ใช้งานได้ดี แต่วงจรที่สร้างขึ้นยังมีค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสไม่เพียงพอสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับสถานีฐานซึ่งต้องการ โลกอลออสซิลเลเตอร์ที่มีค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสต่ำกว่านี้ ดังนั้นในการนำไปประยุกต์ใช้งานจริงจึงจำเป็นต้องปรับปรุงค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสให้มีค่าดีขึ้น โดยอาจจะใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้โครงสร้างของวงจรเรโซเนเตอร์เป็นแบบ YIG แทนการใช้วาทเรกเตอร์ไดโอด ซึ่งสามารถให้ค่าของสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ต่ำเนื่องจากมีค่าตัวประกอบคุณภาพที่สูงมาก

จากการทดลองและผลการทดลองในบทที่ 7 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเกลียวที่สร้างขึ้นมีค่าคุณสมบัติต่างๆตามที่ต้องการ คือมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกต่ำซึ่งมีค่าที่ดีกว่าเมื่อเทียบกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบ SAW แบบทั่วไป และมีค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ดีในช่วงแบนด์ความถี่ที่ต้องการใช้งาน ถึงแม้ว่าวงจรที่สร้างขึ้นมาจะมีขนาดใหญ่แต่ไม่เป็นปัญหาสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับสถานีฐานเพราะไม่ต้องคำนึงถึงขนาดของวงจรเหมือนในกรณีที่น่าไปใช้งานในเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ แต่ในส่วนของวงจรคีมอดูเลตแบบ QPSK ที่สร้างขึ้นยังมีข้อบกพร่องอยู่คือเมื่อนำไปใช้กับระบบเครื่องรับทั้งหมด ค่าความไวที่วัดได้มีค่าประมาณ -85 dBm ซึ่งค่าความไวนี้ยังไม่ดีนักเมื่อเทียบกับค่าความไวของเครื่องรับที่ต้องการคือ -120 dBm ดังนั้นในการนำไปประยุกต์ใช้งานจริงจึงจำเป็นต้องปรับปรุงส่วนของวงจรคีมอดูเลตแบบ QPSK ให้มีค่าความไวดีขึ้น แนวทางการพัฒนาในอนาคตเพื่อปรับปรุงคุณสมบัติของวงจรให้ดีขึ้นสามารถทำได้โดยการออกแบบส่วนของวงจรคีมอดูเลตใหม่ โดยอาจจะเปลี่ยนโครงสร้างวงจรคีมอดูเลตเป็นแบบ DSP แทน

รูปที่ 8.1 แสดงรูปวงจรถ่ายรับทั้งหมดที่ประกอบเข้าด้วยกัน โดยใช้คอนเนคเตอร์และตัวปรับต่อแบบ SMA ในการต่อวงจรส่วนต่างๆเข้าด้วยกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.1 รูปวงจรเครื่องรับทั้งหมดที่ประกอบเข้าด้วยกัน

8.2 นอยส์ฟีกเกอร์ของเครื่องรับ

ค่านอยส์ฟีกเกอร์ของเครื่องรับสามารถหาได้จากการนำค่านอยส์ฟีกเกอร์ของแต่ละภาคมา คาสเตกกันดังสมการ (8.1) โดย NF_n เป็นค่านอยส์ฟีกเกอร์ของวงจรลำดับที่ n และ G_{pn} เป็นค่า อัตราขยายของวงจรลำดับที่ n รูปที่ 8.2 แสดงการคำนวณค่านอยส์ฟีกเกอร์และค่าอัตราขยาย ของวงจรภาคต่างๆ โดยสามารถคำนวณค่านอยส์ฟีกเกอร์คาสเตกได้ 2.54 dB และค่าอัตราขยายรวม เท่ากับ 52.95 dB ซึ่งมีค่าเพียงพอสำหรับการสูญเสียวิถี (path loss) ที่น้อยที่สุดดังสมการที่ 8.2 โดย สมมติให้ระยะน้อยสุดระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับอยู่ที่ 1 เมตร และไม่มีการสูญเสียเนื่องจาก ฎกบัง (shadow loss) เกิดขึ้น ซึ่งได้ค่าเท่ากับ 38.46 dB

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_{p1}} + \frac{NF_3 - 1}{G_{p1}G_{p2}} \dots \quad (8.1)$$

$$L = 10 \log \left[\frac{4\pi(2 \times 10^9)^2}{3 \times 10^8} \right]^2 = 38.46 \text{ dB} \quad (8.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NF (isolated)

0.4dB	1.3dB	4.3dB	7.6dB	4.25dB	3.0dB
-------	-------	-------	-------	--------	-------

Gain

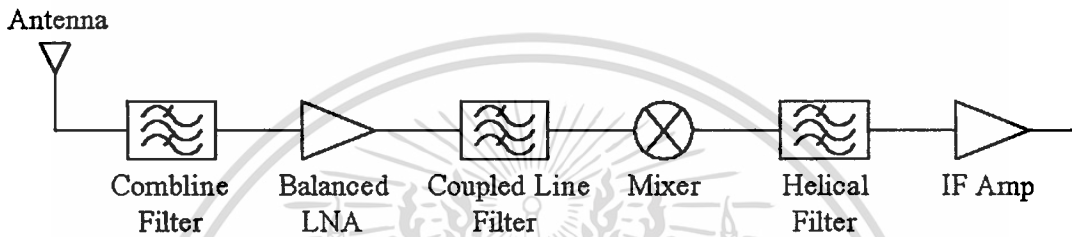
-0.4dB	24.5dB	-4.3dB	-7.6dB	-4.25dB	45dB
--------	--------	--------	--------	---------	------

Cumulative Gain

-0.4dB	24.1dB	19.8dB	12.2dB	7.95dB	52.95dB
--------	--------	--------	--------	--------	---------

NF Cascade

0.40dB	1.70dB	1.72dB	1.86dB	2.14dB	2.54dB
--------	--------	--------	--------	--------	--------



รูปที่ 8.2 การคำนวณนอยส์ฟีกเกอร์และอัตราขยายของเครื่องรับ

ช่วงสัญญาณของระบบ WCDMA มีค่าแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณเท่ากับ 5 เมกะเฮิร์ตซ์ ค่าความไวของเครื่องรับที่ต้องการ โดยทั่วไปคือ -120 dBm หรือดีกว่า [12] ความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณรบกวนทางอินพุตมีค่าเท่ากับ -174 dBm ค่ากำลังงานสัญญาณรบกวนที่อินพุตที่ถูกส่งผ่านไป จะมีค่าประมาณ

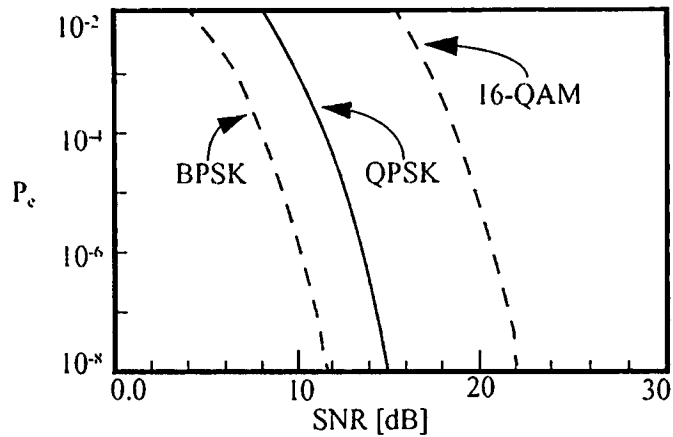
$$-174 \text{ dBm} + 10 \log 5\text{MHz} = -107 \text{ dBm} \tag{8.3}$$

จากรูปที่ 8.2 สามารถหาค่านอยส์ฟีกเกอร์ทั้งหมดได้ประมาณ 2.54 dB และจากรูปที่ 8.3 ที่แสดงค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณ QPSK จากรูปค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ 10^{-3} ซึ่งเป็นอัตราความผิดพลาดที่ใช้สำหรับการส่งสัญญาณเสียงพูด (สำหรับการใช้งานในการสื่อสารข้อมูลจะใช้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่มีค่าน้อยกว่านี้เช่นใช้ค่า 10^{-5}) [72] ในรูปแบบการมอดูเลตแบบ QPSK ต้องการค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 10.5 dB สามารถคำนวณหาค่าเอ็มดีเอสได้ดังสมการ

$$\text{mds(dBm)} = -174 \text{ dBm} + 10 \log \text{BW} + \text{NF} + \text{SNR} \tag{8.4}$$

$$\text{mds(dBm)} = -174 \text{ dBm} + 67 \text{ dB} + 2.54 \text{ dB} + 10.5 \text{ dB} = -93.96 \text{ dBm} \tag{8.5}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.3 ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณ QPSK [72]

8.2 สรุปคุณสมบัติของวงจรและเครื่องรับ

ตารางที่ 8.1 แสดงคุณสมบัติของวงจรที่สร้างขึ้นทั้งหมดในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

วงจร	คุณสมบัติของวงจร	การออกแบบ	ค่าที่วัดได้
วงจรคอมป์ไลน์ฟิลเตอร์	S_{21}	-1 dB	-0.4 dB
	S_{11}	< -15 dB	< -15 dB
	Rejection @2110 MHz	100 dB	104 dB
วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ	S_{21}	25 dB	24.5 dB
	S_{11}	< -15 dB	< -19 dB
	NF	1.7 dB	1.3 dB
	IIP3	0 dBm	0 dBm
วงจรไมโครสตริปฟิลเตอร์	S_{21}	-3 dB	-4.3 dB
	S_{11}	< -15 dB	< -10 dB
	Rejection @2110 MHz	38 dB	30 dB
วงจรมิกเซอร์	Conversion loss @190MHz	7.0 dB	7.6 dB
	LO-RF isolation	-	>20 dB
วงจรสังเคราะห์ความถี่	Phase Noise @10kHz offset	-110 dBc/Hz	-90 dBc/Hz
	Output power	-	6 dBm
วงจรฟิลเตอร์แบบเกลียว	S_{21}	-10 dB	-4.25 dB
	S_{11}	< -15 dB	< -10 dB
	Rejection @5 MHz offset	32 dB	45 dB
วงจรตีมอดูเลต QPSK	Sensitivity	-	-85 dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เขียนขึ้นเพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 8.2 คุณสมบัติรวมของเครื่องรับ

คุณสมบัติของเครื่องรับ	ค่าที่ได้
Gain	52.95 dB
Cascade NF	2.54 dB
mds	-93.96 dBm
Channel Selectivity	45 dB
Supply Voltage	+5, +15, -5 V
Size	43 × 34 cm

จากตารางที่ 8.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ของส่วนต่างๆที่ของวงจรเครื่องรับ โดยเปรียบเทียบระหว่างค่าที่ใช้ในการออกแบบและค่าที่ได้จากการวัดจริง จากผลการทดลองค่าที่วัดได้มีความสอดคล้องกับค่าที่ต้องการออกแบบ ยกเว้นวงจรไมโครสตริปฟิลเตอร์ซึ่งมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกและค่าการตัดทิ้งน้อยกว่าค่าที่ต้องการออกแบบ และส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ยังมีค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสไม่ดีพอ ดังที่กล่าวมาแล้วด้านต้น ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าวงจรต่างๆในวงจรส่วนหน้าของระบบเครื่องรับส่วนใหญ่ที่สร้างขึ้น มีคุณสมบัติเพียงพอสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับสถานีฐานในระบบ WCDMA ได้ และตารางที่ 8.2 แสดงคุณสมบัติรวมของเครื่องรับ ซึ่งเป็นค่าที่ได้จากการคำนวณและการวัด

จากผลการทดลองทั้งหมดที่ผ่านมาจะเห็นว่าปัญหาต่างๆที่เกิดขึ้นมีแนวโน้มว่าสามารถปรับปรุงแก้ไขให้ดีขึ้นได้ โดยจำเป็นต้องใช้เวลาและเงินทุนในการวิจัยและพัฒนาให้ดีขึ้นอีกต่อไป ดังนั้นผู้วิจัยจึงหวังเป็นอย่างยิ่งว่าวงจรต้นแบบของวงจรส่วนหน้าสำหรับเครื่องรับสถานีฐานระบบ WCDMA นี้จะเป็นจุดเริ่มต้นในการพัฒนาเทคโนโลยีขึ้นมาใช้เองภายในประเทศในอนาคต

เอกสารอ้างอิง

- [1] M. H. Callendar, "International Mobile Telecommunications – 2000 Standard Efforts of the ITU," IEEE Personal Communications, vol. 4, no. 4, pp. 6-7, Aug. 1997.
- [2] A. Sasaki, M. Yabusaki and S. Inada, "The Current Situation of IMT-2000 Standardization Activities in Japan," IEE Communications Magazine, vol. 36, no. 9, pp. 145-153, Sep. 1998.
- [3] R. Prasad and T. Ojanpera, "An Overview of CDMA Evolution toward Wideband CDMA," IEEE Communications Surveys, 1998, pp. 2-29.
- [4] A. Dornan, "The Essential Guide to Wireless Communications Applications, From Cellular Systems to WAP and M-Commerce," Prentice Hall, New York, Dec. 2000.
- [5] M. W. Oliphant, "The Mobile Phone Meets the Internet," IEEE Spectrum, pp. 20-28, Aug. 1999.
- [6] R. Prasad, "CDMA for Wireless Personal Communications," Artech House, Norwood MA, 1996.
- [7] W. Thomann, J. Fenk, R. Hagelauer and R. Weigel, "Fully Integrated W-CDMA IF Receiver and IF Transmitter Including IF Synthesizer and On-Chip VCO for UMTS Mobiles," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 36, no. 9, pp. 1407-1419, Sep. 2001.
- [8] E. H. Dinan and B. Jabbari, "Spreading Codes for Direct Sequence CDMA and Wideband CDMA Cellular Networks," IEEE Communications Magazine, vol. 36, no. 9, pp. 48-54, Sep. 1998.
- [9] E. Dahlman, B. Gudmundson, M. Nilsson and J. Skold, "UMTS/IMT-2000 Based on Wideband CDMA," IEEE Communications Magazine, vol. 36, no. 9, pp. 70-80, Sep. 1998.
- [10] T. S. G. R. A. Networks, "UE Radio Transmission and Reception (FDD)," Tech. Rep. TS 25.101 v3.5.0, 3rd Generation Partnership Project, Dec 2000.
- [11] Technical Liaison Group, "Design Requirements for the Technical Framework for 2 GHz IMT-2000 Bands," Australian Communications Authority, Aug. 2000.
- [12] H. Sato, et al. "A 1.9 GHz Single-Chip IF Transceiver for Digital Cordless Phones," Int. Solid-State Circuits Conference, pp. 342-343, Feb. 1997.
- [13] Murata Electronics North America Inc, <http://www.murata.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

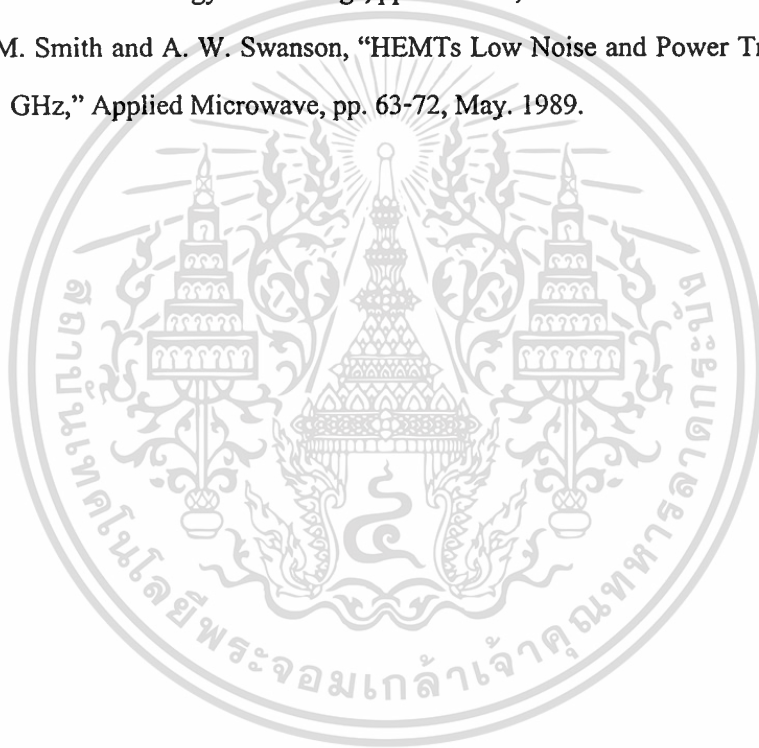
- [14] P. R. Gray and R. G. Meyer, "Analysis and Design of Analog Integrated Circuits," John Wiley, New York, 1993.
- [15] T. H. Lee, "The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits," Cambridge University Press, 1998.
- [16] S. A. Mass, "Nonlinear Microwave Circuits," Artech House, Inc., 1988.
- [17] D. M. Pozar, "Microwave Engineering," John Wiley & Sons, Second Edition, 1998.
- [18] A. Rofogaran et al., "A Single-Chip 90-MHz Spread-Spectrum Wireless Transceiver in 1- μ m CMOS – Part II: Receiver Design," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 33, pp. 535-547, Apr. 1998.
- [19] H. S. Shin, J. H. Park, J. H. Kim and H. J. Yoo, "System-Level Performance Analysis and Design of RF Receiver for W-CDMA User Equipment," IEEE MTT-S, Int. Microwave Symp. Dig., pp. 319-322, 2002.
- [20] O. K. Jensen, et al., "RF Receivers Requirements for 3G W-CDMA Mobile Equipment," Microwave Journal, vol.43, pp. 22-46, Feb. 2000.
- [21] M. Gillick, I. D. Robertson and J. S. Joshi, "Coplanar Waveguide Two-stage Balanced MMIC Amplifier Using Impedance-transforming Lumped-distributed Branchline Couplers," IEE Proceedings Microwave Antenna Propagation, vol. 141, pp. 241-245, Aug. 1994.
- [22] D. D. Henkes, "LNA Design uses Series-feedback to Achieve Simultaneous Low Input VSWR and Low Noise," Applied Microwave & Wireless, pp. 79-81, Oct. 1998.
- [23] B. K. Ko and K. Lee, "A Comparative Study on the Various Monolithic Low Noise Amplifier Circuit Topologies for RF and Microwave Applications," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 31, no.8, pp. 1220-1225, Aug. 1996.
- [24] D. K. Shaeffer and T. H. Lee, "A 1.5-V, 1.5-GHz CMOS Low Noise Amplifier," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 32, no.5, pp. 745-759, May. 1997.
- [25] R. Myer and W. Mack, "A 1-GHz BiCMOS RF Front-End IC," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 29, no. 3, pp. 350-355, May. 1994.
- [26] G. D. Vendelin, A. M. Pavio and U. L. Rohde, "Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques," A Wiley Interscience Publication, 1990.
- [27] 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, pp. 42-47, Jan. 1999.

- [28] V. M. T. Lam, C. R. Poole and P. C. L. Yip, "Exact Noise Figure of a Noisy Two-port with Feedback," IEE Proceedings G Circuits Devices and Systems, vol. 139, pp. 473-476, Aug. 1992.
- [29] A. R. Kerr, "On the Noise Properties of Balanced Amplifiers," IEEE Microwave and Guide Wave Letters, vol. 8, no. 11, pp. 390-392, Nov. 1998.
- [30] B. C. Henderson, "Mixer in Microwave Systems," WJ Tech-Note, 2001.
- [31] Y. I. Ryu, K. W. Kobayashi and A. K. Oki, "A Monolithic Broadband Doubly Balanced EHF HBT Star Mixer with Novel Microstrip Balun," IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, 1995, pp. 155-158.
- [32] J. Staudinger and M. Friesen, "Fully Integrated Double Balanced MMIC Mixer Using a Star Arrangement of Diodes for Extended IF Performance," IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, 1992, pp. 1163-1166.
- [33] S. A. Mass and K.W. Chang, "A Broadband, Planar, Doubly Balanced Monolithic Ka-Band Diode Mixer," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 41, Dec. 1993, pp. 2330-2335.
- [34] S. Basu and S. A. Maas, "Design and Performance of a Planar Star Mixer," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 41, Nov. 1993, pp. 2028-2030.
- [35] C. J. Trantanella, "Ultra-small MMIC Mixers for K- and Ka- band Communications," IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, 2000, pp. 647-650.
- [36] C. Chang, C. Tang and D. Niu, "Ultra-Broad-Band Doubly Balanced Star Mixers Using Planar Mow's Hybrid Junction," IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 49, Jun. 2001, pp. 1077-1085.
- [37] G. C. Liang, D. Zhang, C. F. Shih, M. E. Johansson, and R. S. Withers, "High-Power High-Temperature Superconducting Microstrip Filters for Cellular Base-Station Applications," IEEE Trans. Applied Superconductivity, vol. 5, pp. 2652-2655, Jun. 1995.
- [38] G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures," Artech House, Norwood, MA, 1980.
- [39] H. W. Yao, K. A. Zaki, A. E. Atia and R. Hershtig, "Full Wave Modeling of Conducting Posts in Rectangular Waveguides and Its Applications to Slot Coupled Combine Filters," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 43, pp. 2824-2830, Dec. 1995.

- [40] Y. Rong and K. A. Zaki, "Full-wave Analysis of Couplings Between Cylindrical Compline Resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, pp. 1721-1729, Sep. 1999.
- [41] R. Levy, "Determination of Simple Equivalent Circuits of Interacting Discontinuities in Waveguides or Transmission Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, pp. 1712-1416, Oct. 2000.
- [42] J. Rubio, J. Garcia and J. Zapata, "A 3-D FEM Based Segmentation Method for the Full-Wave Analysis of Passive Microwaves Circuits," *Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, vol. 1, pp. 480-482, 1999.
- [43] G. Fedi, S. Manetti, G. Pelosi and S. Selleri, "Design of Cylindrical Posts in Rectangular Waveguide by Neural Network Approach," *Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, vol. 3, pp. 1054-1057, 2000.
- [44] A. Abdelmonem, J. F. Liang, H. W. Yao and K. A. Zaki, "Spurious Free D.R. TE Mode Band Pass Filter," *IEEE MTT-S, Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 735-738, 1994.
- [45] R. Mongia, I. Bahl and P. Bhartia, "RF and Microwave Coupled-Line Circuits," Artech House, Norwood, MA, 1999.
- [46] H. W. Yao, C. Wang and K. A. Zaki, "Modeling Conducting Posts in Rectangular Waveguides for Filter Applications," *IEEE MTT-S, Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1566-1569, 1995.
- [47] R. Levy, H. W. Yao and K. A. Zaki, "Transitional Compline/Evanescence-Mode Microwave Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, pp. 2094-2099, Dec. 1997.
- [48] R. Levy, H. W. Yao and K. A. Zaki, "Authors's reply," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, pp. 1347, Sep. 1998.
- [49] M. E. Sabbagh, K. A. Zaki, M. Yu, "Non Adjacent Resonators Effects on Coupling and Resonant Fréquency in Compline Filters," *IEEE MTT-S, Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 1313-1316, May 2001.
- [50] M. E. Sabbagh, K. A. Zaki, H. W. Yao and M. Yu, "Full-wave Analysis of Coupling Between Compline Resonators and Its Application to Compline Filters With Canonical Configurations," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, pp. 2384-2393, Dec. 2001.
- [51] T. Kawahashi and T. Kuroda, "High-frequency Filter," *US. Patent*, 3,496,498, Feb. 1970.

- [52] J. B. Ness, "A Unified Approach to the Design, Measurement and Tuning of Coupled Resonator Filters," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 46, pp. 343-351, Apr. 1998.
- [53] I. Shapir, V. A. Sharir and D. G. Swanson, "TEM Modeling of Parasitic Bandwidth Expansion in Compline Filters," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 47, pp. 1664-1669, Sep. 1999.
- [54] U. L. Rohde "Feedback Technique Improves Oscillator Phase Noise," Microwave&RF, Nov. 1998, pp. 60-70.
- [55] U. L. Rohde "Oscillator Basics and Low-Noise Techniques for Microwave Oscillators and VCOs," The European Gallium Arsenide and Related III-V Compounds Application Symposium [GAAS99], Oct. 1999.
- [56] G. D. Vendelin, A. M. Pavio, and U. L. Rohde "Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Technique," New York, John Wiley. 1990.
- [57] G. D. Vendelin. "Design of amplifier and oscillators by the S-parameter method," New York, John Wiley. 1982.
- [58] D.B. Leeson, "A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum," Proceedings of the IEEE, 1966, pp. 329-330.
- [59] Frank Baberg, "Low-Noise VCOs: Key Components for Base Stations," Microwave&RF, vol. 12, No. 5, June 2000, pp. 72-82.
- [60] Gary A. Breed, "A Brief Review of Noise Measurements and Parameters," Microwave&RF, vol. 12, no. 9, 2000, pp. 72-74.
- [61] "Silicon-Bipolar IC Facilitates VCO Design," Application Note, Maxim.
- [62] "Reducing power supply noise in VCO's," Application Note, Minicircuits.
- [63] "1/f Noise Characteristics Influencing Phase Noise," Application Note AN1026, California Eastern Laboratories.
- [64] V. Manassewitsch, "Frequency Synthesizer theory and Design," Third Ed., John Wiley and Sons, 1987.
- [65] D. H. Wolaver, "Phase-Locked Loop Circuit Design," Prentice Hall, 1991.
- [66] "MC145152-2," Motorola Semiconductor Technical Data.
- [67] G. Nash "Phase-Locked Loop Design Fundamentals," Application Note AN535, Motorola.

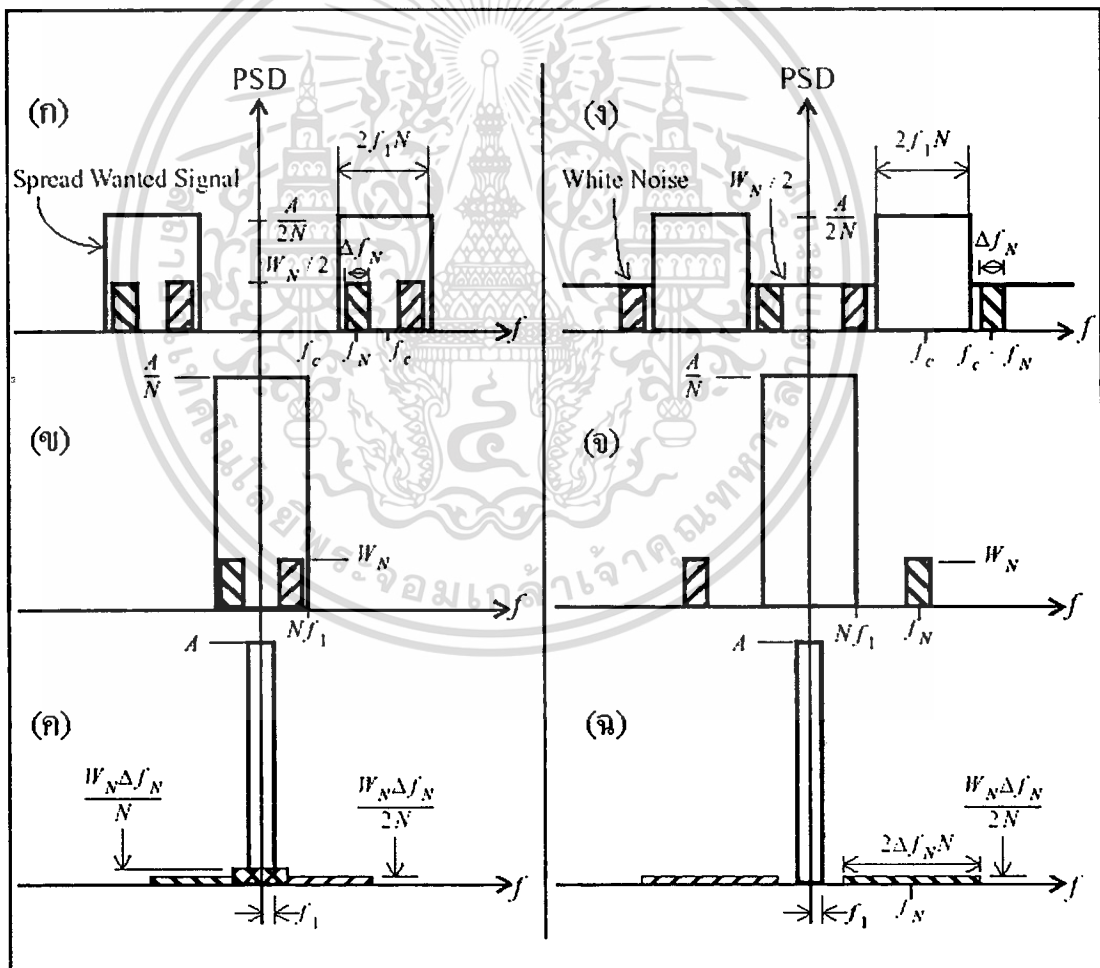
- [68] G. Fischerauer, T. Ebner, P. Kruck, K. Morozumi, R. Thomas and M. Pitschi, "SAW Filter Solutions to the Needs of 3G Cellular Phones," IEEE MTT-S, Int. Microwave Symp. Dig., pp. 351-354, May 2001.
- [69] P. Vizmuller, "Filters with Helical and Folded Helical Resonators," Artech House, Norwood, MA, 1987.
- [70] A. I. Zverev, "Handbook of Filter Synthesis," Wiley & Sons, New York, 1976.
- [71] J. G. Proakis, "Digital Communications," McGraw Hill, 1995.
- [72] B. Ni, Q. Wang, J. Qian and K. Gong, "Design Study for Base Station Transceiver of Wideband CDMA System," International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings, pp. 235-238, 2000.
- [73] P. M. Smith and A. W. Swanson, "HEMTs Low Noise and Power Transistors for 1 to 100 GHz," Applied Microwave, pp. 63-72, May. 1989.



ภาคผนวก ก.

ผลของแบนด์วิดท์สัญญาณรบกวนต่อระบบ CDMA

ความเข้าใจเกี่ยวกับระบบสัญญาณรบกวนของระบบ CDMA ในตอนแรกอาจมองระบบการกระจายสเปกตรัมว่าเป็นตัวทำให้ระบบมีสัญญาณรบกวนมากขึ้น เนื่องจากมันกระจายสเปกตรัมออกเป็นแบนด์กว้างซึ่งจะทำให้รับสัญญาณรบกวนเข้ามามากขึ้นเท่ากับค่าอัตราขยายประมวลผล (processing gain) แต่ระบบการกระจายสเปกตรัมต้องการตัวสหสัมพันธ์ (correlator) ซึ่งตัวสหสัมพันธ์ที่มีประสิทธิภาพจะเป็นตัวอินทิเกรตที่มีฟังก์ชันการส่งผ่าน $1/s$ ซึ่งเป็นฟังก์ชันการส่งผ่านเดียวกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ตัวสหสัมพันธ์จะทำให้ค่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณรบกวนมีค่าน้อยลงเท่ากับอัตราขยายของการกระจายสเปกตรัม ดังแสดงให้เห็นในรูปที่ ก.1



รูปที่ ก.1 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนต่อระบบ CDMA

จากรูปที่ ก.1(ก-ค) เป็นผลของสัญญาณรบกวนภายในแบนด์ต่อระบบ CDMA โดยการ

พิจารณาส่วนของสัญญาณรบกวนเล็ก ๆ Δf_N ก่อนที่จะถูกตียอดจุดดังที่แสดงในรูปที่ ก.1(ก)

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณและสัญญาณรบกวนจะถูกตีมูลค่าแตกต่างกันไปที่สัญญาณเบสแบนด์ดังที่แสดงในรูปที่ ก.1(ข) หลังจากการกระจายสัญญาณกลับคืน ส่วนของสัญญาณรบกวน Δf_N ซึ่งถูกกระจายสเปกตรัมไปแล้ว เมื่อพิจารณาค่าแบนด์วิดท์ที่สนใจ f_i ในรูปที่ ก.1(ค) จะมีส่วนของสัญญาณรบกวน $2Nf_i/\Delta f_N$ ของแบนด์วิดท์ Δf_N กำลังงานสัญญาณรบกวนทั้งหมดที่มาจากส่วนของสัญญาณรบกวนนี้จะเป็น

$$\frac{1Nf_i}{\Delta f_N} \cdot \frac{W_N \Delta f_N}{N} = 2f_i W_N \quad (\text{ก.1})$$

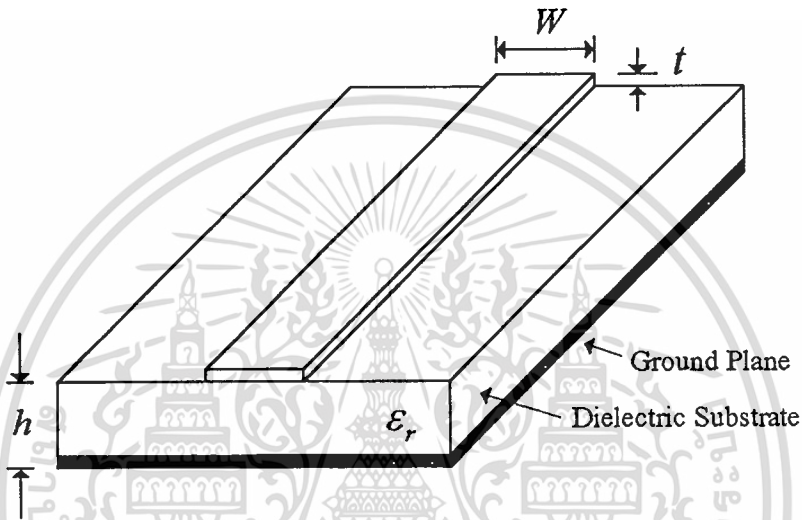
รูปที่ ก.1 (ง-ฉ) แสดงส่วนของสัญญาณรบกวนนอกแบนด์ ส่วนของสัญญาณรบกวนจะถูกตีมูลค่าและถูกกระจายอยู่นอกแบนด์วิดท์ที่สนใจ ซึ่งจะไม่นำมาคิดเป็นกำลังงานสัญญาณรบกวน ดังนั้นสัญญาณรบกวนทั้งหมดที่รวมเข้าไปในระบบ CDMA จะเป็น $2f_i W_N$ ซึ่งค่าที่ได้มีค่าเท่ากับสัญญาณรบกวนที่เกิดจากระบบแบบไม่มีการกระจายสเปกตรัม ดังนั้นระบบแบบ CDMA จึงไม่ได้รับสัญญาณรบกวนแบนด์กว้างเพิ่มขึ้น



ภาคผนวก ข.

สายส่งไมโครสตริป

โครงสร้างแบบทั่วไปของไมโครสตริปแสดงดังรูปที่ ข.1 เส้นตัวนำมีความกว้าง W และความหนา t อยู่ด้านบนของวัสดุฐานรองที่มีค่าคงที่ทางไดอิเล็กตริก ϵ_r และความหนา h ส่วนด้านล่างของวัสดุฐานรองเป็นระนาบกราวด์



รูปที่ ข.1 โครงสร้างแบบทั่วไปของไมโครสตริป

ข.1 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของไมโครสตริป

คุณลักษณะของสายส่ง ไมโครสตริป สามารถอธิบายได้โดยค่าพารามิเตอร์ 2 ตัว คือ ค่าคงที่ทางไดอิเล็กตริก ϵ_r และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_c โดยกำหนดให้โหมดการแพร่กระจายคลื่นในไมโครสตริปเป็นแบบ TEM สามารถประมาณค่าอัตราส่วน W/h (ไม่รวมผลของความหนาของไมโครสตริป t) ในเทอมของ Z_c และ ϵ_r ได้จากวิธีของ Wheeler และ Hammerstad [38] ได้ดังสมการ

สำหรับ $W/h \leq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (\text{ข.1})$$

$$A = \frac{Z_c}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\} \quad (\text{ข.2})$$

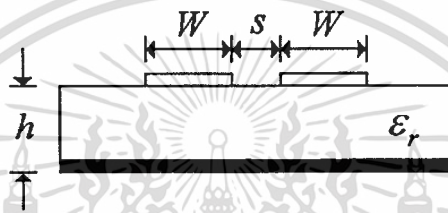
สำหรับ $W/h \geq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B-1) - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (\text{ข.3})$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{ข.4})$$

ข.2 ไมโครสตริปที่มีการเชื่อมต่อระหว่างกัน

เส้นไมโครสตริปที่มีการเชื่อมต่อระหว่างกันมักจะนำไปใช้สร้างวงจรกรอดความถี่แบบไมโครสตริป รูปที่ ข.2 แสดงหน้าตัดของเส้นไมโครสตริปที่มีการเชื่อมต่อระหว่างกัน โดยที่ W เป็นความกว้างของเส้นไมโครสตริป 2 เส้นที่ขนานกัน มีระยะห่างเท่ากับ s



รูปที่ ข.2 หน้าตัดของเส้นไมโครสตริปที่มีการเชื่อมต่อระหว่างกัน

การประมาณค่าอัตราส่วนของไมโครสตริป W/h และ s/h จะพิจารณาจากอัตราส่วนสมมูลของไมโครสตริป $(W/h)_s$ ซึ่งหาได้จาก $Z_{0se} = Z_{0e}/2$ และ $Z_{0so} = Z_{0o}/2$ ซึ่งนำไปคำนวณตามวิธีข้างต้นก็จะได้อัตราส่วน $(W/h)_{se}$ และ $(W/h)_{so}$ และนำมาคำนวณตามสมการต่อไปนีเพื่อหาอัตราส่วน W/h และ s/h ออกมาโดยใช้สมการต่อไปนี

$$\left(\frac{W}{h} \right)_{se} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{2d-g+1}{g+1} \right) \quad (\text{ข.5})$$

สำหรับค่า $\epsilon_r \leq 6$

$$\left(\frac{W}{h} \right)_{so} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{2d-g-1}{g-1} \right) + \frac{4}{\pi(1+\epsilon_r/2)} \cosh^{-1} \left(1 + 2 \frac{W/h}{s/h} \right) \quad (\text{ข.6})$$

สำหรับค่า $\epsilon_r \geq 6$

$$\left(\frac{W}{h} \right)_{so} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{2d-g-1}{g-1} \right) + \frac{1}{\pi} \cosh^{-1} \left(1 + 2 \frac{W/h}{s/h} \right) \quad (\text{ข.7})$$

$$\text{โดยที่ } g = \cosh \left(\frac{\pi s}{2h} \right) \text{ และ } d = \cosh \left(\pi \frac{W}{h} + \frac{\pi s}{2h} \right)$$

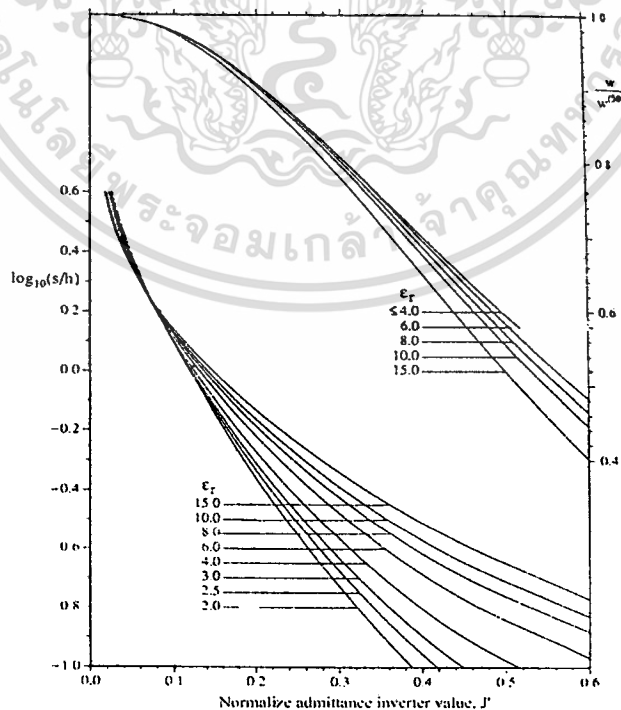
ซึ่งสมการ (ข.5) และ (ข.6) หรือ (ข.7) จะถูกแก้ไปพร้อมกันแล้วแต่ค่าสภาพยอมของวัสดุฐานรองที่ใช้ การประมาณค่าโดยการตัดทอนที่สองของสมการ (ข.6) และ (ข.7) ที่จะได้สมการ

$$\frac{s}{h} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left[\frac{\cosh \left\{ (\pi/2)(W/h)_{se} \right\} + \cosh \left\{ (\pi/2)(W/h)_{so} \right\} - 2}{\cosh \left\{ (\pi/2)(W/h)_{so} \right\} - \cosh \left\{ (\pi/2)(W/h)_{se} \right\}} \right] \quad (\text{ข.8})$$

เมื่อได้ค่า s/h ออกมาแล้วใช้กระบวนการทำซ้ำโดยแทนค่ากลับลงไปในสมการที่ (ข.5) เพื่อแก้สมการหาค่าอัตราส่วน W/h และ s/h ออกมาแล้วเปลี่ยนแปลงค่า s/h (เพิ่มขึ้นหรือลดลง) แล้วแทนกลับลงไปในสมการใหม่ ทำซ้ำไปเรื่อยๆจนได้ค่าที่ถูกต้องออกมา สำหรับค่าความยาวคลื่นของไมโครสตริปสามารถหาได้จากสมการ

$$\lambda_g = \frac{300}{F \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{ข.9})$$

นอกจากการคำนวณตามขั้นตอนที่ได้กล่าวมาแล้วยังสามารถออกแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่โดยใช้กราฟตามรูปที่ ข.3 ซึ่งเป็นกราฟที่แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของค่าแอดมิทแตนซ์อินเวอร์เตอร์เทียบกับ $\log_{10}(s/h)$ และเทียบกับ (W/W_{50}) ที่ค่า ϵ_r ต่างๆกัน ซึ่งช่วยให้การออกแบบสะดวกขึ้น



รูปที่ ข.3 กราฟแสดงค่าอิมพีแดนซ์ของค่าแอดมิทแตนซ์อินเวอร์เตอร์เทียบกับ $\log_{10}(s/h)$

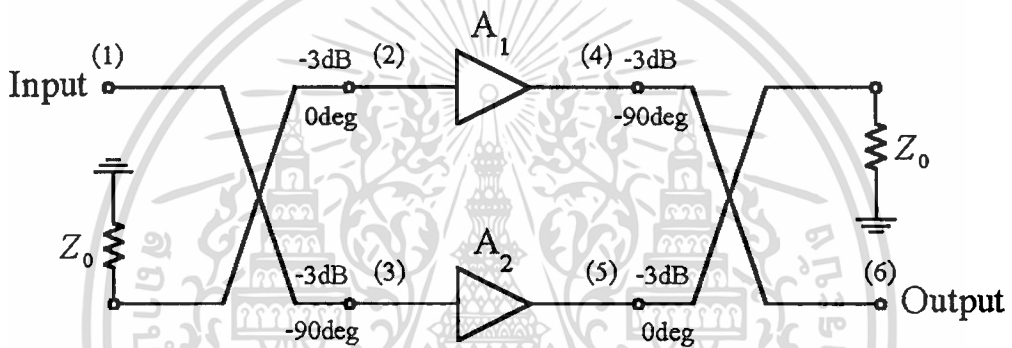
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค.

วงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์

รูปที่ ค.1 แสดงวงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ ในการทำงานกำลังงานทางอินพุตถูกแบ่งออกโดยคัปเปิลอร์ทางอินพุตแล้วเข้าสู่วงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำที่เหมือนกัน 2 วงจร ส่วนกำลังงานเอาต์พุตของวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำทั้ง 2 วงจรจะถูกรวมเข้าด้วยกันโดยคัปเปิลอร์ทางเอาต์พุต ในการวิเคราะห์ห้กำหนดให้วงจรรคัปเปิลอร์ทางอินพุตและเอาต์พุตเหมือนกันทุกประการ โดยให้วงจรรคัปเปิลอร์แมตซ์ และมีการแบ่งกำลังงานที่เอาต์พุตพอร์ตเท่ากันพอดี และมีความต่างเฟสระหว่างพอร์ตเอาต์พุตเท่ากับ 90 องศา การแบ่งกำลังงานอินพุตแทนด้วย S เมตริกซ์



รูปที่ ค.1 วงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์

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

พอร์ต 2 และ 3 ต่ออยู่กับอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรรขยาย A_1 และ A_2 ค่า S เมตริกซ์ของวงจรรขยายตัวบนและตัวล่างคือ

$$(S_t) = \begin{pmatrix} S_{11t} & S_{12t} \\ S_{21t} & S_{22t} \end{pmatrix} \quad (S_b) = \begin{pmatrix} S_{11b} & S_{12b} \\ S_{21b} & S_{22b} \end{pmatrix} \quad (\text{ค.2})$$

สำหรับวงจรรขยายตัวบน A_1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

สำหรับวงจรมหาตัวล่าง A_2

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

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

เอาต์พุตของวงจรมหาตัวบนคือ

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

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

และ

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

$$b_5 = \frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L b_6 = j b_4 \quad (\text{ก.10})$$

แทนค่าสมการที่ (ก.7) และ (ก.8) ลงในสมการที่ (ก.9) และ (ก.10) จะได้

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

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

$$b_5 = \frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L b_6 = \frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L \left(-j \frac{\sqrt{2}}{2} a_4 + \frac{\sqrt{2}}{2} a_5 \right) \quad (\text{ก.12})$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$b_4 = \frac{-\frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L (S_{21r} + S_{21b})}{2 + S_{22r} - S_{22b}} \quad (\text{ค.13})$$

$$b_5 = \frac{-j \frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L (S_{21r} + S_{21b})}{2 + S_{22r} - S_{22b}} \quad (\text{ค.14})$$

ซึ่งสามารถแทนค่ากลับลงในสมการ a_4 และ a_5 เมื่อกำหนดให้วงจรขยายทั้ง 2 วงจรเหมือนกันทุกประการจะได้

$$b_4 = -\frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L S_{21} a_1 \quad (\text{ค.15})$$

$$b_5 = -j \frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L S_{21} a_1 \quad (\text{ค.16})$$

$$a_4 = \frac{\sqrt{2}}{2} S_{21} a_1 - S_{22} \frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L S_{21} a_1 = \frac{\sqrt{2}}{2} S_{21} a_1 (1 - \Gamma_L S_{22}) \quad (\text{ค.17})$$

$$a_5 = -j \frac{\sqrt{2}}{2} S_{21} a_1 - j S_{22} \frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L S_{21} a_1 = -j \frac{\sqrt{2}}{2} S_{21} a_1 (1 + \Gamma_L S_{22}) \quad (\text{ค.18})$$

ซึ่งสามารถคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนด้านเอาต์พุตของวงจรขยายได้

$$\Gamma_4 = \frac{b_4}{a_4} = \frac{-\Gamma_L}{(1 - S_{22} \Gamma_L)} \quad (\text{ค.19})$$

$$\Gamma_5 = \frac{b_5}{a_5} = \frac{+\Gamma_L}{(1 + S_{22} \Gamma_L)} \quad (\text{ค.20})$$

ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางด้านอินพุตของวงจรคัปเปิลอร์คือ

$$\begin{aligned} \Gamma_{in} &= \frac{b_1}{a_1} = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{a_2 - j a_3}{a_1} \quad (\text{ค.21}) \\ &= \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{S_{11r} \frac{\sqrt{2}}{2} a_1 + S_{12r} \frac{-\frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L (S_{21r} + S_{21b})}{2 + S_{22r} - S_{22b}} a_1}{a_1} \\ &\quad - j \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{-j S_{11b} \frac{\sqrt{2}}{2} a_1 + S_{12b} \frac{-j \frac{\sqrt{2}}{2} \Gamma_L (S_{21r} + S_{21b})}{2 + S_{22r} - S_{22b}} a_1}{a_1} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

เมื่อวงจรขยายทั้ง 2 วงจรเหมือนกันทุกประการจะได้

$$\Gamma_{in} = -S_{12} S_{21} \Gamma_L \quad (\text{ค.22})$$

โดยวิธีการเดียวกันสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนทางเอาต์พุตของวงจรขยายได้

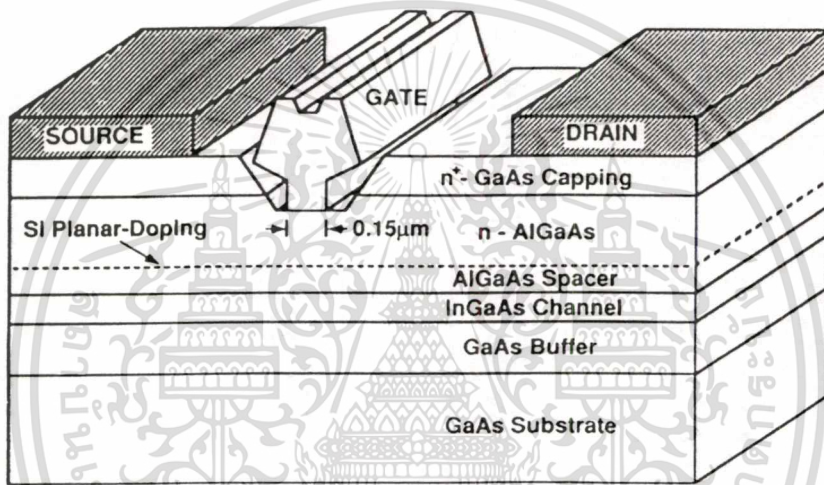
$$\Gamma_{out} = -S_{12} S_{21} \Gamma_S \quad (\text{ค.23})$$



ภาคผนวก ง.

เทคโนโลยีของ PHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor)

ทรานซิสเตอร์แบบ HEMT เมื่อเทียบกับทรานซิสเตอร์แบบ GaAs MESFET แล้วจะมีชั้นของความไม่ต่อเนื่องระหว่างสารกึ่งตัวนำเกิดขึ้น โดยจะอยู่ระหว่างชั้นของ AlGaAs และชั้นของ GaAs ที่ไม่มีการโคปสารกึ่งตัวนำ ทำให้เกิดเป็นโครงสร้างรอยต่อแบบวิวิธพันธุ์ (heterojunction) ขึ้นมา ทำให้ HEMT มีค่าออยส์ฟิสิกเกอร์ต่ำกว่าและมีค่าอัตราขยายสูงกว่า[73] รูปที่ ง.1 แสดงหน้าตัดขวางของโครงสร้างแบบ PHEMT



รูปที่ ง.1 หน้าตัดขวางของโครงสร้างแบบ PHEMT

โครงสร้างของ HEMT แบบทั่วไปโครงสร้างรอยต่อแบบวิวิธพันธุ์ ประกอบด้วยชั้นของ AlGaAs และ GaAs ส่วนโครงสร้างของ PHEMT โครงสร้างรอยต่อแบบวิวิธพันธุ์ประกอบด้วยชั้นของ InGaAs, AlGaAs และ GaAs ตารางที่ ง.1 แสดงการเปรียบเทียบคุณสมบัติของ HEMT แบบต่างๆ

ตารางที่ ง.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของ HEMT แบบต่างๆ

ชนิดของ HEMT	อายุการใช้งาน	คุณสมบัติ	การใช้งาน
Conversional (AlGaAs/GaAs)	6 ปี	Good NF	1-60 GHz
Pseudomorphic (InGaAs/AlGaAs)	3 ปี	Better NF	1-100 GHz
InP-Based	1 ปี	Best NF	1-100 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

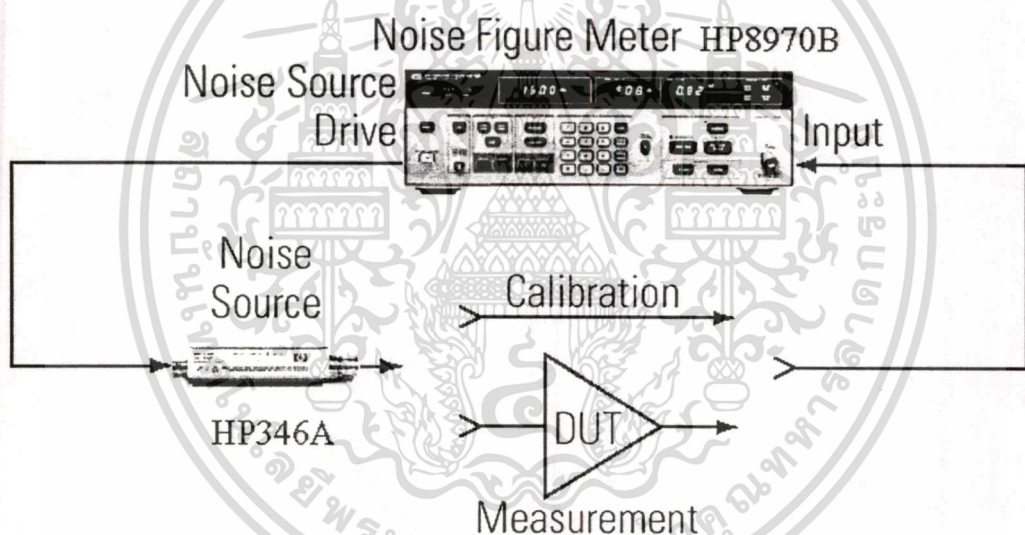
ภาคผนวก จ.

วิธีวัดค่านอยส์ฟิกเกอร์

รูปที่ จ.1 แสดงวิธีการวัดค่านอยส์ฟิกเกอร์ โดยประกอบด้วยแหล่งกำเนิดนอยส์ HP346C และนอยส์ฟิกเกอร์มิเตอร์ HP8970B

ขั้นตอนการวัดค่านอยส์ฟิกเกอร์

1. ต่อแหล่งกำเนิดนอยส์ HP346C เข้ากับนอยส์ฟิกเกอร์มิเตอร์ HP8970B ดังรูปที่ จ.1 เพื่อปรับเทียบ (calibration) ค่า ENR (Excess Noise Ratio) ที่ความถี่ที่ต้องการวัด
2. ใช้แหล่งกำเนิดนอยส์เป็นอินพุตของวงจรรขยายดังรูป และต่อเอาต์พุตของวงจรรขยายเข้ากับอินพุตของนอยส์ฟิกเกอร์มิเตอร์
3. อ่านค่านอยส์ฟิกเกอร์และอัตราขยายที่ความถี่ที่ได้กำหนดไว้



รูปที่ จ.1 การวัดค่านอยส์ฟิกเกอร์

ประวัติผู้เขียน

นายคณภูมิ พูลทรัพย์ เกิดเมื่อวันที่ 8 สิงหาคม พ.ศ. 2521 ที่จังหวัดนนทบุรี สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังในปีการศึกษา 2541

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] คณภูมิ พูลทรัพย์ และ ทองทศ วานิชศรี, “วงจรถ่ายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ย่านความถี่ 2 กิกะเฮิร์ตซ์สำหรับสถานีฐานระบบ WCDMA,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24 (EECON-24), หน้า 840-845, ปี พ.ศ. 2544.
- [2] คณภูมิ พูลทรัพย์ และ ทองทศ วานิชศรี, “วงจรถ่ายสัญญาณรบกวนต่ำแบบบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์ย่านความถี่ 2 กิกะเฮิร์ตซ์สำหรับระบบ WCDMA,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24 (EECON-24), หน้า 805-809, ปี พ.ศ. 2544.
- [3] คณภูมิ พูลทรัพย์ และ ทองทศ วานิชศรี, “วงจรถ่ายสัญญาณรบกวนต่ำย่านความถี่ 1.575 GHz สำหรับเครื่องรับ GPS,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23 (EECON-23), หน้า 353-356, ปี พ.ศ. 2543.