

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องรับ-ส่งวิทยุระบบ Bluetooth ในย่านความถี่ 2.4 GHz

2.4 GHz RF BLUETOOTH TRANSCEIVERS



จุฬาร เชียงดี

JATUPORN CHIANGDEE

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....49576
วัน, เดือน, ปี 24 ก.พ. 2547

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

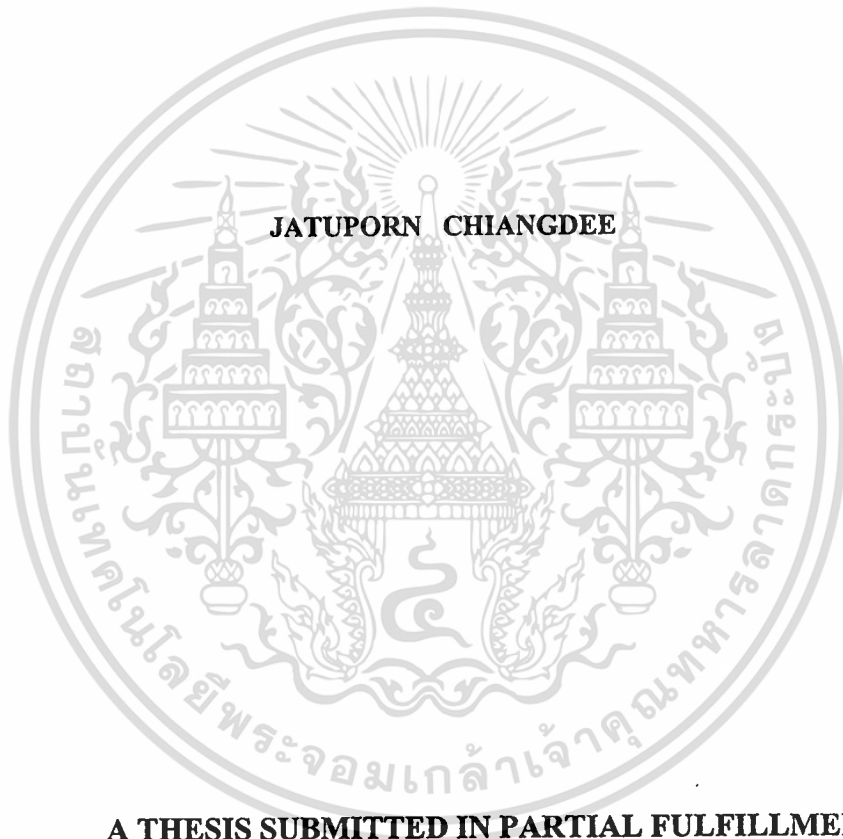
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-875-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 GHz RF BLUETOOTH TRANSCEIVERS



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

2003

ISBN 974-324-875-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	เครื่องรับ-ส่งวิทยุระบบ Bluetooth ในย่านความถี่ 2.4 GHz
นักศึกษา	นางสาวจตุพร เชียงดี
รหัสประจำตัว	42061129
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.ทองทอด วานิชศรี

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอถึงวิธีการออกแบบและสร้างเครื่องรับส่งวิทยุในระบบบลูทูธ ในย่านความถี่ 2.4 GHz ซึ่งเป็นระบบการสื่อสารไร้สายที่ใช้เทคนิคการกระโดดข้ามทางความถี่ (Frequency Hopping Spread Spectrum : FHSS) โดยมีจำนวนช่องสัญญาณทั้งหมด 79 ช่องสัญญาณ, มีอัตราเร็วข้อมูล 1 Mb/s เครื่องรับส่งวิทยุในระบบบลูทูธ ใช้การมอดูเลตแบบ GFSK (Gaussian Frequency Shift Keying) แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณเท่ากับ 1 MHz มีกำลังส่งประมาณ 100 mW โดยวงจรของเครื่องส่งประกอบด้วยวงจรสังเคราะห์ความถี่ 2.40-2.48 GHz วงจรมอดูเลเตอร์ วงจรกรองแบบเกาส์ และวงจรขยายกำลัง วงจรในเครื่องรับเป็นระบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ โดยมีความถี่กลางเท่ากับ 70 MHz วงจรเครื่องรับประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ, วงจรซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์, วงจรสังเคราะห์ความถี่ 2.33-2.41 GHz และวงจรดีมอดูเลเตอร์ นอกจากนี้ยังได้สร้างวงจรกรองผ่านแถบที่ความถี่กลาง 2.4 GHz ไว้ที่ส่วนหน้าของทั้งเครื่องรับและเครื่องส่ง เพื่อกรองสัญญาณเฉพาะความถี่ที่ต้องการ สำหรับวงจร T/R สวิตช์ สร้างขึ้นเพื่อใช้ตัดต่อวงจรกับสายอากาศ เครื่องรับส่งมีความไวในการรับสัญญาณประมาณ -70 dBm ที่ BER เท่ากับ 0.1 %

Thesis Title	2.4 GHz RF Bluetooth Transceivers
Student	Miss Jatuporn Chiangdee
Student ID.	42061129
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Assist. Prof. Dr.Tongtod Vanisri

ABSTRACT

The thesis presents the design and implementation of a 2.4 GHz RF Bluetooth transceiver. The Bluetooth transceiver uses frequency hopping spread spectrum technique which employs 79 channel frequency from 2.40-2.48 GHz and provides the maximum data rate of 1Mb/s. In the Bluetooth transceiver, the Gaussian Frequency Shift Keying (GFSK) modulation technique is used. The channel bandwidth is 1 MHz with its power output of 100 mW. For the transmitter part, it consists of the 2.40-2.48 GHz oscillator, the modulator, the gaussian filter and the power amplifier. For the receiver part, it is a superheterodyne system with the intermediate frequency of 70 MHz which consists of the low noise amplifier, the single balance mixer, the oscillator with the frequency range from 2.33-2.41 GHz and the demodulator circuit. Besides, a 2.4 GHz bandpass filter has been implemented at the first stage for both the receiver and transmitter parts in order to obtain the operating frequency. The T/R switch circuit is also included. The transceiver's sensitivity is approximately -70 dBm at 0.1 % of BER.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยความช่วยเหลือจากบุคคลต่าง ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่ง อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร.ทองทอด วานิชศรี ที่ให้ความช่วยเหลือ แนะนำ แก้ไขปัญหา และให้คำปรึกษาที่มีประโยชน์อย่างยิ่งในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ ผศ.ดร.หทัยชนก วานิชศรี สำหรับการดูแล สนับสนุนและให้ความช่วยเหลือด้านต่าง ๆ ในการทำวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณ คุณวุฒิชัย ชูชนะโยธิน สำหรับความรัก ความผูกพัน ความห่วงใยและกำลังใจที่มีให้ ขอขอบคุณสำหรับสิ่งดี ๆ ทุกอย่างในชีวิต

ขอขอบคุณ คุณณฤทธิ ญิงธนิสรา คุณเมิ่งขวัญ ธนะชัยพันธ์ และคุณคนุภูมิ พูลทรัพย์ ที่ให้คำแนะนำและให้ความช่วยเหลือเป็นอย่างดีตลอดระยะเวลาที่ทำงานร่วมกัน

ขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัย สำหรับทุนสนับสนุนการทำวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติสำหรับเงินสนับสนุนการทำวิทยานิพนธ์และเครื่องมือสำหรับการวัด

และสุดท้ายขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดาและทุก ๆ คนในครอบครัว สำหรับความรัก ความเข้าใจ คอยสนับสนุนในทุก ๆ ด้านอย่างใกล้ชิดตลอดมา

จตุพร เชียงดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของวิทยานิพนธ์.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	3
1.3 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 เครื่องรับส่งวิทยุระบบบลูทูธ.....	5
2.1 ประวัติความเป็นมา.....	5
2.2 ข้อกำหนดทางเทคนิคของระบบบลูทูธ.....	5
2.3 โมเดลการทำงานของอุปกรณ์บลูทูธ.....	9
บทที่ 3 วงจรออสซิลเลเตอร์.....	13
3.1 บทนำ.....	13
3.2 ทฤษฎีและการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้ค่า S พารามิเตอร์.....	13
3.2.1 การออกแบบออสซิลเลเตอร์โดยใช้ค่า S พารามิเตอร์.....	14
3.2.2 เงื่อนไขการออสซิลเลต.....	14
3.3 การออกแบบและสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์.....	15
3.4 ผลการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ได้ด้วยแรงดันไฟฟ้า.....	19
3.5 การประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่และคุณสมบัติของเฟสล็อคล็อก.....	21
บทที่ 4 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ	26
4.1 บทนำ.....	26
4.2 การออกแบบและสร้างวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก ค. การแมตซ์อิมพีแดนซ์.....	86
ภาคผนวก ง. เทคนิคการ โปรแกรมความถี่ด้วยตัวหารความถี่แบบ คู่อัลมอดุลัส.....	88
ประวัติผู้เขียน.....	92



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การแบ่งคลาสของอุปกรณ์ตามกำลังส่ง.....	6
2.2 ข้อกำหนดทางเทคนิคของมาตรฐานบลูทูธ.....	8
4.1 S พารามิเตอร์ของ PHEMT ATF-34143 ที่ $I_D = 20 \text{ mA}$, $V_{DS} = 3 \text{ V}$	28
4.2 นอยส์พารามิเตอร์ของ PHEMT ATF-34143 ที่ $I_D = 20 \text{ mA}$, $V_{DS} = 3 \text{ V}$	28
5.1 ค่า S พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ MRFG35010.....	36
5.2 ประสิทธิภาพและกำลังงานเอาต์พุตสูงสุดที่ความถี่ต่างๆ.....	40
6.1 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบลำดับที่ 2.....	51
7.1 ผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรมิกเซอร์ประเภทต่างๆ.....	54
7.2 อิมพีแดนซ์ของสายส่งของวงจรไฮบริดคัปเปิลอร์แบบรอบสี่เหลี่ยม 1 ชุด.....	57
8.1 องค์ประกอบต่างๆของวงจรกรองความถี่แบบเกาส์ที่นอร์มอลไลซ์แล้ว.....	64
8.2 เอาต์พุตสเปกตรัมแมสที่ต้องการตามเกณฑ์ของบลูทูธ.....	66



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	บลูทูธโปรโตคอลสแตก.....9
2.2	โครงสร้างอย่างง่ายของภาครับส่งสัญญาณวิทยุระบบบลูทูธ.....11
3.1	โมเดลของวงจรรอสซิลเลเตอร์ชนิด 2 พอร์ต.....14
3.2	การต่อกันแบบอนุกรมระหว่างทรานซิสเตอร์และตัวป้อนกลับ.....16
3.3	วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ได้จากการออกแบบ.....17
3.4	ลายวงจรบนแผ่น PCB ของวงจรรอสซิลเลเตอร์.....18
3.5	การวางอุปกรณ์บนแผ่น PCB ของวงจรรอสซิลเลเตอร์.....19
3.6	ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และแรงดันควบคุมของวงจรรอสซิลเลเตอร์ ภาคส่ง.....19
3.7	ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตและแรงดันควบคุมของวงจรรอสซิลเลเตอร์ ภาคส่ง.....20
3.8	ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และแรงดันควบคุมของวงจรรอสซิลเลเตอร์ ภาครับ.....20
3.9	ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตและแรงดันควบคุมของวงจรรอสซิลเลเตอร์ ภาครับ.....21
3.10	บล็อกไดอะแกรมของวงจรรอสซิลเลเตอร์.....21
3.11	รูปฟิลเตอร์สำหรับวงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้.....22
3.12	วงจรรวมของวงจรรอสซิลเลเตอร์.....22
3.13	วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ประกอบลงบนบอร์ดและวางอุปกรณ์ต่างๆเรียบร้อยแล้ว.....23
3.14	เอาต์พุตสเปกตรัมของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 2.4 GHz.....23
3.15	เอาต์พุตสเปกตรัมของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 2.33 GHz.....24
3.16	สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 2.40-2.48 GHz.....24
3.17	ช่วงเวลาเข้าที่ (setting time).....25
4.1	กราฟแสดงผลเปรียบเทียบของนอกรีตของทรานซิสเตอร์ประเภทต่างๆ.....26
4.2	ผลการป้อนกลับต่อ S_{11} และ Γ_{OPT} ของวงจรรอสซิลเลเตอร์.....29
4.3	วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ได้จากการออกแบบ.....29
4.4	ผลการจำลองการทำงานค่า $S_{11}, S_{22}, S_{21}, S_{12}$ ของวงจรรอสซิลเลเตอร์.....30
4.5	ผลการจำลองการทำงานค่านอกรีตของวงจรรอสซิลเลเตอร์.....30
4.6	ลายวงจรบนแผ่น PCB ของวงจรรอสซิลเลเตอร์.....31
4.7	การวางอุปกรณ์บนแผ่น PCB ของวงจรรอสซิลเลเตอร์.....31
4.8	ผลตอบสนองทางความถี่ S_{21} ของวงจรรอสซิลเลเตอร์.....32
4.9	ผลตอบสนองทางความถี่ S_{11} ของวงจรรอสซิลเลเตอร์.....32
4.10	ผลตอบสนองทางความถี่ S_{22} ของวงจรรอสซิลเลเตอร์.....33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.11 ผลตอบสนองทางความถี่ S_{12} ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ.....	33
4.12 ผลการวัดนอยส์ฟีกเกอร์ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ.....	34
4.13 ผลการวัด two-tone IP3 ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ.....	34
5.1 วงจรขยายกำลังที่ได้จากการออกแบบ.....	37
5.2 ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรขยายกำลัง.....	38
5.3 วงจรตรวจสอบไฟลปของวงจรขยายกำลัง.....	38
5.4 ลายวงจรบนแผ่น PCB ของวงจรขยายกำลังที่ออกแบบ.....	39
5.5 การวางอุปกรณ์บนแผ่น PCB ของวงจรขยายกำลัง.....	39
5.6 ผลตอบสนองทางความถี่ S_{21} ของวงจรขยายกำลัง.....	40
5.7 ผลตอบสนองทางความถี่ S_{11} ของวงจรขยายกำลัง.....	40
5.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและเอาต์พุตที่ความถี่ 2.4 GHz.....	41
5.9 ผลการวัดค่า Two-Tone Third Order Inter Modulation Product ของวงจรขยายกำลังที่กำลังงานเอาต์พุตค่าต่างๆ.....	41
6.1 เส้นไมโครสตริปที่มีการเชื่อมต่อระหว่างกันแบบขนาน.....	43
6.2 วงจรของไมโครสตริปที่มีการเชื่อมต่อระหว่างกันแบบขนานที่มองเป็น 4 พอร์ต.....	44
6.3 วงจรฟิลเตอร์แบบไมโครสตริปแบบพื้นฐาน.....	44
6.4 กราฟของกราฟของ jZ_{11} และ jZ_{13} และช่วงของ θ ที่ Z_{11} เป็นค่าจริง.....	46
6.5 วงจรสมมูลระหว่างวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์และสายส่งซึ่งเป็นจำนวนคี่เท่าของหนึ่งในสี่ ความยาวคลื่น.....	47
6.6 วงจรสมมูลระหว่าง	
(a) สายส่งแบบขนาน.....	47
(b) วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์.....	47
6.7 วงจรกรองผ่านแถบแบบสองส่วนที่แสดงวงจรสมมูล.....	48
6.8 กราฟแสดงค่านอร์แมลไลซ์ของค่าผกผันแอดมิตแตนซ์เทียบกับ $\log_{10}(s/h)$ และเทียบกับ กับ (w/w_{50}) ที่ค่า ϵ_r ต่างๆกัน	51
6.9 ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบลำดับที่ 2	52
6.10 ลายวงจรบนแผ่น PCB ของวงจรกรองผ่านแถบ.....	52
6.11 วงจรกรองผ่านแถบที่ได้จากการออกแบบ.....	52
6.12 ผลตอบสนองทางความถี่ S_{21} ของวงจรกรองผ่านแถบ.....	53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.13	ผลตอบสนองทางความถี่ S_{11} ของวงจรรองผ่านแถบ.....53
7.1	วงจรงอิงเกิดบาลานซ์มิกเซอร์โดยใช้วงจรเชื่อมต่อไฮบริดชนิดควอแดรเจอร์.....55
7.2	วงจรเชื่อมต่อไฮบริด.....55
7.3	วงจรเชื่อมต่อไฮบริดโครงสร้างแบบกรอบสี่เหลี่ยม.....56
7.4	ผลตอบสนองทางแอมพลิจูดของวงจรเชื่อมต่อไฮบริด โครงสร้างแบบกรอบสี่เหลี่ยม โดยการจำลองแบบการทำงาน.....57
7.5	ลายวงจรมบนแผ่น PCB ของวงจรมิกเซอร์.....58
7.6	วงจรมิกเซอร์ที่ได้จากการออกแบบ.....58
7.7	ผลตอบสนองทางแอมพลิจูดของวงจรวจรเชื่อมต่อไฮบริด โครงสร้างแบบกรอบสี่เหลี่ยม....59
7.8	ผลการวัดค่าความสูญเสียแปลงผันกับสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่กลาง 70 MHz.....59
7.9	ผลการวัดความสูญเสียย้อนกลับของพอร์ตสัญญาณ โลกอลและพอร์ตสัญญาณความถี่วิทยุ...60
7.10	ค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตสัญญาณ โลกอลกับพอร์ตสัญญาณความถี่กลางและ ค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตสัญญาณ โลกอลกับพอร์ตสัญญาณความถี่วิทยุ.....60
8.1	บล็อกไดอะแกรมของวงจรเครื่องส่งของเครื่องรับส่งวิทยุระบบบลูทูธ.....61
8.2	การลดทอนของวงจรรองความถี่แบบเกาส์ที่นอร์มอลไลซ์แล้ว.....63
8.3	วงจรรองแบบต่ำผ่านชนิดเกาส์ที่ออกแบบได้.....64
8.4	ผลตอบสนองทางแอมพลิจูดค่า S_{21} ของวงจรรองแบบต่ำผ่านชนิดเกาส์.....65
8.5	ลักษณะของสัญญาณข้อมูลที่ใช้ส่งหลังจากผ่านวงจรรองความถี่แบบเกาส์.....66
8.6	เอาต์พุตสเปกตรัมของสัญญาณหลังจากผ่านการมอดูเลตสัญญาณแบบ GFSK66
8.7	วงจรรวมเครื่องส่งของเครื่องรับส่งวิทยุระบบบลูทูธ.....67
8.8	บล็อกไดอะแกรมของวงจรเครื่องรับของเครื่องรับส่งวิทยุระบบบลูทูธ.....67
8.9	วงจรมอดูเลเตอร์ในวงจรเครื่องรับ.....68
8.10	การวางอุปกรณ์บนแผ่น PCB ของวงจรมอดูเลเตอร์ในวงจรเครื่องรับ.....68
8.11	วงจรรวมเครื่องรับของเครื่องรับส่งวิทยุระบบบลูทูธ.....69
8.12	ผลเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณที่ส่งจากภาคส่งและสัญญาณที่ได้จากภาครับ.....69
8.13	ลักษณะของสัญญาณ eye diagram ที่ความไวของเครื่องรับ -70 dBm.....70
8.14	โครงสร้างของวงจรสวิตช์.....70
8.15	วงจรสวิตช์ที่ได้ออกแบบ.....71
8.16	ผลตอบสนองทางแอมพลิจูดค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (insertion loss).....71

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
8.17 ค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ต Tx และ Rx ของวงจรสวิตช์.....	72
8.18 สายอากาศแบบไมโครสตริป.....	72
8.19 ผลตอบสนองทางแอมพลิจูด S_{11} ของสายอากาศแบบไมโครสตริป.....	72



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของวิทยานิพนธ์

การสื่อสารนับว่ามีส่วนสำคัญในชีวิตประจำวันของมนุษย์ ซึ่งจะพบว่าในชีวิตประจำวันของเราวันหนึ่งๆไม่สามารถหลีกเลี่ยงการติดต่อสื่อสารได้เลย ไม่ว่าจะเป็นการใช้โทรศัพท์, การรับโทรศัพท์และวิทยุ, การใช้ข้อมูลบนฐานข้อมูลจากคอมพิวเตอร์ จึงมีการคิดค้นและพัฒนาระบบสื่อสารขึ้นมาใหม่มากมายหลายระบบ เพื่อตอบสนองต่อความต้องการของผู้ใช้หรือเพื่อต้องการให้ระบบมีความสามารถในการปฏิบัติงานได้รวดเร็วและมีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้น หนึ่งในนั้นคือการคิดค้นและพัฒนาระบบการสื่อสารไร้สาย (Wireless Communication) และในปัจจุบันการสื่อสารไร้สายได้พัฒนาจากระบบแอนะล็อกมาสู่เทคนิคการส่งแบบดิจิทัล เนื่องจากให้ความถูกต้องแม่นยำ, มีความต้านทานต่อสัญญาณรบกวนทั้งยังมีความจุมากในการส่งสัญญาณ เทคโนโลยีบลูทูธ นับเป็นเทคโนโลยีของการสื่อสารไร้สายอีกประเภทหนึ่งที่ได้รับบริการพูดถึงมากที่สุดในปัจจุบัน และเป็นที่น่าแน่นอนว่าจะกลายเป็นส่วนประกอบสำคัญของบรรดาอุปกรณ์สื่อสารโทรคมนาคม รวมไปถึงเครื่องใช้ไฟฟ้าทั่วไปในอนาคต เทคโนโลยีของบลูทูธได้รับการพัฒนาและกำหนดมาตรฐานขึ้นภายใต้ความร่วมมือระหว่างกลุ่มบริษัททางด้านโทรคมนาคมและกลุ่มคอมพิวเตอร์ [1] ผลจากความร่วมมือดังกล่าวทำให้เครื่องคอมพิวเตอร์สามารถทำงานได้กับมาตรฐานการเชื่อมต่อกับเครื่องลูกข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้ทุกระบบ ทุกความถี่ โดยผ่านการเชื่อมต่อทางคลื่นวิทยุ และเนื่องจากบลูทูธเป็นเทคโนโลยีการสื่อสารข้อมูลด้วยคลื่นวิทยุความถี่สูงแต่มีกำลังส่งต่ำ จึงเหมาะสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้เชื่อมต่อเครื่องลูกข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่กับอุปกรณ์แฮนด์ฟรีหรือกับอุปกรณ์ขยายกำลังเสียงซึ่งติดตั้งในรถยนต์ และยังรวมไปถึงการเชื่อมต่อเครื่องลูกข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่กับอุปกรณ์ควบคุมพิเศษอื่นๆ ในยานพาหนะซึ่งขึ้นอยู่กับจินตนาการและการสร้างสรรค์ของผู้ผลิตแต่ละราย คุณสมบัติของการสื่อสารโดยตรงระหว่างอุปกรณ์สื่อสารหลายๆชิ้นที่อยู่ในบริเวณเดียวกันช่วยทำให้เกิดความสะดวกต่อผู้ใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ ไม่ว่าจะเป็นการแลกเปลี่ยนเลขหมายข้อมูลในสมุดบันทึกโทรศัพท์ หรือการสื่อสารโดยตรงระหว่างเครื่องลูกข่ายโดยใช้เทคโนโลยีของบลูทูธ ในลักษณะเดียวกับการสื่อสารแบบวอล์กทอล์ก ซึ่งไม่ต้องใช้บริการของเครื่องข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ และเหตุผลประการสำคัญในการผลักดันให้เกิดมาตรฐานบลูทูธขึ้นก็เพื่อสนับสนุนการเชื่อมต่อแบบไร้สายระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์แบบพกพาทั้งหลายเข้ากับเครื่องลูกข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่และยังเป็นการสร้างกลุ่มการทำงาน (Work group) ง่ายๆ และใช้เวลาในการเชื่อมต่ออย่างรวดเร็วระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์หลายๆเครื่องเข้าด้วยกัน ซึ่งจำนวนของอุปกรณ์ที่ติดตั้งเครื่องรับส่งสัญญาณแบบบลูทูธ มีจำนวนเพิ่มมากขึ้นเพียงใด ความนิยมไม่อาจรวบรัดได้ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการใช้งานก็จะยิ่งเพิ่มมากขึ้นตามไปด้วย สิ่งที่จะเกิดขึ้นก็คือบรรดาอุปกรณ์สำนักงานอัตโนมัติต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นเครื่องพิมพ์ เครื่องโทรสาร เครื่องข่ายแลน และอุปกรณ์อื่นๆจะสามารถติดต่อสื่อสารถึงกันได้หมด

ในปัจจุบันบริษัทต่างๆต่างให้ความสนใจในการพัฒนาระบบบลูทูธเนื่องจากเป็นมาตรฐานเปิด (Open Specification) ที่ออกแบบมาเพื่อใช้สำหรับการส่งข้อมูลไร้สายระยะใกล้ (Short-Range Wireless) ถูกกำหนดขึ้นโดยกลุ่มบริษัทที่ให้ความสนใจในเรื่องนี้เป็นพิเศษที่มีชื่อเรียกว่า Bluetooth Special Interest Group (Bluetooth SIG) [2] โดยมีจุดมุ่งหมายในการวางมาตรฐานหลักๆดังนี้

- เป็นมาตรฐานเปิด ทุกคนสามารถใช้ข้อมูลที่ส่งผ่านบลูทูธนี้ได้โดยไม่เสียค่าธรรมเนียมใดๆทั้งสิ้นเพื่อให้เกิดความแพร่หลายในการใช้งานและมีการพัฒนาระบบได้อย่างรวดเร็วและกว้างขวาง
- รับส่งข้อมูลแบบไร้สายในระยะใกล้ จุดมุ่งหมายหลักของบลูทูธ คือการทำให้อุปกรณ์ต่างๆสามารถส่งข้อมูลถึงกันได้โดยไม่ต้องใช้สาย โดยใช้คลื่นวิทยุเป็นตัวกลางในการส่งข้อมูลเพื่อให้อุปกรณ์ที่เชื่อมต่อถึงกัน ไม่เกิดข้อจำกัดในเรื่องของตำแหน่งการวางอุปกรณ์และยังทำให้อุปกรณ์มากกว่า 2 ตัวสามารถเชื่อมต่อกันได้ในเวลาเดียวกัน และเนื่องจากการสื่อสารในระยะใกล้จึงใช้กำลังส่งไม่มากนักทำให้ประหยัดพลังงานพอที่จะนำไปใช้ในอุปกรณ์เล็กๆ เช่น โทรศัพท์มือถือ หรือ PDA ได้
- สามารถรองรับการส่งเสียงและข้อมูลได้ในเวลาเดียวกัน มาตรฐานในขั้นตอนนี้ถูกกำหนดไว้ว่าระบบจะต้องมีความเร็วในการรับส่งข้อมูลเพียงพอสำหรับการส่งเสียงและตัวข้อมูลไปพร้อมๆกันได้ แต่ในอนาคตจะมีการเพิ่มเติมมาตรฐานเพื่อรองรับการส่งภาพพร้อมๆไปกับเสียงและข้อมูลได้
- สามารถใช้งานได้ทุกที่ทั่วโลก กลุ่มบลูทูธ SIG ต้องการให้อุปกรณ์อะไรก็ตามที่ออกแบบถูกต้องตามมาตรฐานบลูทูธสามารถใช้งานร่วมกันได้ไม่ว่าจะผลิตจากผู้ผลิตใดหรืออยู่ ณ ตำแหน่งใดบนโลก จากจุดมุ่งหมายข้อนี้ทำให้ต้องใช้ความถี่คลื่นวิทยุที่สามารถใช้งานได้ในทุกประเทศ และมีการกำหนดสัญลักษณ์บลูทูธขึ้น ซึ่งอุปกรณ์ที่ได้รับการตรวจสอบว่าออกแบบมาถูกต้องตรงตามมาตรฐานนี้แล้วเท่านั้นจึงจะสามารถนำสัญลักษณ์นี้ไปใช้กับผลิตภัณฑ์ของตัวเองได้

ดังนั้นการพัฒนาเครื่องรับส่งวิทยุในระบบบลูทูธ เพื่อเป็นพื้นฐานในการพัฒนาผลิตภัณฑ์ขึ้นมาใช้เองในประเทศ สำหรับอุปกรณ์ในระบบการสื่อสารไร้สาย จึงเป็นงานวิจัยที่น่าสนใจ

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

รายละเอียดและเนื้อหาในวิทยานิพนธ์นี้ เพื่อนำเสนอถึงวิธีการวิเคราะห์ และออกแบบเครื่องรับส่งวิทยุในระบบบลูทูธ โดยมีการทำงานในย่านความถี่ 2.4 จิกะเฮิร์ตซ์และมีจำนวนช่องสัญญาณทั้งหมด 79 ช่องสัญญาณ มีอัตราเร็วข้อมูล 1 เมกะบิตต่อวินาที แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณเท่ากับ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ มีกำลังส่งประมาณ 100 มิลลิวัตต์ เครื่องรับส่งที่ออกแบบใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบจีเอฟเอสเค (GFSK) [3] ซึ่งพัฒนามาจากเทคนิคการมอดูเลตแบบเอฟเอสเค (FSK) เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ เนื่องจากการนำสัญญาณดิจิตอลมอดูเลตนั้น สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอสเคที่ได้จะมีแบนด์วิดท์ที่กว้างซึ่งเป็นการไม่ประหยัด ทำให้ได้จำนวนช่วงสัญญาณในการส่งที่น้อย ดังนั้นจึงได้ใช้วงจรกรองแบบเกาส์กรองสัญญาณข่าวสารก่อนที่จะนำไปมอดูเลต สเปกตรัมของสัญญาณที่ได้ หลังการมอดูเลตจะมีแบนด์วิดท์ที่แคบกว่า ซึ่งนับเป็นเทคนิคของการมอดูเลตแบบดิจิตอลอีกวิธีหนึ่งที่เป็นที่นิยม และถูกนำมาดัดแปลงใช้กับระบบของการสื่อสารไร้สายหลายอย่าง เช่น ในระบบโทรศัพท์ ถูกนำมาใช้สำหรับ DECT (Digital European Cordless Telephone) และ CT2 (Cordless Telephone 2) ส่วนประกอบของวงจรเครื่องส่งประกอบด้วยวงจรสังเคราะห์ความถี่ 2.40-2.48 จิกะเฮิร์ตซ์ วงจรมอดูเลเตอร์ วงจรกรองแบบเกาส์และวงจรขยายกำลัง ส่วนวงจรเครื่องรับเป็นระบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ โดยมีความถี่กลางเท่ากับ 70 เมกะเฮิร์ตซ์ วงจรเครื่องรับประกอบด้วย วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ วงจรซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์ วงจรสังเคราะห์ความถี่ 2.33-2.41 จิกะเฮิร์ตซ์ และวงจรดีมอดูเลเตอร์แบบควอแดรเจอร์ นอกจากนี้ยังได้สร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปและวงจรกรองผ่านแถบที่ความถี่กลาง 2.4 จิกะเฮิร์ตซ์ ไว้ส่วนหน้าของทั้งเครื่องรับและเครื่องส่ง เพื่อกรองสัญญาณเฉพาะความถี่ที่ต้องการ สำหรับวงจร T/R สวิตช์ จะใช้เพื่อตัดต่อวงจรกับสายอากาศ เครื่องรับส่งวิทยุที่สร้างขึ้นถึงแม้จะมีขนาดใหญ่กว่าวงจรรวม แต่ก็สามารถทำงานได้ดีและมีราคาถูกกว่า และเป็นพื้นฐานเพื่อพัฒนาให้เป็นวงจรรวมเพื่อให้มีขนาดเล็กในอนาคต

1.3 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์เล่มนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็นบท ได้ทั้งหมด 9 บท โดยมีรายละเอียดดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึง ความเป็นมาและความสำคัญของวิทยานิพนธ์, วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ และ รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึง ประวัติความเป็นมา, ข้อกำหนดทางเทคนิคและโมเดลการทำงานของอุปกรณ์บลูทูธ

บทที่ 3 กล่าวถึง วงจรออสซิลเลเตอร์ โดยมีรายละเอียดเกี่ยวกับบทฤษฎีและการออกแบบ

บทที่ 3 กล่าวถึง วงจรออสซิลเลเตอร์ โดยมีรายละเอียดเกี่ยวกับทฤษฎีและการออกแบบ วงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้ S พารามิเตอร์ ,การออกแบบและสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ ,ผลการ ทดลองของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ได้โดยใช้แรงดันไฟฟ้าที่ความถี่ 2.40-2.48 จิกะ เฮอร์ตซ์ สำหรับภาคส่ง และความถี่ 2.33-2.41 จิกะเฮอร์ตซ์ สำหรับภาครับ, และการประยุกต์ใช้งาน เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่และคุณสมบัติของเฟสล็อคล็อก

บทที่ 4 กล่าวถึง วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ โดยมีรายละเอียดเกี่ยวกับการออกแบบ และสร้างวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำและผลการทดลองของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำที่ ความถี่ 2.4 จิกะเฮอร์ตซ์

บทที่ 5 กล่าวถึง วงจรขยายกำลัง โดยมีรายละเอียดเกี่ยวกับการออกแบบและสร้างวงจร ขยายกำลังและผลการทดลองของวงจรขยายกำลังที่ความถี่ 2.4 จิกะเฮอร์ตซ์

บทที่ 6 กล่าวถึง วงจรกรองผ่านแถบ โดยมีรายละเอียดเกี่ยวกับ วงจรกรองแบบไมโคร สตรีปที่อาศัยการเชื่อมต่อระหว่างสาย, การออกแบบและสร้างวงจรกรองผ่านแถบและผลการ ทดลองของวงจรกรองผ่านแถบที่ความถี่ 2.4 จิกะเฮอร์ตซ์

บทที่ 7 กล่าวถึง วงจรมิกเซอร์ โดยมีรายละเอียดเกี่ยวกับวงจรเชิงเกิดบาลานซ์มิกเซอร์, การออกแบบและสร้างวงจรมิกเซอร์ และผลการทดลองของวงจรมิกเซอร์ ในย่านความถี่ 2.4 จิกะ เฮอร์ตซ์

บทที่ 8 กล่าวถึง วงจรรวมของเครื่องส่งและเครื่องรับระบบบลูทูธและผลการทดลองทาง ภาคส่งและภาครับ

บทที่ 9 กล่าว สรุปผลการวิจัย ปัญหาที่เกิดขึ้น และ ข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

เครื่องรับส่งวิทยุระบบบลูทูธ

2.1 ประวัติความเป็นมา

เทคโนโลยีบลูทูธ เริ่มก่อตัวขึ้นจากความคิดของกลุ่มวิศวกรของบริษัทอิริคสัน ในปี ค.ศ. 1994 โดยจุดมุ่งหมายเริ่มต้นเพื่อศึกษาวิธีการรับส่งข้อมูลแบบไร้สายโดยใช้คลื่นวิทยุที่มีราคาไม่แพงและใช้พลังงานน้อย เพื่อทดแทนการใช้สายเชื่อมระหว่างโทรศัพท์มือถือกับอุปกรณ์เสริมต่างๆ ต่อมาในปี ค.ศ. 1998 ก็มีการตั้งกลุ่มบลูทูธ SIG ขึ้นเพื่อวางแนวทางของมาตรฐานทั้งหมด โดยมีบริษัทยักษ์ใหญ่ 5 บริษัทเป็นสมาชิกในยุคก่อตั้งได้แก่ อิริคสัน, อินเทล, ไอบีเอ็ม, โนเกีย, และ โตชิบา หลังจากนั้นก็มีอีก 4 บริษัทยักษ์ใหญ่ตามมาสมทบคือ 3 COM, Agere , ไมโครซอฟต์ และ โมโตโรล่า กลุ่ม SIG นี้ได้จัดประชุมเพื่อวางมาตรฐานต่างๆ นอกจากนั้นก็มีการเปิดรับสมาชิกของกลุ่มเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จนปัจจุบันมีสมาชิกอยู่มากกว่า 1,800 บริษัทและตัวมาตรฐานได้ถูกตีพิมพ์เผยแพร่ครั้งแรกในปี 1999 ในส่วนของชื่อ “บลูทูธ” นั้นเป็นชื่อที่ตั้งตามกษัตริย์เดนมาร์กที่มีชื่อว่า “Harald Blatand” ซึ่งมีชื่อในฐานะเป็นผู้รวบรวมกลุ่มชนต่างๆ ในนอร์เวย์และเดนมาร์กเข้ามาเป็นปึกแผ่น เปรียบเสมือนเทคโนโลยีบลูทูธ ที่จะรวมอุตสาหกรรมด้านการสื่อสารและคอมพิวเตอร์เข้าด้วยกัน จากชื่อ Blatand เมื่อพิจารณาการออกเสียงจากภาษาคั้งเดิมโดยคิดเพี้ยนน้อยที่สุดก็จะ ได้ชื่อ Bluetooth นั้นเอง

2.2 ข้อกำหนดทางเทคนิคของระบบบลูทูธ

จากเป้าหมายหลักข้อที่หนึ่งของบลูทูธ ที่จะทำให้สามารถใช้งานได้ในทุกๆประเทศ ความถี่ที่จะใช้เป็นคลื่นพาหะจึงจำเป็นต้องอยู่ในช่วงที่ทั่วโลกเปิดให้ใช้งานได้โดยไม่ต้องขออนุญาต ช่วงความถี่ดังกล่าวคือช่วงความถี่ ISM (Industrial, Scientific and Medical Band : ISM Band) ซึ่งมีความถี่ใช้งานอยู่ในช่วง 2.4 จิกะเฮิรตซ์ [4] เนื่องจากช่วงความถี่นี้เป็นช่วงความถี่ที่สงวนไว้ใช้งานทางด้านอุตสาหกรรม วิทยาศาสตร์ และการแพทย์ ที่ทุกประเทศทั่วโลกเปิดให้ใช้งานได้ ช่วงความถี่ ISM นั้นถูกกำหนดขอบเขตไว้ในช่วง 2,400 ถึง 2,483.5 เมกะเฮิรตซ์ โดยมี Lower Guard Band (LGB) เท่ากับ 2 เมกะเฮิรตซ์ และ Upper Guard Band (UGB) เท่ากับ 3.5 เมกะเฮิรตซ์ และจะถูกแบ่งเป็นช่องๆเพื่อให้อุปกรณ์หลายๆตัวทำงานพร้อมกันได้ตามหลักการของการทำ Frequency Division Multiplex (FDM) โดยแต่ละช่องจะมีความกว้างหรือแบนด์วิดท์ เท่ากับ 1 เมกะเฮิรตซ์ จากข้อกำหนดดังกล่าวจะให้ความถี่ใช้งานเริ่มต้นที่ 2,402 เมกะเฮิรตซ์ (2,402+LGB) และความถี่ใช้งานสุดท้ายอยู่ที่ 2,480 เมกะเฮิรตซ์ (2483.5-UGB) เมื่อให้ความกว้างของแต่ละช่องสัญญาณเท่ากับ 1 เมกะเฮิรตซ์ จะได้จำนวนช่องสัญญาณทั้งหมดเท่ากับ 79 ช่อง แต่เนื่องจากยังมีบางประเทศเช่น

ฝรั่งเศส ที่ไม่เปิดช่วงความถี่ ISM เต็มช่วง (โดยเหลือช่องสัญญาณให้ใช้งานได้เพียง 23 ช่อง) แต่คาดว่าจะมีการอนุญาตให้ใช้งานได้เต็มช่วงในอนาคต

นอกจากข้อกำหนดด้านความถี่ที่จะทำให้อุปกรณ์ต่างๆ สามารถใช้งานได้ทั่วโลกแล้ว ยังมีข้อจำกัดอีกส่วนหนึ่งที่แต่ละประเทศมีการตั้งข้อกำหนดไว้ นั่นคือเรื่องของกำลังส่งของอุปกรณ์ ซึ่งจะส่งผลโดยตรงต่อระยะห่างไกลสุดที่สามารถเชื่อมต่อกันได้ อย่างที่เข้าใจกันได้ง่ายๆ ว่าถ้ากำลังส่งแรงระยะห่างสูงสุดระหว่างอุปกรณ์ที่ส่งได้ก็จะมากตาม แต่เนื่องจากบลูทูธ ออกแบบมาสำหรับการส่งข้อมูลในระยะใกล้ ทำให้อุปกรณ์ไม่ต้องใช้กำลังส่งที่สูงมากซึ่งประเทศต่างๆ ให้ใช้งานโดยไม่ต้องขออนุญาต (คลาส 3) ตารางที่ 2.1 แสดงให้เห็นการจัดแบ่งอุปกรณ์ออกเป็นคลาสต่างๆ ตามกำลังส่งสูงสุดของอุปกรณ์ [5] ซึ่งจะเห็นได้ว่าระยะห่างไกลสุดที่สามารถทำงานได้สูงถึง 100 เมตร สำหรับอุปกรณ์คลาส 1 แต่ในปัจจุบันอุปกรณ์ที่ผลิตออกมาส่วนใหญ่จะอยู่ในคลาส 3 เพราะมีกำลังส่งที่ไม่สูงมากซึ่งหมายถึงการใช้พลังงานที่ไม่มาก ซึ่งสามารถทำให้นาอุปกรณ์เหล่านี้ไปใช้งานร่วมกับอุปกรณ์พกพาที่มีความต้องการอุปกรณ์ที่ใช้พลังงานน้อยเพื่อประหยัดพลังงานแบตเตอรี่

ตารางที่ 2.1 การแบ่งคลาสของอุปกรณ์ตามกำลังส่ง

คลาส	กำลังส่งสูงสุด	กำลังส่งต่ำสุด	ระยะใช้งานโดยประมาณ
1	100 mW (20dBm)	1 mW (0dBm)	100 เมตร
2	2.5 mW (4dBm)	0.25 mW (-6dBm)	10-20 เมตร
3	1 mW (0dBm)	-	5-10 เมตร

เมื่อได้ข้อตกลงด้านความถี่ที่ใช้งานจำนวนช่องสัญญาณ และแบนด์วิดท์ของแต่ละช่องสัญญาณมาเป็นกรอบแล้ว ต่อไปก็คือการเลือกวิธีมอดูเลตข้อมูลเข้าไปกับคลื่นพาหะ เพราะการมอดูเลตแต่ละแบบจะส่งผลต่อความเร็วในการส่งด้วย และเนื่องจากข้อจำกัดในด้านแบนด์วิดท์ของข้อมูลที่กว้างเพียง 1 เมกะเฮิรตซ์ ต่อช่องสัญญาณ บวกกับความต้องการความเร็วในการส่งข้อมูลที่สูงที่สุด บลูทูธจึงได้เลือกใช้การมอดูเลตแบบ Gaussian Frequency Shift Keying (GFSK) การมอดูเลตด้วยวิธีนี้สามารถส่งข้อมูลได้ 1 บิตต่อความถี่คลื่นพาหะ 1 เฮิรตซ์ นั่นหมายความว่า แต่ละช่องสัญญาณสามารถส่งได้ที่ความเร็ว 1 เมกะบิตต่อวินาที (Mbit/s) โดยถ้าบิตข้อมูลเป็น 1 จะเกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่ทางบวกจากความถี่พาหะ ในขณะที่บิตข้อมูล 0 จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางลบจากความถี่พาหะ การรับส่งข้อมูลจะแบ่งข้อมูลออกเป็นแพ็คเก็ตย่อยๆ แล้วส่งในแบบฮาร์ฟดูเพล็กซ์ (Half Duplex) เพื่อประหยัดช่องสัญญาณ(มีฉะนั้นต้องใช้สองช่องสัญญาณเพื่อส่งและรับข้อมูลได้พร้อมๆ กัน) จังหวะการรับส่งข้อมูลทั้งหมดกำหนดโดยอุปกรณ์ที่เป็นมาสเตอร์ ในลักษณะของการโพล ซึ่งอุปกรณ์ที่เป็นสเลฟจะต้องตอบกลับมายังมาสเตอร์ในทุกๆ แพ็คเก็ตเพื่อให้มาสเตอร์รู้ว่ายังสามารถติดต่อกับสเลฟอยู่ได้ เมื่อมีการแบ่งข้อมูลออกเป็นแพ็คเก็ต ทำให้แต่ละ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แพ็คเกจต้องมีข้อมูลส่วนหัว (Header) เพิ่มเข้ามาเพื่อให้ทางฝั่งรับสามารถประกอบข้อมูลทั้งหมดเข้าด้วยกันได้อย่างถูกต้อง นอกจากนี้ก่อนการส่งแต่ละครั้งจะต้องมีการส่งข้อมูลเพื่อทำการซิงโครไนซ์สัญญาณนาฬิกาทางฝั่งส่งและรับให้เท่ากันเพื่อให้รับ-ส่งข้อมูลกันได้อย่างถูกต้อง ซึ่งเมื่อรวมปริมาณข้อมูลทั้งหมดที่จำเป็นต้องส่งในแต่ละครั้งจะทำให้ความเร็วในการส่งข้อมูลจริงลดลงจาก 1 เมกะบิตต่อวินาที เหลือ 723.2 กิโลบิตต่อวินาที ในทิศทางหนึ่งและ 57.6 กิโลบิตต่อวินาทีในอีกทิศทางหนึ่ง

นอกจากความเร็วและความสะดวกสบายแล้ว สิ่งที่เป็นอย่างยิ่งสำหรับการสื่อสารข้อมูลในปัจจุบันก็คือ ความปลอดภัยของข้อมูล โดยเฉพาะอุปกรณ์บลูทูธ ที่สามารถทำงานได้ทุกที่ซึ่งมีความจำเป็นที่จะต้องมีการรักษาความปลอดภัยของข้อมูลเป็นอย่างดี เทคนิคการส่งข้อมูลที่บลูทูธใช้คือ เทคนิคการกระโดดข้ามทางความถี่ (Frequency Hopping Spread Spectrum : FHSS) เทคนิค FHSS ที่บลูทูธใช้นี้จะแบ่งข้อมูลที่ต้องการส่งออกเป็นแพ็คเกจ การส่งข้อมูลในแพ็คเกจแรกจะเลือกความถี่ของช่องสัญญาณช่องหนึ่งสำหรับการส่ง หลังจากส่งเสร็จสิ้นก็จะกระโดดไปเลือกใช้ช่องสัญญาณความถี่อื่นในการส่งแพ็คเกจที่สอง และจะกระโดดไปใช้ความถี่อื่นเรื่อยๆ ตลอดช่วงความถี่ที่สามารถใช้งานได้ การกระโดดไปใช้งานช่องความถี่ต่างๆนี้เรียกว่า Hopping

จุดเด่นของการใช้เทคนิคนี้ในการส่งสัญญาณมีอยู่ 2 ข้อ คือ

1. เกิดการชนกันของการเลือกใช้งานช่องสัญญาณน้อย เนื่องจากช่วงความถี่ ISM ที่บลูทูธ ใช้นั้นเป็นช่วงความถี่ที่ไม่ต้องขออนุญาต ทำให้มีอุปกรณ์หลายชนิดที่ใช้ช่วงความถี่นี้อยู่ ประกอบกับรูปแบบการใช้งานอุปกรณ์บลูทูธ ส่วนใหญ่จะอยู่ในลักษณะที่สามารถเคลื่อนที่ไปใช้งานตำแหน่งใดก็ได้ ดังนั้นจึงมีความเสี่ยงที่จะเกิดการใช้ช่องสัญญาณที่ซ้ำกันได้ ถ้าอุปกรณ์เลือกจับช่องสัญญาณใดๆ สำหรับส่งสัญญาณแบบไม่เปลี่ยนช่อง แต่ถ้าใช้เทคนิค FHSS โดยที่กำหนดช่วงเวลาในการจับช่องสัญญาณของการส่งข้อมูลแต่ละครั้งให้สั้นก็จะทำให้โอกาสที่จะเกิดการใช้งานช่องความถี่เดียวกันลดลง และถึงแม้จะเกิดการชนกันของข้อมูลขึ้นก็จะเสียข้อมูลไปเพียงแพ็คเกจเดียว เมื่อส่งข้อมูลซ้ำในครั้งถัดไปก็จะเปลี่ยนไปใช้ความถี่อื่นซึ่งมีโอกาสที่จะไปใช้ช่องความถี่ซ้ำกันอีกมีได้น้อยมาก เพราะรูปแบบในการกระโดดของอุปกรณ์แต่ละตัวจะไม่เหมือนกันความเร็วในการกระโดดที่บลูทูธกำหนดไว้อยู่ที่ 1,600 ครั้งต่อวินาที

2. มีความปลอดภัยของข้อมูลสูง ดังที่ได้กล่าวไปแล้วว่าอุปกรณ์ที่เป็นมาสเตอร์จะคอยควบคุมจังหวะการรับส่งข้อมูลทั้งหมด นั่นหมายความว่ารวมถึงรูปแบบการกระโดดเปลี่ยนช่องสัญญาณด้วย โดยรูปแบบการกระโดดนี้จะกำหนดจากแอดเดรสของอุปกรณ์ที่เป็นมาสเตอร์ซึ่งแอดเดรสนี้จะไม่มีการซ้ำกันเลขในอุปกรณ์ทุกๆตัว นั่นหมายความว่าอุปกรณ์ที่เป็นสเลฟเท่านั้นที่จะรู้แอดเดรสของมาสเตอร์เพื่อไปคำนวณรูปแบบการกระโดดที่ถูกต้องเพื่อรับข้อมูลแต่ละแพ็คเกจในลำดับที่ถูกต้อง

เอกสารแล้วประกอบชิ้นใหม่ให้เหมือนกับข้อมูลที่ส่งมา จากหลักการที่กล่าวมาจะเห็นได้ว่าเป็นการยากที่
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะคาดเดารูปแบบการกระโดดที่ถูกต้องเพื่อรับข้อมูลได้ เทคนิคนี้ถูกคิดค้นเพื่อนำมาใช้สำหรับรักษาความปลอดภัยของข้อมูลที่ใช้ควบคุมตอร์ปิโดในสมัยสงครามโลกครั้งที่ 2 ตารางที่ 2.2 เป็นการสรุปข้อกำหนดทางเทคนิคของมาตรฐานบลูทูธ โดยสังเขป

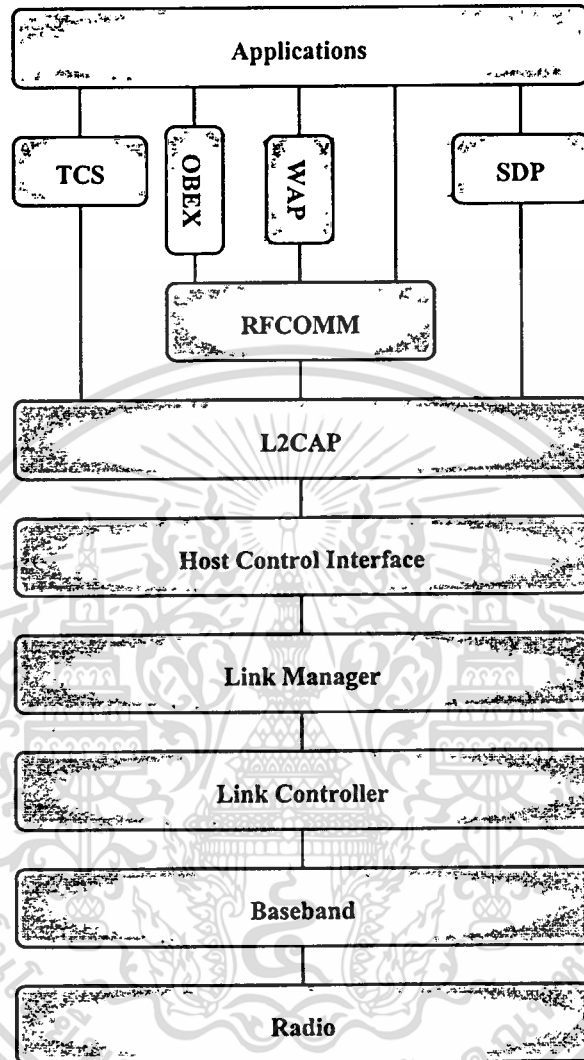
ตารางที่ 2.2 ข้อกำหนดทางเทคนิคของมาตรฐานบลูทูธ

ช่วงความถี่ใช้งาน	ISM Band 2.4000-2.4835 GHz	ยกเว้นฝรั่งเศสที่อยู่ในช่วง 2.4465-2.4835 GHz
วิธีการมอดูเลต	Gaussian Frequency Shift Keying (GFSK)	BT Product = 0.5, Modulation Index = 0.28-0.35
ความเร็วในการส่งข้อมูล	1 Mbit/sec	การมอดูเลตด้วยวิธี GFSK ทำให้สามารถส่งข้อมูลได้ 1 บิตต่อความถี่พาหะ 1 เฮิรตซ์
ความเร็วที่ใช้ส่งข้อมูลได้จริง	723.2 kbit/sec ในทิศทางหนึ่งและ 57.6 kbit/sec ในอีกทิศทางหนึ่ง	เกิดจากความเร็วทั้งหมด 1 Mbit/sec แล้วตัดโอเวอร์เฮดต่างๆที่ต้องใช้ในการสื่อสาร
ความถี่ในการกระโดดเปลี่ยนช่อง	1,600 ครั้งต่อวินาที	มีเวลา 625 μ s ต่อการกระโดด 1 ครั้ง
ความไวของอุปกรณ์ตัวรับ	ต้องมีค่า Bit Error Rate (BER) ที่ดีกว่า 0.1 % ที่ระดับความแรงของสัญญาณอินพุต -70 dBm หรือน้อยกว่า	ความไวที่ -70 dBm นี้รับสัญญาณจากตัวส่งของอุปกรณ์ใดๆที่ตรงตามมาตรฐานของบลูทูธ
ความแรงของสัญญาณที่ส่ง	แบ่งเป็น 3 คลาส คือ 0 dBm, 4 dBm, และ 20 dBm	ระยะทำงานขึ้นอยู่กับความแรงของสัญญาณ โดยที่คลาส 3 มีระยะทำงานอยู่ในช่วง 5-10 เมตร และ คลาส 1 ใช้ได้ไกลสุด 100 เมตร

2.3 โมเดลการทำงานของอุปกรณ์บลูทูธ

สำหรับอุปกรณ์ที่มีการเชื่อมต่อเข้าด้วยกันเป็นเน็ตเวิร์กนั้น การส่งข้อมูลจากอุปกรณ์หนึ่งไปยังอุปกรณ์ปลายทางจำเป็นต้องมีการส่งข้อมูลอื่นๆประกอบเข้าไปกับข้อมูลที่ต้องการส่งนั้นด้วย เพื่อควบคุมเส้นทางของข้อมูลให้สามารถส่งไปถึงอุปกรณ์ปลายทางได้อย่างถูกต้อง ทำให้การส่งข้อมูลนี้เป็นเอกสารที่สวนงวไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มูลแต่ละครั้งเกิดการดำเนินงานต่างๆขึ้นมากมาย จึงเกิดการสร้าง โมเดลแทนการทำงานต่างๆที่ว่ามีขึ้น เพื่อให้สามารถมองเห็นภาพรวมของการทำงานทั้งหมดได้



รูปที่ 2.1 บลูทูธ โพรโตคอลสแตค

โมเดลนี้จะแบ่งออกเป็นชั้นหรือเลเยอร์(Layer) ซ้อนกันในแนวตั้ง ในแต่ละชั้นจะมีขอบเขตหน้าที่การทำงานของตัวเองและเมื่อทำงานเสร็จก็จะส่งงานต่อไปให้ชั้นถัดไปทำงาน โดยชั้นบนสุดคือส่วนที่ติดต่อกับผู้ใช้งาน และชั้นล่างสุดคือส่วนที่เกิดการส่งข้อมูลขึ้นจริง ทิศทางการเคลื่อนที่ของงานก็จะขึ้นอยู่กับทิศทางการรับ-ส่งข้อมูล คือถ้าเป็นการส่งข้อมูลงานก็จะเริ่มจากผู้ใช้งานส่งเข้ามายังชั้นบนสุดแล้วส่งต่อลงมาเรื่อยๆจนถึงชั้นล่างสุด จากนั้นข้อมูลที่ตัวรับก็จะถูกส่งขึ้นไปเรื่อยๆจนถึงชั้นบนสุดซึ่งผู้ใช้งานฝั่งรับสามารถเห็นข้อมูลนี้เหมือนกับต้นฉบับทางฝั่งส่ง การทำงานที่เป็นลำดับชั้นระหว่างการส่งข้อมูลจากอุปกรณ์หนึ่ง ไปยังอีกอุปกรณ์หนึ่งของบลูทูธเรียก

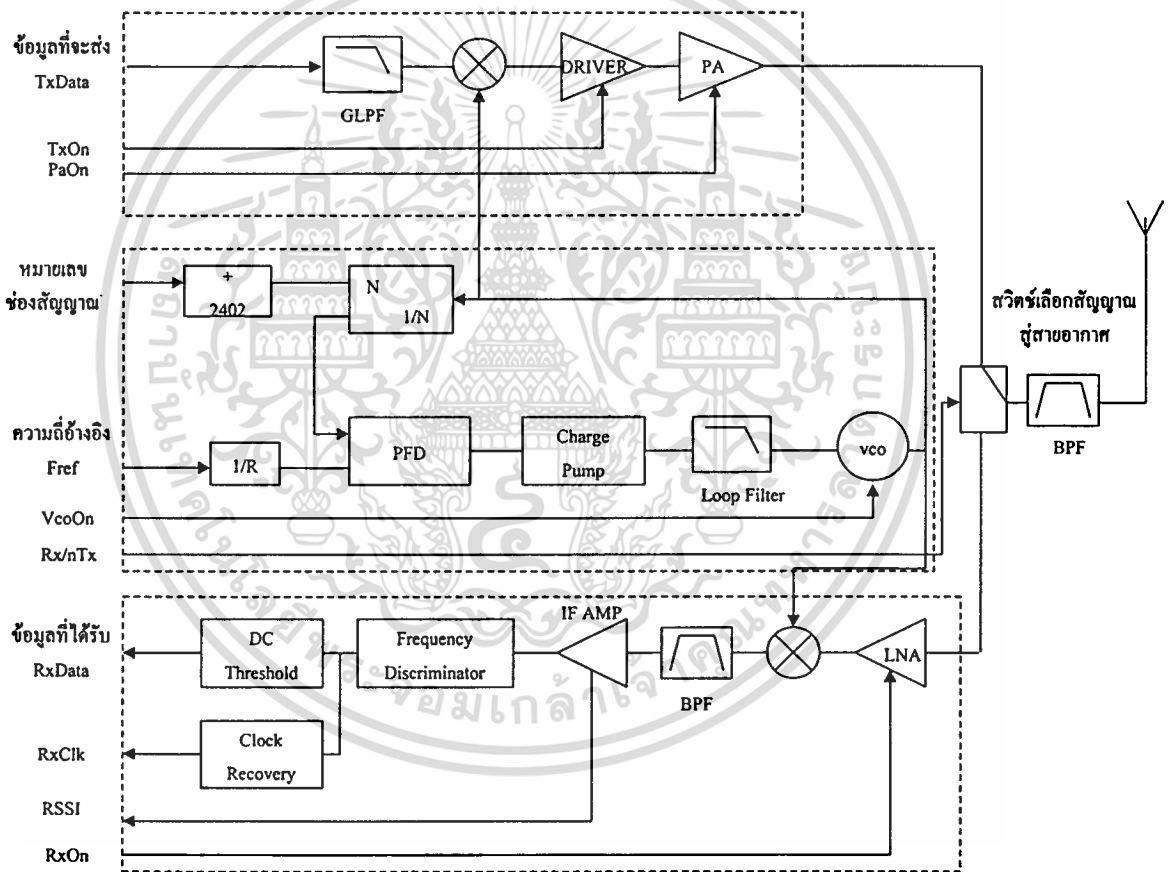
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อีกอย่างว่าบลูทูธ โพรโตคอลสแตค (bluetooth protocol stack) [2] แสดงในรูปแบบที่ 2.1 โดยแต่ละชั้นของว่าบลูทูธ โพรโตคอลสแตค มีชื่อเรียกและหน้าที่การทำงานดังนี้

- Applications เป็นส่วนของ โปรแกรมที่ติดต่อรับหรือส่งข้อมูลกับผู้ใช้
- RFCOMM/SDP สำหรับ RFCOMM เป็น โพรโตคอลเสมือนที่ทำให้แอปพลิเคชันด้านบนมองบลูทูธเป็นเหมือนพอร์ตอนุกรม(Serial Port) ทั่วไป ส่วน SDP (Service Discovery Protocol) เป็น โพรโตคอลที่ช่วยค้นหาบริการจากอุปกรณ์บลูทูธตัวอื่นที่อยู่ในขอบเขตฟิโกเน็ตเดียวกัน
- L2CAP (Logical Link Control and Adaptation Protocol) ทำหน้าที่มีลติเพลกซ์ข้อมูลจากชั้นบนซึ่งอาจจะมีการทำงานของโปรแกรมหลายโปรแกรมพร้อมกันและจัดแบ่งข้อมูลออกเป็นแพ็กเก็ต
- HCI (Host Controller Interface) เป็น โพรโตคอลเชื่อมต่อระหว่างโปรแกรมชั้นบนที่ทำงานอยู่บนระบบหนึ่ง (เช่น โปรแกรมในเครื่องคอมพิวเตอร์โน้ตบุ๊กทำงานบน CPU X86) กับส่วนควบคุมการทำงานของบลูทูธ (เช่น การ์ด PCMCIA Bluetooth ที่ต่ออยู่ในเครื่องคอมพิวเตอร์โน้ตบุ๊ก) ทำให้โปรแกรมรู้จักคำสั่งควบคุมอุปกรณ์บลูทูธ
- Link Manager ทำหน้าที่แปลงคำสั่งที่ได้รับจากชั้นบนเป็นลำดับหน้าที่การทำงานที่ชั้นล่างรู้จัก และคอยส่งคำสั่งลงไปควบคุมการทำงานของชั้นล่างทั้งหมด
- Link Controller ควบคุมการเชื่อมต่อพื้นฐานของบลูทูธทั้งหมด ไม่ว่าจะเป็นสถานะของอุปกรณ์ โหมคการทำงานของอุปกรณ์ การค้นหาอุปกรณ์บลูทูธใกล้เคียง รวมไปถึงจนถึงการเลือกกว่าจะเป็นมาสเตอร์หรือสเลฟในสภาพแวดล้อมต่างๆ
- Baseband การทำงานของชั้นนี้ถือได้ว่าเป็นหัวใจของบลูทูธในด้านฮาร์ดแวร์เลยก็ว่าได้ หน้าที่หลักของชั้นนี้คือการควบคุมวงจรถ่าย-รับคลื่นวิทยุที่อยู่ในชั้นล่างสุด ซึ่งจุดสำคัญที่สุดของการควบคุมก็คือการเลือกช่องความถี่ในการรับส่งข้อมูลให้ตรงกันระหว่างมาสเตอร์และสเลฟที่ต้องมีการกระโดดไปในรูปแบบเดียวกัน
- Radio เป็นส่วนที่เกิดการส่งและรับคลื่นวิทยุจริงๆเป็นส่วนฮาร์ดแวร์ วงจรถ่าย-รับคลื่นวิทยุถูกควบคุมจากชั้น Baseband ไม่ว่าจะเป็นความถี่และระดับความแรงของสัญญาณที่ใช้ รวมไปถึงเฟรมข้อมูลที่จะส่ง

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและสร้างวงจรถ่ายเฉพาะในส่วนของภาคความถี่วิทยุเท่านั้น โดยหน้าที่พื้นฐานของภาคนี้ก็คือการรับและส่งสัญญาณวิทยุที่ผ่านการมอดูเลตข้อมูลเข้าไปแล้ว บล็อกโคเดแกรมอย่างง่ายของโครงสร้างการทำงานภาครับ-ส่งสัญญาณวิทยุ แสดงได้ดังรูปที่ 2.2 จากรูปจะเห็นได้ว่าสามารถแบ่งการทำงานทั้งหมดออกได้เป็น 3 ส่วนคือ ส่วนมอดูเลตข้อมูลภาคส่ง ,ส่วนดีมอดูเลตข้อมูลภาครับ และส่วนสร้างความถี่พาหะ จะเห็นได้ว่าแต่ละส่วนจะมีการรับ-ส่งข้อมูลไปยังภายนอกซึ่งส่วนที่มาเชื่อมต่อนี้ก็คือภาคเบสแบนด์ (Baseband) นั่นเอง ในส่วนของการมอดูเลตข้อมูลในภาคส่งจะรับข้อมูลจากภาคเบสแบนด์มามอดูเลตกับความถี่พาหะ

ด้วยวิธี GFSK หลังจากนั้นจะถูกนำไปขยายตามอัตราขยายที่ภาคเบสแบนด์กำหนด สุดท้ายก็จะถูกส่งออกอากาศทางสายอากาศ ในส่วนของการคิโมดุลเลตในภาครับก็จะรับสัญญาณวิทยุจากสายอากาศแล้วส่งสัญญาณผ่านวงจรกรองแบบแบนด์พาส เพื่อเลือกเอาเฉพาะสัญญาณที่อยู่ในช่วงความถี่ ISM จากนั้นสัญญาณจะถูกป้อนเข้าสู่ส่วนคิโมดุลเลตด้วยความถี่พาหะที่สร้างขึ้น หลังจากนั้นจะถูกป้อนเข้าสู่วงจรขยายสัญญาณซึ่งจะวัดระดับความแรงของสัญญาณส่งไปให้ภาคเบสแบนด์ด้วยและสุดท้ายจะนำข้อมูลที่ได้ไปสังเคราะห์เป็นสัญญาณนาฬิกาเพื่อนำไปใช้งานต่อไป ในส่วนของการสร้างความถี่พาหะจะได้รับการเลือกช่องสัญญาณจากภาคเบสแบนด์ จากนั้นจะนำหมายเลขช่องสัญญาณไปบวกด้วย 2,402 เมกะเฮิร์ตซ์ ก็จะได้อ่าความถี่ที่ต้องการ จากนั้นก็จะนำค่าที่ได้นี้ไปป้อนให้แก่วงจรเฟสล็อกูปเพื่อสร้างความถี่ที่ต้องการออกมา



รูปที่ 2.2 โครงสร้างอย่างง่ายของภาครับส่งสัญญาณวิทยุระบบบลูทูธ

การทำงานทั้งหมดของภาครับ-ส่งสัญญาณวิทยุจะถูกควบคุมโดยภาคเบสแบนด์ทั้งในด้านอัตราขยายสัญญาณวิทยุและช่องความถี่ที่ใช้งาน นอกจากการควบคุมการทำงานของภาครับ-ส่งสัญญาณวิทยุแล้วอีกหน้าที่หนึ่งที่สำคัญก็คือการสร้าง Access Code, Header และส่วนตรวจสอบ

ถูกกำหนดให้มีค่าสูงสุด(ตามคลาสที่กำหนด) ในการส่งครั้งแรก แต่เมื่อมีการเชื่อมต่อกันสมบูรณ์ แล้วอุปกรณ์ฝั่งรับจะส่งค่าความแรงของสัญญาณที่ได้รับกลับมา ซึ่งอุปกรณ์ฝั่งส่งจะนำค่าที่ได้กลับมา นี้ไปปรับค่าอัตราขยายไม่ให้สูงเกินจำเป็นเพื่อประหยัดพลังงาน ในส่วนของการเลือกช่อง ความถี่ในการส่งหรือรับนั้นจะคำนวณจากค่าแอดเดรสของอุปกรณ์ที่เป็นมาสเตอร์ในแต่ละพิก โนเน็ต ซึ่งค่าแอดเดรสนี้จะถูกส่งออกมาจากมาสเตอร์ในส่วนของ Access Code ในทุกๆ แพ็กเก็ตข้อมูล นั้นหมายความว่าอุปกรณ์ทุกตัวที่อยู่ในพิกอนเน็ต (เป็นมาสเตอร์-สเลฟ) จะสามารถคำนวณการ กระโดดเลือกช่องความถี่ที่เหมือนกันทำให้สามารถรับ-ส่งข้อมูลกันได้อย่างถูกต้อง ในขณะที่ อุปกรณ์ในพิกอนเน็ตอื่นก็จะมีรูปแบบการกระโดดที่แตกต่างออกไปเพราะค่าแอดเดรสของอุปกรณ์ที่ เป็นมาสเตอร์ไม่เหมือนกัน(อุปกรณ์บลูทูธทุกตัวจะมีแอดเดรสของตัวเองที่ไม่ซ้ำกันเลย)

ส่วนในภาค Link Controller และ Link Manager มีหน้าที่หลักคือการควบคุมสถานะและ รูปแบบของการเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์ เริ่มตั้งแต่เลือกว่าจะเป็นมาสเตอร์หรือสเลฟในสภาพ แวดล้อมต่างๆ เมื่อกำหนดได้ว่าเป็นมาสเตอร์หรือสเลฟก็จะเลือกโหมดการทำงานของตัวอุปกรณ์ คือถ้าเป็นมาสเตอร์ก็จะทำงานในโหมดแอกทีฟและเริ่มการค้นหาอุปกรณ์ที่อยู่ใกล้เคียง ในขณะที่ สเลฟก็จะทำงานในโหมดแอกทีฟเพื่อคอยตอบรับการค้นหาจากมาสเตอร์ เมื่อพบอุปกรณ์รอบข้าง ในกรณีของมาสเตอร์ก็จะมีกำหนด แอดเดรสเฉพาะ AM_ADDR(Active Member Address) ให้แก่สเลฟที่อนุญาตให้เชื่อมต่อด้วยหรือกำหนดโหมดอื่นๆ (ได้แก่สปีโสด์หรือปาร์ก) ให้แก่ สเลฟ กรณีของฝั่งสเลฟเมื่อได้รับการกำหนดโหมดแล้วก็จะควบคุมรูปแบบการส่งและรับข้อมูล ตามโหมดที่ได้รับการกำหนดมา

บทที่ 3

วงจรรอสซิลเลเตอร์

3.1 บทนำ

วงจรรอสซิลเลเตอร์ความถี่สูงที่ควบคุมความถี่ได้โดยใช้แรงดันไฟฟ้า เป็นวงจรประกอบของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้ในระบบการสื่อสารวิทยุ เช่น วงจรโทรศัพท์เคลื่อนที่ เป็นที่ทราบดีว่า วงจรสังเคราะห์ความถี่จะมีเสถียรภาพทางความถี่ระยะยาว (long term stability) ที่ดีขึ้นอยู่กับความถี่อ้างอิงที่ใช้ซึ่งส่วนมากจะเป็น Quartz Crystal แต่ว่าค่า short term stability หรือเฟสnoise จะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของ VCO และโดยทั่วไปค่าเฟสnoiseของวงจรรอสซิลเลเตอร์ VCO จะมีคุณสมบัติดีกว่า monolithic integrated VCO [7] โดยค่าเฟสnoiseจะมีผลต่อค่าความไวของเครื่องรับเนื่องจากจะเพิ่มสัญญาณรบกวนในวงจรมิกเซอร์ ข้อจำกัดของวงจรรอสซิลเลเตอร์ VCO ที่สามารถกำเนิดความถี่ได้กว้าง เช่น มีช่วงความถี่ 1 octave จะสร้างได้ยาก และโดยทั่วไปต้องการ High Q เรโซเนเตอร์ตลอดช่วงความถี่ที่ต้องการ YIG เรโซเนเตอร์ สามารถใช้ในการสร้าง multi octave oscillator แต่มีข้อเสียคือมีขนาดใหญ่เนื่องจากต้องการสนามแม่เหล็กอย่างแรงในการเปลี่ยนแปลงความถี่ของ YIG และมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ช้า ในขณะที่การใช้วาทเรเตอร์ไดโอด มีข้อดีคือมีขนาดเล็กและมีการเปลี่ยนแปลงของความถี่ได้เร็วกว่ามาก แต่ข้อจำกัดคือวาทเรเตอร์ที่ให้การเปลี่ยนแปลงของคาปาซิแตนซ์ C_{max}/C_{min} มากกว่า 10:1 นั้นทำได้ยากที่ความถี่สูงและค่า Q ของวาทเรเตอร์มีค่าต่ำกว่า YIG มาก ซึ่งทำให้มีค่าเฟสnoiseมากกว่า การทำให้กำลังเอาต์พุตที่ได้ให้มีค่าคงที่ในช่วงความถี่กว้างๆก็เป็นปัญหาอีกอย่างหนึ่งของวงจรรอสซิลเลเตอร์ ซึ่งต้องการการออกแบบที่ดี การหยุดการทำงานในบางช่วงของความถี่ก็เป็นปัญหาที่จะต้องไม่ให้เกิดขึ้น มิเช่นนั้นจะสร้างปัญหาความไม่มีเสถียรภาพของการควบคุมความถี่เมื่อใช้ร่วมกับ PLL ในการสังเคราะห์ความถี่ เนื้อหาในบทนี้จะอธิบายถึงทฤษฎีและการออกแบบออสซิลเลเตอร์โดยใช้ค่า S พารามิเตอร์ ส่วนหัวข้อถัดไปจะอธิบายถึง การออกแบบและสร้างวงจรรอสซิลเลเตอร์ ผลการทดลองของวงจรรอสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ได้โดยใช้แรงดันไฟฟ้าและในหัวข้อสุดท้ายจะกล่าวถึงประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่และคุณสมบัติของเฟสnoise

3.2 ทฤษฎีและการออกแบบออสซิลเลเตอร์โดยใช้ค่า S พารามิเตอร์

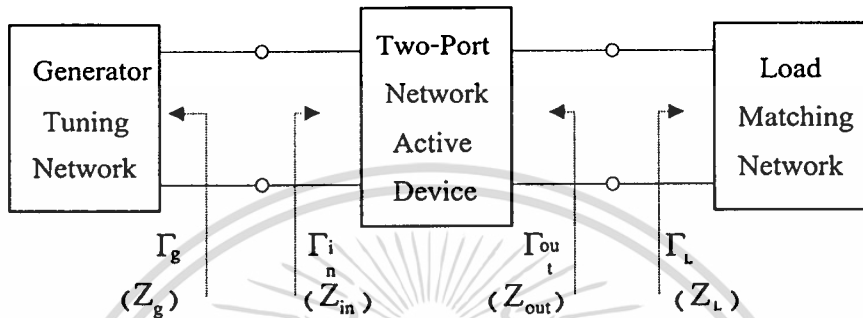
(Scattering Parameters)

ในการออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์สามารถใช้หลักการของการออกแบบวงจรขยายได้ เช่นเดียวกัน วิธีในการออกแบบสามารถทำได้หลายวิธี เช่น พิจารณาความต้านทานลบจากโมเดล เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของทรานซิสเตอร์ ออกแบบโดยใช้ S พารามิเตอร์ เรโซแนนซ์อนุกรมหรือขนาน หรือการวิเคราะห์แบบไม่เชิงเส้น เป็นต้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้วิธีการออกแบบโดยใช้ S พารามิเตอร์

3.2.1 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้ค่า S พารามิเตอร์

เราสามารถพิจารณาวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปแบบของวงจร 2 พอร์ต ได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 โมเดลของวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิด 2 พอร์ต

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ความต้านทานขนานนั้น เรียกวงจรแมตซ์ความต้านทานอินพุต (Input Matching Network) ว่าวงจรจูนความถี่ (Generator Tuning Network) ซึ่งใช้คำนวณความถี่ที่ออสซิลเลตได้ ส่วนวงจรแมตซ์ความต้านทานเอาต์พุต (Output Matching Network) เรียกว่าวงจรแมตซ์โหลด (Load Matching Network) ซึ่งใช้สำหรับแมตซ์ความต้านทานเอาต์พุตกับโหลด

3.2.2 เงื่อนไขการออสซิลเลต

การออสซิลเลต ของวงจรไมโครเวฟ ประกอบไปด้วยเงื่อนไข 3 ประการด้วยกันคือ

1. $K < 1$ เมื่อ K คือตัวประกอบเสถียรภาพ (Stability factor)

$$\text{เมื่อ } K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \times |S_{12} \times S_{21}|} \quad \text{และ } \Delta = S_{11} \times S_{22} - S_{12} \times S_{21}$$

2. $\Gamma_{in} \times \Gamma_g = 1$ เกิดขึ้นที่สภาวะคงที่ (Steadystate)
3. $\Gamma_{out} \times \Gamma_L = 1$ เกิดขึ้นที่สภาวะคงที่ (Steadystate)

เงื่อนไขที่ 1. บอกให้ทราบว่าค่า K ของอุปกรณ์แอกทีฟต้องมีค่าน้อยกว่า 1 หากค่า K ที่คำนวณได้มีค่ามากกว่า 1 แล้วจำเป็นต้องทำการเปลี่ยนโหนดคอมมอนของทรานซิสเตอร์ (เช่น จากคอมมอนอิมิตเตอร์ เป็น คอมมอนเบส หรือ คอมมอนคอลเลกเตอร์) หรือใช้การป้อนกลับเข้าช่วย

เงื่อนไขที่ 2. และ 3. บอกให้ทราบว่าพาสซีฟอิมพีแดนซ์ Z_g และ Z_L ต้องต่อเข้ากับพอร์ตเรโซแนนซ์อินพุต และ พอร์ตโหลดเอาต์พุต ของวงจร 2 พอร์ต ที่ความถี่ออสซิลเลต

และที่ความถี่ออสซิลเลต เงื่อนไขที่ 2. และ 3. จะเกิดขึ้นพร้อมกันเสมอ (ถ้าเงื่อนไขที่ 2. เป็นจริง เงื่อนไขที่ 3. จะเป็นจริงโดยอัตโนมัติ และในทางกลับกันด้วย) โดยสามารถพิจารณาได้ดังนี้คือ

$$\text{จาก} \quad \Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} \times S_{21} \times \Gamma_L}{1 - S_{22} \times \Gamma_L} = \frac{S_{11} - \Delta \times \Gamma_L}{1 - S_{22} \times \Gamma_L}$$

$$\text{จะได้} \quad \frac{1}{\Gamma_{in}} = \frac{1 - S_{22} \times \Gamma_L}{S_{11} - \Delta \times \Gamma_L}$$

โดยหากเงื่อนไขที่ 2. เป็นจริง กล่าวคือ $\Gamma_{in} \times \Gamma_g = 1$

$$\text{ดังนั้น} \quad S_{11} \times \Gamma_g - \Delta \times \Gamma_L \times \Gamma_g = 1 - S_{22} \times \Gamma_L$$

$$\text{โดย} \quad \Gamma_L = \frac{1 - S_{11} \times \Gamma_g}{S_{22} - \Delta \times \Gamma_g}$$

$$\text{จากเดิม} \quad \Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12} \times S_{21} \times \Gamma_s}{1 - S_{11} \times \Gamma_s} = \frac{S_{22} - \Delta \times \Gamma_s}{1 - S_{11} \times \Gamma_s}$$

นั่นคือ $\Gamma_{out} \times \Gamma_L = 1$ นั่นเอง

เป็นการพิสูจน์ว่า ถ้าเงื่อนไขที่ 2. เป็นจริง เงื่อนไขที่ 3. จะเป็นจริงด้วย และเนื่องจาก $|\Gamma_g|, |\Gamma_L| < 1$ เสมอ (เป็นอุปกรณ์ชนิดพาสซีฟ)

ดังนั้น $|\Gamma_{in}|, |\Gamma_{out}| > 1$ (จึงจำเป็นต้องใช้ คอมเพรสสมิทช์ชาร์ท (Compress Smith Chart) สำหรับการออกแบบออสซิลเลเตอร์)

จากเงื่อนไขที่ 1. ที่ว่า $K < 1$ แสดงว่า เมื่อวงจรขั้ว 2 พอร์ตอยู่ในสภาวะอาจจะไม่มีเสถียรภาพ (Potentially Unstable) ถ้าทำการต่อโหลด Z_L ที่เหมาะสม เข้าที่พอร์ตที่ 2 จะทำให้ Γ_{in} ที่มองเข้าหาพอร์ตที่ 1 มีค่ามากกว่า 1 หรือ อิมพีแดนซ์ที่มองเข้ามาจากพอร์ตที่ 1 มีค่าความต้านทานมีค่าเป็นลบ โดยสำหรับวงจรขั้ว 2 พอร์ตเองนั้น ต้องพยายามทำให้มีค่า S_{11} มากกว่า 1 เนื่องจาก

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} \times S_{21} \times \Gamma_L}{1 - S_{22} \times \Gamma_L}$$

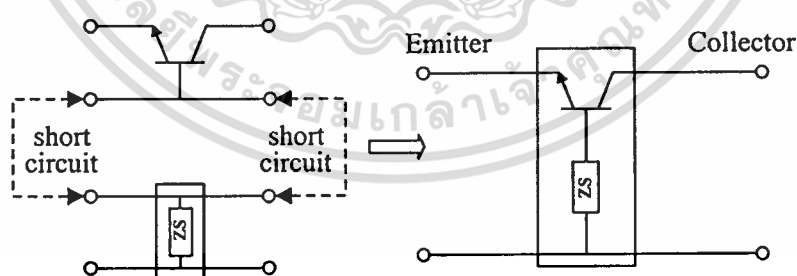
ซึ่งถ้าเลือกให้ $\Gamma_L = 0$ หรือ $Z_L = Z_0$

จะทำให้ $\Gamma_{in} = S_{11}$

การเปลี่ยนโนคคอมมอนของทรานซิสเตอร์ (เช่นจากคอมมอนอิมิตเตอร์ แปลงเป็นคอมมอนเบส) และใช้การป้อนกลับเข้าช่วยจะทำให้เกิดความต้านทานลบที่พอร์ตของทรานซิสเตอร์ ตลอดช่วงความถี่ที่ต้องการออสซิลเลต [8] วิธีการที่ใช้ในการเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุของตัวป้อนกลับ คือการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด เช่น โปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิศ (Microwave Office) หรือ ทัชสโตน (Touchstone) นอกจากนั้นการเพิ่มค่าความต้านทานลบและแบนด์วิดท์ของวงจรสามารถทำได้โดยเพิ่มวงจรเมตซึ่งระหว่างเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์และโหลด

3.3 การออกแบบและสร้างวงจรรออสซิลเลเตอร์

วิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการออกแบบวงจรรออสซิลเลเตอร์ซึ่งปรับค่าความถี่ได้ด้วยแรงดันไฟฟ้าจำนวน 2 ชุด โดยชุดแรกมีค่าความถี่ในช่วง 2.33-2.41 จิกะเฮิรตซ์ เพื่อใช้เป็นโลคอลออสซิลเลเตอร์ตัวแรกของทางภาครับ ส่วนอีกชุดหนึ่งใช้เป็นวงจрсังเคราะห์ความถี่ทางภาคส่งเพื่อทำการมอดูเลตแบบ GFSK ที่ความถี่ 2.4 จิกะเฮิรตซ์ การออกแบบวงจรทั้ง 2 ชุดใช้หลักการเดียวกันเพียงแต่เปลี่ยนค่าอินดักเตอร์เพื่อให้ใช้ในย่านความถี่ที่ต้องการ ในการออกแบบวงจรเราเลือกใช้ Si BJT เนื่องจากมีค่า $(1/f)$ noise น้อยกว่าอุปกรณ์ GaAs MESFET [9] ซึ่งจะส่งผลให้วงจรรออสซิลเลเตอร์มีค่าเฟสน้อยสัปดาห์ โดยทั่วไป Si BJT จะมี $(1/f)$ noise corner frequency อยู่ในช่วงต่ำกว่า 100 kHz ในขณะที่ GaAs MESFET มีค่า $(1/f)$ noise corner frequency มากกว่า 1 MHz ดังนั้นจึงเลือกใช้ Si BJT เบอร์ BFP 420 ซึ่งมีค่า f_T เท่ากับ 25 จิกะเฮิรตซ์ ที่ I_C เท่ากับ 35 มิลลิแอมป์ โดยวงจรเรโซแนนซ์จะต่อเข้ากับขาอิมิตเตอร์ ของทรานซิสเตอร์เพื่อกำหนดความถี่ โดยความถี่ที่จะออสซิลเลตคือความถี่ที่ทำให้ค่าของส่วนจินตภาพของอิมิตเตอร์อิมพีแดนซ์ถูกหักล้างไป และค่าการสูญเสียที่เกิดในวงจรเรโซเนเตอร์จะต้องไม่มากกว่าค่ากำลังงานของความต้านทานลบที่จ่ายให้ได้ รูปแบบของวงจรเป็นลักษณะของวงจรแบบคอมมอนเบส เนื่องจากเป็นที่ทราบโดยทั่วไปว่าวงจรคอมมอนเบส (สำหรับอุปกรณ์ BJT) เป็นวงจรที่ให้ค่าการตอบสนองต่อความถี่ที่กว้างๆดีกว่าวงจรชนิดคอมมอนอิมิตเตอร์ แต่ส่วนมากผู้ผลิตอุปกรณ์แอกทีป จะให้ค่า S-พารามิเตอร์ของวงจรชนิดคอมมอนอิมิตเตอร์เป็นส่วนใหญ่ ดังนั้นจึงต้องแปลงคอมมอนอิมิตเตอร์ S-พารามิเตอร์เป็นคอมมอนเบส S-พารามิเตอร์โดยใช้หลักการแปลงใน [10,11] เพื่อที่จะทำให้ S_{11} ของทรานซิสเตอร์ มีค่ามากกว่า 1 จะต้องใช้หลักการของการป้อนกลับแบบบวก โดยการใส่ L_B ที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์แสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 การต่อกันแบบอนุกรมระหว่างทรานซิสเตอร์และตัวป้อนกลับ

การหา S-พารามิเตอร์ ของการรวมวงจรมีสามารถทำได้โดยการแปลง S-พารามิเตอร์ไปเป็น Z-พารามิเตอร์ แล้วทำการรวม Z-พารามิเตอร์ทั้งสองเข้าด้วยกัน จากนั้นแปลง Z-พารามิเตอร์ กลับไปเป็น S-พารามิเตอร์อีกครั้ง

การคำนวณที่ความถี่ 2.4 GHz ของ Si BJT เบอร์ BFP 420 สามารถแสดงได้ดังนี้

S-พารามิเตอร์ CE ที่มี $V_{CE} = 3 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ mA}$

$$\begin{aligned} S_{11} &= 0.4282 \angle 175.4 & S_{12} &= 0.0749 \angle 45.5 \\ S_{21} &= 5.739 \angle 67 & S_{22} &= 0.2779 \angle -76.5 \\ K &= 0.97582 \end{aligned}$$

แปลงเป็น S-พารามิเตอร์ CB ที่มี $V_{CE} = 3 \text{ V}$, $I_C = 10 \text{ mA}$

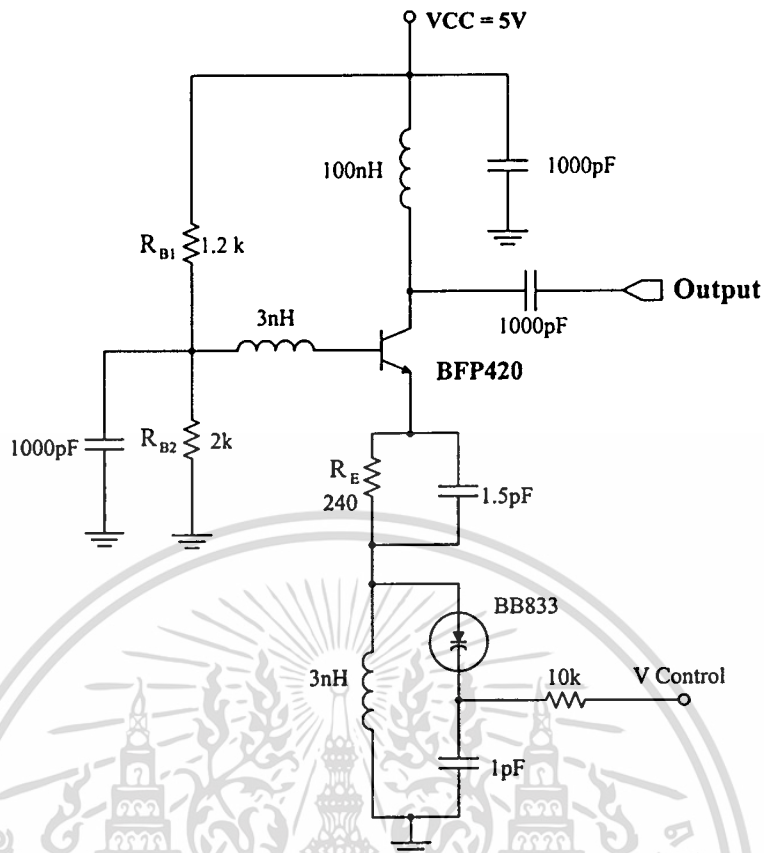
$$\begin{aligned} S_{11} &= 1.0437 \angle 167.45 & S_{12} &= 0.10746 \angle 152.97 \\ S_{21} &= 2.1404 \angle -21.15 & S_{22} &= 1.1746 \angle -18.266 \\ K &= -0.98141 \end{aligned}$$

ใส่ feedback inductor ($L_B = 3 \text{ nH}$) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} S_{11} &= 1.9082 \angle 168.65 & S_{12} &= 0.10746 \angle 152.97 \\ S_{21} &= 3.1044 \angle -24.179 & S_{22} &= 1.7426 \angle -20.452 \\ K &= -0.9559 \end{aligned}$$

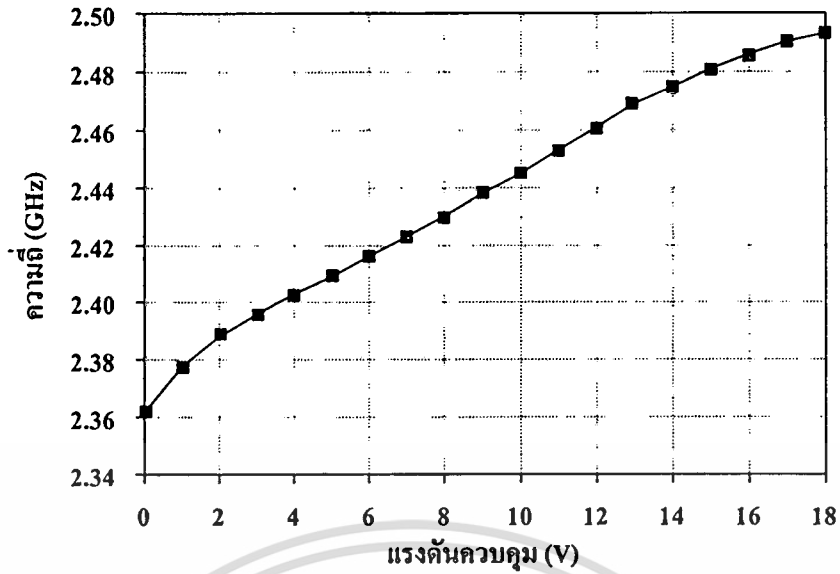
จากการคำนวณ จะเห็นว่าเมื่อทำการป้อนกลับทางบวกโดยใช้ค่า L_B (3 nH) ต่ออนุกรมกับขาเบสของทรานซิสเตอร์ที่ต่อชนิดคอมมอนเบส สามารถทำให้เกิดค่าอิมพีแดนซ์แบบลบที่ขาอิมิตเตอร์ ซึ่งจะทำให้ S_{11} ของทรานซิสเตอร์มีค่ามากกว่า 1 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ออกแบบได้แสดงในรูปที่ 3.3

วงจรเรโซแนนซ์ LC ชนิดขนานจะต่อเข้าที่ขาอิมิตเตอร์ ของทรานซิสเตอร์เพื่อกำหนดความถี่ โดยความถี่ที่จะออสซิลเลตคือความถี่ที่ทำให้ค่าของส่วนจินตภาพของอิมิตเตอร์อิมพีแดนซ์ ถูกหักล้างไป และค่าการสูญเสียที่เกิดในวงจรเรโซเนเตอร์จะต้องไม่มากกว่าค่ากำลังงานของความต้านทานลบที่จ่ายให้ได้ ค่า R_{B1} , R_{B2} และ R_E ซึ่งมีค่า 2 k Ω , 2.7 k Ω และ 200 Ω ตามลำดับ เป็นไบอัสรีซิสเตอร์เพื่อให้ I_{CQ} มีค่าเท่ากับ 10 มิลลิแอมป์ วงจรใช้ซัพพลายโวลต์เตท 5 โวลต์ วาริแคปเบอร์ BB 833 ซึ่งมีค่าคาปาซิแตนซ์ 1-10 พิโคฟารัด เมื่อแรงดันไบอัสย้อนกลับมีค่า 15-0 โวลต์ ถูกใช้ร่วมกับตัวเหนี่ยวนำ 3 นาโนเฮนรีเพื่อเป็นวงจรเรโซเนเตอร์ค่า Q factor ของ BB 833 มีค่าประมาณ 50 ที่ความถี่ 2 GHz เนื่องจากต้องการค่า Q ของ ตัวเหนี่ยวนำที่สูง เพื่อให้ค่าเฟสน้อยลง มีค่าน้อย ดังนั้นจึงใช้ไมโครสตริป (ribbon inductor) เพื่อสร้างตัวเหนี่ยวนำค่า 3 nH และ 5nH

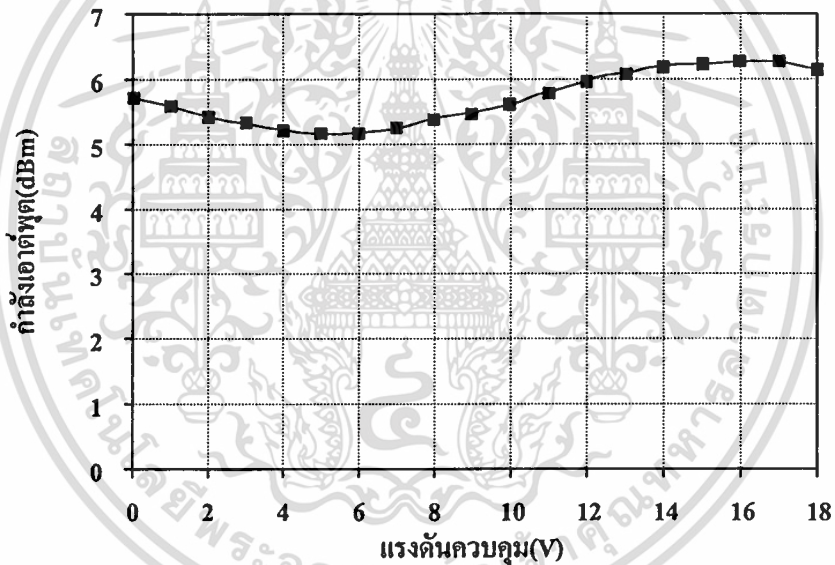


รูปที่ 3.3 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้จากการออกแบบ

การสร้างวงจรมันใช้ Glass Epoxy FR4 PCB ซึ่งมีความหนาของสารไดอิเล็กตริก 0.8 มิลลิเมตร ความหนาของทองแดงประมาณ 30 ไมโครเมตรและมีค่า $\epsilon_r = 4.7$ เป็นวัสดุฐานรอง (substrate) ลายวงจรบนแผ่น PCB แสดงในรูปที่ 3.4(a) เนื่องจากวงจรทำงานที่ความถี่สูง ดังนั้น การออกแบบวงจร PCB จึงมีความสำคัญไม่น้อยไปกว่าการออกแบบวงจร อุปกรณ์ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้มีค่า ความถี่เรโซแนนซ์ตัวเองประมาณ 3 จิกะเฮิรตซ์ และมี Q ประมาณ 30 ในทำนองเดียวกัน ค่าตัวเก็บประจุที่ใช้มีค่า ความถี่เรโซแนนซ์ตัวเองประมาณ 3 จิกะเฮิรตซ์โดยตัวเก็บประจุมีขนาดมาตรฐาน SMT 0603 อุปกรณ์ที่สำคัญอีกอย่างคือวารีแคปไดโอด ซึ่งปรับค่าตัวเก็บประจุได้ระหว่าง 1-10 พิโคฟารัดแต่ค่าตัวเหนี่ยวนำปรสิติกของไดโอด BB833 จะทำให้เกิดการเรโซแนนซ์ตัวเองที่ความถี่ประมาณ 2.5 จิกะเฮิรตซ์ ซึ่งทำให้จำกัดด้านความถี่สูงกว่า 2 จิกะเฮิรตซ์ ของวงจรออสซิลเลเตอร์ การวางอุปกรณ์บนแผ่น PCB ของวงจรออสซิลเลเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 3.4(b) โดยวงจรมีขนาด 2.2×2.8 เซนติเมตร

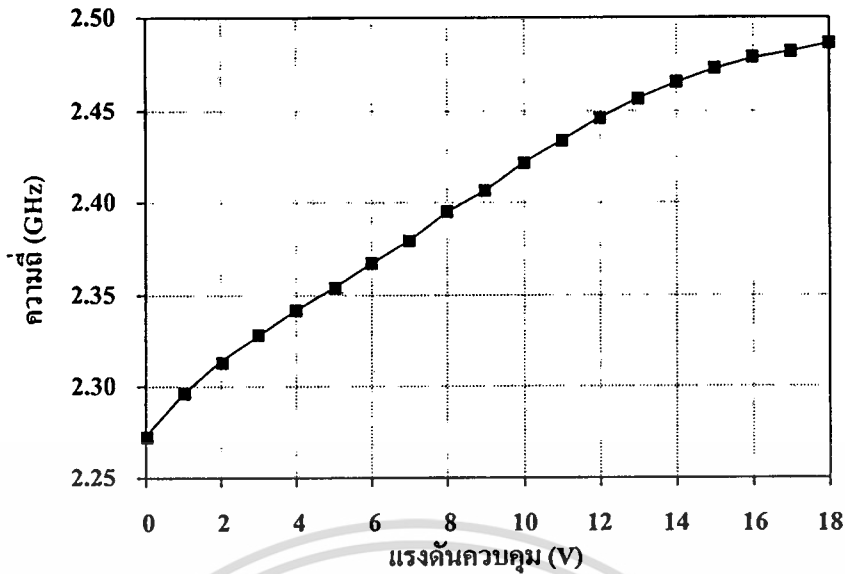


รูปที่ 3.6 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และแรงดันควบคุมของวงจรร VCO ภาคส่ง

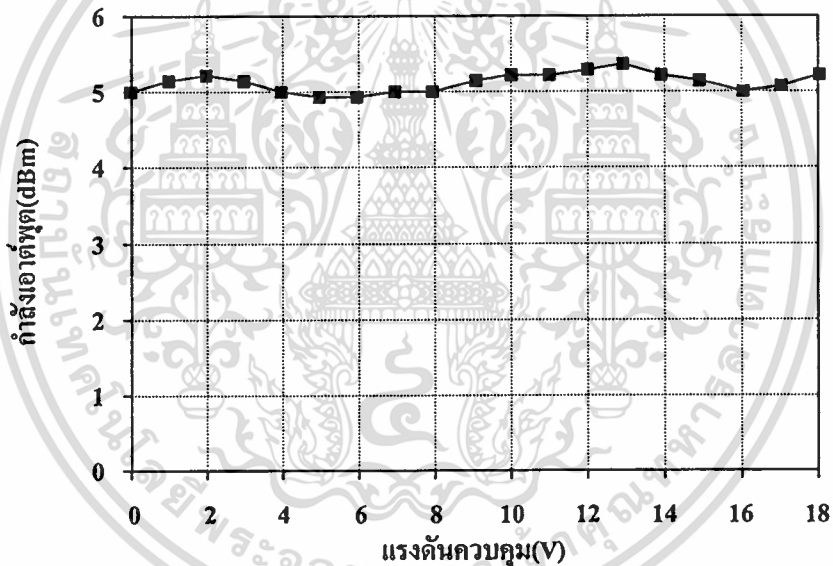


รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตและแรงดันควบคุมของวงจรร VCO ภาคส่ง

ส่วนวงจรร VCO ของทางภาครับใช้งานในช่วงความถี่ 2.33-2.41 จิกะเฮิรตซ์ มีความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับแรงดันที่เปลี่ยนไปมีความเป็นเชิงเส้นที่ีระหว่างความถี่ 2.31-2.45 GHz มีความไวในการปรับจูนความถี่เท่ากับ 85 MHz/v และกำลังของสัญญาณเอาต์พุตมีค่า 5 ± 1 dBm ดังแสดงในรูปที่ 3.7 และ 3.8



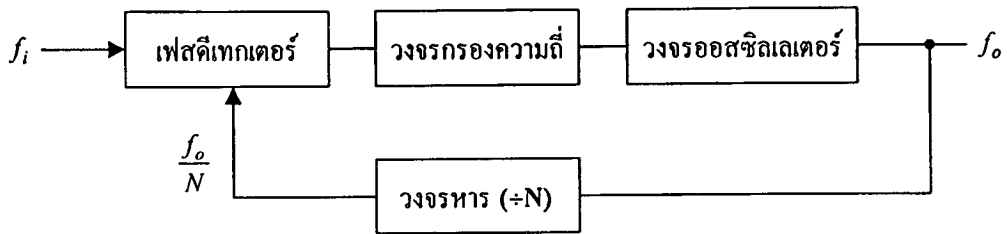
รูปที่ 3.8 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และแรงดันควบคุมของวงจร VCO ภาครับ



รูปที่ 3.9 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตและแรงดันควบคุมของวงจร VCO ภาครับ

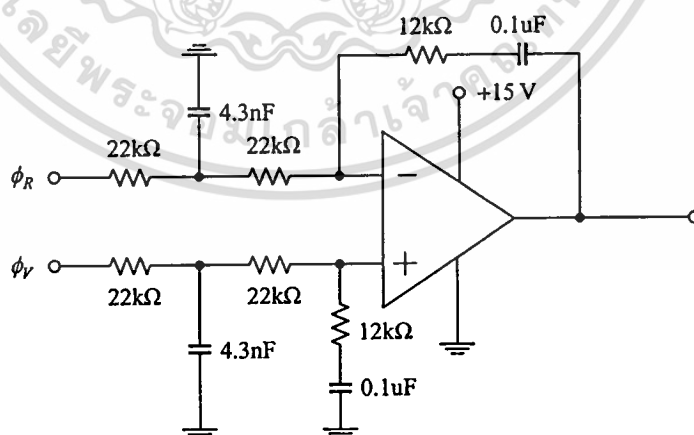
3.5 การประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่และคุณสมบัติของเฟสล็อก

เมื่อต่อวงจร VCO ที่ออกแบบเข้ากับระบบเฟสล็อกเพื่อสร้างเป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้หลักการของเฟสล็อก (Phase-Locked Loops: PLL) จะประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังในบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.10

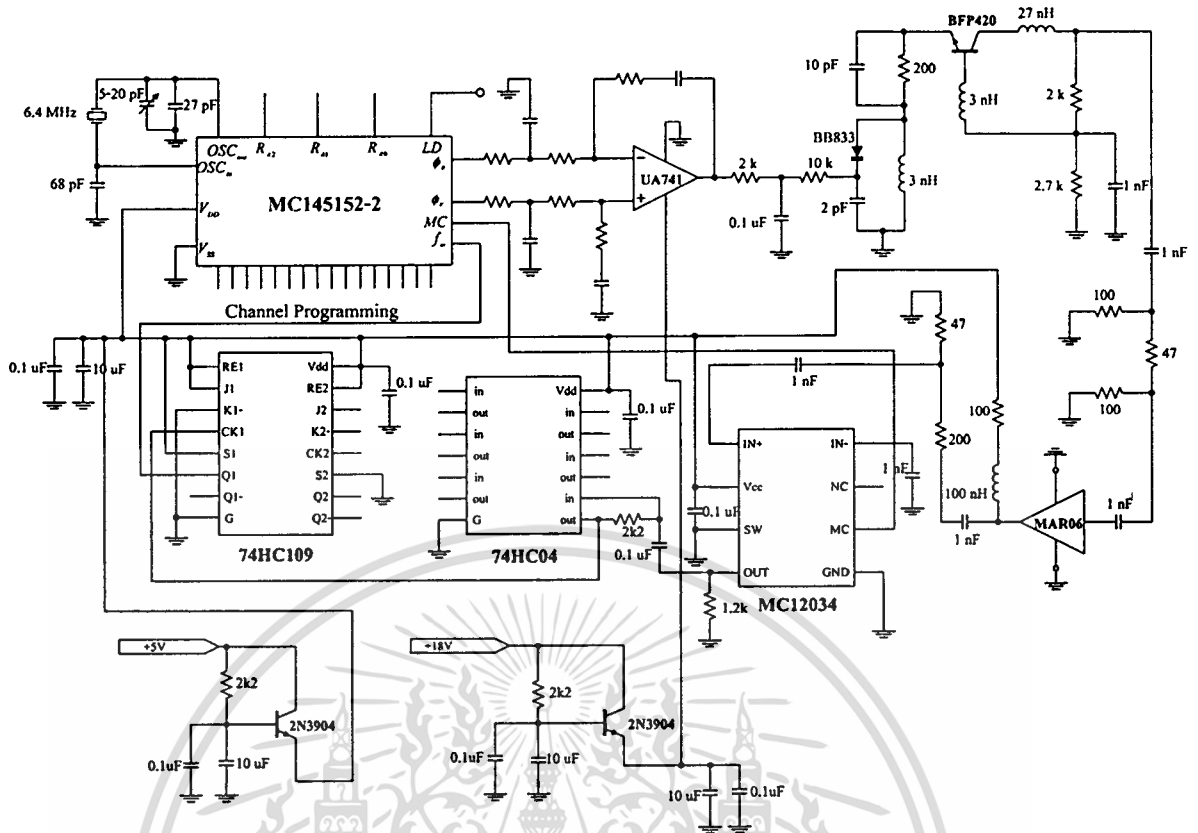


รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรองความถี่

โดยที่เฟสดีเทกเตอร์ชนิด PFD ใช้ไอซีเบอร์ MC145152-2 ภายในวงจรเป็นอุปกรณ์ที่ทำขึ้นจากเฟดทำให้กินกำลังงานน้อย, ทำงานที่ความถี่สูงได้ดีของบริษัทโมโตโรล่า ส่วนวงจรรหารใช้ไอซีเบอร์ MC12054A ของบริษัทเดียวกัน สัญญาณอ้างอิงที่ใช้ในการเปรียบเทียบเฟสสร้างจากคริสตอลที่มีเสถียรภาพทางความถี่ ± 4 ppm ในช่วงอุณหภูมิ -10 ถึง 60 °C ความถี่ของคริสตอลที่ใช้ต้องสามารถหารด้วยเลขฐานสองได้ลงตัว เมื่อคริสตอล 4 MHz ถูกหารด้วย 8 ลงมาเหลือความถี่เพียง 500 kHz และผ่านฟลิปฟล็อปหารสองโดยใช้ไอซี 74HC109 จะได้ระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณ 1MHz ก่อนที่จะเข้าอินพุตของไอซี MC145152 เพื่อจะใช้ในการล็อกความถี่และเฟสของสัญญาณอินพุต (f_{in}) ต่อไป การคำนวณค่าการหารทำได้โดยการตั้งค่าหารที่บิต N9 – N0 และ A0 – A5 ซึ่งไอซี MC145152 สามารถรับสัญญาณอินพุตได้สูงสุด 26 MHz ดังนั้นหากต้องการล็อกความถี่ของสัญญาณที่ความถี่สูงกว่า 26 MHz ต้องใช้พรีสเกลเลอร์ช่วยในการทำงาน สำหรับข้อจำกัด ของการใช้พรีสเกลเลอร์นั่นคือ ค่า N ที่ได้จะต้องมากกว่า A เสมอ หากค่าที่ได้นั้นมีค่า N น้อยกว่า A แล้ว ต้องลดค่าการหารด้วยพรีสเกลเลอร์ลงมา [ภาคผนวก ง.]

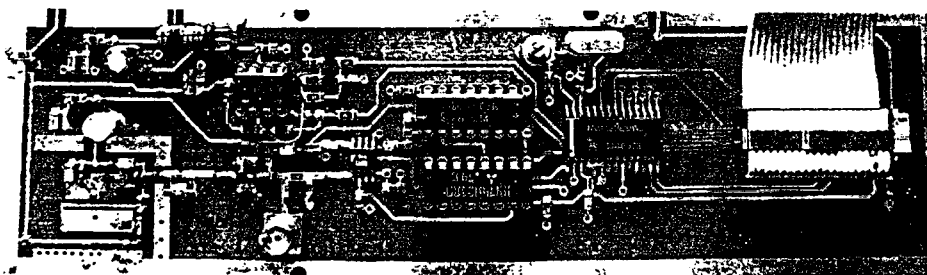


รูปที่ 3.11 ลูปฟิลเตอร์สำหรับวงจรรอซซึลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้



รูปที่ 3.12 วงจรรวมของวงจรสังเคราะห์ความถี่

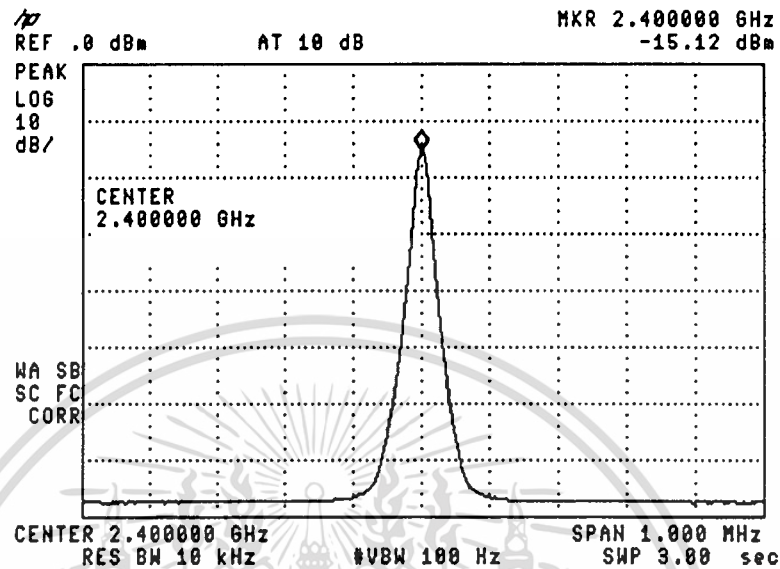
ส่วนที่สำคัญของวงจรสังเคราะห์ความถี่คือการออกแบบวงจรกรองความถี่หรือฟิลเตอร์ (Loop filter) โดยการใช้การออกแบบใน [12-13] เมื่อกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้สำหรับวงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ให้ $f_s = 50 \text{ kHz}$ $\zeta = 0.8$ $K_\phi = 0.796$ และ $\omega_n = 1438.5 \text{ rad/s}$ จะได้ฟิลเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 3.11 ใช้โอปแอมป์เบอร์ UA741 และใช้ไฟเลี้ยงเท่ากับ 15 โวลต์ รูปที่ 3.12 แสดงวงจรรวมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกที่สมบูรณ์และในรูปที่ 3.13 แสดงวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ประกอบลงบนบอร์ดและวางอุปกรณ์ต่าง ๆ เรียบร้อยแล้ว



รูปที่ 3.13 แสดงวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ประกอบลงบนบอร์ดและวางอุปกรณ์ต่าง ๆ เรียบร้อยแล้ว

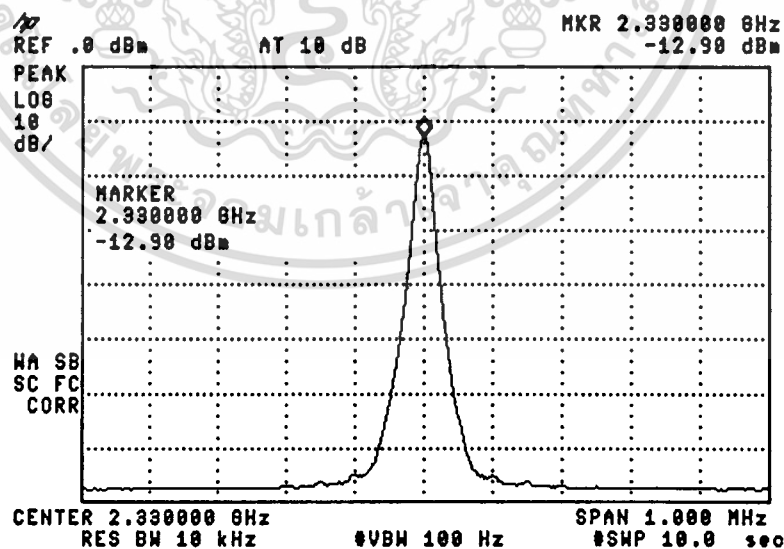
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำวงจร VCO ของภาคส่งต่อเข้ากับระบบเฟสล็อกถูบ สร้างเป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ เพื่อกำหนดความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต ทำการวัดสัญญาณที่ความถี่ 2.4 GHz พบว่ามีสัญญาณรบกวนทางเฟส -105 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz จากความถี่กลาง แสดงดังรูปที่ 3.14



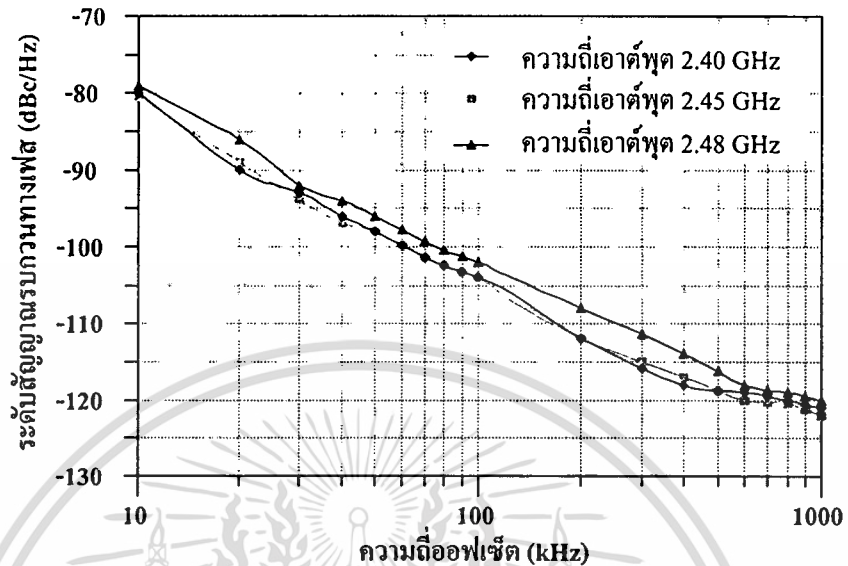
รูปที่ 3.14 เอาต์พุตสเปกตรัมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ความถี่ 2.4 GHz

สำหรับวงจร VCO ในภากรับ ทำการวัดสัญญาณที่ความถี่ 2.33 GHz พบว่ามีสัญญาณรบกวนทางเฟส -100 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 100 kHz จากความถี่กลาง แสดงดังรูปที่ 3.15



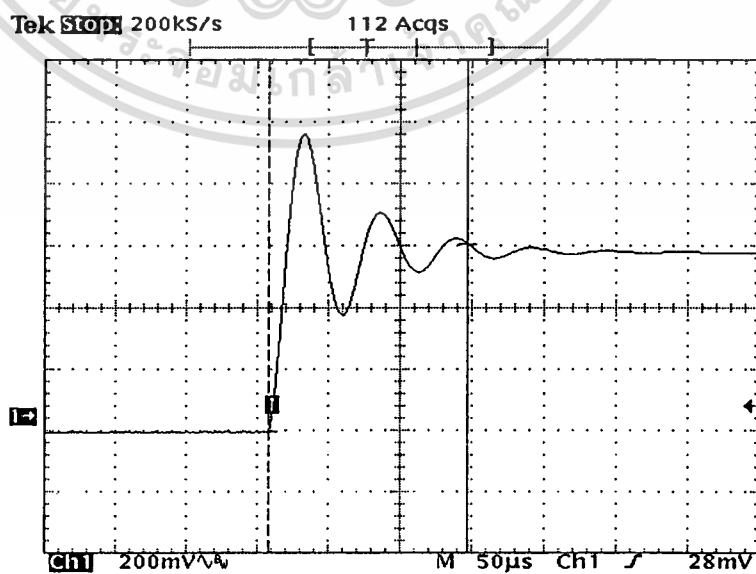
รูปที่ 3.15 เอาต์พุตสเปกตรัมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ความถี่ 2.33 GHz

จากสัญญาณเอาต์พุตที่ได้พบว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์ในช่วงความถี่ 2.40-2.48 GHz มีค่าต่ำกว่า 80 , -100 , และ -120 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 10 kHz, 100 kHz, และ 1 MHz จากความถี่กลางตามลำดับ แสดงดังรูปที่ 13.16



รูปที่ 3.16 สัญญาณรบกวนทางเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 2.40-2.48 GHz

เมื่อทำการวัดคุณสมบัติของวงจрсังเคราะห์ความถี่โดยการวัดช่วงเวลาเข้าที่ (Settling time) ซึ่งเป็นเวลาที่ใช้ในการเข้าสู่สภาวะเข้าที่ของวงจрсังเคราะห์ความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนช่วงความถี่โดยพิจารณาในช่วง 90 เปอร์เซ็นต์ของการเข้าสู่สภาวะเข้าที่ [14] ช่วงเวลาเข้าที่ของวงจрсังเคราะห์ความถี่แสดงในรูปที่ 3.17 จากกราฟเวลาที่ใช้ในการเข้าสู่สภาวะเข้าที่น้อยกว่า 220 μ s ซึ่งอยู่ในเกณฑ์มาตรฐานของระบบบลูทูธ[15]



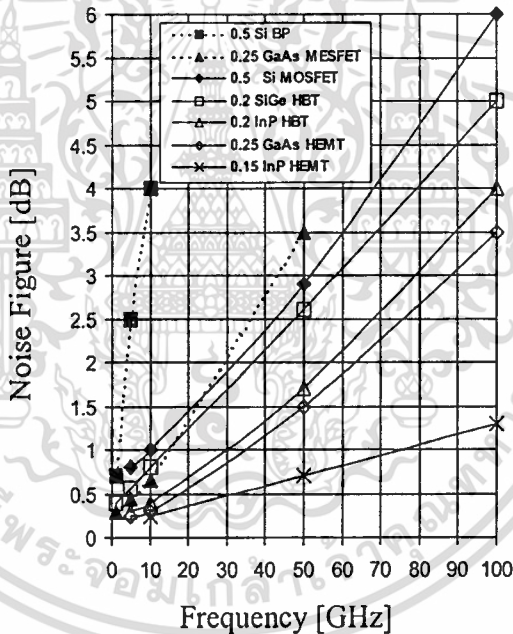
รูปที่ 3.17 ช่วงเวลาเข้าที่ (setting time)

บทที่ 4

วงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ

4.1 บทนำ

วงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำเป็นส่วนประกอบที่สำคัญมากวงจรรหนึ่งในระบบของเครื่องรับวิทยุ โดยส่วนใหญ่จะเป็นวงจรรแรกหรือวงจรรส่วนหน้าของระบบเครื่องรับ ซึ่งส่งผลต่อค่านอยส์ฟีกเกอร์รวมของทั้งระบบ คุณสมบัติของวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำก็คือให้ค่านอยส์ฟีกเกอร์ต่ำ ในขณะที่มีอัตราขยายสูง นอกจากนี้ยังต้องการค่าสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตและเอาต์พุตที่ดีและมีค่าไอโซเลชันย้อนกลับสูงเพื่อป้องกันสัญญาณที่ไม่ต้องการไหลย้อนกลับผ่านวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำเข้าไปที่สายอากาศหรือส่วนของวงจรรในภาคส่ง



รูปที่ 4.1 กราฟแสดงผลเปรียบเทียบนอยส์ฟีกเกอร์ของทรานซิสเตอร์ประเภทต่างๆ

เนื้อหาในบทนี้จะอธิบายถึงการออกแบบวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบ 2 ภาค โดยใช้เทคนิคการป้อนกลับแบบที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำอนุกรม (inductive series feedback) ซึ่งจะทำได้ค่าอิมพีแดนซ์ของจุดที่นอยส์ฟีกเกอร์น้อยที่สุดและค่าอัตราขยายมากที่สุดมีค่าใกล้เคียงกันมากขึ้น [14] และเนื่องจากค่านอยส์ฟีกเกอร์ของวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำจะขึ้นอยู่กับวงจรรขยายภาคแรกมาก ดังนั้นจึงเลือกอุปกรณ์แอคทิฟเป็น PHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor) เนื่องจากสามารถให้ค่านอยส์ฟีกเกอร์ต่ำ ($NF_{min} < 1$ dB) ในรูปที่ 4.1 เป็นกราฟแสดงผลเปรียบเทียบของนอยส์ฟีกเกอร์ของทรานซิสเตอร์ประเภทต่างๆ โดยจะเห็นได้ว่า PHEMT เป็น

อุปกรณ์ที่ให้ค่านอยส์ฟีกเกอร์ที่ต่ำที่สุดนอกจากนี้ยังมีความเป็นเชิงเส้นที่ดีและภาคตัดไปใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็น BJT (Bipolar Junction Transistor) เพื่อเพิ่มอัตราขยายให้สูงขึ้น

4.2 การออกแบบและสร้างวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ

การออกแบบวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำใช้ค่า S พารามิเตอร์ในการคำนวณเช่นเดียวกับวงจรรออสซิลเลเตอร์ การมีเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข (unconditionally stable) นับเป็นเป้าหมายของการออกแบบ ซึ่งหมายความว่าเมื่อมีโหลดค่าใดๆต่ออยู่ที่ด้านอินพุตหรือเอาต์พุตของวงจรวงจรยังคงความมีเสถียรภาพได้ [16] ซึ่งสามารถคำนวณได้จากกรวิเคราะห์เชิงตัวเลขที่เรียกว่า Rollett stability factor (K)

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \times |S_{21}| \times |S_{12}|} \quad (4.1)$$

จากสมการ (4.1) เมื่อ $K > 1$ วงจรจะเสถียรแบบไม่มีเงื่อนไข และเมื่อ $K < 1$ วงจรจะมีโอกาสที่จะไม่มีเสถียรภาพ (potentially unstable) ซึ่งหมายความว่าวงจรมีโอกาสเกิดออสซิลเลชันขึ้นตอนถัดไปคือการแมตซ์อินพุตและเอาต์พุต โดยอิมพีแดนซ์ของวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุตควรจะแมตซ์เข้ากับอิมพีแดนซ์ของระบบเพื่อให้มีการส่งผ่านกำลังงานสูงสุด การแมตซ์อิมพีแดนซ์ถูกนำมาใช้เพื่อชดเชยอัตราขยายเมื่อความถี่สูงขึ้นรวมทั้งลดความสูญเสียย้อนกลับ (return loss) ทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุต เมื่อออกแบบวงจรแมตซ์ทั้งฝั่งอินพุตและเอาต์พุตสำหรับอัตราขยายที่ต้องการแล้วจึงเลือกจุดทำงานของทรานซิสเตอร์ การออกแบบวงจรวไบแอส มีความสำคัญไม่น้อยไปกว่าขั้นตอนอื่นๆ เนื่องจากคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรรขยาย เช่น อัตราขยายสูง กำลังงานเอาต์พุตสูง ประสิทธิภาพ และการรบกวนที่ต่ำขึ้นอยู่กับกรไบแอสวงจรถือเป็นสำคัญ โดยเลือกได้จากค่ากระแสคอลเลกเตอร์ I_C (Collector Current) และแรงดันตกคร่อมขาคอลเลกเตอร์และขาอิมิตเตอร์ V_{CE} (Collector to Emitter Voltage)

จากค่า S พารามิเตอร์และนอยส์พารามิเตอร์ของ PHEMT ATF-34143 ดังแสดงในตารางที่ 1 และ 2 พบว่าที่ความถี่ 2.5 จิกะเฮิรตซ์ ค่า Γ_{OPT} มีค่าเท่ากับ $0.65 \angle 83^\circ$ โดยมีค่านอยส์ฟีกเกอร์น้อยที่สุด (F_{min}) ที่ 0.23 dB และค่า S_{11} มีค่า $0.72 \angle 145^\circ$ เพื่อที่จะทำให้ค่า S_{11} มีค่าเข้าใกล้ Γ_{OPT} มากขึ้น จะใช้ความเหนี่ยวนำในการป้อนกลับแบบอนุกรม (inductive series feedback) ข้อดีของเทคนิคนี้คือเนื่องจากโดยทั่วไปการออกแบบวงจรรขยายเพื่อให้ได้ค่านอยส์ฟีกเกอร์น้อยที่สุดและเพื่อให้ได้ค่าอัตราขยายมากที่สุดจะเกิดขึ้นที่อินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าต่างกัน ดังนั้นด้วยเทคนิคการป้อนกลับนี้จะทำให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ของจุดที่นอยส์ฟีกเกอร์น้อยที่สุดและค่าอัตราขยายมากที่สุดมีค่าใกล้เคียงกันมากขึ้น ด้วยเหตุนี้จึงทำให้สามารถออกแบบวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำให้มีค่านอยส์ฟีกเกอร์และอัตราขยายที่ดีพร้อมกันได้ พบว่าค่า S_{11} เคลื่อนที่เข้าใกล้ Γ_{OPT} มากขึ้นเมื่อเพิ่มค่าความเหนี่ยวนำ

เอกสเพอริเม้นต์ที่แสดงให้เห็นว่าค่า S_{11} เคลื่อนที่เข้าใกล้ Γ_{OPT} มากขึ้นเมื่อเพิ่มค่าความเหนี่ยวนำ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

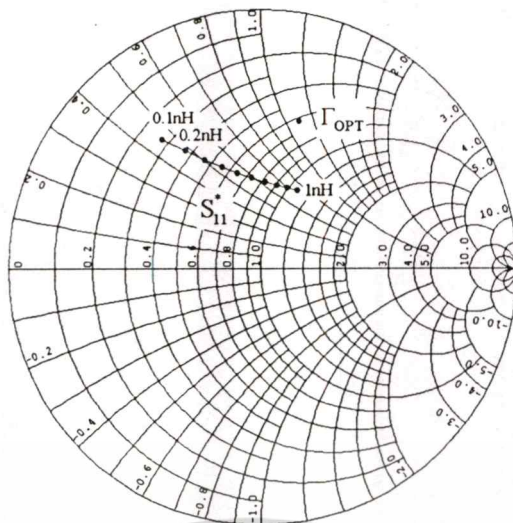
นำดังแสดงในรูปที่ 4.2 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง S_{11} และ Γ_{OPT} ของทรานซิสเตอร์ที่มีการป้อนกลับที่ความถี่ 2.5 จิกะเฮิร์ตซ์ อย่างไรก็ตามพบว่าเมื่อใช้ค่าความเหนี่ยวนำในการป้อนกลับมากขึ้นจะทำให้ค่าอัตราขยายมีค่าลดลงและทำให้วงจรถยายไม่มีเสถียรภาพที่ความถี่สูงจึงอาจทำให้เกิดการออสซิลเลตได้ในการออกแบบนี้ได้เลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำในการป้อนกลับ L_s มีค่าเท่ากับ 0.5 นาโนเฮนรี โดยใช้โครงสร้างเป็นแบบไมโครสตริป

ตารางที่ 4.1 S พารามิเตอร์ของ PHEMT ATF-34143 ที่ $I_D = 20\text{mA}$, $V_{DS} = 3\text{V}$

Freq. (GHz)	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}
1.5	$0.81\angle -104^\circ$	$7.443\angle 106^\circ$	$0.077\angle 34^\circ$	$0.29\angle -98^\circ$
1.8	$0.78\angle -115^\circ$	$6.843\angle 98^\circ$	$0.083\angle 28^\circ$	$0.28\angle -110^\circ$
2.0	$0.75\angle -126^\circ$	$6.306\angle 90^\circ$	$-0.088\angle 23^\circ$	$0.26\angle -120^\circ$
2.5	$0.72\angle -145^\circ$	$5.438\angle 75^\circ$	$0.095\angle 15^\circ$	$0.25\angle -140^\circ$

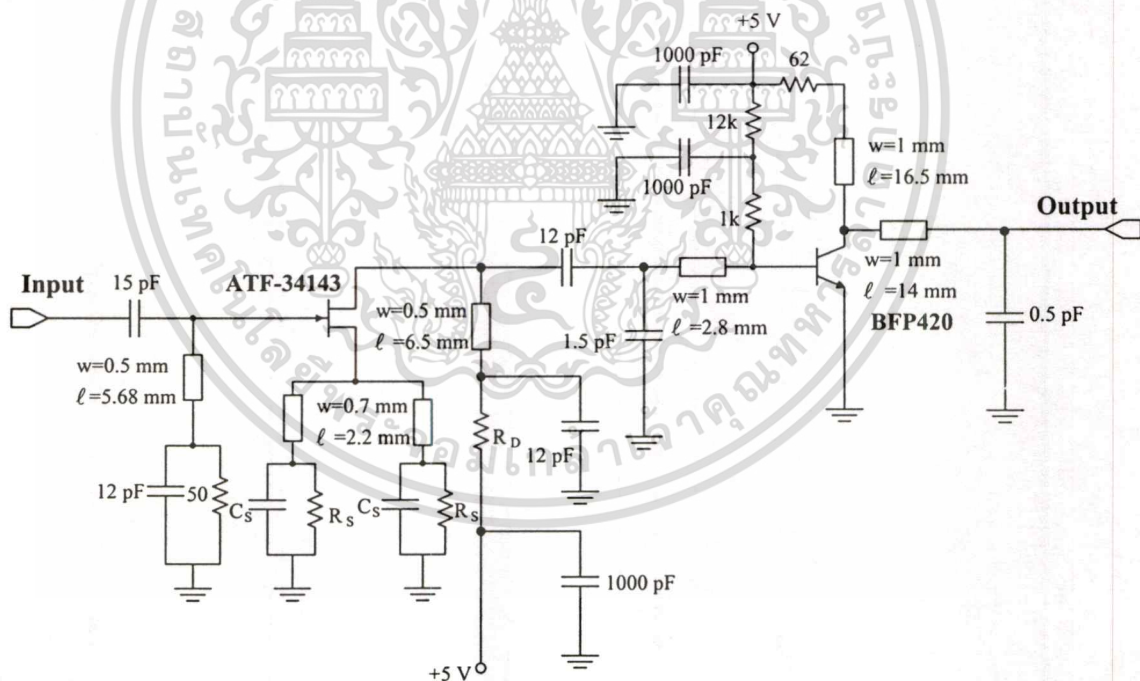
ตารางที่ 4.2 นอยส์พารามิเตอร์ของ PHEMT ATF-34143 ที่ $I_D = 20\text{mA}$, $V_{DS} = 3\text{V}$

Freq. (GHz)	F_{min} (dB)	Γ_{OPT}	Rn/50
1.5	0.14	$0.77\angle 48^\circ$	0.11
2.8	0.17	$0.74\angle 57^\circ$	0.10
2.0	0.19	$0.71\angle 66^\circ$	0.09
2.5	0.23	$0.65\angle 83^\circ$	0.07



รูปที่ 4.2 ผลการป้อนกลับต่อ S_{11} และ Γ_{OPT} ของวงจรรขยาย

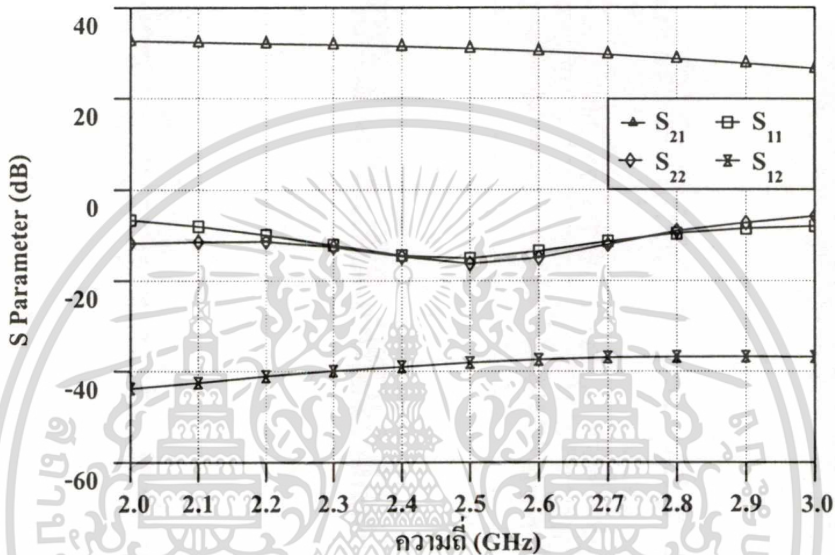
สำหรับการคำนวณค่า S พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่มีการป้อนกลับแบบอนุกรมมีการวิเคราะห์ในบทความ [17] และสามารถคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์ที่มีการป้อนกลับได้ในบทความ [18]



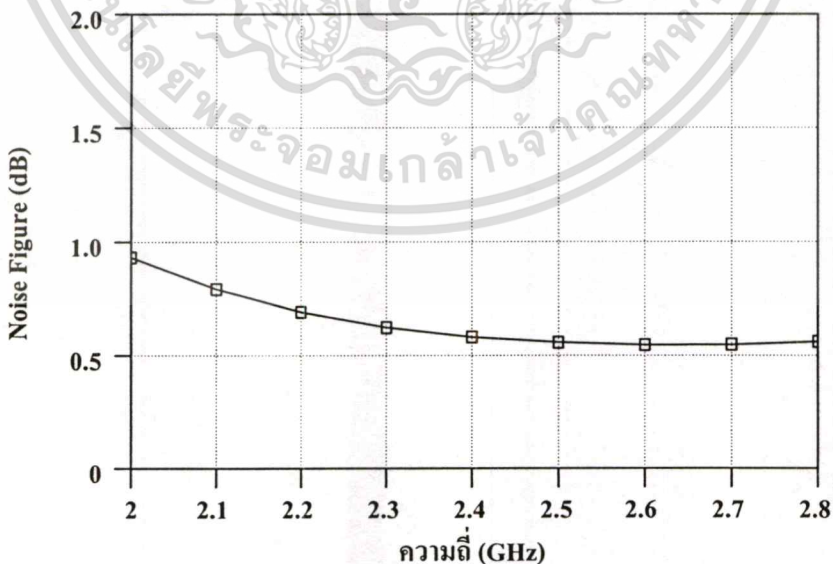
รูปที่ 4.3 วงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำที่ได้จากการออกแบบ

วงจรรวมของวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบ 2 ภาคที่ออกแบบได้แสดงดังรูปที่ 4.3 โดยภาคแรกใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็น PHEMT เบอร์ ATF-34143 (Agilent Technologies) ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำสุดเท่ากับ 0.23 dB ที่ความถี่ 2.5 กิกะเฮิร์ตซ์ โดยเป็นเฟตชนิดลดพาหะ (depletion เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

mode) การไบแอสได้เลือกค่าของ R_S , R_D , และ C_S บายพาสเพื่อหลีกเลี่ยงการใช้แหล่งจ่ายไฟลบ ในการไบแอส คือมีค่าเท่ากับ 16 โอห์ม, 82 โอห์ม และ 27 พิโคฟาร์ด ตามลำดับ ดังนั้นจะส่ง ผลซึ่งจะทำให้ได้ค่าไบแอสดังนี้ I_D เท่ากับ 20 มิลลิแอมป์, V_{DS} เท่ากับ 3 โวลต์ และค่า V_{GS} เท่ากับ -0.3 โวลต์ วงจรขยายภาคที่สอง ใช้ BJT เบอร์ BFP 420 ของบริษัท Philips โดยวงจรไบแอสที่ $V_{CE} = 3.5 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ mA}$, $V_{CC} = 5 \text{ V}$ โครงข่ายการแมตซ์อิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตและด้านเอาต์พุต ใช้โครงสร้างของไมโครสตริปเพื่อให้วงจรมีขนาดเล็ก

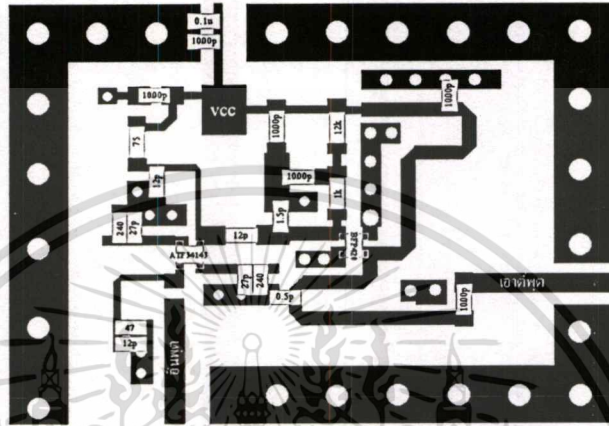


รูปที่ 4.4 ผลการจำลองการทำงานค่า S_{11} , S_{22} , S_{21} , S_{12} ของวงจรสัญญาณรบกวนต่ำ



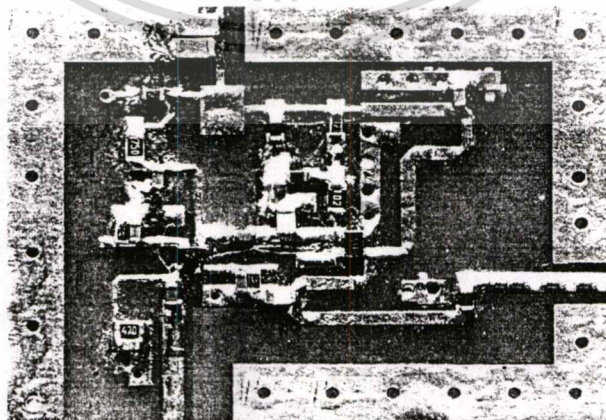
รูปที่ 4.5 ผลการจำลองการทำงานค่านอยส์ฟิกเจอร์ของวงจรสัญญาณรบกวนต่ำ

ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิศให้ผลตอบสนองทางแอมพลิจูดของวงจรมีค่าสัญญาณรบกวนต่ำแสดงในรูปที่ 4.4 โดยวงจรมีอัตราขยาย (S_{21}) ประมาณ 31.5 dB, ค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุต (S_{11}) ต่ำกว่า -14.5 dB, ค่าการสูญเสียย้อนกลับทางเอาต์พุต (S_{22}) ต่ำกว่า -14.5 dB ตลอดช่วงความถี่ ในรูปที่ 4.5 แสดงผลการจำลองการทำงานค่านอกรีตของวงจรมีค่านอกรีตของวงจรมีค่านอกรีต 0.58 dB ที่ความถี่ 2.4 GHz



รูปที่ 4.6 ลายวงจรบนแผ่น PCB ของวงจรมีสัญญาณรบกวนต่ำ

ลายวงจรของวงจรมีสัญญาณรบกวนต่ำแสดงไว้ในรูปที่ 4.6 ใช้วัสดุ Glass Epoxy FR4 ซึ่งมีความหนา 0.8 มิลลิเมตร ขนาดของอุปกรณ์ R,L,C จะใช้ SMT 0603 ซึ่งมีขนาดเล็ก เพื่อจะไม่ทำให้เกิดรีแอกแตนซ์ปรีดิคในวงจร การวางตำแหน่งของอุปกรณ์ให้ใกล้ติดกันมากที่สุดเพื่อไม่ให้เกิดความเหนี่ยวนำปรีดิคและพื้นที่ของวงจรถูกให้มีขนาดเล็กที่สุด เพื่อลดค่าความจุปรีดิค รูปที่ 4.7 แสดงวงจรมีสัญญาณรบกวนต่ำที่ทำการวางอุปกรณ์บนแผ่น PCB เรียบร้อยแล้ว

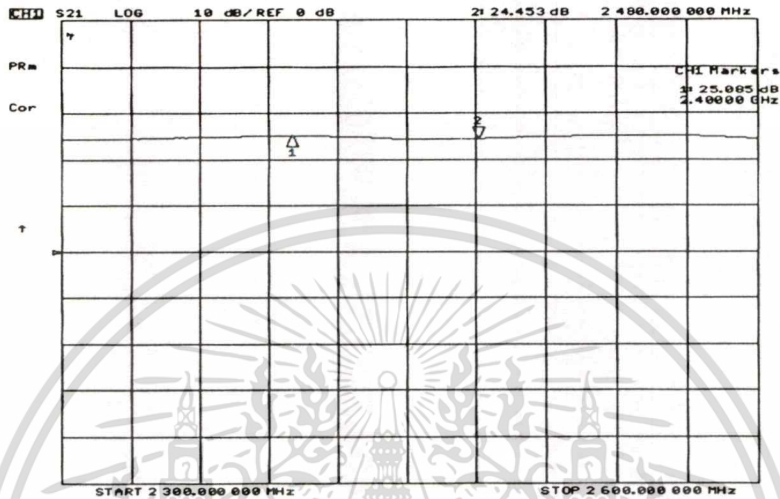


รูปที่ 4.7 การวางอุปกรณ์บนแผ่น PCB ของวงจรมีสัญญาณรบกวนต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

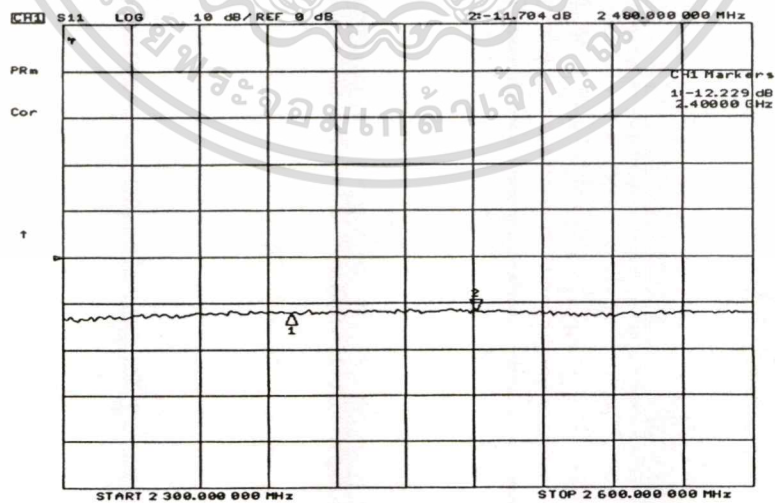
4.3 ผลการทดลองวงจรถ่ายสัญญาณรบกวนต่ำ

ผลการวัดการตอบสนองทางความถี่ของวงจรถ่ายสัญญาณรบกวนต่ำโดยใช้เนตเวิร์คอะนาไลเซอร์ แสดงได้ดังรูปที่ 4.8 ถึง 4.11 รูปที่ 4.8 แสดงผลการวัดอัตราขยายของวงจรถ่าย (S_{21}) พบว่าวงจรมีอัตราขยายเท่ากับ 25 dB ที่ความถี่ 2.4 จิกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองทางความถี่ S_{21} ของวงจรถ่ายสัญญาณรบกวนต่ำ

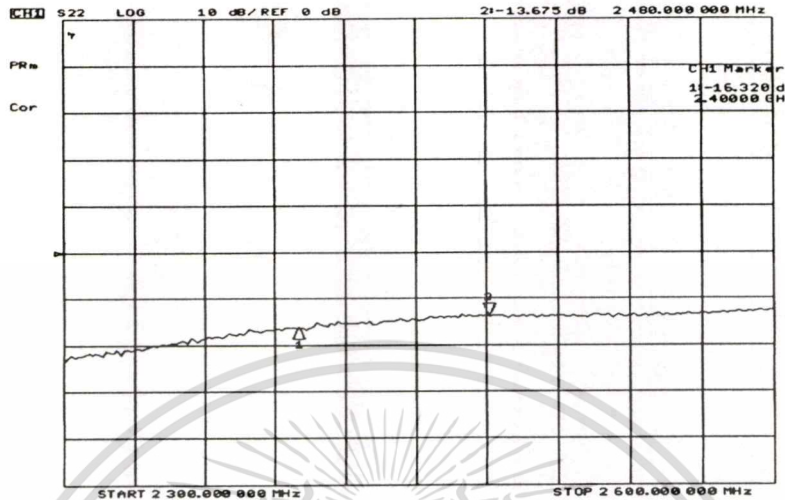
ผลการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับอินพุต (S_{11}) แสดงในรูปที่ 4.10 พบว่ามีค่าต่ำกว่า -12 dB ตลอดช่วงความถี่ 2.40-2.48 GHz



รูปที่ 4.9 ผลตอบสนองทางความถี่ S_{11} ของวงจรถ่ายสัญญาณรบกวนต่ำ

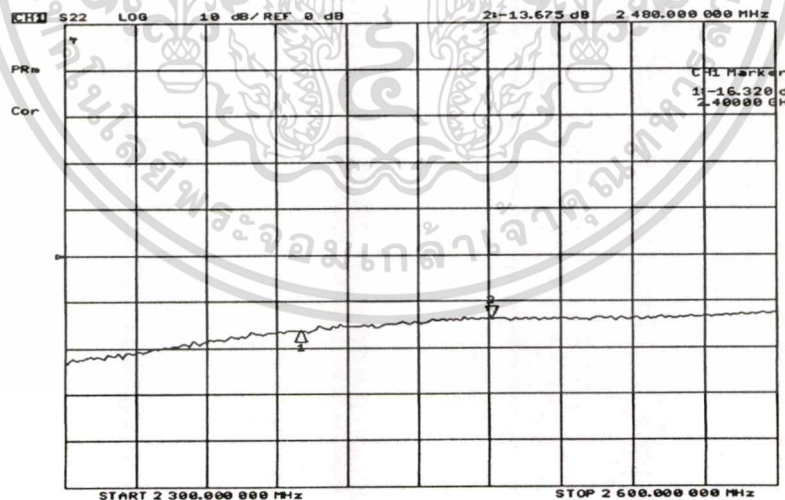
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับเอาต์พุต (S_{22}) แสดงในรูปที่ 4.10 พบว่ามีค่าต่ำกว่า -13.5 dB ตลอดช่วงความถี่ 2.40-2.48 GHz



รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองทางความถี่ S_{22} ของวงจรถ่ายสัญญาณรบกวนต่ำ

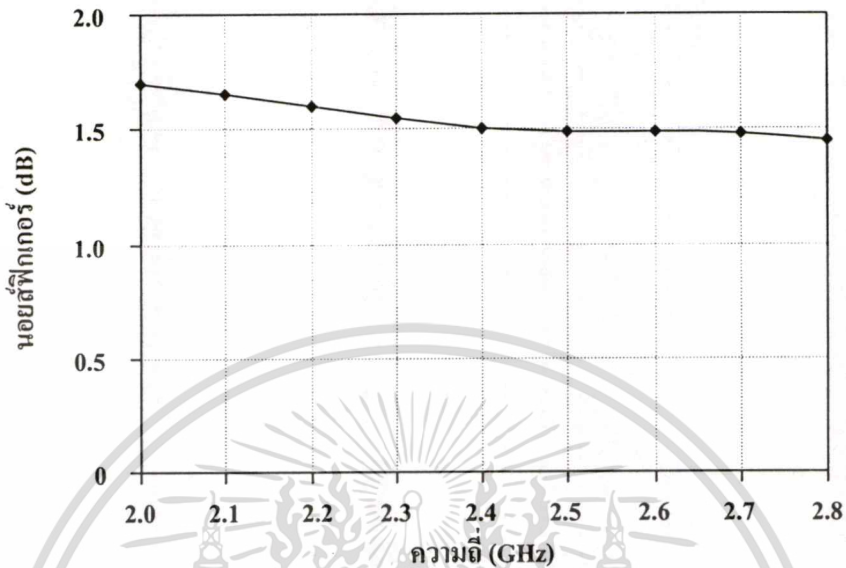
ผลการวัดค่าไอโซเลชันย้อนกลับ (S_{12}) แสดงในรูปที่ 4.11 พบว่ามีค่าต่ำกว่า -33 dB ตลอดช่วงความถี่ 2.40-2.48 GHz



รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองทางความถี่ S_{12} ของวงจรถ่ายสัญญาณรบกวนต่ำ

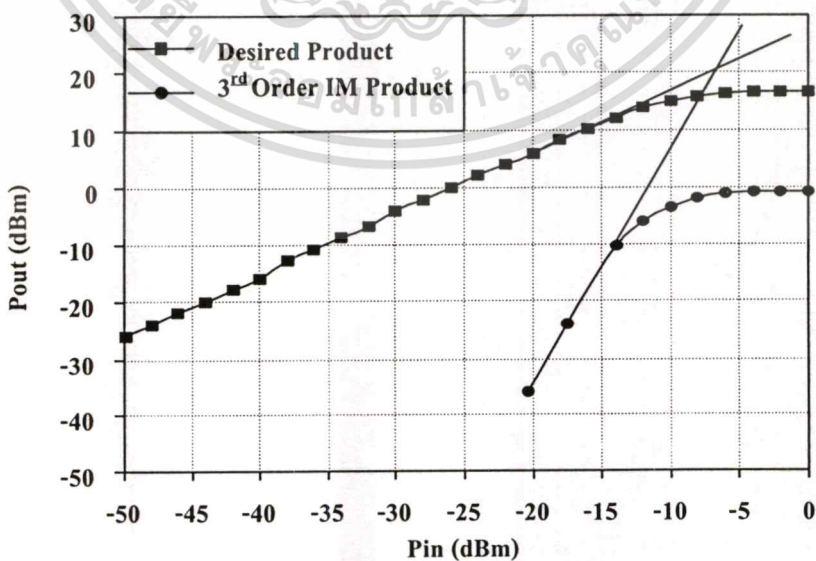
ค่าที่วัดได้จริงจะมีความคลาดเคลื่อนไปบ้างกับค่าที่ได้จากการจำลองแบบ ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากโมเดลของทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูงอาจมีความคลาดเคลื่อน รวมทั้งค่าของอุปกรณ์ปริสติกที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกิดจากการลยขงจรบนแผ่น PCB ที่ไม่ได้รวมไว้ใน การจองการทำงานและค่าความผิดพลาดของตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุที่ใช้มีค่า 5 %



รูปที่ 4.12 ผลการวัดนอยส์ฟลอร์ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ

ผลการวัดค่านอยส์ฟลอร์มีค่าประมาณ 1.5 dB ที่ 2.4 จิกะเฮิรตซ์ แสดงในรูปที่ 4.12 โดยในการวัดใช้แหล่งกำเนิดนอยส์ (noise source) และนอยส์ฟลอร์มิเตอร์ พบว่าค่านอยส์ฟลอร์ที่วัดได้มีค่าสูงกว่าค่าที่ได้จากการจำลองแบบซึ่งมีค่า 0.58 dB ซึ่งเป็นผลมาจากการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากสายวงจร รวมทั้งจากวัสดุฐานรองที่ใช้ทำงานเนื่องจากวงจรทำงานในช่วงความถี่สูง



รูปที่ 4.13 ผลการวัด two-tone IP3 ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการวัดค่า two-tone IP3 (third order intercept point) โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ ร่วมกับตัวรวมกำลังงาน (power combiner) และสเปกตรัมอนาลิเซอร์ ผลการวัดความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานของสัญญาณที่ต้องการ และผลความเพี้ยนจากการมอดูเลตระหว่างกัน (Intermodulation Distortion) ลำดับที่ 3 แสดงในรูปที่ 4.13 สัญญาณอินพุตที่ใช้มีความถี่ 2.4 และ 2.401 จิกะเฮิรตซ์ และมีระดับกำลังงานเท่ากัน ผลการวัดพบว่า วงจรขยายสัญญาณรบกวนค้ำแบบ 2 ภาคการขยายได้ค่า P_{1dB} (output power at 1 dB gain compression) มีค่า 16 dBm (40 มิลลิวัตต์) ค่ากำลังงานสูงสุด (P_{max}) 17 dBm (50 มิลลิวัตต์) และค่า IP3 มีค่าน้อยกว่า -16 dBc



บทที่ 5

วงจรรขยายกำลัง

5.1 บทนำ

วงจรรขยายกำลังความถี่สูงเป็นวงจรหนึ่งที่สำคัญในระบบสื่อสาร โดยเฉพาะอย่างยิ่งในเครื่องส่งวิทยุ เนื่องจากเป็นวงจรหนึ่งที่เป็นตัวกำหนดความสามารถของระยะทางในการรับส่งรวมทั้งความผิดพลาดของข้อมูลในการสื่อสารนั้นๆ อีกด้วย เนื่องจากความผิดพลาดของข้อมูลที่รับส่งส่วนหนึ่งขึ้นอยู่กับความเป็นเชิงเส้นของวงจร โดยเฉพาะอย่างยิ่งในภาควงจรรขยายกำลัง วงจรรขยายกำลังในวิทยุยานิพนธ์นี้ ออกแบบให้ทำงานในคลาสเอ เนื่องจากมีความเป็นเชิงเส้นที่สูง และ ใช้เทคนิคของการแมตซ์ซิ่งแบบไม่สูญเสีย (Lossless Match Impedance) ทำให้สามารถสร้างวงจรรขยายกำลังที่มีอัตราขยายที่ค่อนข้างที่คงช่วงความถี่ที่ต้องการ

5.2 การออกแบบและสร้างวงจรรขยายกำลัง

วงจรรขยายกำลังที่ออกแบบ ใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด GaAs PHEMT เบอร์ MRFG35010 ของบริษัทโมโตโรล่า มีอัตรากำลังสูงสุดประมาณ 10 วัตต์ ไบอัสให้แรงดันเดรนซอร์ส (V_{DS}) เท่ากับ 12 โวลต์และกระแสเดรน (I_D) เท่ากับ 300 มิลลิแอมป์ ค่า S พารามิเตอร์แสดงดังตารางที่ 1

ตารางที่ 5.1 ค่า S พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ MRFG35010

ความถี่ (GHz)	S-พารามิเตอร์ ($V_{DS} = 12 \text{ V}, I_D = 300 \text{ mA}$)			
	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}
2.2	$0.938 \angle 159.66$	$1.532 \angle 30.84$	$0.017 \angle 35.69$	$0.722 \angle 169.89$
2.3	$0.937 \angle 158.30$	$1.491 \angle 28.03$	$0.017 \angle 35.43$	$0.721 \angle 169.04$
2.4	$0.935 \angle 156.86$	$1.454 \angle 25.19$	$0.019 \angle 34.19$	$0.720 \angle 168.15$
2.5	$0.934 \angle 155.35$	$1.422 \angle 22.38$	$0.020 \angle 34.10$	$0.718 \angle 167.32$

เมื่อพิจารณาเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์จากค่าตัวประกอบเสถียรภาพของ Rollet (Rollet's Stability Factor: K) ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 5.1

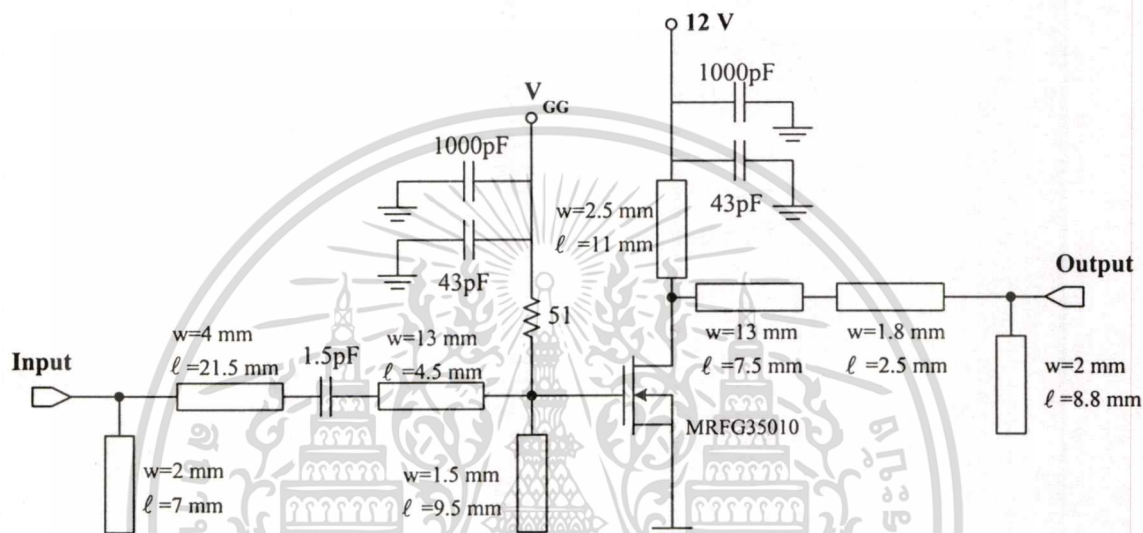
$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (5.1)$$

โดย

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

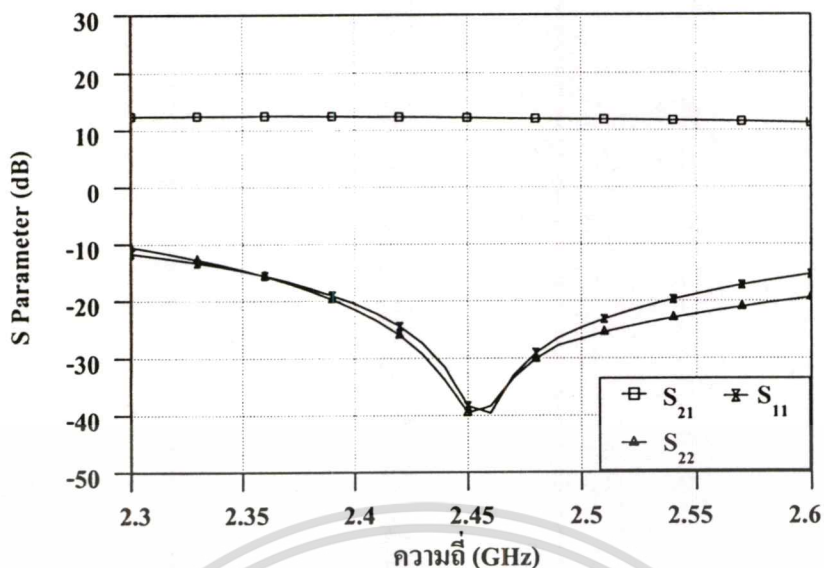
จากสมการที่ 5.1 เมื่อคำนวณค่าตัวประกอบเสถียรภาพ พบว่าค่าตัวประกอบเสถียรภาพมีค่ามากกว่า 1.13 ตลอดช่วงความถี่และทรานซิสเตอร์ให้อัตราการขยายสูงสุด 16 dB ในกรณีนี้ ค่าตัวประกอบเสถียรภาพมีค่ามากกว่า 1 ดังนั้นจึงไม่มีความจำเป็นที่ต้องเพิ่มเสถียรภาพ เมื่อคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนอินพุต (Γ_{in}) และเอาต์พุต (Γ_{out}) ของทรานซิสเตอร์ที่ให้อัตราการขยายสูงสุด [19] จะได้ค่าเท่ากับ $0.9 \angle 179.8^\circ$ และ $0.96 \angle 176.2^\circ$ ตามลำดับ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนดังกล่าวถูกนำมาใช้เพื่อคำนวณค่าอุปกรณที่ใช้ในการแมตซ์อิมพีแดนซ์จากแหล่งจ่ายสัญญาณเข้า Γ_{in} และจาก Γ_{out} เข้าเอาต์พุตของโหลด 50 โอห์ม วงจรสมบูรณ์ของวงจรขยายกำลัง แสดงดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 วงจรขยายกำลังที่ได้จากการออกแบบ

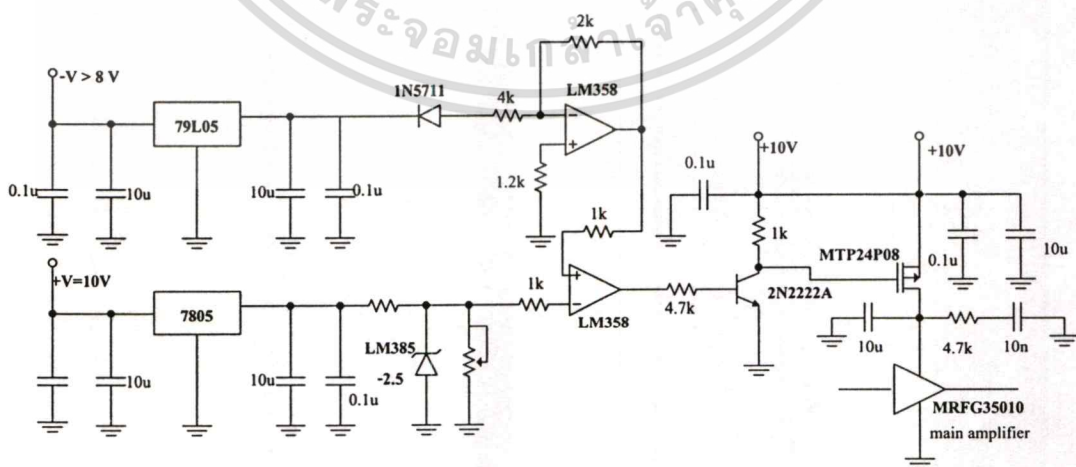
การแมตซ์อิมพีแดนซ์ถูกนำมาใช้เพื่อลดการสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss) ของกำลังงานทั้งทางด้านอินพุต (S_{11}) และเอาต์พุต (S_{22}) และระหว่างภาคการขยายโดยเลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำแบบไมโครสตริป (Microstrip Inductor) ซึ่งมีข้อดีหลายประการเช่นสามารถสร้างเป็นตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าน้อยได้โดยทางด้านอินพุตทำการแมตซ์อิมพีแดนซ์จากอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายสัญญาณเข้า อิมพีแดนซ์อินพุตของทรานซิสเตอร์ (Γ_{in}) ทางด้านเอาต์พุตทำการแมตซ์อิมพีแดนซ์จากอิมพีแดนซ์ Γ_{out} เข้ากับอิมพีแดนซ์ของโหลดขนาด 50 โอห์ม ส่วนความต้านทานขนาด 51 โอห์มที่ขาเกต ทำหน้าที่ไบอัสทรานซิสเตอร์

ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรขยายกำลังด้วยโปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิศ (Microwave Office) แสดงดังรูปที่ 5.2 จากผลการจำลองแบบการทำงาน พบว่า วงจรขยายมีอัตราขยายประมาณ 12 dB, ค่าการสูญเสียย้อนกลับอินพุตน้อยกว่า -20 dB, ค่าการสูญเสียย้อนกลับเอาต์พุตน้อยกว่า -20 dB ตลอดช่วงความถี่ที่ใช้งาน



รูปที่ 5.2 ผลการจำลองการทำงานของวงจรถ่ายกำลัง

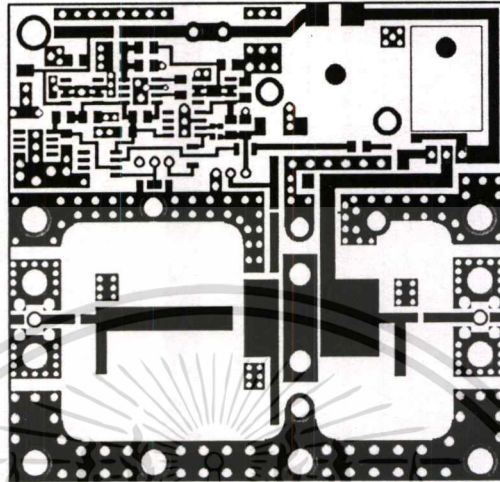
ในการสร้างวงจรถ่ายกำลังนี้ เลือกใช้แผ่นรองวงจร (PCB: Print Circuit Board) ชนิด PTFE ของบริษัททาโคเนค มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_r : Relative Dielectric Constant) เท่ากับ 3.5, ความหนาของแผ่นไดอิเล็กตริก (h : Dielectric Thickness) เท่ากับ 0.762 มิลลิเมตรและความหนาของแผ่นตัวนำสัญญาณ (t : Conductor Thickness) เท่ากับ 0.07 มิลลิเมตร และเนื่องจากทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็น PHEMT จึงต้องใช้ไฟลบบายอัสที่ขาเกตเพื่อควบคุมกระแสเดรน ดังนั้นวงจรถ่ายกำลังจึงต้องการวงจรถ่ายกำลังที่ทำหน้าที่ตรวจสอบไฟลบบายอัสให้มีความเกินระดับแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยน (threshold voltage) จึงจะทำการเปิดแรงดันไฟเลี้ยงขนาด 10 V ที่เลี้ยงวงจรถ่ายกำลัง เพื่อป้องกันความเสียหายที่จะเกิดขึ้นกับทรานซิสเตอร์ รูปที่ 5.3 แสดงวงจรถ่ายกำลังตรวจสอบไฟลบบายอัสของวงจรถ่ายกำลัง



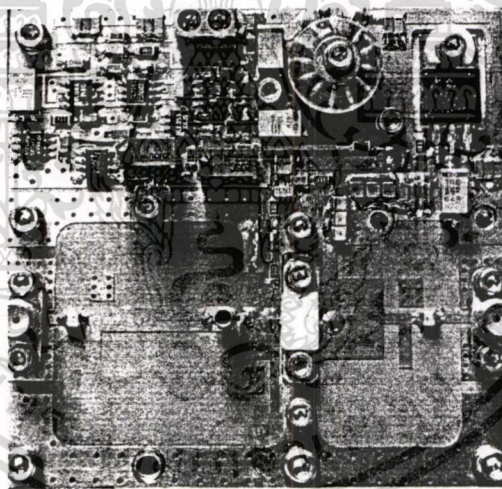
รูปที่ 5.3 วงจรถ่ายกำลังตรวจสอบไฟลบบายอัสของวงจรถ่ายกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แผ่นลายวงจรของวงจรขยายกำลังที่ออกแบบแสดงได้ดังรูปที่ 5.4 โดยมีขนาดกว้างและยาวเท่ากับ 8×8.5 เซนติเมตร รูปที่ 5.5 แสดงวงจรขยายกำลังที่มีการวางอุปกรณ์บนแผ่นลายวงจร โดยวงจรจะถูกวางบนแผ่นอลูมิเนียมเพื่อช่วยระบายความร้อน



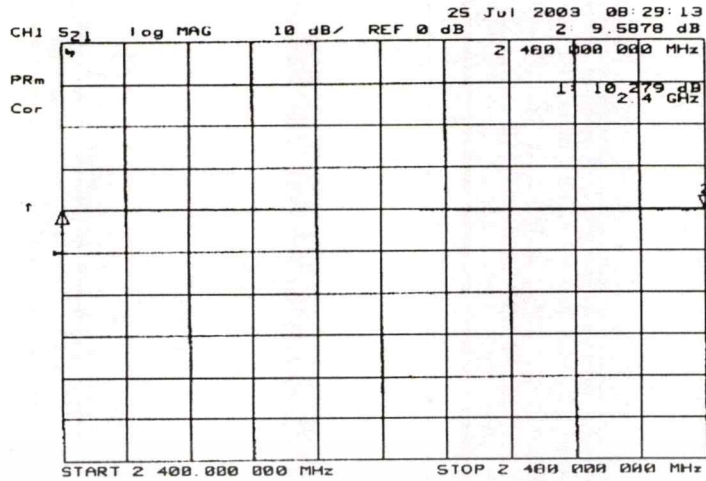
รูปที่ 5.4 ลายวงจรบนแผ่น PCB ของวงจรขยายกำลัง



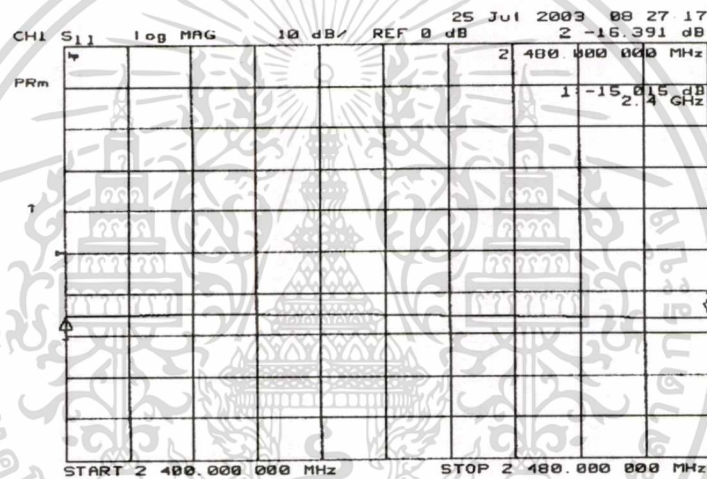
รูปที่ 5.5 การวางอุปกรณ์บนแผ่น PCB ของวงจรขยายกำลัง

5.3 ผลการทดลองวงจรขยายกำลัง

ผลการวัดการตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายกำลังโดยใช้เน็ตเวิร์คอะนาไลเซอร์ HP8753ES พบว่า วงจรขยายกำลังมีอัตราขยาย (S_{21}) เท่ากับ 10 ± 0.5 dB ผลการวัดแสดงดังรูปที่ 5.6 และวงจรมีค่าการสูญเสียย้อนกลับอินพุต (S_{11}) ต่ำกว่า -15 dB ตลอดช่วงความถี่ 2.40 ถึง 2.48 จิกะเฮิรตซ์ ผลการวัดแสดงได้ดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.6 ผลตอบสนองทางความถี่ S_{21} ของวงจรถายกำลัง



รูปที่ 5.7 ผลตอบสนองทางความถี่ S_{11} ของวงจรถายกำลัง

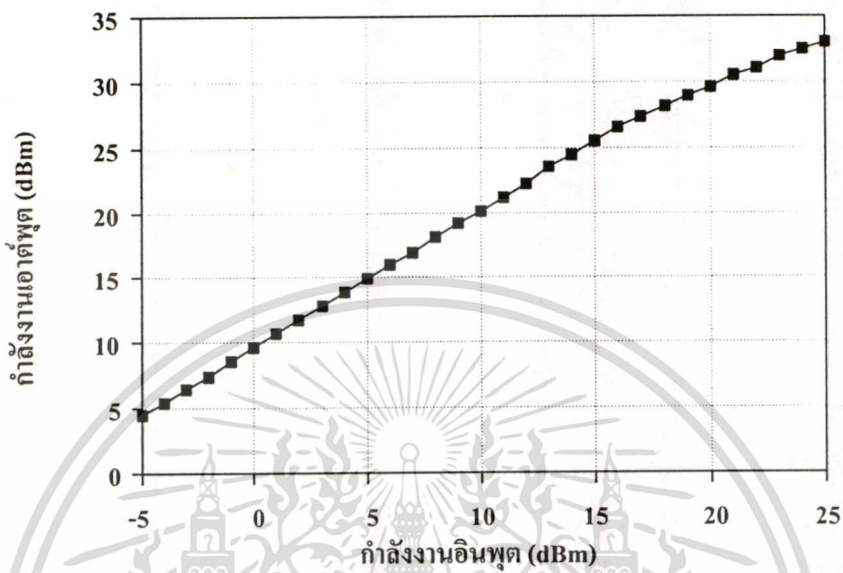
ตารางที่ 5.2 ประสิทธิภาพและกำลังงานเอาต์พุตสูงสุดที่ความถี่ต่างๆ

ความถี่ (GHz)	กำลังงานเอาต์พุตสูงสุด (W)	ประสิทธิภาพสูงสุด (%)
2.40	2.6	30.3
2.45	2.0	25.5
2.48	2.5	30.0

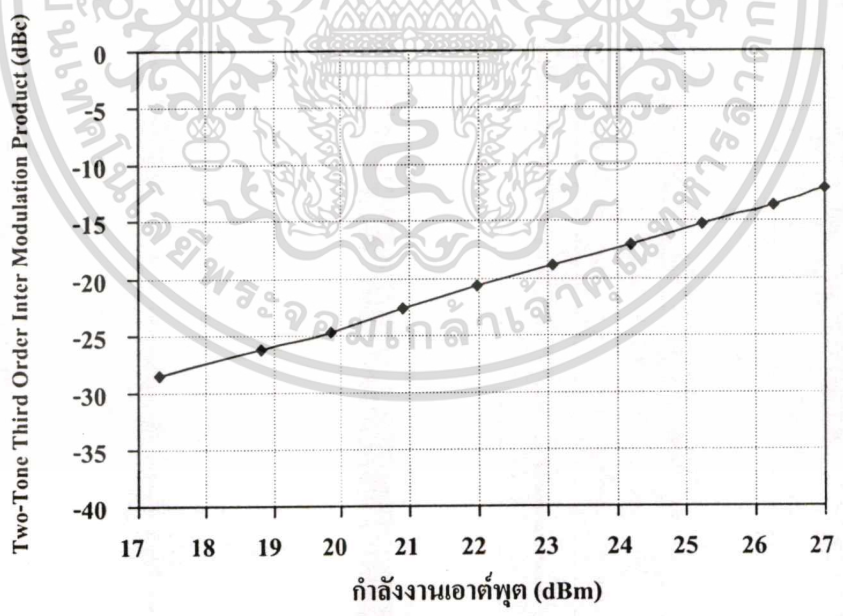
ตารางที่ 5.2 แสดงผลการวัดประสิทธิภาพและกำลังงานเอาต์พุตสูงสุด โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ HP8648C พบว่า วงจรถายให้กำลังงานเอาต์พุตสูงสุดมากกว่า 2 วัตต์และมีประสิทธิภาพสูงสุดมากกว่า 25.5 เปอร์เซ็นต์ตลอดช่วงความถี่ โดยวงจรถายสามารถจ่ายกำลังงานเอาต์พุตได้สูงสุด 2.6 วัตต์และมีประสิทธิภาพสูงสุด 30.3 เปอร์เซ็นต์ ที่ความถี่ 2.4 จิกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรรขยายกำลัง พบว่าวงจรรขยายกำลังมีความเป็นเชิงเส้นที่ดี โดยมีจุด 1-dB Gain Compression มากกว่า 28 dBm ตลอดช่วงความถี่ แสดงดังรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและเอาต์พุตที่ความถี่ 2.40 GHz



รูปที่ 5.9 ผลการวัดค่า Two-Tone Third Order Inter Modulation Product ของวงจรรขยายกำลังที่ กำลังงานเอาต์พุตค่าต่างๆ

สำหรับการวัดความสัมพันธ์ของกำลังงานเอาต์พุตกับค่า Two-Tone Third Order Inter Modulation Product โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ HP8620C และ HP8648C ร่วมกับวงจรรวมกำลัง ออกสาคูนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้ ไม่ว่ากรณิใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Power Combiner) และวงจรไดรเวอร์ ทำได้โดยการป้อนสัญญาณจากเครื่องกำเนิดสัญญาณทั้งสอง ซึ่งมีความถี่ต่างกัน 1 เมกะเฮิรตซ์ วัดค่า Two-Tone Third Order Inter Modulation Product ที่ความถี่ $2.45 \text{ GHz} \pm 1 \text{ MHz}$ ได้ความสัมพันธ์แสดงดังรูปที่ 5.9 พบว่า วงจรให้ระดับสัญญาณ Two-Tone Third Order Inter modulation Product สูงสุด -12 dBc ที่ความถี่ $2.45 \text{ GHz} \pm 1 \text{ MHz}$ และที่ กำลังงานเอาต์พุต 100 มิลลิวัตต์ วงจรขยายกำลังมีจุด Two-Tone Third Order Intercept Point ต่ำกว่า -25 dBc ตลอดช่วงความถี่

วงจรรขยายกำลังที่สร้างได้มีคุณสมบัติคือ ตลอดช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.40-2.48 GHz วงจรมีค่า อัตราการขยาย $10 \pm 0.5 \text{ dB}$, ค่าการสูญเสียย้อนกลับอินพุตต่ำกว่า -15 dB, ให้กำลังงานเอาต์พุตสูงสุด 2.6 วัตต์และ มีประสิทธิภาพสูงสุด 30.3 เปอร์เซ็นต์, มีจุด 1-dB Gain Compression Point สูงกว่า 28 dBm ตลอดช่วงความถี่ มีค่า IM3 ที่ -25 dBc ที่กำลังงานเอาต์พุตสูงสุด 100 มิลลิวัตต์ และมีจุด Two-Tone Third Order Intercept Point สูงกว่า 35.5 dBm ข้อดีของวงจรรขยายกำลังที่ออกแบบได้ คือมีเสถียรภาพสูงและมีความเป็นเชิงเส้นที่ดีตลอดช่วงความถี่เนื่องจากใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์ ชนิด GaAs PHEMT ทำให่วงจรมีประสิทธิภาพสูงและมีคุณสมบัติเหมาะสมที่จะนำไปใช้กับเครื่อง รับส่งระบบบลูทูธ



บทที่ 6

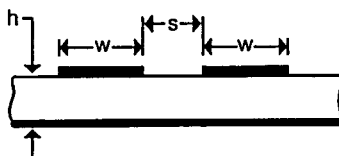
วงจรกรองผ่านแถบ

6.1 บทนำ

ในเครื่องรับไมโครเวฟโดยทั่วไปมีหลายส่วนที่ต้องการวงจรกรองความถี่เช่นการกรองสัญญาณที่รับเข้ามาจากสายอากาศและการลดสัญญาณฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการออกจากวงจรมิกเซอร์ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยใช้โครงสร้างแบบไมโครสตริปที่อาศัยการเชื่อมต่อระหว่างสาย เนื่องจากความถี่ช่วงไมโครเวฟอุปกรณ์ชนิดองค์ประกอบแบบก้อนจะมีค่าไม่เหมาะสมคือจะมีค่าต่ำมาก วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบท่อนำคลื่นแบบทั่วไป ก็มีขนาดทางกายภาพใหญ่มาก ไม่เหมาะสมสำหรับนำไปใช้งานที่ความถี่กึ่งกลางต่ำกว่า 2 จิกะเฮิร์ตซ์ ส่วนโครงสร้างแบบโคเอกเซียลควิตี้เรโซเนเตอร์ ซึ่งขนาดทางกายภาพที่เหมาะสมสำหรับการนำไปใช้งานที่ความถี่กึ่งกลางต่ำกว่า 2 จิกะเฮิร์ตซ์แต่สามารถสร้างขึ้นจริงได้ยาก ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกโครงสร้างของวงจรเป็นแบบไมโครสตริป [20] ซึ่งเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีขนาดเล็ก มีความสามารถในการรองรับกำลังงานระดับปานกลาง ผลิตได้ง่าย ราคาถูก และมีคุณสมบัติที่ดี รวมทั้งค่าความสูญเสียเนื่องการใส่แทรกและความผิดเพี้ยนต่ำในขณะที่มีค่าการตัดทิ้งทางด้านแถบหยุดสูง จึงเหมาะสำหรับนำไปใช้ในวงจรรวมของไมโครเวฟ (Microwave Integrated Circuits) วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ออกแบบมีค่าการสูญเสีย 4.5 dB และมีค่าแบนด์วิดท์ 120 เมกะเฮิร์ตซ์ที่ความถี่กลาง 2.44 จิกะเฮิร์ตซ์

6.2 ฟิเตอร์แบบไมโครสตริปที่อาศัยการคับปลิงระหว่างสาย

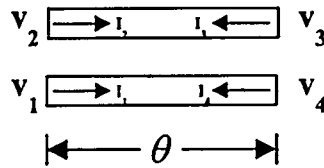
โครงสร้างพื้นฐานที่ใช้ในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นแบบไมโครสตริป ซึ่งมีโครงสร้างที่มีการเชื่อมต่อระหว่างกันแบบขนาน [21] ดังรูปที่ 6.1 ซึ่งจะใช้เส้นไมโครสตริปที่มีความกว้างเท่ากันและขนานกันตามความยาวของเส้นไมโครสตริป



รูปที่ 6.1 เส้นไมโครสตริปที่มีการเชื่อมต่อระหว่างกันแบบขนาน

โครงสร้างนี้มักจะใช้ทำวงจรโคเรคชันนอลคัปเปิลและใช้ในวงจรกรองความถี่ เช่น วงจรกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งคู่ของสายส่งที่ขนานกันนี้สามารถพิจารณาเป็นโครงสร้าง 4 พอร์ตได้ดัง

เอกสารแสดงในรูปที่ 6.2 งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.2 วงจรของไมโครสตริปที่มีการเชื่อมต่อระหว่างกันแบบขนานที่มองเป็น 4 พอร์ต

เมื่อเราหาเมตริกซ์แสดงสัมพันธระหว่างแรงดันและกระแสระหว่างพอร์ตต่างๆได้ ก็จะพิจารณาคูสมบัตินี้ของวงจร 4 พอร์ตนั้นในกรณีต่างๆได้เมื่อเราทำการหาค่า Z พารามิเตอร์ของวงจรนี้โดยแตกให้เป็น โหมดคู่และโหมดคี่จะได้ผลดังนี้

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} = -j \frac{1}{2} (Z_e + Z_o) \cot \theta \quad (6.1)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = -j \frac{1}{2} (Z_e + Z_o) \cot \theta \quad (6.2)$$

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} = -j \frac{1}{2} (Z_e - Z_o) \operatorname{cosec} \theta \quad (6.3)$$

$$Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = -j \frac{1}{2} (Z_e - Z_o) \operatorname{cosec} \theta \quad (6.4)$$

โดยที่ $\theta = \beta \ell$ จากผลที่ได้นี้ เราจะสามารถวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรแบบ 4 พอร์ตนี้ในเงื่อนไขต่างๆได้เช่น ในกรณีที่ปลายสายของพอร์ตที่ 2 และพอร์ตที่ 4 เปิดวงจรดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 6.3



รูปที่ 6.3 วงจรฟิลเตอร์แบบไมโครสตริปแบบพื้นฐาน

วงจรที่ได้นี้จะเป็วงจรแบบ 2 พอร์ตแบบหนึ่งซึ่งเราสามารถหาค่าอิมเมจิมพีแดนซ์ของวงจรนี้ในรูปของ Z_e , Z_o และ θ เนื่องจากทฤษฎีวงจรไฟฟ้าแบบ 2 พอร์ต อิมเมจิมพีแดนซ์และค่าคงตัวอิมเมจทรานเฟอร์ (image impedance and image transfer constant) จะเขียนได้ในรูปของ Z พารามิเตอร์และ Y พารามิเตอร์ของกรณีวงจร 2 พอร์ตได้ดังนี้

$$Z_{11} = \sqrt{Z'_{11}/Y'_{11}} \quad (6.5)$$

$$Z_{12} = \sqrt{Z'_{22}/Y'_{22}} \quad (6.6)$$

$$\cosh \theta = \sqrt{Z'_{11}Y'_{11}/(Z'_{11}Y'_{11} - 1)} \quad (6.7)$$

เนื่องจากกรณีของรูปที่ 6.3 นี้ $I_2 = I_4 = 0$ ดังนั้น Z พารามิเตอร์ที่ได้จะเป็นดังนี้

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} I_1 \\ 0 \\ I_3 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}Z_{13} \\ Z_{31}Z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

นั่นคือจะได้

$$Z'_{11} = Z_{11} \quad (6.9)$$

$$Z'_{12} = Z_{13} \quad (6.10)$$

$$Z'_{21} = Z_{31} \quad (6.11)$$

$$Z'_{22} = Z_{33} \quad (6.12)$$

$$Y'_{11} = \frac{Z'_{22}}{Z'_{11}Z'_{22} - Z'_{12}Z'_{21}} = \frac{Z_{33}}{Z_{11}Z_{33} - Z_{13}Z_{31}} = \frac{Z_{33}}{Z_{11}^2 - Z_{12}^2} \quad (6.13)$$

เมื่อนำสมการ (6.1-6.4) แทนลงในสมการ (6.9-6.13) แล้วนำผลที่ได้ไปแทนค่าลงในสมการ (6.5-6.7) จะได้ผลดังนี้

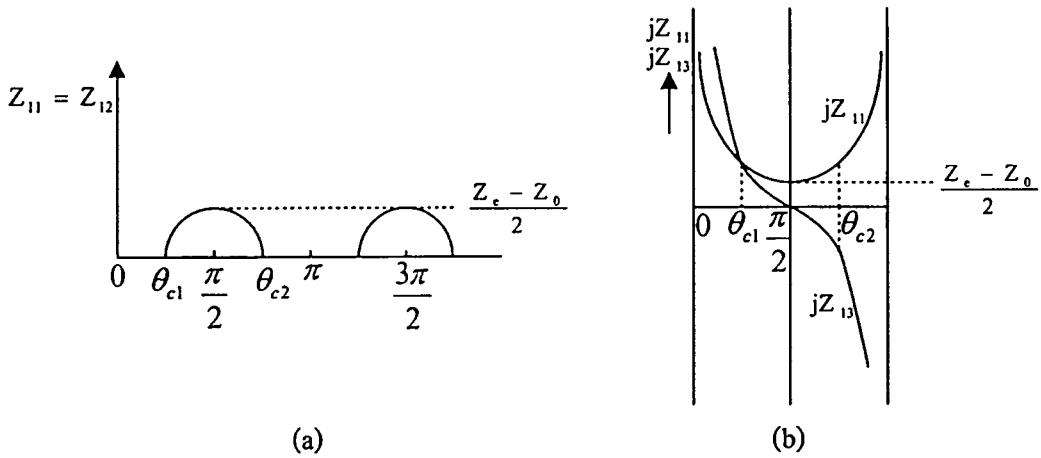
$$Z_{11} = Z_{12} = \sqrt{Z'_{11}/Y'_{11}} = \sqrt{Z_{11}^2 - Z_{13}^2} = \left\{ (Z_e - Z_o)^2 - (Z_e + Z_o)^2 \cos^2 \theta \right\}^{1/2} \quad (6.14)$$

$$\cosh \theta = \frac{Z_e + Z_o}{Z_e - Z_o} \cos \theta \quad (6.15)$$

ตามทฤษฎีของวงจรฟิลเตอร์ที่วิเคราะห์โดยใช้อิมเมอดิมพีแดนซ์เป็นที่ทราบกันดีว่าในช่วงที่ Z_{11} และ Z_{22} มีค่าจริงนั้นเป็นช่วงส่งผ่านได้ดีของฟิลเตอร์และถ้า Z_{11} และ Z_{22} มีค่าเป็นค่าจินตภาพฟิลเตอร์จะอยู่ในช่วงคัทออฟ จากสมการ (6.14) และ สมการ(6.1) และ (6.3) จะเห็นได้ว่าช่วงที่ Z_{11} และ Z_{22} มีค่าจริงจะเกิดขึ้นเมื่อ $|Z_{11}| < |Z_{13}|$ ทั้งนี้อาจพิจารณาได้โดยการเขียนกราฟของ Z_{11} และ Z_{13} ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 6.4 (a) ตำแหน่งของ θ ที่ทำให้ $|Z_{11}| < |Z_{13}|$ นั้นตามรูปที่ 6.4 (a) จะเห็นได้ว่าในช่วงที่ $\theta = 0$ ถึง π จะมีอยู่ 2 มุมด้วยกันคือ θ_{c1} และ θ_{c2} ซึ่งมุมทั้งสองนี้จะคำนวณได้จากสูตรต่อไปนี้

$$\cos \theta_{c1} = \frac{Z_e - Z_o}{Z_e + Z_o} = -\cos \theta_{c2} \quad (6.16)$$

และในช่วง θ_{c1} ถึง θ_{c2} นี้ค่า Z_{11} และ Z_{12} จะเป็นค่าจริงดังแสดงไว้ในรูปที่ 6.4 (b) ช่วงดังกล่าวนี้จะเป็นช่วงส่งผ่านของฟิลเตอร์ และขอให้สังเกตว่าจุดศูนย์กลางของการส่งผ่านอยู่ที่ $\theta = \pi/2$ ซึ่งหมายถึงความยาว ℓ ของส่วนที่เชื่อมต่อระหว่างไมโครสตริปจะเป็น $\lambda_g/4$ ฟิลเตอร์แบบที่มีการ



รูปที่ 6.4 กราฟของ jZ_{11} และ jZ_{13} และช่วงของ θ ที่ Z_{11} เป็นค่าจริง

เชื่อมต่อกันระหว่างไมโครสตริปเพียงช่วงเดียวที่กล่าวมานี้ จัดว่าเป็นแบบพื้นฐานและมีความสามารถจำกัด ในทางปฏิบัตินั้นมักจะมีการนำวงจรฟิลเตอร์แบบพื้นฐานนี้มาต่อกันแบบคาสเคด วิธีออกแบบฟิลเตอร์นี้จะใช้วิธีของบัตเตอร์เวิร์ท แวกเนอร์หรือเชบีเชฟได้เช่นเดียวกัน โดยแต่ละเซกเมนต์ของฟิลเตอร์จะยาว $\lambda_g/4$ และความกว้างของไมโครสตริปในแต่ละเซกเมนต์จะไม่เท่ากัน ทั้งนี้ก็เพื่อให้มีการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ดีระหว่างวงจรที่ต่อคาสเคดกันอยู่

6.3 การออกแบบและสร้างวงจรกรองผ่านแถบ

วิธีการออกแบบวงจรกรองความถี่ใช้วิธีคำนวณจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ (lowpass prototype) \rightarrow วงจรกรองผ่านแถบความถี่ \rightarrow วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ (admittance inverter) โดยจะใช้ค่าพารามิเตอร์ g_k ของวงจรกรองผ่านต่ำ สำหรับวงจรกรองความถี่ที่มีผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ทจะหาได้จาก

$$g_0 = g_{n+1} = 1 \quad (6.17)$$

$$g_k = 2 \sin\left(\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right) \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (6.18)$$

สำหรับวงจรกรองความถี่ที่มีผลตอบสนองแบบเชบีเชฟหาได้จาก

$$g_1 = \frac{2 \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)}{\sinh\left[\left(\frac{1}{n}\right) \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon}\right]} \quad (6.19)$$

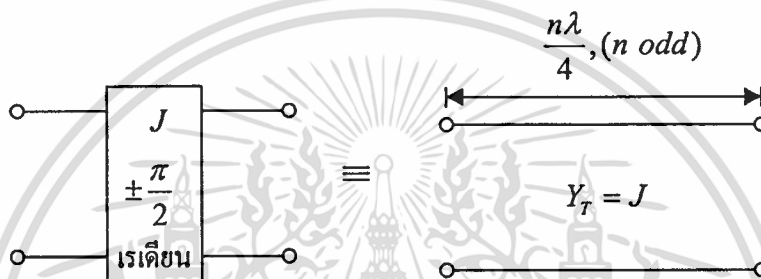
และ
$$g_k g_{k+1} = \frac{4 \sin\left[\left(\frac{2k-1}{2n}\right)\pi\right] \sin\left[\left(\frac{2k+1}{2n}\right)\pi\right]}{\sinh^2\left[\left(\frac{1}{n}\right) \sinh^{-1}\left(\frac{1}{\epsilon}\right)\right] + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right)} \quad (6.20)$$

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของงานวิจัย $g_{n+1} = 1$ ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้า n เป็นเลขคู่ $g_{n+1} = (\varepsilon + \sqrt{1 + \varepsilon^2})^2$

เมื่อ ε เป็นระดับการกระเพื่อมในแถบความถี่ผ่าน

วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์เป็นการแปลงค่าอิมพีแดนซ์ในอุดมคติโดยวิธีการแปลงแบบหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่น(quarter wave transform) ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดที่ต่อที่ปลายด้านใดด้านหนึ่งจะมองเป็นส่วนกลับของอิมพีแดนซ์เมื่อเทียบกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะยกกำลังสองที่อินพุต โดยการใช้วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์นี้ วงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะถูกแปลงเป็นโครงข่ายที่ใช้วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน [22] ซึ่งวงจรเรโซแนนซ์เหล่านี้ต่อเข้าด้วยกันโดยคุณสมบัติของวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ วงจรแอดมิตแตนซ์อินเวอร์เตอร์ในทางอุดมคติสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.5

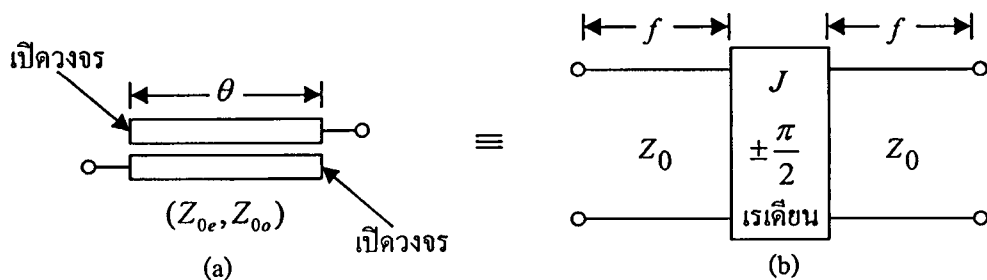


รูปที่ 6.5 วงจรสมมูลระหว่างวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์และสายส่งซึ่งเป็นจำนวนคี่เท่าของหนึ่งในสี่ความยาวคลื่น

ค่าผกผันแอดมิตแตนซ์ ในทางอุดมคติเขียนเป็น J ซึ่งจะเท่ากับค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะของสายส่ง และความยาวที่เป็นจำนวนคี่เท่าของความยาว $\lambda/4$ ซึ่งเป็นการแปลงอิมพีแดนซ์แบบ $\lambda/4$ และเป็นการแปลงจากโหลดมาสู่อินพุตดังสมการ (6.21) การเปลี่ยนเฟสของคลื่นตกกระทบผ่านการแปลงจะเป็น $\pi/2$ เรเดียน

$$Z_{in} = \frac{1}{J^2} Y_L \quad \text{หรือ} \quad Y_{in} = J^2 Z_L \quad (6.21)$$

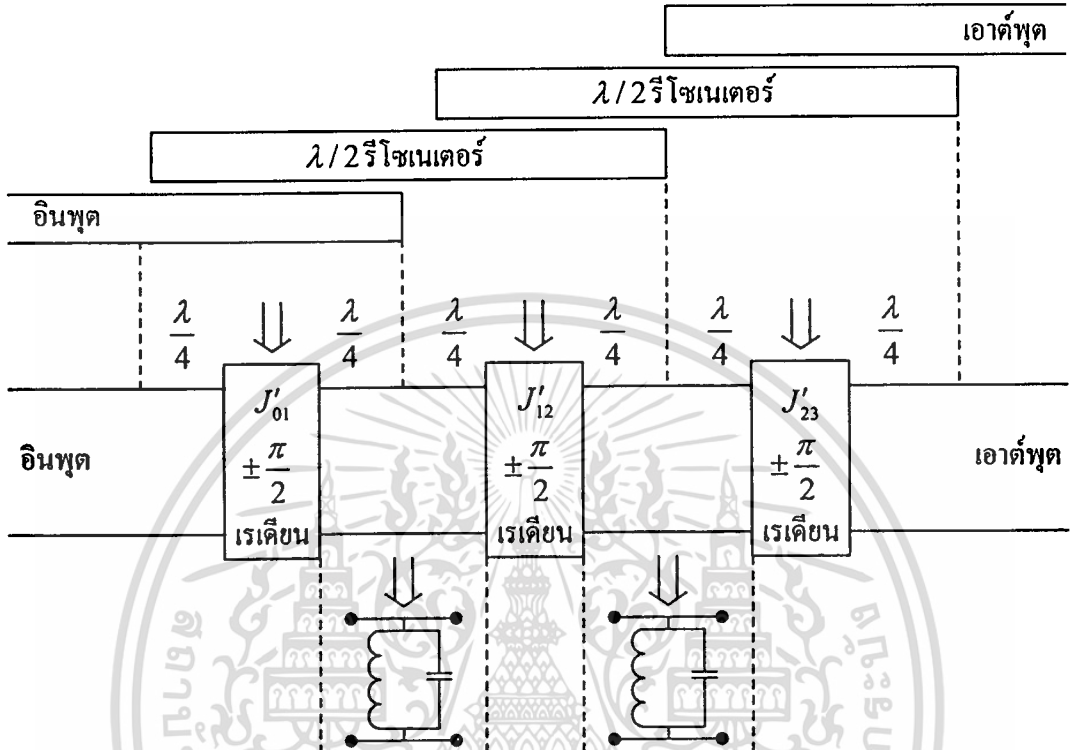
ในวงจรไมโครสตริปแบบที่มีการเชื่อมต่อโดยสายส่งขนานซึ่งเป็นวงจร 4 พอร์ต โดยมี 2 พอร์ตเปิดวงจรเอาไว้ดังรูปที่ 6.6 (a) และวงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์ในทางอุดมคติและค่าความยาวสาย θ แสดงในรูป 6.6 (b)



รูปที่ 6.6 วงจรสมมูลระหว่าง (a) สายส่งแบบขนาน (b) วงจรผกผันแอดมิตแตนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า J นี้จะนำไปใช้หาค่า Z_{0e} และ Z_{0o} ซึ่งจะประมาณค่า $\theta \approx \pi/2$ ตัวอย่างของวงจรกรองผ่านแถบที่ออกแบบแสดงในรูปที่ 6.7 ซึ่งแทนการเชื่อมต่อของเรโซเนเตอร์ด้วยวงจรคัปปลิงแอดมิตแตนซ์ ซึ่งเปรียบเสมือนวงจรเรโซแนนซ์ขนาน



รูปที่ 6.7 วงจรกรองผ่านแถบแบบสองส่วนที่แสดงวงจรสมมูล

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi\delta}{2g_0g_1}} \tag{6.22}$$

$$\frac{J_{k,k+1}}{Y_0} = \frac{\pi\delta}{2\omega'_c\sqrt{g_kg_{k+1}}} \tag{6.23}$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi\delta}{2g_n g_{n+1}}} \tag{6.24}$$

เมื่อ δ เป็นอัตราส่วนของแบนด์วิดท์ $\delta = \frac{f_2 - f_1}{f_0}$

ค่า J ที่หาได้เราสามารถนำไปคำนวณหาอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ของโหมคคู่และโหมคคี่ได้ดังนี้

$$(Z_{0e})_{j,j+1} = Z_0(1 + aZ_0 + a^2Z_0^2) \tag{6.25}$$

$$(Z_{0o})_{j,j+1} = Z_0(1 - aZ_0 + a^2Z_0^2) \tag{6.26}$$

เมื่อ $a = J_{j,j+1}$

เมื่อได้ค่าอิมพีแดนซ์มาแล้วใช้วิธีสังเคราะห์วงจรเพื่อที่จะหาขนาดทางกายภาพของแต่ละค่าอิมพีแดนซ์ตามสมการต่อไปนี้

สำหรับเส้นไมโครสตริปแบบแคบ $Z_0 > (44 - 2\varepsilon_r)\Omega$

$$\frac{w}{h} = \left(\frac{e^{H'}}{8} - \frac{1}{4e^{H'}} \right)^{-1} \quad (6.27)$$

$$\text{เมื่อ } H' = \frac{Z_0 \sqrt{2(\varepsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\varepsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \quad (6.28)$$

$$\text{ค่า } \varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \left\{ 1 + \frac{29.98}{Z_0} \left(\frac{2}{\varepsilon_r + 1} \right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\varepsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right\}^2 \quad (6.29)$$

สำหรับเส้นไมโครสตริปแบบกว้าง $Z_0 < (44 - 2\varepsilon_r)\Omega$

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (d_\varepsilon - 1) - \ln(2d_\varepsilon - 1) \right\} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\pi \varepsilon_r} \left\{ \ln(d_\varepsilon - 1) + 0.293 - \frac{0.517}{\varepsilon_r} \right\} \quad (6.30)$$

$$\text{เมื่อ } d = \frac{59.95\pi^2}{Z_0 \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (6.31)$$

$$\text{และค่า } \varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r}{0.96 + \varepsilon_r (0.109 - 0.004\varepsilon_r) \{ \log(10 + Z_0) - 1 \}} \quad (6.32)$$

เมื่อได้ค่าอัตราส่วนของ w/h ของอิมพีแดนซ์ของโหมคคู่และโหมคคี่แล้วนำไปคำนวณหาโครงสร้างทางกายภาพของวงจรไมโครสตริปแบบที่มีการเชื่อมต่อโดยสายส่งขนาน การประมาณค่าอัตราส่วนของไมโครสตริป w/h และ s/h จะพิจารณาจากอัตราส่วนสมมูลของไมโครสตริป $(w/h)_s$ ซึ่งหาได้จาก $Z_{0se} = Z_{0e}/2$ และ $Z_{0so} = Z_{0o}/2$ ซึ่งนำไปคำนวณตามวิธีข้างต้นก็จะได้ค่าอัตราส่วน $(w/h)_{se}$ และ $(w/h)_{so}$ และนำมาคำนวณตามสูตรต่อไปนี้เพื่อหาค่าอัตราส่วน w/h และ s/h ออกมาโดยใช้สมการต่อไปนี้

$$\left(\frac{w}{h} \right)_{se} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{2d - g + 1}{g + 1} \right) \quad (6.33)$$

สำหรับค่า $\varepsilon_r \leq 6$

$$\left(\frac{w}{h} \right)_{so} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{2d - g - 1}{g - 1} \right) + \frac{4}{\pi(1 + \varepsilon_r/2)} \cosh^{-1} \left(1 + 2 \frac{w/h}{s/h} \right) \quad (6.34)$$

สำหรับค่า $\epsilon_r \geq 6$

$$\left(\frac{w}{h}\right)_{so} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{2d-g-1}{g-1}\right) + \frac{1}{\pi} \cosh^{-1}\left(1 + 2\frac{w/h}{s/h}\right) \quad (6.35)$$

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

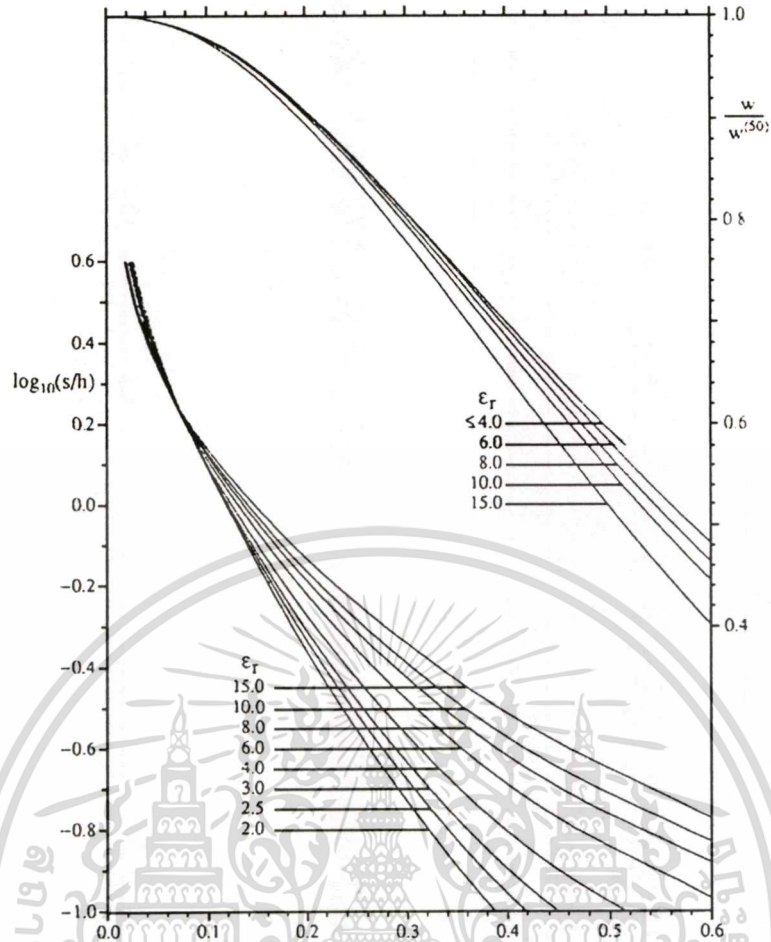
ซึ่งสมการ (6.33) และ (6.34) หรือ (6.35) จะถูกแก้ไปพร้อมกันแล้วแต่ค่าสภาพยอมของวัสดุที่ใช้ทำสมการประมาณ โดยการตัดเทอมที่สองของสมการ (6.34) และ (6.35) ที่จะได้สมการ

$$\frac{s}{h} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1}\left[\frac{\cosh\{(\pi/2)(w/h)_{se}\} + \cosh\{(\pi/2)(w/h)_{so}\} - 2}{\cosh\{(\pi/2)(w/h)_{so}\} - \cosh\{(\pi/2)(w/h)_{se}\}}\right] \quad (6.36)$$

เมื่อได้ค่า s/h ออกมาแล้วใช้กระบวนการทำซ้ำโดยแทนค่ากลับลงไปในสมการที่ (6.33) และ (6.34-6.35) เพื่อแก้สมการหาค่าอัตราส่วน w/h และ s/h ออกมาแล้วเปลี่ยนแปลงค่า s/h แล้วแทนกลับลงไปใหม่ทำซ้ำไปเรื่อยๆจนได้ค่าที่ถูกต้องออกมา [23] และสำหรับค่าความยาวคลื่นของไมโครสตริปสามารถหาได้จากสมการ

$$\lambda_g = \frac{300}{F\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (6.37)$$

นอกจากการคำนวณตามขั้นตอนที่ได้กล่าวมาแล้วยังสามารถออกแบบวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้กราฟตามรูปที่ 6.8 ซึ่งเป็นกราฟที่แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของค่าแอดมิแตนซ์อินเวอร์เตอร์เทียบกับ $\log_{10}(s/h)$ และเทียบกับ (w/w_{50}) ที่ค่า ϵ_r ต่างๆกัน ซึ่งช่วยให้การออกแบบสะดวกขึ้นในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบที่มีผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ทลำดับที่ 2 จะใช้ค่าพารามิเตอร์ g_k ของวงจรกรองผ่านต่ำ ซึ่งสำหรับวงจรกรองความถี่ที่มีผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ทจะหาได้จากสมการ (6.17-6.18) โดยได้ค่าต่างๆดังนี้ $g_0 = 1$, $g_1 = 1.4142$, $g_2 = 1.4142$, $g_3 = 1$ จากนั้นนำค่าอิมพีแดนซ์เหล่านี้ไปทำการสังเคราะห์ให้อยู่ในรูปแบบของไมโครสตริปได้ โดยใช้วัสดุที่มี $\epsilon_r = 3.5$, $h = 0.632$ มิลลิเมตร และความหนาของตัวนำเท่ากับ 0.035 มิลลิเมตร จะได้ค่าออกมาตามตารางที่ 6.1



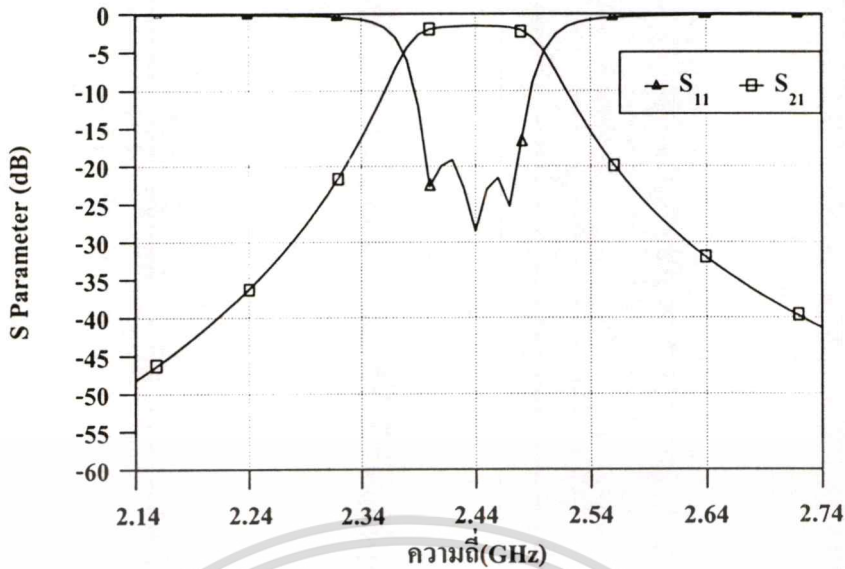
รูปที่ 6.8 กราฟแสดงค่าออร์เมทัลไลซ์ของค่าผกผันแอดมิตแตนซ์เทียบกับ $\log_{10}(s/h)$ และเทียบกับ (w/w_{50}) ที่ค่า ϵ_r ต่างๆกัน

ตารางที่ 6.1 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบลำดับที่ 2

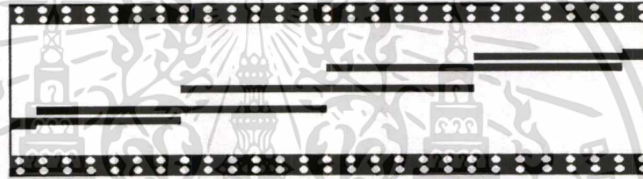
J	$\text{Log}_{10}(s/h)$	$s(\text{mm})$	w/w_{50}	$w(\text{mm})$
$J'_{01} = 0.21$	-0.25	0.35	0.9	0.81
$J'_{12} = 0.04$	0.42	1.67	0.99	0.89
$J'_{23} = 0.21$	-0.25	0.35	0.9	0.81

จากการจำลองผลการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้โปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิศ พบว่าวงจรกรองผ่านแถบลำดับที่ 2 ที่ความถี่ 2.45 จิกะเฮิรตซ์ มีค่าอัตราการสูญเสีย (loss) 1 dB และมีแบนด์วิดท์ 100 เมกะเฮิรตซ์ แสดงดังรูปที่ 6.9 และเมื่อนำไปสร้างวงจรโดยใช้โครงสร้างของไมโครสตริปจะได้ลายวงจร PCB และวงจรกรองผ่านแถบที่ต่อใช้งานจริงแสดงดังรูปที่ 6.10 และ 6.11 ตามลำดับ

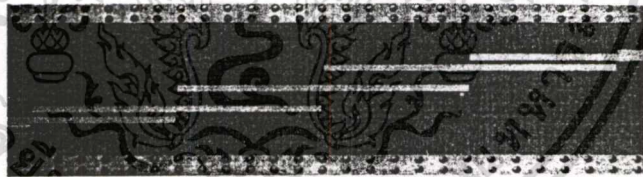
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.9 ผลการเขียนแบบวงจรของวงจรกรองผ่านแถบลำดับที่ 2 ที่ความถี่ 2.44 จิกะเฮิรตซ์



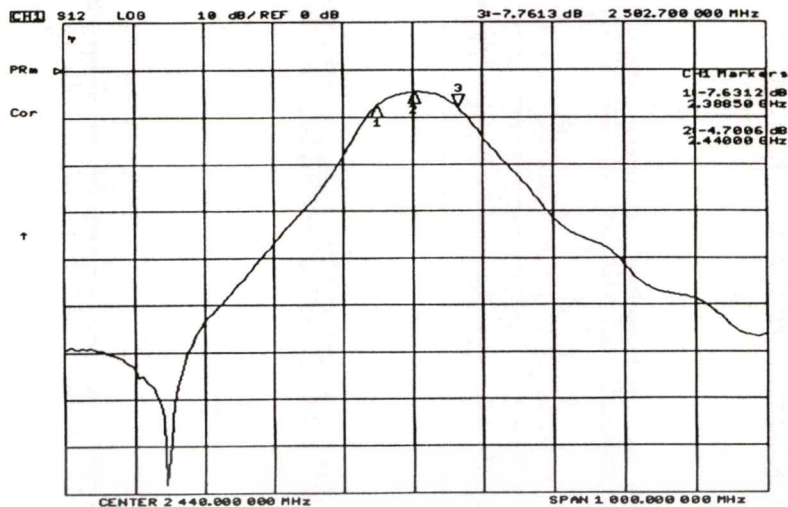
รูปที่ 6.10 ลายวงจรบนแผ่น PCB ของวงจรกรองผ่านแถบ



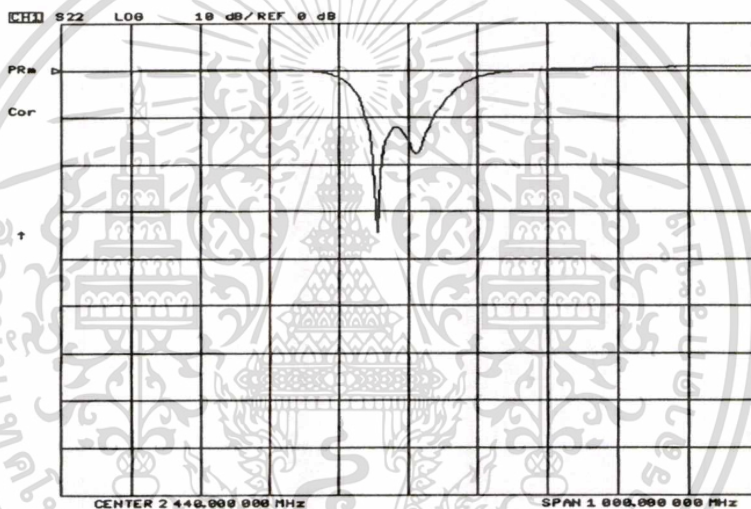
รูปที่ 6.11 วงจรกรองผ่านแถบที่ได้จากการออกแบบ

6.4 ผลการทดลองวงจรกรองผ่านแถบ

เมื่อทำการทดสอบวงจร พบว่าผลการทดลองที่ได้โดยวัดจากเน็ตเวิร์กอนาไลเซอร์ ได้ค่า S_{21} และ S_{11} ดังรูปที่ 6.11 และรูปที่ 6.12 ตามลำดับ โดยมีขนาดการส่งผ่านเท่ากับ 4.7 dB และมีค่าแบนด์วิดท์ 120 เมกะเฮิรตซ์ที่ความถี่กลาง 2.44 จิกะเฮิรตซ์ มีขนาดการสูญเสียย้อนกลับอินพุตต่ำกว่า -12 dB ในช่วงความถี่ 2.40-2.48 GHz



รูปที่ 6.12 ผลการทดลอง S_{21} ของวงจรกรองผ่านแถบ



รูปที่ 6.13 ผลการทดลอง S_{11} ของวงจรกรองผ่านแถบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

วงจรมิกเซอร์

7.1 บทนำ

วงจรมิกเซอร์เป็นวงจรสำคัญใช้ทำหน้าที่ในการแปลงความถี่ของสัญญาณความถี่วิทยุที่มีความถี่สูงให้มีความถี่ลดลงเป็นความถี่กลางซึ่งเรียกว่าการแปลงความถี่ลง ใช้ในระบบเครื่องรับหรือใช้ในการแปลงสัญญาณความถี่ต่ำให้เป็นสัญญาณความถี่สูงหรือการแปลงความถี่ขึ้น ซึ่งใช้ในระบบเครื่องส่ง การทำงานของวงจรมิกเซอร์ สัญญาณความถี่วิทยุกับสัญญาณความถี่โลคอล จะถูกผสมสัญญาณแบบนอนลิเนียร์ซึ่งทำงานคล้ายกับวงจรมอดูเลเตอร์ เพียงแต่สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์ที่ได้จะเป็นความถี่ผลต่างระหว่างความถี่วิทยุและความถี่โลคอล การออกแบบวงจรมิกเซอร์สามารถใช้ได้ทั้งอุปกรณ์แอกทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟ อุปกรณ์แอกทีฟเช่น ทรานซิสเตอร์หรือเฟต จะมีข้อดีที่สามารถขยายสัญญาณไปในตัวด้วยแต่วงจรมิกเซอร์แบบพาสซีฟที่ใช้ไดโอดสัญญาณเอาต์พุตจริงที่ได้จากวงจรมิกเซอร์จะเป็นความถี่แบบครอสโปรดัคต์ ซึ่งจะมีค่าความสูญเสียสุทธิต่อสัญญาณหรือที่เรียกว่าความสูญเสียแปลงผัน (conversion loss) เพราะเกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่และในขณะเดียวกันแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่กลางก็จะต่ำกว่าสัญญาณความถี่วิทยุ

ตารางที่ 7.1 ผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรมิกเซอร์ประเภทต่างๆ [24]

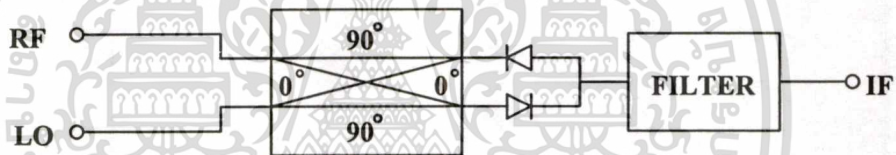
	ซิงเกิลไดโอด	ซิงเกิลบาลานซ์	ดับเบิลบาลานซ์
ความสูญเสียคอนเวอร์ชัน	ต่ำ	ปานกลาง	สูง
คุณสมบัติของสปีวเรียม	ไม่มี	ปานกลาง	สูง
ไดนามิกเรนจ์	ต่ำ	ปานกลาง	สูง
ไอโซเลชัน	ไม่มี	ปานกลาง	สูง
กำลังงานที่รองรับได้	ต่ำ	ปานกลาง	สูง
ความซับซ้อน	ต่ำ	ปานกลาง	สูง
แบนด์วิดท์	แคบ	กว้าง	กว้าง

โดยทั่วไปวงจรมิกเซอร์จะแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ๆคือแบบซิงเกิลไดโอดมิกเซอร์และอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมากคือวงจรมิกเซอร์แบบบาลานซ์มิกเซอร์ โดยวงจรมิกเซอร์แบบบาลานซ์มิกเซอร์จะมีข้อได้เปรียบกว่าคือมีค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตและค่าความเป็นเชิงเส้นที่ดี สามารถลดทอนสัญญาณรบกวน และกำจัดคลื่นพารazit ได้ ทั้งยังสามารถรองรับกำลังงานที่สูงขึ้นได้ดีกว่า แต่ข้อจำกัด

ของวงจรแบบบาลานซ์มิกเซอร์คือมีความซับซ้อนมากกว่าและให้ค่าความสูญเสียแปลงผันที่ไม่ค่อยดีมากนัก ซึ่งในวงจรบาลานซ์มิกเซอร์ยังแบ่งประเภทย่อยๆ ได้อีก 2 ประเภทคือวงจรซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์และวงจรดับเบิลบาลานซ์มิกเซอร์ ผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรมิกเซอร์ประเภทต่างๆ แสดงในตารางที่ 7.1 สำหรับวิทยานิพนธ์นี้แนะนำการออกแบบวงจรซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์โดยใช้ควอแดรเจอร์ไฮบริดคัปเปิลอร์แบบกรอบสี่เหลี่ยม (Branch Line Hybrid Coupler) ซึ่งโครงสร้างนี้สามารถจัดทำได้ง่าย และมีราคาถูก

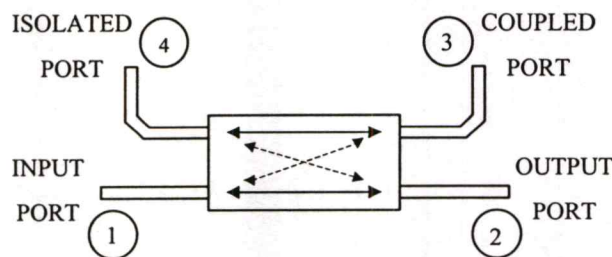
7.2 วงจรซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์โดยใช้วงจรควอแดรเจอร์ไฮบริดคัปเปิลอร์

วงจรซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์สามารถแบ่งออกได้อีก 2 รูปแบบตามชนิดของวงจรไฮบริด นั่นคือวงจรไฮบริด 180 องศาและวงจรไฮบริด 90 องศาหรือควอแดรเจอร์ไฮบริด ในวิทยานิพนธ์นี้แนะนำการออกแบบวงจรมิกเซอร์โดยใช้ควอแดรเจอร์ไฮบริด โครงสร้างอย่างง่ายของวงจรมิกเซอร์แสดงในรูปที่ 7.1 ประกอบด้วยไดโอดมิกเซอร์ 2 ตัวเชื่อมต่อด้วยวงจรไฮบริด ดังแสดงในรูปที่ 7.1



รูปที่ 7.1 วงจรซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์โดยใช้วงจรเชื่อมต่อไฮบริดชนิดควอแดรเจอร์

จากรูปที่ 7.1 จะเห็นได้ว่าไดโอดทั้ง 2 ตัวจะต่อเข้ากับพอร์ตแยก 2 พอร์ตส่วนสัญญาณความถี่วิทยุและสัญญาณโลคอลจะต่อเข้ากับพอร์ตที่เหลือ วงจรมิกเซอร์ดังกล่าวจะมีลักษณะที่สมดุลกัน ดังนั้นพอร์ตของสัญญาณความถี่วิทยุและสัญญาณโลคอลสามารถสลับกันได้โดยไม่มีผลต่อคุณสมบัติของวงจรมิกเซอร์



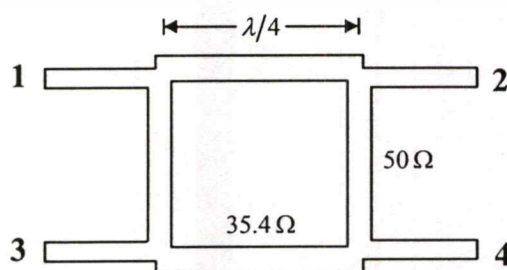
รูปที่ 7.2 วงจรเชื่อมต่อไฮบริด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะการทำงานของวงจรไฮบริดเมื่อพิจารณาเฉพาะในส่วนของวงจรไฮบริดหากเราป้อนสัญญาณเข้าที่พอร์ตที่ 1 จะมีเพียงพอร์ตที่ 2 และ 3 เท่านั้นที่จะได้รับส่วนแบ่งของกำลังงานของสัญญาณที่ส่งออกมาจากพอร์ต 1 โดยจะได้รับกำลังงานพอร์ตละเท่าๆกัน ส่วนพอร์ตที่ 4 จะไม่ได้รับกำลังงานของสัญญาณเลย ในทางกลับกันหากเราป้อนสัญญาณเข้าที่พอร์ต 4 ก็จะมีเพียงแต่พอร์ต 2 และพอร์ต 3 เท่านั้นที่ได้รับกำลังงานเช่นเดิม และหากป้อนสัญญาณที่เท่ากันทุกประการก็จะทำให้ได้อัตัพุดที่มีขนาดของสัญญาณเท่ากับขนาดของสัญญาณในกรณีแรก ยกเว้นเพียงแต่ว่าเฟสจะกลับกันเท่านั้น ส่วนพอร์ต 1 จะไม่ได้รับกำลังสัญญาณอะไรเลยเช่นเดียวกัน ในส่วนของวงจรมิกเซอร์สัญญาณคลื่นความถี่วิทยุหรือสัญญาณอาร์เอฟจะเข้ามาที่พอร์ต 1 และสัญญาณโลคอลเข้ามาที่พอร์ต 4

7.3 การออกแบบและสร้างวงจรมิกเซอร์

โครงสร้างของวงจรเชิงกลบาตานซ์มิกเซอร์โดยใช้วงจรควอดเรเจอร์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบกรอบสี่เหลี่ยม แสดงในรูปที่ 7.3 จะเห็นว่าโครงสร้างนี้มีขนาดของสตริปไม่เท่ากันซึ่งหมายถึงมีค่าแอดมิตแตนซ์ลักษณะไม่เท่ากันและมีความยาวเท่ากับ $\lambda/4$ โครงสร้างในลักษณะนี้เป็นที่นิยมใช้มากกว่าวงจรไฮบริดชนิดคัปเปิลเลอร์ไลน์ เนื่องจากไม่จำเป็นต้องมีการเชื่อมต่อใดๆและไม่ต้องการความถูกต้องแม่นยำมากนัก และยังสามารถสร้างได้ง่ายและมีราคาถูก แต่ก็มีข้อจำกัดในการออกแบบบนไมโครสตริปที่ความถี่ต่ำ ในวงจรไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบสี่เหลี่ยมนี้การคัปปลิงเกิดขึ้นระหว่างสายส่ง 2 เส้นที่เชื่อมต่อเข้าด้วยกันเป็นช่วงๆ มีความยาวเท่ากับ $\lambda/4$ และมีระยะห่างเท่ากับ $\lambda/4$ สามารถเพิ่มแบนด์วิดท์ได้โดยใช้สายส่งหลายๆเส้นต่อกัน แต่ก็มีข้อจำกัดเนื่องจากอิมพีแดนซ์ของสายส่งไม่สามารถทำได้ในทางปฏิบัติ การออกแบบวงจรไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบกรอบสี่เหลี่ยมนี้สามารถทำได้หลายวิธี [25] การวิเคราะห์ของโหมคคู่และโหมคคู่จะนำมาใช้ในการหาคุณลักษณะเบื้องต้นของวงจร [22] โดยค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรคัปเปิลเลอร์แบบกรอบสี่เหลี่ยมสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 7.2



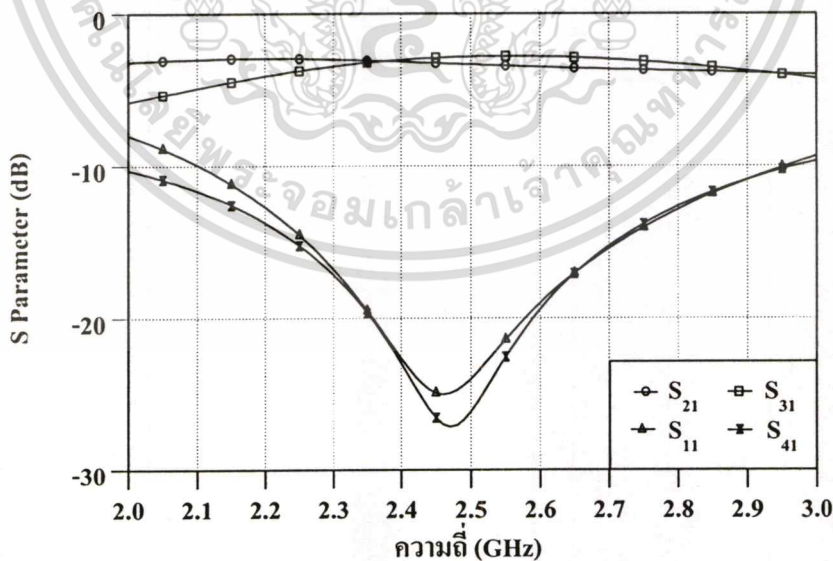
รูปที่ 7.3 วงจรเชื่อมต่อไฮบริด โครงสร้างแบบกรอบสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 7.2 อิมพีแดนซ์ของสายส่งของวงจรไฮบริดคัปเปิลอร์แบบกรอบสี่เหลี่ยม 1 ชุด

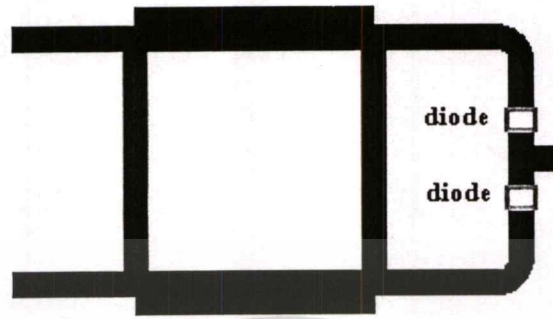
คัปปลิง (dB)	Y_B	Y_A	$Z_{Shunt+} (\Omega)$	$Z_{Series} (\Omega)$
2	1.308	1.646	38.24	30.37
3	1.002	1.416	49.88	35.31
3.01	1.000	1.414	50	35.36
4	0.813	1.289	61.48	38.79
5	0.680	1.209	73.52	41.35
6	0.579	1.156	86.33	43.27
7	0.499	1.118	100.15	44.73
8	0.434	1.090	115.21	45.87
9	0.380	1.070	131.75	46.75
10	0.333	1.054	150.00	47.43

จากตารางที่ 2 เมื่อกำหนดค่าการคัปปลิงเท่ากับ 3.01 dB จะได้อิมพีแดนซ์ของสายที่ต่อแบบอนุกรมจะเท่ากับ 35.4Ω และอิมพีแดนซ์ของสายที่ต่อแบบขนานเท่ากับ 50Ω ผลตอบสนองทางแอมพลิจูด (amplitude response) จากการจำลองแบบการทำงานของวงจรคัปเปิลอร์แบบที่มีโครงสร้างแบบกรอบสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 2.4 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 7.4



รูปที่ 7.4 ผลตอบสนองทางแอมพลิจูดของวงจรเชื่อมต่อไฮบริด โครงสร้างแบบกรอบสี่เหลี่ยม โดยการจำลองแบบการทำงาน

ลายวงจรและวงจรที่ต่อใช้งานจริงของวงจรมิกเซอร์ ออกแบบโดยใช้วัสดุ Glass Epoxy FR4 ซึ่งมีความหนา 0.8 มิลลิเมตร และ Schottky Diode HSMS 2825 วงจรมีขนาด 3×2 เซนติเมตรแสดงได้ดังรูปที่ 7.5 และ 7.6 ตามลำดับ



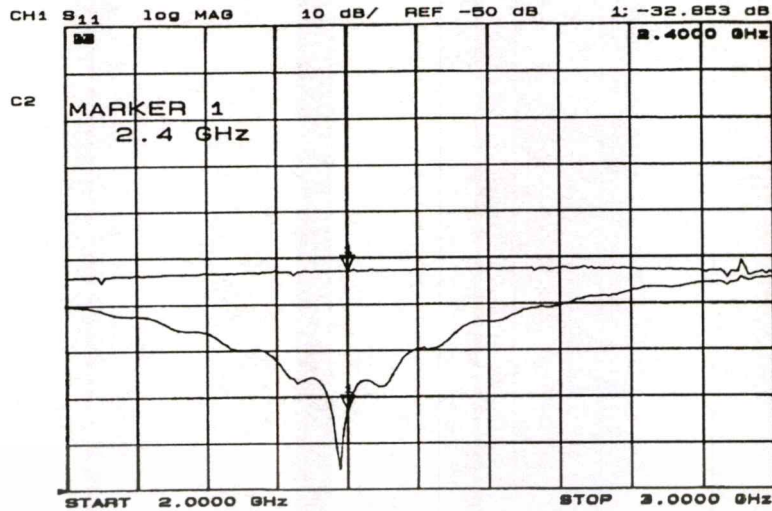
รูปที่ 7.5 ลายวงจรบนแผ่น PCB ของวงจรมิกเซอร์



รูปที่ 7.6 วงจรมิกเซอร์ที่ได้จากการออกแบบ

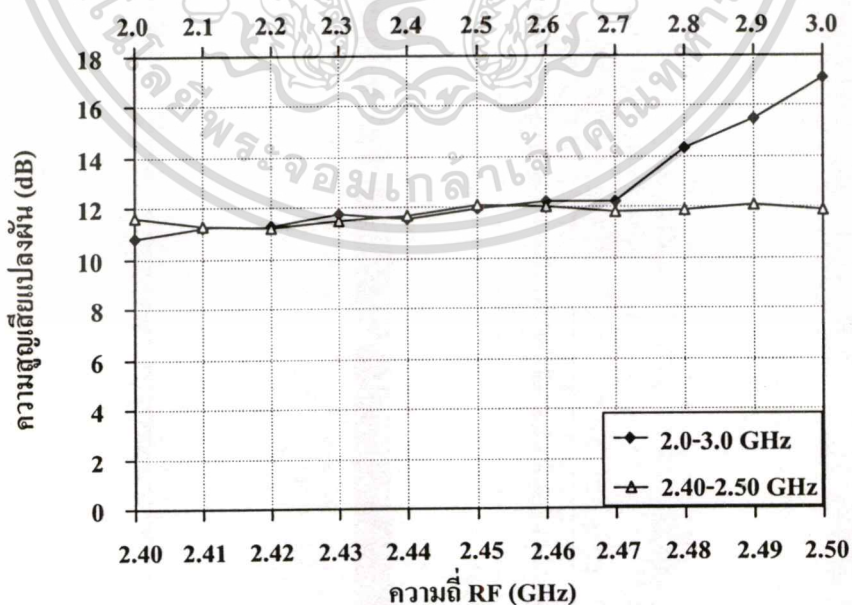
7.4 ผลการทดลองวงจรมิกเซอร์

เมื่อทำการวัดผลเฉพาะส่วนของวงจรไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบที่มีโครงสร้างแบบกรอบสี่เหลี่ยมจะได้ผลตอบแทนทางแอมพลิจูด แสดงดังรูปที่ 7.7 โดยมีค่า S_{21} เท่ากับ -3 dB และค่า S_{11} เท่ากับ -32 dB ที่ความถี่ 2.4 GHz



รูปที่ 7.7 ผลตอบสนองทางแอมพลิจูดของวงจรจรเชื่อมต่อไฮบริด โครงสร้างแบบกรอบสี่เหลี่ยม

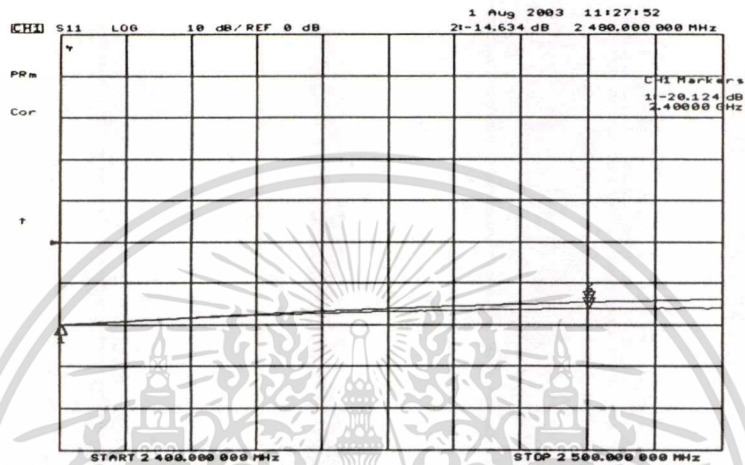
ผลการวัดค่าการสูญเสียแปลงผันของวงจรมิกเซอร์แสดงดังรูปที่ 7.8 โดยป้อนค่าความถี่ RF อินพุต ตั้งแต่ 2.41 ถึง 2.50 GHz ด้วยขนาดสัญญาณ 0 dBm และทำการปรับค่าความถี่โลคอล ขนาดสัญญาณ +7 dBm ตาม เพื่อให้ได้ค่าความถี่ IF ที่ 70 MHz พบว่ามีค่าการสูญเสียแปลงผัน ประมาณ 12dB ในย่านความถี่ที่ใช้งาน และเมื่อป้อนค่าความถี่ RF อินพุต ตั้งแต่ 2.0 ถึง 3.0 GHz ด้วยขนาดสัญญาณ 0 dBm และทำการปรับค่าความถี่โลคอล ขนาดสัญญาณ +7 dBm ตาม เพื่อให้ได้ค่าความถี่ IF ที่ 70 MHz เพื่อดูย่านความถี่ที่กว้างขึ้น พบว่ามีค่าการสูญเสียแปลงผันสูงขึ้นเมื่อความถี่สูงขึ้น



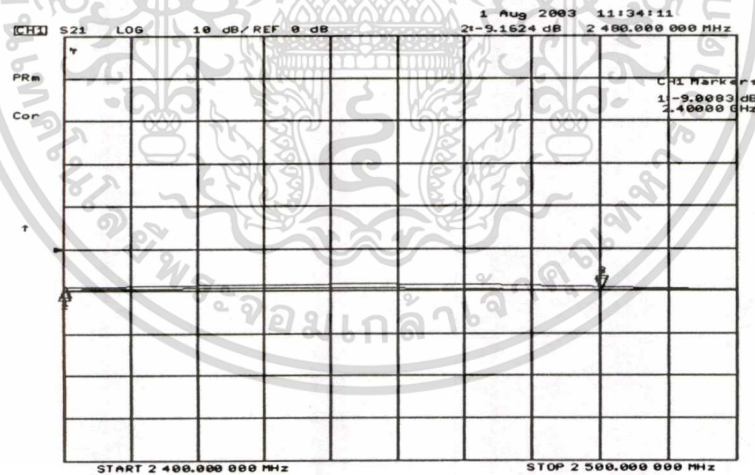
รูปที่ 7.8 ผลการวัดค่าการสูญเสียแปลงผันกับสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่กลาง 70 MHz ของวงจรมิกเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการวัดความสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss) ของพอร์ตสัญญาณ โลกอลกับพอร์ตสัญญาณความถี่วิทยุมีค่าต่ำกว่า -14 dB ตลอดช่วงความถี่ 2.40-2.48 GHz แสดงดังรูปที่ 7.9 ส่วนผลการวัดไอโซเลชันระหว่างพอร์ตของวงจรมิกเซอร์แสดงดังรูปที่ 7.10 จากผลการวัดพบว่าค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตสัญญาณ โลกอลกับพอร์ตสัญญาณความถี่กลางและค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตสัญญาณ โลกอลกับพอร์ตสัญญาณความถี่วิทยุมีค่าประมาณ 9 dB



รูปที่ 7.9 ผลการวัดความสูญเสียย้อนกลับของพอร์ตสัญญาณ โลกอลและพอร์ตสัญญาณความถี่วิทยุ



รูปที่ 7.10 ค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตสัญญาณ โลกอลกับพอร์ตสัญญาณความถี่กลางและค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตสัญญาณ โลกอลกับพอร์ตสัญญาณความถี่วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

วงจรรวมเครื่องส่งและเครื่องรับของเครื่องรับส่งวิทยุระบบบลูทูธ

8.1 วงจรรวมเครื่องส่ง

จากเนื้อหาและรายละเอียดของเครื่องรับส่งวิทยุระบบบลูทูธในบทที่ 2 จะเห็นว่าองค์ประกอบหลักของวงจรในเครื่องส่งจะประกอบด้วย วงจรสังเคราะห์ความถี่และวงจรขยายกำลัง และวงจรกรองแบบต่ำผ่านชนิดเกาส์ แสดงดังรูปที่ 8.1



รูปที่ 8.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเครื่องส่งของเครื่องรับส่งวิทยุระบบบลูทูธ

การส่งสัญญาณในภาคส่งใช้การมอดูเลตแบบ GFSK (Gaussian Frequency Shift Keying) ซึ่งการมอดูเลตแบบ GFSK นี้พัฒนามาจากเทคนิคการมอดูเลตแบบ FSK มีจุดประสงค์เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์เนื่องจากการนำสัญญาณดิจิทัลมามอดูเลตนั้นสเปกตรัมของสัญญาณ FSK ที่ได้จะมีแบนด์วิดท์ที่กว้างซึ่งเป็นการไม่ประหยัด ทำให้ได้จำนวนช่องสัญญาณในการส่งที่น้อย ดังนั้นจึงได้ใช้วงจรกรองแบบเกาส์กรองสัญญาณข่าวสารก่อนที่จะนำไปมอดูเลตสเปกตรัมของสัญญาณที่ได้หลังการมอดูเลตจะมีแบนด์วิดท์ที่แคบกว่า วงจรกรองความถี่แบบเกาส์ จะใช้การประมาณค่าแมกนิจูดแบบเกาส์ ผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่แบบเกาส์ โดยนิยามแล้ว ฟังก์ชันแบบเกาส์มีรูปแบบ คือ

$$g(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-1/2[(x-m)/\sigma]^2} \quad (8.1)$$

โดย m = mean

σ = standard deviation

ถ้าหากผลตอบสนองอิมพัลส์ ของวงจรกรองความถี่อยู่ในรูปแบบนี้แล้ว วงจรกรองความถี่ นั้นจะถูกเรียกว่าเป็นวงจรกรองแบบเกาส์ ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองความถี่แบบเกาส์ในอุดมคติ สามารถเขียนได้ว่า

$$f_\delta(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-1/2[(t-T)/\sigma]^2} \quad (8.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งรูปแบบของสมการ (8.2) สามารถแสดงได้ว่า ผลตอบสนองอิมพัลส์เป็นผลให้ผลตอบสนองสเต็ป ไม่มีโอเวอร์ชูตซึ่งเป็นผลตอบสนองที่เราต้องการ

เนื่องจากผลตอบสนองอิมพัลส์แบบเกาส์มีคุณสมบัติของทอโมโดเมนที่ดี เราจึงหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $T(j\omega)$ ของมันออกมาเป็นค่าประมาณ โดยการนิยาม $T(j\omega)$ เป็นการแปลงฟูเรียร์ของผลตอบสนองอิมพัลส์ จะได้

$$\begin{aligned} T(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} f_{\delta}(t)e^{-j\omega t} dt \\ &= \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-1/2[(t-T)/\sigma]^2} e^{-j\omega t} dt \\ &= e^{-\sigma^2\omega^2/2-j\omega T} \end{aligned}$$

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $H(j\omega)$ (อินพุต/เอาต์พุต) สามารถหาได้ว่า

$$H(j\omega) = e^{(\omega/\omega_0)^2 + j\omega T} \quad (8.3)$$

โดย $\omega_0^2 = 2/\sigma^2$ ความถี่ ω_0 เป็นความถี่นอร์มอลไลซ์ซึ่งมีความเกี่ยวข้องกับจุด 3-dB จากสมการ (8.3) จะเห็นว่ารูปร่างแมกนิจูดแบบเกาส์ในอุดมคติสามารถเขียนได้เป็น

$$|H(j\omega)| = e^{(\omega/\omega_0)^2} \quad (8.4)$$

จะได้ว่าจุด 3-dB ω_{3dB} เป็นดังนี้

$$|H(j\omega_{3dB})| = \sqrt{2} = e^{(\omega_{3dB}/\omega_0)^2}$$

ดังนั้น

$$\omega_{3dB} = \left(\frac{\ln 2}{2}\right)^{1/2} \cdot \omega_0$$

สมการ (8.3) แสดงให้เห็นว่า $H(j\omega)$ มีเฟสเป็นลิเนียร์ ถ้าผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรความถี่เป็นแบบเกาส์แล้ว ค่าดีเลย์ของมันจะคงที่ หรืออาจกล่าวได้ในอีกมุมหนึ่งว่า ถ้าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $H(s)$ มีค่าดีเลย์คงที่แล้ว ผลตอบสนองอิมพัลส์ของมันจะเป็นค่าประมาณแบบเกาส์

รูปร่างแมกนิจูดแบบเกาส์ในสมการ (8.4) จะเห็นว่าเป็นไปไม่ได้ ซึ่งสามารถพิสูจน์ได้โดยการประยุกต์ทฤษฎีของพาลีและไวน์เนอร์ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ถ้า $A(\omega)$ มีค่าที่เป็นไปได้แล้ว

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\log A(\omega)|}{1+\omega^2} d\omega \quad (8.5)$$

สมการข้างบนจะต้องมีค่า การอินทิเกรตนี้จะไม่มีความหมายสำหรับรูปร่างแมกนิจูดแบบเกาส์ ค่าประมาณที่เป็นไปได้ของรูปร่างแมกนิจูดแบบเกาส์ ในอุดมคตินั้นสามารถหาได้จากการใช้การกระจายอนุกรมดังนี้

$$|H(j\omega_3)|^2 = e^{2(\omega/\omega_0)^2} = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{2^i}{i!} \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2i} \quad (8.6)$$

ตัวอย่างของการประมาณค่าแบบเกาส์อันดับที่สามคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรองความถี่แบบเกาส์อันดับที่ n จะมีค่าการสูญเสียต่ำกว่าวงจรรองความถี่แบบเบสเซลอันดับที่ n

ในการหาดีเลย์ของวงจรรองความถี่แบบเกาส์อันดับที่ n เราจะใช้สมการสำหรับ $H(s)$ ซึ่งหาได้จาก

$$H(s)H(-s) = \sum_{i=0}^n \frac{(-2)^i}{i!} \left(\frac{s}{\omega_0} \right)^{2i} \quad (8.8)$$

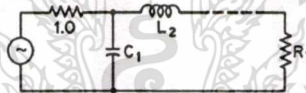
เมื่อทำการหาดีเลย์ได้แล้ว พบว่ามีค่าดีเลย์น้อยและมีผลตอบสนองสเต็ปดีมากซึ่งเป็นคุณลักษณะของวงจรรองความถี่แบบเกาส์ โดยค่าของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ เมื่อใช้การประมาณค่าแบบเกาส์จะเป็นดังตารางที่ 8.1

โดยสามารถหาค่าต่าง ๆ จาก

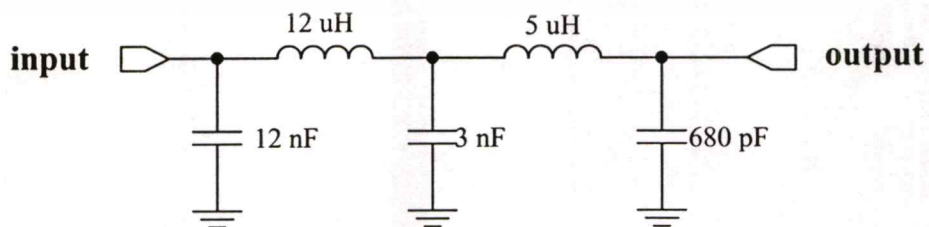
$$C = \frac{C_n}{2\pi f_c R}, L = \frac{RL_n}{2\pi f_c}$$

ตารางที่ 8.1 องค์ประกอบต่าง ๆ ของวงจรรองความถี่แบบเกาส์ที่นอร์มอลไลซ์แล้ว

n	R_1	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9	L_{10}
2	1.0000	2.1850	0.4738								
3	1.0000	2.2262	0.8167	0.2624							
4	1.0000	2.2450	0.9321	0.5302	0.1772						
5	1.0000	2.2533	0.9782	0.6485	0.3896	0.1312					
6	1.0000	2.2568	0.9982	0.7050	0.5004	0.3045	0.1026				
7	1.0000	2.2583	1.0073	0.7333	0.5606	0.4055	0.2473	0.0833			
8	1.0000	2.2590	1.0116	0.7479	0.5942	0.4658	0.3388	0.2065	0.0695		
9	1.0000	2.2593	1.0137	0.7556	0.6134	0.5025	0.3973	0.2892	0.1761	0.0591	
10	1.0000	2.2594	1.0147	0.7597	0.6244	0.5250	0.4353	0.3451	0.2509	0.1525	0.0512

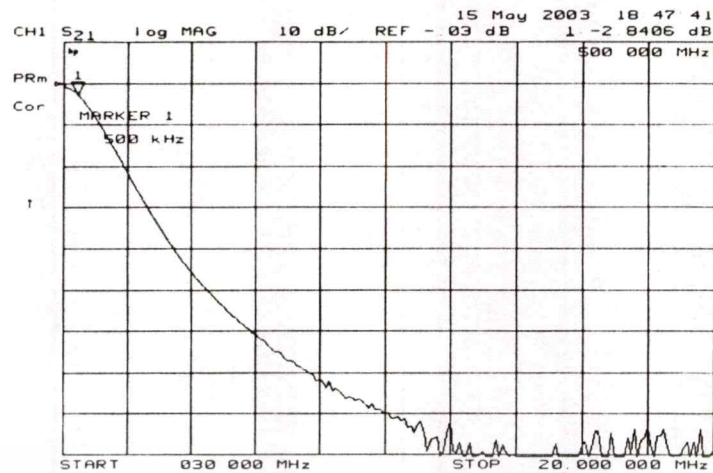


จากตารางที่ 8.1 สามารถออกแบบวงจรรองแบบต่ำผ่านชนิดเกาส์ที่มีค่า $n=5$ แสดงได้ดังรูปที่ 8.3 และมีผลการวัดผลตอบสนองทางแอมพลิจูดค่า S_{21} แสดงดังรูปที่ 8.4



รูปที่ 8.3 วงจรรองแบบต่ำผ่านชนิดเกาส์ที่ออกแบบได้

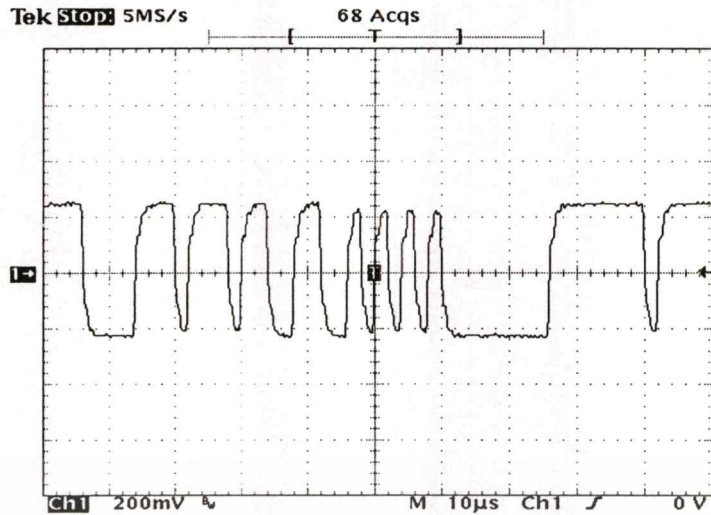
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



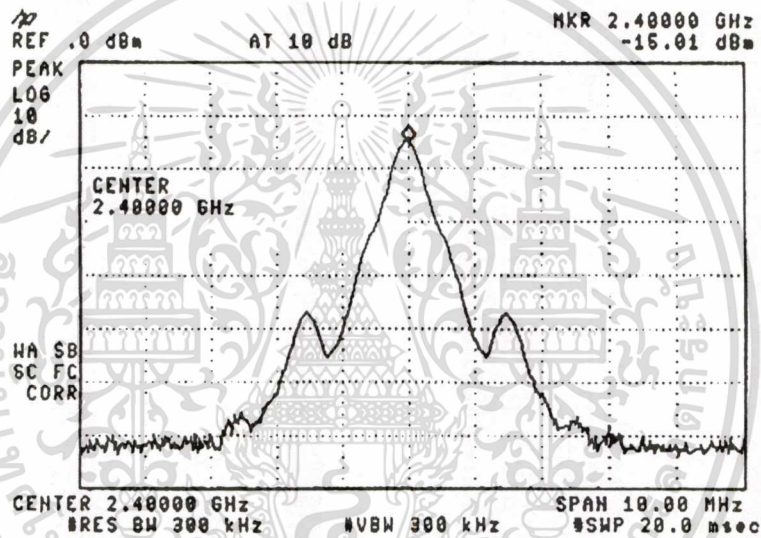
รูปที่ 8.4 ผลตอบสนองทางแอมพลิจูดค่า S_{21} ของวงจรกรองแบบต่ำผ่านชนิดเกาส์

การมอดูเลตของสัญญาณในภาคส่งสามารถทำได้โดยต่อเข้าโดยตรงกับ VCO โดยสัญญาณของเบสแบนด์จะต่อตรงเข้ากับวงจรรูปฟิลเตอร์ แอมพลิจูดของสัญญาณที่สร้างขึ้นโดยเบสแบนด์โปรเซสเซอร์สามารถปรับได้โดยใช้การปรับค่าความต้านทานเพื่อให้ได้ค่าการเบี่ยงเบนความถี่ที่ถูกต้อง การมอดูเลตสัญญาณโดยการต่อเข้าโดยตรงกับ VCO นั้นนับเป็นข้อดีซึ่งสามารถทำได้ง่าย ๆ และสร้างได้ประหยัด หลังจากผ่านการมอดูเลตของสัญญาณแล้ว วงจรขยายกำลังจะถูกนำมาใช้เพื่อชดเชยความสูญเสียในวงจร T/R สวิตช์ และความสูญเสียในส่วนของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยวงจรขยายกำลังที่ออกแบบได้กล่าวถึงในบทที่ 5 มีอัตราขยายประมาณ 20 dB (ใช้ 2 ชุดต่อกัน) และมีกำลังงานเอาต์พุต 100 mW หลังจากผ่านวงจรขยายกำลังแล้วสัญญาณจะถูกกรองเพื่อกำจัดฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการและฮาร์โมนิกย่อยๆ ของสัญญาณพาหะออกไป โดยระดับของสัญญาณสปีวเรียสที่ยอมรับได้จะขึ้นอยู่กับแต่ละโปรโตคอล

ในการตรวจสอบความถูกต้องของการรับส่งสัญญาณ จำเป็นต้องมีข้อมูล (data) ที่ใช้เข้าไปมอดูเลต เพื่อคุณลักษณะของสัญญาณที่ได้รับเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ส่งออกไป โดยสัญญาณที่สร้างขึ้นนั้นสร้างจากวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์แบบสุ่ม (Pseudo Random Pulse Generator) ซึ่งลักษณะของสัญญาณข้อมูลหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเกาส์แล้ว แสดงดังรูปที่ 8.5 โดยลักษณะของเอาต์พุตสเปกตรัมของสัญญาณหลังจากผ่านการมอดูเลตสัญญาณแบบ GFSK แสดงได้ดังรูปที่ 8.6



รูปที่ 8.5 ลักษณะของสัญญาณข้อมูลที่ใช้ส่งหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเกาส์



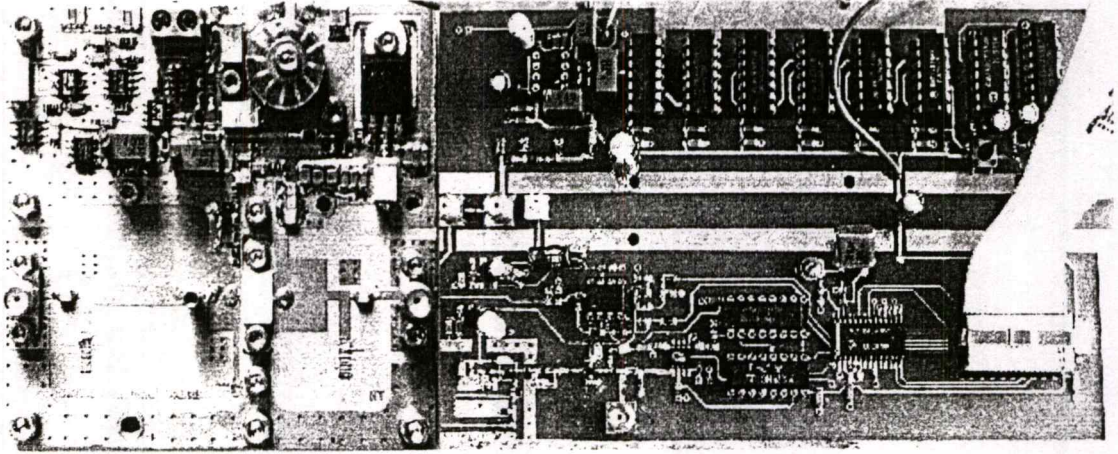
รูปที่ 8.6 เอาต์พุตสเปกตรัมของสัญญาณหลังจากผ่านการมอดูเลตสัญญาณแบบ GFSK

ตารางที่ 8.2 เอาต์พุตสเปกตรัมแม่สที่ต้องการตามเกณฑ์ของบลูทูธ

Frequency offset	Transmit power
$M \pm [550-1450 \text{ kHz}]$	-20 dBc
$M-N = 2$	-20 dBm
$M-N \geq 3$	-40 dBm

ความต้องการของเอาต์พุตสเปกตรัมแม่สเพื่อให้อยู่ในเกณฑ์ของระบบบลูทูธแสดงได้ดังตารางที่ 8.2 โดยค่า M คือ ช่องสัญญาณที่ใช้ส่ง และค่า N คือช่องสัญญาณที่อยู่ติดกัน วงจรรวมของเครื่องส่งบลูทูธแสดงได้ดังรูปที่ 8.7

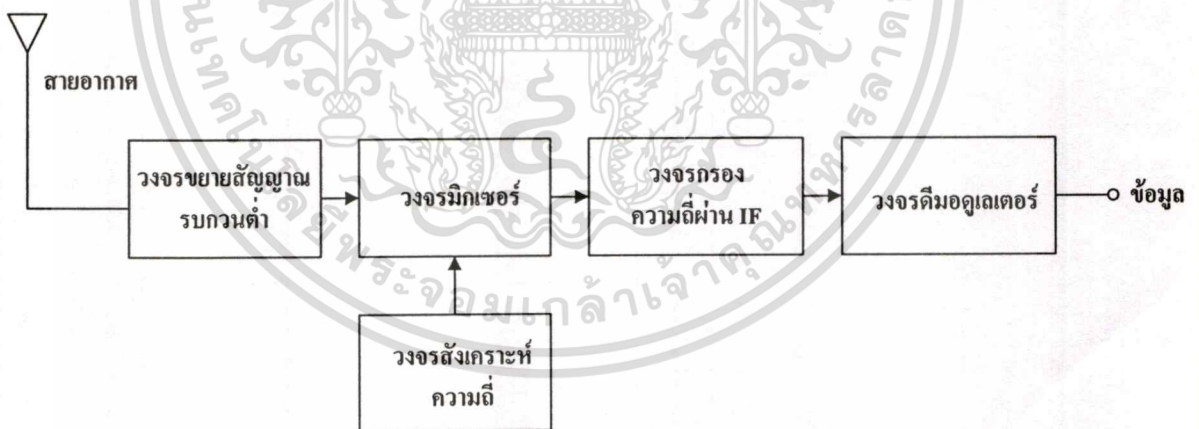
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.7 วงจรรวมเครื่องส่งของเครื่องรับส่งวิทยุระบบบลูทูธ

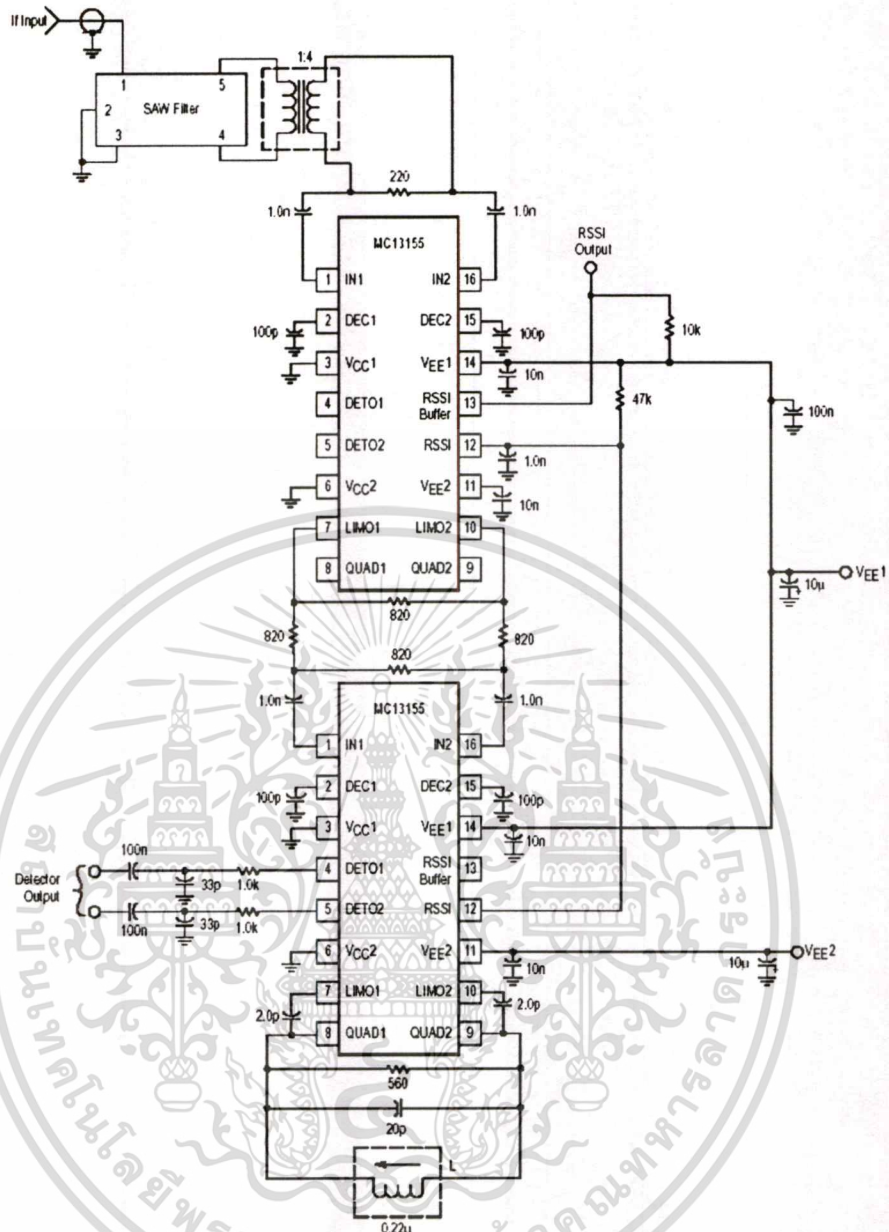
8.2 วงจรรวมเครื่องรับ

การทำงานในภาครับเป็นระบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ โดยมีความถี่กลางที่ 70 MHz บล็อกไดอะแกรมอย่างง่ายแสดงได้ดังรูปที่ 8.8 ประกอบด้วย วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ, วงจรซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์, วงจรสังเคราะห์ความถี่ในช่วงความถี่ 2.33-2.41 จิกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งเนื้อหาของการออกแบบและสร้างของวงจรส่วนต่างๆ ได้กล่าวถึงไว้แล้วในบทแรกๆ

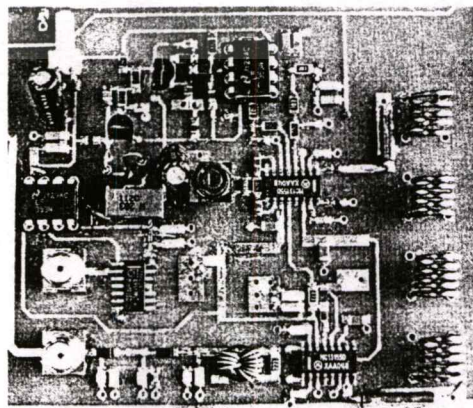


รูปที่ 8.8 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเครื่องรับของเครื่องรับส่งวิทยุระบบบลูทูธ

ส่วนวงจรดีมอดูเลเตอร์ แสดงได้ดังรูปที่ 8.9 ออกแบบโดยใช้ไอซี MC13155 ซึ่งเป็นวงจรดีมอดูเลเตอร์แบนด์กว้างแบบควอดราเจอร์ (Quadrature) ผลิตโดยบริษัทโมโตโรล่า การวางอุปกรณ์บนแผ่น PCB ของวงจรดีมอดูเลเตอร์แสดงในรูปที่ 8.10



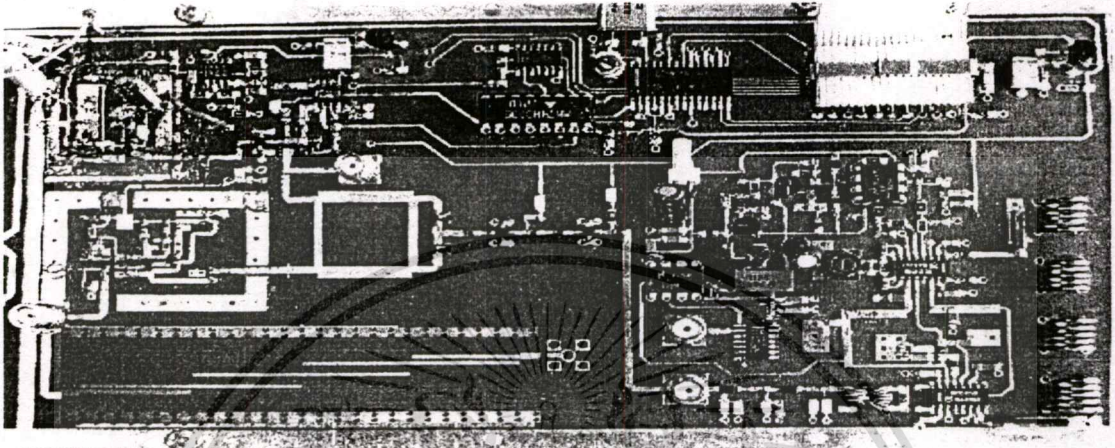
รูปที่ 8.9 วงจรตีมอดูเลเตอร์ในวงจรเครื่องรับ



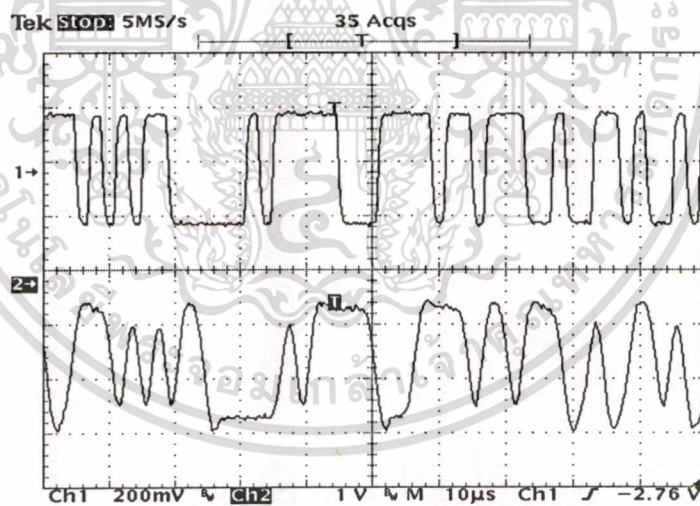
รูปที่ 8.10 การวางอุปกรณ์บนแผ่น PCB ของวงจรตีมอดูเลเตอร์ในวงจรเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรของเครื่องรับที่สร้างขึ้นแสดงได้ดังรูปที่ 8.11 การทดสอบคุณสมบัติของวงจรในภาครับ คุณสมบัติที่สำคัญคือ ความไวของเครื่องรับ (sensitivity) โดยความไวของเครื่องรับเป็นระดับกำลังงานอินพุตต่ำสุดโดยที่ยังมีค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนและค่าอัตราความผิดพลาดบิตตามที่กำหนด



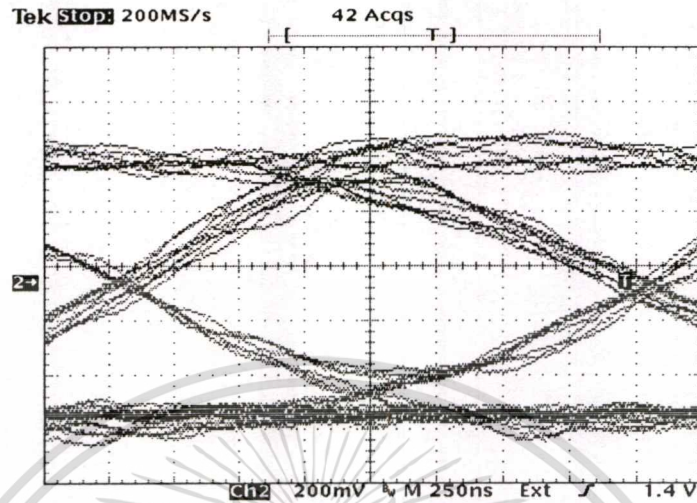
รูปที่ 8.11 วงจรรวมเครื่องรับของเครื่องรับส่งวิทยุระบบบลูทูธ



รูปที่ 8.12 ผลเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณที่ส่งจากเครื่องส่งและสัญญาณที่ได้จากทางเครื่องรับ

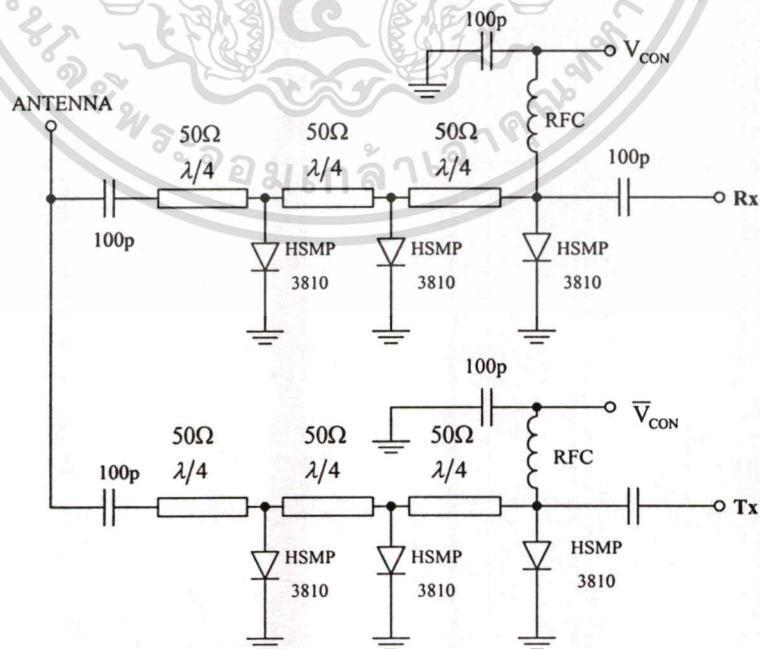
ในรูปที่ 8.12 แสดงผลเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณที่ส่งจากเครื่องส่งและสัญญาณที่ได้จากทางเครื่องรับ โดยสัญญาณด้านบนเป็นสัญญาณอินพุตจากเครื่องส่งก่อนที่จะถูกมอดูเลตกับสัญญาณความถี่วิทยุและสัญญาณด้านล่างเป็นสัญญาณที่ได้จากการดีมอดูเลตสัญญาณ จะเห็นว่าสัญญาณที่ได้มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงของบิตใกล้เคียงกับสัญญาณอินพุต จากผลการทดลองวงจรดีมอดูเลตที่สร้างขึ้นโดยทำการเปลี่ยนค่ากำลังงานของสัญญาณอินพุต พบว่าเครื่องรับที่สร้างขึ้นมีค่าความไวเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประมาณ -70 dBm ที่อัตราความผิดพลาดบิต (BER) 0.1 % โดยมีลักษณะของสัญญาณ eye diagram ที่ความไวของเครื่องรับที่ -70 dBm แสดงได้ดังรูปที่ 8.13



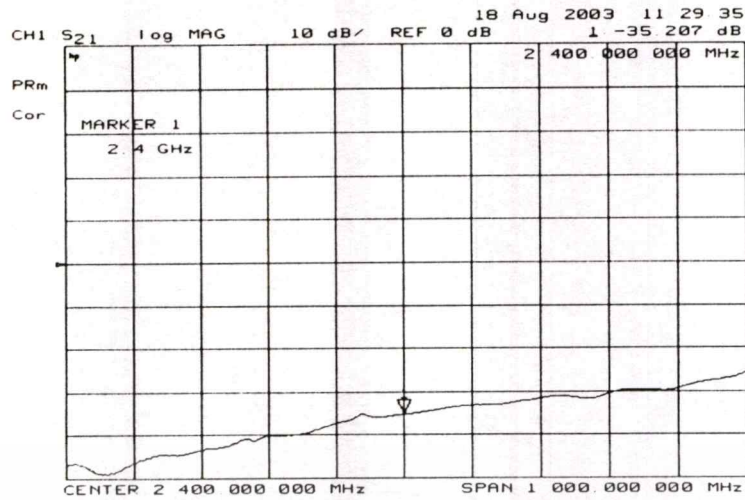
รูปที่ 8.13 ลักษณะของสัญญาณ eye diagram ที่ความไวของเครื่องรับ -70 dBm

นอกจากวงจรต่างๆของเครื่องส่งและเครื่องรับในระบบของเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุระบบบลูทูธที่ได้กล่าวมาแล้ว ยังได้มีการออกแบบวงจร T/R สวิตช์ จะใช้เพื่อตัดต่อวงจรกับสายอากาศ ซึ่งโครงสร้างของวงจรสวิตช์เป็นลักษณะ SPDT สวิตช์ (single pole double throw) ประกอบด้วยโคแอกเซียลเคเบิลที่มีความยาว $\lambda/4$ ขนาด 50Ω ต่อกันเป็นช่วงๆและ PIN diode เบอร์ HSMP 3810 ไบอัสไฟเลี้ยงที่กระแส 30 mA แสดงได้ดังรูปที่ 8.14



รูปที่ 8.14 โครงสร้างของวงจรสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

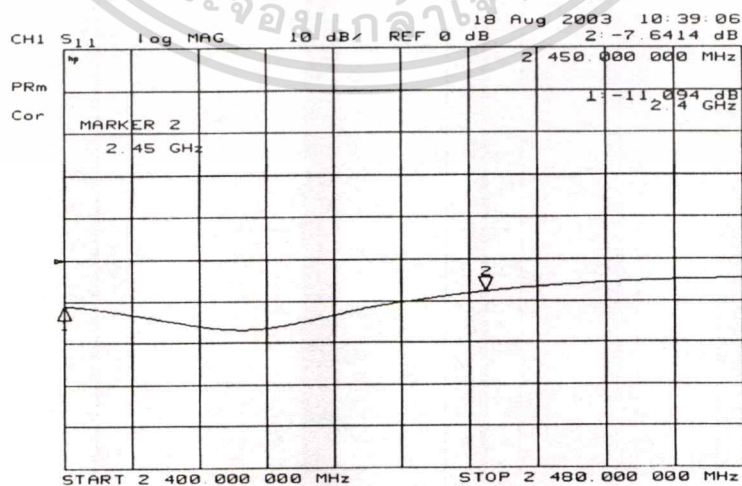


รูปที่ 8.17 ค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ต Tx และ Rx ของวงจรสวิตช์

ส่วนวงจรของสายอากาศที่ใช้ในการรับส่งสัญญาณออกแบบโดยสร้างบนวัสดุฐานรอง Glass Epoxy FR4 PCB ซึ่งมีความหนาของสารไดอิเล็กตริก 1.5 มิลลิเมตร และมีค่า $\epsilon_r = 4.7$ มีขนาด 7.5×9.5 เซนติเมตร แสดงได้ดังรูปที่ 8.18



รูปที่ 8.18 สายอากาศแบบไมโครสตริป



รูปที่ 8.19 ผลตอบสนองทางแอมพลิจูดค่า S_{11} ของวงจรสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการวัดพบว่าวงจรมีผลตอบสนองทางแอมพลิจูดค่า S_{11} เท่ากับ -11 dB ที่ความถี่ 2.4 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 8.19



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 9

วิจารณ์และสรุปผล

วิทยานิพนธ์นี้ เสนอการออกแบบและสร้างวงจรเครื่องรับส่งวิทยุระบบบลูทูธ ซึ่งมีการทำงานในย่านความถี่ 2.4 GHz ซึ่งสามารถสรุปคุณสมบัติของวงจรเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุระบบบลูทูธได้ดังนี้

เครื่องส่ง

1. ใช้การมอดูเลตแบบ GFSK
2. อัตราการส่งข้อมูลสูงสุด 1 Mbps
3. กำลังส่งไม่เกิน 100 mW
4. ระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณเท่ากับ 1 MHz
5. ใช้แหล่งจ่ายไฟ 15 โวลต์
6. เครื่องส่งกินกระแส 800 mA ขณะส่ง

เครื่องรับ

1. ความไวในการรับสัญญาณของเครื่องรับ (Sensitivity) เท่ากับ -70 dBm ที่อัตราความผิดพลาดบิต (BER) 0.1 %
2. ใช้แหล่งจ่ายไฟ 15 โวลต์
3. เครื่องรับกินกระแส 280 mA ขณะรับ

วงจรของเครื่องส่ง ประกอบด้วยวงจรส่วนต่างๆคือ วงจรเกาส์เซียนฟิลเตอร์, วงจรสังเคราะห์ความถี่ในช่วงความถี่ 2.40-2.48 GHz วงจรมอดูเลเตอร์ และวงจรขยายกำลัง โดยปัญหาที่เกิดขึ้นในภาคส่งคือการหาทรานซิสเตอร์และไอซี สำหรับวงจรขยายกำลังเนื่องจากเป็นวงจรทำงานในช่วงความถี่สูง ทำให้อุปกรณ์มีราคาแพง รวมทั้งเกิดการรบกวนกันของคลื่นวิทยุทั้งจากปัจจัยภายนอกและภายใน ส่วนในวงจรสังเคราะห์ความถี่ ก็ยังให้ค่าเฟสน้อยสัที่ไม่ค่อยจะดีมากนัก เนื่องมาจากการจัดวางตำแหน่งอุปกรณ์ (Layout) ซึ่งส่งผลต่อการเกิดค่าคาปาซิแตนซ์และค่าอินดักแตนซ์แก่ตัววงจรได้ รวมถึงค่าตัวเก็บประจุและค่าตัวเหนี่ยวนำปรสิติกของไดโอด ที่เกิดเรโซแนนซ์ตัวเองที่ความถี่สูงกว่า 2 จิกะเฮิร์ตซ์ ทำให้สร้างปัญหาในการออกแบบวงจร ซึ่งการแก้ปัญหา ก็ทำโดยการจัดการกับกราวด์ติ้ง (Grounding) และการชิลด์ (Shielding) เพื่อป้องกันการเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระหว่างขดลวด นอกจากนั้นไฟเลี้ยง (Power Supply) ในส่วนของวงจรดิจิทัลและแอนะล็อกก็ควรแยกออกจากกัน เนื่องจากการกระชากของกระแส อาจก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนในวงจรได้

ในวงจรเครื่องรับจะเป็นระบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ โดยมีความถี่กลางเท่ากับ 70 MHz วงจรของเครื่องรับประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ, วงจรซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์, วงจรสังเคราะห์ความถี่ในช่วงความถี่ 2.33-2.41 จิกะเฮิร์ตซ์ และวงจรดีมอดูเลเตอร์แบบควอดเรเจอร์ ปัญหาที่เกิดขึ้นในภาครับคืออัตราขยายของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำที่ได้มีค่าต่ำกว่าจากการจำลองแบบ และค่านอยส์ฟีกเกอร์ที่วัดได้ก็มีค่าสูงกว่าจากการจำลองแบบ สาเหตุอาจเนื่องมาจากค่าพารามิเตอร์ภายในตัวอุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้จริงมีความแตกต่างจากที่ใช้จำลองแบบ ทำให้การคำนวณค่าอิมพีแดนซ์และขนาดของไมโครสตริปมีความคลาดเคลื่อน รวมทั้งยังเกิดจากค่าความผิดพลาดของอุปกรณ์ R,C ที่ใช้ต่อในวงจรด้วย ซึ่งในการแก้ปัญหานี้ อาจทำได้โดยการเลือกใช้โปรแกรมจำลองแบบที่สามารถนำเอาค่าความผิดพลาดของอุปกรณ์ต่างๆ ในวงจรมาคำนวณร่วมกับผลตอบสนองความถี่ของวงจรได้ ส่วนในวงจรสังเคราะห์ความถี่ของทางภาครับปัญหาที่เกิดขึ้นมีลักษณะเดียวกับที่เกิดขึ้นในภาคส่ง สำหรับวงจรซิงเกิลบาลานซ์มิกเซอร์ เนื่องจากในการออกแบบใช้วัสดุฐานรองคือ Glass Epoxy FR4 PCB และอุปกรณ์ซอต์ดีโคไดโอดที่ใช้ ทำให้วงจรมีค่าการสูญเสีย (loss) ค่อนข้างสูง อาจทำการปรับปรุงได้โดยใช้วัสดุฐานรองที่มีค่าการสูญเสียที่ต่ำ จะทำให้วงจรที่ออกแบบได้มีประสิทธิภาพมากขึ้น และในวงจรดีมอดูเลตสัญญาณเป็นวงจรดีมอดูเลเตอร์แบบคักว้างแบบควอดเรเจอร์ (Quadrature) ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งในไอซี MC13155 ของบริษัท โมโตโรล่าให้ค่าสัญญาณเอาต์พุตที่ค่อนข้างต่ำและค่าความไว (Sensitivity) ในการรับสัญญาณที่ไม่น่าดี ซึ่งแก้ปัญหาโดยการต่อวงจรขยายสัญญาณเพิ่มเข้าไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] N. J. Muller, “Bluetooth demystified,” McGraw-Hill telecom, Boston, 2001.
- [2] J. Bray, C. F. Sturman, “Bluetooth 1.1 : Connect without cables,” Prentice Hall, Second Edition, USA, 2002.
- [3] S. Sampei, “Applications of Digital wireless Technologies to global wireless communications,” Prentice Hall, USA, 1997.
- [4] W. O. Keese, C. Lam, V. Vinayak “A 2.4 GHz radio solution for Bluetooth and wireless homenetworking,” International IC –Taipei Conference Proceedings, pp.70-80, Mar. 2000.
- [5] J. Bray, C. F. Sturman, “Bluetooth 1.1 : Connect without cables,” Prentice Hall, Second Edition, USA, 2002.
- [6] “Bluetooth specification version 1.1.” Part A Radio Specification.
<http://www.bluetooth.com>
- [7] S. Lee, B. Kim, K. Lee, “A Fully Integrated Low-Noise 1-GHz Frequency Synthesizer Design for Mobile Communication Application,” IEEE J. Solid-State Circuits, Vol.32, No.5., pp.760-765, May, 1997.
- [8] B.N.Scott, G.E.Brehm, “Monolithic Voltage Controlled Oscillator For X- and Ku-Bands,” IEEE Tran.Microwave Theory And Techniques. Vol. MTT-30, No.12., pp.2172-2177, December, 1982.
- [9] F. Baberg “Low-Noise VCOs: Key Components for Base Stations.” Microwave&RF, Jun. 2000, pp. 100-108.
- [10] M. W. Medley, Microwave And RF Circuits : Analysis ,Synthesis And Design , Artech House, Inc. , 1992.
- [11] G.D.Vendelin, A.M.Pavio, U.L.Rohde, Microwave Circuit Design, A Wiley- Interscience Publication, 1990.
- [12] “MC145152-2” Motorola Semiconductor Technical Data.
- [13] G. Nash “Phase-Locked Loop Design Fundamentals.” Application Note AN535, Motorola.
- [14] “Definition of VCO Terms.” Application Note, Mini-Circuits, Inc. ,
<http://www.minicircuits.com>
- [15] W. O. Keese, C. Lam, V. Vinayak “A 2.4 GHz radio solution for Bluetooth and wireless

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- homenetworking,” International IC –Taipei Conference Proceedings, pp.70-80, Mar. 2000.
- [16] D. D. Henkes, “ LNA Design uses Series-feedback to Achive Simultaneous Low Input VSWR and Low Noise,” Applied Microwave & Wireless, pp.79-81, Oct.1998.
- [17] M. W. Medley, “ Microwave and RF Circuits : Analysis Synthesis And Design,” Artech House, Boston, 1992.
- [18] G. Gonzalez and O. J. Sosa, “ On The Design of Series-feedback Network in a transistor Negative-resistance Oscillator,” IEEE Tran. Microwave Theory Tech., vol. 47, pp.42-47, Jan. 1999.
- [19] 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.
- [20] T.C. Edwards, “Foundations for Microstrip Circuit Design”, John Wiley, Chichester, 1992.
- [21] S. B. Cohn, “Parallel-Coupled Transmission-Line-Resonator Filters”, IRE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-6, pp.223-231, Apr.1958.
- [22] E.H.Frooks and R.A. Zakarevicius, “Microwave Engineering Using Microstrip Circuits”, Prentice Hall, Australia, 1990.
- [23] G.L. Matthaei, L. Young and E.M.T. Jones, “Microwave Filters, Impedance-matching Networks, and Coupling Structures”, Artech House, Dedham, 1980.
- [24] T.Bryant and A. Weiss, “ Parameter of Microstrip Lines and of Coupled Pairs of Microstrip Lines,” IEEE Tran. Microwave Theory Tech., MTT-16,1968, p.1021.
- [25] R. Collin, Foundation for Microwave Engineering, McGraw-Hill, New York, 1996.

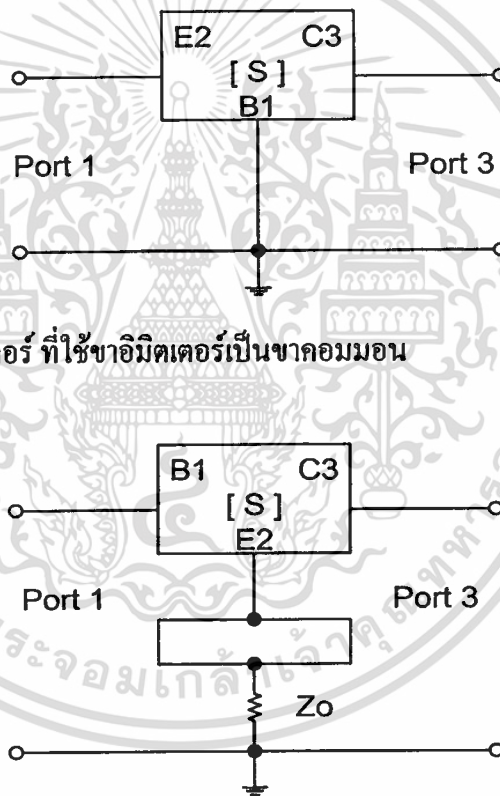
ภาคผนวก ก.

การแปลงค่า S พารามิเตอร์ จาก CE ไปเป็น CB (S Parameter CE to CB Conversion)

ปกติแล้วการกำหนดค่า S พารามิเตอร์ ของอุปกรณ์แอกทีฟที่ป้อน มักกำหนดมาให้ขาใดขาหนึ่งเป็นขาคอมมอน โดยปกติสำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มักใช้ขาอิมิตเตอร์เป็นขาคอมมอน (ในขณะที่ FET ทรานซิสเตอร์มักใช้ขาซอร์สเป็นขาคอมมอน) แต่ในบางครั้งอาจต้องการทราบค่า S พารามิเตอร์ ของอุปกรณ์แอกทีฟ ที่มีขาอื่นเป็นคอมมอนบ้าง

การแปลงค่า S พารามิเตอร์ จากคอมมอนอิมิตเตอร์ (หรือคอมมอนซอร์ส) เป็นคอมมอนเบส(หรือคอมมอนเกต) สามารถทำได้ดังนี้

รูปที่ ก.1 ไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์ ที่ใช้ขาอิมิตเตอร์เป็นขาคอมมอน



รูปที่ ก.2 แสดงการต่อ Z_o เข้าที่ขาอิมิตเตอร์ที่เป็นขาคอมมอน เพื่อหา S พารามิเตอร์ ที่ไม่นิยาม

ขั้นตอนที่ 1

จากรูปที่ 1 เมื่อทราบค่า S พารามิเตอร์ของวงจรขั้ว 2 พอร์ต ที่มี 3 ขา (ขาอิมิตเตอร์ เป็นขาคอมมอน) ให้ต่อ Z_o เข้าที่ขาคอมมอนดังรูปที่ 2 แล้วแปลงให้เป็น S พารามิเตอร์ที่ไม่นิยาม (Indefinite S-Parameter) ซึ่งมีพอร์ตจำนวน 3 พอร์ต ประกอบด้วย ขาเบสเป็นพอร์ตที่ 1 ขาอิมิตเตอร์เป็นพอร์ตที่ 2 และขาคอลเลกเตอร์เป็นพอร์ตที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น S พารามิเตอร์ของคอมมอนอิมิตเตอร์ จากรูปที่ 1 มีค่าเท่ากับ

$$S = \begin{bmatrix} S_{ce11} & S_{ce12} \\ S_{ce21} & S_{ce22} \end{bmatrix}$$

หลังจากต่อ Z_o เข้าที่ขาอิมิตเตอร์ ตามรูปที่ 2 จะทำให้ ที่พอร์ทที่ 2 ของ S พารามิเตอร์ที่ไม่นิยาม มีค่า $\Gamma_k = 0$ นั่นคือทำการแปลง S พารามิเตอร์ ของ CE ไปเป็น Z พารามิเตอร์ของ CE แล้วนำไปอนุกรมกับ Z พารามิเตอร์ของ Z_o จากนั้นแปลง Z พารามิเตอร์สุดท้ายที่ได้กลับไปเป็น S พารามิเตอร์ ใช้สมการแปลง S และ Z พารามิเตอร์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$S = \begin{bmatrix} S_{cez11} & S_{cez12} \\ S_{cez21} & S_{cez22} \end{bmatrix}$$

ดังนั้นจะได้ S พารามิเตอร์ที่ไม่นิยาม มีค่าเท่ากับ

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} = S_{cez11} & S_{12} & S_{13} = S_{cez12} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} = S_{cez21} & S_{32} & S_{33} = S_{cez22} \end{bmatrix}$$

นั่นคือ จะได้สมาชิกของ S พารามิเตอร์ที่ไม่นิยามจำนวน 4 ตัว จากจำนวนทั้งหมด 9 ตัว

ขั้นตอนที่ 2

ใช้คุณสมบัติ ผลรวมของสมาชิกในแถว และหลักใดๆของ S พารามิเตอร์ที่ไม่นิยาม มีค่าเท่ากับ 1 $\sum S_{column} = 1$ และ $\sum S_{row} = 1$ เพื่อหาสมาชิกของ S พารามิเตอร์ที่ไม่นิยามอีก 5 ตัวที่เหลือ นั่นคือ

$$S_{12} = 1 - S_{11} - S_{13}$$

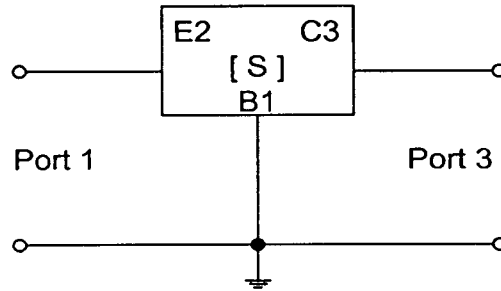
$$S_{21} = 1 - S_{11} - S_{31}$$

$$S_{23} = 1 - S_{13} - S_{33}$$

$$S_{32} = 1 - S_{31} - S_{33}$$

และสมาชิกตัวสุดท้ายจะได้ว่า

$$S_{22} = 1 - S_{21} - S_{23} \quad \text{หรือ} \quad S_{22} = 1 - S_{12} - S_{32}$$



รูปที่ ก.3 แสดงไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ใช้ขาเบสเป็นขาคอมมอน

ขั้นตอนที่ 3

จาก S พารามิเตอร์ ที่ไม่นิยาม ที่ได้ เมื่อต้องการแปลงเป็นคอมมอนชนิดอื่น เช่นต้องการแปลงเป็นคอมมอนเบส นั่นคือต้องต่อขาเบสลงกราวด์ ดังนั้น Γ_k ที่ต่อเข้าที่ขาเบสจะมีค่าเท่ากับ $\Gamma_k = -1$ หรือปิดวงจรนั่นเอง เอาค่า Γ_k ไปแทนลงในสมการ

$$S'_{ij} = S'_{ij} + \frac{S_{ik} \times \Gamma_k}{1 - S_{kk} \times \Gamma_k} = S'_{ij} + \frac{S_{ik} \times S_{kj}}{1 + S_{kk}}$$

จากขาอิมิตเตอร์เป็นพอร์ท 1 สำหรับคอมมอนเบสและเป็นพอร์ท 2 สำหรับ S พารามิเตอร์ที่ไม่นิยาม ในขณะที่ขาคอลเลกเตอร์เป็นพอร์ท 2 สำหรับคอมมอนเบส และเป็น พอร์ท 3 สำหรับ S พารามิเตอร์ ที่ไม่นิยาม ดังนั้น สุดท้ายจะได้ว่า

$$S = \begin{bmatrix} S_{cb11} & S_{cb12} \\ S_{cb21} & S_{cb22} \end{bmatrix}$$

เมื่อ

$$S_{cb11} = S'_{22} = S_{22} - \frac{S_{21} \times S_{12}}{1 + S_{11}}$$

$$S_{cb12} = S'_{23} = S_{23} - \frac{S_{21} \times S_{13}}{1 + S_{11}}$$

$$S_{cb21} = S'_{32} = S_{32} - \frac{S_{31} \times S_{12}}{1 + S_{11}}$$

$$S_{cb22} = S'_{33} = S_{33} - \frac{S_{31} \times S_{13}}{1 + S_{11}}$$

ตัวอย่าง

สมมติ S พารามิเตอร์ของคอมมอนมิเตอร์ มีค่าเท่ากับ

$$S_{cc} = \begin{bmatrix} 0.97 \angle -24^\circ & 0.04 \angle 77^\circ \\ 3.02 \angle 159^\circ & 0.71 \angle -14^\circ \end{bmatrix}$$

หลังจากต่อ Z_o ที่ขาอิมิตเตอร์จะได้ว่า

$$S_{ccz} = \begin{bmatrix} 0.991 \angle -11.64^\circ & 0.061 \angle 86.62^\circ \\ 1.158 \angle 162.80^\circ & 0.896 \angle -7.94^\circ \end{bmatrix}$$

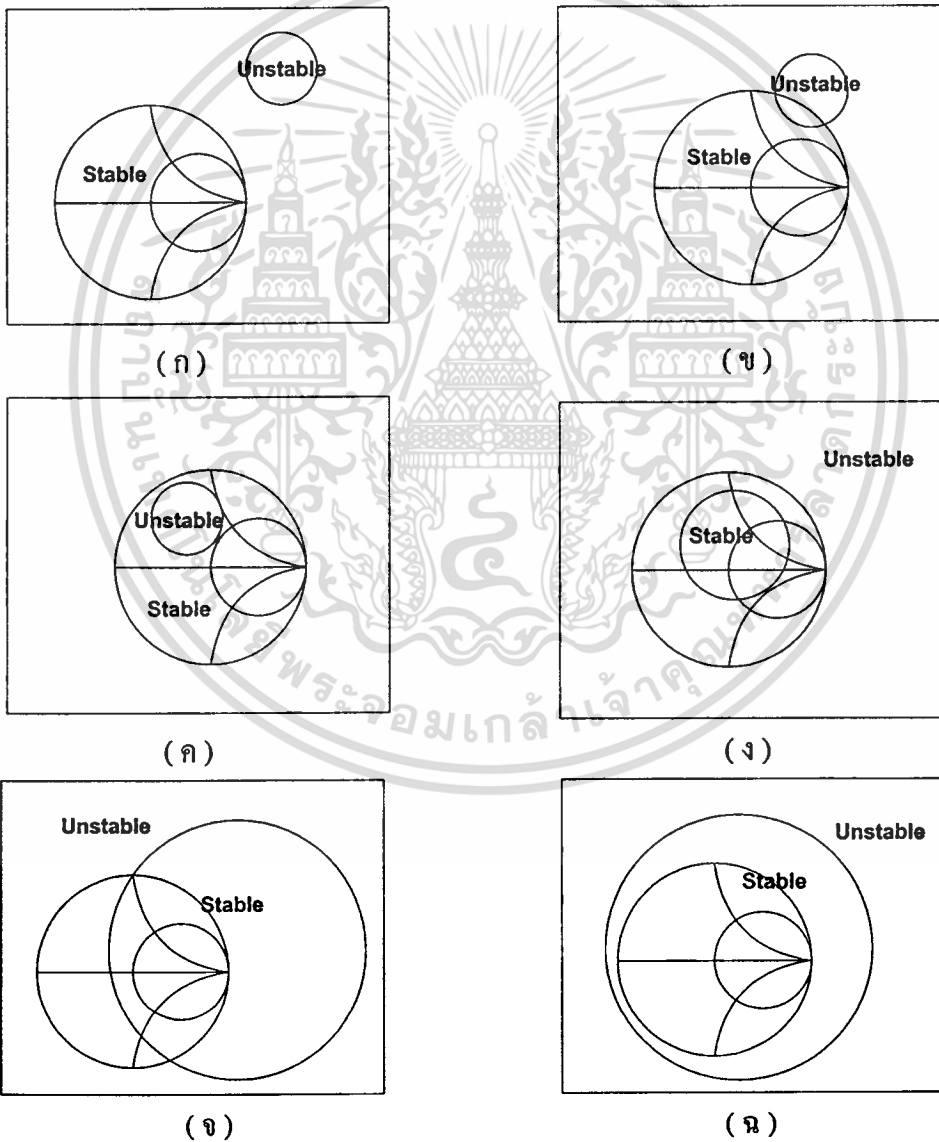
$$\Gamma_{sm} = C_s \cdot \left[\frac{B_s \pm \sqrt{(B_s)^2 - 4|C_s|^2}}{2|C_s|^2} \right]$$

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

และค่า Γ_L ของโหลด ที่ทำให้เกิดความเข้าคู่แบบสังยุค (Conjugate Matching) กับเอาต์พุตของ วงจรขยาย สำหรับทำให้เกิด อัตราขยายกำลังสูงสุด จะมีค่าเท่ากับ

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

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



รูปที่ ข.1 แสดงบริเวณที่มีเสถียรภาพ (ไม่แรงเงา) และบริเวณที่ขาดเสถียรภาพ (แรงเงา) ทั้ง 6 แบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า X_s และ X_p ที่คำนวณได้จากสมการที่ (ค.2) และ (ค.3) ถูกนำไปใช้ในการคำนวณหาค่าของตัว
 เหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ใช้โดยหากกำหนดให้ X_s เป็นตัวเหนี่ยวนำ X_p ก็จะเป็นตัวเก็บประจุ
 และในทางตรงกันข้าม หากกำหนดให้ X_p เป็นตัวเหนี่ยวนำ X_s ก็จะเป็นตัวเก็บประจุ

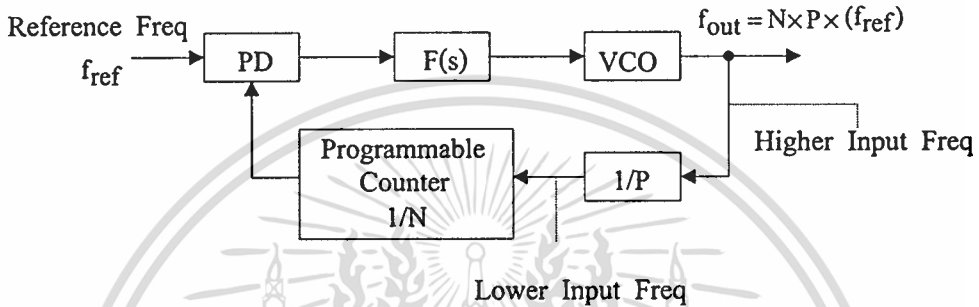


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

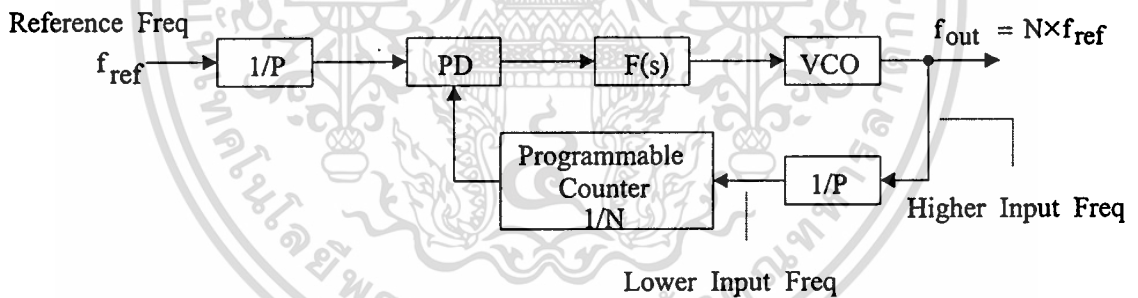
ภาคผนวก ง.

เทคนิคการโปรแกรมความถี่ด้วยตัวหารความถี่แบบ ดูอัลมอดูลัส

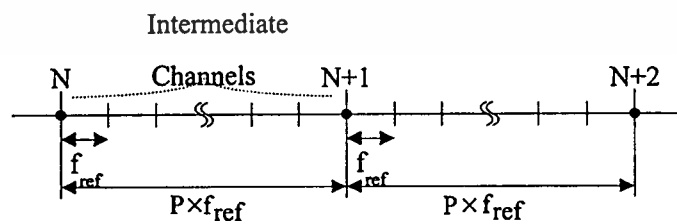
การออกแบบวงจรเฟสล็อกคูลู ตามรูปที่ ง.1 และรูปที่ ง.2 ตัวหารความถี่ถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือตัวหารความถี่ที่สามารถโปรแกรมได้ ($1/N$) แต่มีความช้ากว่าในการหารทำหน้าที่เป็นตัวหารภาคหลังและตัวหารความถี่ที่มีค่าคงที่ ($1/P$) แต่มีความเร็วกว่าในการหารทำหน้าที่เป็นตัวหารภาคแรก



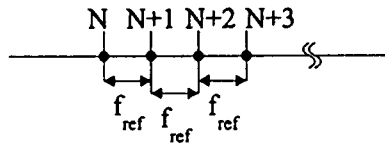
รูปที่ ง.1 การสังเคราะห์ความถี่ โดยใช้ตัวหารความถี่ตัวหน้าแบบแรก



รูปที่ ง.2 การสังเคราะห์ความถี่ โดยใช้ตัวหารความถี่ตัวหน้าแบบที่สอง



รูปที่ ง.3 ความถี่แต่ละช่องของรูปที่ ง.1 จะห่างกัน ($P \times f_{ref}$)



รูปที่ ๓.4 ความถี่แต่ละช่องของรูปที่ ๓.2 จะห่างกัน (f_{ref})

โดยจากรูปที่ ๓.1 ความถี่อ้างอิง (f_{ref}) ไม่ได้ถูกหารความถี่ก่อนเข้าสู่ภาคหาผลต่างเฟส (PD) ดังนั้นจะได้ว่า $f_{out} = N \times (P \times f_{ref})$ นั้นหมายความว่า เมื่อโปรแกรมค่าความถี่ที่ N เมื่อ N เป็นเลขจำนวนเต็ม แต่ละช่องความถี่ของสัญญาณออก จะมีค่าความถี่ห่างกัน (สตีปความถี่) เท่ากับ ($P \times f_{ref}$) เมื่อ P เป็นเลขจำนวนเต็มค่าคงที่

แต่จากรูปที่ ๓.2 ความถี่อ้างอิง (f_{ref}) จะถูกหารความถี่ก่อนเข้าสู่ภาคหาผลต่างเฟสด้วยค่า P เท่ากับตัวหารความถี่ภาคแรก ดังนั้นจะได้ว่า $f_{out} = N \times (f_{ref})$ นั้นหมายความว่า เมื่อโปรแกรมค่าความถี่ที่ N เมื่อ N เป็นเลขจำนวนเต็ม แต่ละช่องความถี่ของสัญญาณออกจะมีค่าความถี่ห่างกัน (สตีปความถี่) เท่ากับ (f_{ref}) เมื่อ P เป็นเลขจำนวนเต็มค่าคงที่

ดังนั้นสำหรับวงจรตามรูปที่ ๓.1 ไม่ต้องใช้ตัวหารความถี่ใส่ต่อจากความถี่อ้างอิง แต่มีความห่างของช่องสัญญาณความถี่ออกเท่ากับ ($P \times f_{ref}$) ในขณะที่วงจรตามรูปที่ ๓.2 ต้องใช้ตัวหารความถี่ใส่ต่อจากความถี่อ้างอิง แต่มีความห่างของช่องสัญญาณความถี่ออกเท่ากับ (f_{ref})

เพื่อนำเอาข้อดีของ 2 วงจรข้างต้นเข้าด้วยกัน ยังมีอีกวิธีที่เรียกว่า “ตัวหารความถี่ภาคแรกแบบเปลี่ยนค่าได้” (Variable Modulus Prescaling) กล่าวคือ แทนที่ตัวหารความถี่ภาคแรกจะเป็นค่าคงที่ P แต่จะสามารถเลือกสลับไปมาได้ระหว่างค่าคงที่ P และ P+1 ซึ่งจะทำให้ความห่างของช่องสัญญาณความถี่ออกเท่ากับ (f_{ref}) เหมือนวงจรรูปที่ ๓.2 แต่ไม่ต้องใช้ตัวหารความถี่ใส่ต่อจากความถี่อ้างอิง เหมือนรูปที่ ๓.1

โดยจากสมการในรูปที่ ๓.1 และรูปที่ ๓.3 แสดงให้เห็นว่า

$$f_{out} = N \times P \times f_{ref} \quad (๓.1)$$

เมื่อ P เป็นเลขจำนวนเต็มที่มีค่าคงที่

N เป็นเลขจำนวนเต็มที่โปรแกรมค่าได้

ดังนั้นถ้าเปลี่ยนแปลงค่า N ออกไปหนึ่งสตีปเป็น N+1 , ความห่างของช่องสัญญาณความถี่ออกจะเท่ากับ ($P \times f_{ref}$) ซึ่งถ้าเราต้องการออกแบบให้ แต่ละช่องความถี่ห่างกันเท่ากับ (f_{ref}) เหมือนในรูปที่ ๓.4 แต่ไม่ต้องการใช้ตัวหารความถี่ใส่ต่อจากความถี่อ้างอิง เหมือนรูปที่ ๓.2 สามารถทำได้ โดยการแทนที่ N ที่เป็นเลขจำนวนเต็ม ด้วยค่า N_p ซึ่งเป็นเลขจำนวนเต็ม และเศษส่วนปนกัน กล่าวคือ

$$N = N_p + \frac{A}{P} \quad (๓.2)$$

เมื่อ N_p และ A เป็นเลขจำนวนเต็มทีโปรแกรมค่าได้

P เป็นเลขจำนวนเต็มทีมีค่าคงที่

ดังนั้นเมื่อแทน N จากสมการที่ 3.2 ลงในสมการที่ 3.1 จะได้ว่า

$$\begin{aligned} f_{\text{out}} &= \left(N_p + \frac{A}{P} \right) \times P \times f_{\text{ref}} \\ f_{\text{out}} &= (N_p \times P + A) \times f_{\text{ref}} \\ f_{\text{out}} &= (N_p \times P \times f_{\text{ref}}) + (A \times f_{\text{ref}}) \end{aligned} \quad (3.3)$$

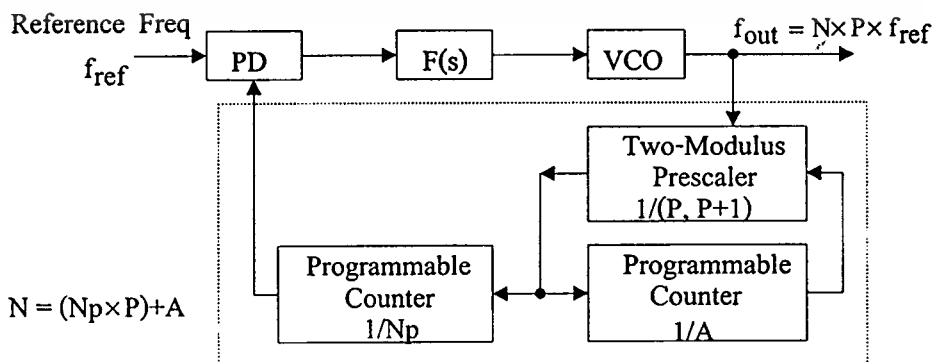
จากสมการที่ 3.3 แสดงให้เห็นว่า แต่ละช่องสัญญาณความถี่ออก จะห่างกันเท่ากับ (f_{ref}) แต่เนื่องจากการสร้างตัวหารความถี่ ที่เป็นเลขมีเศษส่วน นั้นทำได้ยากและซับซ้อน ดังนั้นเราจะทำการแปลงรูปสมการที่ 3.3 เสียใหม่ ให้อยู่ในรูปที่สามารถสร้างวงจรได้ง่ายกว่าดังนี้

$$f_{\text{out}} = (N_p \times P + A + (A \times P) - (A \times P)) \times f_{\text{ref}} \quad (3.4)$$

จัดเทอมเสียใหม่ $f_{\text{out}} = ((N_p - A) \times P + A \times (P + 1)) \times f_{\text{ref}} \quad (3.5)$

จากสมการที่ 3.5 แสดงให้เห็นว่า เทอม (A/P) ที่เป็นเศษส่วนของ N สามารถถูกสร้างได้ โดยการใช้ ตัวหารความถี่ภาคแรกแบบมี 2 ค่าโดย หารความถี่ออกด้วยค่า P และ $(P+1)$ กล่าวคือ ตัวหารความถี่ภาคแรกจะหารด้วยค่า $(P+1)$ เป็นจำนวน A ครั้ง จากนั้นตัวหารความถี่ภาคแรก จะหารด้วยค่า P ต่ออีกเป็นจำนวน $(N_p - A)$ ครั้ง ดังนั้นจากรูปที่ 3.5 ตัวนับ A จะเป็นตัวกำหนดให้ ตัวหารความถี่ภาคแรก จะให้ทำการหารความถี่ออกด้วยค่า P หรือค่า $(P+1)$

หลักการทำงานคือ ตัวหารความถี่ภาคแรก จะหารความถี่ออกด้วยค่า $(P+1)$ เป็นจำนวน A ครั้ง โดยทุกๆความถี่ออก $(P+1)$ ถูกคลื่น จะทำให้ทั้งตัวนับ A และ N_p มีค่าลดลงเท่ากับ 1 ตัวหารความถี่ภาคแรก ยังคงหารด้วยค่า $(P+1)$ จนกระทั่ง A มีค่าเป็น 0 ซึ่งเป็นการสิ้นสุดการนับสัญญาณออกเป็นจำนวน $A \times (P+1)$ ถูกคลื่น ต่อจากนั้นตัวหารความถี่ภาคแรก จะเปลี่ยนค่าตัวหารเป็นค่า P แทนโดยในขณะที่ค่าในตัวนับ N_p จะมีค่าเหลืออยู่เท่ากับ $(N_p - A)$ จะถูกลดค่าลงเรื่อยๆจนกระทั่งมีค่าเป็น 0 ซึ่งจะเท่ากับว่านับสัญญาณออกเป็นจำนวน $(N_p - A) \times P$ ถูกคลื่น สุดท้ายเมื่อการนับทุกอย่างสมบูรณ์ ตัวนับ A และ N_p จะถูกรีเซ็ต ให้กลับไปเริ่มต้น กระบวนการหารความถี่ใหม่อีกรอบ



รูปที่ 3.5 การสังเคราะห์ความถี่ โดยใช้ตัวหารความถี่ตัวหน้าแบบมี 2 ค่าตัวหาร $(P, P+1)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติว่าต้องการสร้างวงจรเฟสล็อกคูล์ ที่มีสแต็ปความถี่เท่ากับ (f_{ref}) ตามรูปที่ ง.5 โดยกำหนดให้ ตัวหารความถี่ภาคแรกมีค่าเป็น (10, 11) (หมายความว่า $P=10$ และ $P+1=11$) ต้องการให้ $f_{out} = 43 \times (f_{ref})$ จะต้องเลือกค่า N_p และ A มีค่าเป็นเท่าใด จากสมการที่ ง.3 จะได้ว่า $(N_p \times P + A) = 43$ $P=10$ ดังนั้น N_p คือ 43 หารด้วย P แบบปัดเศษทิ้ง จะได้ว่า $N_p = 43/10 = 4$ ส่วน A คือ เศษของ 43 ที่หารด้วย P จะได้ว่า $A = 3$ และเมื่อแทนค่า N_p และ A กลับลงไปในสมการที่ ง.5 จะได้ว่า

$$\begin{aligned} N &= (N_p - A) \times P + A \times (P + 1) \\ &= (4 - 3) \times 10 + 3 \times (10 + 1) \\ &= 10 + 33 = 43 \end{aligned}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นางสาวจตุพร เชียงดี เกิดเมื่อวันที่ 29 เมษายน พ.ศ. 2518 ที่จังหวัดแพร่ สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังในปีการศึกษา 2539

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

1. จตุพร เชียงดี และ ทองทศ วานิชศรี, “วงจรรอสวิตเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ได้ด้วยแรงดันไฟฟ้าย่านความถี่ 1-2 GHz และการประยุกต์ใช้งาน,” วิศวกรรมลาดกระบัง ฉบับที่ 1 ปีที่ 16 หน้า 49-54.
2. จตุพร เชียงดี และ ทองทศ วานิชศรี, “ไมโครเวฟมิกเซอร์และฟิลเตอร์,” การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 39, หน้า 541-546.
3. จตุพร เชียงดี และ ทองทศ วานิชศรี, “วงจรรส่วนหน้า (RF Front End) ของเครื่องรับ-ส่งสัญญาณดิจิทัลในระบบการสื่อสารไร้สายในย่านความถี่ 2.4 GHz (ISM band) ประยุกต์ใช้ใน Bluetooth Radio,” การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23, หน้า 345-348.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้