

วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลดความถี่
ย่านไอเอสเอ็ม ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์

นายจักรพันธ์ ใจเย็น

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ปีการศึกษา 2549
ISBN 974-190-834-2
ลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ชื่อ : นายจักรพันธ์ ใจเย็น
ชื่อวิทยานิพนธ์ : วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลด
ความถี่ย่านไอเอสเอ็ม ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์
สาขาวิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ : รองศาสตราจารย์ ดร.ประยุทธ์ อัครเอกมณีน
อาจารย์อรรถกร นมะหุต
ปีการศึกษา : 2549

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอการออกแบบและสร้างวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ช็อคกี้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวบนโครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริป ออกแบบที่ย่านความถี่ไอเอสเอ็ม ความถี่ 2.4 GHz โดยใช้วงจรไฮบริด 90 องศาต่อร่วมกับสายนำสัญญาณความยาว $\lambda_g / 4$ ซึ่งมีเฟสลาหลัง 90 องศา ข้อดีของวงจรนี้คือสามารถนำไปใช้เป็นวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มและลดความถี่ได้ในตัวเดียวกันและแก้ไขปัญหการข้ามกันของสายนำสัญญาณที่เอาต์พุต ทำให้ออกแบบและสร้างวงจรได้ง่าย โดยวงจรสามารถรับสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องอยู่ในช่วง 2.33 GHz ถึง 2.43 GHz ความถี่คลื่นวิทยุอยู่ในช่วง 2.4 GHz ถึง 2.5 GHz และความถี่กลาง 70 MHz ใช้ค่ากำลังงานความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องที่ป้อนให้วงจร 7 dBm ใช้ค่ากำลังงานความถี่คลื่นวิทยุ -30 dBm ทำให้ได้สัญญาณความถี่กลาง ซึ่งมีค่าอัตราขยายแปลงผัน ไม่ต่ำกว่า -5.6 dB ในขณะที่ป้อนกำลังงานความถี่กลาง 0 dBm จะทำให้ได้สัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ ที่มีค่าอัตราขยายแปลงผันไม่ต่ำกว่า -4.65 dB วงจรมีค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ต ไม่ต่ำกว่า 25 dB ทุกพอร์ต มีค่าการลดทอนที่ 1 dB ไม่ต่ำกว่า 4 dBm และมีค่าจุดตัดที่กำลังสามสำหรับอินพุตประมาณ 16 dBm และ สำหรับเอาต์พุตประมาณ 9 dBm

(วิทยานิพนธ์มีจำนวนทั้งสิ้น 70 หน้า)

คำสำคัญ : ผสมสัญญาณ, สมมูลเดี่ยว, ช็อคกี้ไดโอด, เพิ่มความถี่, ลดความถี่

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

Name : Mr.Jakaphan Jaiyen
Thesis Title : A Singly Balanced Diode Mixer for Up and Down Conversion for 2.4 GHz
ISM band
Major Field : Electrical Engineering
King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok
Thesis Advisors : Associate Professor Dr. Prayoot Akkaraekthalin
Mr.Alongkorn Namahoot
Academic Year : 2006

Abstract

This thesis presents a method of designing and implementing a singly balanced diode mixer constructed and fabricated on a microstrip structure at a 2.4 GHz ISM band. A branch-line hybrid and 90 degree delay line are used in this research. This mixer topology can be used for up and down conversion applications and the problem of cross over between two output ports can be also eliminated. It has been found that with the RF frequencies from 2.4 GHz to 2.5 GHz and the LO frequencies from 2.33 GHz to 2.43 GHz, a 70 MHz IF signal can be obtained. For upconversion mode, the mixer conversion loss of 5.6 dB is achieved at 7 dBm LO and -30 dBm RF power. While for downconversion mode, the conversion loss of 4.65 dB is achieved at LO and IF input power of 7 and 0 dBm, respectively. The port isolation is greater than 25 dB and the 1dB compression point of about 4 dBm of input is achieved. The IIP3 and OIP3 have levels of 16 dBm and 9 dBm.

(Total 70 pages)

Keywords : Mixer, Singly balanced, Schottky diode, Up conversion, Down conversion

Advisor

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เนื่องจากผู้วิจัยได้รับข้อเสนอแนะและคำปรึกษาทางวิชาการต่างๆที่มีความสำคัญอย่างยิ่งเพื่อนำไปใช้ในการออกแบบวงจรและทดสอบชิ้นงาน จากคณาจารย์ผู้ทรงคุณวุฒิ คือรองศาสตราจารย์ ดร.ประยุทธ์ อัครเอกผาลิน และอาจารย์อรรถกร นมะหุต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ซึ่งผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณท่านอาจารย์และผู้ที่เกี่ยวข้องทุกท่านไว้ ณ ที่นี้

ท้ายนี้ผู้วิจัยใคร่ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา รุ่นพี่ และเพื่อนๆทุกคนที่ให้การสนับสนุนและเป็นกำลังใจแก่ผู้วิจัยเสมอมา

จักรพันธ์ ใจเย็น

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ค
กิตติกรรมประกาศ	ง
สารบัญตาราง	ช
สารบัญภาพ	ซ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 วัตถุประสงค์	2
1.2 ขอบเขตของการวิจัย	2
1.3 วิธีการวิจัย	2
1.4 เครื่องมือและวัสดุที่ใช้	3
1.5 ประโยชน์ของผลการวิจัย	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 สายนำสัญญาณไมโครสตริป	4
2.2 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล	5
2.3 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ	5
2.4 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะใน โมดคู่และโมดคี่ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล	6
2.5 วงจรบรรณชีไลน์ไฮบริดคัปเปิลอร์	7
2.6 คุณลักษณะข้อต่อไกไดโอด	12
2.7 วงจรสมมูลของข้อต่อไกไดโอด	13
2.8 วงจรแมทซ์	16
2.9 วงจรกรองผ่านต่ำ	18
2.10 วงจรกรองผ่านต่ำโดยใช้ไมโครสตริปรูปแผ่นสี่เหลี่ยม	20
2.11 การผสมสัญญาณของไดโอด	21
2.12 วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยว	23
บทที่ 3 การออกแบบวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลด	
ความถี่ย่านไอเอสเอ็ม ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์	26
3.1 การออกแบบวงจรบรรณชีไลน์ไฮบริดคัปเปิลอร์	27
3.2 การหาค่าแมตซ์อิมพีแดนซ์ของข้อต่อไกไดโอด	30

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2 วงจรแมตซ์ชิงอิมพีแดนซ์ที่ความถี่คลื่นวิทยุและความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง	33
3.3 วงจรรวม/แยกสัญญาณ	34
3.4 วงจรกรองผ่านต่ำ	36
3.5 วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลดความถี่ ย่านไอเอสเอ็ม ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์	37
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	39
4.1 การทดลองวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่ม และลดความถี่	39
4.2 ผลการทดลองวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่ม ความถี่	44
4.3 ผลการทดลองวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับลด ความถี่	48
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	52
5.1 สรุปผลการวิจัย	52
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ	54
เอกสารอ้างอิง	56
ภาคผนวก ก	58
วงจรเทียบเคียงซีดกีไดโอด เบอร์ BAT 15-03W	59
วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลดความถี่ ย่านไอเอสเอ็ม ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์	60
ภาคผนวก ข	61
ตารางองค์ประกอบของวงจรกรองผ่านต่ำแบบฟังก์ชันอิลลิปติก	62
ภาคผนวก ค	64
รายละเอียดของซีดกีไดโอด เบอร์ BAT15-03W	65
รายละเอียดของแผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น GML 1000	69
ประวัติผู้วิจัย	70

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3-1 ค่าพารามิเตอร์ของซีตกีไคโอค	30
3-2 ขนาดแต่ละส่วนของวงจรกรองผ่านต่ำโดยใช้ไมโครสตริปรูปแผ่นสี่เหลี่ยม	37
5-1 สรุปผลการวัดทดสอบวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่	53
5-2 สรุปผลการวัดทดสอบวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่	53
ข-1 องค์ประกอบของวงจรกรองผ่านต่ำแบบฟังก์ชันอิลลิปติก	62

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2-1 โครงสร้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริป	4
2-2 โครงสร้างของบรานช์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลอร์	8
2-3 ทิศทางการไหลของสัญญาณในบรานช์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลอร์	8
2-4 ลักษณะการวิเคราะห์บรานช์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลอร์ในโมดคู่และโมคคี่	9
2-5 การวิเคราะห์การแบ่งกำลังงานของบรานช์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลอร์	11
2-6 โครงสร้างของซีดทีไดโอด	12
2-7 วงจรสมมูลของซีดทีไดโอด	13
2-8 กราฟคุณลักษณะกระแสเทียบแรงดันของซีดทีไดโอด	15
2-9 การต่ออนุกรมระหว่างสายนำสัญญาณกับโหลด	16
2-10 การต่อขนานระหว่างสลับแบบสวิตจอร์กับโหลด	17
2-11 วงจรสลับรูปพัค	18
2-12 วงจรต้นแบบกรองผ่านต่ำแบบฟังก์ชันอิลลิปติก	19
2-13 วงจรกรองผ่านต่ำโดยใช้ไมโครสตริปรูปแผ่นสี่เหลี่ยม	21
2-14 วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลดความถี่	23
2-15 การวิเคราะห์ห้วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มความถี่	24
2-16 การวิเคราะห์ห้วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับลดความถี่	25
3-1 การคำนวณหาความกว้างและความยาวของสายนำสัญญาณไมโครสตริป	27
3-2 วงจรบรานช์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลอร์	28
3-3 ค่า S-Paramter ของวงจรบรานช์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลอร์	29
3-4 ค่าความต่างเฟสที่เอาต์พุต	29
3-5 โมเดลของตัวถัง แบบ SOD323	31
3-6 การวัดค่าอิมพีแดนซ์ของซีดทีไดโอด	32
3-7 ผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของซีดทีไดโอด	32
3-8 วงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง	33
3-9 ผลการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง	34
3-10 วงจรรวม/แยกสัญญาณโดยใช้รอยต่อรูปตัวที	35
3-11 ผลการวัดค่า S-Parameter ของวงจรรวม/แยกสัญญาณโดยใช้รอยต่อรูปตัวที	35

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3-12 วงจรคาสเคดกรองผ่านต่ำโดยใช้ไมโครสตริปรูปแผ่นสี่เหลี่ยม	36
3-13 ผลการจำลองการทำงานของวงจรอนุกรมกรองผ่านต่ำไมโครสตริปรูปแผ่นสี่เหลี่ยม	37
3-14 โครงสร้างของวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่ม และลดความถี่ย่านไอเอสเอ็มความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์	38
3-15 ชิ้นงานจริงของวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่ม และลดความถี่ย่านไอเอสเอ็มความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์	38
4-1 การวัดทดสอบค่าอัตราขยายแปลงผันในวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่	40
4-2 การวัดทดสอบค่าอัตราขยายแปลงผันในวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่	41
4-3 ผลวัดทดสอบค่าอัตราขยายแปลงผันในวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่	44
4-4 ผลวัดทดสอบค่าการลดทอนที่ 1 dB ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่	44
4-5 ผลวัดทดสอบค่าไอโซเลชันจาก LO ไปยัง IF ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่	45
4-6 ผลวัดทดสอบค่าไอโซเลชันจาก LO ไปยัง RF ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่	45
4-7 ผลวัดทดสอบค่าไอโซเลชันจาก IF ไปยัง RF ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่	46
4-8 ผลวัดทดสอบค่าแบนด์วิดท์ ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่	46
4-9 ผลวัดทดสอบค่า IIP3 และค่า OIP3 ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่	47
4-10 ผลวัดสเปกตรัมวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่	47
4-11 ผลวัดทดสอบค่าอัตราขยายแปลงผันในวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่	48
4-12 ผลวัดทดสอบค่าการลดทอนที่ 1 dB ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่	48
4-13 ผลวัดทดสอบค่าไอโซเลชันจาก LO ไปยัง IF ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่	49
4-14 ผลวัดทดสอบค่าไอโซเลชันจาก LO ไปยัง RF ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่	49
4-15 ผลวัดทดสอบค่าไอโซเลชันจาก IF ไปยัง RF ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่	50
4-16 ผลวัดทดสอบค่าแบนด์วิดท์ ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่	50
4-17 ผลวัดทดสอบค่า IIP3 และค่า OIP3 ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่	51
4-18 ผลวัดสเปกตรัมวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่	51
ก-1 วงจรเทียบเคียงของซ็อกเก็ตไดโอด เบอร์ BAT 15-03W	59
ก-2 วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลดความถี่ ย่านไอเอสเอ็ม ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์	60

บทที่ 1

บทนำ

ปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายเข้ามามีบทบาทกับชีวิตมนุษย์มากขึ้น ดังจะเห็นได้จากการพัฒนาระบบสื่อสารไร้สายต่างๆ ให้ความหลากหลายในการใช้งานในหลายย่านความถี่ มีย่านความถี่หนึ่งที่ใช้กันอย่างอิสระคือย่านความถี่ไอเอสเอ็ม (Industrial, Scientific and Medical : ISM) ความถี่ช่วง 2.4 GHz – 2.5 GHz ตัวอย่างของการประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่นี้ได้แก่ วิทยุฟาย (WiFi) บลูทูธ (Bluetooth) โทรศัพท์ไร้สาย (Cordless Phones) เป็นต้น โดยได้มีการพัฒนาทั้งภาครับและภาคส่งให้มีประสิทธิภาพมากที่สุด ส่วนที่สำคัญส่วนหนึ่งของภาคส่งคือวงจรผสมสัญญาณ ซึ่งจะทำหน้าที่ผสมสัญญาณความถี่กลาง (Intermediate Frequency : IF) เข้ากับสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง (Local Oscillator Frequency : LO) เพื่อให้ได้สัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ (Radio Frequency : RF) ส่วนในภาครับวงจรผสมสัญญาณจะทำหน้าที่ผสมสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุเข้ากับสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องเพื่อให้ได้สัญญาณความถี่กลางออกมา

ความต้องการวงจรผสมสัญญาณที่มีค่าอัตราขยายแปลงผันสูง (High Conversion Gain) วงจรใช้กำลังงานต่ำ (Low Power Consumption) มีค่าไอโซเลชันสูง (High Isolation) และมีราคาถูก (Low Cost) จึงเป็นสิ่งที่ผู้พัฒนาพยายามออกแบบให้ได้วงจรผสมสัญญาณที่มีคุณสมบัติดังได้กล่าวไว้ในข้างต้น อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในวงจรผสมสัญญาณนั้นได้แก่ ทรานซิสเตอร์สองรอยต่อ (Bipolar Junction Transistor) ที่มีข้อดีคือค่าอัตราขยายแปลงผันสูง แต่มีข้อเสียคือการออกแบบวงจรทำได้ยากและใช้อุปกรณ์ประกอบมาก ในขณะที่ทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้า (Field Effect Transistor : FET) มีข้อดีคือมีค่าอัตราขยายแปลงผันสูง ข้อเสียคือมีราคาสูง และสุดท้ายคือใช้ไดโอด มีข้อดีคือราคาต่ำ วงจรใช้กำลังงานต่ำ เนื่องจากไม่จำเป็นต้องมีแหล่งจ่ายภายนอกต่อให้กับไดโอดเพื่อให้ไดโอดทำงาน และมีโครงสร้างที่ง่ายต่อการนำไปสร้างใช้งาน สำหรับโครงสร้างของวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอด [1] ได้มีการพัฒนาไว้หลายรูปแบบ เช่น โครงสร้างแบบใช้ไดโอดตัวเดียว (Single Diode) มีข้อดีคือโครงสร้างง่ายแต่มีค่าความสูญเสียสูง โครงสร้างแบบสมดุลเดี่ยว (Singly Balanced) มีโครงสร้างที่ง่ายและมีค่าความสูญเสียต่ำ สุดท้ายคือโครงสร้างแบบสมดุลคู่ (Doubly Balanced) มีข้อดีคือสามารถลดฮาร์โมนิกของความถี่ที่ไม่ต้องการได้มากกว่า 2 แบบแรก แต่มีข้อเสียคือต้องการสัญญาณกำลังงานสูง

การออกแบบและสร้างวงจรผสมสัญญาณแบบสมมูลเดี่ยว [2,3] ที่ใช้สำหรับเพิ่มความถี่นั้น จำเป็นต้องใช้วงจรไฮบริดแบบ 180 องศา [4] อย่างไรก็ตาม การใช้วงจรไฮบริดแบบ 180 องศาที่มีปัญหาคือวงจรที่ใช้จะมีขนาดใหญ่ และเกิดปัญหาการข้ามไขว้กันของสายนำสัญญาณ [5] ดังนั้น วงจรไฮบริดแบบ 90 องศา และสายนำสัญญาณหน่วงเวลา 90 องศา (90° Delay Line) จึงได้ถูกนำมาใช้เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว [6]

งานวิจัยนี้จึงได้ออกแบบวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่และลดความถี่โดยใช้ช็อคกี้ไดโอดเป็นอุปกรณ์ผสมสัญญาณ วงจรถูกออกแบบและพัฒนาบนโครงสร้างแบบไมโครสตริปย่านความถี่ไอเอสเอ็มความถี่ 2.4 GHz โดยวงจรผสมสัญญาณมีความสามารถในการรับสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุในช่วงความถี่ระหว่าง 2.4 GHz – 2.5 GHz กับความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องมีค่าอยู่ในช่วงความถี่ 2.33 GHz - 2.43 GHz และได้ความถี่กลางเท่ากับ 70 MHz

สิ่งที่คาดหวังจากงานวิจัยนี้คือสามารถออกแบบและสร้างวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวนำไปประยุกต์ใช้งาน และพัฒนาต่อไปได้ในอนาคต

1.1 วัตถุประสงค์

1.1.1 เพื่อศึกษาเทคโนโลยีการออกแบบวงจรผสมสัญญาณ

1.1.2 เพื่อออกแบบและสร้างวงจรไฮบริดผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลดความถี่

1.2 ขอบเขตของการวิจัย

1.2.1 ศึกษาและออกแบบวงจรไฮบริดผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลดความถี่ที่ความถี่กลาง (IF) 70 MHz ความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง (LO) 2.33 GHz - 2.43 GHz และความถี่คลื่นวิทยุ (RF) 2.4 GHz - 2.5 GHz

1.2.2 จำลองการทำงาน สร้างและทดสอบวงจรไฮบริดผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลดความถี่

1.2.3 สรุปผลการทดลอง

1.3 วิธีการวิจัย

1.3.1 ศึกษาเทคโนโลยีวงจรผสมสัญญาณ

1.3.2 ศึกษาการออกแบบวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอด

1.3.3 ออกแบบวงจรไฮบริดผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลดความถี่

1.3.4 จำลองการทำงาน สร้างและทดสอบวงจรไฮบริดผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลดความถี่

1.3.5 สรุปผลการทดลอง

1.4 เครื่องมือและวัสดุที่ใช้

1.4.1 ไมโครคอมพิวเตอร์

1.4.2 โปรแกรม Advanced Design System 2005A ของบริษัท Agilent Technologies

1.4.3 โปรแกรม IE3D ของบริษัท Zeland

1.4.4 โปรแกรม LineGauge ของบริษัท Zeland

1.4.5 แผ่นวงจรพิมพ์สำหรับความถี่สูง รุ่น GML1000 (Microwave PCB)

1.4.6 ไดโอด เบอร์ BAT15-03W ของบริษัท Infineon Technologies

1.4.7 เครื่องกั้ววงจรพิมพ์ LPKF

1.4.8 เครื่องกำเนิดความถี่แบบปรับค่าได้รุ่น HP8350B (Sweep Oscillator 10 MHz - 8.4 GHz)

1.4.9 เครื่องกำเนิดสัญญาณ รุ่น HP83620B (Signal Generator 10 MHz - 20 GHz)

1.4.10 เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม รุ่น TR4133A (Spectrum Analyzer 0 - 20 GHz)

1.5 ประโยชน์ของผลการวิจัย

1.5.1 สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานระบบสื่อสารไร้สายในย่านความถี่ไอเอสเอ็มได้

1.5.2 เพื่อเป็นองค์ความรู้ใหม่ และเป็นแนวทางในการพัฒนางจรผสมสัญญาณให้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้นต่อไปในอนาคต

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

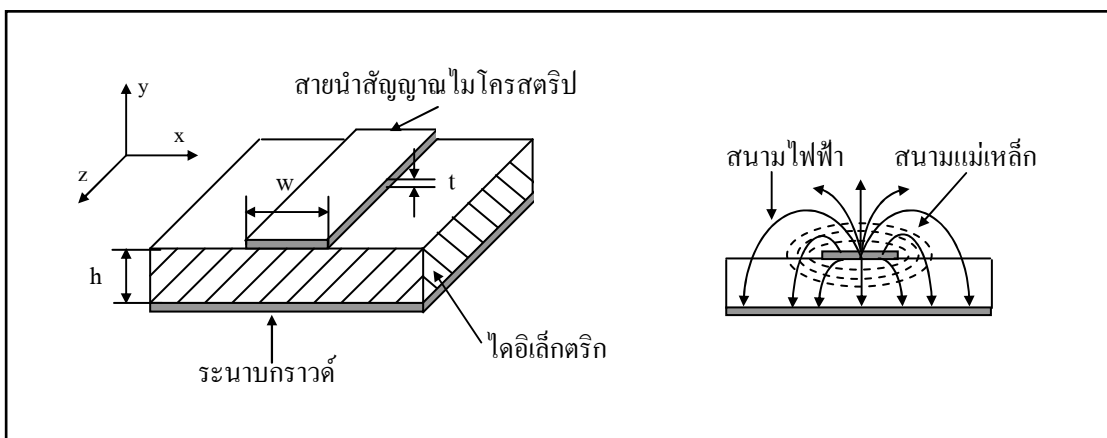
2.1 สายนำสัญญาณไมโครสตริป

ในปัจจุบัน สายนำสัญญาณไมโครสตริป [7] ได้ถูกออกแบบและนำไปใช้งานอย่างแพร่หลายสำหรับงานด้านไมโครเวฟรวมถึงการนำไปสร้างเป็นวงจรผสมสัญญาณ เนื่องจากการสร้างโดยใช้เทคนิคแผ่นวงจรพิมพ์ทำให้มีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา อีกทั้งยังง่ายต่อการวางอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟบนส่วนต่างๆของโครงสร้างไมโครสตริปด้วย นอกจากนี้ยังง่ายต่อการปรับแต่งอุปกรณ์ภายหลังจากสร้างวงจรเสร็จ โครงสร้างของไมโครสตริปแสดงดังภาพที่ 2-1 ประกอบไปด้วยวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก (Dielectric) ซึ่งชั้นด้านล่างจะเป็นระนาบกราวด์ (Ground Plane) และชั้นด้านบนจะเป็นแถบตัวนำ (Strip Conductor) โดยที่เส้นสนามไฟฟ้าและเส้นสนามแม่เหล็กของไมโครสตริปไม่ได้อยู่บนส่วนของวัสดุฐานทั้งหมด ดังนั้นการเดินทางของคลื่นในสายนำสัญญาณไมโครสตริปจะไม่ใช่แบบคลื่น TEM อย่างสมบูรณ์ แต่จะมีลักษณะเป็น TEM (Quasi –TEM Mode) ซึ่งจะมีความเร็วเฟสของคลื่นดังนี้

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2-1)$$

โดยที่ c คือความเร็วแสงในสุญญากาศ มีค่าเท่ากับ 3×10^8 เมตรต่อวินาที

ϵ_{re} คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant) ของวัสดุฐานรอง



ภาพที่ 2-1 โครงสร้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริป

2.2 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิภาพ

ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิภาพ (ϵ_{re}) ของสายนำสัญญาณไมโครสตริปจะอยู่ในเทอมของ ฟังก์ชันค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_r) ความหนาของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก (h) และความ กว้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริป (w) สมการที่ได้จากการทดลองของค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ประสิทธิภาพกรณี $t/h \leq 0.005$ แสดงได้ดังนี้

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12}{w/h} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \leq 1 \quad (2-2ก)$$

หรือ

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12}{w/h} \right)^{-0.5} \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \geq 1 \quad (2-2ข)$$

ความยาวคลื่นในสายนำสัญญาณไมโครสตริป เมื่อ $t/h \leq 0.005$ แสดงได้ดังนี้

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.63(\epsilon_r - 1)(w/h)^{0.1255}} \right]^{0.5} \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \geq 0.6 \quad (2-3ก)$$

หรือ

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.63(\epsilon_r - 1)(w/h)^{0.0297}} \right]^{0.5} \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} < 0.6 \quad (2-3ข)$$

โดยที่ λ_0 คือความยาวคลื่นในอวกาศ

ϵ_r คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก

2.3 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0) ของสายนำสัญญาณไมโครสตริป เมื่อ $t/h \leq 0.005$ สามารถแสดงสมการได้ดังนี้

$$Z_0 = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left[8 \frac{h}{w} + 0.25 \frac{w}{h} \right] \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \leq 1 \quad (2-4ก)$$

หรือ

$$Z_0 = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right] \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \geq 1 \quad (2-4ข)$$

โดยที่

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 120\pi \quad (2-5)$$

η คือค่าอินทรีนซิกอิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) มีหน่วยเป็นโอห์ม

μ_0 คือค่าความซึมซาบในอวกาศ (Permeability) มีค่าเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7}$ เฮนรี/เมตร

ϵ_0 คือค่าสภาพยอมในอวกาศ (Permittivity) มีค่าเท่ากับ 8.854×10^{-12} ฟารัด/เมตร

2.4 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะในโมดคู่และโมดคี่ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

ในวงจรไมโครสตริปแบบคู่ขนาน จะมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเฉพาะคืออิมพีแดนซ์คุณลักษณะในโมดคู่และอิมพีแดนซ์คุณลักษณะในโมดคี่ ซึ่งทั้งสองแบบก็จะมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลในโมดนั้นๆด้วย โดยค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลนี้สามารถหาได้จาก [8]

ในโมดคู่

$$\epsilon_{re}^e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{v} \right)^{-a_e b_e} \quad (2-6)$$

โดยที่

$$v = \frac{u(20 + g^2)}{10 + g^2} + g \exp(-g) \quad (2-7ก)$$

$$a_e = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{v^4 + (v/52)^2}{v^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{v}{18.1} \right)^3 \right] \quad (2-7ข)$$

$$b_e = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (2-7ค)$$

เมื่อ $u = w/h$ และ $g = s/h$ โดยที่สมการนี้มีค่าผิดพลาดไม่เกิน 0.7% สำหรับ $0.1 \leq u \leq 10$, $0.1 \leq g \leq 10$ และ $1 \leq \epsilon_r \leq 18$

ในโมดคี่

$$\epsilon_{re}^o = \epsilon_{re} + [0.5(\epsilon_r + 1) - \epsilon_{re} + a_o] \exp(-c_o g^{d_o}) \quad (2-8)$$

โดยที่

$$a_o = 0.7287 [\epsilon_{re} - 0.5(\epsilon_r + 1)] [1 - \exp(-0.179u)] \quad (2-9ก)$$

$$b_o = \frac{0.747 \epsilon_r}{0.15 + \epsilon_r} \quad (2-9ข)$$

$$c_o = b_o - (b_o - 0.207) \exp(-0.414u) \quad (2-9ค)$$

$$d_o = 0.593 + 0.694 \exp(-0.526u) \quad (2-9ง)$$

ส่วนการหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะหาได้จาก
ในโมดคู่

$$Z_{ce} = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_{re} / \epsilon_{re}^e}}{1 - Q_4 \sqrt{\epsilon_{re}} Z_c / 377} \quad (2-10)$$

โดยที่ $Q_1 = 0.8685u^{0.194}$ (2-11ก)

$$Q_2 = 1 + 0.7519g + 0.189g^{2.31} \quad (2-11ข)$$

$$Q_3 = 0.1975 + [16.6 + (8.4 / g)^6]^{0.387} + \frac{1}{241} \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + (g / 3.4)^{10}} \right] \quad (2-11ค)$$

$$Q_4 = \frac{2Q_1}{Q_2} \frac{1}{u^{Q_3} \exp(-g) + [2 - \exp(-g)]u^{-Q_3}} \quad (2-11ง)$$

ใน โมดคี่

$$Z_{co} = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_{re} / \epsilon_{re}^o}}{1 - Q_{10} \sqrt{\epsilon_{re}} Z_c / 377} \quad (2-12)$$

โดยที่ $Q_5 = 1.794 + 1.14 \ln \left[1 + \frac{0.638}{g + 0.517g^{2.34}} \right]$ (2-13ก)

$$Q_6 = 0.2305 + \frac{1}{281.3} \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + (g / 5.8)^{10}} \right] + \frac{1}{5.1} \ln(1 + 0.598g^{1.154}) \quad (2-13ข)$$

$$Q_7 = \frac{10 + 190g^2}{1 + 82.3g^3} \quad (2-13ค)$$

$$Q_8 = \exp[-6.5 - 0.95 \ln(g) - (g / 0.15)^5] \quad (2-13ง)$$

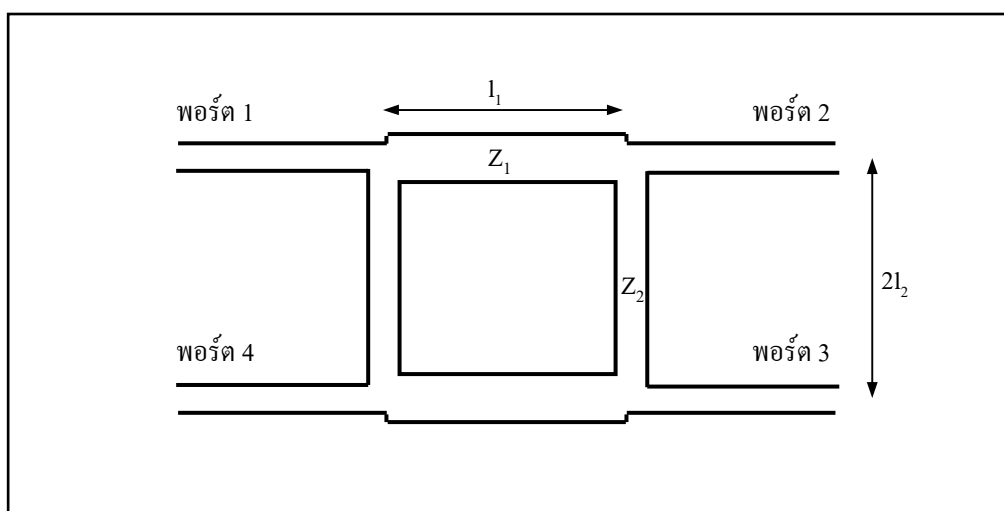
$$Q_9 = \ln(Q_7)(Q_8 + 1 / 16.5) \quad (2-13จ)$$

$$Q_{10} = Q_4 - \frac{Q_5}{Q_2} \exp \left[\frac{Q_6 \ln(u)}{u^{Q_9}} \right] \quad (2-13ฉ)$$

2.5 วงจรบรรณชีไลน์ไฮบริดคัปเปิลอร์

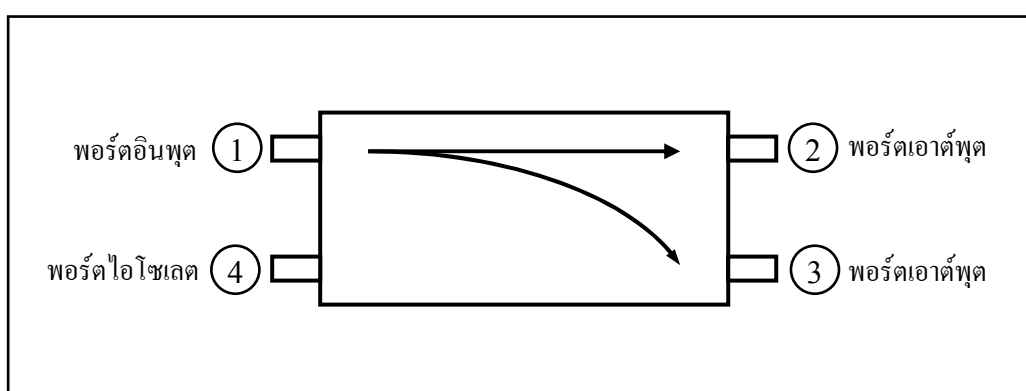
โครงสร้างของวงจรบรรณชีไลน์ไฮบริดคัปเปิลอร์แสดงในภาพที่ 2-2 คุณสมบัติโดยทั่วไปของวงจรไฮบริดคัปเปิลอร์คือ เมื่อมีสัญญาณอินพุตเข้ามาทางพอร์ต 1 สัญญาณจะถูกแบ่งออกไปยัง

พอร์ต 2 และพอร์ต 3 ซึ่งเป็นพอร์ตเอาต์พุต และจะไม่มีสัญญาณออกมาที่พอร์ต 4 ซึ่งเรียกว่าเป็น “พอร์ตไอโซเลต (Isolate Port)”



ภาพที่ 2-2 โครงสร้างของบรานช์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลอร์

ในทางกลับกัน หากป้อนสัญญาณเข้าที่พอร์ต 4 สัญญาณก็จะถูกแบ่งออกไปยังพอร์ต 2 และพอร์ต 3 และจะไม่มีสัญญาณออกมาที่พอร์ต 1 เลย และเนื่องจากตัวไฮบริดคัปเปิลอร์ชนิดนี้เป็นโครงสร้างแบบสมมาตร ดังนั้นหากกลับทางพอร์ต ให้พอร์ตอินพุตเป็นพอร์ตเอาต์พุต และให้พอร์ตเอาต์พุตเป็นพอร์ตอินพุต ผลลัพธ์ที่ได้ก็จะไม่ต่างกัน อย่างไรก็ตาม การที่จะเกิดคุณสมบัติดังกล่าวข้างต้นได้นั้น ก็ต่อเมื่อเลือกโหลดที่ถูกต้อง เพื่อให้เกิดการแมตช์กันทั้ง 4 พอร์ต ซึ่งจะทำให้เกิดทิศทางการไหลของสัญญาณดังภาพที่ 2-3

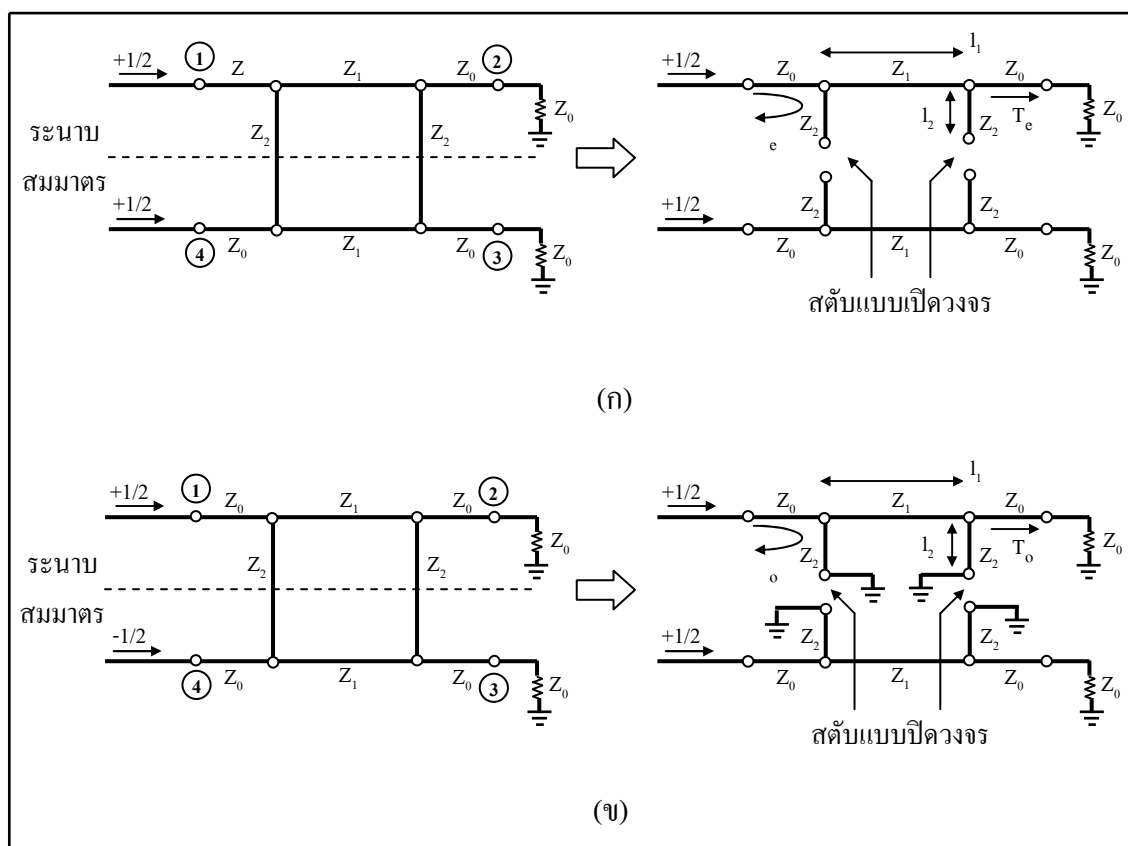


ภาพที่ 2-3 ทิศทางการไหลของสัญญาณในบรานช์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลอร์

ดังนั้นในการวิเคราะห์โครงข่ายชนิดนี้ จะต้องแยกการวิเคราะห์ออกเป็นทอมในโมดคู่ (Even Mode) และโมดคี่ (Odd Mode) [8,9] ซึ่งมีลักษณะเป็นโครงข่าย 2 พอร์ต (Two Port Network)

ลักษณะของการวิเคราะห์ในโมดคู่คือจะมีสัญญาณ 2 สัญญาณที่มีขนาดเท่ากันและมีเฟสเดียวกันป้อนเข้าไปที่พอร์ต 1 และพอร์ต 4 ดังแสดงในภาพที่ 2-4 (ก) จากการป้อนอินพุตในลักษณะดังกล่าวจะได้ว่า ที่ระนาบสมมาตรนั้น จะมีการไหลของกระแสไฟฟ้าเท่ากับศูนย์และมีค่าขนาดของแรงดันสูงสุด ซึ่งจะเสมือนว่ามีการเปิดวงจร (Open Circuit) ระหว่างระนาบสมมาตรนี้ โดยจะเรียกลักษณะดังกล่าวว่า “กำแพงแม่เหล็ก (Magnetic Wall)”

ลักษณะของการวิเคราะห์ในโมดคี่คือ จะมีสัญญาณ 2 สัญญาณที่มีขนาดเท่ากันแต่จะมีเฟสต่างกัน 180 องศา ป้อนเข้าไปที่พอร์ต 1 และพอร์ต 4 ดังแสดงในภาพที่ 2-4 (ข) จากการป้อนสัญญาณอินพุตในลักษณะดังกล่าวจะได้ว่า ที่ระนาบสมมาตรนั้นจะมีค่าการไหลของกระแสสูงสุด แต่จะมีค่าของขนาดแรงดันต่ำสุด ซึ่งจะเสมือนว่ามีการปิดวงจร (Short Circuit) ระหว่างระนาบสมมาตรนี้ โดยจะเรียกลักษณะดังกล่าวว่า “กำแพงไฟฟ้า (Electric Wall)”



ภาพที่ 2-4 ลักษณะการวิเคราะห์ห้รบนำคลื่นไฮบริดคัปเปิลอร์ในโมดคู่และโมดคี่

(ก) ลักษณะโมดคู่

(ข) ลักษณะโมดคี่

จากภาพที่ 2-4 จะเห็นได้ว่ารูปแบบของวงจรทั้งในโมดคู่และโมดคี่จะมีลักษณะของวงจรซึ่งประกอบไปด้วยสตัป (Stub) ความยาว l_2 ซึ่งมีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_2 ต่ออยู่กับสายนำสัญญาณ ความยาว l_1 ซึ่งมีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_1 จากนั้นก็ต่อกับสตัปซึ่งมีคุณลักษณะเหมือนกับตัวแรก โดยในลักษณะของวงจรแบบนี้ เราสามารถใช้พารามิเตอร์ ABCD (ABCD Parameter) มาแทนส่วนประกอบต่างๆของวงจรดังกล่าวได้โดย

กรณีโมดคู่

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_2 \tan(\beta_2 l_2) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\beta_1 l_1) & jZ_1 \sin(\beta_1 l_1) \\ jY_1 \sin(\beta_1 l_1) & \cos(\beta_1 l_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_2 \tan(\beta_2 l_2) & 1 \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

ซึ่งจะได้

$$\Gamma_e = \frac{A_e + B_e Y_0 - C_e Z_0 - D_e}{A_e + B_e Y_0 + C_e Z_0 + D_e} \quad (2-15)$$

$$T_e = \frac{2}{A_e + B_e Y_0 + C_e Z_0 + D_e} \quad (2-16)$$

เมื่อ Y_0, Y_1, Y_2 คือค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

Z_0, Z_1, Z_2 คือค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

Γ_e คือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนในโมดคู่ (Reflection Coefficient)

T_e คือค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านในโมดคู่ (Transmission Coefficient)

กรณีโมดคี่

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -jY_2 \tan(\beta_2 l_2) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\beta_1 l_1) & jZ_1 \sin(\beta_1 l_1) \\ jY_1 \sin(\beta_1 l_1) & \cos(\beta_1 l_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -jY_2 \tan(\beta_2 l_2) & 1 \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

ซึ่งจะได้

$$\Gamma_o = \frac{A_o + B_o Y_0 - C_o Z_0 - D_o}{A_o + B_o Y_0 + C_o Z_0 + D_o} \quad (2-18)$$

$$T_o = \frac{2}{A_o + B_o Y_0 + C_o Z_0 + D_o} \quad (2-19)$$

เมื่อ Y_0, Y_1, Y_2 คือ ค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

Z_0, Z_1, Z_2 คือค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

Γ_e คือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนในโมดส์

T_o คือค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านในโมดส์

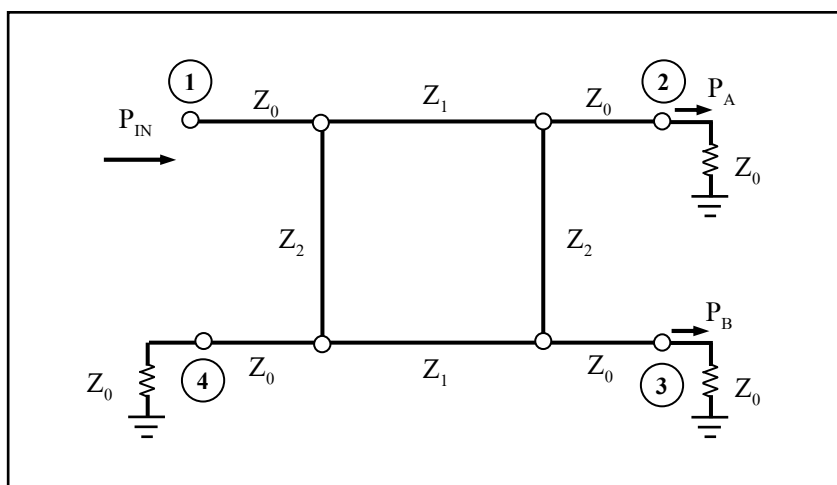
จากนั้นนำทั้งสองสมการมาทำการทับซ้อนกัน (Superposition) จากสมการที่ 2-15, 2-16, 2-18 และ 2-19 จะสามารถหาค่าพารามิเตอร์การจัดกระจาย (S -Parameter) ได้โดย

$$S_{12} = S_{21} = \frac{1}{2} T_e + \frac{1}{2} T_o \quad (2-20ก)$$

$$S_{11} = \frac{1}{2} \Gamma_e + \frac{1}{2} \Gamma_o \quad (2-20ข)$$

$$S_{13} = S_{31} = \frac{1}{2} T_e + \frac{1}{2} T_o \quad (2-20ค)$$

$$S_{14} = S_{41} = \frac{1}{2} \Gamma_e + \frac{1}{2} \Gamma_o \quad (2-20ง)$$



ภาพที่ 2-5 การวิเคราะห์การแบ่งกำลังงานของบรานช์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์

โดยปกติแล้ว ในวงจรบรานช์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์เมื่อจ่ายอินพุตเข้าที่พอร์ต 1 สัญญาณจะถูกแบ่งออกเป็นสองส่วนมาออกที่เอาต์พุต พอร์ต 2 และ พอร์ต 3 ในสัดส่วนที่เท่าๆกัน แต่หากต้องการให้กำลังงานที่เอาต์พุตออกมาไม่เท่ากันก็สามารถทำได้ คือในกรณีที่ต้องการกำลังงานที่

ออกมาที่เอาต์พุตไม่เท่ากัน สามารถออกแบบวงจรได้โดยการหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของส่วนประกอบของบรานช์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลอร์ได้โดยพิจารณาจากภาพที่ 2-5

จากภาพที่ 2-5 เมื่อทำการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่พอร์ต 1 สัญญาณจะถูกแบ่งกำลังงานไปออกที่พอร์ตเอาต์พุต พอร์ต 2 และ พอร์ต 3 โดยที่เราสามารถหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของแต่ละส่วนประกอบได้จาก

$$Z_1 = Z_0 \sqrt{\frac{P_A / P_B}{1 + P_A / P_B}} \quad (2-21ก)$$

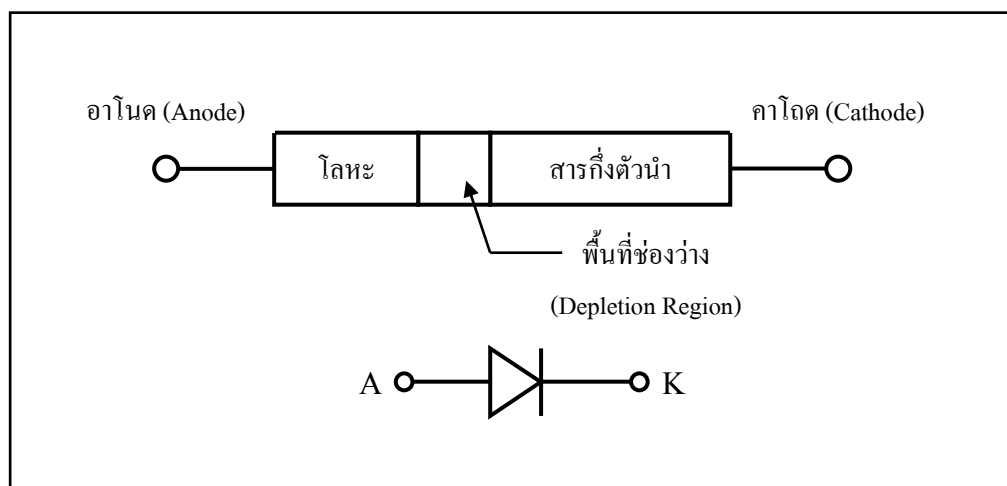
$$Z_2 = Z_0 \sqrt{P_A / P_B} \quad (2-21ข)$$

เมื่อ P_A คือกำลังงานเอาต์พุตที่ปรากฏที่พอร์ต 2 มีหน่วยเป็นวัตต์

P_B คือกำลังงานเอาต์พุตที่ปรากฏที่พอร์ต 3 มีหน่วยเป็นวัตต์

2.6 คุณลักษณะซีดทีไดโอด

ซีดทีไดโอดมีโครงสร้างเป็นหน้าสัมผัสโลหะที่ปลายข้างหนึ่ง เรียกส่วนนี้ว่าเป็น อนอด (Anode) ส่วนปลายอีกด้านหนึ่งจะต่ออยู่กับสารกึ่งตัวนำ เรียกส่วนนี้ว่าเป็น คาโอด (Cathode) โครงสร้างของซีดทีไดโอดแสดงดังภาพที่ 2-6



ภาพที่ 2-6 โครงสร้างของซีดทีไดโอด

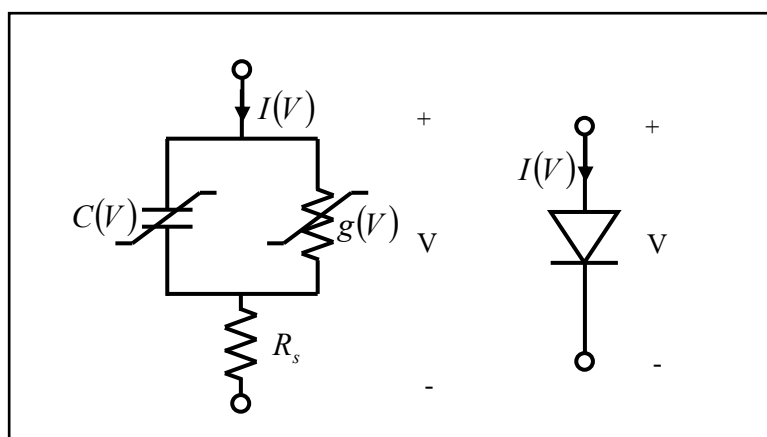
ไดโอดที่ใช้ในวงจรผสมสัญญาณโดยทั่วไปนั้น ส่วนมากจะสร้างไดโอดขึ้นมาจากสารกึ่งตัวนำประเภทซิลิคอน (Silicon) และ กัลเลียมอาร์เซไนด์ (Galium Arsenide) ซึ่งแต่ละชนิดก็จะมีคุณสมบัติไม่เหมือนกัน และราคาต่างกัน โดยที่ประเภทกัลเลียมอาร์เซไนด์จะใช้โลหะที่นำมาทำประเภทแพลตตินัม (Platinum) ไททาเนียม (Titanium) และทอง (Gold) ซึ่งจะทำให้ความต้านทาน

อนุกรมภายในตัวไดโอดมีค่าต่ำ ส่งผลให้ใช้งานได้ในความถี่ที่สูงขึ้นเมื่อเทียบกับประเภทซิลิคอน แต่ก็มีข้อเสียคือราคาที่ย่อมแพงสูง ดังนั้นการนำไดโอดไปสร้างเป็นวงจรผสมสัญญาณจึงต้องคำนึงถึงลักษณะการนำไปใช้งาน และงบประมาณด้วย

2.7 วงจรสมมูลของซ็อดทกัไดโอด

อย่างแรกที่ต้องคำนึงถึงในการวิเคราะห์และสร้างวงจรผสมสัญญาณก็คือ การหาโมเดลของไดโอด (Diode Circuit Model) เพื่อนำไปทำการวิเคราะห์และจำลองการทำงาน ซึ่งวงจรสมมูลของซ็อดทกัไดโอดแสดงดังภาพที่ 2-7 [1]

จากภาพที่ 2-7 วงจรสมมูลของซ็อดทกัไดโอดจะประกอบไปด้วยความต้านทานที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Resistance) ค่าคาปาซิแตนซ์ที่บริเวณรอยต่อ (Junction Capacitance) และค่าความต้านทานอนุกรม (Series Resistance) ซึ่งเป็นค่าที่ปรากฏอยู่บริเวณรอยต่อภายในโครงสร้างของตัวไดโอดไม่ใช่ต่ออยู่ภายนอก ซึ่งสามารถหาค่าพารามิเตอร์ต่างได้ดังนี้



ภาพที่ 2-7 วงจรสมมูลของซ็อดทกัไดโอด

ค่าความจุไฟฟ้า $C(V)$ ในเทอมของแรงดัน สามารถหาได้จาก

$$C(V) = \frac{C_{j0}}{(1 - V/\phi_{bi})^{0.5}} \quad (2-22)$$

โดยที่
$$\phi_{bi} = \frac{E_{\max} d}{2} = \frac{q d^2 N_d}{2 \epsilon_s} \quad (2-23)$$

เมื่อ ϕ_{bi} คือค่าระดับขั้วไฟฟ้าภายใน (Built-in Potential) บริเวณรอยต่อ

$E_{\max}$ คือค่าสนามไฟฟ้าที่มากที่สุด (Maximum Electric Field) บริเวณรอยต่อ

C_{j0} คือค่าความจุไฟฟ้าบริเวณรอยต่อที่แรงดันไบแอสเท่ากับศูนย์โวลต์ (Junction Capacitance at Zero Bias Voltage)

d คือค่าความกว้างของช่องว่าง (Depletion Width)

q คือค่าอิเล็กตรอนชาร์จ (Electron Charge) มีค่าเท่ากับ 1.602177×10^{-19}

N_d คือค่าความหนาแน่นของการโด๊ป (Doping Density)

ϵ_s คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของสารกึ่งตัวนำ (Dielectric Permittivity of Semiconductor)

ค่าความนำไฟฟ้า $g(V)$ ในเทอมของแรงดันสามารถหาได้จาก

$$g(V) = \frac{d}{dV} I(V) = \frac{q}{\eta KT} I_0 \exp\left(\frac{qV}{\eta KT}\right) \quad (2-24ก)$$

หรือ

$$g(V) = \frac{q}{\eta KT} (I(V) + I_0) \quad (2-24ข)$$

โดยที่

$$I(V) = I_0 \left(\exp\left(\frac{qV}{\eta KT}\right) - 1 \right) \quad (2-25)$$

เมื่อ η คือพารามิเตอร์ความชัน (Slope Parameter) หรือ ตัวประกอบอุดมคติ (Ideality Factor)

K คือค่าคงที่โบลซ์แมนน์มีค่าเท่ากับ 1.37×10^{-23} มีหน่วยเป็นจูล/เคลวิน

T คืออุณหภูมิ มีหน่วยเป็น เคลวิน

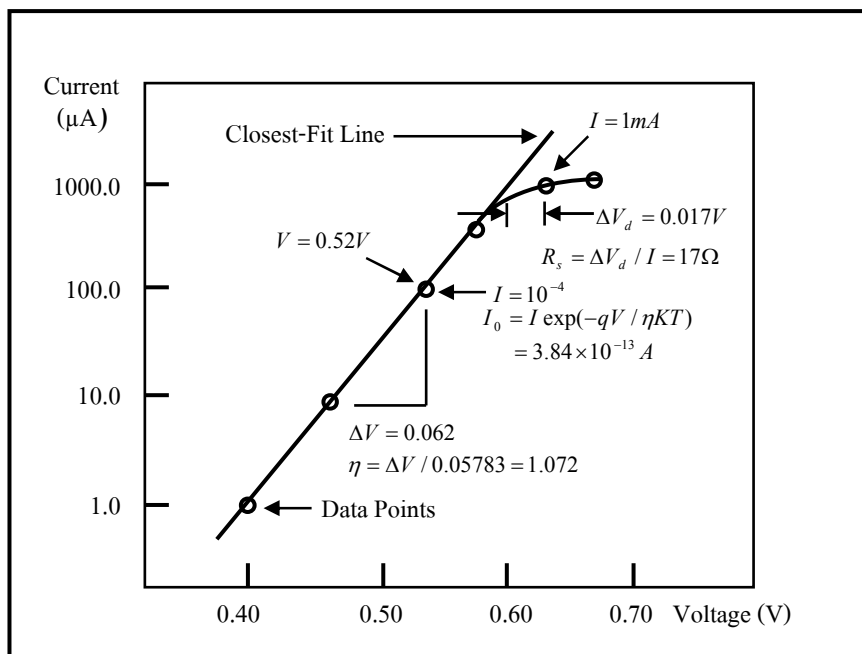
$I(V)$ คือค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด

I_0 คือพารามิเตอร์กระแสเริ่มต้น

การหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆของไดโอดนั้นเป็นสิ่งที่จำเป็นอย่างยิ่ง เนื่องจากต้องนำค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ไปใช้ในการจำลองการทำงาน ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ที่นำไปใช้จึงต้องมีความถูกต้องใกล้เคียงกับลักษณะการใช้งานจริงของไดโอด โดยปกติแล้วบริษัทผู้ผลิตมักจะแสดงค่าพารามิเตอร์ต่างในรูปแบบของเอกสารข้อมูล (Data Sheet) แต่บางครั้งก็ไม่เพียงพอในการนำไปจำลองการทำงาน ซึ่งเราอาจหาค่าพารามิเตอร์ที่ต้องการได้จากการนำไดโอดไปทำการวัดทดสอบจริง หลังจากนั้นจึงนำค่าเหล่านี้ไปจำลองการทำงาน

เมื่อเรานำชื่อตึกไดโอดไปทำการวัดค่าในลักษณะกระแสเทียบกับแรงดัน (I/V Curve) ออกมาโดยวัดเป็นจุดต่อจุด โดยเริ่มวัดตั้งแต่ $1 \mu A$ และสูงขึ้นมาเรื่อยๆ ทั้งนี้ไม่ควรวัดต่ำกว่า $1 \mu A$ เพื่อเป็นการป้องกันการวัดผลผิดพลาดเนื่องจากการรั่วไหลย้อนกลับ (Reverse Leakage Current)

จากนั้นนำผลวัดที่ได้มาพล็อตลงในกราฟกึ่งล็อก (Semilog Graph) และเขียนกราฟเส้นตรงขึ้นมาอีกเส้นหนึ่ง โดยที่กราฟเส้นตรงนี้จะมีความชันเท่ากับความชันของกราฟที่ได้จากการวัดผลในช่วงที่เป็นเชิงเส้น การสร้างเส้นตรงขึ้นมาอีกเพื่อทำการหาค่าแรงดันช่วงที่ลดลง ดังแสดงในภาพที่ 2-8



ภาพที่ 2-8 กราฟคุณลักษณะกระแสเทียบแรงดันของซีดทีไคไดโอด

จากภาพที่ 2-8 แสดงคุณลักษณะของกระแสเทียบแรงดัน ซึ่งเราสามารถหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆคือ ตัวประกอบอุดมคติ (η) พารามิเตอร์กระแสเริ่มต้น (I_0) และความต้านทานอนุกรม (R_s) ได้จากการอ่านค่าในกราฟ แล้วนำมาเข้าสมการดังนี้

$$\eta = \frac{q}{KT} \Delta V \log(e) \quad (2-26)$$

เมื่อ ΔV คือค่าแรงดันที่เปลี่ยนแปลงไปในช่วงกระแสที่เพิ่มขึ้น 10 เท่า
 e คือมีค่าเท่ากับ 2.7182818 ที่อุณหภูมิ 72 องศาฟาเรนไฮต์
 ซึ่งจะได้สมการใหม่เป็น

$$\eta = \frac{\Delta V}{0.05783} \quad (2-27)$$

เมื่อเรารู้ค่าตัวประกอบอุดมคติ (η) ก็สามารถหาค่าพารามิเตอร์กระแสเริ่มต้น (I_0) ได้ในทุกส่วนของแรงดัน จากสมการ

$$I_0 = I(V) \exp\left(\frac{-qV}{\eta KT}\right) \quad (2-28)$$

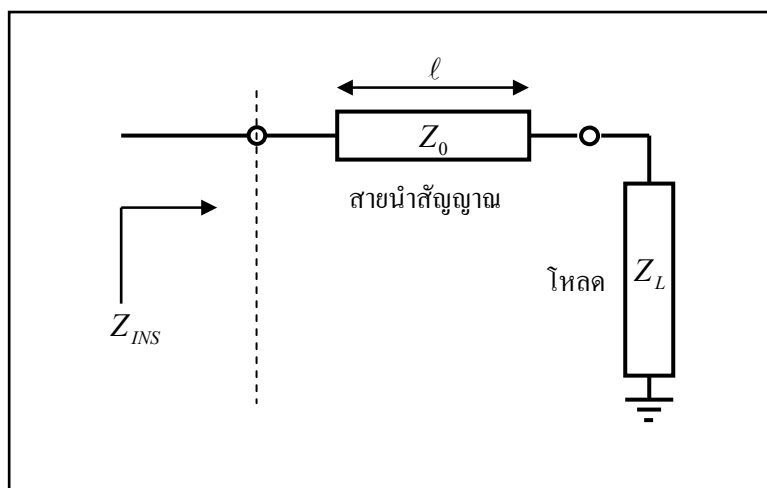
เมื่อพิจารณากราฟในช่วงที่กระแสลดลงจนไม่เป็นเชิงเส้นเปรียบเทียบกับเส้นตรงที่สร้างขึ้นใหม่ ก็จะสามารถหาค่าความต้านทานอนุกรมได้จากสมการ

$$R_s = \frac{\Delta V_d}{I_d} \quad (2-29)$$

2.8 วงจรแมทซ์ชิง

การแมทซ์ชิงคือการทำให้วงจรสามารถส่งผ่านกำลังงานได้สูงสุด สามารถทำได้โดยการทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรทางด้านโหลดคอนจูเกตกับทางด้านแหล่งจ่ายหรือคอนจูเกตกับอิมพีแดนซ์ของระบบ ซึ่งระบบสื่อสารโดยทั่วไปมักจะใช้ระบบ 50 โอห์ม เทคนิคการแมทซ์ชิงที่ใช้กันในสายนำสัญญาณไมโครสตริปคือการใช้สตับ (Stub) ซึ่งสตับก็แบ่งออกเป็น 2 ประเภทคือ สตับแบบลัดวงจร (Short-Circuit Stub) และ สตับแบบเปิดวงจร (Open-Circuit Stub)

การแปลงค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดจากค่าใดๆ ให้มีค่าอิมพีแดนซ์อีกค่าหนึ่งสามารถทำได้หลายทาง วิธีหนึ่งคือการเพิ่มสายนำสัญญาณเข้าไปต่ออนุกรมในวงจร ซึ่งจะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์รวมเมื่อมองจากทางด้านอินพุตเข้าไปเปลี่ยนแปลงไป จากภาพที่ 2-9 สามารถหาความสัมพันธ์และค่าอิมพีแดนซ์รวมได้ดังนี้ [10]



ภาพที่ 2-9 การต่ออนุกรมระหว่างสายนำสัญญาณกับโหลด

$$Z_{INS} = Z_0 \left[\frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \right] \quad (2-30)$$

โดยที่ Z_{INS} คืออิมพีแดนซ์รวมที่อินพุตของวงจรอนุกรม

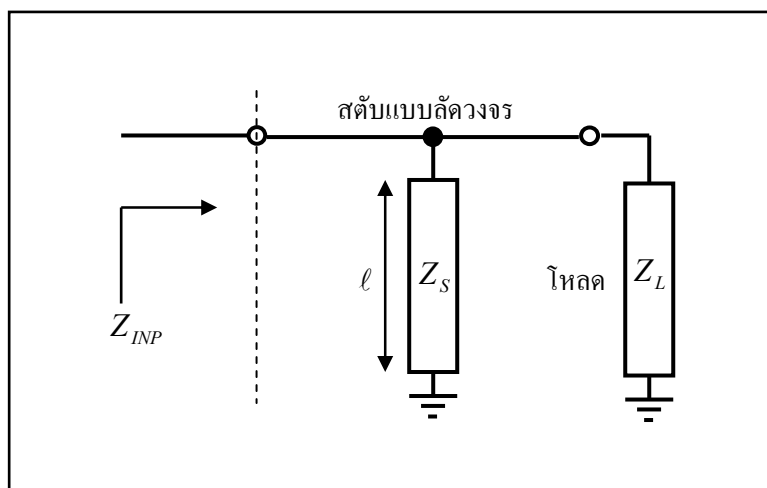
Z_0 คืออิมพีแดนซ์ลักษณะของสายนำสัญญาณ

Z_L คืออิมพีแดนซ์ของโหลด

ℓ คือความยาวของสายนำสัญญาณ

β คือค่าคงตัวเฟส

เมื่อ $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$ และ $\lambda_g = \frac{V_p}{f}$



ภาพที่ 2-10 การต่อขนานระหว่างสตับแบบลัดวงจรกับโหลด

ภาพที่ 2-10 เป็นการต่อขนานระหว่างสตับแบบลัดวงจรกับโหลด เมื่อมองจากด้านอินพุตเข้าไปสามารถที่จะหาอิมพีแดนซ์รวมได้ดังนี้

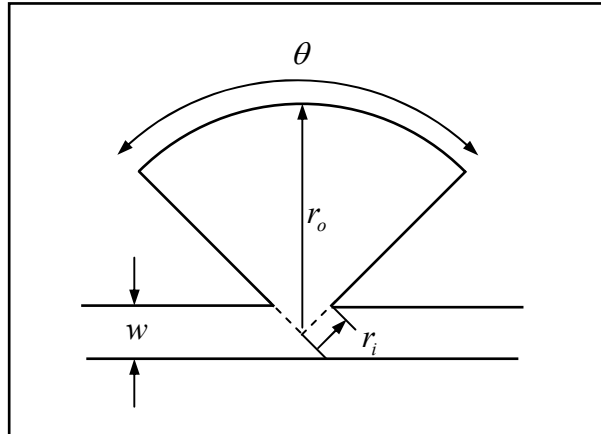
$$Z_S = jZ_0 \tan(\beta\ell) \quad (2-31)$$

$$Z_{INP} = \frac{Z_S Z_L}{Z_S + Z_L} \quad (2-32)$$

โดยที่ Z_S คืออิมพีแดนซ์ของสตับแบบลัดวงจร

Z_{INP} คืออิมพีแดนซ์รวมที่อินพุตของวงจรขนาน

วิธีการแมตซ์อีกวิธีหนึ่งคือการใช้สตับรูปพัด (Radial Stub) ซึ่งก็เป็นสตับแบบเปิดวงจรประเภทหนึ่ง มีลักษณะคล้ายรูปเสี้ยวของวงกลม ส่วนมากจะใช้ในวงจรแมตซ์ทั่วไปหรือวงจรไบแอสแบบรอยต่อรูปตัวที (Bias Tee) วงจรมีลักษณะดังภาพที่ 2-11 เมื่อมองจากด้านอินพุตเข้าไปสามารถหาอิมพีแดนซ์รวมได้ดังนี้ [11]



ภาพที่ 2-11 วงจรสตับรูปพัด

$$Z_{in} = -j \frac{120\pi h}{ri\theta\sqrt{\epsilon_{eff}}} Ct(\beta r_i, \beta r_o) \quad (2-33)$$

โดยที่ ϵ_{eff} คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลของความกว้าง $w_{eq,stub} = (r_i + r_o) \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)$

β คือค่าคงตัวเฟสมีค่าเท่ากับ $\frac{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}}{\lambda_0}$

h คือความสูงของไดอิเล็กตริก

และ

$$Ct(x, y) = \frac{Y_0(x)J_1(y) - J_0(x)Y_1(y)}{J_1(x)Y_1(y) - Y_1(x)J_1(y)} \quad (2-34)$$

เมื่อ

$$J_0(kr) = J_0(\beta r) + j\alpha r J_1(\beta r) \quad (2-35ก)$$

$$J_1(kr) = J_1(\beta r) - j\alpha r \left[J_0(\beta r) - \frac{J_1(\beta r)}{\beta} \right] \quad (2-35ข)$$

$$Y_0(kr) = Y_0(\beta r) + j\alpha r Y_1(\beta r) \quad (2-35ค)$$

$$Y_1(kr) = Y_1(\beta r) - j\alpha r \left[Y_0(\beta r) - \frac{Y_1(\beta r)}{\beta} \right] \quad (2-35ง)$$

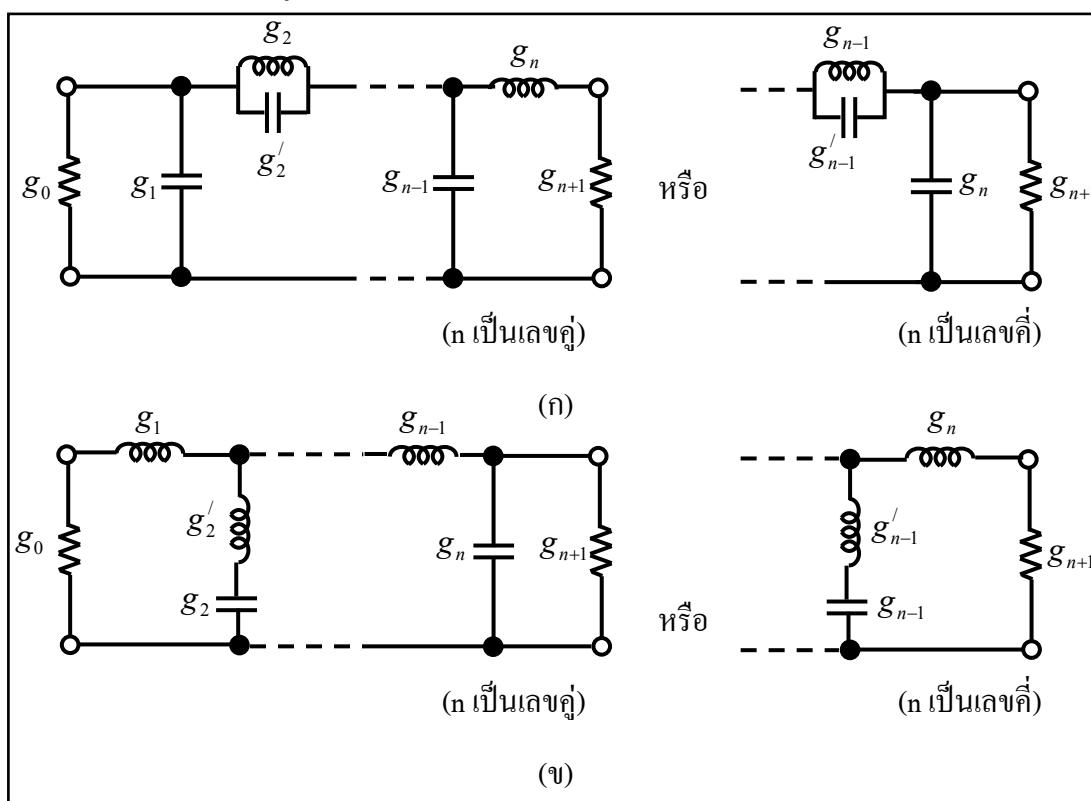
2.9 วงจรกรองผ่านต่ำ

วงจรกรองผ่านต่ำคือวงจรที่ทำหน้าที่กรองสัญญาณที่มีความถี่สูงเกินความถี่คัทออฟ (Cutoff Frequency : f_c) ทิ้ง และยอมให้สัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่าความถี่คัทออฟผ่านไปได้ การออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำมักจะเริ่มจากการนำวงจรต้นแบบกรองผ่านต่ำ (Lowpass Prototype Filter) ซึ่งอยู่ในรูปขององค์ประกอบ (Element) แต่ละส่วนที่นอร์มอลไลซ์ มาสร้างเป็นวงจรที่มีความถี่ตามที่

ออกแบบไว้ โดยที่วงจรต้นแบบกรองผ่านต่ำมีหลากหลายรูปแบบ เช่น วงจรต้นแบบกรองผ่านต่ำแบบเชบชีฟ (Chebyshev Lowpass Prototype) วงจรต้นแบบกรองผ่านต่ำแบบบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth Lowpass Prototype Filter) วงจรต้นแบบกรองผ่านต่ำแบบฟังก์ชันอิลลิปติก (Elliptic Function Lowpass Prototype Filter) วงจรต้นแบบกรองผ่านต่ำแบบเบสเซล (Bessel Lowpass Prototype Filter) เป็นต้น

วงจรต้นแบบกรองผ่านต่ำที่น่าสนใจคือ วงจรต้นแบบกรองผ่านต่ำแบบฟังก์ชันอิลลิปติก ซึ่งมีลักษณะเด่นคือ มีความชันในช่วงกรองทิ้งสูงมาก โดยโครงสร้างของวงจรอาจมีลักษณะเป็นวงจรเรโซแนนซ์ (Resonant Circuit) ขนานกับค่าคาปาซิแตนซ์หรือค่าอินดักแตนซ์

ลักษณะการออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำแบบฟังก์ชันอิลลิปติก จะมีขั้นตอนดังนี้คือ ขั้นแรกต้องกำหนดความถี่คัทออฟและความถี่แถบหยุด (Stopband) ในรูปแบบนอร์มอลไลซ์ จากนั้นจึงเลือกค่าสูญเสียแทรกสอด (Insertion Loss) ในช่วงความถี่แถบหยุด โดยที่หากต้องการให้มีค่าสูญเสียแทรกสอดหรืออัตราการกรองทิ้งสูง จำนวนขององค์ประกอบในวงจรก็จะมีมากไปด้วย ซึ่งลักษณะของวงจรจะขึ้นอยู่กับวงจรเรโซแนนซ์ที่ใช้กับจำนวนขององค์ประกอบ ดังภาพที่ 2-12 [8]



ภาพที่ 2-12 วงจรต้นแบบกรองผ่านต่ำแบบฟังก์ชันอิลลิปติก

(ก) แบบต่อขนานกับวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม

(ข) แบบต่ออนุกรมกับวงจรเรโซแนนซ์ขนาน

ลักษณะของวงจรต้นแบบกรองผ่านต่ำแบบฟังก์ชันอิลลิปติกมี 2 แบบคือ แบบต่อขนานกับวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม (Series Parallel Resonant) ดังภาพที่ 2-12 (ก) และแบบต่ออนุกรมกับวงจรเรโซแนนซ์ขนาน (Shunt Series Resonant) ดังภาพที่ 2-12 (ข)

เมื่อได้วงจรต้นแบบกรองผ่านต่ำแบบฟังก์ชันอิลลิปติกแล้ว จากนั้นจะทำการแปลงค่านอร์มอลไลซ์ (g_n) ที่ได้จากในตารางที่ ข-1 ของแต่ละองค์ประกอบให้อยู่ในรูปแบบโครงข่าย LC (LC-Network) โดยใช้สมการในการแปลงคือ

$$\gamma_0 = \begin{cases} Z_0 / g_0 \\ g_0 / Y_0 \end{cases} \quad (2-36)$$

เมื่อ

γ_0 คือตัวประกอบการสเกลค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance Scaling Factor)

g_0 คือค่าองค์ประกอบตัวแรก

และ

$$L = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \gamma_0 g \quad (2-37ก)$$

$$C = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \frac{g}{\gamma_0} \quad (2-37ข)$$

โดยที่ Ω_c คือความถี่คัทออฟ

ω_c คือ $2\pi f_c$

2.10 วงจรกรองผ่านต่ำโดยใช้ไมโครสตริปรูปแผ่นสี่เหลี่ยม

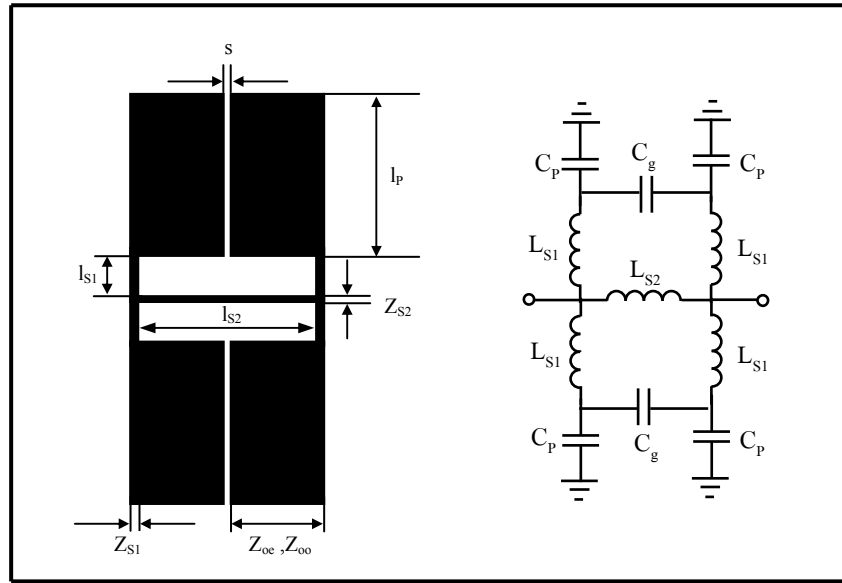
วงจรกรองผ่านต่ำโดยใช้ไมโครสตริปรูปแผ่นสี่เหลี่ยมนี้ได้ดัดแปลงมาจากวงจรกรองผ่านต่ำโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบแฮร์พิน [12,13,14] และวงจรกรองผ่านต่ำรูปแผ่นวงกลม [15] ซึ่งมีโครงสร้างที่ไม่ใหญ่มาก และให้ผลในช่วงการกรองสัญญาณที่ดี โครงสร้างของวงจรกรองผ่านต่ำโดยใช้ไมโครสตริปรูปแผ่นสี่เหลี่ยมแสดงดังภาพที่ 2-13

ซึ่งสามารถหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆในวงจรได้จาก [13,14]

$$L_s = \frac{Z_s \sin(\beta_s l_s)}{\omega} \quad (2-38)$$

$$C_g = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{2\omega Z_{oe} Z_{oo} \cot(\beta_c l_c)} \quad (2-39)$$

$$C_p = \frac{1}{\omega Z_{oe} \cot(\beta_c l_c)} \quad (2-40)$$



ภาพที่ 2-13 วงจรกรองผ่านต่ำโดยใช้ไมโครสตริปรูปแผ่นสี่เหลี่ยม

2.11 การผสมสัญญาณของไดโอด

ในวงจรผสมสัญญาณนั้นต้องใช้อุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งอุปกรณ์ไดโอดก็มีคุณสมบัติที่ไม่เป็นเชิงเส้นเช่นกัน สมการของกระแสในเทอมของแรงดันของไดโอดคือ

$$I = a_0 + a_1 V + a_2 V^2 + a_3 V^3 + \dots \quad (2-41)$$

โดยที่ V คือสัญญาณอินพุต

ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่นั้น สัญญาณอินพุตก็คือสัญญาณความถี่กลางกับสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง

$$V_{in} = V_{LO} \cos(\omega_{LO} t) + V_{IF} \cos(\omega_{IF} t) \quad (2-42ก)$$

และในวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่ สัญญาณอินพุตก็คือสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุกับสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง

$$V_{in} = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) + V_{LO} \cos(\omega_{LO} t) \quad (2-42ข)$$

หากแทนค่า V_{in} ในสมการที่ 2-42ข ลงในสมการที่ 2-41 จะได้สมการในเทอมที่สอง คือ

$$a_2 [V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) + V_{LO} \cos(\omega_{LO} t)]^2 = a_2 [V_{RF}^2 \cos^2(\omega_{RF} t) + 2V_{RF} V_{LO} \cos(\omega_{RF} t) \cos(\omega_{LO} t) + V_{LO}^2 \cos^2(\omega_{LO} t)] \quad (2-43)$$

จากสมการที่ 2-43 สมการในเทอมแรกและเทอมสุดท้ายทำให้เกิดความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่ $2f_{RF}$ และ $2f_{LO}$ ส่วนผลคูณเชิงเวกเตอร์ในเทอมที่สองทำให้เกิด

$$2a_2V_{RF}V_{LO}\cos(\omega_{RF}t)\cos(\omega_{LO}t) = a_2V_{RF}V_{LO}[\cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})t + \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t] \quad (2-44)$$

และเมื่อแทนค่า V_{in} ในสมการที่ 2-42 ลงในสมการที่ 2-41 จะได้สมการในเทอมที่สาม คือ

$$a_3[V_{RF}\cos(\omega_{RF}t) + V_{LO}\cos(\omega_{LO}t)]^3 =$$

$$a_3[V_{RF}^3\cos^3(\omega_{RF}t) + 3V_{RF}^2V_{LO}\cos^2(\omega_{RF}t)\cos(\omega_{LO}t) + 3V_{RF}V_{LO}^2\cos(\omega_{RF}t)\cos^2(\omega_{LO}t) + V_{LO}^3\cos^3(\omega_{LO}t)] \quad (2-45)$$

จากสมการที่ 2-45 ในเทอมแรกและเทอมสุดท้ายเป็นผลจากความถี่ฮาร์โมนิกส์ ส่วนผลคูณเชิงเวกเตอร์ในเทอมที่สองทำให้เกิด

$$3a_3V_{RF}^2V_{LO}\cos^2(\omega_{RF}t)\cos(\omega_{LO}t) = \frac{2}{3}a_3V_{RF}^2V_{LO}\cos(2\omega_{RF}t + 1)\cos(\omega_{LO}t) = \frac{2}{3}a_3V_{RF}^2V_{LO}\left[\frac{1}{2}[\cos(2\omega_{RF}t + \omega_{LO}t) + \cos(2\omega_{RF}t - \omega_{LO}t)] + \cos(\omega_{LO}t)\right] \quad (2-46ก)$$

ในทำนองเดียวกัน จากสมการที่ 2-45 ในเทอมที่สามทำให้เกิด

$$3a_3V_{RF}V_{LO}^2\cos(\omega_{RF}t)\cos^2(\omega_{LO}t) = \frac{2}{3}a_3V_{RF}V_{LO}^2\cos(\omega_{RF}t)\cos(2\omega_{LO}t + 1) = \frac{2}{3}a_3V_{RF}V_{LO}^2\left[\cos(\omega_{RF}t) + \frac{1}{2}[\cos(2\omega_{LO}t + \omega_{RF}t) + \cos(2\omega_{LO}t - \omega_{RF}t)]\right] \quad (2-46ข)$$

สามารถนำผลที่ได้มาจัดเป็นรูปแบบมาตรฐาน

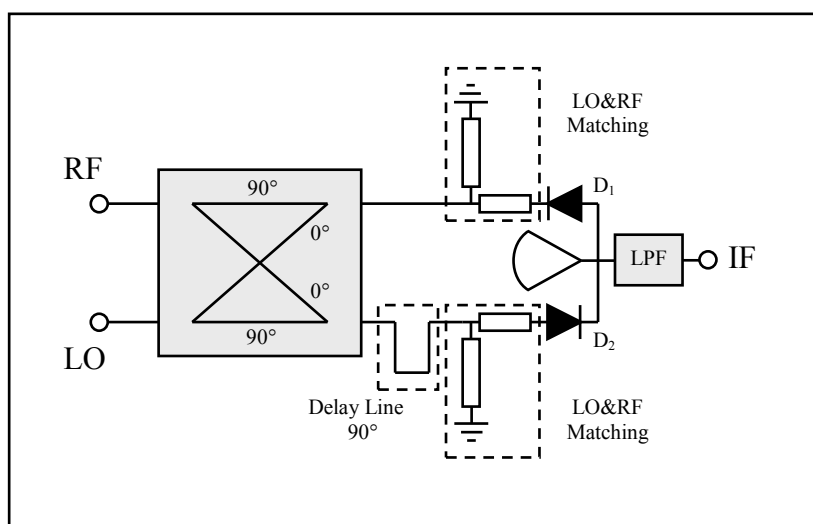
$$\omega_{IF} = |m\omega_{RF} \pm n\omega_{LO}| \quad (2-47ก)$$

ในทำนองเดียวกัน หากแทนค่า V_{in} ในสมการที่ 2-42 ลงในสมการที่ 2-41 จะได้สมการในรูปแบบมาตรฐานคือ

$$\omega_{RF} = |m\omega_{IF} \pm n\omega_{LO}| \quad (2-47ข)$$

2.12 วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมดุลเดี่ยว

วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมดุลเดี่ยว (Singly Balanced Diode Mixer) จะประกอบด้วยวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดเดี่ยว (Single Diode Mixer) 2 ชุดมาประกอบเข้าด้วยกัน โดยใช้ไฮบริดคัปเปิลเลอร์เป็นตัวแยกสัญญาณระหว่างอินพุตทั้ง 2 อินพุตคือสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุและสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง และเนื่องจากใช้ไฮบริดคัปเปิลเลอร์เป็นตัวแยกสัญญาณนี้ จึงทำให้ค่าไอโซเลชันระหว่างสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุและสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องมีค่าเท่ากับค่าไอโซเลชันของไฮบริดคัปเปิลเลอร์ สำหรับวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมดุลเดี่ยวที่ใช้งานวิจัยนี้แสดงดังภาพที่ 2-14

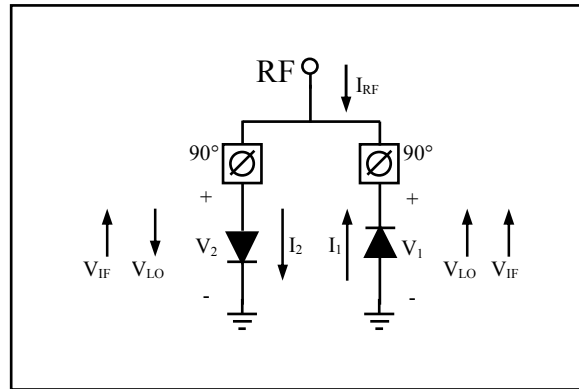


ภาพที่ 2-14 วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมดุลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลดความถี่

หลักการวิเคราะห์วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมดุลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลดความถี่จะแยกการวิเคราะห์ออกเป็น 2 ส่วนคือ

2.12.1 การวิเคราะห์วงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่

การวิเคราะห์วงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่ สามารถวิเคราะห์ได้จากสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณที่ป้อนเข้าไดโอดดังภาพที่ 2-14 โดยสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์จะถูกป้อนเข้าที่อินพุตของวงจรไฮบริดจากนั้นสัญญาณจะถูกแบ่งออกเท่าๆกัน แต่สัญญาณทั้งสองจะมีเฟสต่างกันอยู่ 180 องศา โดยที่สัญญาณที่ป้อนให้กับไดโอด D_1 จะมีเฟส 0 องศา และสัญญาณที่ป้อนให้กับไดโอด D_2 จะมีเฟส 180 องศา ส่วนสัญญาณอินพุตอีกสัญญาณหนึ่งคือสัญญาณความถี่กลาง จะถูกป้อนเข้าที่อินพุตของวงจรกรองผ่านต่ำ ซึ่งสัญญาณความถี่กลางที่ป้อนให้ไดโอดทั้งสองตัวนี้จะมีเฟสที่เท่ากัน สัญญาณที่ป้อนให้กับไดโอดแสดงดังภาพที่ 2-15



ภาพที่ 2-15 การวิเคราะห์วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมดุลเดี่ยวสำหรับเพิ่มความถี่

จากภาพที่ 2-15 ในการพิจารณาวงจรนี้จะกำหนดโนด RF ขึ้นมา ซึ่งก็คือสัญญาณเอาต์พุตที่พอร์ต RF นั่นเอง โดยที่เฟสดีเลย์ 90 องศาที่ต่อกับไดโอด D_1 เกิดจากไฮบริดคัปเปิลเลอร์ และ เฟสดีเลย์ 90 องศาที่ต่อกับไดโอด D_2 เกิดจากสายนำสัญญาณความยาว $\lambda/4$ ที่ต่อเพิ่มเข้าไป ซึ่งเมื่อพิจารณาแล้ว จะเห็นว่าที่กระแส I_1 มีแรงดันที่ตกคร่อมเป็นแบบไบแอสกลับ ดังนั้นค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1 จึงมีค่าติดลบ ซึ่งเขียนสมการได้เป็น

$$I_1 = -aV_1 + bV_1^2 - cV_1^3 + dV_1^4 + \dots \quad (2-48ก)$$

$$I_2 = aV_2 + bV_2^2 + cV_2^3 + dV_2^4 + \dots \quad (2-48ข)$$

และสัญญาณอินพุตของไดโอดสามารถเขียนได้เป็น

$$V_1 = V_{LO} \cos(\omega_{LO}t + 0^\circ) + V_{IF} \cos(\omega_{IF}t + 0^\circ) \quad (2-49ก)$$

$$V_2 = V_{LO} \cos(\omega_{LO}t + 180^\circ) + V_{IF} \cos(\omega_{IF}t + 0^\circ) \quad (2-49ข)$$

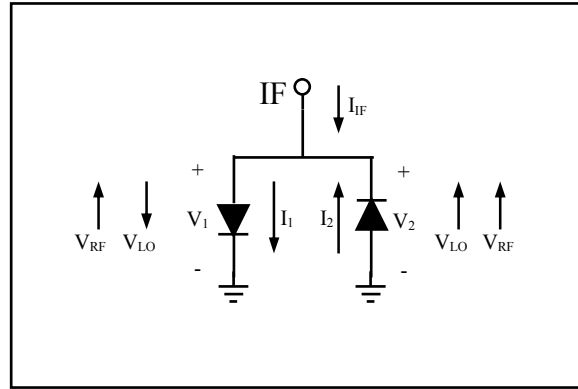
เมื่อนำสมการที่ 2-49ก และ 2-49ข แทนลงในสมการที่ 2-48ก และ 2-48ข จะได้สมการที่เอาต์พุต RF คือ $I_{RF} = I_2 - I_1$ เท่ากับ

$$I_{RF} = bV_{LO}V_{IF} [\cos(\omega_{LO}t - \omega_{IF}t + 90^\circ) + \cos(\omega_{LO}t + \omega_{IF}t + 90^\circ) - \cos(\omega_{LO}t - \omega_{IF}t + 270^\circ) - \cos(\omega_{LO}t + \omega_{IF}t + 270^\circ)] \quad (2-50)$$

2.12.2 การวิเคราะห์วงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่

การวิเคราะห์วงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่จะคล้ายกับการวิเคราะห์วงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่ โดยวิเคราะห์ได้จากสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณที่ป้อนเข้าไดโอดดังภาพที่ 2-14 โดยสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์จะถูกป้อนเข้าที่อินพุตของวงจรไฮบริดจากนั้นสัญญาณจะ

ถูกแบ่งออกเท่าๆกัน แต่สัญญาณทั้งสองจะมีเฟสต่างกันอยู่ 180 องศา โดยที่สัญญาณที่ป้อนให้กับไดโอด D_1 จะมีเฟส 0 องศา และสัญญาณที่ป้อนให้กับไดโอด D_2 จะมีเฟส 180 องศา ส่วนสัญญาณอินพุตอีกสัญญาณหนึ่งคือสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุก็จะถูกป้อนเข้าที่อินพุตของวงจรไฮบริดอีกพอร์ตหนึ่งเช่นกัน แต่สัญญาณทั้งสองจะมีเฟสเหมือนกัน สัญญาณที่ป้อนให้กับไดโอดแสดงดังภาพที่ 2-16



ภาพที่ 2-16 การวิเคราะห์วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมดุลเดี่ยวสำหรับลดความถี่

จากภาพที่ 2-16 ในการพิจารณาวงจรนี้จะกำหนดโนด IF ขึ้นมา ซึ่งก็คือสัญญาณเอาต์พุตที่พอร์ต IF นั่นเอง ซึ่งเขียนสมการได้เป็น

$$I_1 = aV_1 + bV_1^2 + cV_1^3 + dV_1^4 + \dots \quad (2-51ก)$$

$$I_2 = -aV_2 + bV_2^2 - cV_2^3 + dV_2^4 + \dots \quad (2-51ข)$$

และสัญญาณอินพุตของไดโอดสามารถเขียนได้เป็น

$$V_1 = V_{RF} \cos(\omega_{RF}t + 0^\circ) + V_{LO} \cos(\omega_{LO}t + 180^\circ) \quad (2-52ก)$$

$$V_2 = V_{RF} \cos(\omega_{RF}t + 0^\circ) + V_{LO} \cos(\omega_{LO}t + 0^\circ) \quad (2-52ข)$$

เมื่อนำสมการที่ 2-52ก และ 2-52ข แทนลงในสมการที่ 2-51ก และ 2-51ข จะได้สมการที่เอาต์พุต IF คือ $I_{IF} = I_1 - I_2$ เท่ากับ

$$I_{IF} = bV_{RF}V_{LO} [\cos(\omega_{RF}t - \omega_{LO}t + 90^\circ) + \cos(\omega_{RF}t + \omega_{LO}t + 90^\circ) - \cos(\omega_{RF}t - \omega_{LO}t + 270^\circ) - \cos(\omega_{RF}t + \omega_{LO}t + 270^\circ)] \quad (2-53)$$

บทที่ 3

การออกแบบวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่ม และลดความถี่ ย่านไอเอสเอ็มความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์

งานวิจัยนี้ได้ออกแบบและสร้างวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยว ย่านไอเอสเอ็มความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ โดยใช้โปรแกรมในการออกแบบและจำลองการทำงานคือ โปรแกรม Advanced Design System 2005A (ADS) ของบริษัท Agilent Technologies และ โปรแกรม IE3D ของบริษัท Zeland ใช้ร่วมกัน

การออกแบบวงจรผสมสัญญาณนี้ใช้คุณสมบัติรูปแบบจำลองของตัวไดโอด (Diode Model) โดยไดโอดที่นำมาใช้ในงานวิจัยนี้เป็นไดโอดแบบ ซิลิคอน-ช็อตกี้ ไดโอด (Silicon Schottky Diode) ของบริษัท Infineon Technologies เบอร์ BAT 15-03W ซึ่งค่าพารามิเตอร์ของไดโอดที่ใช้ในการจำลองการทำงานนี้ได้มาจากการดาวน์โหลดจากเว็บไซต์ของผู้ผลิตที่ได้กล่าวไปแล้วข้างต้น และใช้แผ่นวงจรพิมพ์สำหรับงานด้านไมโครเวฟ รุ่น GML1000 ซึ่งมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ 3.2 ความหนาของไดอิเล็กตริกเท่ากับ 0.762 มิลลิเมตร นำมาใช้จำลองการทำงานร่วมกับตัวจำลองการเกิดฮาร์โมนิกส์แบบสมมูล (Harmonic Balance Simulator) ของโปรแกรม ADS ส่วนการออกแบบวงจรรองความถี่ต่ำผ่านจะมีลักษณะการออกแบบที่ไม่เหมาะสมกับการจำลองการทำงานของโปรแกรม ADS จึงได้นำวงจรไปออกแบบในโปรแกรม IE3D ที่มีความเหมาะสมมากกว่าแทน

การออกแบบวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวในงานวิจัยนี้ได้แยกการออกแบบเป็น 5 ส่วน ซึ่งมีขั้นตอนดังนี้คือ

1. ออกแบบวงจรบรานช์ไลน์ ไฮบริด คัปเปิลอร์
2. ออกแบบวงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์
3. ออกแบบวงจรรวม/แยกสัญญาณ
4. ออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำ

5. นำวงจรทั้งหมดมาสร้างเป็นวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยว สำหรับเพิ่มและลดความถี่ที่ย่านไอเอสเอ็มความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์

หลังจากออกแบบและจำลองการทำงานวงจรแต่ละส่วน และนำมารวมกันสร้างเป็นวงจรผสมสัญญาณแล้ว จะทำการหาค่าที่ดีที่สุดของวงจรอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งในส่วนที่ได้ทำการหาค่าที่ดีที่สุดนี้ จะมีแอมพลิจูดแมตซ์อิมพีแดนซ์เท่านั้น

โดยในส่วนของวงจรอื่นๆจะยังคงรูปแบบเหมือนกับที่ออกแบบไว้ในครั้งแรก เพื่อให้ไม่ให้เกิดความผิดพลาดทั้งหมดย

3.1 การออกแบบวงจรบนแผ่นไมโครสไตรป

การออกแบบวงจรบนแผ่นไมโครสไตรปมีจุดประสงค์คือ

3.1.1 เพื่อให้สัญญาณความถี่วิทยุและสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง แบ่งกำลังงานไปที่ซ็อกเก็ตไดโอดทั้ง 2 ตัวเท่าๆกัน

3.1.2 เพื่อให้สัญญาณความถี่วิทยุและสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องที่ถูกแบ่งกำลังงานแล้วมีเฟสต่างกัน 90 องศา

3.1.3 เพื่อให้สัญญาณระหว่างสัญญาณความถี่วิทยุกับสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องมีอัตราส่วนการบกพร่องของสัญญาณต่ำ

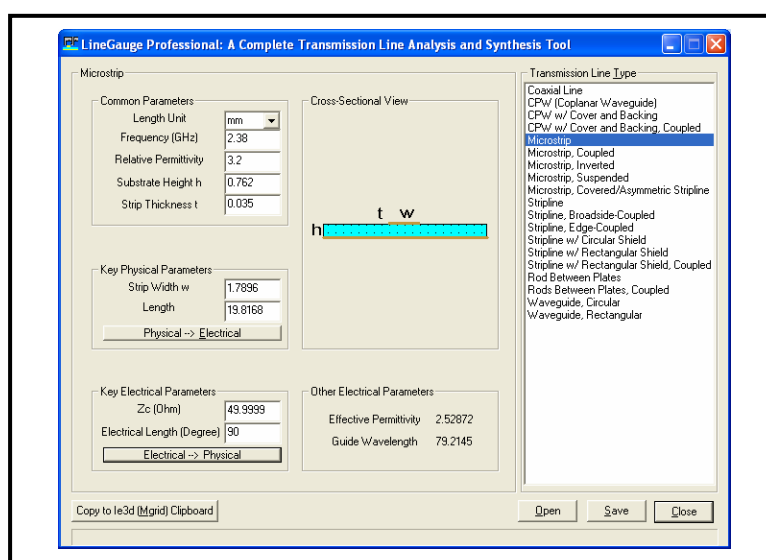
ขั้นตอนการออกแบบวงจรบนแผ่นไมโครสไตรป มีขั้นตอนดังนี้คือ เริ่มจากการกำหนดค่าการกำลังงานที่เอาต์พุต โดยกำหนดให้อัตราส่วนระหว่างสัญญาณเอาต์พุตทั้งสองมีค่าครึ่งหนึ่งเท่ากัน จากนั้นจึงนำไปคำนวณใน สมการที่ 2-19 และ 2-20 ซึ่งจะได้ค่า

$$Z_1 = 35.355 \Omega$$

และ

$$Z_2 = 50 \Omega$$

เมื่อได้ค่าอิมพีแดนซ์ขององค์ประกอบทั้งสองแล้วจึงนำไปคำนวณ เพื่อหาค่าความกว้างและความยาวของสายนำสัญญาณไมโครสไตรป โดยใช้โปรแกรมช่วยคำนวณ คือ โปรแกรม LineGauge ดังแสดงในภาพที่ 3-1



ภาพที่ 3-1 การคำนวณหาความกว้างและความยาวของสายนำสัญญาณไมโครสไตรป

จากโปรแกรม LineGauge สามารถคำนวณหาความกว้างและความยาวของสายนำสัญญาณไมโครสตริปได้ดังนี้

ที่ $Z_1 = 35.355 \, \Omega$ ได้

ความกว้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปเท่ากับ 3 มิลลิเมตร

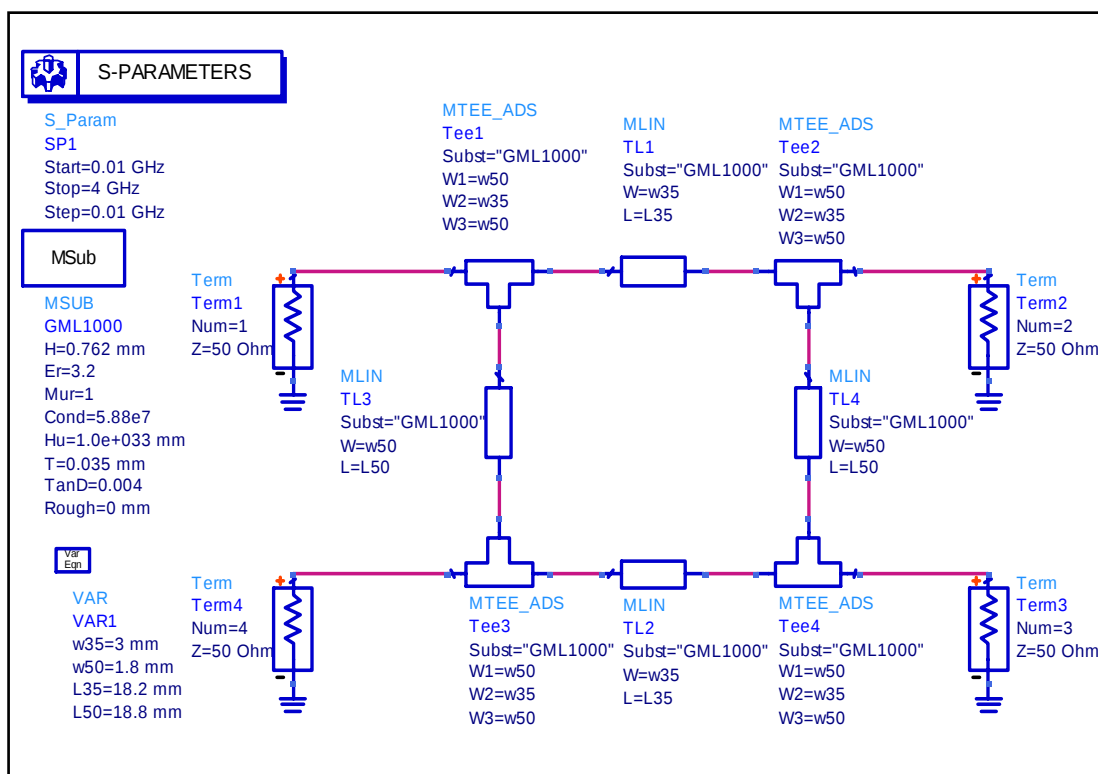
ความยาวของสายนำสัญญาณไมโครสตริปเท่ากับ 19.39 มิลลิเมตร

ที่ $Z_2 = 50 \, \Omega$ ได้

ความกว้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปเท่ากับ $1.789 \approx 1.8$ มิลลิเมตร

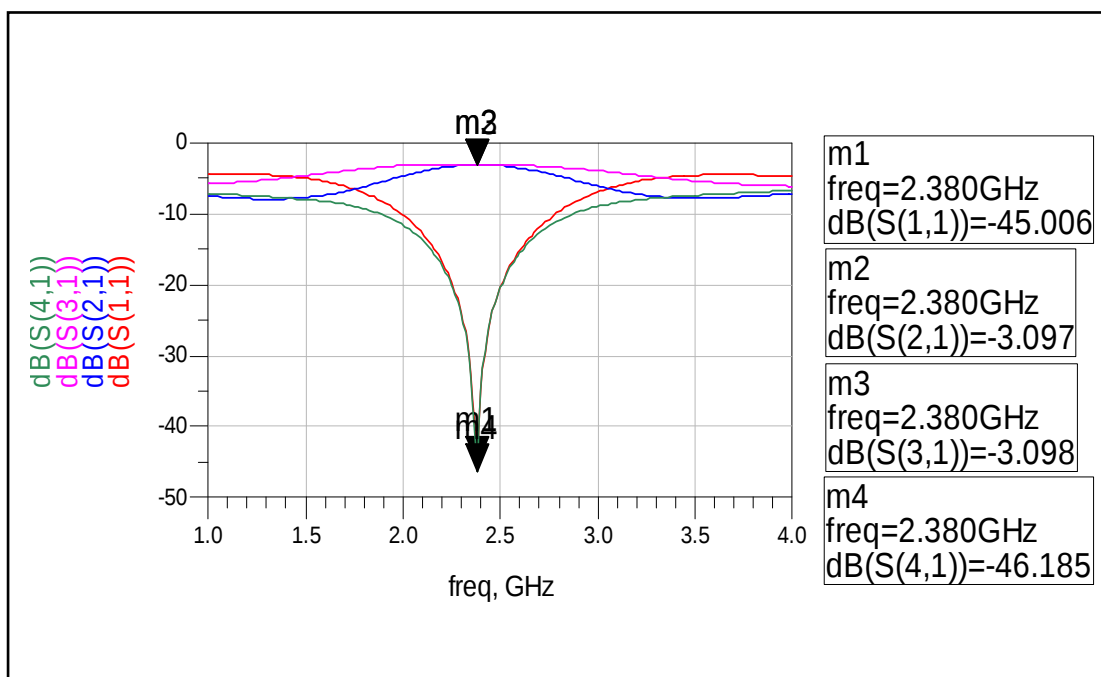
ความยาวของสายนำสัญญาณไมโครสตริปเท่ากับ 19.82 มิลลิเมตร

นำค่าที่ได้มาสร้างมาสร้างเป็นวงจรบนแผ่นไฮบริดคัปเปิลอร์ โดยใช้การจำลองการทำงานในโปรแกรม ADS ได้ดังภาพที่ 3-2

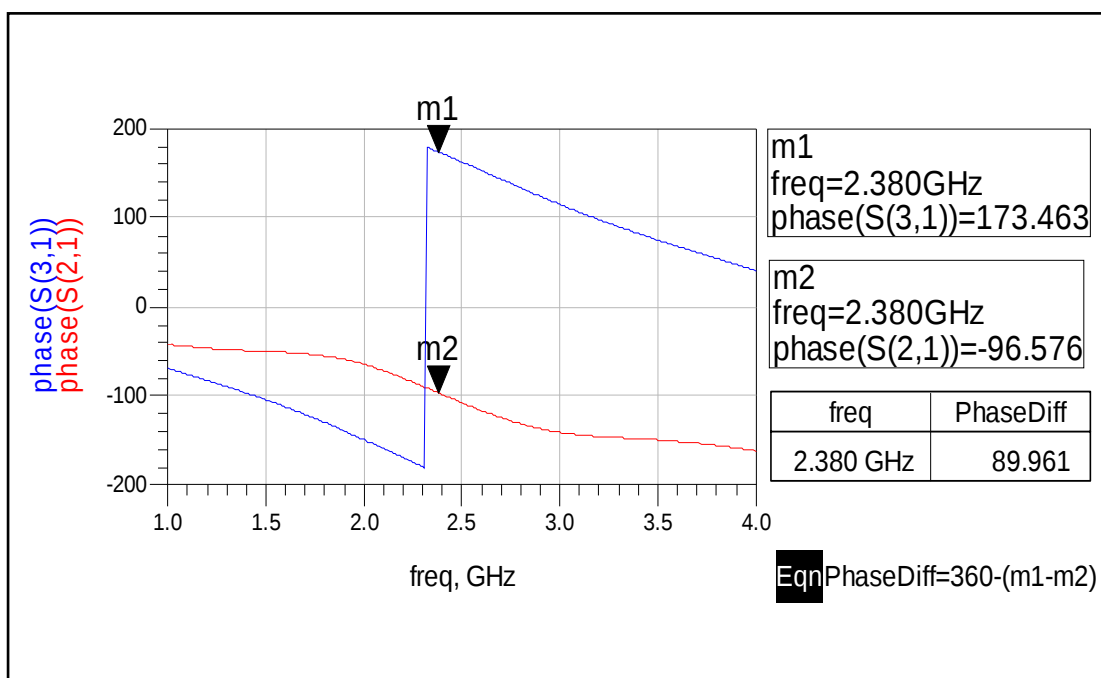


ภาพที่ 3-2 วงจรบนแผ่นไฮบริดคัปเปิลอร์

ผลการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม ADS แสดงดังภาพที่ 3-3 เป็นการแสดงค่า S_{11} , S_{21} , S_{31} และ S_{41} ซึ่งแสดงถึงการส่งผ่านสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2, 3, 4 และสัญญาณที่สะท้อนกลับที่พอร์ต 1 โดยในภาพที่ 3-4 จะแสดงถึงเฟสของสัญญาณที่ส่งผ่านจากอินพุตพอร์ต 1 ไปยังเอาต์พุต พอร์ต 2 และพอร์ต 3 โดยที่สัญญาณทั้งสองจะมีเฟสที่ต่างกันอยู่ 90 องศา



ภาพที่ 3-3 ค่า S-Parameter ของวงจรบรานช์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลอร์



ภาพที่ 3-4 ค่าความต่างเฟสที่เอาต์พุตของวงจรบรานช์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลอร์

3.2 การหาค่าแอมพลิจูดของซิกนัลไดโอด

การหาค่าแอมพลิจูดของซิกนัลไดโอดเพื่อนำไปทำการแมตซ์ สามารถทำได้โดยเริ่มจากการกำหนดค่ากำลังงานของสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง โดยกำหนดให้ใช้กำลังงานเท่ากับ 7 dBm เนื่องจากค่ากำลังงานนี้ใช้กันอย่างแพร่หลาย [3] จากนั้นจึงนำค่ากำลังงานนี้ไปจำลองการทำงานร่วมกับซิกนัลไดโอด

ซิกนัลไดโอดที่ใช้ในงานวิจัยนี้ เป็นซิลิคอน-ซิกนัลไดโอด เบอร์ BAT15-03W ของบริษัท Infineon Technologies โดยมีโมเดลและค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการจำลองการทำงานแบ่งออกเป็น 2 ชุดดังนี้คือ

3.2.1 โมเดลของซิกนัลไดโอด (Diode Model) มีค่าพารามิเตอร์ดังนี้คือ

ตารางที่ 3-1 ค่าพารามิเตอร์ของซิกนัลไดโอด

พารามิเตอร์	ค่า	หน่วย
I_s	74	nA
N	1.07	-
R_s	5.0	Ω
X_{ti}	1.5	-
E_g	0.59	eV
C_{jo}	138.5	fF
M	0.138	-
V_j	0.224	V
F_c	0.5	-
T_t	3.0	pSec
B_v	4.2	V
I_{bv}	100.0	uA

โดยที่ I_s คือกระแสอิ่มตัว (Saturation Current)

N คือสัมประสิทธิ์การแพร่กระจายพลังงาน (Emission Coefficient)

R_s คือความต้านทานอนุกรมภายใน (Ohmic Resistance)

X_{ti} คือดัชนีอุณหภูมิ ณ กระแสอิ่มตัว (Saturation Current Temperature Exponent)

E_g คือช่องพลังงาน (Energy Gap)

C_{jo} คือค่าคาปาซิแตนซ์ที่รอยต่อขณะที่ไม่ไบแอส (Zero-Bias Junction Capacitance)

M คือสัมประสิทธิ์การแบ่งชั้น (Grading Coefficient)

V_j คือระดับแรงดันที่รอยต่อ (Junction Potential)

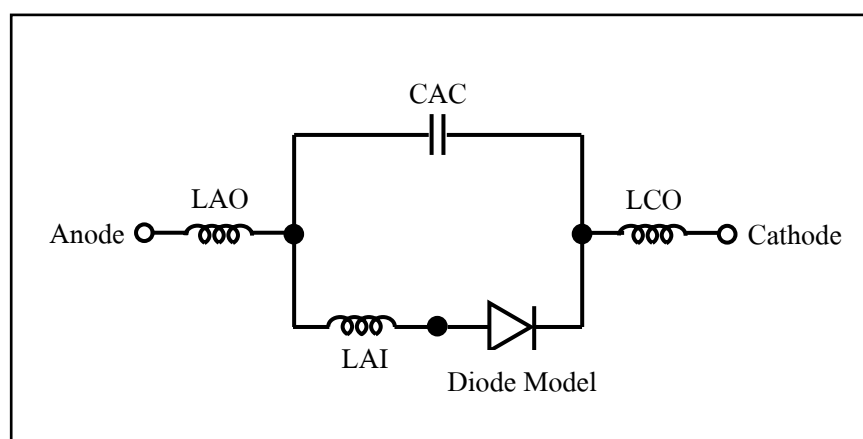
F_c คือสัมประสิทธิ์การจัดค่าคาปาซิแตนซ์ในขณะไบแอสตรง (Forward-Bias Depletion Capacitance Coefficient)

T_s คือระยะเวลาการเปลี่ยนระดับพลังงาน (Transit Time)

B_v คือแรงดันพังกลับทาง (Reverse Breakdown Voltage)

I_{bv} คือกระแส ณ แรงดันกลับทาง (Current at Reverse Breakdown Voltage)

3.2.2 โมเดลของตัวถังซ็อกเก็ตไดโอด (Package Model) โดยใช้ตัวถังแบบ SOD 323 เป็นตัวถังพลาสติกสีดำ 2 ขา มีโครงสร้างที่ต่อร่วมกับซ็อกเก็ตไดโอด ดังภาพที่ 3-5



ภาพที่ 3-5 โมเดลของตัวถัง แบบ SOD323

โมเดลของตัวถังที่บรรจุซ็อกเก็ตไดโอดอยู่นั้น จะมีวงจรเทียบเคียงที่ต้องนำไปใช้ในการจำลองการทำงานอยู่ด้วย ซึ่งมีพารามิเตอร์อยู่ 4 ตัวคือ

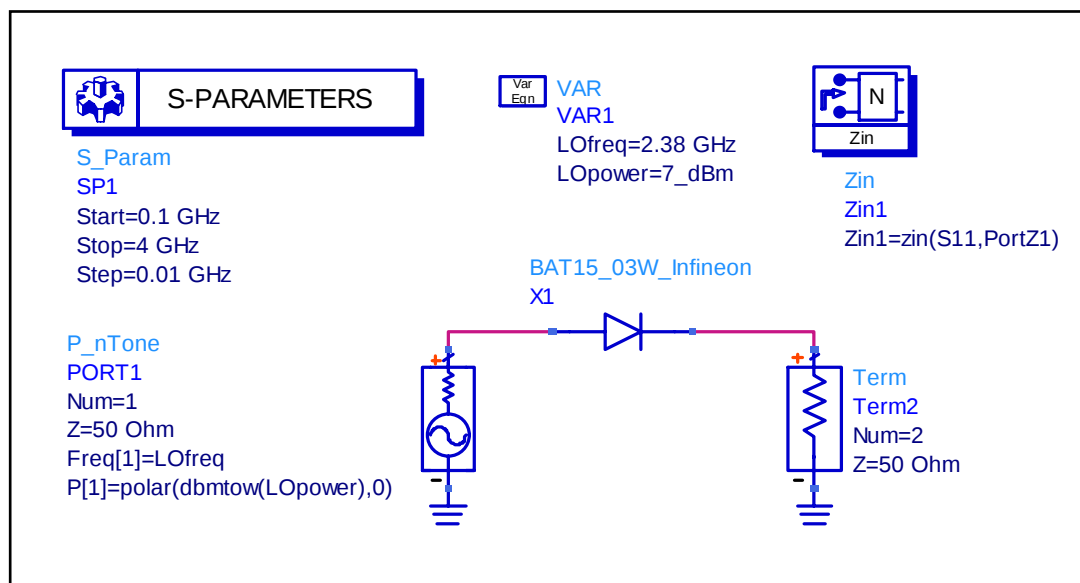
LAO มีค่าเท่ากับ 0.65 nH

LCO มีค่าเท่ากับ 0.60 nH

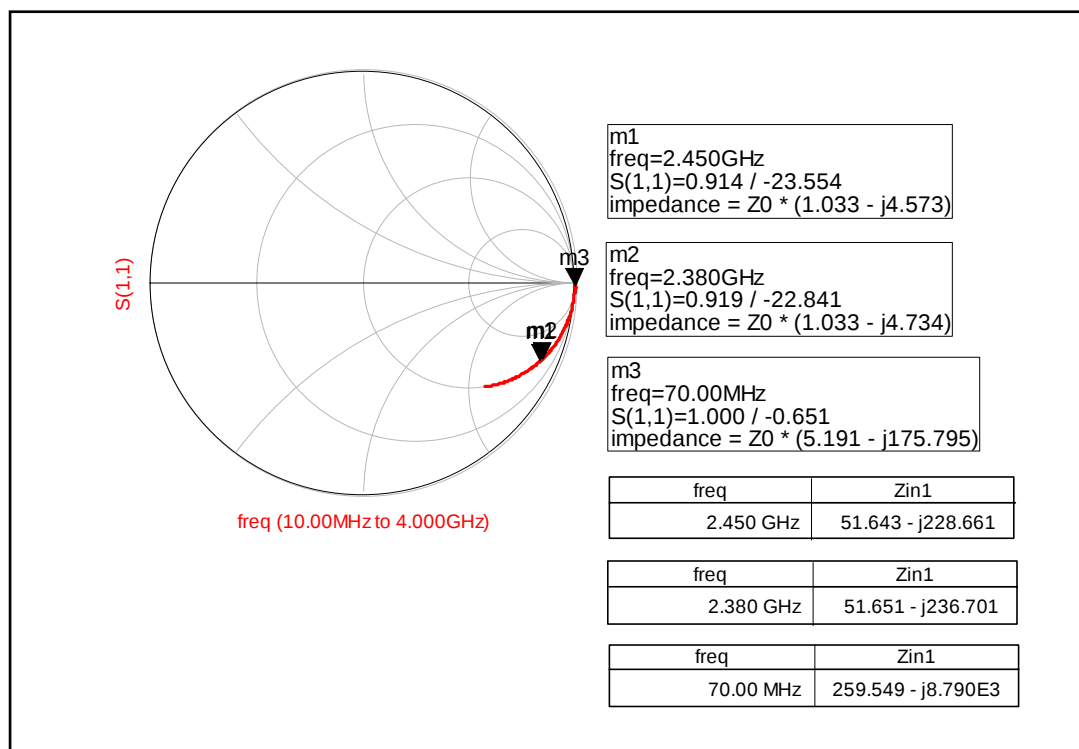
LAI มีค่าเท่ากับ 0.76 nH

CAC มีค่าเท่ากับ 0.12 pF

จากนั้นนำโมเดลของซ็อกเก็ตไดโอดไปจำลองการทำงานในโปรแกรม ADS เพื่อหาค่าแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ต่างๆคือ ค่าแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่สัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ 2.45 GHz ที่สัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง 2.38 GHz และที่สัญญาณความถี่กลาง 70 MHz ดังภาพที่ 3-6



ภาพที่ 3-6 การวัดค่าอิมพีแดนซ์ของซอร์สไดโอด



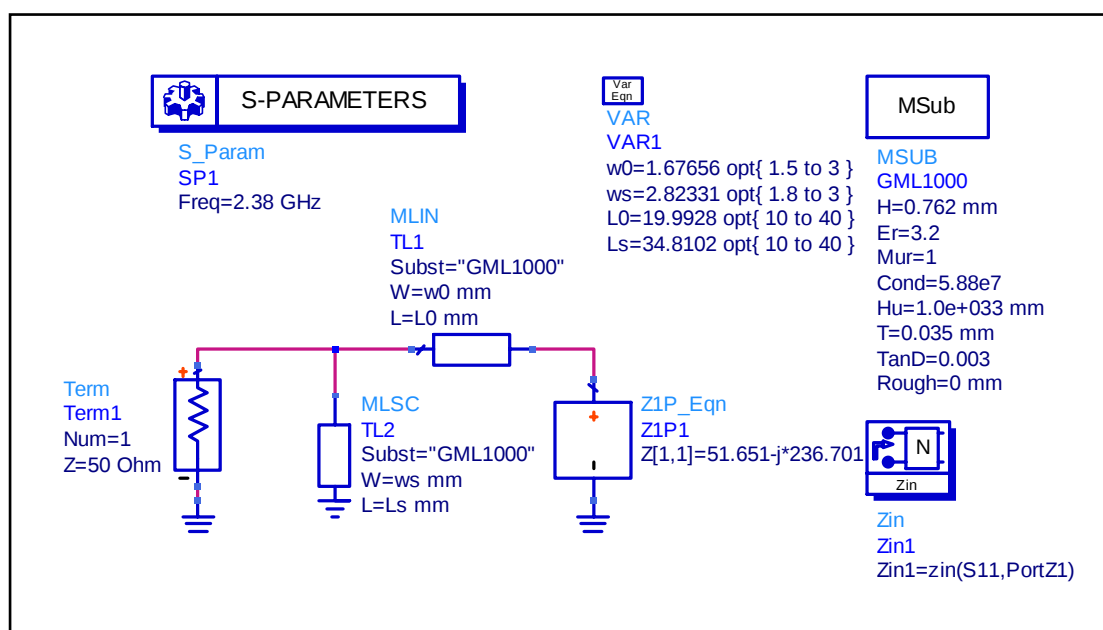
ภาพที่ 3-7 ผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของซอร์สไดโอด

3.3 วงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่คลื่นวิทยุและความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง

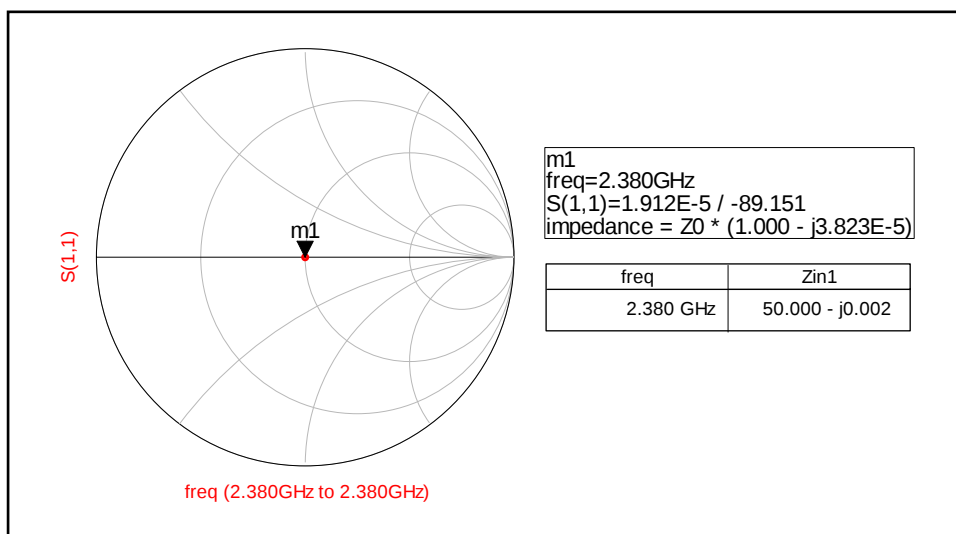
หลังจากทำการจำลองการทำงานดังภาพที่ 3-6 แล้ว ผลการหาค่าแมตซ์อิมพีแดนซ์แสดงดังภาพที่ 3-7 ซึ่งจะเห็นได้ว่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ความถี่คลื่นวิทยุและที่ความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องมีค่าใกล้เคียงกันมาก ดังนั้นการออกแบบวงจรแมตซ์จึงออกแบบเพียงวงจรเดียว โดยเลือกใช้ค่าแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง

การออกแบบวงจรแมตซ์ที่ความถี่คลื่นวิทยุและที่ความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องนั้นเริ่มจากการนำค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของซ็อกเก็ตไดโอด มาต่อร่วมกับสายนำสัญญาณไมโครสตริปและสตัป โดยเลือกใช้สตัปแบบปิดวงจร เนื่องจากใช้ความยาวเพียงครึ่งหนึ่งของสตัปแบบเปิดวงจร ทำให้สามารถลดขนาดวงจรให้เล็กลงได้ และยังสามารถช่วยป้องกันความถี่ต่ำที่มาจากพอร์ตสัญญาณความถี่กลางไม่ให้ผ่านเข้าไปที่พอร์ตสัญญาณความถี่วิทยุและพอร์ตสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องได้อีกด้วย

การหาความยาวและความกว้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริปและสตัปแบบปิดวงจรสามารถหาได้โดยใช้สมการที่ 2-31 เพื่อหาอิมพีแดนซ์และความยาวเชิงมุมของสายนำสัญญาณไมโครสตริป สมการที่ 2-32 เพื่อหาอิมพีแดนซ์และความยาวเชิงมุมของสตัปแบบปิดวงจร และสมการที่ 2-33 เพื่อหาอินพุตอิมพีแดนซ์รวมของวงจร โดยใช้โปรแกรม LineGauge เพื่อหาความกว้างและความยาวของสายนำสัญญาณไมโครสตริปและสตัปแบบปิดวงจร จากนั้นจึงนำไปจำลองการทำงานในโปรแกรม ADS ดังภาพที่ 3-8



ภาพที่ 3-8 วงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง



ภาพที่ 3-9 ผลการแมตชิงอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง

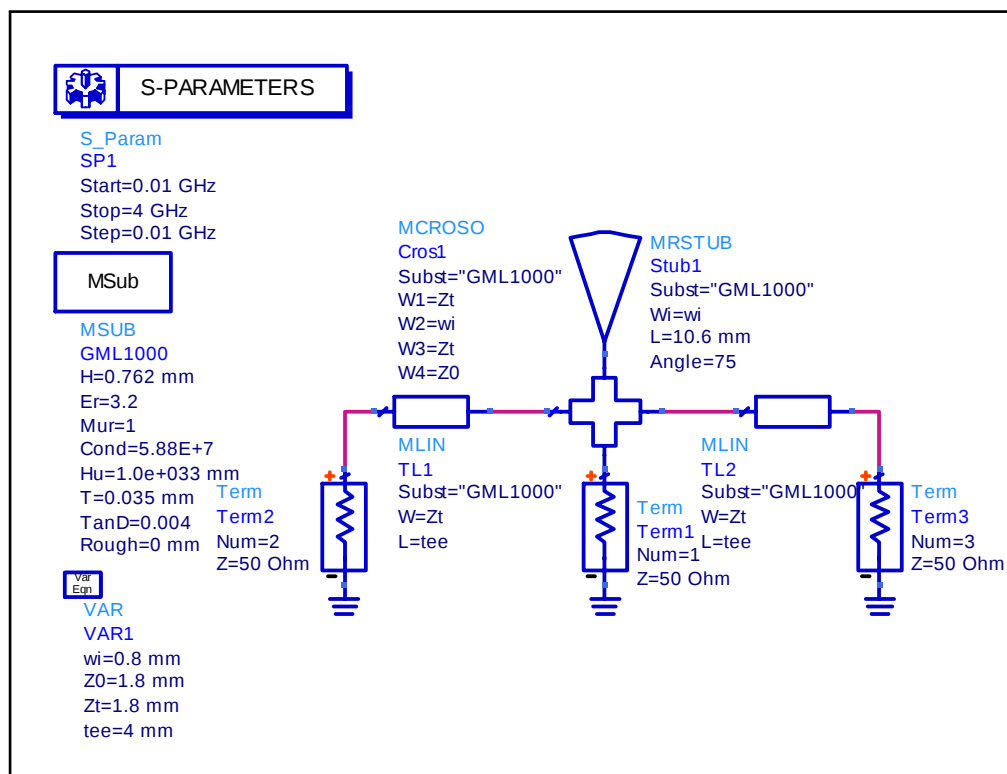
ผลการจำลองการทำงานของวงแมตชิงอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องแสดงดังภาพที่ 3-9 จะเห็นได้ว่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรแมตชิงซึ่งมีค่าเข้าใกล้ 50 โอห์ม ซึ่งเป็นค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของวงจรผสมสัญญาณ

อย่างไรก็ตาม ขนาดของวงจรแมตชิงอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ได้จากการจำลองการทำงานนี้ เป็นแค่เพียงค่าเบื้องต้นเท่านั้น ซึ่งต้องนำความกว้างและความยาวของวงจรแมตชิงอิมพีแดนซ์นี้ไปทำการหาค่าที่ดีที่สุดอีกครั้งหนึ่ง เพื่อให้ได้ค่าแมตชิงอิมพีแดนซ์ทั้งความถี่คลื่นวิทยุและความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องที่ดีที่สุด รวมถึงการปรับเปลี่ยนรูปทรงให้มีขนาดเล็กลงด้วย

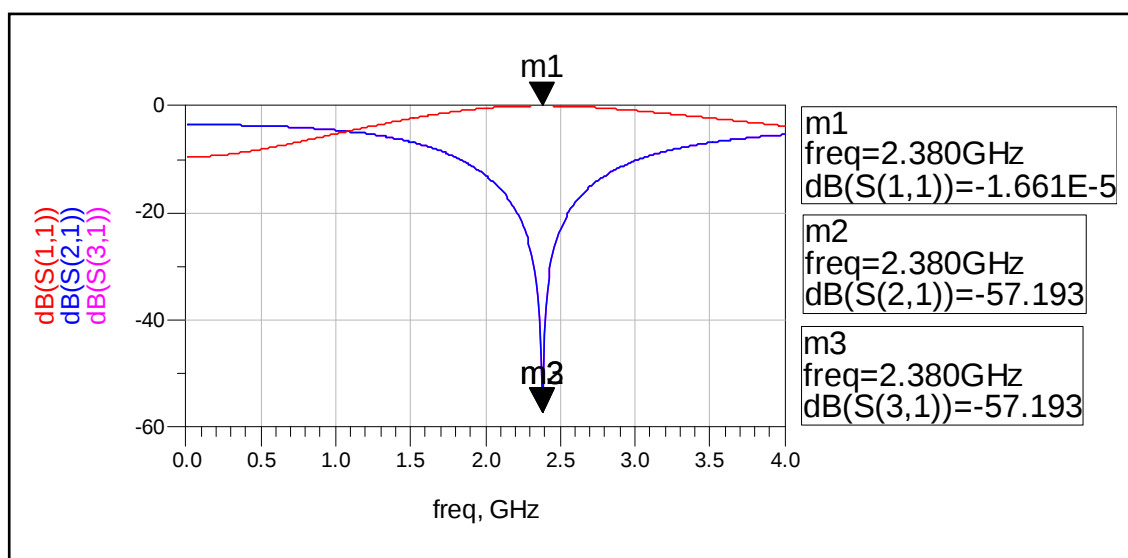
3.4 วงจรรวม/แยกสัญญาณ

วงจรรวม/แยกสัญญาณโดยทั่วไปนั้น จะใช้วงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลกินสัน (Wilkinson Power Divider/Combiner) แต่สำหรับวงจรผสมสัญญาณแล้ว วงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลกินสันจะไม่เหมาะสมในการนำมาใช้งาน เนื่องจากมีขนาดค่อนข้างใหญ่ ทำให้วงจรรวมทั้งหมดมีขนาดใหญ่ตามไปด้วย

ในงานวิจัยนี้จะสร้างวงจรรวม/แยกสัญญาณขึ้นจากรอยต่อรูปตัวทีแบบธรรมดา เนื่องจากจะทำให้วงจรมีขนาดไม่ใหญ่มากนัก และประหยัดอุปกรณ์ รวมถึงสามารถต่อสแต็ปพัด (Radial Stub) เพื่อป้องกันไม่ให้สัญญาณความถี่คลื่นวิทยุและสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องผ่านเข้าไปยังพอร์ตสัญญาณความถี่กลางได้เป็นชั้นแรก ส่วนในชั้นที่สองจึงใช้วงจรกรองผ่านต่ำเพื่อกรองสัญญาณต่อไป วงจรรวม/แยกสัญญาณโดยใช้รอยรูปตัวทีแสดงดังภาพที่ 3-10



ภาพที่ 3-10 วงจรรวม/แยกสัญญาณ โดยใช้รอยต่อรูปตัวที



ภาพที่ 3-11 ผลการวัดค่า S-Parameter ของวงจรรวม/แยกสัญญาณ โดยใช้รอยต่อรูปตัวที

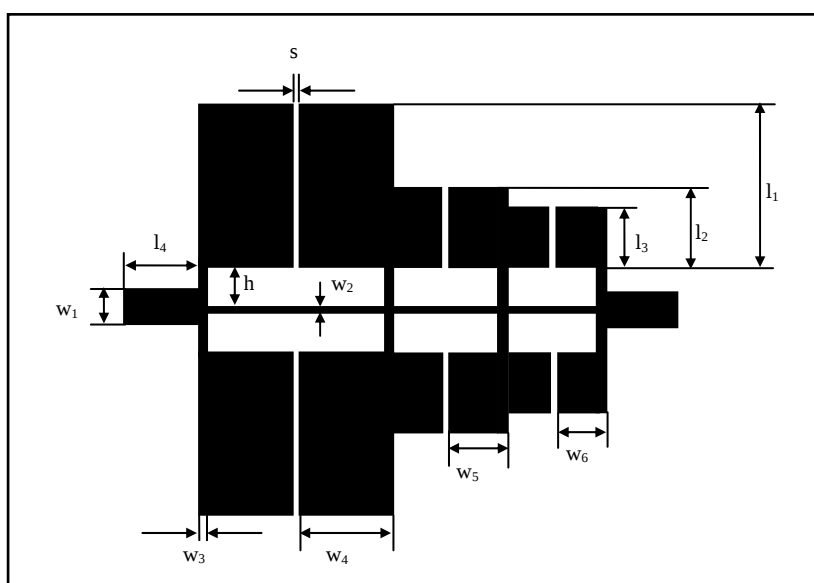
ภาพที่ 3-11 แสดงผลการวัดค่า S-Parameter ของวงจรรวม/แยกสัญญาณ โดยใช้รอยต่อรูปตัวที ซึ่งความถี่คลื่นวิทยุและความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องจะไม่สามารถผ่านไปได้

3.5 วงจรกรองผ่านต่ำ

วงจรกรองผ่านต่ำจะทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุและสัญญาณความถี่ออกไซด์เตอร์ประจำเครื่อง รวมถึงสัญญาณแปลกปลอมอื่นๆที่มีความถี่สูงกว่าความถี่ที่เรานำออกแบบไว้ ไม่ให้ผ่านไปยังพอร์ตสัญญาณความถี่กลางได้ โดยปกติการออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำที่ใช้ในวงจรผสมสัญญาณนั้นจะออกแบบโดยขึ้นอยู่กับค่าแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่กลางเป็นหลัก แต่เนื่องจากผลการจำลองการทำงานเพื่อหาค่าแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ได้จากภาพที่ 3-7 นั้น จะเห็นได้ว่าค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ความถี่กลางมีค่าเท่ากับ $259.549 - j8,790$ โอห์ม ซึ่งมีค่าที่เป็นจำนวนจินตภาพอยู่มาก ในการออกแบบวงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่กลางนี้จึงไม่เหมาะสมที่จะใช้วิธีแมตซ์ด้วยสายนำสัญญาณไมโครสตริป ควรจะใช้วิธีแมตซ์แบบองค์ประกอบลัมพ์ (Lump Element) มากกว่า

อย่างไรก็ตามในงานวิจัยนี้ได้เน้นถึงการสร้างวงจรที่มีโครงสร้างไม่ยุ่งยากนัก แต่ให้ประสิทธิภาพที่ดี ดังนั้นจึงเลือกออกแบบโดยใช้สายนำสัญญาณไมโครสตริปนำมาสร้างเป็นวงจรกรองผ่านต่ำโดยใช้วงจรกรองผ่านต่ำแบบฟังก์ชันอิลลิปติก

การออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำแบบฟังก์ชันอิลลิปติกจะใช้โปรแกรม IE3D ของบริษัท Zeland ในการออกแบบ และใช้โครงสร้างไมโครสตริปในการออกแบบเป็นเรโซเนเตอร์รูปแพตช์สี่เหลี่ยม โดยแยกการออกแบบเป็น 3 ชุดคือ ชุดแรกออกแบบที่ $\omega_s = 2$ GHz ชุดที่สองออกแบบที่ $\omega_s = 3.5$ GHz และชุดสุดท้ายออกแบบที่ $\omega_s = 4.5$ GHz จากนั้นจึงวงจรเรโซเนเตอร์ที่ออกแบบไว้ทั้งหมดนำมาต่อкасอดกันเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพในช่วงการกรองทั้งที่ดีขึ้น และนำวงจรที่ได้นี้ไปจำลองการทำงานอีกครั้งหนึ่ง



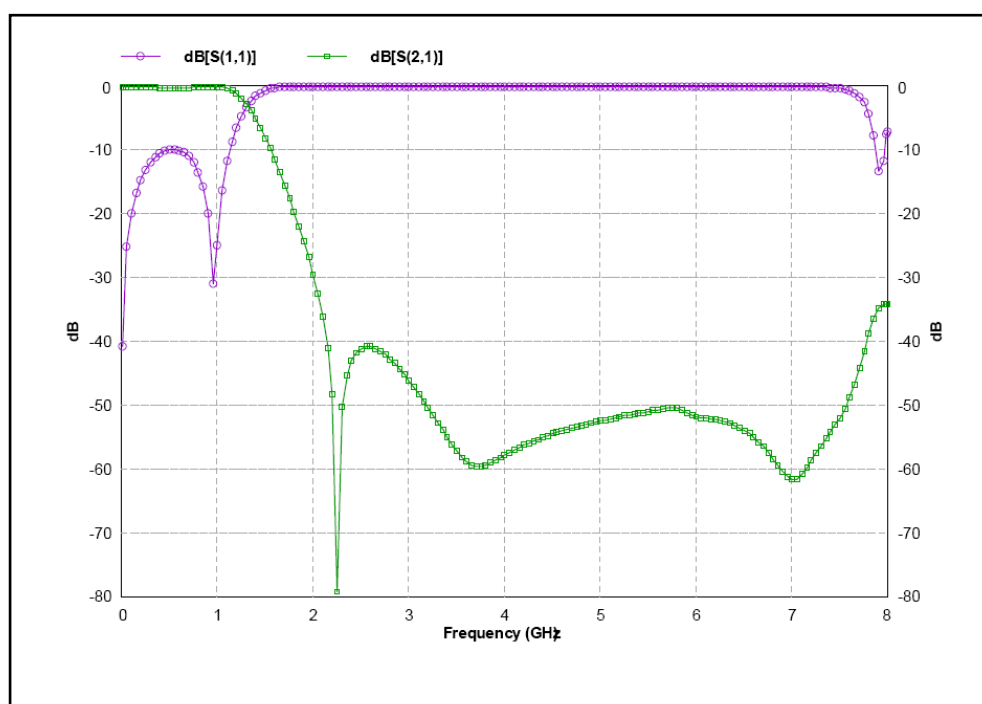
ภาพที่ 3-12 วงจรคาสเคดกรองผ่านต่ำโดยใช้ไมโครสตริปรูปแผ่นสี่เหลี่ยม

จากภาพที่ 3-12 ขนาดของวงจรกรองผ่านต่ำโดยใช้ไมโครสตริปรูปแผ่นสี่เหลี่ยมในแต่ละส่วนมีขนาดดังต่อไปนี้ โดยมีหน่วยเป็นมิลลิเมตร

ตารางที่ 3-2 ขนาดแต่ละส่วนของวงจรกรองผ่านต่ำโดยใช้ไมโครสตริปรูปแผ่นสี่เหลี่ยม

w_1	w_2	w_3	w_4	w_5	w_6	l_1	l_2	l_3	l_4	h	s
1.8	0.2	0.5	4.7	3.25	2.4	8	4	3	4	2	0.2

ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านต่ำโดยใช้ไมโครสตริปรูปแผ่นสี่เหลี่ยม ซึ่งใช้โปรแกรม IE3D ในการจำลองการทำงาน แสดงดังภาพที่ 3-13 เมื่อได้ผลการจำลองการทำงานแล้ว จากนั้นจึงบันทึกผลที่ได้นี้ให้อยู่ในรูปของไฟล์ S2P ซึ่งเป็นไฟล์ที่เก็บข้อมูลค่าพารามิเตอร์กระจาย (S-Parameter) ของวงจรกรองผ่านต่ำแบบ 2 พอร์ต จากนั้นจึงนำไฟล์ที่ได้ไปจำลองการทำงานในวงจรรวม โดยใช้โปรแกรม ADS



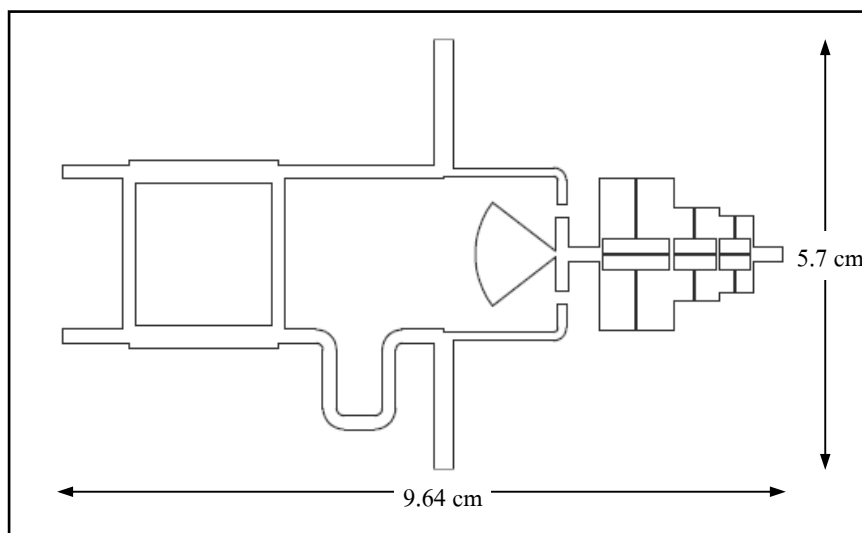
ภาพที่ 3-13 ผลการจำลองการทำงานของวงจรอนุกรมกรองผ่านต่ำไมโครสตริปรูปแผ่นสี่เหลี่ยม

3.6 วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลดความถี่ย่านไอเอสเอ็ม

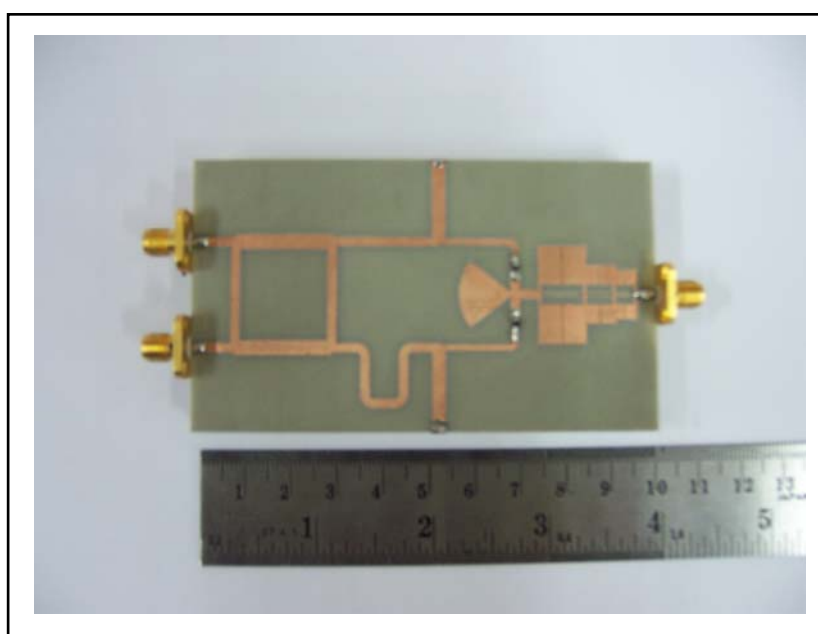
ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์

หลังจากออกแบบวงจรต่างๆ ทั้ง 4 ส่วนแล้ว วงจรทั้งหมดจะถูกนำมาประกอบเข้าด้วยกัน โดยส่วนที่เพิ่มเข้ามาคือสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มีความยาว $\lambda_g / 4$ หรือมีเฟสล่าหลัง 90 องศา เพื่อให้วงจรผสมสัญญาณสามารถใช้งานในทางเพิ่มความถี่ได้

หลังจากประกอบวงจรทั้งหมดเข้าด้วยกันแล้ว จะทำการหาค่าให้ได้ดีที่สุดอีกครั้งหนึ่งเพื่อให้ได้ค่าการสูญเสียแปลงผันที่ดีที่สุด โดยในส่วนของวงจรที่ทำการหาค่าที่ดีที่สุดคือวงจรแมตซิ่งที่สัญญาณความถี่คลื่นวิทยุและสัญญาณความถี่คลื่นออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง



ภาพที่ 3-14 โครงสร้างของวงจรผสมสัญญาณ โดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลดความถี่ย่านไอเอสเอ็ม ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์



ภาพที่ 3-15 ชิ้นงานจริงของวงจรผสมสัญญาณ โดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลดความถี่ย่านไอเอสเอ็ม ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงการทดลองและผลการทดลองวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลดความถี่ย่านไอเอสเอ็ม ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ ออกแบบบนโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป โดยใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analyzer) สำหรับวัดค่าต่างๆ และนำผลการวัดที่ได้ไปเปรียบเทียบกับผลการจำลองการทำงานผ่านโปรแกรม ADS โดยแบ่งการทดลองออกเป็น 2 ส่วนคือ

1. การวัดผลและเปรียบเทียบการจำลองการทำงานของวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มความถี่
2. การวัดผลและเปรียบเทียบการจำลองการทำงานของวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับลดความถี่

ในการทดลองวัดผลทั้งสองส่วนนี้ ใช้หลักการเกณฑ์ในการวัดเหมือนกัน โดยในแต่ละส่วนจะทำการวัดผลดังต่อไปนี้คือ

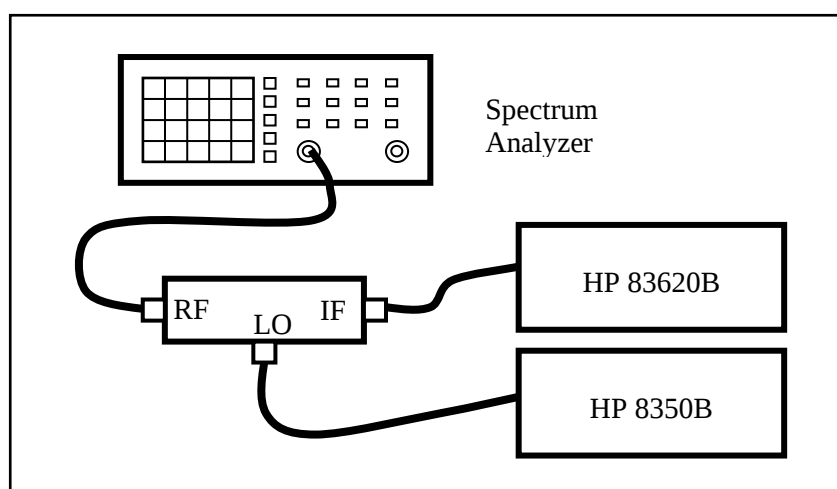
1. ค่าอัตราขยายแปลงผัน (Conversion Gain)
2. ค่าการลดทอนที่ 1 dB ($P_{1\text{ dB}}$ Compression)
3. ไอโซเลชันระหว่างพอร์ต์ โดยแยกเป็นไอโซเลชันระหว่างสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องกับสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ (LO-RF Isolation) ไอโซเลชันระหว่างสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องกับสัญญาณความถี่กลาง (LO-IF Isolation) และไอโซเลชันระหว่างสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุกับสัญญาณความถี่กลาง (RF-IF Isolation) หรือสัญญาณความถี่กลางกับสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ (IF-RF Isolation)
4. ค่าแบนด์วิดท์ (Bandwidth)
5. ค่า IIP3 (Third-Order Input Intercept Point) และ OIP3 (Third-Order Output Intercept Point)

4.1 การทดลองวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลดความถี่

4.1.1 การวัดทดสอบค่าอัตราขยายแปลงผัน

ค่าอัตราขยายแปลงผันคือค่าผลต่างกำลังงานของสัญญาณเอาต์พุตที่ถูกผสมสัญญาณแล้วกับค่ากำลังงานของสัญญาณอินพุต ซึ่งโดยปกติในวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดจะมีค่ากำลังงานที่เอาต์พุตน้อยกว่ากำลังงานที่อินพุตเสมอ

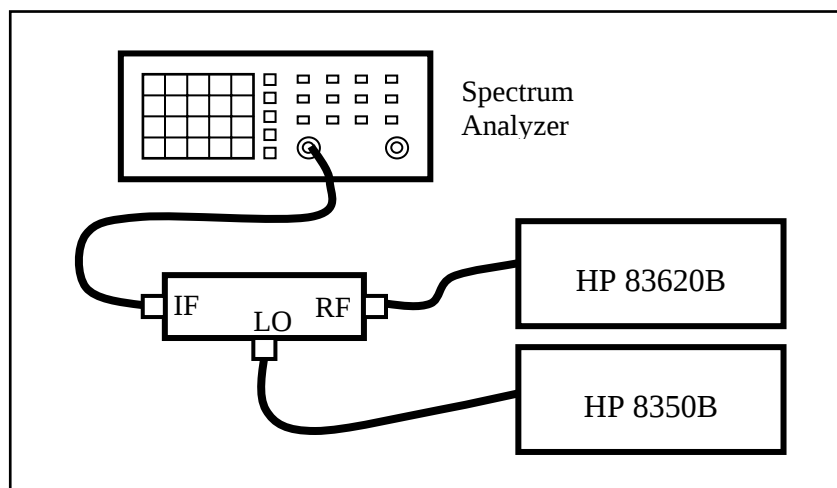
ในการทดลองวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มความถี่ การวัดทดสอบค่าอัตราขยายแปลงผันจะใช้ความถี่ 70 MHz สำหรับสัญญาณความถี่กลางเป็นอินพุต (IF Input) และใช้ความถี่ 2.38 GHz สำหรับป้อนเป็นสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง ซึ่งมีระดับกำลังสัญญาณความถี่กลางเท่ากับ 0 dBm โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ รุ่น HP 83620B และมีระดับกำลังสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องปรับเปลี่ยนค่าครั้งละ 1 dBm ตั้งแต่ -5 dBm ถึง 10 dBm โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ รุ่น HP 8350B ทำการวัดสัญญาณความถี่วิทยุที่เอาต์พุต (RF Output) ที่ความถี่เท่ากับสัญญาณความถี่กลางรวมกับสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องโดยใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม รุ่น TR 4133A ทำการวัดผล สามารถแสดงการวัดทดสอบได้ดังภาพที่ 4-1



ภาพที่ 4-1 การวัดทดสอบค่าอัตราขยายแปลงผันในวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่

การทดลองวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับลดความถี่นั้นจะมีการวัดค่าอัตราขยายแปลงผันที่คล้ายกับแบบเพิ่มความถี่ โดยใช้ความถี่ 2.45 GHz สำหรับสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุเป็นอินพุต (RF Input) และใช้ความถี่ 2.38 GHz สำหรับป้อนเป็นสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง ซึ่งมีระดับกำลังสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุเท่ากับ -30 dBm โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ รุ่น HP 83620B และมีระดับกำลังสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องปรับเปลี่ยนค่าครั้งละ 1 dBm ตั้งแต่ -5 dBm ถึง 10 dBm โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ รุ่น HP 8350B ทำการวัดสัญญาณความถี่กลางที่เอาต์พุต (IF Output) ที่ความถี่เท่ากับสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุลบ

ด้วยสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง โดยใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม รุ่น TR 4133A ทำการวัดผล สามารถแสดงการวัดทดสอบได้ดังภาพที่ 4-2



ภาพที่ 4-2 การวัดทดสอบค่าอัตราขยายแปลงผันในวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่

4.1.2 การวัดทดสอบค่าการลดทอนที่ 1 dB

ค่าการลดทอนที่ 1 dB คือค่าที่สัญญาณเอาต์พุตให้อัตราขยายลดลง 1 dB จากค่าอัตราขยายปกติ แม้เราป้อนกำลังงานอินพุตให้มากขึ้นกว่าจุดนี้ ก็ไม่สามารถเพิ่มอัตราขยายได้

การวัดทดสอบค่าการลดทอนที่ 1 dB จะทำการวัดทดสอบคล้ายกับการวัดค่าอัตราขยายแปลงผัน ในการวัดทดสอบวงจรสำหรับเพิ่มความถี่จะใช้ความถี่ 70 MHz สำหรับสัญญาณความถี่กลางเป็นอินพุต และใช้ความถี่ 2.38 GHz สำหรับป้อนเป็นสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง ซึ่งป้อนระดับกำลังสัญญาณความถี่กลางปรับเปลี่ยนค่าครั้งละ 1 dBm ตั้งแต่ -10 dBm ถึง 10 dBm โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ รุ่น HP 8350B และป้อนระดับกำลังสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องเท่ากับ 7 dBm โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ รุ่น HP 83620B ทำการวัดสัญญาณความถี่วิทยุที่เอาต์พุตที่ความถี่เท่ากับสัญญาณความถี่กลางรวมกับสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องโดยใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม รุ่น TR 4133A ทำการวัดผล ลักษณะการต่อวงจรวัดทดสอบเหมือนกับภาพที่ 4-1

ส่วนการวัดทดสอบค่าการลดทอนที่ 1 dB ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่ ก็มีลักษณะการวัดเช่นเดียวกับวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่ โดยใช้ความถี่ 2.45 GHz สำหรับสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุเป็นอินพุต และใช้ความถี่ 2.38 GHz สำหรับป้อนเป็นสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง ป้อนระดับกำลังสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุปรับเปลี่ยนค่าครั้งละ 5 dBm ตั้งแต่ -40 dBm ถึง 10 dBm โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ รุ่น HP 83620B และป้อนกำลังสัญญาณ

ความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องเท่ากับ 7 dBm โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ รุ่น HP 8350B ทำการวัดสัญญาณความถี่กลางที่เอาต์พุต ที่ความถี่เท่ากับสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุลบด้วยสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง โดยใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม รุ่น TR 4133A ทำการวัดผล ลักษณะการต่อวงจรวัดทดสอบเหมือนกับภาพที่ 4-2

4.1.3 การวัดทดสอบค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ต

ค่าไอโซเลชัน คือค่าที่เป็นตัวบ่งบอกว่ามีสัญญาณรั่วไหลระหว่างพอร์ตในปริมาณแค่ไหน โดยการวัดทดสอบค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตนี้ ใช้วิธีการอ่านค่าจากเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม และจดบันทึกค่าที่เราต้องการ สำหรับการวัดค่าไอโซเลชันระหว่างสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องกับสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ (LO-RF) และไอโซเลชันระหว่างสัญญาณความถี่กลางกับสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ (IF-RF) ต่อวงจรวัดทดสอบดังภาพที่ 4-1 ใช้ความถี่ 70 MHz สำหรับสัญญาณความถี่กลาง และใช้ความถี่ปรับเปลี่ยนค่าครั้งละ 100 MHz ตั้งแต่ 1 GHz ถึง 3 GHz สำหรับใช้เป็นสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง ป้อนระดับกำลังสัญญาณความถี่กลางเท่ากับ 0 dBm โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ รุ่น HP 8350B และป้อนระดับกำลังสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องเท่ากับ 7 dBm โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ รุ่น HP 83620B ทำการวัดสัญญาณความถี่วิทยุที่เอาต์พุต ที่ความถี่เท่ากับสัญญาณความถี่กลางรวมกับสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องโดยใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม รุ่น TR 4133A ทำการวัดผล ส่วนการวัดค่าไอโซเลชันระหว่างสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องกับสัญญาณความถี่กลาง (LO-IF) และไอโซเลชันระหว่างสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุกับสัญญาณความถี่กลาง (RF-IF) ต่อวงจรวัดทดสอบดังภาพที่ 4-2 ใช้ความถี่ปรับเปลี่ยนค่าครั้งละ 100 MHz ตั้งแต่ 1.07 GHz ถึง 3.07 GHz สำหรับสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ และใช้ความถี่ปรับเปลี่ยนค่าครั้งละ 100 MHz ตั้งแต่ 1 GHz ถึง 3 GHz สำหรับป้อนเป็นสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง ซึ่งมีระดับกำลังสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุเท่ากับ -30 dBm โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ รุ่น HP 83620B และมีระดับกำลังสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องเท่ากับ 7 dBm โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ รุ่น HP 8350B ทำการวัดสัญญาณความถี่กลางที่เอาต์พุต ที่ความถี่เท่ากับสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุลบด้วยสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง โดยใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม รุ่น TR 4133A วัดผล

4.1.4 การวัดทดสอบค่าแบนด์วิดท์

ค่าแบนด์วิดท์ ในที่นี้หมายถึงช่วงความกว้างของความถี่อินพุตที่ป้อนเข้ามาที่จะทำให้ค่าอัตราขยายแปลงผันมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าที่ยอมรับได้ [11] คือไม่ต่ำกว่า -8 dB การวัดทดสอบค่าแบนด์วิดท์ ทำเช่นเดียวกับการวัดทดสอบค่าไอโซเลชันทุกประการ เพียงแต่จดบันทึกเฉพาะค่าอัตราขยายแปลงผันเท่านั้น

4.1.5 การวัดทดสอบค่า IIP3 และค่า OIP3

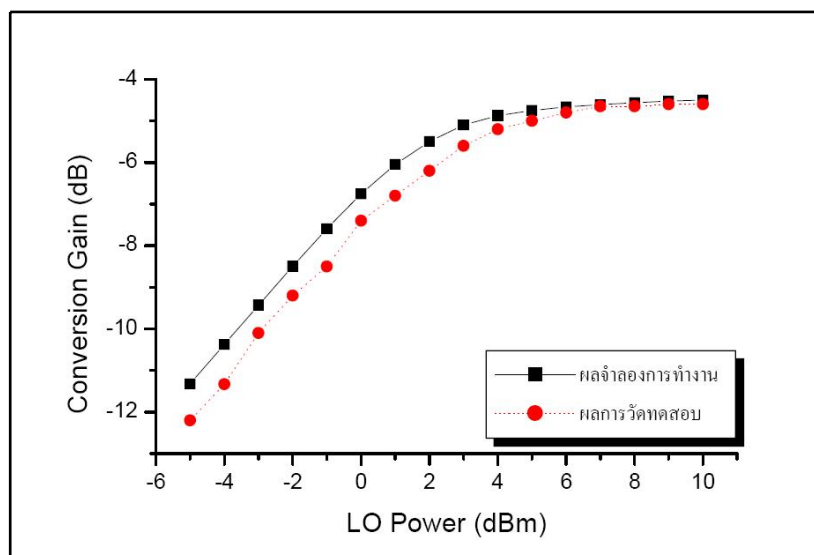
ค่า IIP3 และค่า OIP3 คือค่ากำลังงานอินพุตและเอาต์พุตที่จุดตัดของกราฟ ระหว่างค่าความถี่เอาต์พุตที่เราออกแบบไว้ (Fundamental) กับความถี่กำลังที่สาม (Third Order) เรียกจุดตัดกราฟนี้ว่า จุดตัดกำลังสาม (Third Order Intercept Point : IP3) ค่านี้จะเป็นตัวชี้วัดว่าวงจรผสมสัญญาณที่เราออกแบบไว้มีความสามารถในการป้องกันสัญญาณรบกวน (Rejecting ability) ในช่วงความถี่ที่ใช้งานมากน้อยแค่ไหน

การวัดทดสอบค่า IIP3 และค่า OIP3 ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่ ทำโดยต่อวงจรดังภาพที่ 4-1 ซึ่งเราจะทดสอบโดยใช้สัญญาณ 2 ความถี่ป้อนให้อินพุต สัญญาณมีความแตกต่างกัน 200 kHz คือใช้ความถี่ 70.1 MHz และ 69.9 MHz สำหรับสัญญาณความถี่กลาง และใช้ความถี่เท่ากับ 2.38 GHz สำหรับใช้เป็นสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง ป้อนระดับกำลังสัญญาณความถี่กลางทั้งสองเท่ากันคือ -3 dBm โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ รุ่น HP 8350B และป้อนระดับกำลังสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องเท่ากับ 7 dBm โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ รุ่น HP 83620B ทำการวัดสัญญาณความถี่วิทยุที่เอาต์พุต ที่ความถี่เท่ากับสัญญาณความถี่อินพุตความถี่แรก (70.1 MHz) รวมกับสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง (2.38 GHz) ซึ่งจะได้ความถี่ที่ต้องวัดทดสอบคือ 2.4501 GHz และวัดสัญญาณที่ความถี่กำลังสามคือความถี่สองเท่าของสัญญาณความถี่อินพุตแรกลบด้วยความถี่อินพุตที่สอง บวกกับสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง ซึ่งจะได้ความถี่ที่ต้องวัดทดสอบคือ 2.4503 GHz ทำการวัดโดยใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม รุ่น TR 4133A

การวัดทดสอบค่า IIP3 และค่า OIP3 ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่ ทำโดยต่อวงจรดังภาพที่ 4-2 ซึ่งเราจะทดสอบโดยใช้สัญญาณ 2 ความถี่ป้อนให้อินพุต สัญญาณมีความแตกต่างกัน 200 kHz คือใช้ความถี่ 2.4501 GHz และ 2.4499 GHz สำหรับสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ และใช้ความถี่เท่ากับ 2.38 GHz สำหรับใช้เป็นสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง ป้อนระดับกำลังสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุทั้งสองเท่ากันคือ -33 dBm โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ รุ่น HP 8350B และป้อนระดับกำลังสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องเท่ากับ 7 dBm โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ รุ่น HP 83620B ทำการวัดสัญญาณความถี่วิทยุที่เอาต์พุต ที่ความถี่เท่ากับสัญญาณความถี่อินพุตความถี่แรก (2.4501 GHz) ลบด้วยสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง (2.38 GHz) ซึ่งจะได้ความถี่ที่ต้องวัดทดสอบคือ 70.1 MHz และวัดสัญญาณที่ความถี่กำลังสาม คือความถี่สองเท่าของสัญญาณความถี่อินพุตแรกลบด้วยความถี่อินพุตที่สอง ลบด้วยสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง ซึ่งจะได้ความถี่ที่ต้องวัดทดสอบคือ 70.3 MHz ทำการวัดโดยใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม รุ่น TR 4133A

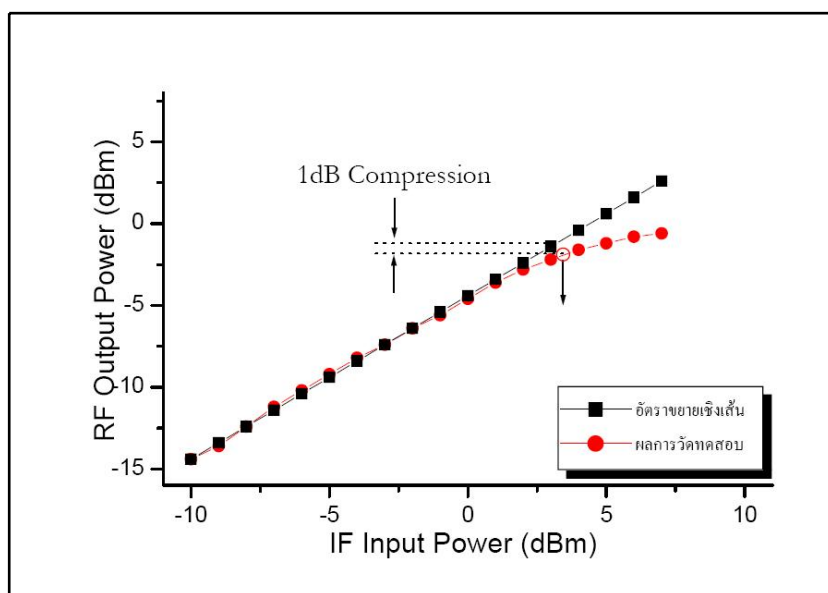
4.2 ผลการทดลองวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มความถี่

4.2.1 ภาพที่ 4-3 แสดงผลการวัดทดสอบค่าอัตราขยายแปลงผันเปรียบเทียบกับผลการจำลองการทำงานที่ได้จากโปรแกรม ADS



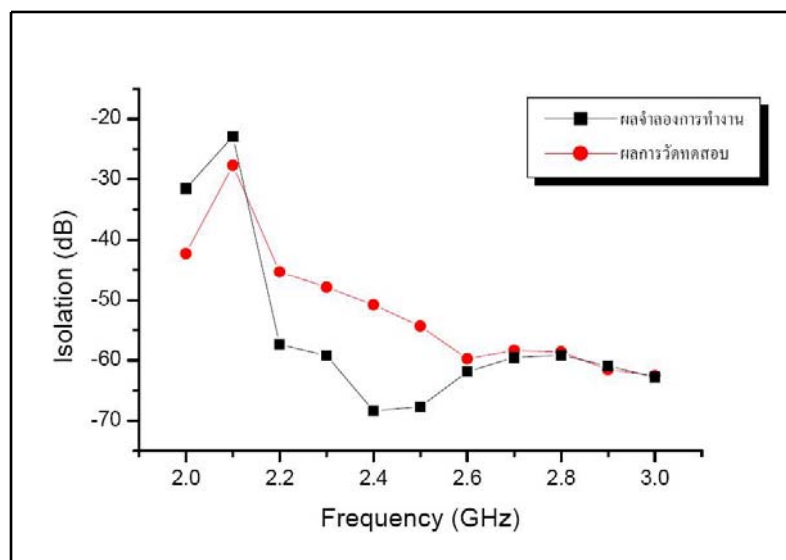
ภาพที่ 4-3 ผลวัดทดสอบค่าอัตราขยายแปลงผันในวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่

4.2.2 ภาพที่ 4-4 แสดงผลการวัดทดสอบค่าการลดทอนที่ 1 dB เปรียบเทียบกับการจำลองการทำงานที่ได้จากโปรแกรม ADS



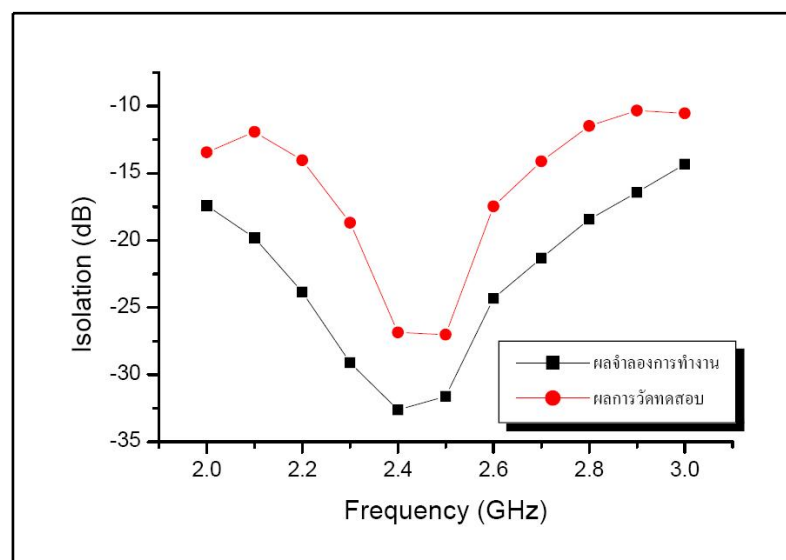
ภาพที่ 4-4 ผลวัดทดสอบค่าการลดทอนที่ 1 dB ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่

4.2.3 ภาพที่ 4-5 แสดงผลการวัดทดสอบค่าไอโซเลชันระหว่างสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องกับสัญญาณความถี่กลาง (LO-IF) เปรียบเทียบกับการจำลองการทำงานที่ได้จากโปรแกรม ADS



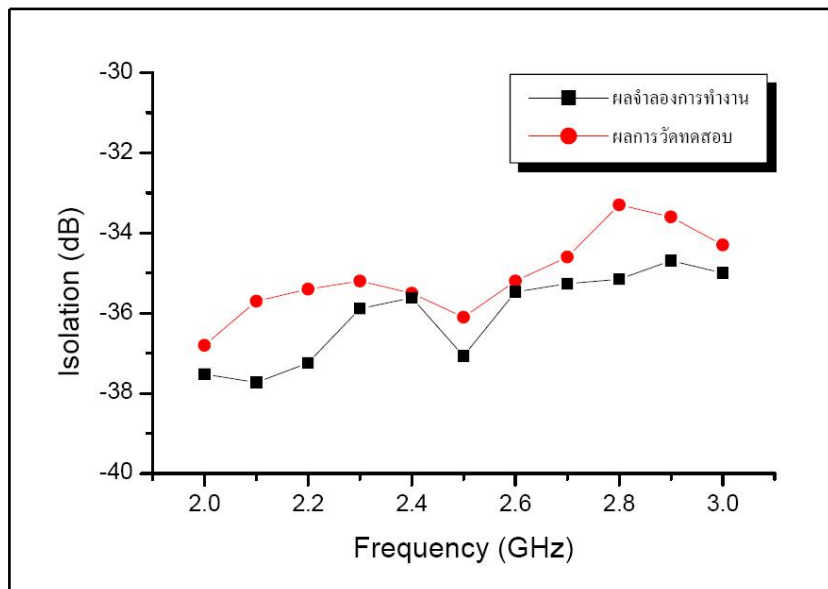
ภาพที่ 4-5 ผลวัดทดสอบค่าไอโซเลชันจาก LO ไปยัง IF ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่

4.2.4 ภาพที่ 4-6 แสดงผลการวัดทดสอบค่าไอโซเลชันระหว่างสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องกับสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ (LO-RF) เปรียบเทียบกับการจำลองการทำงานที่ได้จากโปรแกรม ADS



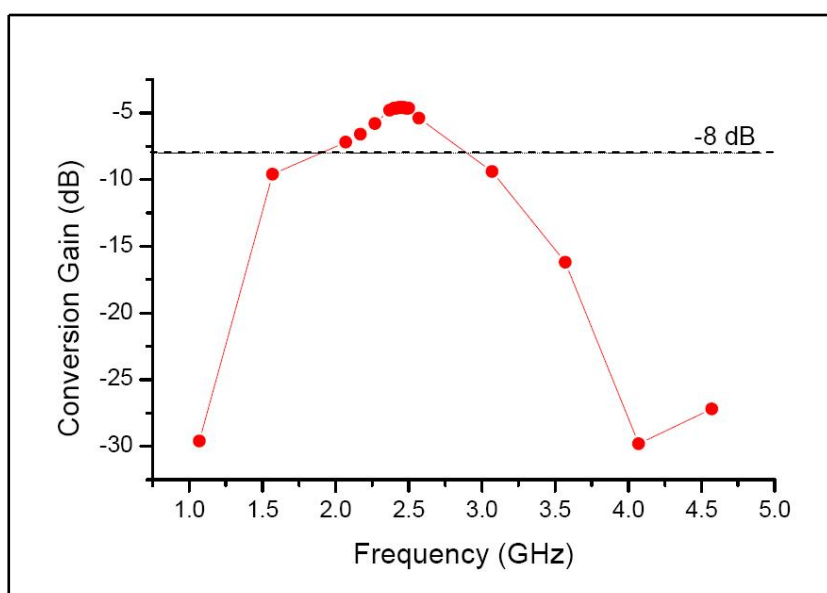
ภาพที่ 4-6 ผลวัดทดสอบค่าไอโซเลชันจาก LO ไปยัง RF ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่

4.2.5 ภาพที่ 4-7 แสดงผลการวัดทดสอบค่าไอโซเลชันระหว่างสัญญาณความถี่กลางกับสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ (IF-RF) เปรียบเทียบกับการจำลองการทำงานที่ได้จากโปรแกรม ADS



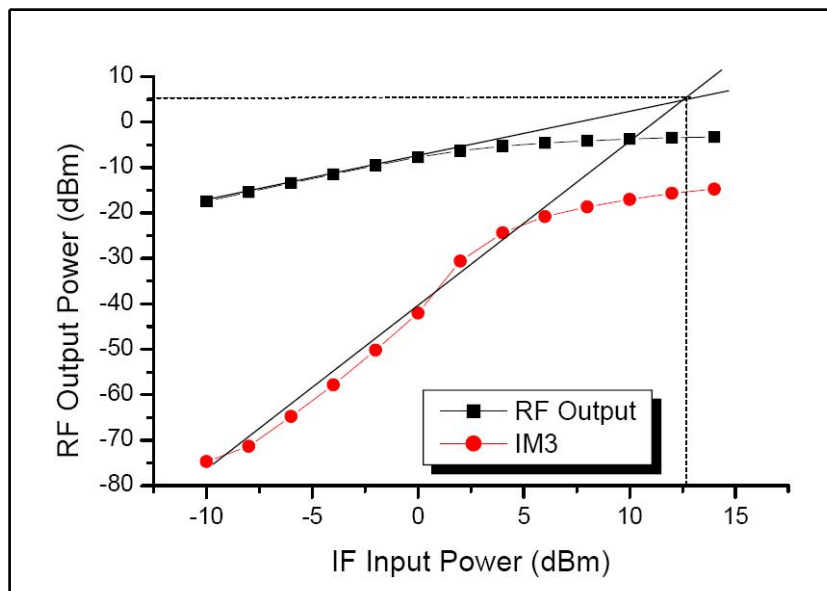
ภาพที่ 4-7 ผลวัดทดสอบค่าไอโซเลชันจาก IF ไปยัง RF ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่

4.2.6 ภาพที่ 4-8 แสดงผลการวัดทดสอบค่าแบนด์วิดท์ เปรียบเทียบกับการจำลองการทำงานที่ได้จากโปรแกรม ADS



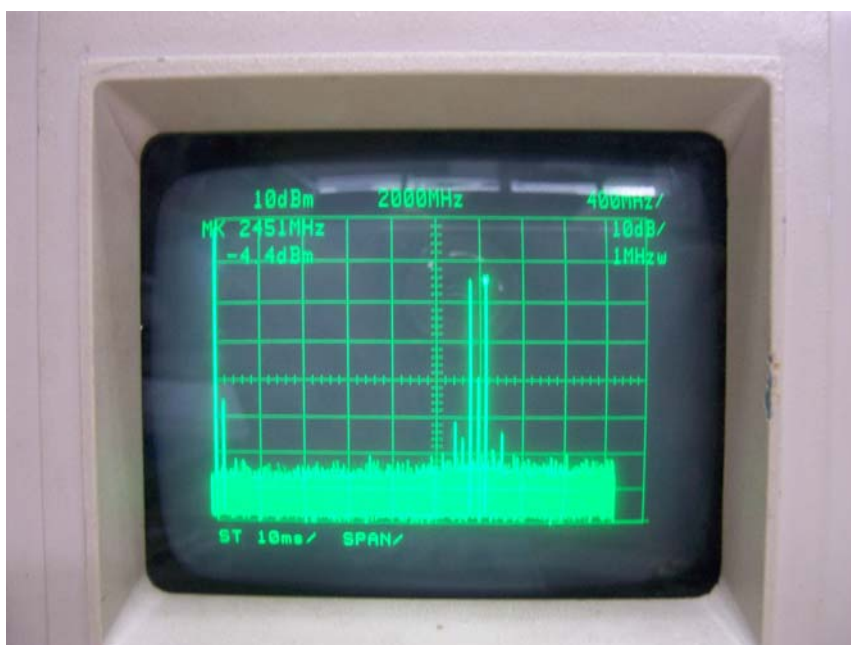
ภาพที่ 4-8 ผลวัดทดสอบค่าแบนด์วิดท์ ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่

4.2.7 ภาพที่ 4-9 แสดงผลการวัดทดสอบค่า IIP3 และ ค่า OIP3 เปรียบเทียบกับการจำลองการทำงานที่ได้จากโปรแกรม ADS



ภาพที่ 4-9 ผลวัดทดสอบค่า IIP3 และค่า OIP3 ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่

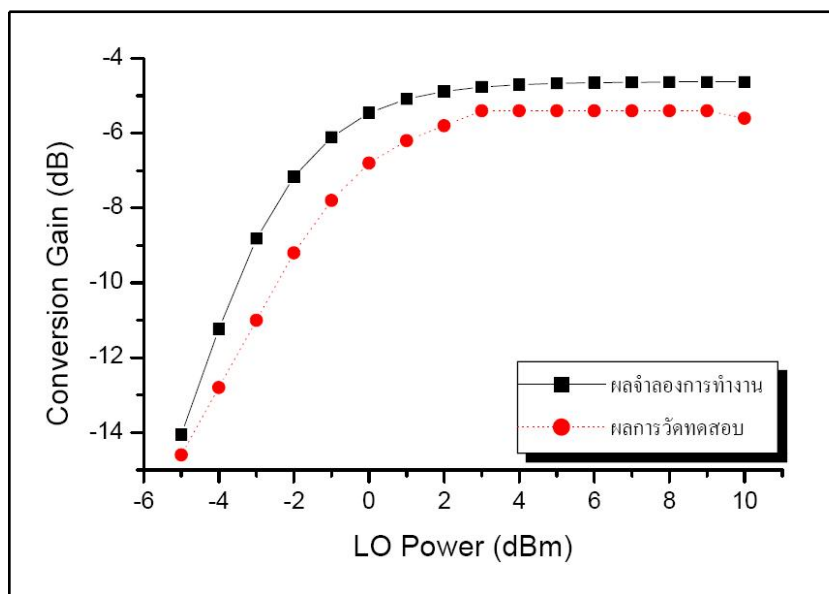
4.2.8 ภาพที่ 4-10 แสดงผลการวัดสเปกตรัมวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มความถี่



ภาพที่ 4-10 ผลวัดสเปกตรัมวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่

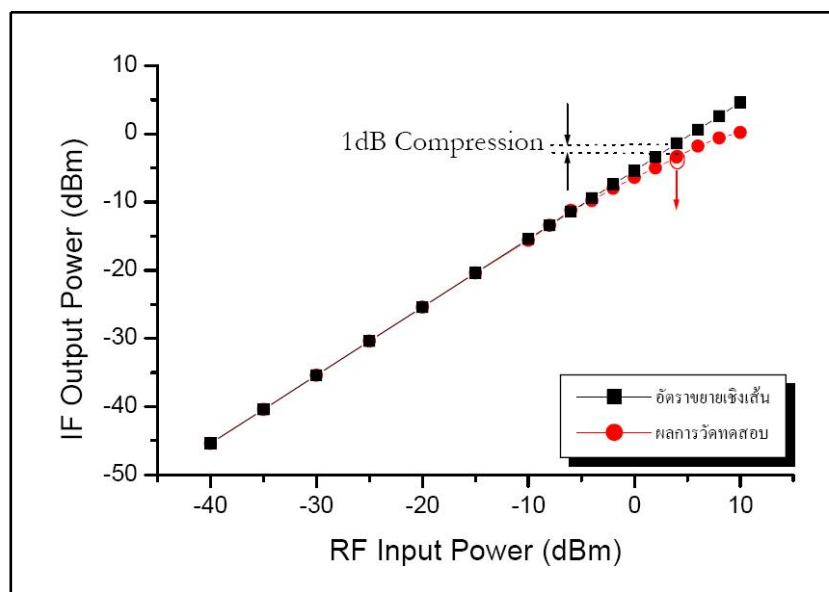
4.3 ผลการทดลองวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับลดความถี่

4.3.1 ภาพที่ 4-11 แสดงผลการวัดทดสอบค่าอัตราขยายแปลงผันเปรียบเทียบกับผลการจำลองที่ได้จากโปรแกรม ADS



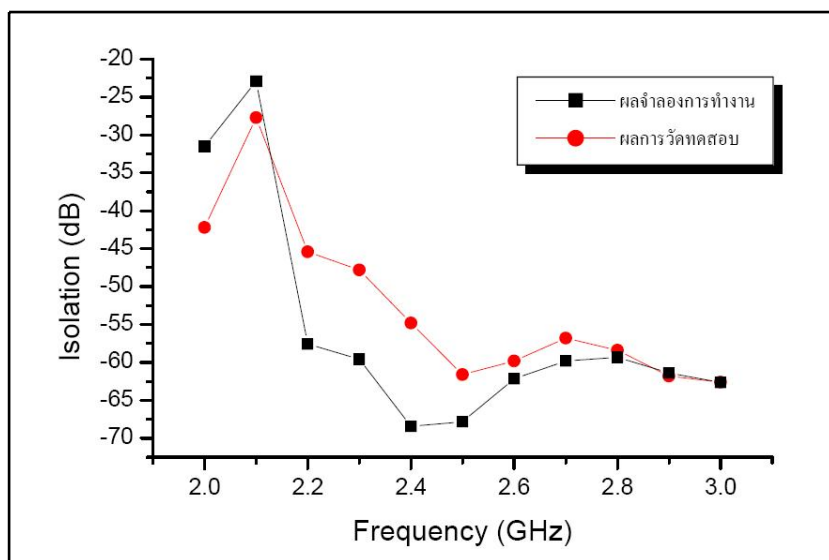
ภาพที่ 4-11 ผลวัดทดสอบค่าอัตราขยายแปลงผันในวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่

4.3.2 ภาพที่ 4-12 แสดงผลการวัดทดสอบค่าการลดทอนที่ 1 dB เปรียบเทียบกับผลการจำลองที่ได้จากโปรแกรม ADS



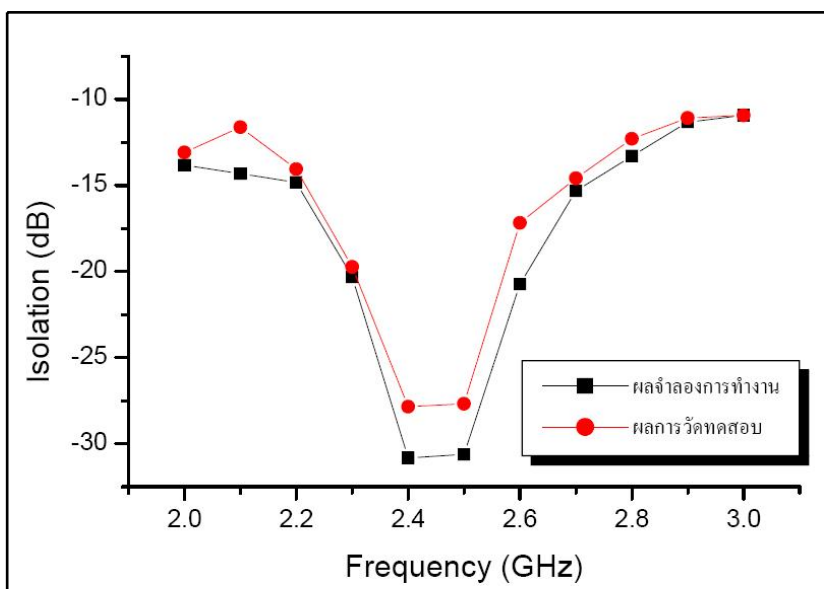
ภาพที่ 4-12 ผลวัดทดสอบค่าการลดทอนที่ 1 dB ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่

4.3.3 ภาพที่ 4-13 แสดงผลการวัดทดสอบค่าไอโซเลชันระหว่างสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องกับสัญญาณความถี่กลาง (LO to IF) เปรียบเทียบกับการจำลองการทำงานที่ได้จากโปรแกรม ADS



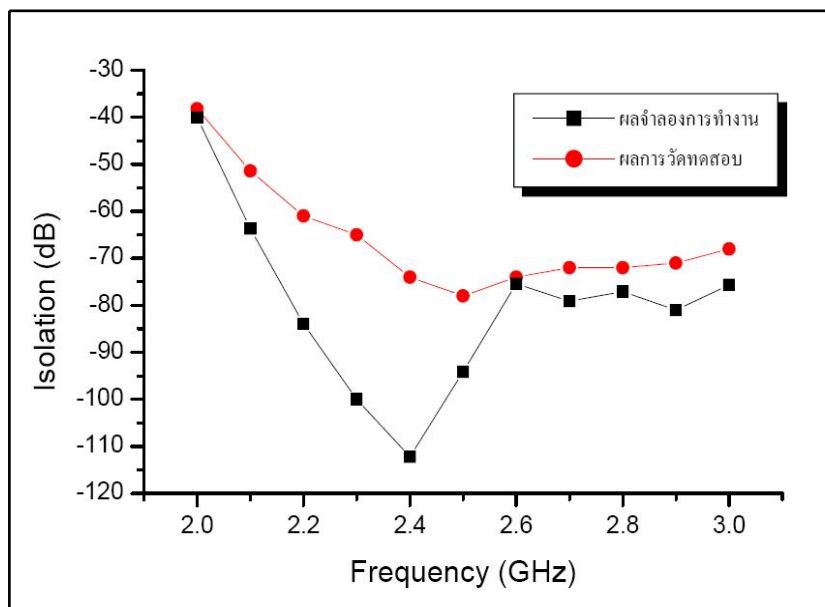
ภาพที่ 4-13 ผลวัดทดสอบค่าไอโซเลชันจาก LO ไปยัง IF ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่

4.3.4 ภาพที่ 4-14 แสดงผลการวัดทดสอบค่าไอโซเลชันระหว่างสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องกับสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ (LO to RF) เปรียบเทียบกับการจำลองการทำงานที่ได้จากโปรแกรม ADS



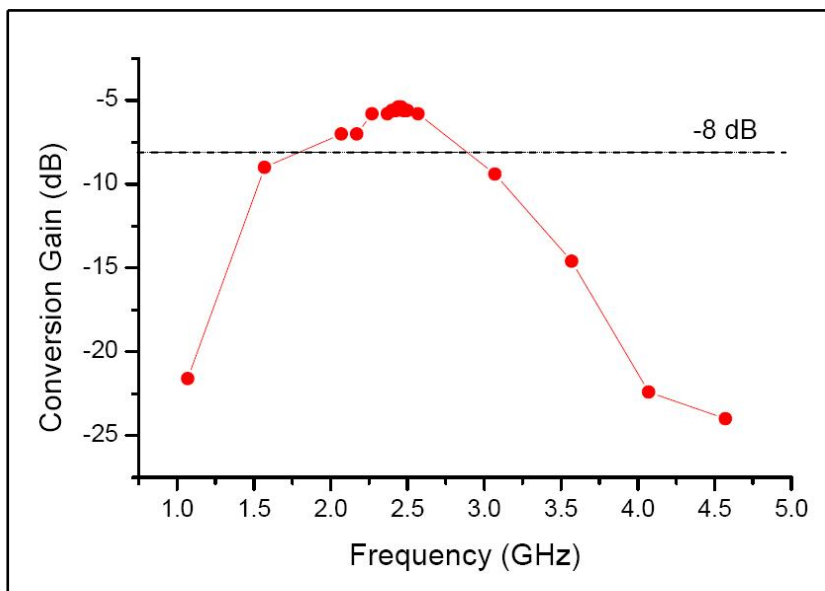
ภาพที่ 4-14 ผลวัดทดสอบค่าไอโซเลชันจาก LO ไปยัง RF ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่

4.3.5 ภาพที่ 4-15 แสดงผลการวัดทดสอบค่าไอโซเลชันระหว่างสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุกับสัญญาณความถี่กลาง (RF to IF) เปรียบเทียบกับการจำลองการทำงานที่ได้จากโปรแกรม ADS



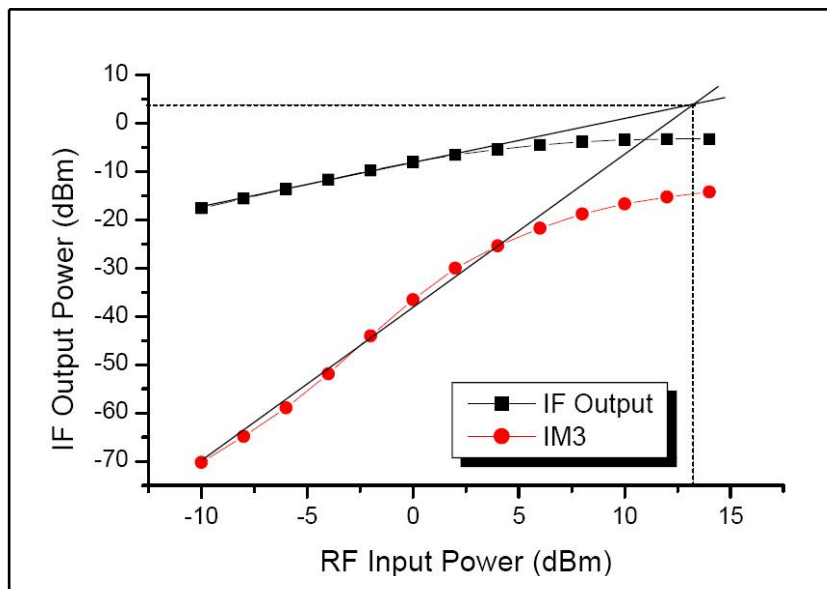
ภาพที่ 4-15 ผลวัดทดสอบค่าไอโซเลชันจาก RF ไปยัง IF ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่

4.3.6 ภาพที่ 4-16 แสดงผลการวัดทดสอบค่าแบนด์วิดท์ เปรียบเทียบกับการจำลองการทำงานที่ได้จากโปรแกรม ADS



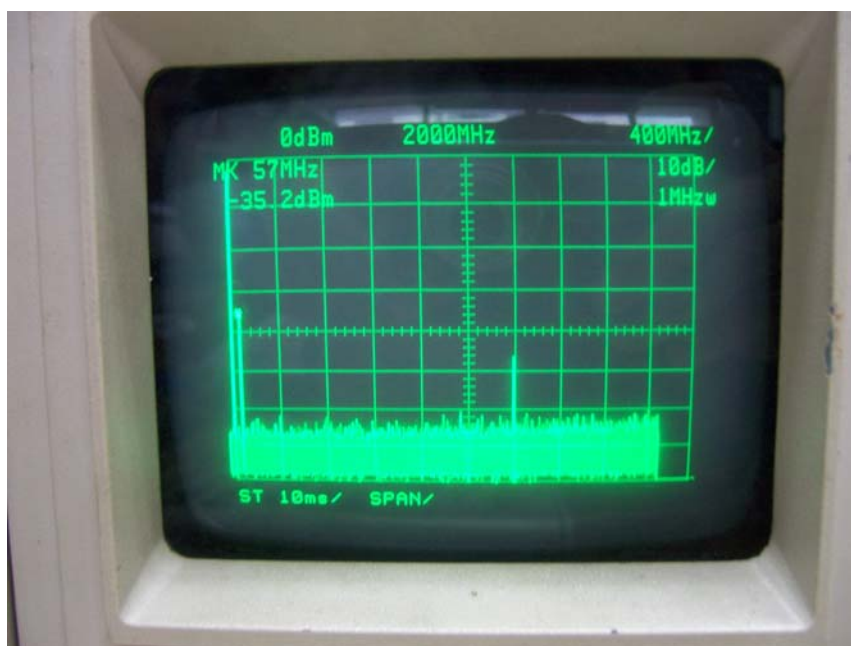
ภาพที่ 4-16 ผลวัดทดสอบค่าแบนด์วิดท์ ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่

4.3.7 ภาพที่ 4-17 แสดงผลการวัดทดสอบค่า IIP3 และ ค่า OIP3 เปรียบเทียบกับการจำลองการทำงานที่ได้จากโปรแกรม ADS



ภาพที่ 4-17 ผลวัดทดสอบค่า IIP3 และค่า OIP3 ในวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่

4.3.8 ภาพที่ 4-18 แสดงผลการวัดสเปกตรัมวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับลดความถี่



ภาพที่ 4-18 ผลวัดสเปกตรัมวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลดความถี่ย่านไอเอสเอ็ม ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ ออกแบบบนโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป ผ่านการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Advanced Design System (ADS) ของบริษัท Agilent Technologies และโปรแกรม IE3D ของบริษัท Zeland โดยแยกการออกแบบเป็น 2 ส่วนคือ วงจรกรองผ่านต่ำจะออกแบบโดยใช้โปรแกรม IE3D และนำผลการจำลองการทำงานที่ได้ส่งผ่านไปยังโปรแกรม ADS อีกทีหนึ่ง ส่วนที่เหลือใช้โปรแกรม ADS ในการออกแบบ จากนั้นจึงทำการจำลองการทำงานวงจรทั้งหมดโดยใช้โปรแกรม ADS อีกครั้งหนึ่ง ซึ่งใช้ตัวไดโอดเป็นอุปกรณ์สำหรับผสมสัญญาณ ไดโอดที่ใช้ คือ ซิลิคอน-ช็อตกี้ ไดโอด (Silicon Schottky Diode) เบอร์ BAT 15-03W ของบริษัท Infineon Technologies จากนั้นสร้างชิ้นงานจริงขึ้นมา และวัดผลโดยใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analyzer) ซึ่งสามารถสรุปผลการวิจัยได้ดังนี้

ในส่วนแรกเป็นการวัดทดสอบวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มความถี่ จากความถี่กลาง 70 MHz เป็นความถี่คลื่นวิทยุ 2.4 GHz - 2.5 GHz ใช้กำลังสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องมีค่าเท่ากับ 7 dBm และใช้กำลังสัญญาณความถี่กลางมีค่าเท่ากับ 0 dBm ได้ผลการวัดค่าอัตราขยายแปลงผันในย่านไอเอสเอ็มที่ใช้งาน 2.4 GHz - 2.5 GHz ได้ประมาณ -4.65 dB ตลอดย่าน ค่าการลดทอนที่ 1 dB เท่ากับ 3.5 dBm ค่าไอโซเลชันระหว่าง LO-RF มีค่ามากกว่า 25 dB ค่าไอโซเลชันระหว่าง LO-IF มีค่ามากกว่า 50 dB และค่าไอโซเลชันระหว่าง IF-RF มีค่ามากกว่า 35 dB วงจรผสมสัญญาณสามารถทำงานได้ที่ความถี่คลื่นวิทยุประมาณตั้งแต่ 1.85 GHz - 2.85 GHz โดยมีค่าอัตราขยายแปลงผันไม่ต่ำกว่า -8 dB คิดเป็นแบนด์วิดท์ 1 GHz ผลการวัดทดสอบค่า IIP3 มีค่าประมาณ 13 dBm และค่า OIP3 มีค่าประมาณ 5 dBm

ในส่วนที่สองเป็นการวัดทดสอบวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับลดความถี่ จากความถี่คลื่นวิทยุ 2.4 GHz - 2.5 GHz เป็นความถี่กลาง 70 MHz ใช้กำลังสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องมีค่าเท่ากับ 7 dBm และใช้กำลังสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุมีค่าเท่ากับ -30 dBm ได้ผลการวัดค่าอัตราขยายแปลงผันในย่านไอเอสเอ็มที่ใช้งาน 2.4 GHz - 2.5 GHz ได้ประมาณ -5.6 dB ตลอดย่าน การลดทอนที่ 1 dB เท่ากับ 4 dBm ค่าไอโซเลชันระหว่าง LO-RF

มีค่ามากกว่า 25 dB ค่าไอโซเลชันระหว่าง LO-IF มีค่ามากกว่า 50 dB และค่าไอโซเลชันระหว่าง RF-IF มีค่ามากกว่า 70 dB วงจรผสมสัญญาณสามารถทำงานได้ที่ความถี่คลื่นวิทยุประมาณตั้งแต่ 1.8 GHz - 2.8 GHz โดยมีค่าอัตราขยายแปลงผันไม่ต่ำกว่า -8 dB คิดเป็นแบนด์วิดท์ 1 GHz ผลการวัดทดสอบค่า IIP3 มีค่าประมาณ 13.5 dBm และค่า OIP3 มีค่าประมาณ 4 dBm

ตารางที่ 5-1 สรุปผลการวัดทดสอบวงจรผสมสัญญาณสำหรับเพิ่มความถี่

การวัดทดสอบ	ผลวัดทดสอบ
Conversion Gain	-4.65 dB
1 dB Compression Point	3.5 dBm
LO to RF Isolation	>25 dB
LO to IF Isolation	>50 dB
IF to RF Isolation	>35 dB
RF Output Bandwidth	1 GHz (1.85 GHz-2.85 GHz)
IIP3	13 dBm
OIP3	5 dBm

ตารางที่ 5-2 สรุปผลการวัดทดสอบวงจรผสมสัญญาณสำหรับลดความถี่

การวัดทดสอบ	ผลวัดทดสอบ
Conversion Gain	-5.6 dB
1 dB Compression Point	4 dBm
LO to RF Isolation	>25 dB
LO to IF Isolation	>50 dB
RF to IF Isolation	>70 dB
RF Input Bandwidth	1 GHz (1.8 GHz-2.8 GHz)
IIP3	13.5 dBm
OIP3	4 dBm

สรุปผลที่ได้จากการทดลองมีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลองการทำงาน แต่ผลที่ได้จากการวัดทดสอบจะมีค่าน้อยหรือต่ำกว่าผลจากการจำลองการทำงาน เนื่องจากปัจจัยต่างๆจาก

การสร้างชิ้นงานจริง เช่น ขนาดของสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่ได้จากเครื่องกัดแผ่นวงจรพิมพ์ หัวต่อ SMA หรือ เครื่องมือที่ใช้ในการวัดเป็นต้น

5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

5.2.1 ปัญหาที่พบในงานวิจัย

การออกแบบและสร้างวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดสำหรับเพิ่มและลดความถี่นี้ พบปัญหาหลายอย่าง การออกแบบจะพบปัญหาในส่วนของวงจรแมทซ์ เนื่องจากเป็นวงจรที่ใช้งานสองด้านคือ เพิ่มความถี่ และลดความถี่ การออกแบบให้สามารถใช้งานได้เต็มประสิทธิภาพทั้งสองด้านนั้นเป็นเรื่องที่ยาก เนื่องจากหากออกแบบให้แมทซ์พอดีกับด้านหนึ่ง อีกด้านหนึ่งก็จะไม่แมทซ์พอดี ดังนั้นการออกแบบวงจรแมทซ์ให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุดและเหมาะสมจึงขึ้นอยู่กับความชำนาญของแต่ละบุคคล ส่วนการสร้างวงจรจริงก็พบปัญหาหลายอย่างเริ่มตั้งแต่อุปกรณ์ที่ใช้ในการกัดแผ่นวงจรพิมพ์ ได้แก่ ดอกกัดแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีความละเอียดจำกัด ตลอดจนความคมของดอกกัดที่ใช้งานไปนานๆจะทำให้ดอกกัดเกิดการทื่อ ทำให้ชิ้นงานที่กัดออกมามีลายทองแดงที่มีลักษณะไม่เรียบและขนาดไม่ตรงกับที่ออกแบบไว้ เครื่องกัดแผ่นวงจรพิมพ์จะมีปัญหาในการกัดลายวงจรที่มีความลึกไม่เท่ากันอันเนื่องมาจากพื้นที่ในการวางแผ่นวงจรพิมพ์นั้นมีพื้นที่ผิวที่ไม่เสมอกัน ทำให้บางจุดอาจกัดลึกลงไปถึงไดอิเล็กตริก บางจุดอาจไม่กัดเลย ซึ่งทำให้เสียเวลาในการปรับความลึกของดอกกัด ตลอดจนลายวงจรที่กัดมาอาจไม่เท่ากันทั้งๆที่เป็นเส้นเดียวกัน ส่วนหนึ่งอาจเกิดมาจากดอกกัดที่ใช้เป็นแบบ Universal Cutter เหมาะสำหรับใช้งานเอนกประสงค์ทั่วไป มีลักษณะปลายแหลม ทำให้ยิ่งกดดอกกัดให้ลึกลงไปเท่าไร ความกว้างของร่องที่กัดได้ก็จะกว้างมากขึ้นเท่านั้น ส่วนการวัดทดสอบก็พบปัญหาคือเครื่องมือที่ใช้วัดอาจจะวัดได้ไม่ตรงตามมาตรฐาน เนื่องจากการไม่มีการปรับเทียบ (Calibrate) เครื่องมือเป็นเวลานาน และสุดท้ายคือสายที่ใช้วัดทดสอบจะมีความแข็งมาก ดังนั้นหากไม่ระวัง การต่อสายวัดเข้ากับหัวต่อ SMA อาจเกิดความเสียหายได้ เช่น ตะกั่วที่บัดกรีหลุด หรือแผ่นวงจรพิมพ์หลุดบริเวณที่บัดกรี อาจเกิดได้ทั้งด้านสายนำสัญญาณและกราวด์ด้านล่าง หรืออาจทำให้หัวต่อ SMA หัก เป็นต้น และปัญหาสุดท้ายที่พบคือตัวอุปกรณ์ไดโอดเอง ต้องระมัดระวังในการใช้งานเป็นอย่างมากเนื่องจาก หากวงจรเกิดการเสียหาย พัง หรือวัดทดสอบแล้วไม่ได้ผลใกล้เคียงตามที่จำลองการทำงาน ก็อาจหาสาเหตุไม่ได้ว่าเกิดจากการออกแบบ การสร้าง หรือตัวไดโอดเสียหาย จึงจำเป็นต้องระมัดระวังเป็นอย่างยิ่ง

5.2.2 ข้อเสนอแนะ

การออกแบบวงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยว สำหรับเพิ่มและลดความถี่นี้ สิ่งสำคัญที่สุดในการออกแบบคือแบบจำลองไดโอด (Diode Model) ต้องหาหรือสร้างแบบจำลอง

ไดโอดให้ได้ใกล้เคียงกับไดโอดที่ใช้งานจริงมากที่สุด เพราะหากใช้แบบจำลองที่ไม่ใกล้เคียงกับการทำงานจริง เมื่อสร้างชิ้นงานขึ้นมาแล้ว เมื่อทำการวัด อาจไม่ทราบว่าออกแบบผิดหรือว่าสร้างมาไม่สมบูรณ์ การออกแบบต้องคำนึงถึงอุปกรณ์ที่มีอยู่ด้วย บางอย่างอาจออกแบบแล้วให้ผลที่ดี แต่ไม่สามารถสร้างได้จริงก็ควรหลีกเลี่ยง ในส่วนของการสร้างควรเลือกเครื่องกัดแผ่นวงจรพิมพ์และดอกกัดที่ได้มาตรฐาน ดอกกัดควรเป็นดอกที่ใช้สำหรับงานด้านไมโครเวฟโดยเฉพาะ เนื่องจากปลายดอกจะมีลักษณะแบนราบ ทำให้การกัดชิ้นงานจะได้ขนาดที่เท่ากันเสมอ ในส่วนของเครื่องมือวัดหากเป็นไปได้ ควรเลือกเครื่องมือวัดที่มีการปรับเทียบกับมาตรฐานแล้ว เพราะจะทำให้มั่นใจได้ว่าผลการวัดที่ได้นั้นมีความถูกต้องแม่นยำ ส่วนสายที่ใช้ในการวัดนั้นถ้ามีให้เลือกระหว่างสายที่มีลักษณะอ่อนกับสายที่มีลักษณะแข็ง ควรเลือกใช้สายที่มีลักษณะอ่อนเพราะจะช่วยลดความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับแผ่นวงจรได้ หรือถ้ามีสายที่มีลักษณะแข็งเพียงอย่างเดียว ควรใช้แผ่นอะคริลิกยึดกับแผ่นวงจรเพื่อเป็นการป้องกัน โดยแผ่นอะคริลิกที่ใช้ควรมีความหนามากกว่าความกว้างครึ่งหนึ่งของหัวต่อ SMA

ข้อเสนอแนะสำหรับการพัฒนางจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวคือการออกแบบวงจรไฮบริดคัปเปิลอร์ให้มีขนาดเล็กลง เช่นอาจจะใช้วิธีการลดขนาดโดยการเจาะระนาบกราวด์ หรืออาจจะออกแบบวงจรไฮบริดคัปเปิลอร์ ให้มีแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่าเดิม เพื่อให้ได้ค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุกับสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องที่ดีกว่าเดิม เป็นต้น

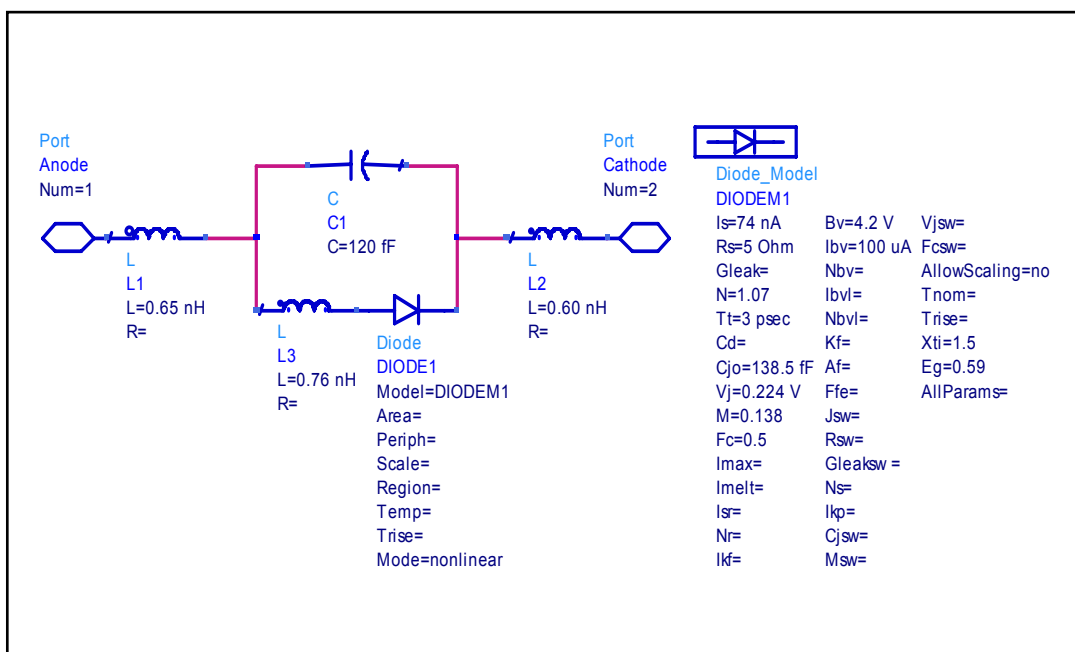
เอกสารอ้างอิง

1. Mass, S. A. Microwave Mixers. 2nd ed. Norwood : Artech House, 1993.
2. Her, M. L., Teo, P. F., Kung, F. H., Xie, C. Y., Wang, Y. Z., Chiou Y. C., Wang, Y. L. and Kuo, C. W. "Design and analysis for three applications of 90-degree single balanced mixer." ICCS. pp.25-28, 2002.
3. Chan, E. "Design of a 5-6 GHz single balanced Schottky diode mixer." APACE, Shah Alam. pp.67-71, 2003.
4. Chang, K. W., Chen, T. H., Wang, H. and Mass, S. A. "Frequency up conversion behavior of singly balanced diode mixers." Antennas and Propagation Society International Symposium. AP-S Digest. 24-28 June 1991.
5. Florian, C., Scappaviva, F., Feudale, M., Monaco, V. A. and Filicori, F. "A V band singly balanced diode mixer for space application." Proceedings of the 13th GAAS Symposium. Paris. pp.441-444, 2005.
6. Torres, J. P., Fortes, F., Joao Rosario, M., Dieudonne, J. M. and Costa Freire, J. "Monolithic mixers with MESFETs technology to up and down convert between C and V band." IEEE MTT-S Dig. pp.167-170, 1995.
7. Gupta, K. C., Garg, B. I. and Bhartia, P. Microstrip Lines and Slotlines. Norwood : Artech House, 1996.
8. Hong, J. G. and Lancaster, M. J. Microstrip Filter for RF/Microwave Applications. New York : John Wiley & Sons, 2001.
9. Edwards, T. Foundations for Microstrip Circuit Design. 2nd ed. New York : John Wiley & Sons, 1992.
10. Gonzalez, G. Microwave Transistor Amplifiers analysis and design. 2nd ed. New Jersey : Prentice Hall, 1984.
11. Wadell, B. C. Transmission Line Design Handbook. Norwood : Artech House, 1993.
12. Chen, J. X., Xue, Q. "Compact microstrip lowpass filter using slow-wave resonator." European Microwave Conference. Vol.2. 4-6 October 2005.

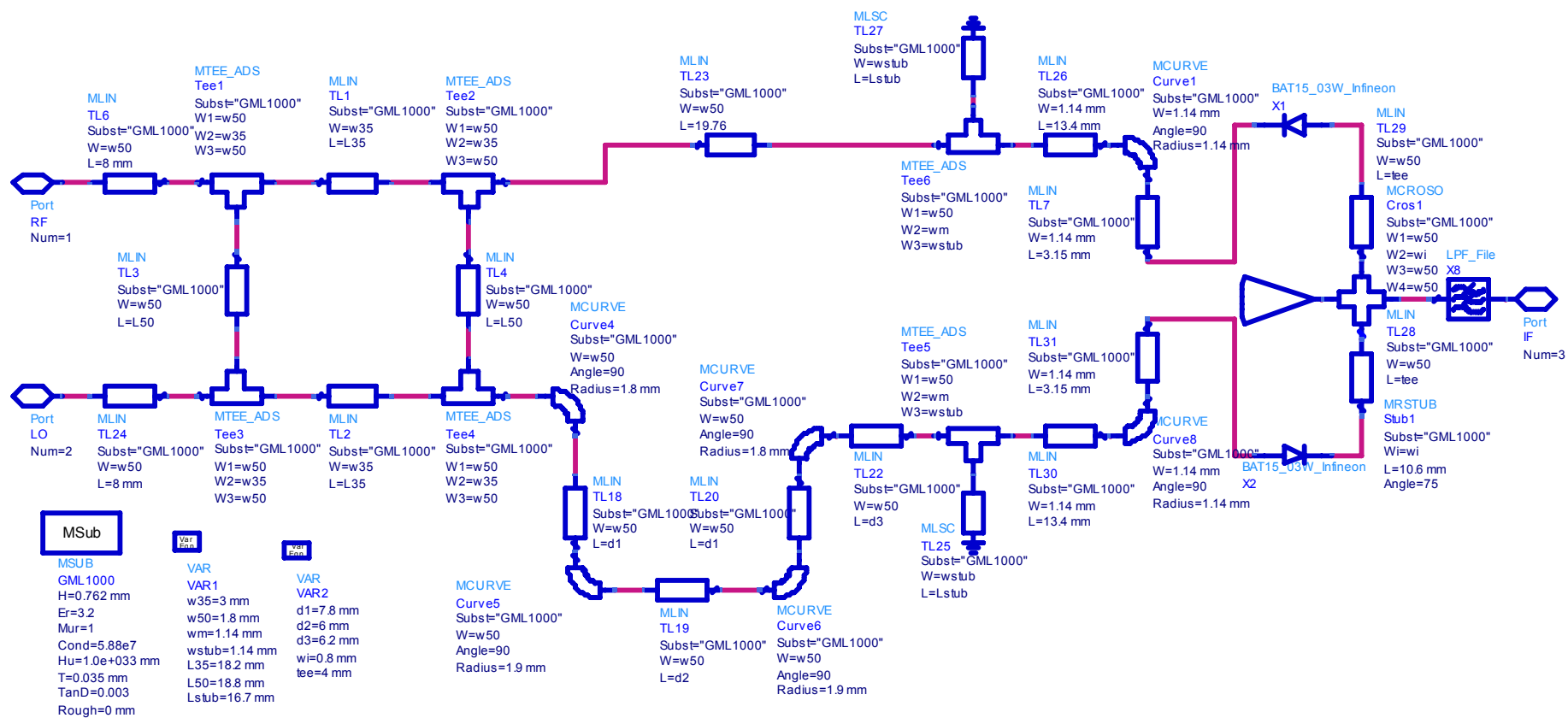
13. Hsieh, L. H. and Chang, K. "Compact elliptic-function lowpass filter using microstrip stepped-impedance hairpin resonators." IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol.51. pp.193-198, 2003.
14. Hsieh, L. H. and Chang, K. "Compact, broad-stopband elliptic-function lowpass filter using microstrip stepped-impedance hairpin resonators." IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium. pp.1775-1778, 2003.
15. Wang, J., Wang, B. Z., Bi, Y. H. and Shao, W. "Compact circular patch lowpass filter." Antennas and Propagation Society International Symposium. Vol.1B. pp.606-609, 2005.

ภาคผนวก ก

- วงจรเทียบเคียงของซีดทีไคโอค เบอร์ BAT15-03W
- วงจรผสมสัญญาณ โดยใช้ไคโอคแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลดความถี่ย่านไอเอสเอ็ม ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์



ภาพที่ ก-1 วงจรเทียบเคียงของซ็อดกึ่ไค โอด เบอร์ BAT 15-03W



ภาพที่ ก-2 วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลดความถี่ ย่านไอเอสเอ็ม ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์

ภาคผนวก ข

ตารางองค์ประกอบของวงจรกรองผ่านต่ำแบบฟังก์ชันอิลลิปติก

ตารางที่ ข-1 แสดงองค์ประกอบของวงจรกรองผ่านต่ำแบบฟังก์ชันอิลลิปติก

n	Ω_s	$L_{As} dB$	g_1	g_2	g_2'	g_3	g_4	g_4'	g_5	g_6	g_6'	g_7
3	1.4493	13.5698	0.7427	0.7096	0.5412	0.7472						
	1.6949	18.8571	0.8333	0.8439	0.3252	0.8333						
	2.0000	24.0012	0.8949	0.9375	0.2070	0.8949						
	2.5000	30.5161	0.9471	1.0173	0.1205	0.9471						
4	1.2000	12.0856	0.3714	0.5664	1.0929	1.1194	0.9244					
	1.2425	14.1259	0.4182	0.6437	0.8902	1.1445	0.9289					
	1.2977	16.5343	0.4877	0.7284	0.7155	1.1728	0.9322					
	1.3962	20.3012	0.5675	0.8467	0.5261	1.2138	0.9345					
	1.5000	23.7378	0.6282	0.9401	0.4073	1.2471	0.9352					
	1.7090	29.5343	0.7094	1.0688	0.2730	1.2943	0.9348					
	2.0000	36.0438	0.7755	1.1765	0.1796	1.3347	0.9352					
5	1.0500	13.8785	0.7081	0.7663	0.7357	1.1276	0.2014	4.3812	0.0499			
	1.1000	20.0291	0.8130	0.9242	0.4934	1.2245	0.3719	2.1350	0.2913			
	1.1494	24.5451	0.8726	1.0084	0.3845	1.3097	0.1991	1.4450	0.4302			
	1.2000	28.3031	0.9144	1.0652	0.3163	1.3820	0.6013	1.0933	0.5297			
	1.2500	31.4911	0.9448	1.1060	0.2649	1.4415	0.6829	0.8827	0.6240			
	1.2987	34.2484	0.9681	1.1366	0.2352	1.4904	0.7489	0.7426	0.6615			
	1.4085	39.5947	1.0058	1.1862	0.1816	1.5771	0.8638	0.5436	0.7578			
	1.6129	47.5698	1.0481	1.2416	0.1244	1.6843	1.0031	0.3540	0.8692			
	1.8182	54.0215	1.0730	1.2741	0.0919	1.7522	1.0903	0.2550	0.9267			
	2.0000	58.9117	1.0876	1.2932	0.0732	1.7939	1.1433	0.2004	0.9772			
6	1.0500	18.6757	0.4418	0.7165	0.9091	0.8314	0.3627	2.4468	0.8046	0.9986		
	1.1000	26.2370	0.5763	0.8880	0.6128	0.9730	0.5906	1.3567	0.9431	1.0138		
	1.1580	32.4132	0.6549	1.0036	0.4597	1.0923	0.7731	0.9284	1.0406	1.0214		
	1.2503	39.9773	0.7422	1.1189	0.3313	1.2276	0.9746	0.6260	1.1413	1.0273		
	1.3024	43.4113	0.7751	1.1631	0.2870	1.2832	1.0565	0.5315	1.1809	1.0293		
	1.3955	48.9251	0.8289	1.2243	0.2294	1.3634	1.1739	0.4148	1.2366	1.0316		
	1.5962	58.4199	0.8821	1.3085	0.1565	1.4792	1.3421	0.2757	1.3148	1.0342		
	1.7032	62.7525	0.9115	1.3383	0.1321	1.5216	1.4036	0.2310	1.3429	1.0350		
	1.7927	66.0190	0.9258	1.3583	0.1162	1.5505	1.4453	0.2022	1.3619	1.0355		
	1.8915	69.3063	0.9316	1.3765	0.1019	1.5771	1.4837	0.1767	1.3794	1.0358		

ตารางที่ ข-1 (ต่อ)

n	Ω_s	$L_{As} dB$	g_1	g_2	g_2'	g_3	g_4	g_4'	g_5	g_6	g_6'	g_7
7	1.0500	30.5062	0.9194	1.0766	0.3422	1.0962	0.4052	2.2085	0.8434	0.5034	2.2085	0.4110
	1.1000	39.3517	0.9882	1.1673	0.2437	1.2774	0.5972	1.3568	1.0403	0.6788	1.3568	0.5828
	1.1494	45.6916	1.0252	1.2157	0.1940	1.5811	0.9939	0.5816	1.2382	0.5243	0.5816	0.4369
	1.2500	55.4327	1.0683	1.2724	0.1382	1.7059	1.1340	0.4093	1.4104	0.7127	0.4093	0.6164
	1.2987	59.2932	1.0818	1.2902	0.1211	1.7478	1.1805	0.3578	1.4738	0.7804	0.3578	0.6759
	1.4085	66.7795	1.1034	1.3189	0.0940	1.8177	1.2583	0.2770	1.5856	0.8983	0.2770	0.7755
	1.5000	72.1183	1.1159	1.3355	0.0786	1.7569	1.1517	0.3716	1.6383	1.1250	0.3716	0.9559
	1.6129	77.9449	1.1272	1.3506	0.0647	1.8985	1.3485	0.1903	1.7235	1.0417	0.1903	0.8913
	1.6949	81.7567	1.1336	1.3590	0.0570	1.9206	1.3734	0.1675	1.7628	1.0823	0.1675	0.9231
	1.8182	86.9778	1.1411	1.3690	0.0479	1.9472	1.4033	0.1408	1.8107	1.1316	0.1408	0.9616

ภาคผนวก ก

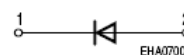
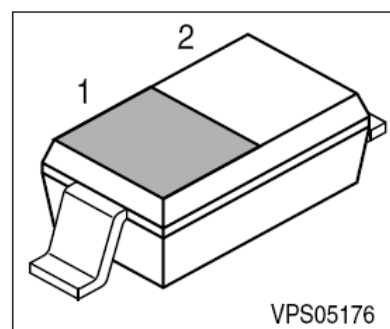
- รายละเอียดของชุดกึ่งไดโอด เบอร์ BAT15-03W
- รายละเอียดของแผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น GML 1000



BAT 15-03W

Silicon Schottky Diode

- DBS mixer applications up to 12 GHz
- Low noise figure
- Low barrier type



ESD: Electrostatic discharge sensitive device, observe handling precaution!

Type	Marking	Pin Configuration		Package
BAT 15-03W	P/white	1 = C	2 = A	SOD-323

Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Diode reverse voltage	V_R	4	V
Forward current	I_F	100	mA
Total power dissipation, $T_S = 70\text{ °C}$	P_{tot}	100	mW
Junction temperature	T_j	150	°C
Operating temperature range	T_{op}	-55 ... 150	°C
Storage temperature	T_{stg}	-55 ... 150	°C

Thermal Resistance

Junction - ambient ¹⁾	R_{thJA}	≤770	K/W
Junction - soldering point	R_{thJS}	≤690	

Electrical Characteristics at $T_A = 25\text{ °C}$, unless otherwise specified.

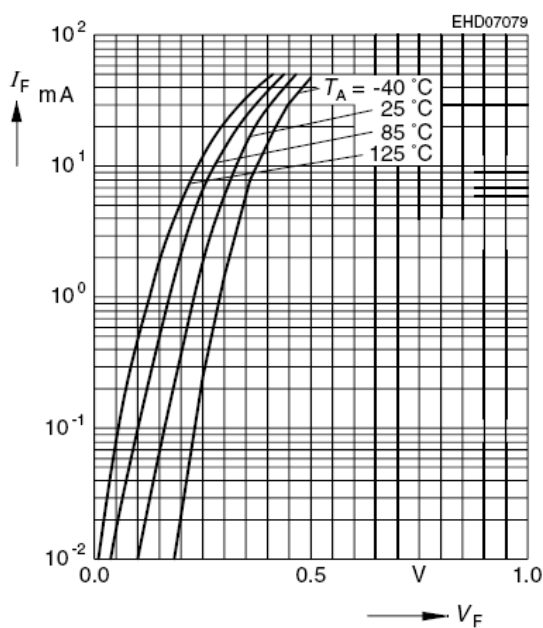
Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
DC characteristics (per diode)					
Breakdown voltage $I_{(BR)} = 5\text{ }\mu\text{A}$	$V_{(BR)}$	4	-	-	V
Forward voltage $I_F = 1\text{ mA}$	V_F	-	0.23	0.32	
$I_F = 10\text{ mA}$		-	0.32	0.41	
AC characteristics (per diode)					
Diode capacitance $V_R = 1\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$	C_T	-	-	0.35	pF
Forward resistance $I_F = 10\text{mA} / 50\text{mA}$	R_F	-	-	5.5	Ω



BAT 15-03W

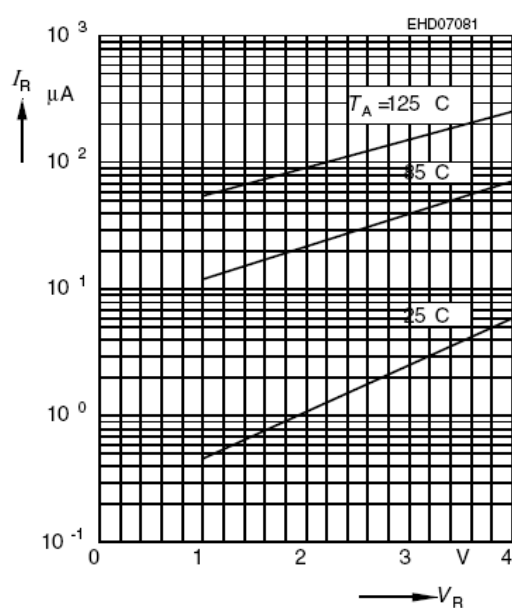
Forward current $I_F = f(V_F)$

$T_A = \text{Parameter}$



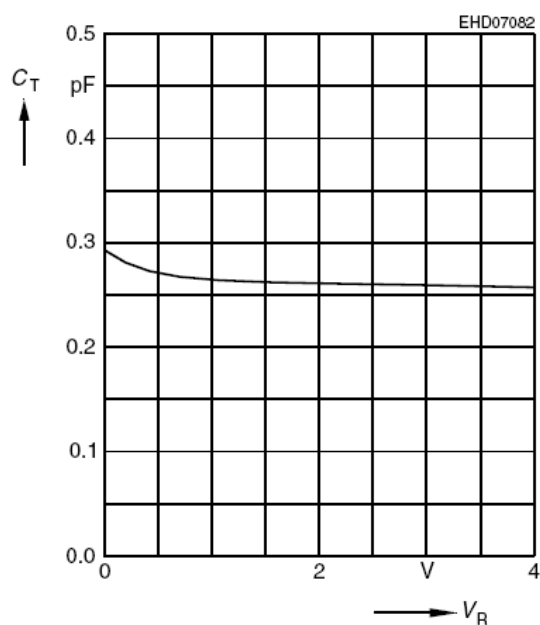
Reverse current $I_R = f(V_R)$

$T_A = \text{Parameter}$

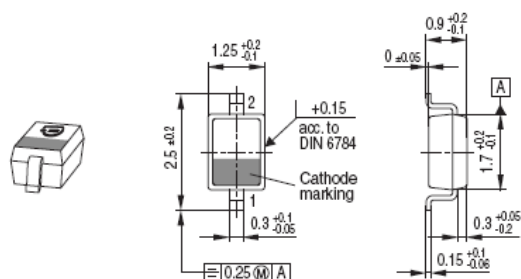


Diode capacitance $C_T = f(V_R)$

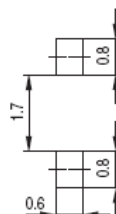
$f = 1\text{MHz}$



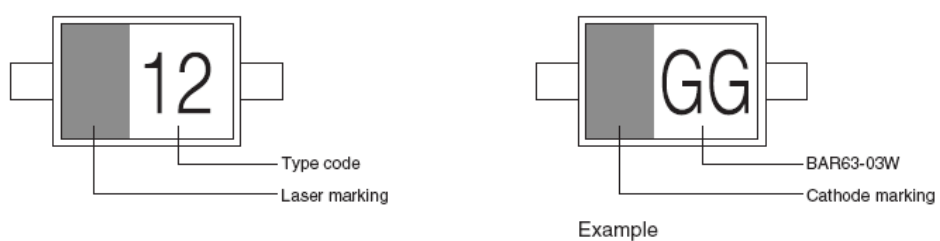
Package Outline



Foot Print

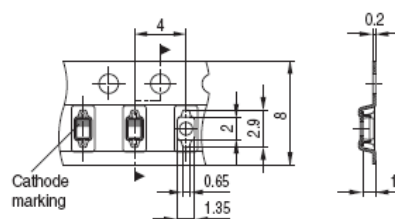


Marking Layout



Packing

Code E6327: Reel $\phi 180$ mm = 3.000 Pieces/Reel
 Code E6433: Reel $\phi 330$ mm = 10.000 Pieces/Reel



GML 1000 High Frequency Laminate

(Typical Properties of 0.030 ±0.002 inch Thickness)



Electrical Properties

	Frequency	-55°C	25°C	80°C
Dielectric Constant per IPC-TM-650 2.5.5.5	2.5 GHz	3.20±0.05	3.20±0.05	3.20±0.05
	10.0 GHz	3.20±0.05	3.20±0.05	3.20±0.05
Dissipation Factor per IPC-TM-650 2.5.5.5	2.5 GHz	0.002	0.003	0.004
	10.0 GHz	0.004	0.004	0.005
dB/inch Loss (S ₂₁ parameter from a 50 ohm 10 inch long transmission line)	1.0 GHz		0.029	
	5.0 GHz		0.125	
	10.0 GHz		0.277	
Surface Resistivity	C-96/35/90		Megohm	5X10 ⁷
Volume Resistivity	C-96/35/90		Megohm-cm	8X10 ⁹
20 cycles -2°C/90% RH to 65°C/95% RH				
Moisture Insulation Resistance			Megohm	1X10 ⁷
Solvent Extract Conductivity	--		µg/cm ²	0.53

Physical Properties

Copper peel strength (1 oz copper)		Condition A	Lb /inch width	5.0
		After 20 sec @550°F	Lb /inch width	5.0
Flexural Strength	Length	Condition A	PSI	43,500
	Cross	Condition A	PSI	38,000
Flexural Modulus	Length	Condition A	MPSI	2.3
	Cross	Condition A	MPSI	2.1
Moisture Absorption		D-24/23	%	0.06

Thermal Properties

Glass Transition Temperature (DMA)	Condition A	°C	135	
Thermal Stress	@550°F	seconds	20+	
Z-Axis Expansion RT → T _g	Condition A	ppm/°C	70	
Z-Axis Expansion T _g →260°C	Condition A	ppm/°C	400	
X/Y Axis Expansion	Condition A	ppm/°C	32 / 32	
Thermal Conductivity	@120°C	W/m/K	0.228	
Dimensional Stability	Length	E-4/105 + E-2/150	inch/inch	-0.00066
	Cross	E-4/105 + E-2/150	inch/inch	-0.00075

Description

GIL Technologies new GML 1000 copper clad laminate has been specifically designed for the High Frequency Microstrip Antenna and Wireless Communications Market. GML 1000's dielectric constant (Dk) is low and stable when used over broad temperature and humidity operating ranges. The low insertion loss makes GML 1000 the most cost effective option when compared to PTFE and other recognized microwave laminates.

Features and Benefits

- Dk stable -55°C to 125°C
- Dk stable in humid and dry environments
- UL 94 V-0 Approved. File #E87492 (Oxygen Index >40%)
- No special through-hole treatments
- Fabrication and assembly in standard PWB operations
- Standard FR4 feeds & speeds for drilling & routing
- Excellent mechanical and electrical properties
- **Absolutely the BEST cost performance available**

- Typical properties of 0.030" laminate clad with 1 ounce copper.
Properties of other thicknesses and copper weights may vary.

Rev E

TSR-154

Inasmuch as GIL Technologies has no control over the use to which others may put the material, it does not guarantee that the same results as those described herein will be obtained. Each user of the material should make their own test to determine the suitability for their own particular use. Statements concerning possible or suggested uses of the material described herein are not to be construed as constituting a license under any GIL Technologies patent covering such use or as recommendation for use of such material in the infringement of any patent.

175 Commerce Road • Collierville, TN 38017 • 901-853-5070 • Fax 901-853-8664 • gilam@gilam.com

ประวัติผู้วิจัย

ชื่อ : นายจักรพันธ์ ใจเย็น

ชื่อวิทยานิพนธ์ : วงจรผสมสัญญาณโดยใช้ไดโอดแบบสมมูลเดี่ยวสำหรับเพิ่มและลดความถี่
ย่านไอเอสเอ็ม ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์

สาขาวิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า

ประวัติ

ประวัติส่วนตัว เกิดวันที่ 7 พฤศจิกายน พ.ศ. 2525 ที่จังหวัดปทุมธานี มีพี่น้องจำนวน 2 คน เป็นบุตรคนที่ 2 ปัจจุบันอยู่บ้านเลขที่ 180 หมู่ 1 ถนนนางประชาพัฒนา ตำบลหลักหก อำเภอเมือง จังหวัดปทุมธานี

ประวัติการศึกษา สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ สาขาช่างอิเล็กทรอนิกส์ วิทยาลัยเทคนิคปทุมธานี พ.ศ. 2542 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า-โทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ ศูนย์กลางสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล พ.ศ. 2546