

คุณสมบัติของวงจรรวอไซออปติคอลออสซิลเลเตอร์
โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับ

CHARACTERISTICS OF QUASI-OPTICAL OSCILLATOR
USING PATCH RESONATOR IN FEEDBACK LOOP



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2543

ISBN 974-622-691-6

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

คุณสมบัติของวงจรควอไซออปติคอลอสซิลเลเตอร์

โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับ

CHARACTERISTICS OF QUASI-OPTICAL OSCILLATOR
USING PATCH RESONATOR IN FEEDBACK LOOP



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2543

ISBN 974-622-691-6

ขอม.....

35436

สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

**CHARACTERISTICS OF QUASI-OPTICAL OSCILLATOR
USING PATCH RESONATOR IN FEEDBACK LOOP**



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

2000

ISBN 974-622-691-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



COPYRIGHT 2000

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ คุณสมบัติของวงจรถอไขออปติคอลลอสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่น
เรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับ
CHARACTERISTICS OF QUASI-OPTICAL OSCILLATOR USING
PATCH RESONATOR IN FEEDBACK LOOP

ชื่อนักศึกษา นายมนต์ชัย แฉ่มชัย
รหัสประจำตัว 40061079
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.ประกิจ ตั้งศิษานนท์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วิสุทธิ	ฐิติรุ่งเรือง	
รศ.ดร.กนก	เจนจิระพงศ์เวช	
รศ.ประกิจ	ตั้งศิษานนท์	
รศ.ดร.ถวิล	พึงมา	
ผศ.ประดิษฐ์	วัชรพิบูลย์	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 24 มีนาคม 2543 เวลา 10.00-11.00 น.

สถานที่สอบ ณ. ห้องสอบวิทยานิพนธ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ ตึก 12 ชั้น ชั้น 4 ห้อง (E12-404)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.มนัส ลังวรศิลป์)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่ 24 เดือน มีนาคม พ.ศ. 2543

หัวข้อวิทยานิพนธ์	คุณสมบัติของวงจรรวอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับ
นักศึกษา	นายมนต์ชัย แซ่ม้อย
รหัสประจำตัว	40061079
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2543
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ประกิจ ตั้งติสานนท์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอคุณสมบัติของวงจรรวอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับ ซึ่งประกอบด้วยแผ่นเรโซเนเตอร์ ช่องเปิดคู่ และวงจรรวมไมโครเวฟ โดยมีโครงสร้างที่เป็นชั้นจึงทำให้มีขนาดกระทัดรัดและยังมีต้นทุนต่ำ และช่วยลดการแผ่กระจายแบบปลอมปนจากส่วนของวงจรรวมไมโครเวฟได้อีกด้วย แผ่นเรโซเนเตอร์ที่นำมาใช้ในวงป้อนกลับนี้จะมีคุณสมบัติเป็นทั้งไดอิเล็กตริกเรโซเนเตอร์ และเป็นตัวแผ่กระจายคลื่นในเวลาเดียวกัน สำหรับการวิเคราะห์และออกแบบได้อาศัยการเขียนแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และได้ทำการวิเคราะห์ทางแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา จากผลที่ได้นั้นแสดงให้เห็นว่าเป็น โครงสร้างที่มีขนาดเล็ก และยังมีข้อดีในเรื่องของการเพิ่มเสถียรภาพทางความถี่ คุณสมบัติของการรวมกำลังงานและการเลื่อนบีมได้ นอกจากนี้ทฤษฎีและหลักการที่ใช้ตลอดจนการวัดคุณสมบัติของวงจรรวอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์ได้แสดงไว้ในวิทยานิพนธ์นี้ครบถ้วน

Thesis Title	Characteristics of Quasi-Optical Oscillator Using Patch Resonator in Feedback Loop
Student	Mr. Monchai Chamchoy
Student ID.	40061079
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2000
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Prakit Tangtisanon

ABSTRACT

This thesis presents the characteristics of quasi-optical oscillator using patch resonator in feedback loop which consist of patch resonator, double apertures and microwave integrated circuit. The prototype circuits for this purpose were made in a laminated configuration to obtain compact size and low cost and reduce spurious radiation from the circuit parts. The patch resonator in feedback loop provide as a dielectric resonator and radiator simultaneously. Both hybrid CAD approach and electromagnetic analysis (FDTD) approach are used for design and analysis. As the results, the advantage of this structure not only obtain small size, but also provide the frequency stable. In addition, the spatial power combining and beam steerable can be obtained. Both theory and measurement are proposed in this thesis.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงด้วยดี ผู้เขียนกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ประกิจ ตั้งติสานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษา และอาจารย์ สถาพร พรหมวงส์ เป็นอย่างสูง ที่ได้ช่วยกรุณาให้คำแนะนำ ชี้แนะแนวทางในการแก้ปัญหา ฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำงานวิจัยได้ ตลอดจนได้ตรวจทานต้นฉบับของวิทยานิพนธ์นี้ และขอขอบคุณผู้ที่มีส่วนช่วยทำให้ปริญญานิพนธ์ฉบับสำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีดังนี้

ขอขอบคุณ Professor Dr. Shigeo Kawasaki มหาวิทยาลัยโตเกียว ประเทศญี่ปุ่น ที่ได้มอบโปรแกรม Puff เวอร์ชัน 2 สำหรับใช้ในการวิเคราะห์ผลในงานวิจัย ตลอดจนให้คำแนะนำและข้อมูลอันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่อการทำการวิจัยครั้งนี้

ขอขอบคุณ อาจารย์ พิชญ์ สุพรรณกุล ที่ได้คำแนะนำเกี่ยวกับการวิเคราะห์ด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณบริษัท Antech Communication ที่กรุณามอบโปรแกรม Microwave Office ให้ใช้ในการวิเคราะห์ผลการวิจัย

ขอกราบขอบพระคุณ บิดาและมารดา ที่ช่วยเหลือและให้กำลังใจในการทำงานกับผู้เขียนมาโดยตลอด

มนตรีชัย แซ่มซ้อย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญภาพ	VIII
สัญลักษณ์	X
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 กล่าวนำ	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์	2
1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์	2
1.4 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์	3
บทที่ 2 เทคโนโลยีควอไซออปติคัล	5
2.1 กล่าวนำ	5
2.2 สายอากาศรวมแบบแอกทีฟ	7
2.3 อุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบควอไซออปติคัล	10
2.4 ควอไซออปติคัลออสซิลเลเตอร์	11
2.5 แพลตฟอร์มการรวมกำลังงาน	13
2.6 สรุป	15
บทที่ 3 สายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อด้วยช่องเปิด	16
3.1 กล่าวนำ	16
3.2 การทำงานพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อด้วยช่องเปิด	17
3.2.1 ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองของสายอากาศ	17
3.2.2 ความหนาของวัสดุฐานรองของสายอากาศ	18
3.2.3 ความยาวของแผ่นไมโครสตริป	18
3.2.4 ความกว้างของแผ่นไมโครสตริป	19
3.2.5 ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองสำหรับตัวป้อนสัญญาณ	19

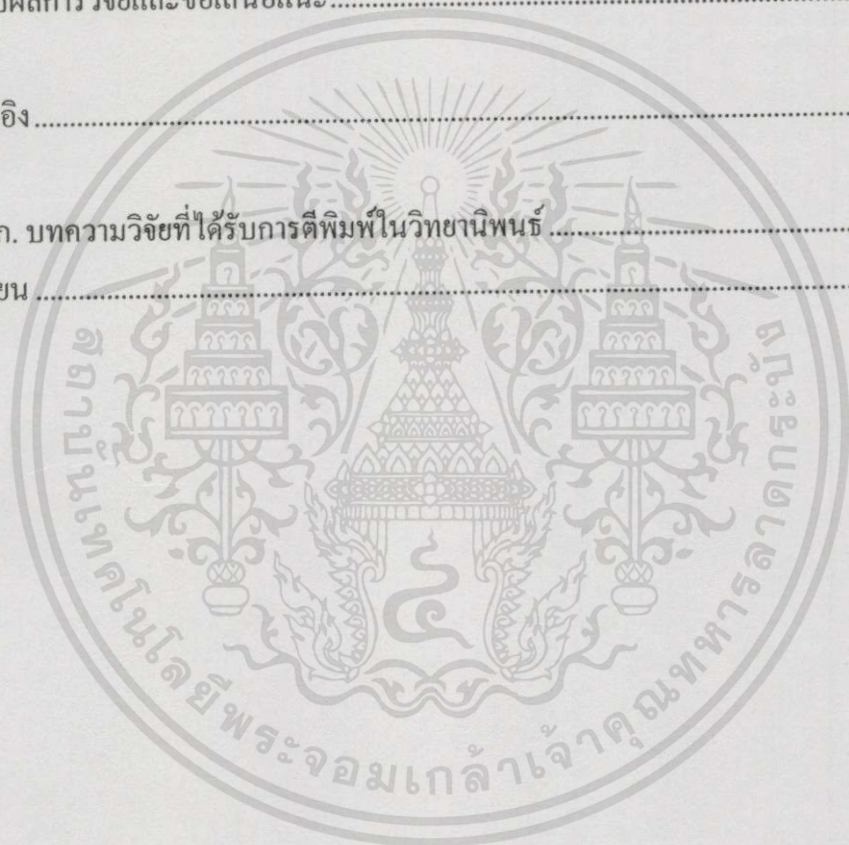
สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.2.6 ความหนาของวัสดุฐานรองสำหรับตัวป้อนสัญญาณ.....	19
3.2.7 ความยาวของร่อง (slot).....	20
3.2.8 ความกว้างของร่อง.....	20
3.2.9 ความกว้างของสายป้อนสัญญาณ.....	20
3.2.10 ตำแหน่งของสายป้อนสัญญาณเทียบกับร่อง.....	20
3.2.11 ตำแหน่งของแผ่นสายอากาศเทียบกับร่อง.....	20
3.2.12 ความยาวของสายท่อนสั้น.....	20
3.3 การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อด้วยช่องเปิด.....	22
3.4 การหาพารามิเตอร์การกระจายของสายอากาศ.....	26
3.5 สรุป.....	27
บทที่ 4 ทฤษฎีและหลักการของวงจรมอดูเลชันและวงจรมอดูเลเตอร์ในย่านความถี่สูง.....	29
4.1 กล่าวนำ.....	29
4.2 การพิจารณาเสถียรภาพของวงจรมอดูเลชัน.....	29
4.3 อัตราขยายกำลัง.....	30
4.4 การแมตช์แบบสังยุคในเวลาเดียวกัน.....	31
4.5 ออสซิลเลเตอร์แบบหนึ่งพอร์ต.....	32
4.6 ออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบแบบสองพอร์ต.....	36
4.7 FET ออสซิลเลเตอร์.....	38
4.8 การเพิ่มความไม่เสถียรภาพให้กับ FET ออสซิลเลเตอร์.....	40
4.9 สรุป.....	44
บทที่ 5 การออกแบบควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์.....	45
5.1 กล่าวนำ.....	45
5.2 การออกแบบตัวแผ่กระจายคลื่น.....	45
5.3 การออกแบบออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบ.....	52
5.4 การออกแบบควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์โดยอาศัยเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับ.....	59
5.5 การออกแบบแถวลำดับการรวมกำลังงานควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์และการควบคุมการเลือนบีบ.....	64
5.6 สรุป.....	66

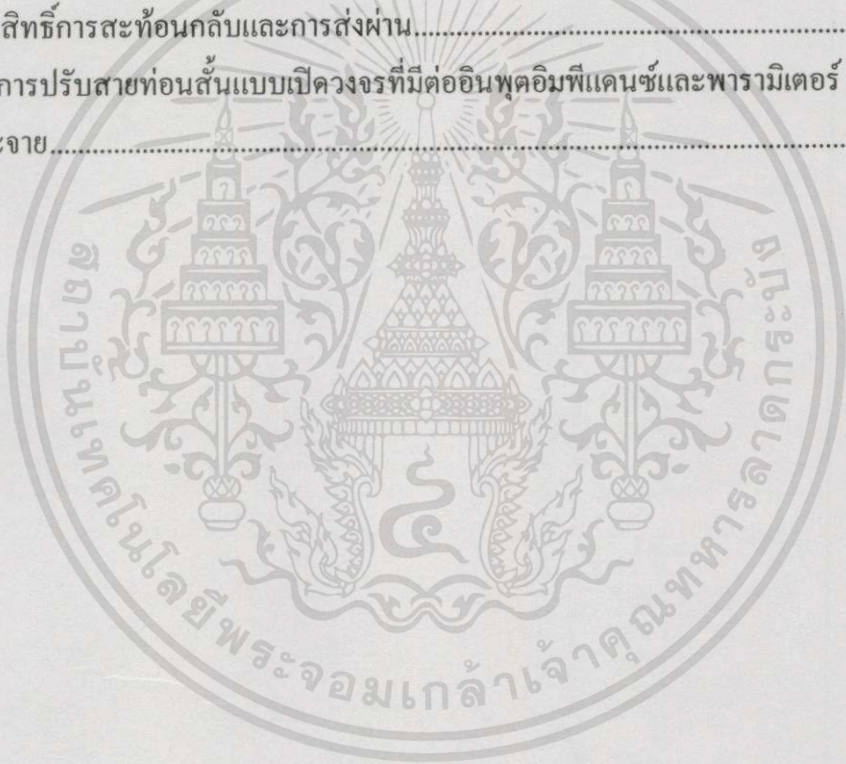
สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลอง.....	67
6.1 คุณสมบัติของออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบ	67
6.2 คุณสมบัติของควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์ที่อาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับ..	69
6.3 คุณสมบัติในการรวมกำลังงานและการควบคุมการเลี้ยวเบนของควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์	72
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	76
เอกสารอ้างอิง	80
ภาคผนวก ก. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิตยสาร	85
ประวัติผู้เขียน	96



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 พารามิเตอร์การกระจายและค่าเสถียรภาพของ MESFET เบอร์ MGF4314D.....	41
5.1 ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตอิมพีแดนซ์และตำแหน่งของการกระตุ้นสัญญาณ เมื่อ $L_s = 4.5$ mm. และ $W_s = 1.39$ mm.	47
5.2 ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตอิมพีแดนซ์และตำแหน่งของการกระตุ้นสัญญาณเมื่อเปลี่ยน ความยาวร่องจาก 4.5 mm เป็น 5.0 mm.....	47
5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตอิมพีแดนซ์และตำแหน่งร่องสำหรับป้อนกลับสัญญาณ เมื่อ $W_p = 10.924$ mm, $L_p = 9.147$ mm, $L_s = 4.5$ mm. และ $W_s = 1.39$ mm.	47
5.4 ผลการเปลี่ยนแปลงค่า W_p ที่มีต่ออินพุตอิมพีแดนซ์และพารามิเตอร์การกระจายซึ่งแสดง สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและการส่งผ่าน.....	48
5.5 ผลของการปรับสายท่อนสั้นแบบเปิดวงจรที่มีต่ออินพุตอิมพีแดนซ์และพารามิเตอร์ การกระจาย.....	48



สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 ประเภทของแถวลำดับการรวมกำลังงานแบบควอไซออปติคอลล	6
2.2 โครงสร้างของเครื่องส่งเมื่อใช้องค์ประกอบที่แตกต่างกัน	8
2.3 สายอากาศรวมแบบแอกทิฟโดยอาศัยสายอากาศแบบร่องเป็นตัวแผ่กระจายคลื่น	9
2.4 ลักษณะของวงจรขยายแบบควอไซออปติคอลลร่วมกับแถวลำดับของสายอากาศ	10
2.5 กริดออสซิลเลเตอร์	12
2.6 ควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์แบบซอร์สร่วม	13
3.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับช่องเปิด	18
3.2 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับช่องเปิด	21
3.3 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับช่องเปิด	22
3.4 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับช่องเปิด	23
3.5 องค์ประกอบของสนามบนกริดทรงลูกบาศก์	24
3.6 แผนภาพแสดงการวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD	27
4.1 โครงข่ายการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ด้านอินพุตและเอาต์พุต	30
4.2 ออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบแบบหนึ่งพอร์ต	33
4.3 การเปลี่ยนแปลงความต้านทานเชิงลบของอุปกรณ์แอกทิฟในลักษณะวงจรถูกกรม	35
4.4 แบบจำลองวงจรแบบขนานของอุปกรณ์แอกทิฟและการเปลี่ยนแปลงของค่าความนำเชิงลบ	35
4.5 เส้นแสดงการเปลี่ยนแปลงของอุปกรณ์และโหลด	36
4.6 ออสซิลเลเตอร์แบบสองพอร์ต	37
4.7 FET ออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบชนิดต่างๆ	39
4.8 แบบจำลองของวงจรสำหรับการวิเคราะห์ด้วยสัญญาณขนาดใหญ่	40
4.9 แบบจำลองสำหรับการวิเคราะห์หาผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่ารีแอกแตนซ์	41
4.10 ความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์การกระจายที่เปลี่ยนแปลงไปเนื่องจากการเปลี่ยนแปลง ค่ารีแอกแตนซ์	42
4.11 ความสัมพันธ์ของ $ \Gamma_m $ ที่เปลี่ยนแปลงไปเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่ารีแอกแตนซ์	43
4.12 ความสัมพันธ์ของตัวประกอบเสถียรภาพ (K) เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่ารีแอกแตนซ์	44
5.1 โครงสร้างทางเรขาคณิตของสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับช่องเปิดคู่	46
5.2 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและส่งผ่านของสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับ ช่องเปิดคู่	49
5.3 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับช่องเปิดคู่ที่พอร์ต 1 และพอร์ต 2 ตามลำดับ	50

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
5.4 ตัวอย่างของการจำลองพารามิเตอร์การกระจายของสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อด้วยช่องเปิดคู่เป็นอุปกรณ์สองพอร์ตให้กับ Puff.....	51
5.5 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปหลังจากการแมตช์อิมพีแดนซ์.....	51
5.6 พารามิเตอร์การกระจายของสายอากาศไมโครสตริปที่ได้หลังจากการแมตช์อิมพีแดนซ์.....	52
5.7 อิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปที่พอร์ต 1 และ 2 หลังจากการแมตช์อิมพีแดนซ์.....	53
5.8 กราฟแสดงค่าตัวประกอบเสถียรภาพของ MESFET ที่นำมาใช้ในการออกแบบ.....	53
5.9 ออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบที่ได้ออกแบบไว้ที่ความถี่ 10 GHz.....	55
5.10 เอทท์พุดอิมพีแดนซ์ของ FET ออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบ.....	56
5.11 ลักษณะของการไบอัสไฟตรงให้กับวงจร โดยใช้ radial stub ร่วมกับสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปความยาว $\lambda/4$	56
5.12 โครงสร้างของการไบอัสไฟตรงให้กับ FET ออสซิลเลเตอร์.....	57
5.13 พารามิเตอร์การกระจายของโครงสร้างการไบอัสไฟตรงในรูปที่ 5.12.....	58
5.14 เอทท์พุดอิมพีแดนซ์ของ FET ออสซิลเลเตอร์หลักจากเพิ่มโครงสร้างการไบอัส.....	59
5.15 วงจรสมมูลของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับ.....	60
5.16 โครงสร้างของวงจรขยายความถี่สูงร่วมกับแผ่นเรโซเนเตอร์.....	60
5.17 คุณสมบัติของวงจรขยายสัญญาณความถี่สูง.....	61
5.18 โครงสร้างของวงจรขยายสัญญาณความถี่สูงเมื่อต่อ $L = 0.2$ nH อนุกรมเข้ากับขาซอร์ส.....	62
5.19 คุณสมบัติของวงจรขยายสัญญาณความถี่สูงเมื่อต่อ $L = 0.2$ nH อนุกรมเข้ากับขาซอร์ส.....	63
5.20 คุณสมบัติของขนาดและเฟสของสัญญาณที่ได้จากคัปเปิลอร์แบบมีทิศทางชนิดไม่มี การสูญเสียที่จุดอ้างอิง (reference point).....	64
5.21 โครงสร้างของแวลวลำดับควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ขนาด 2 องค์ประกอบ.....	65
6.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบที่ได้สร้างขึ้น.....	68
6.2 สเปกตรัมความถี่ที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบ.....	69
6.3 เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ.....	70
6.4 ควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับ.....	71
6.5 สเปกตรัมความถี่ของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์.....	71
6.6 แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์.....	72
6.7 แวลวลำดับของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ขนาด 2 องค์ประกอบ.....	73
6.8 สเปกตรัมความถี่ของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ 2 องค์ประกอบ.....	74
6.9 คุณสมบัติในการควบคุมบีมของแวลวลำดับควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์.....	75

สัญลักษณ์

ความเร็วแสง (velocity of light), 3×10^8 m/s	c
สนามไฟฟ้าในทิศทาง x (electric field in x -direction)	E_x
สนามไฟฟ้าในทิศทาง y (electric field in y -direction)	E_y
สนามไฟฟ้าในทิศทาง z (electric field in z -direction)	E_z
ความถี่ในการออกแบบ (design frequency)	f_d
ค่าความนำของอุปกรณ์ (device conductance)	G_d
ค่าความนำของโหลด (load conductance)	G_l
ความสูงของวัสดุฐานรอง (substrate height), m	h
สนามแม่เหล็กในทิศทาง x (magnetic field in x -direction)	H_x
สนามแม่เหล็กในทิศทาง y (magnetic field in y -direction)	H_y
สนามแม่เหล็กในทิศทาง z (magnetic field in z -direction)	H_z
จุดกริดในทิศทาง x (grid point in x -direction)	i
กระแสโดยทั่วไป (general current)	I
กระแสในสภาวะเริ่มต้น (initial current)	I_o
จุดกริดในทิศทาง y (grid point in y -direction)	j
จุดกริดในทิศทาง z (grid point in z -direction)	k
ตัวประกอบคุณภาพของโหลด (loaded Q)	Q_l
ค่าความต้านทาน โดยทั่วไป (general resistance)	R
ค่าความต้านทานของอุปกรณ์แอกทีฟ (active device resistance)	R_d
ค่าความต้านทานของโหลด (load resistance)	R_l
พารามิเตอร์การกระจาย ($i, j =$ จำนวนเต็ม) (S-parameter)	S_{ij}
แรงดัน โดยทั่วไป (general voltage)	V
แรงดันในสภาวะเริ่มต้น (initial voltage)	V_o
เวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง x (unit vector in x -direction)	\hat{x}
ค่ารีแอกแตนซ์โดยทั่วไป (general reactance)	X
ค่ารีแอกแตนซ์ของอุปกรณ์ (device reactance)	X_d
ค่ารีแอกแตนซ์ของโหลด (load reactance)	X_l
เวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง y (unit vector in y -direction)	\hat{y}
ค่าแอดมิตแตนซ์ของอุปกรณ์ (device admittance)	Y_d

สัญลักษณ์ (ต่อ)

ค่าแอดมิตแตนซ์ของโหลด (load admittance)	Y_l
เวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง z (unit vector in z -direction)	\hat{z}
อิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ (device impedance)	Z_d
อิมพีแดนซ์ของโหลด (load impedance)	Z_l
อิมพีแดนซ์ลักษณะของสายส่งสัญญาณ ($= 50\Omega$) (characteristic impedance)	Z_0
อิมพีแดนซ์ที่จุดปลาย (termination impedance)	Z_T
สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่พอร์ตอินพุต (input reflection coefficient)	Γ_{in}
สภาพยอมสัมพัทธ์โดยทั่วไป (general permittivity)	ϵ
ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (relative dielectric constant)	ϵ_r
ความยาวคลื่นในอวกาศว่าง (free space wavelength)	λ_0
สภาพซึมซาบได้โดยทั่วไป (general permeability)	μ
ความถี่เรโซแนนซ์ที่จุดเรโซแนนซ์ (resonant angle frequency)	ω_0
การเพิ่มขึ้นในทิศทาง x (x -direction increment)	Δx
การเพิ่มขึ้นในทิศทาง y (y -direction increment)	Δy
การเพิ่มขึ้นในทิศทาง z (z -direction increment)	Δz

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

ในช่วงระยะเวลาหลายปีที่ผ่านมา การศึกษาวิจัยค้นคว้าทางด้านเทคโนโลยีการสื่อสารย่านความถี่ไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟนั้นได้ถูกพัฒนาไปอย่างรวดเร็ว จึงทำให้มีการค้นพบวิธีการแบบใหม่ที่สามารถนำไปใช้ในการพัฒนาอุปกรณ์และส่วนประกอบต่างๆ ในระบบการสื่อสารให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น ในขณะที่มีต้นทุนในการผลิตที่ลดลง โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อมีการค้นพบวงจรแอกทีฟ แบบใหม่ ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศแบบระนาบในส่วนพาสซีฟ และอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์ในส่วนแอกทีฟเพื่อนำไปใช้กับงานทางด้านไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟ สำหรับระบบการสื่อสารทางทหารแล้วจะพบว่าระบบที่มีความน่าเชื่อถือสูง มีขนาดเล็กและน้ำหนักเบาที่มีความสำคัญเป็นอย่างยิ่ง แต่ในขณะเดียวกันอุปกรณ์ที่มีลักษณะโครงสร้างที่ง่าย และมีราคาถูกกลายเป็นปัจจัยที่สำคัญสำหรับระบบการสื่อสารส่วนบุคคล นอกจากนั้นอุปกรณ์ที่มีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา มักจะถูกนำมาประยุกต์ใช้กับระบบการสื่อสารเคลื่อนที่อีกด้วย จากความต้องการเหล่านี้จึงทำให้มีความจำเป็นในการพัฒนาอุปกรณ์และหลักการใหม่ๆ ขึ้นมา ซึ่งจะเห็นได้ว่าเทคโนโลยีทางด้านควอไซออปติคอลและโครงสร้างของวงจรแบบระนาบนั้นมีความเหมาะสม สามารถนำมาประยุกต์ใช้เพื่อตอบสนองต่อความต้องการต่างๆ เหล่านี้ได้เป็นอย่างดี [1]-[2]

ด้วยลักษณะโครงสร้างของควอไซออปติคอลออสซิลเลเตอร์หรือสายอากาศรวมแบบแอกทีฟ ซึ่งมีการเชื่อมต่อตัวแผ่กระจายคลื่นและอุปกรณ์แอกทีฟเข้าโดยตรงนั้น ทำให้สามารถลดการสูญเสียในการส่งผ่านกำลังงานระหว่างอุปกรณ์เหล่านี้ได้เป็นอย่างดี เนื่องจากในย่านความถี่มิลลิเมตรเวฟหรือสูงกว่านั้น สายส่งสัญญาณ โดยทั่วไปจะเกิดการสูญเสียเนื่องจากการแผ่กระจายคลื่น, การสูญเสียในวัสดุฐานรอง, และการสูญเสียเนื่องจาก skin effect มากขึ้น แต่อย่างไรก็ตามจุดเด่นของวงจรควอไซออปติคอลนั้นไม่ได้ขึ้นอยู่กับแค่การรวมตัวแผ่กระจายคลื่นเข้ากับอุปกรณ์โซลิตสเตทเท่านั้น แต่จำเป็นที่จะต้องทำให้คุณสมบัติของตัวแผ่กระจายคลื่นที่นำมาสร้างร่วมกับอุปกรณ์แอกทีฟนั้น มีคุณสมบัติของวงจรรวมเป็นหนึ่งเดียว [3]-[5] ดังนั้นโครงสร้างของวงจรจึงเป็นการรวมกันอย่างเหมาะสมระหว่างส่วนที่ทำหน้าที่ในการแผ่กระจายคลื่น และอุปกรณ์โซลิตสเตทบนโครงสร้างแบบระนาบ ซึ่งผลกระทบต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นระหว่างอุปกรณ์ทั้งสองส่วนนี้จะต้องนำมาพิจารณาอย่างละเอียดในการออกแบบ

ในช่วงแรกของการพัฒนาทางด้านเทคโนโลยีควอไซออปติคอลนั้น ได้มีการพัฒนาควอไซออปติคอลมิกเซอร์ขึ้นเป็นครั้งแรก [6] ซึ่งประกอบด้วยส่วนที่ทำหน้าที่ในการรับสัญญาณ, มิกเซอร์ และออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง (local oscillator) รวมอยู่บนแผ่นวงจรเดียวกัน โดยอาศัยอุปกรณ์

โซลิตสเตท (FET) เพียงตัวเดียวเท่านั้น หลังจากนั้นจะเห็นได้ว่าเทคโนโลยีควาโซออปติคอลลนี้ทำให้เกิดการพัฒนาทางด้านไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟไปอย่างรวดเร็ว อาทิเช่น สายอากาศรวมแบบแอกทีฟ [7]-[11] ควาโซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ [12]-[16] วงจรขยายแบบควาโซออปติคอลล [12],[13],[17]-[22] แแถวลำดับรวมกำลังงาน (power combining array) [23]-[29] ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอการศึกษาและพัฒนาควาโซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับ ซึ่งรายละเอียดต่างๆ นั้นได้แสดงไว้ในเนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แล้ว

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในตอนต้นนั้น เป็นการแนะนำเทคโนโลยีการสื่อสารทางด้านไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟที่อาศัยเทคนิคควาโซออปติคอลล ซึ่งสาระสำคัญในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาวิเคราะห์และพัฒนาโครงสร้างของควาโซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ เพื่อวิจัยถึงหลักการเบื้องต้นและคุณสมบัติของวงจรควาโซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ที่ประกอบด้วยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับ ตลอดจนยังสามารถใช้เป็นอุปกรณ์ในการศึกษาและทดลองสำหรับนักศึกษาด้วย วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังเพื่อที่จะให้เป็นแนวทางในการศึกษาเพื่อการสร้างสรรค์ และพัฒนาเทคโนโลยีการสื่อสารทางด้านไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟให้กับนักศึกษาและผู้สนใจในเทคโนโลยีควาโซออปติคอลล เพื่อนำไปประยุกต์และพัฒนาสำหรับระบบการสื่อสารต่อไปในอนาคต

1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

สำหรับหลักการของวงจรควาโซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ที่ได้อธิบายไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้อาศัยสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เชื่อมต่อกับช่องเปิด (aperture) ประกอบกับวงจรออสซิลเลเตอร์แบบระนาบในลักษณะป้อนกลับ ซึ่งสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปนี้นอกจากจะทำหน้าที่ในการแผ่กระจายคลื่นแล้ว ในขณะเดียวกันยังทำหน้าที่เป็นเรโซเนเตอร์สำหรับวงจรออสซิลเลเตอร์ด้วย ส่วนโครงสร้างในการเชื่อมต่อสัญญาณจากส่วนของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบระนาบไปยังสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปนั้น ได้อาศัยช่องเปิดคู่ในการเชื่อมต่อสัญญาณ [30] โดยช่องเปิดคู่นี้จะอยู่บนด้านเดียวกับระนาบสร้างเงา (ground plane) เพื่อช่วยป้องกันการปลอมปนของสัญญาณจากโครงข่ายการป้อนสัญญาณ และด้วยโครงสร้างในลักษณะนี้จึงทำให้สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปเปรียบเสมือนเรโซเนเตอร์ เช่นเดียวกับไดอิเล็กตริกเรโซเนเตอร์ออสซิลเลเตอร์ (dielectric resonator oscillator) [31]-[33] ซึ่งจะทำให้เสถียรภาพทางความถี่ และการรบกวนทางเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์ถูกปรับปรุงให้ดีขึ้น

1.4 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์

สำหรับรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 7 บทด้วยกัน โดยในบทแรกนั้นเป็นการกล่าวแนะนำเทคโนโลยีการสื่อสารทางด้านไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟที่อาศัยเทคนิคควาโซออปติคอลและวัตถุประสงค้ในการทำวิทยานิพนธ์ ส่วนรายละเอียดของบทต่างๆ อีก 6 บทที่เหลือนั้นสามารถกล่าวโดยสรุปได้ดังนี้

บทที่ 2 ได้กล่าวถึงเทคโนโลยีควาโซออปติคอลและตัวรวมกำลังงาน ซึ่งเป็นการแนะนำถึงเทคโนโลยีทางด้านไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟ สายอากาศแบบแอกทิฟ อุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบควาโซออปติคอล ควาโซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ และแถวลำดับการรวมกำลังงาน ในท้ายสุดเป็นการสรุปเนื้อหาโดยรวมสำหรับเทคโนโลยีควาโซออปติคอล

บทที่ 3 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีและการออกแบบสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เชื่อมต่อด้วยช่องเปิด หลักการพื้นฐานของสายอากาศสำหรับใช้เป็นตัวแผ่กระจายคลื่นและเรโซเนเตอร์ ซึ่งในบทนี้จะได้อธิบายถึงการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์การกระจาย (scattering parameter) โดยอาศัยวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite-Difference Time-Domain) เพื่อใช้ในการแมตซ์อิมพีแดนซ์และใช้สำหรับการออกแบบร่วมกับวงจรออสซิลเลเตอร์ ตลอดจนการนำสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อด้วยช่องเปิดนี้ไปประยุกต์ใช้กับงานในลักษณะต่างๆ และหัวข้อท้ายสุดจะเป็นการสรุปเนื้อหาโดยรวมของบทนี้

บทที่ 4 กล่าวถึงทฤษฎีของวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งเป็นทฤษฎีที่สำคัญที่ใช้ในการวิเคราะห์และออกแบบวงจรควาโซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยได้กล่าวถึงเงื่อนไขการออสซิลเลทของวงจรออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบชนิด 1 พอร์ต์ และชนิด 2 พอร์ต์ การเพิ่มความไม่เสถียรภาพให้กับวงจรออสซิลเลเตอร์ เรโซเนเตอร์แบบขนานและแบบอนุกรม การวิเคราะห์เสถียรภาพทางความถี่ และรายละเอียดต่างๆ ที่จำเป็นต่อการวิเคราะห์และออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ ในหัวข้อสุดท้ายจะได้กล่าวสรุปเนื้อหาทั้งหมดในบทนี้

บทที่ 5 เนื้อหาโดยส่วนใหญ่ได้แสดงรายละเอียดในการออกแบบทั้งในส่วนของแผ่นเรโซเนเตอร์ควาโซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ ตลอดจนการออกแบบแถวลำดับสำหรับรวมกำลังงาน โดยในส่วนของารออกแบบแผ่นเรโซเนเตอร์ ซึ่งอาศัยหลักการของสายอากาศแผ่นไมโครสตริปที่ถูกเชื่อมต่อด้วยช่องเปิดคู่ดังรายละเอียดในบทที่ 3 และในส่วนของวงจรออสซิลเลเตอร์นั้นจะอาศัย CAD ในการออกแบบ ซึ่งได้แสดงรายละเอียดต่างๆ ไว้ในบทนี้เรียบร้อยแล้ว

บทที่ 6 จะได้กล่าวถึงผลที่ได้จากการวิเคราะห์และการทดลองของวงจรควาโซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ ตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปหรือเรโซเนเตอร์ อุปกรณ์ในการวัดและทดสอบสำหรับระบบควาโซออปติคอล การทดสอบความถี่ในการออสซิลเลทของวงจรออสซิลเลเตอร์ เสถียรภาพทางความถี่ของวงจร ผลของการปรับเปลี่ยนการไบอัสที่มีต่อวงจรออสซิลเลเตอร์ และหัวข้อสุดท้ายจะได้สรุปการทดลองและผลการทดลองต่างๆ ในบทนี้

บทที่ 7 เป็นบทสรุปและเสนอแนะผลการศึกษาและทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ทั้งหมด พร้อมทั้งได้เสนอแนะแนวทางในการศึกษาและพัฒนา ให้แก่ผู้ที่สนใจจะศึกษาและทำวิจัยในเรื่องเกี่ยวกับเทคโนโลยีควาไฮออปติคอลลต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

เทคโนโลยีควอไซออปติคอล

2.1 กล่าวนำ

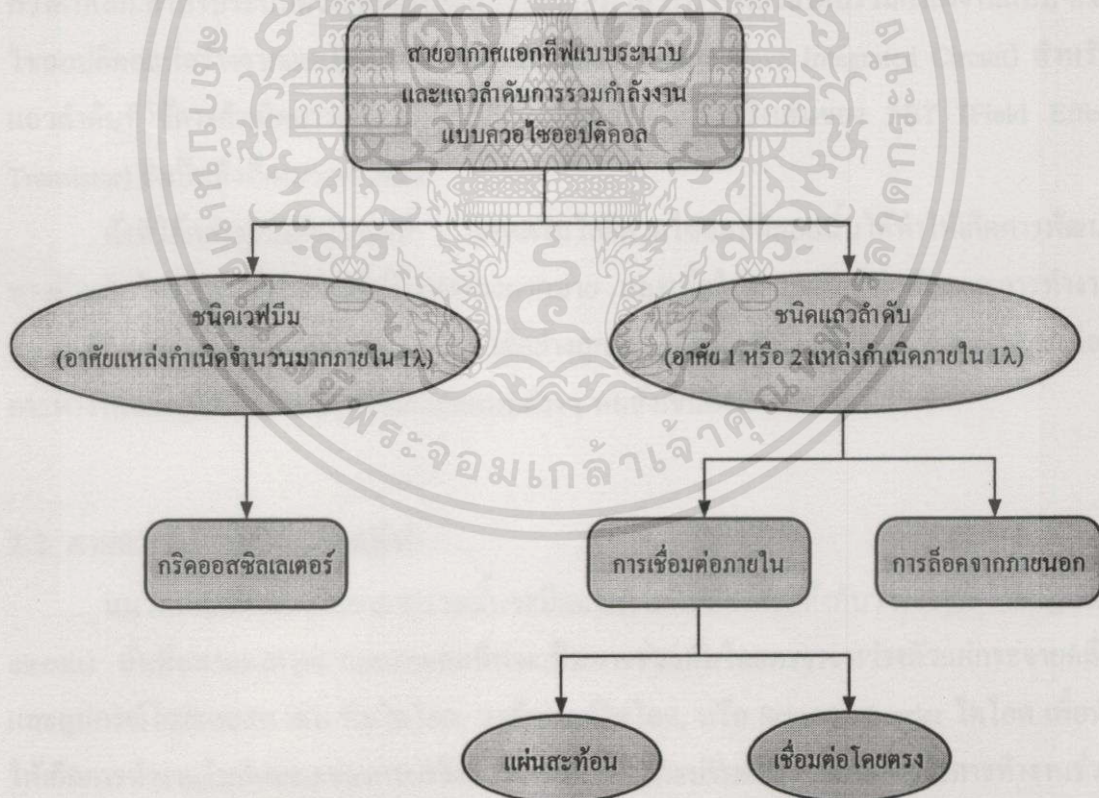
การพัฒนาวิธีในการควบคุมการแผ่กระจายคลื่นนั้นเป็นสิ่งที่จะต้องทำเป็นอย่างยิ่งสำหรับการนำสเปกตรัมแม่เหล็กไฟฟ้าทุกๆ ส่วนมาใช้งานให้เกิดประโยชน์มากที่สุด อาทิเช่น สายส่งสัญญาณแบบโคแอกเชียลนั้น สามารถใช้กับระบบที่อยู่ในย่านความถี่วิทยุไปจนถึงความถี่ในย่านไมโครเวฟ ในขณะที่การพัฒนาสายไฟเบอร์ออปติค (optical fiber) ที่มีการสูญเสียน้อยมาก ๆ นั้นเป็นแรงกระตุ้นที่ทำให้เกิดการพัฒนาระบบการสื่อสารทางแสง ซึ่งปัจจุบันมีสื่อกลางในการส่งผ่านสัญญาณหลากหลายรูปแบบ เช่น ในย่านความถี่ไมโครเวฟจะประกอบไปด้วย สายโคแอกเชียล สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป (microstrip line) และท่อนำคลื่น (wave guide) ซึ่งสื่อกลางแต่ละชนิดนั้นจะให้สัมประสิทธิ์การส่งผ่านสัญญาณที่แตกต่างกันออกไป

จากความต้องการสำหรับการใช้งานในย่านความถี่ที่สูงขึ้นเรื่อยๆ นั้น จึงทำให้มีการพัฒนาสื่อกลางสำหรับการสื่อสารในย่านความถี่ไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟนั้นเพิ่มสูงขึ้น เนื่องจากสื่อกลางเดิมที่มีอยู่แล้ว ตัวอย่างเช่น หากเราพิจารณาท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่โหมดคลื่นหลัก (dominant mode) ซึ่งทำจากวัสดุที่มีค่าความนำค่าหนึ่งนั้น เราจะพบว่า การสูญเสียจะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นฟังก์ชันโดยตรงกับความถี่ ในทางปฏิบัติแล้วสภาพความต้านทานพื้นผิวประสิทธิผล (effective surface resistivity) ในย่านความถี่มิลลิเมตรเวฟนั้นจะมีค่าเพิ่มขึ้นหลายเท่าตัวจากพารามิเตอร์ที่ความถี่ต่ำ [1] ดังนั้นการพัฒนาเพื่อค้นหาสื่อกลางแบบใหม่หรือวิธีการใหม่ๆ ในการส่งผ่านสัญญาณจึงเป็นสิ่งที่สำคัญเพื่อรองรับต่อความต้องการที่จะเกิดขึ้นในอนาคต

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นจึงเห็นได้ว่าการแผ่กระจายกำลังงานในแบบควอไซออปติคอลเป็นคำตอบหนึ่งสำหรับปัญหาที่เกิดขึ้นดังกล่าว การส่งผ่านสัญญาณในแบบนี้มีแนวคิดที่อยู่บนพื้นฐานของการรวมบีมของการแผ่กระจายคลื่นในอวกาศว่าง (free space) แต่ด้วยเหตุผลในทางปฏิบัติแล้วมักจะไม่นิยมนำเทคโนโลยีควอไซออปติคอลมาประยุกต์ใช้งานกับระบบในย่านความถี่ต่ำ เนื่องจากการที่จะทำให้อิมพีแดนซ์ของการส่งสัญญาณมีขนาดที่แคบได้นั้นจำเป็นที่จะต้องอาศัยโครงสร้างที่เป็นแถวลำดับ ซึ่งทำให้ระบบมีขนาดใหญ่และไม่เหมาะสมต่อการนำไปประยุกต์ใช้งาน

ในปัจจุบันแถวลำดับการรวมกำลังงานสำหรับโครงสร้างในแบบควอไซออปติคอลล้วนได้รับการพัฒนาไปอย่างต่อเนื่อง [23]-[29] โดยประเภทของแถวลำดับการรวมกำลังงานแบบควอไซออปติคอลล้วนสามารถจำแนกออกได้ดังแสดงในรูปที่ 2.1 ซึ่งจะถูกแบ่งตามวิธีการลือออกออกเป็น 2 แบบได้แก่ แบบเวฟบีมและแบบแถวลำดับ แนวความคิดในแบบเวฟบีมนั้นสามารถทำได้โดยอาศัยกริดเรโซเนเตอร์หรือออสซิลเลเตอร์ [34], [35] ซึ่งเป็นโครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบ Fabry-เอกซาร์เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Perot [36] ในขณะที่โครงสร้างการรวมกำลังงานในแบบแถวลำดับนั้นจะเป็นโครงสร้างที่เป็นระนาบหรือเป็นชั้น (layer) สำหรับการรวมกำลังงานแบบแถวลำดับแล้ว ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบที่อยู่ติดกันนั้นเป็นสิ่งที่สำคัญเป็นอย่างยิ่ง เนื่องจากระยะห่างนี้จะเป็นตัวกำหนดประสิทธิภาพของกำลังงาน และนอกจากนั้นแล้วแถวลำดับการรวมกำลังงานยังถูกจำแนกได้อีก 2 ประเภทคือ ประเภทที่อาศัยสัญญาณลึอกจากภายนอก [37] และประเภทที่อาศัยการเชื่อมต่อจากภายใน ตัวรวมกำลังงานที่อาศัยการลึอกจากภายนอกนั้นจะมีข้อได้เปรียบตรงที่ทำให้ช่วงการปรับแต่ง (tuning) ที่กว้างและสามารถทำให้มีคุณสมบัติการเลื่อนบีมได้ ส่วนตัวรวมกำลังงานที่อาศัยการเชื่อมต่อภายในนั้นยังสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดได้แก่ ตัวรวมกำลังงานที่อาศัยการเชื่อมต่อร่วม (mutual coupling) ระหว่างสายอากาศผ่านทางอากาศหรืออาศัยการสะท้อนกลับจากแผ่นไดอิเล็กตริกด้านหลัง (weak coupling) [38] และตัวรวมกำลังงานที่อาศัยการกำเนิดสัญญาณความถี่สูงจากแหล่งกำเนิดแบบแอกทีฟผ่านการเชื่อมต่อโดยตรงด้วยสายส่งสัญญาณ (strong coupling) [26]-[29]



รูปที่ 2.1 ประเภทของแถวลำดับการรวมกำลังงานแบบควอไซออปติคัล

การพัฒนาเทคนิคที่อาศัยการเชื่อมต่อโดยตรงนั้นในปัจจุบันยังไม่นิยมนักมากนัก โดยสาเหตุที่สำคัญนั้นอาจเป็นเพราะปัญหาในเรื่องการทำงานแบบหลายโหมด (multi-mode operation) การเชื่อมต่อในแบบนี้สามารถนิยามได้ว่า เป็นการเชื่อมต่อโดยอาศัยการส่งผ่านสัญญาณโดยตรง ด้วยสายส่งสัญญาณแบบต่างๆ ซึ่งสัญญาณ RF ที่กำเนิดขึ้นจะถูกแบ่งไปยังสาขาย่อยต่างๆ ดังนั้นจึงพิจารณาได้ว่าพลังงาน RF ที่กำเนิดขึ้นนี้จะถูกส่งไปยังแหล่งกำเนิด RF ที่อยู่ติดกัน จากมุมมองที่ทำการวิเคราะห์ เราจะสมมติว่าการเชื่อมต่อหลักของแวลวลำดับการรวมกำลังงานแบบควอไซออปติคอลลจะเกิดขึ้นผ่านสายส่ง และไม่พิจารณาผลของการเชื่อมต่อร่วมที่เกิดขึ้น โดยอาศัยเทคนิคการเชื่อมต่อโดยตรง ช่องเปิดภายนอกสำหรับโหมดการลัดตลอดจนแหล่งกำเนิดภายนอกสำหรับการลัดสามารถทำให้ลดลงได้ ดังนั้นสายส่งสัญญาณเพียงเส้นเดียวจึงถูกนำมาใช้สำหรับการเชื่อมต่อได้เป็นอย่างดี

เป็นที่ทราบกันดีแล้วว่า ความสามารถในการให้กำลังงานของอุปกรณ์โซลิตสเทคโดยทั่วไปนั้นจะลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น ทางเดียวที่จะแก้ปัญหานี้ได้คืออาศัยการกำเนิดฮาร์โมนิกโดยอาศัยพฤติกรรมแบบไม่เป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์ [39] เนื่องจากฮาร์โมนิกนั้นโดยปกติแล้วจะมีค่าที่น้อยกว่าค่าหลัก สำหรับระบบความถี่สูงในย่านมิลลิเมตรเวฟ การใช้แวลวลำดับการรวมกำลังงานแบบควอไซออปติคอลลที่สร้างจากเทคโนโลยี MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) สำหรับแวลวลำดับที่ใช้การกำเนิดความถี่ฮาร์โมนิกเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของ FET (Field Effect Transistor) จึงเป็นสิ่งที่เหมาะสมที่สุด

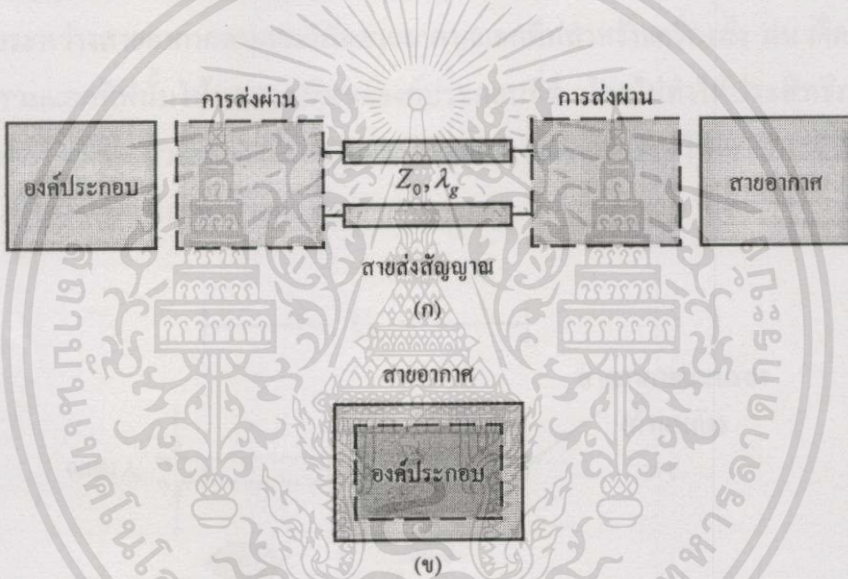
ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 1 ว่าเทคโนโลยีควอไซออปติคอลลนั้นได้ทำให้เกิดการพัฒนาทางด้านไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟอย่างมากมาย และเพื่อให้สามารถเข้าใจลักษณะการทำงานของอุปกรณ์ควอไซออปติคอลลแต่ละชนิดได้อย่างถูกต้อง ดังนั้นผู้เขียนจึงขอกล่าวถึงรายละเอียดการทำงานของอุปกรณ์ควอไซออปติคอลลแบบต่างๆ พอสังเขปดังนี้

2.2 สายอากาศรวมแบบแอกทีฟ

แนวความคิดของสายอากาศรวมนั้นจะมีแนวความคิดที่คล้ายคลึงกับวงจรรวม (integrated circuit) นั่นคือสายอากาศรวมแบบแอกทีฟจะเป็นการรวมกันโดยตรงระหว่างตัวแผ่กระจายคลื่นและอุปกรณ์โซลิตสเทค เช่น ฟินไดโอด, วารเร็คเตอร์ไดโอด, หรือ Schottky-barrier ไดโอด เพื่อทำให้เกิดการทำงานในลักษณะของการสวิตช์ (switching), การปรับแต่ง (tuning) หรือการทำงานร่วมกัน การนำสายอากาศรวมแบบแอกทีฟไปประยุกต์ใช้งานนั้นจำเป็นที่จะต้องพิจารณาถึงคุณสมบัติของวัสดุฐานรองและโครงสร้างของสายอากาศเพื่อทำให้เกิดการแผ่กระจายที่มีประสิทธิภาพ อุปกรณ์ที่ผลิตจากซิลิกอน (Silicon: Si) และแกเลียมอาร์เซไนด์ (Gallium-Arsenide: GaAs) นั้นสามารถนำมาใช้งานร่วมกับสายอากาศบนวัสดุฐานรองได้ ซึ่งจะทำให้ได้สายอากาศที่มีประสิทธิ

ภาพในการแผ่กระจายคลื่นดีที่สุดในกรณีที่เป็นกรสร้างวงจรรวมไมโครเวฟ MIC (Microwave Integrated Circuit) เราสามารถใช้วัสดุฐานรองที่มีการสูญเสียต่ำๆ ได้เพื่อทำให้เกิดการสูญเสียในวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกน้อยที่สุด และยังทำให้ได้สายอากาศที่มีประสิทธิภาพด้วย สายอากาศรวมแบบแอกทีฟที่สร้างด้วยเทคโนโลยี MMIC ในปัจจุบันนั้นยังให้ผลที่ไม่ดีเพียงพอ เนื่องจากวัสดุฐานรองที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) สูง ซึ่งเป็นสาเหตุที่ทำให้ประสิทธิภาพของการแผ่กระจายคลื่นนั้นลดลง

สายอากาศรวมแบบแอกทีฟเป็นสายอากาศที่รวมอุปกรณ์แอกทีฟ เช่น ไดโอดแบบ Gunn, FET หรืออุปกรณ์แอกทีฟอื่นๆ โดยมีจุดประสงค์เพื่อใช้ในการเปลี่ยนพลังงานไฟตรง (DC) หรือพลังงานความถี่สูง (เช่น ออสซิลเลเตอร์ หรือวงจรถ่ายสัญญาณ) สายอากาศรวมแบบแอกทีฟนั้นจะเน้นไปที่การลดขนาด น้ำหนัก และค่าใช้จ่ายในการผลิต

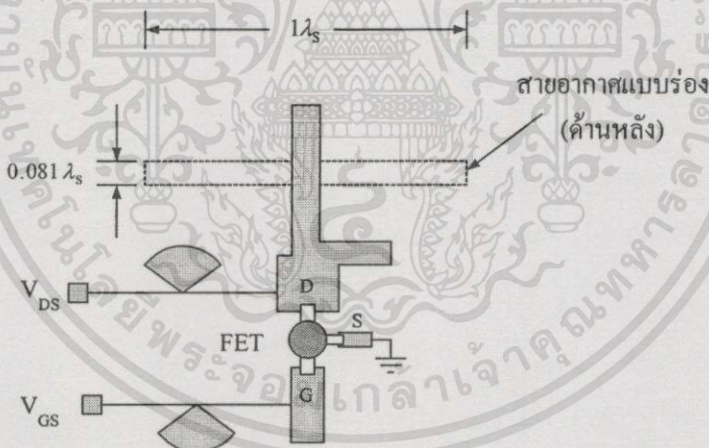


รูปที่ 2.2 โครงสร้างของเครื่องส่งเมื่อใช้องค์ประกอบที่แตกต่างกัน (ก) รูปแบบตามปกติ (ข) รูปแบบของสายอากาศรวม

โดยปกติระบบการสื่อสารแบบไร้สายนั้นจะมีองค์ประกอบของวงจรที่มีลักษณะที่แตกต่างกันออกไป โดยอาศัยสายส่งสัญญาณต่อไปยังส่วนที่เป็นสายอากาศหรือตัวแผ่กระจายคลื่น และที่จุดต่อระหว่างวงจรและสายส่งสัญญาณนั้น การส่งผ่านสัญญาณจะต้องพยายามทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของโหมดในการส่งผ่านที่ราบเรียบที่สุด และในลักษณะเดียวกันการส่งผ่านสัญญาณจากสายส่งสัญญาณไปยังสายอากาศจะต้องทำให้ดีที่สุดด้วย แม้ว่าด้วยวิธีการในลักษณะนี้เราจะสามารถทำให้สายอากาศ สายส่ง หรือองค์ประกอบของวงจรมีคุณสมบัติที่ดีที่สุดได้ก็ตาม แต่อุปกรณ์เหล่านี้ยังคงถูกจำกัดอยู่ด้วยปัจจัยที่สำคัญอยู่นั่นคือ การส่งผ่านที่องค์ประกอบและสายอากาศไปยังสาย

ส่งสัญญาณนั้นจะทำให้ขนาด น้ำหนักและค่าใช้จ่ายของระบบโดยรวมมีค่าเพิ่มขึ้น การส่งผ่านนี้จะทำให้วงจรมีความสลับซับซ้อนมากขึ้นและยังทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่องของสัญญาณ ซึ่งเป็นสาเหตุสำคัญที่ทำให้เกิดการสูญเสียและการจำกัดความถี่ในการทำงานขึ้น ตามปกติแล้วการนำเทคโนโลยี MIC และ MMIC เข้ามาประยุกต์ใช้งานนั้นเพื่อลดองค์ประกอบของวงจร สายส่ง และสายอากาศ เพื่อลดการสูญเสียเหล่านี้เท่านั้น เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นได้ชัดเจนขึ้น สายอากาศรวมนั้นจะพยายามลดการสูญเสียต่างๆ โดยการรวมอุปกรณ์แอททิฟไว้กับสายอากาศ แต่การรวมกันในลักษณะนี้จะส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของสายอากาศและฟังก์ชันขององค์ประกอบต่างๆ ด้วย

สายอากาศแอททิฟที่รวมอุปกรณ์แอททิฟเข้ากับสายอากาศโดยตรงนั้นจะแตกต่างไปจากสายอากาศโดยทั่วไป การออกแบบสายอากาศและออสซิลเลเตอร์บนวัสดุฐานรองขึ้นเดียวกัน สามารถหลีกเลี่ยงการสูญเสียเนื่องจากการส่งผ่านจากโครงข่ายการส่งผ่านกำลังงาน รูปที่ 2.2 ได้แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสายอากาศตามปกติกับสายอากาศแอททิฟสำหรับเครื่องส่ง แนวคิดในเรื่องของสายอากาศรวมนั้นให้คุณสมบัติขององค์ประกอบที่ดี โดยไม่ทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศนั้นลดลง แม้ว่าแนวคิดนี้จะ เป็นแบบตรงไปตรงมา แต่การที่จะทำให้หลักการนี้ประสบความสำเร็จได้นั้นก็ไม่ใช่ว่าเรื่องที่จะทำได้โดยง่าย



รูปที่ 2.3 สายอากาศรวมนแบบแอททิฟโดยอาศัยสายอากาศแบบร่องเป็นตัวแผ่กระจายคลื่น [29]

การออกแบบสายอากาศรวมนแบบแอททิฟต้องการความรู้หลากหลายทางด้านวิศวกรรมไมโครเวฟ ซึ่งรวมถึงอุปกรณ์โซลิตสเทท วงจรไมโครเวฟและสายอากาศ ดังแสดงในรูปที่ 2.3 ซึ่งโดยทั่วไปแล้วผู้ที่มีความเชี่ยวชาญในการ ออกแบบวงจร ไมโครเวฟและออสซิลเลเตอร์นั้นมักจะไม่ค่อยมีประสบการณ์ทางด้านสายอากาศ สิ่งที่เป็นข้อแลกเปลี่ยนของสายอากาศรวมนแบบแอททิฟคือการทำให้ออสซิลเลเตอร์และสายอากาศมีคุณสมบัติที่ดีที่สุดในเวลาเดียวกันและบน โครงสร้างเดียวกันด้วย ซึ่งในบางครั้งพบว่า การปรับปรุงคุณสมบัติของวงจรออสซิลเลเตอร์นั้นทำให้ประสิทธิภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

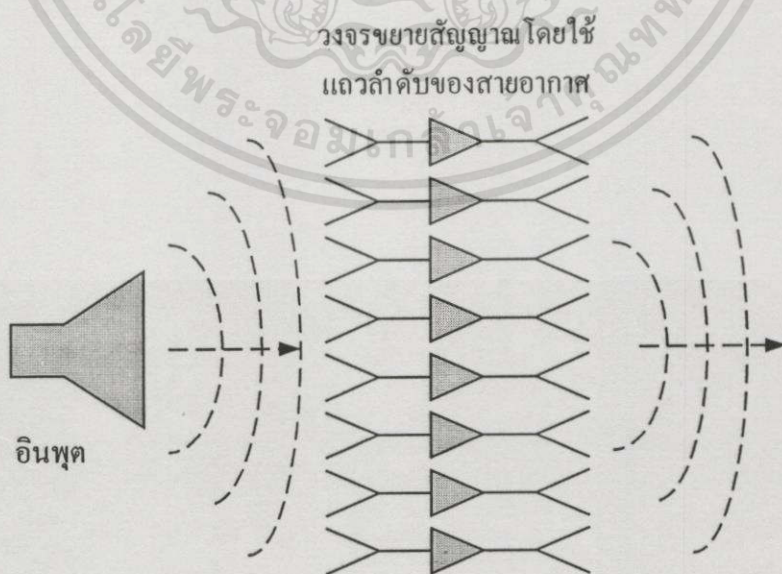
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศลดลง สายอากาศรวมแบบแอกทีฟนั้นสามารถทำได้โดยใช้ อุปกรณ์ที่มี 2 หรือ 3 จุดต่อ (terminal) สำหรับเป็นตัวกำเนิดกำลังงาน RF, อุปกรณ์ตรวจจับ (sensor) ที่มีราคาถูกลง, decoys, มอคูเลเตอร์, วงจรขยายสัญญาณ และแหล่งกำเนิดสำหรับการรวมกำลังงาน

2.3 อุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบควอไซออปติคอลล

วงจขยายสัญญาณแบบควอไซออปติคอลล นั้นอาศัยพื้นฐานของสายอากาศร่วมกับวงจขยายสัญญาณ โดยที่แถวลำดับในแต่ละองค์ประกอบนั้นจะประกอบไปด้วยสายอากาศด้านอินพุต วงจขยายสัญญาณ และสายอากาศด้านเอาต์พุต ข้อดีของโครงสร้างแบบนี้คือเราสามารถออกแบบส่วนของสายอากาศและวงจขยายสัญญาณได้หลากหลายลักษณะ และจากความยืดหยุ่นในการออกแบบนี้เองทำให้แถวลำดับในลักษณะนี้ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานในโครงสร้างของระบบต่างๆ มากมาย อาทิเช่น ภายในท่อนำคลื่นรวมไปจนถึงระบบควอไซออปติคอลลขนาดใหญ่

สำหรับโครงสร้างของวงจขยายแบบควอไซออปติคอลลที่มีลักษณะเป็นกริด [13], [14], [17] นั้นได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.4 ซึ่งส่วนของสายอากาศนี้สามารถออกแบบให้มีลักษณะต่างๆ ได้มากมาย เช่น วงจขยายแบบควอไซออปติคอลลที่อาศัยแผ่นสายอากาศไมโครสตริป [21] หรือสายอากาศแบบร่อง [18], [19] ฯลฯ สำหรับโครงสร้างที่แสดงดังในรูปที่ 2.4 นั้น ในส่วนของสายอากาศจะถูกออกแบบให้เรโซแนนซ์กับความถี่ที่ใช้งาน โครงสร้างของการแมตซ์อิมพีแดนซ์และการเพิ่มเสถียรภาพให้กับโครงสร้างสามารถทำได้ับระนาบเดียวกัน



รูปที่ 2.4 ลักษณะของวงจขยายแบบควอไซออปติคอลลร่วมกับแถวลำดับของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับอัตราขยายของวงจรขยายแบบแวลวลำดับนั้น เรากำหนดให้อัตราขยายเฉพาะที่แวลวลำดับด้านอินพุตมีค่าเป็น G_{in} อัตราขยายของแวลวลำดับด้านเอาต์พุตมีค่าเป็น G_{out} และค้ำวประกอบแวลวลำดับคือ A_{arr} อัตราขยายแอกทีฟที่เกิดจากวงจรขยายในแวลวลำดับเป็น G_a ซึ่งเราจะต้องทำการวัดกำลังงานสองค่า คือค่าแรกเป็นค่าที่ทำการวัดในขณะที่มีแวลวลำดับขยายสัญญาณ และกำหนดให้เป็น P_{meas} และค่ากำลังงานในขณะที่ไม่มีแวลวลำดับขยายสัญญาณ กำหนดให้เป็น P_{cal} โดยอาศัยสมการส่งผ่านของ Friis และอัตราส่วนระหว่างกำลังงานการส่งผ่านที่วัดได้ทั้งสองค่า ซึ่งทำให้ได้สมประสิทธิการส่งผ่านสำหรับแวลวลำดับขยายสัญญาณเป็น

$$\frac{P_{meas}}{P_{cal}} = G_{in} G_a G_{out} \frac{(\eta_1 + r_2)^2}{\eta_1^2 r_2^2} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \quad (2.1)$$

โดยที่ η_1 และ η_2 เป็นระยะทางจากสายอากาศปากแตรไปยังอุปกรณ์ภายใต้การทดสอบ สมการนี้จะง่ายขึ้นหากทำให้ระยะ η_1 และ η_2 มีค่าเท่ากัน ผลคูณระหว่างอัตราขยายกำลังและอัตราขยายของอาเรย์สำหรับตัวส่งแล้วจะถูกเรียกว่า EIPG (effective isotropic power gain) [40]

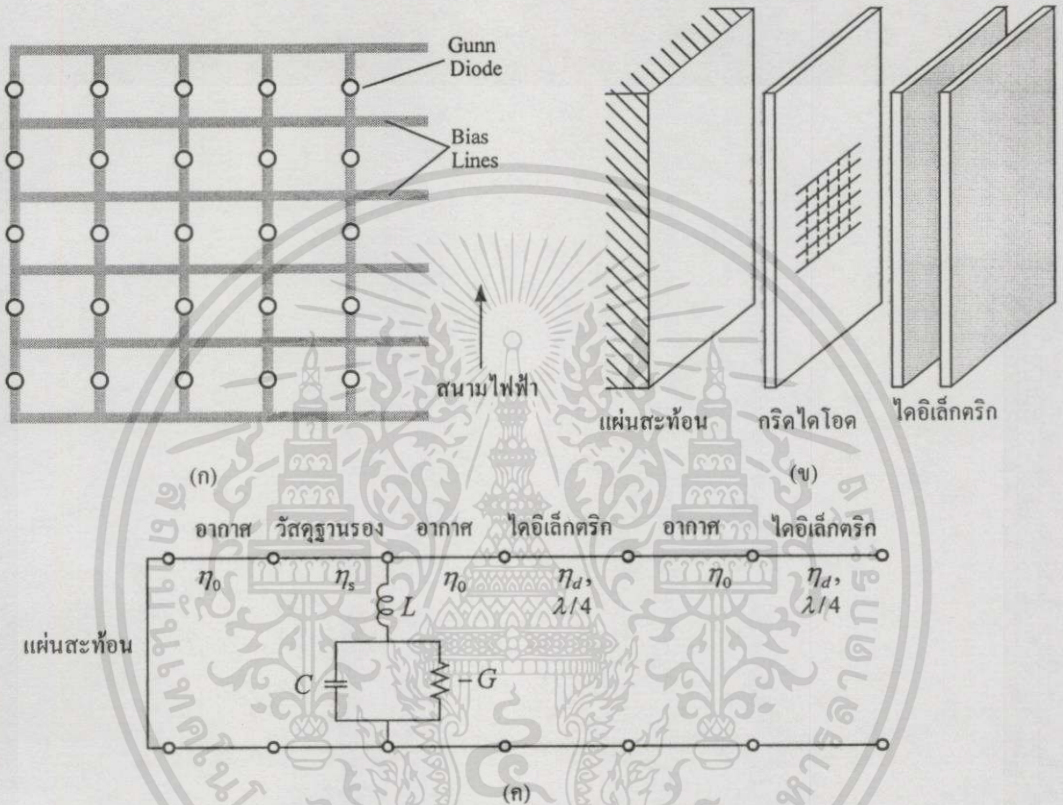
2.4 กวอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์

โครงสร้างของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์นั้นมีด้วยกันหลากหลายรูปแบบ ตัวอย่างหนึ่งคือโครงสร้างที่เป็นกริด (grid) ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งถูกนำมาใช้กับการรวมกำลังงานแบบควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ตามลำดับ โดยแหล่งกำเนิดสัญญาณแบบกริดแต่ละชุดจะวางอยู่ห่างกันด้วยระยะทางประมาณ $\lambda/6$ เพื่อทำให้เป็นโครงสร้างของแหล่งกำเนิดสัญญาณควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ที่สม่ำเสมอ (uniform) กริดออสซิลเลเตอร์นี้สามารถสร้างแบบจำลองได้ด้วยวงจรสมมูลของสายส่งสัญญาณอย่างง่ายดังแสดงในรูป 2.5ก โดยโครงสร้างของวงจรมันจะประกอบด้วยแผ่นสะท้อนไดโอด และไดโอดเล็กตริก ซึ่งถูกรวมกันเป็นควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์

ในช่วงความถี่ไมโครเวฟหรือมิลลิเมตรเวฟ เราสามารถนำอุปกรณ์แอกทีฟมารวมกันเพื่อทำให้ได้กำลังงานที่สูงขึ้นดังที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อเป็นแวลวลำดับที่มีจำนวนองค์ประกอบมาก คุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าของอุปกรณ์แต่ละชนิดนั้นเป็นสิ่งที่มีความสำคัญเป็นอย่างยิ่ง การวิเคราะห์โครงสร้างแบบกริดอย่างละเอียดนั้นสามารถทำได้หลายวิธีด้วยกัน อาทิ เช่น วิธีโมเมนต์ (moment method), วิธีองค์ประกอบจำกัด (finite element), วิธีคอนจูเกตกราเดียนต์ (conjugate gradient) เป็นต้น วิธีการวิเคราะห์ต่างๆ เหล่านี้จำเป็นที่จะต้องใช้เวลาในการคำนวณที่ยาวนานและต้องอาศัยคอมพิวเตอร์ที่มีประสิทธิภาพสูง ดังนั้นแบบจำลองวงจรสมมูลจึงเป็นอีกทาง

เลือกหนึ่งที่ทำให้ใช้เวลาในการคำนวณลดลง อีกทั้งยังไม่ต้องการประสิทธิภาพของคอมพิวเตอร์ที่สูงมากนัก

วงจรสมมูลของโครงสร้างแบบกริดหลายๆ ลักษณะได้ถูกนำมาวิเคราะห์โดยอาศัยหลักการ EMF (Electro Magnetic Field) วิธีการวิเคราะห์ในลักษณะนี้ได้ถูกนำมาใช้ในการวิเคราะห์หาอิมพีแดนซ์ของสายอากาศชนิดต่างๆ ดังที่ได้แสดงไว้ในเอกสารอ้างอิง [41]



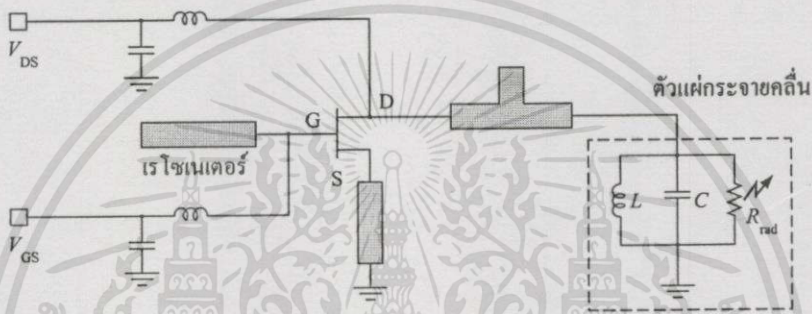
รูปที่ 2.5 กริดออสซิลเลเตอร์ (ก) กริดไดโอด (ข) โครงสร้างของอุปกรณ์ร่วมกำลังงาน (ค) วงจรสมมูลของสายส่ง

โครงสร้างอีกลักษณะหนึ่งของควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์นั้นจะประกอบด้วย ส่วนที่ทำหน้าที่ในการกำเนิดสัญญาณความถี่สูงหรือวงจรออสซิลเลเตอร์ต่อรวมอยู่กับส่วนที่ทำหน้าที่ในการแผ่กระจายคลื่นหรือสายอากาศนั่นเอง [15]-[16] โครงสร้างในลักษณะนี้นั้นอาจกล่าวได้ว่าเป็นโครงสร้างของสายอากาศรวมแบบแอกทีฟได้ด้วยเช่นกัน จุดที่แตกต่างจากโครงสร้างของกริดออสซิลเลเตอร์แบบควอไซออปติคอลลคือ จำนวนของอุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณ RF นั้นจะใช้เพียงหนึ่งองค์ประกอบต่อหนึ่งความยาวคลื่นเท่านั้น โครงสร้างในลักษณะนี้จะถูกออกแบบให้สามารถทำงานเป็นได้ทั้งสายอากาศรวมแบบแอกทีฟและตัวรวมกำลังงานแบบควอไซออปติคอลลดังแสดงในรูปที่ 2.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.6 แสดงโครงสร้างของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์แบบซอร์สรวม [16] ซึ่งจะอาศัยอุปกรณ์แอคทีฟคือ FET ทำหน้าที่ในการกำเนิดสัญญาณความถี่สูงต่ออยู่กับส่วนที่ทำหน้าที่ในการแผ่กระจายคลื่น การเลือกชนิดของตัวแผ่กระจายคลื่นนี้จะทำให้ได้ควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ที่มีคุณสมบัติแตกต่างกันออกไป อาทิเช่น การโพลาไรเซชัน, ประสิทธิภาพการแผ่กระจาย, แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น ฯลฯ ซึ่งจะเป็นส่วนที่แตกต่างจากกริดออสซิลเลเตอร์ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว เนื่องจากกริดออสซิลเลเตอร์นั้นจะไม่สามารถควบคุมการโพลาไรเซชัน แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นจากด้วยตัวเองได้ จำเป็นที่จะต้องอาศัยอุปกรณ์ชนิดอื่นช่วย เช่น อุปกรณ์ควบคุมโพลาไรเซชัน (polarizer) ตัวสะท้อน (reflector) เป็นต้น



รูปที่ 2.6 ควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์แบบซอร์สรวม

2.5 แลวลำดับการรวมกำลังงาน

ในปัจจุบันแหล่งกำเนิดกำลังงาน RF นั้นมีอยู่ด้วยกันหลากหลายชนิด ซึ่งแหล่งกำเนิดเหล่านี้ได้แก่ หลอดไคลสตรอน (klystron) หลอดแบบคลื่นเคลื่อนที่ TWT (traveling-wave tube) วงจรขยายแบบคลื่นขวาง (CFA) หลอดแมกนีตรอน (magnetron) และอุปกรณ์โซลิตสเตรท โดยปกติแล้วอุปกรณ์จำพวกหลอดสูญญากาศนั้นจะมีประสิทธิภาพสูงและให้กำลังงานที่เพียงพอต่อความต้องการของระบบต่างๆ แต่อย่างไรก็ตามหลอดสูญญากาศเหล่านี้มักจะมีขนาดใหญ่ มีราคาแพง มีความน่าเชื่อถือต่ำ และต้องการแรงดันในการทำงานสูง ในอีกทางหนึ่งอุปกรณ์โซลิตสเตรท สามารถสร้างได้ด้วยกระบวนการทางภาพ (photolithographically) ซึ่งจะทำให้สามารถควบคุมขนาดได้อย่างแน่นอน อุปกรณ์โซลิตสเตรทเหล่านี้มักจะทำงานได้ด้วยแรงดันที่มีขนาดต่ำ และมีขนาดเล็ก ดังนั้นจึงอาจกล่าวได้ว่าอุปกรณ์โซลิตสเตรทนั้นมีข้อได้เปรียบอุปกรณ์จำพวกหลอดสูญญากาศดังนี้

1. ปราศจากความร้อนจากใต้หลอด

- ไม่ต้องการกำลังงานสำหรับป้อนให้กับอุปกรณ์ทำความร้อน
- ใช้เวลาในการเริ่มต้นทำงานน้อย
- มีอายุการใช้งานยาวนาน

2. ใช้แรงดันในการทำงานต่ำ

- ลดข้อจำกัดในเรื่องของแหล่งจ่ายกำลังงาน
- ไม่ต้องการการหล่อหุ้มหรือพื้นที่ขนาดใหญ่
- ลดขนาดและน้ำหนักโดยรวมของระบบลง
- ทำให้ความน่าเชื่อถือของระบบโดยรวมเพิ่มขึ้น

3. ให้ช่วงแบนด์วิธในการทำงานที่กว้างกว่า (~50%) หลอดสุญญากาศ ซึ่งปกติแล้วหลอดสุญญากาศจะให้แบนด์วิธ < 20%

4. สามารถรวมกับวงจรโมโนลิธิค (monolithic) ได้อย่างเหมาะสม

5. มีขนาดเล็กกระทัดรัด และยังสามารถรวมกับอุปกรณ์อื่นๆ ได้โดยใช้พื้นที่น้อยกว่า

6. ให้ค่า MTBF (mean time between failure) มากกว่าหลอดสุญญากาศ

แต่อย่างไรก็ตามอุปกรณ์โซลิตสเตทนั้นยังคงมีข้อจำกัดในเรื่องของการให้กำลังงานได้ค่อนข้างต่ำและอุปกรณ์โซลิตสเตทเพียงตัวเดียวนั้นไม่สามารถตอบสนองต่อความต้องการของระบบได้ แต่อุปกรณ์โซลิตสเตทนั้นยังคงมีข้อดีตรงที่มีราคาไม่แพงมากนัก มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบาสามารถผลิตเป็นอุตสาหกรรมได้ และยังให้ประสิทธิภาพที่สูง เพื่อเอาชนะข้อจำกัดในเรื่องการให้กำลังงานเอาท์พุตต่ำนี้เองจึงทำให้มีการคิดที่จะรวมกำลังงานจากอุปกรณ์โซลิตสเตทหลายๆ ตัวขึ้น

วิธีการรวมกำลังงานนั้นมีอยู่ด้วยกันหลากหลายวิธี แต่ละวิธีนั้นสามารถทำงานเพียงลำพังหรือทำงานร่วมกับวิธีอื่นๆ ได้ การรวมกำลังงานในแบบ Chip-level นั้นคือการพยายามเพิ่มพื้นที่ผิวของอุปกรณ์เพื่อทำให้สามารถรองรับกับกำลังงานที่สูงขึ้นได้ ส่วนการรวมกำลังงานในแบบวงจรมันจะอาศัยอุปกรณ์และวงจรจำนวนมากเพื่อเพิ่มกำลังเอาท์พุต และสำหรับการรวมกำลังงานแบบ spatial นั้นจะแตกต่างจากการรวมกำลังงานในสองวิธีแรกอย่างสิ้นเชิง เนื่องจากการรวมกำลังงานนั้นจะเกิดขึ้นในอวกาศว่าง ดังนั้นอุปกรณ์แต่ละตัวจะต้องถูกนำมาติดเข้ากับสายอากาศ ด้วยวิธีการรวมกำลังงานในลักษณะนี้จะทำให้มีข้อดีอยู่ด้วยกันหลายประการดังนี้

1. โมดูลของเครื่องรับส่งที่สายอากาศแต่ละตัว

- ลดการสูญเสียจากโครงข่ายการส่งผ่านกำลังงานและความซับซ้อน
- เพิ่มฟังก์ชันการทำงาน (เช่น การขยายสัญญาณ, การเลื่อนเฟส)
- ระดับกำลังงาน RF สูงสุดจะปรากฏขึ้นในสุญญากาศ
- การสูญเสียจากอุปกรณ์เลื่อนเฟสจะปรากฏขึ้นที่ระดับกำลังงานต่ำกว่า ซึ่งจะช่วยให้ปรับปรุงประสิทธิภาพโดยรวม

2. ข้อเสียที่เกิดขึ้น

- กำลังงานเอาท์พุตโดยรวมนั้นจะมีค่าน้อยกว่าผลรวมกำลังงานจากแหล่งกำเนิดทั้งหมด ซึ่งจะสอดคล้องกับค่า $20 \log(P_{on} / P_{total})$ โดยที่ P_{on} คือกำลังงานจากแหล่งกำเนิด และ P_{total} คือการรวมกำลังงานเอาท์พุตจากแหล่งกำเนิดทั้งหมด

การรวมกำลังงานโดยอาศัยแหล่งกำเนิดอิสระจำนวนมากๆ นั้นจะทำให้ได้แหล่งกำเนิดรวมที่มีกำลังงานสูงมากขึ้น ซึ่งมีหลายปัจจัยที่เป็นตัวแปรที่จะทำให้การรวมกำลังงานนั้นประสบความสำเร็จหรือล้มเหลว คุณสมบัติที่สำคัญที่สุดของของตัวรวมกำลังงานนั้นคือประสิทธิภาพการรวมกำลังงาน (η) ตัวประกอบนี้เป็นสิ่งที่แสดงถึงกำลังงานรวมต่อผลบวกของกำลังงานจากแหล่งกำเนิดแต่ละชุด สำหรับตัวรวมกำลังงานที่ประกอบด้วยแหล่งกำเนิดอิสระ n ชุด ซึ่งจะได้กำลังงานของแหล่งกำเนิดแต่ละชุดเป็น P_n สามารถแสดงถึงค่าประสิทธิภาพการรวมกำลังงานได้ดังนี้

$$\eta = \frac{P_{\text{total}}}{\sum_n P_n} \quad (2.2)$$

ประสิทธิภาพของการรวมกำลังงานนั้นเป็นการยากที่จะหาได้จากวัสดุที่ใช้ในการรวมกำลังงานและโครงสร้างของตัวรวมกำลังงาน วัสดุและวิธีการสร้างที่แตกต่างกันจะเป็นเหตุให้ความถี่, เฟสและขนาดของความถี่ของแหล่งกำเนิดแต่ละชุดเปลี่ยนแปลงไป การรวมกำลังงานที่ดีที่สุดนั้นจะต้องอาศัยการสร้างจากอุปกรณ์และวงจรที่มีลักษณะเหมือนกัน ซึ่งในอนาคตคาดว่า การรวมกำลังงานที่ให้ผลดีที่สุดจะสามารถทำให้สำเร็จได้โดยอาศัยเทคนิค โมโนลิติก แต่เทคนิคนี้ก็เป็น การยากที่จะทำให้ได้ความถี่ในการทำงานที่สูง

2.6 สรุป

เทคโนโลยีควอไซออปติคอลลนั้นเป็นเทคโนโลยีที่ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อเป็นรูปแบบหรือสถาปัตยกรรมของการสื่อสารในย่านไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟแบบใหม่ ซึ่งในปัจจุบันได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้ทั้งทางการทหารและทางการค้าอย่างแพร่หลาย ถ้ามองในมุมมองของวิศวกรรมไมโครเวฟแล้วจะเห็นได้ว่าโครงสร้างของวงจรที่อาศัยเทคโนโลยีควอไซออปติคอลลนั้น อินพุตหรือเอาต์พุตพอร์ตจะเชื่อมต่ออยู่กับอวกาศว่าง แทนที่จะเป็นสายส่งสัญญาณ 50Ω ดังที่พบเห็นในวงจรไมโครเวฟตามปกติ ซึ่งสายอากาศที่ถูกรวมเข้าไปในวงจรนั้นนอกจากจะทำหน้าที่ในการแผ่กระจายคลื่นแล้ว ยังสามารถให้คุณสมบัติของวงจรในลักษณะอื่นด้วย ดังเช่น การเรโซแนนท์ การกรองสัญญาณ ซึ่งสายอากาศนี้จะเป็นส่วนหนึ่งที่ถูกรวมเข้าไปในการออกแบบวงจรไมโครเวฟ ในอีกด้านหนึ่งหากมองในมุมมองของวิศวกรรมสายอากาศจะเห็นได้ว่าเทคโนโลยีควอไซออปติคอลลนั้นทำให้สามารถรวมสัญญาณและคลื่นเข้าด้วยกันได้ ซึ่งทำให้เกิดประโยชน์ต่อการรวมสัญญาณหรือขยายสัญญาณได้โดยง่ายบนวัสดุฐานรองชั้นเดียวกัน

สำหรับเนื้อหาในบทนี้ได้แสดงให้เห็นให้อ่านได้เข้าใจถึงเทคโนโลยีควอไซออปติคอลล และลักษณะการทำงานของอุปกรณ์ควอไซออปติคอลลชนิดต่างๆ ซึ่งในความเป็นจริงแล้วยังมีรายละเอียดและอุปกรณ์ชนิดอื่นๆ อีกมากมาย ซึ่งสามารถศึกษารายละเอียดได้จากเอกสารอ้างอิง [40]

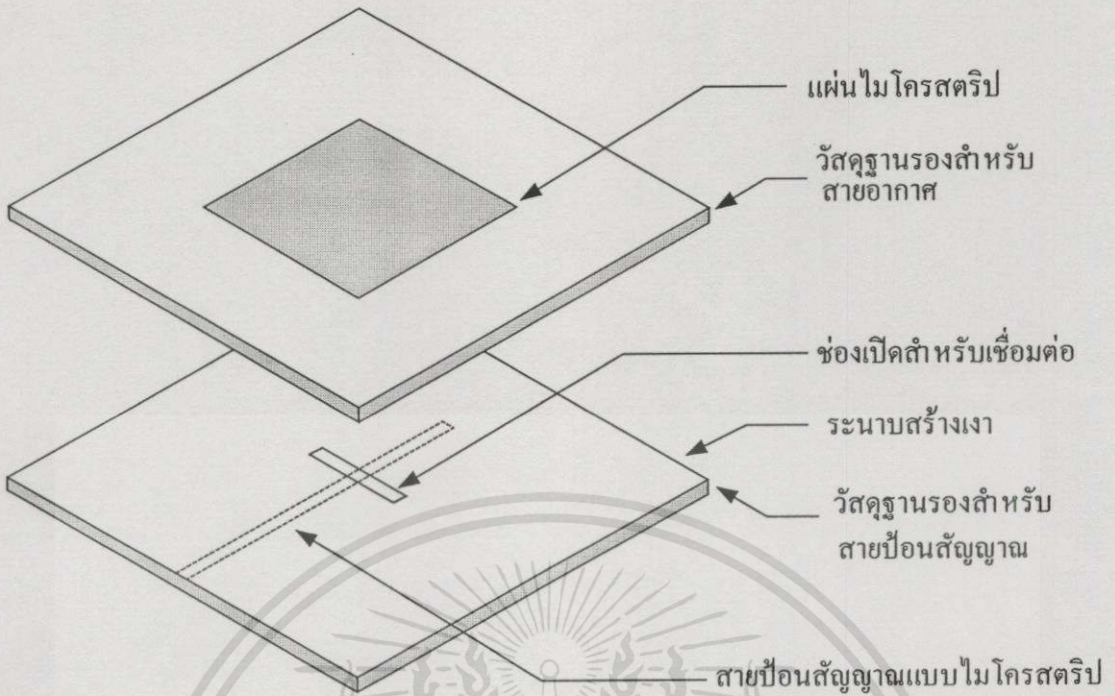
ลำดับได้ถูกพัฒนามาระดับหนึ่งในด้านการออกแบบและการสร้างแบบจำลอง และผู้ที่สนใจในสายอากาศประเภทนี้ได้พยายามปรับปรุงประสิทธิภาพของสายอากาศ (เช่น แบนด์วิธ) และพัฒนาเทคโนโลยีสำหรับการนำสายอากาศชนิดนี้ไปประยุกต์ใช้งานเพิ่มมากขึ้น การประยุกต์ใช้งานอย่างหนึ่งคือการใช้สายอากาศไมโครสตริปเป็นองค์ประกอบภายในระบบแถวลำดับเฟส (phased array system) โดยอาศัยเทคโนโลยีของการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ ดังนั้นจึงดูเหมือนว่าสายอากาศแบบไมโครสตริปนั้นมีความเหมาะสมต่อการผลิตโดยใช้ต้นทุนต่ำ และสามารถรวมกับอุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบ MIC หรือ MMIC ได้เป็นอย่างดี โดยเฉพาะอย่างยิ่งหากพิจารณาถึงโครงสร้างของสายอากาศแบบไมโครสตริปแบบพื้นฐานที่ดูนำไปเป็นองค์ประกอบในแถวลำดับเฟสด้วยแล้ว ซึ่งจะต้องมีการรวมเข้ากับอุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบแอคทีฟและวงจรถยายสัญญาณ, ส่วนที่ทำหน้าที่ในการไบอัสให้กับวงจร, และโครงข่ายการป้อนสัญญาณความถี่สูง ซึ่งจะเห็นได้ว่าสำหรับงานในลักษณะนี้โครงสร้างของสายอากาศที่มีหลายชั้นจะช่วยทำให้การออกแบบเป็นไปได้โดยง่าย และให้ผลในแง่ประสิทธิภาพของอุปกรณ์ที่ดีกว่า

3.2 การทำงานพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อด้วยช่องเปิด

รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างทางเลขาคณิตของสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อด้วยช่องเปิดแบบพื้นฐาน องค์ประกอบของแผ่นไมโครสตริปที่ทำหน้าที่ในการแผ่กระจายคลื่นนั้นจะวางอยู่ด้านบนสุดของวัสดุฐานรองของสายอากาศ และสายป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริปนั้นจะวางอยู่ที่ด้านล่างสุดของวัสดุฐานรอง สำหรับค่าความหนาและค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองทั้งสองชั้นสามารถเลือกได้อย่างอิสระเพื่อทำให้ได้ประสิทธิภาพในการแผ่กระจายคลื่นและลักษณะวงจรที่ดีที่สุด แม้ว่าช่องเปิดที่ใช้ในการเชื่อมต่อระหว่างสายป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริปกับแผ่นสายอากาศนั้นจะสามารถเลือกได้หลายรูปแบบ แต่โดยทั่วไปแล้วมักนิยมใช้ช่องเปิดแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า เนื่องจากให้ปริมาณการเชื่อมต่อที่สูงกว่าช่องเปิดรูปร่างอื่นๆ สายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อด้วยช่องเปิดนั้นเป็นโครงสร้างที่มีพารามิเตอร์ของวัสดุและขนาดอีกมากมาย ซึ่งจะได้กล่าวสรุปถึงผลการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์เหล่านี้ที่มีผลต่อคุณสมบัติของสายอากาศ

3.2.1 ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองของสายอากาศ

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองนี้เป็นพารามิเตอร์แรกที่มีผลต่อแบนด์วิธและประสิทธิภาพในการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ โดยวัสดุฐานรองที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกต่ำนั้นจะให้อิมพีแดนซ์แบนด์วิธที่กว้างและช่วยลดคลื่นผิวได้ด้วย



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อด้วยช่องเปิด

3.2.2 ความหนาของวัสดุฐานรองของสายอากาศ

ความหนาของแผ่นวัสดุฐานรองจะมีผลต่อเบนคัวิตซ์และระดับในการเชื่อมต่อ วัสดุฐานรองที่หนาจะทำให้ได้เบนคัวิตซ์ที่กว้างแต่จะมีการเชื่อมต่อที่น้อย

3.2.3 ความยาวของแผ่นไมโครสตริป

ความยาวของแผ่นตัวแผ่กระจายคลื่นนี้สามารถกำหนดได้จากความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ ซึ่งจะสัมพันธ์กับสมการ [52]

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (3.1)$$

โดยที่ L_{eff} คือความยาวประสิทธิผล ΔL คือความยาวเนื่องจากสนามที่แผ่กระจายออกไป (fringing field) ซึ่งสามารถหาได้จากสมการ

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (3.2)$$

โดยที่ h คือค่าความหนาของวัสดุฐานรอง W คือความกว้างของแผ่นไมโครสตริป และ ϵ_{reff} คือค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (effective dielectric constant) ซึ่งจะสัมพันธ์กับสมการ

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (3.3)$$

โดยที่ ϵ_r คือค่าคงตัวไดอิเล็กตริก

3.2.4 ความกว้างของแผ่นไมโครสตริป

ความกว้างของแผ่นไมโครสตริปนั้นจะมีผลต่อความต้านทานที่จุดเรโซแนนซ์ของสายอากาศ แผ่นไมโครสตริปที่กว้างนั้นจะทำให้ได้ความต้านทานลดลง และแผ่นไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสนั้นจะให้เกิดการโพลาไรเซชันขวางในระดับที่มากขึ้น และสามารถทำให้เกิดการโพลาไรเซชันแบบวงกลมได้ ในกรณีของแผ่นสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า สามารถกำหนดค่าความกว้างของแผ่นไมโครสตริปได้จากสมการ

$$W = \frac{\lambda_0}{2} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.4)$$

โดยที่ λ_0 คือความยาวคลื่นในอวกาศว่าง และ ϵ_r คือค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองสำหรับสายอากาศ

3.2.5 ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองสำหรับตัวป้อนสัญญาณ

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสำหรับตัวป้อนสัญญาณนี้ควรเลือกเพื่อให้ได้ขนาดของวงจรมิโครสตริปที่เหมาะสม โดยปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 2 ถึง 10

3.2.6 ความหนาของวัสดุฐานรองสำหรับตัวป้อนสัญญาณ

การเลือกใช้วัสดุฐานรองที่บางจะทำให้มีการแผ่กระจายจากโครงข่ายการป้อนสัญญาณลดลง แต่จะทำให้เกิดการสูญเสียเพิ่มขึ้น ซึ่งค่าที่เหมาะสมนั้นความอยู่ในช่วง 0.01 λ ถึง 0.02 λ จึงจะเหมาะสมที่สุด

3.2.7 ความยาวของร่อง (slot)

ระดับของการเชื่อมต่อตลอดจนระดับการแผ่กระจายคลื่นออกไปด้านหลังนั้น สามารถกำหนดได้จากความยาวของร่องที่ใช้ในการเชื่อมต่อ ดังนั้นร่องที่ใช้ในการเชื่อมต่อนี้ไม่ควรยาวเกินกว่าความต้องการเพื่อใช้สำหรับการแมตช์อิมพีแดนซ์

3.2.8 ความกว้างของร่อง

ความกว้างของร่องนี้จะมีผลต่อระดับของการเชื่อมต่อเช่นเดียวกับความยาว แต่จะมีผลที่น้อยกว่า อัตราส่วนความกว้างต่อความยาวของร่องนี้โดยปกติจะมีค่าประมาณ 1/10

3.2.9 ความกว้างของสายป้อนสัญญาณ

นอกจากจะใช้ในการควบคุมอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายป้อนสัญญาณแล้ว ความกว้างของสายป้อนสัญญาณนี้ยังมีผลต่อการเชื่อมต่อไปยังร่องด้วย

3.2.10 ตำแหน่งของสายป้อนสัญญาณเทียบกับร่อง

เพื่อทำให้เกิดการเชื่อมต่อมากที่สุดสายป้อนสัญญาณควรวางอยู่ตรงกึ่งกลางของร่อง หากเลื่อนตำแหน่งของสายป้อนสัญญาณจากกึ่งกลางร่องออกไปทางด้านข้างจะทำให้ระดับการเชื่อมต่อลดลง

3.2.11 ตำแหน่งของแผ่นสายอากาศเทียบกับร่อง

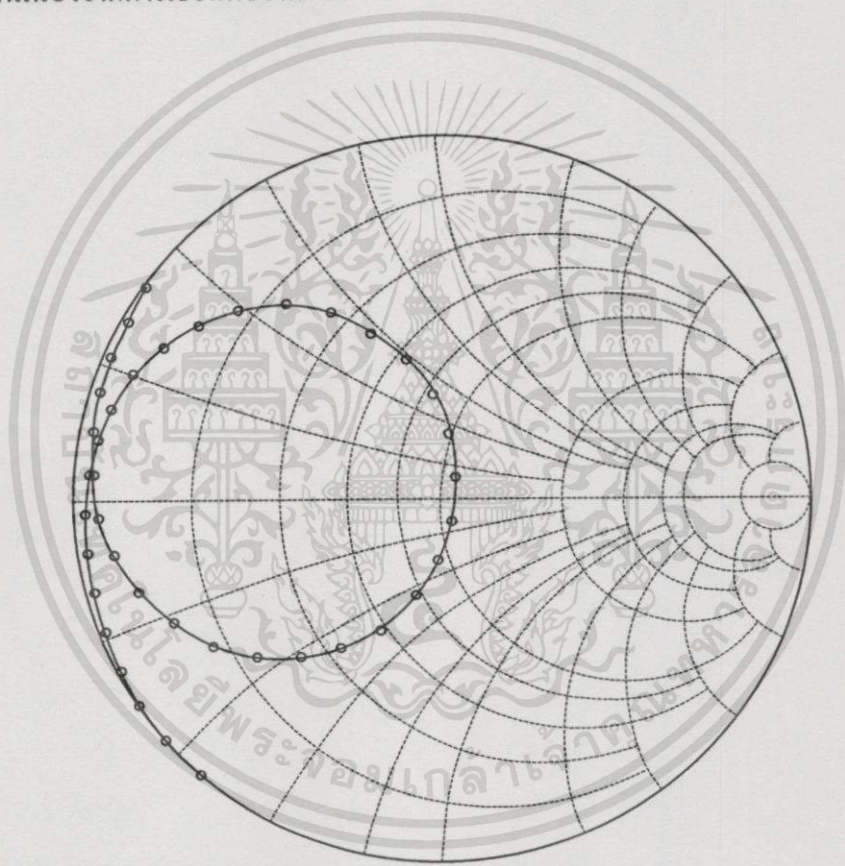
เพื่อทำให้เกิดการเชื่อมต่อมากที่สุดอีกเช่นเดียวกัน แผ่นสายอากาศควรวางอยู่กึ่งกลางร่อง การเลื่อนแผ่นสายอากาศไปตามทิศทางของระนาบสนามแม่เหล็กจะมีผลเพียงเล็กน้อย ในขณะที่หากเลื่อนแผ่นสายอากาศไปตามทิศทางของระนาบสนามไฟฟ้า (ตามความยาวเรโซแนนท์) จะทำให้ระดับการเชื่อมต่อลดลง

3.2.12 ความยาวของสายท่อนสั้น

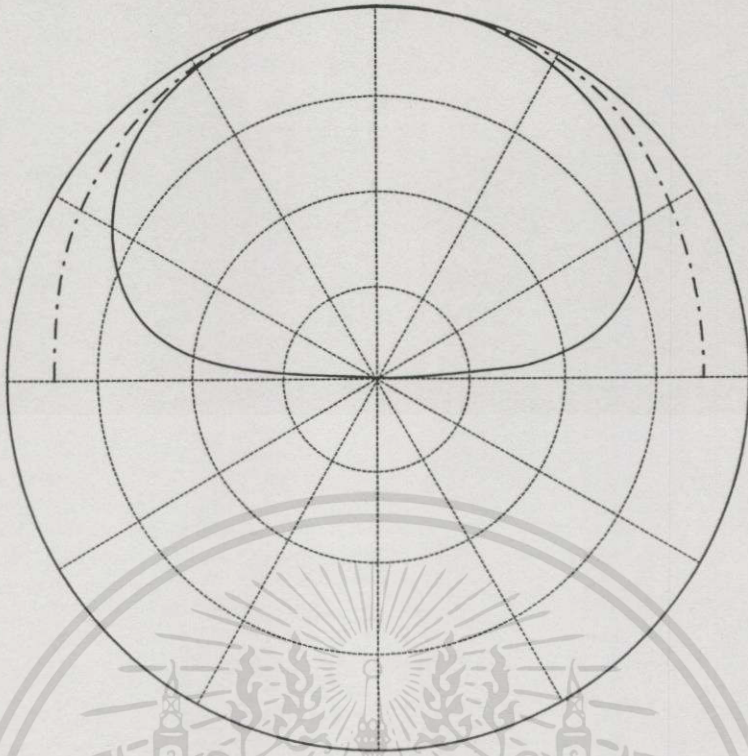
การปรับแต่งสายท่อนสั้น (stub) นั้นเพื่อต้องการปรับค่ารีแอกแตนซ์ (reactance) ของสายอากาศที่เชื่อมต่อด้วยช่องเปิด ด้วยปกติแล้วสายท่อนสั้นนี้จะมีค่าความยาวน้อยกว่า $\lambda/4$ การตัดวงจรสายท่อนสั้นนั้นจะทำให้เส้นอิมพีแดนซ์ (impedance loci) เคลื่อนที่ไปยังทิศทางของค่าคาปาซิแตนซ์บนชาร์ตแบบสมิต

ในรูปที่ 3.2 แสดงชาร์ตแบบสมิต ซึ่งแสดงเส้นอิมพีแดนซ์ต่อความถี่สำหรับสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับช่องเปิด ขนาดของเส้นอิมพีแดนซ์จะถูกควบคุมโดยความยาวของร่อง ซึ่งเมื่อความยาวมีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของส่วนวงกลมมีค่าเพิ่มขึ้น ผลของการเปลี่ยนแปลงความยาวของสายท่อนสั้นนั้น จะทำให้เส้นอิมพีแดนซ์หมุนขึ้นไปในทิศทางของค่าความเหนี่ยวนำหรือหมุนลงในทิศทางของตัวเก็บประจุบนชาร์ตแบบสมิต

รูปที่ 3.3 แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นสำหรับสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับช่องเปิด แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางด้านหน้านั้นเกิดจากองค์ประกอบของสายอากาศไมโครสตริป ในขณะที่ฟูลล์ (lobe) ที่แผ่กระจายคลื่นออกไปทางด้านหลังนั้นเกิดจากการแผ่กระจายคลื่นเนื่องจากการเชื่อมต่อจากร่อง



รูปที่ 3.2 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับช่องเปิด



รูปที่ 3.3 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อด้วยช่องเปิด

----- ระนาบสนามไฟฟ้า ———— ระนาบสนามแม่เหล็ก

3.3 การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อด้วยช่องเปิด

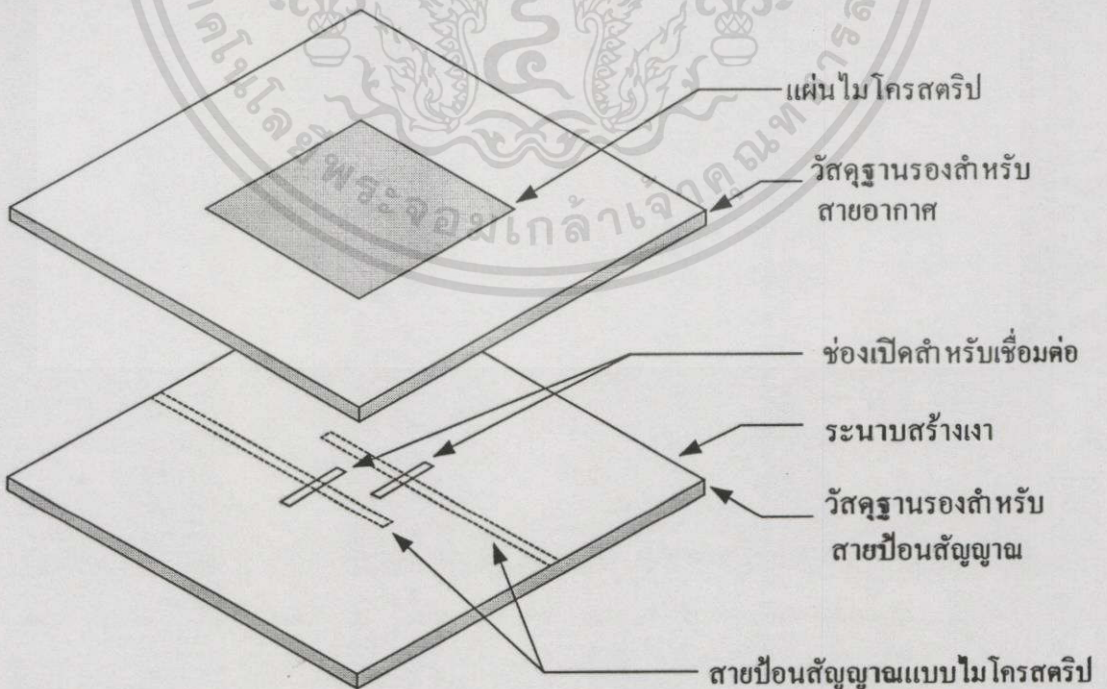
ถึงแม้ว่าสายอากาศแบบไมโครสตริปนั้นจะสามารถวิเคราะห์ได้หลากหลายวิธี เช่น การวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองสายส่ง (transmission line model), แบบจำลองถ้ำวิดี (cavity model), วิธีโมเมนต์ (moment method), วิธีองค์ประกอบจำกัด (finite element), วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัด (finite difference) เป็นต้น การวิเคราะห์ในแต่ละวิธีนั้นจะให้ความถูกต้องแม่นยำของผลเฉลยที่แตกต่างกันออกไป วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดเป็นอีกวิธีหนึ่งที่มีความยืดหยุ่น และให้ความถูกต้องแม่นยำในการทำนายพฤติกรรมของแม่เหล็กไฟฟ้าในโครงสร้างที่เป็นท่อนำคลื่น (wave guide) ตลอดจนโครงสร้างที่มีการแผ่กระจายคลื่น (radiator) ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงอาศัยวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา สำหรับการวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่เชื่อมต่อด้วยช่องเปิดดังแสดงในรูปที่ 3.4

โครงสร้างของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่เชื่อมต่อด้วยช่องเปิดที่แสดงในรูปที่ 3.4 นี้จะมีลักษณะที่คล้ายคลึงกับที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.1 ซึ่งจะอาศัยแผ่นไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าทำหน้าที่ในการแผ่กระจายคลื่นเช่นเดียวกัน โดยจุดที่แตกต่างกันคือการใช้ช่องเปิดคู่ (double apertures) โดยช่องเปิดตัวหนึ่งจะทำหน้าที่ในการเชื่อมต่อสัญญาณจากสายส่งสัญญาณแบบไมโคร

สตริปซึ่งต่ออยู่กับพอร์ตที่ 1 เพื่อกระตุ้นแผ่นสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเพื่อให้เกิดการแผ่กระจายคลื่น ในขณะที่ช่องเปิดอีกตัวหนึ่งจะถูกใช้ในการป้อนกลับสัญญาณที่เกิดจากการแผ่กระจายคลื่นไปยังพอร์ตที่ 2 ซึ่งทำให้ต้องอาศัยสายป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริปสองเส้นดังแสดงในรูปที่ 3.4

จุดประสงค์หลักของการวิเคราะห์สายอากาศแบบไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับช่องเปิดคู่นี้ เพื่อต้องการหาพฤติกรรมทางแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศ ซึ่งในการออกแบบร่วมกับวงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่งจะได้กล่าวถึงในบทที่ 4 นั้น สายอากาศดังกล่าวนี้จะถูกมองในลักษณะของวงจรไฟฟ้า ดังนั้นสายอากาศแบบไมโครสตริปนี้จึงเปรียบเสมือนวงจร 2 พอร์ต โดยพารามิเตอร์ที่ต้องการนั้นจะต้องอยู่ในรูปของพารามิเตอร์การกระจาย (scattering parameter) เพื่อให้สามารถนำไปคำนวณในลักษณะของวงจรไฟฟ้าร่วมกับวงจรแอกทิฟได้ และเนื่องจากเป็นโครงสร้างแบบสมมาตร ดังนั้นลักษณะการแผ่กระจายคลื่นจึงสามารถอาศัยทฤษฎีสำหรับสายอากาศที่เชื่อมต่อกับช่องเปิดทั่วไป เพื่อใช้ในการแสดงคุณสมบัติในการแผ่กระจายคลื่นได้ด้วยเช่นกัน

สำหรับการวิเคราะห์ด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite-Difference Time-Domain) นั้นจะอาศัยแนวคิดพื้นฐานของยี่ [43] ซึ่งจะเป็นการหาผลเฉลยจากระบบสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ (Maxwell) ในโดเมนเวลา ในระบบพิกัดแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า (rectangular coordinate) ดังแสดงในรูปที่ 3.5 ซึ่งประกอบด้วยพารามิเตอร์ (ϵ, μ) ซึ่งจะสัมพันธ์กับระบบของสมการสเกลาร์ดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.4 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับช่องเปิดคู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$-\mu \frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \quad (3.5)$$

$$-\mu \frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (3.6)$$

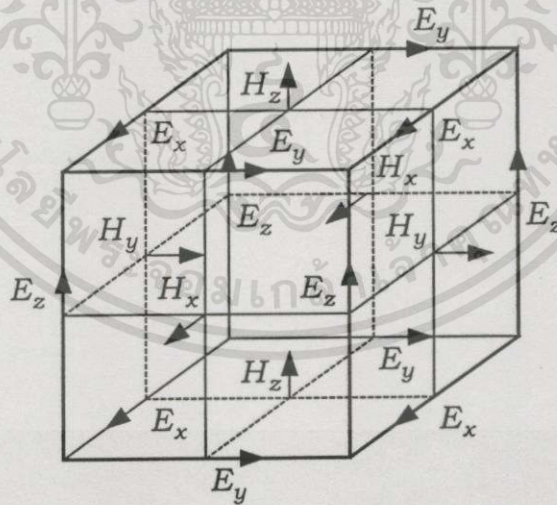
$$-\mu \frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \quad (3.7)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - J_x \quad (3.8)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - J_y \quad (3.9)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - J_z \quad (3.10)$$

ตามแนวคิดของยี่นั้นการแสดงผลสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในแต่ละขั้นเวลาจะอาศัยแบบแผนขั้นเวลา Leap-Frog ดังนั้นสมการผลต่างสืบเนื่องที่สัมพันธ์กับสมการ (3.5) – (3.10) และองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กดังที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.5 นั้นจะเป็นการเปลี่ยนแปลงไปตามเวลาและระยะทาง ซึ่งเมื่อกระดุนสัญญาณเข้าไปที่พอร์ต 1 ตามโครงสร้างที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.4 ดังนั้นจึงได้สมการที่ใช้ในการแสดงพฤติกรรมของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กใน 3 มิติดังนี้



รูปที่ 3.5 องค์ประกอบของสนามบนกริดทรงลูกบาศก์

$$H_{x \ i, j+1/2, k+1/2}^{n+1/2} = H_{x \ i, j+1/2, k+1/2}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu} \cdot$$

$$\left[\frac{E_{y \ i, j, k}^n - E_{y \ i, j, k+1}^n}{\Delta z} - \frac{E_{z \ i, j, k}^n - E_{z \ i, j+1, k}^n}{\Delta y} \right] \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_{y\ i+1/2,j,k+1/2}^{n+1/2} = H_{y\ i+1/2,j,k+1/2}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu} \cdot \left[\frac{E_{x\ i,j,k}^n - E_{x\ i,j,k+1}^n}{\Delta z} - \frac{E_{z\ i,j,k}^n - E_{z\ i+1,j,k}^n}{\Delta x} \right] \quad (3.12)$$

$$H_{z\ i+1/2,j+1/2,k}^{n+1/2} = H_{z\ i+1/2,j+1/2,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu} \cdot \left[\frac{E_{x\ i,j,k}^n - E_{x\ i,j+1,k}^n}{\Delta y} - \frac{E_{y\ i,j,k}^n - E_{y\ i+1,j,k}^n}{\Delta x} \right] \quad (3.13)$$

$$E_{x\ i,j,k}^{n+1} = E_{x\ i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta y} \cdot (H_{z\ i+1/2,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_{z\ i+1/2,j-1/2,k}^{n+1/2}) - \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta z} \cdot (H_{y\ i+1/2,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_{y\ i+1/2,j,k-1/2}^{n+1/2}) - \frac{\Delta t}{\varepsilon} \cdot J_{x,i,j,k}^{e+1/2} \quad (3.14)$$

$$E_{y\ i,j,k}^{n+1} = E_{y\ i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta y} \cdot (H_{x\ i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - H_{x\ i,j+1/2,k-1/2}^{n+1/2}) - \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta x} \cdot (H_{z\ i+1/2,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_{z\ i+1/2,j+1/2,k}^{n+1/2}) - \frac{\Delta t}{\varepsilon} \cdot J_{y,i,j,k}^{e+1/2} \quad (3.15)$$

$$E_{z\ i,j,k}^{n+1} = E_{z\ i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta x} \cdot (H_{y\ i+1/2,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - H_{y\ i-1/2,j,k+1/2}^{n+1/2}) - \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta y} \cdot (H_{x\ i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - H_{x\ i,j-1/2,k+1/2}^{n+1/2}) - \frac{\Delta t}{\varepsilon} \cdot J_{z,i,j,k}^{e+1/2} \quad (3.16)$$

โดยที่ $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ แสดงแทนการเปลี่ยนแปลงในแต่ละแกน และเครื่องหมาย (i, j, k) จะสอดคล้องการทิศทาง x, y และ z ตามลำดับ ส่วนเครื่องหมาย (n) นั้นจะสอดคล้องกับการเปลี่ยนแปลง Δt

นอกจากนั้น โครงสร้างของสายอากาศยังถูกรอบล้อมด้วยอวกาศว่าง (free space) แต่ในทางปฏิบัติแล้ว โครงสร้างเพื่อใช้ในการคำนวณนั้นจะต้องมีการจำกัดเพื่อให้สามารถคำนวณในทางปฏิบัติได้จริง ดังนั้นเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (absorbing boundary condition) จึงถูกนำมาใช้ในการดูดกลืนคลื่นที่เดินทางออกไปนอกบริเวณที่พิจารณา เงื่อนไขการดูดกลืนคลื่นนั้นมีอยู่หลายชนิด ซึ่งในรายละเอียดนั้นสามารถศึกษาได้จากเอกสารอ้างอิง [44] สำหรับในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะได้อาศัยเงื่อนไขการดูดกลืนแบบชั้นแมตช์สมบรูณ์ PML (perfect matched layer) ซึ่งมีประสิทธิภาพในการดูดกลืนคลื่นได้ดีที่สุด

3.4 การหาพารามิเตอร์การกระจายของสายอากาศ

คั้งที่ได้กล่าวไว้ในตอนต้นว่าพารามิเตอร์ที่สำคัญที่จำเป็นต้องใช้ในการนำไปวิเคราะห์ร่วมกับอุปกรณ์แอกทีฟนั้นคือพารามิเตอร์การกระจายแบบ 2 พอร์ต เนื่องจากสายอากาศนั้นประกอบด้วยพอร์ต 1 ซึ่งเป็นพอร์ตสำหรับการกระตุ้นสัญญาณ ส่วนพอร์ต 2 นั้นถูกใช้ในการป้อนกลับสัญญาณ ดังนั้นเมตริกที่แสดงสัมประสิทธิ์การกระจายสามารถนิยามได้ดังนี้

$$[V]^r = [S][V]^i \quad (3.17)$$

โดยที่ $[V]^r$ และ $[V]^i$ คือเวกเตอร์ของแรงดันที่สะท้อนกลับและเวกเตอร์ของแรงดันที่ป้อนเข้าไปตามลำดับ ส่วน $[S]$ นั้นแสดงถึงเมตริกการกระจาย ดังนั้นพารามิเตอร์การกระจาย S_{jk} จึงสามารถหาได้จากสัญญาณเวลาโดยอาศัยการแปลงฟูเรียร์ [45] อาทิเช่น พารามิเตอร์ S_{21} ที่ความถี่ f สามารถคำนวณหาได้จาก

$$S_{21}(f) = \frac{V_2(f)}{V_1(f)} \quad (3.18)$$

โดยที่ $V_n(f)$ คือการแปลงฟูเรียร์ของสัญญาณที่สังเกตที่พอร์ต n และจะสัมพันธ์กับสนามไฟฟ้าโดย

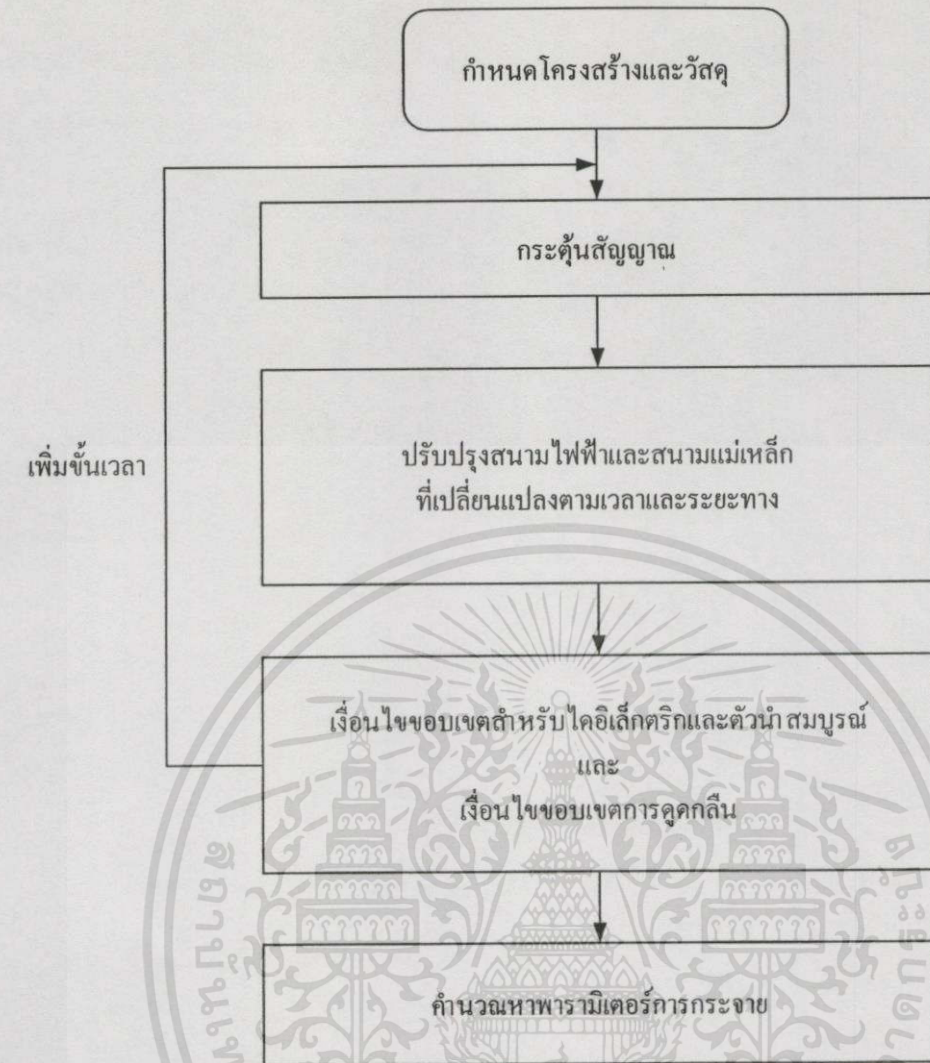
$$V_n(f) = -\int_0^h E(f, y = y_n, z) \cdot dz \quad (3.19)$$

โดยที่ $E(f, y, z)$ คือสนามไฟฟ้าที่สังเกต ซึ่งมีโพลาไรเซชันเดียวกับสัญญาณอินพุต และ y_n คือจุดที่สังเกต การอินทิเกรตจะกระทำจากระนาบสร้างเงาไปยังสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

อาศัยความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์การกระจายและพารามิเตอร์อิมพีแดนซ์ ดังนั้นอินพุตอิมพีแดนซ์จึงสามารถเขียนได้เป็น

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + S_{11}e^{j2kL}}{1 - S_{11}e^{j2kL}} \quad (3.20)$$

โดยที่ k เป็นเลขคลื่นบนแผ่นไมโครสตริป ส่วน L คือระยะห่างจากขอบจุดระนาบอ้างอิง และ Z_0 คืออิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป ซึ่งโดยปกติจะมีค่าเท่ากับ 50Ω



รูปที่ 3.6 แผนภาพแสดงการวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD

เพื่อความเข้าใจสำหรับกรณีวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อด้วยช่องเปิดโดยอาศัยวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมจัตุรัสในโดเมนเวลานั้น จึงได้สรุปขั้นตอนในการวิเคราะห์ไว้ดังแสดงในรูปที่ 3.6

3.5 สรุป

สายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อด้วยช่องเปิดนั้นมีคุณสมบัติที่คิดหลายประการทำให้มีการนำไปประยุกต์ใช้งานและได้รับการพัฒนาประสิทธิภาพในด้านต่างๆ อย่างต่อเนื่อง และด้วยโครงสร้างของตัวสายอากาศและตัวป้อนสัญญาณซึ่งถูกแยกออกจากกันด้วยชั้นไดอิเล็กตริก จึงทำให้เป็นโครงสร้างที่เหมาะสมกับการนำไปประยุกต์ใช้งานที่มีการรวมวงจรแอกทีฟเข้ากับสายอากาศโดยตรง

และเนื่องจากเป็น โครงสร้างแบบหลายชั้น จึงทำให้มีพารามิเตอร์อยู่หลายตัวที่มีผลต่อคุณสมบัติของสายอากาศ ซึ่งได้กล่าวถึงรายละเอียดของพารามิเตอร์ต่างๆ ไว้ในหัวข้อ 3.2 เรียบร้อยแล้ว

การวิเคราะห์สายอากาศไมโคร สตรีปที่เชื่อมต่อด้วยช่องเปิดนั้นสามารถกระทำได้หลายวิธี โดยวิธีหนึ่งซึ่งได้กล่าวไว้ในบทนี้คือการวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศที่เชื่อมต่อด้วยช่องเปิด ด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา ซึ่งเป็นวิธีที่สะดวกรวดเร็วและให้ผลเฉลยที่ถูกต้อง ใน การที่จะสามารถออกแบบวงจรแอกทีฟที่ใช้ร่วมกับสายอากาศที่เชื่อมต่อด้วยช่องเปิดได้นั้น จำเป็น ที่จะต้องหาพารามิเตอร์การกระจายของสายอากาศเพื่อให้อาจวิเคราะห์ในลักษณะของวงจร ไฟฟ้าได้ ซึ่งในหัวข้อ 3.4 นั้นได้แสดงการหาพารามิเตอร์การกระจายของสายอากาศไมโครสตรีปที่ เชื่อมต่อด้วยช่องเปิดคู่ไว้แล้ว



ทฤษฎีและหลักการของวงจรถยายสัญญาณ และวงจรรอสซิลเลเตอร์ในย่านความถี่สูง

4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะได้อธิบายถึงหลักการเบื้องต้น และเทคนิคการวิเคราะห์เพื่อใช้ในการออกแบบวงจรถยายสัญญาณและวงจรรอสซิลเลเตอร์ในย่านความถี่สูง ซึ่งในการวิเคราะห์และออกแบบจะต้องพิจารณาพารามิเตอร์ต่างๆ ให้ละเอียดมากกว่าการออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์ในย่านความถี่ต่ำ เนื่องจากการทำงานของอุปกรณ์ในย่านความถี่สูง โดยเฉพาะอุปกรณ์แอททิฟนั้นจะมีพารามิเตอร์ที่สำคัญ และไม่สามารถตัดทิ้งได้เหมือนอย่างการคำนวณและออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์ในย่านความถี่ต่ำ ตลอดจนต้องพิจารณาเลือกใช้อุปกรณ์ที่เหมาะสมให้เหมาะสมกับการใช้งานด้วย

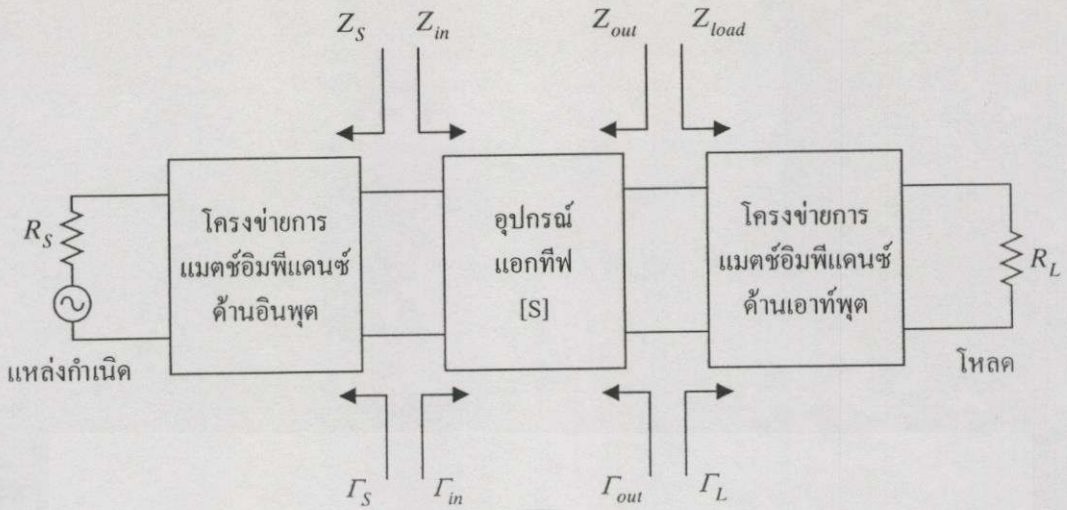
4.2 การพิจารณาเสถียรภาพของวงจรถยายสัญญาณ

การออกแบบวงจรถยายสัญญาณความถี่สูงนั้น จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องพิจารณาถึงเสถียรภาพของวงจร เนื่องจากถ้าวงจรไม่มีเสถียรภาพแล้วจะทำให้เกิดการออสซิลเลชัน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการสำหรับวงจรถยายสัญญาณ เสถียรภาพของวงจรมันสามารถพิจารณาได้จากค่าตัวประกอบความมีเสถียรภาพ (K) ซึ่งสามารถหาค่านี้ได้จากพารามิเตอร์การกระจายของอุปกรณ์แอททิฟชนิด 2 พอร์ต ความสัมพันธ์เหล่านี้สามารถอธิบายได้ดังสมการ

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

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

โครงข่ายแบบ 2 พอร์ตดังแสดงในรูปที่ 4.1 นี้จะมีเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข หมายความว่าพิจารณา หากส่วนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์มีค่ามากกว่าศูนย์ สำหรับทุกๆ ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดแบบพาสซีฟและของแหล่งกำเนิด และจะอยู่ในสภาวะมีเสถียรภาพอย่างมีเงื่อนไขหากโหลดแบบพาสซีฟและแหล่งกำเนิดที่ปลายสายบางตัว สามารถกำเนิดอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่มีส่วนจริงมีค่าเป็นลบขึ้นมา จากสมการ (4.1) เงื่อนไขที่เพียงพอและจำเป็นของการมีเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขคือ $K > 1$ และ $|\Delta| < 1$



รูปที่ 4.1 โครงข่ายการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ด้านอินพุตและเอาต์พุต

4.3 อัตราขยายกำลัง

สำหรับอัตราขยายกำลังของวงจรขยายสัญญาณนั้น สามารถหาได้จากพารามิเตอร์การกระจายของอุปกรณ์แอกทีฟได้เช่นเดียวกับค่าตัวประกอบความมีเสถียรภาพ ซึ่งในการออกแบบจะต้องเลือกคุณสมบัติของอุปกรณ์ให้เหมาะสม อัตราขยายกำลัง (power gain: G_P) หรืออาจเรียกว่าอัตราขยายในภาวะทำงาน (operating power gain) และอัตราขยายกำลังงานที่มีได้ (available power gain: G_A) นิยามได้ดังนี้ [46]

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} \quad (4.2)$$

$$G_P = \frac{P_L}{P_{IN}} \quad (4.3)$$

และ

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} \quad (4.4)$$

- โดยที่ P_L คือกำลังงานที่ถูกส่งไปยังโหลด
 P_{AVS} คือกำลังงานที่มีได้จากแหล่งกำเนิด
 P_{AVN} คือกำลังงานที่มีได้จากโครงข่าย
 P_{IN} คือกำลังงานอินพุตที่ส่งไปยังโครงข่าย

สมการอัตราขยายกำลังงานเหล่านี้สามารถเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (4.5)$$

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2} \quad (4.6)$$

$$G_p = \frac{1}{1 - |\Gamma_{IN}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (4.7)$$

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{OUT}|^2} \quad (4.8)$$

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (4.9)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \quad (4.10)$$

4.4 การแมตช์แบบสังยุคในเวลาเดียวกัน (simultaneous conjugate match)

สำหรับอุปกรณ์แอกทีฟโดยทั่วไปแล้วค่า S_{12} นั้นจะมีค่าไม่เท่ากับศูนย์ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับด้านอินพุตและด้านเอาต์พุตสามารถหาได้จากสมการ (4.9) และ (4.10) และเงื่อนไขที่ต้องการเพื่อให้สามารถส่งผ่านอัตราขยายกำลังได้สูงสุดคือ

$$\Gamma_{IN} = \Gamma_s^* \quad (4.11)$$

และ

$$\Gamma_{OUT} = \Gamma_L^* \quad (4.12)$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$\Gamma_s^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (4.13)$$

และ

$$\Gamma_L^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \quad (4.14)$$

หลังจากการแก้สมการทั้งสองแล้ว จะได้ค่า Γ_s และ Γ_L ที่ต้องการนำไปใช้ในการแมตช์อิมพีแดนซ์แบบสังยุค ซึ่งสัญลักษณ์ที่ใช้คือ Γ_{MS} และ Γ_{ML} ตามลำดับ ซึ่งค่าเหล่านี้สามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$\Gamma_{MS} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (4.15)$$

$$\Gamma_{ML} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (4.16)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (4.17)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (4.18)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad (4.19)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (4.20)$$

อัตราขยายกำลังของตัวแปลงสูงสุด (maximum transducer power gain) ภายใต้เงื่อนไขการแมตช์แบบสังยุค สามารถหาได้จาก

$$G_{T,\max} = \frac{(1 - |\Gamma_{MS}|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_{ML}|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_{MS})(1 - S_{22}\Gamma_{ML}) - S_{12}S_{21}\Gamma_{ML}\Gamma_{MS}|^2} \quad (4.21)$$

เมื่อแทนสมการ (4.15) และ (4.16) ลงในสมการ (4.21) จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ใหม่ได้เป็น

$$G_{T,\max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (4.22)$$

และอัตราขยายเสถียรภาพสูงสุด (maximum stable gain) จะนิยามได้จาก $G_{T,\max}$ เมื่อ $K = 1$ ซึ่งจะทำให้ได้

$$G_{MSG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (4.23)$$

โดยที่ G_{MSG} นี้จะเป็นตัวแสดงว่า $G_{T,\max}$ ที่มีค่ามากที่สุดเมื่อใส่โหลดที่มีความต้านทานในโครงข่าย 2 พอร์ตเพื่อทำให้ $K = 1$

4.5 ออสซิลเลเตอร์แบบหนึ่งพอร์ต

ออสซิลเลเตอร์ที่เป็นอุปกรณ์โซลิตสเททโดยทั่วไปนั้นจะสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทได้แก่ ประเภทที่มีการป้อนกลับ (feedback) และประเภทความต้านทานเชิงลบ (negative resistance) ในประเภทแรกนั้นเมื่ออัตราขยายของวงจรในส่วนป้อนกลับมีค่าเท่ากับหนึ่ง จะทำให้อัตราขยายรวมของออสซิลเลเตอร์ประเภทป้อนกลับนี้มีค่าเข้าสู่นันต์ ซึ่งทำให้เกิดการออสซิลเลทในสภาวะคงตัว (steady state oscillation) ส่วนออสซิลเลเตอร์ที่อาศัยหลักการของความต้านทานเชิงลบนั้น โดยทั่วไปมักจะถูกนำไปใช้กับออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบแบบหนึ่งพอร์ตดังแสดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไว้ในรูปที่ 4.2 เพื่อทำให้เกิดการออสซิลเลทในสภาวะคงตัวนั้น ค่าผลรวมแรงดันภายในลูป (loop) จะต้องมามีค่าเป็นศูนย์ [46] ซึ่งสามารถอธิบายเป็นสมการโดยอาศัยพารามิเตอร์ที่กำหนดในรูปที่ 4.2 ได้ดังนี้

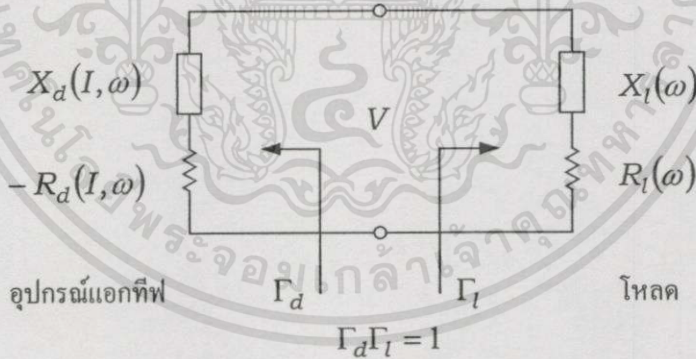
$$-R_d(I, \omega) + jX_d(I, \omega) + R_l(\omega) + jX_l(\omega) = 0 \quad (4.24)$$

$$R_d(I, \omega) = R_l(\omega) \quad (4.25)$$

$$X_d(I, \omega) = -X_l(\omega) \quad (4.26)$$

ในกรณีนี้จะสังเกตได้ว่า R_d และ X_d นั้นจะขึ้นอยู่กับขนาดและความถี่ โดยอาศัยสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (reflection coefficient) จะสามารถเขียนสมการแสดงเงื่อนไขการออสซิลเลทในสภาวะคงตัวได้เป็น

$$\begin{aligned} \Gamma_l \cdot \Gamma_d &= \frac{R_l + jX_l - Z_0}{R_l + jX_l + Z_0} \cdot \frac{-R_l + jX_l - Z_0}{-R_l + jX_l + Z_0} \\ &= \frac{R_l + jX_l - Z_0}{R_l + jX_l + Z_0} \cdot \frac{-(R_l + jX_l + Z_0)}{-(R_l + jX_l - Z_0)} = 1 \end{aligned} \quad (4.27)$$



รูปที่ 4.2 ออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบแบบหนึ่งพอร์ต

โดยทั่วไปแล้ว $R_d(I, \omega)$ จะมีค่าลดลงเมื่อขนาดของ I มีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นเพื่อทำให้วงจรเกิดการออสซิลเลท ค่า R_l จะต้องมีค่าน้อยกว่าค่าเริ่มต้นของ $R_d(I_0, \omega_0)$ (ดังแสดงในรูปที่ 4.3) ซึ่งหมายความว่าวงจรจะอยู่ในสภาวะไม่เสถียรภาพ (unstable) ดังนั้นความต้านทานรวมของ วงจร จึงมีค่าเป็นลบ ($-R_d(I, \omega) + R_l(\omega) < 0$) หรือในทางกลับกัน ในกรณีที่เป็นวนจรแบบขนาน ดังแสดงในรูปที่ 4.4 ค่า $G_d(V, \omega)$ จะมีค่าลดลงเมื่อ V มีค่าเพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถึงแม้ว่าเราจะสามารถทำให้เกิดการออสซิลเลทในสภาวะคงตัวขึ้นได้โดยอาศัยเทคนิคที่ได้อธิบายมาแล้วนี้ แต่เงื่อนไขเหล่านี้ยังคงไม่เพียงพอสำหรับการทำงานอย่างมีประสิทธิภาพ ดังนั้นเพื่อให้การทำงานของวงจรมีประสิทธิภาพที่ดีเพียงพอนั้น โดยทั่วไปแล้วมักจะอาศัยเส้นที่แสดงการเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์และโหลด [47] สำหรับในกรณีนี้หากพิจารณาตามหลักการของ Kurokawa [48] นั้นจะพบว่ามิจุดที่เสถียรภาพอยู่ 2 จุดจากจุดที่ทำให้เกิดการออสซิลเลทในสภาวะคงตัวอยู่ 3 จุด ที่เป็นเช่นนี้เพราะว่ามุม ϕ ซึ่งวัดตามเข็มนาฬิกาจาก $Z_d(A, \omega)$ ไปยัง $Z_l(\omega)$ นั้นจะต้องมีค่ามากกว่า 0° และจะต้องน้อยกว่า 180° เพื่อให้เกิดการทำงานที่มีเสถียรภาพ และเพื่อให้เกิดการรบกวนน้อยที่สุด ค่ามุม ϕ นี้ควรจะมิต่ำ 90° เงื่อนไขการออสซิลเลท อย่างมีประสิทธิภาพนี้สามารถแสดงเป็นสมการได้ว่า

$$\frac{dR_d}{dA} \cdot \frac{dX_l}{d\omega} + \frac{dX_d}{dA} \cdot \frac{dR_l}{d\omega} < 0 \quad (4.28)$$

โดยที่ได้ทำการหาอนุพันธ์ย่อย (partial derivative) ที่ตำแหน่ง A_0 และ ω_0

อาศัยแบบจำลองวงจรแบบอนุกรมดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.2 สามารถแสดงการปรับแต่งความถี่ (frequency tuning) ได้โดยหาการเปลี่ยนแปลงของรีแอ็กแตนซ์ ซึ่งทำได้โดยการหาอนุพันธ์ X เทียบกับ ω ดังนี้

$$jX = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (4.29)$$

$$\frac{dX}{d\omega} = L + \frac{1}{\omega^2 C} \quad (4.30)$$

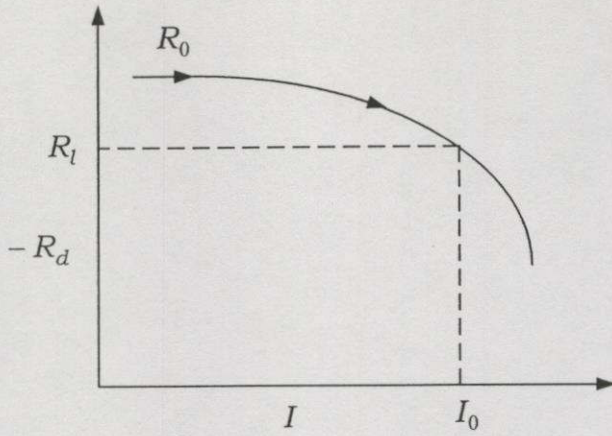
โดยที่ $X_d = 1/\omega C$ และ $X_l = \omega L$ อาศัย $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ และ $Q_l = \omega_0 L / R$

$$\frac{dX}{d\omega} = \frac{2RQ_l}{\omega_0} \quad (4.31)$$

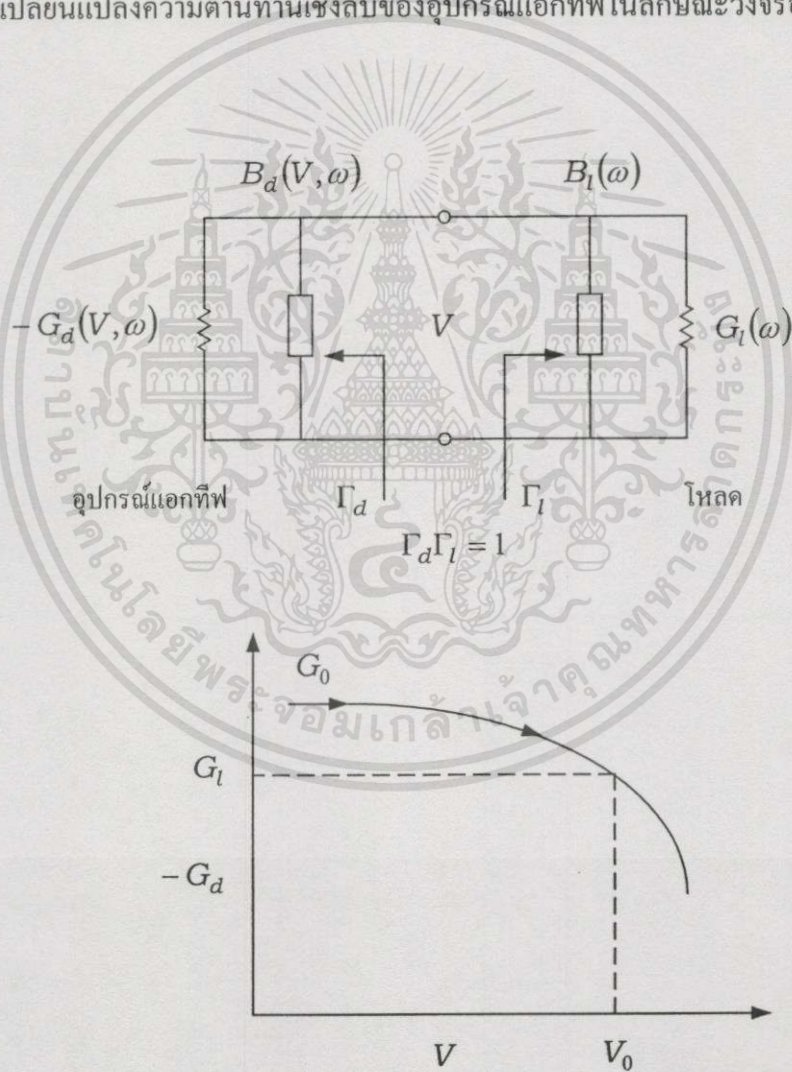
โดยที่ $R = R_d + R_l$

จากสมการ (4.31) นี้จะเห็นได้ว่าการเบี่ยงเบนความถี่รอบจุดเรโซแนนซ์นั้นจะสัมพันธ์โดยตรงกับการเบี่ยงเบนของค่ารีแอ็กแตนซ์ ดังนั้นจะได้ว่า

$$\Delta f = \frac{f_0}{2RQ_l} \Delta X \quad (4.32)$$

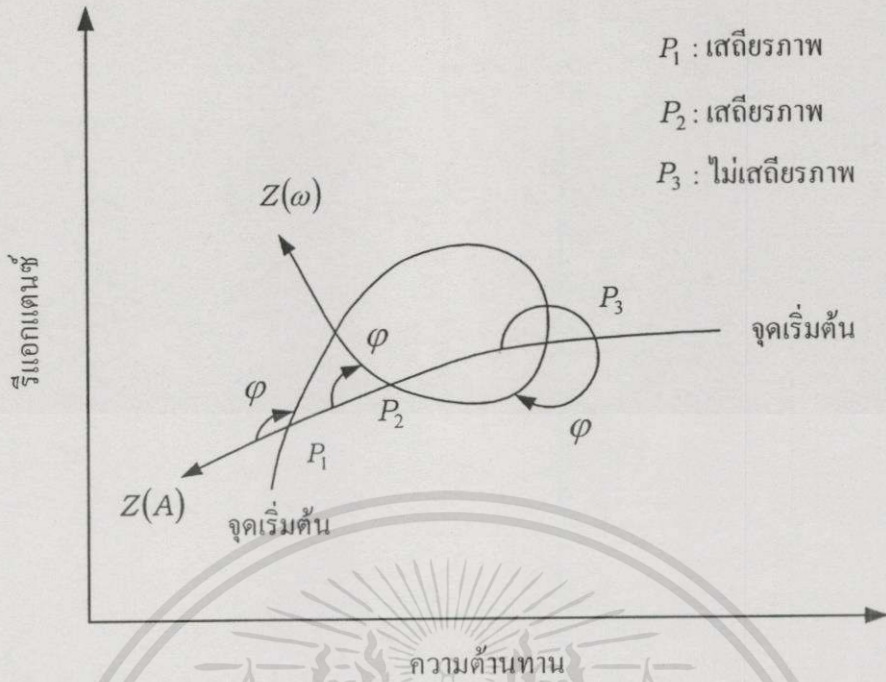


รูปที่ 4.3 การเปลี่ยนแปลงความต้านทานเชิงลบของอุปกรณ์แอททิฟในลักษณะวงจรรอนุกรม



รูปที่ 4.4 แบบจำลองวงจรแบบขนานของอุปกรณ์แอททิฟและการเปลี่ยนแปลงของค่าความนำเชิงลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 เส้นแสดงการเปลี่ยนแปลงของอุปกรณ์และโหลด

สำหรับอุปกรณ์แอกทีฟนั้นสามารถทำให้ ΔX เกิดการเปลี่ยนแปลงได้โดยการปรับแต่งแรงดันไฟตรง ดังนั้นจากสมการ (4.32) วงจรจะต้องให้ค่า ΔX มากๆ หรือต้องมีค่า Q_1 ต่ำๆ เพื่อให้สามารถปรับแต่งความถี่ได้ในช่วงกว้าง โดยทั่วไปแล้ว ในกรณีที่เป็นวจรแบบระนาบสามารถทำให้ค่า Q_1 มีค่าต่ำๆ ได้ โดยเลือกใช้วัสดุฐานรองที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกต่ำๆ ดังนั้นเราจึงพอจะคาดเดาได้ว่าวงจรมันจะให้ช่วงการปรับแต่งความถี่ที่มากน้อยเพียงใด เมื่อทราบคุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่ใช้ในการออกแบบ

4.6 ออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบแบบสองพอร์ต

ในรูปที่ 4.6 แสดงโครงข่ายของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบสองพอร์ต โดยเราสามารถทำให้เกิดการออสซิลเลทแบบความต้านทานเชิงลบได้โดยอาศัยอุปกรณ์สองพอร์ต อาทิเช่น FET หากพอร์ตจุดปลาย (terminating port) ค่อกับอิมพีแดนซ์ที่เหมาะสมและวงจรสองพอร์ตอยู่ในสถานะที่ไม่เสถียรภาพแล้ว สามารถทำให้เกิดเงื่อนไขการออสซิลเลท, $\Gamma_l \Gamma_d = 1$ ได้เช่นเดียวกับที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อก่อนหน้า เมื่อพอร์ตอินพุตเกิดการออสซิลเลทขึ้นจะส่งผลให้พอร์ตจุดปลายเกิดการออสซิลเลทตามไปด้วย ดังนั้นที่พอร์ตจุดปลายเราจะได้ว่า

$$\Gamma_{in} \times \Gamma_l = 1 \quad (4.33)$$

สำหรับการออสซิลเลทในสภาวะคงตัว หากโครงข่ายสองพอร์ตนี้ถูกต่ออยู่กับ Z_l จะได้ว่า

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_l}{1 - S_{22}\Gamma_l} \quad (4.34)$$

โดยที่ $\Gamma_l = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0}$

จากสมการ (4.34)

$$\Gamma_l = \frac{1}{\Gamma_{in}} = \frac{1 - S_{22}\Gamma_l}{S_{11} - \Delta\Gamma_l} \quad (4.35)$$

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

จากสมการ (4.35)

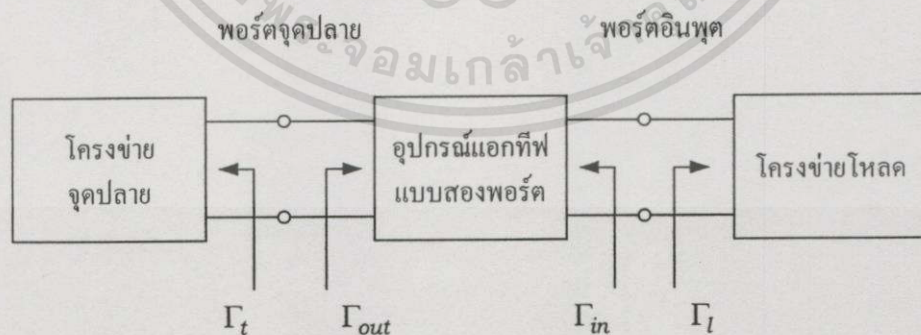
$$\Gamma_l = \frac{1 - S_{11}\Gamma_l}{S_{22} - \Delta\Gamma_l} \quad (4.36)$$

ในขณะเดียวกันจะได้

$$\Gamma_{out} = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_l}{1 - S_{11}\Gamma_l} \quad (4.37)$$

ดังนั้นจากสมการ (4.36) และ (4.37) จะได้

$$\Gamma_l \times \Gamma_{out} = 1 \quad (4.38)$$



$$\Gamma_l \Gamma_{in} = 1, \quad \Gamma_t \Gamma_{out} = 1$$

รูปที่ 4.6 ออสซิลเลเตอร์แบบสองพอร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังที่ได้อธิบายไว้แล้วในหัวข้อก่อนหน้านี้ว่า หาก R_d มีค่าลดลงจากค่าเริ่มต้น ดังนั้นในการออกแบบจึงควรออกแบบให้มีค่ามากกว่าค่าในสภาวะคงตัว ซึ่งจะมีค่าเท่ากับค่าความต้านทานโหลด R_l เมื่ออาศัยพารามิเตอร์การกระจายของสัญญาณขนาดเล็ก (small signal S-parameter) และค่าความนำเชิงลบที่ขึ้นอยู่กับขนาดที่เป็นเชิงเส้นจะให้ความสัมพันธ์เป็น

$$R_d(I_0, \omega_0) = 3R_l(\omega_0) \quad (4.39)$$

โดยปกติแล้วเงื่อนไขนี้จะถูกใช้ภายใต้สมมติฐานที่ว่า $Q (= \omega_0 C / G(V_0, \omega_0))$ มีค่ามากเพียงพอเมื่อ R_l มีค่าคงที่ แต่ถ้า R_l มีค่าไม่คงที่แล้วจะสามารถทำให้ R_d มีค่าน้อยกว่า $3R_l$ ได้ ซึ่งแน่นอนว่าค่า R_d นี้จะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติทางความถี่ของออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบที่ใช้ FET รวมถึงการเปลี่ยนแปลงของโหลดด้วย ในกรณีที่น่าไปใช้กับสายอากาศแบบแอกทีฟนั้น ค่าความสัมพันธ์ซึ่งได้จากการทดลอง [12] นั้นจะได้

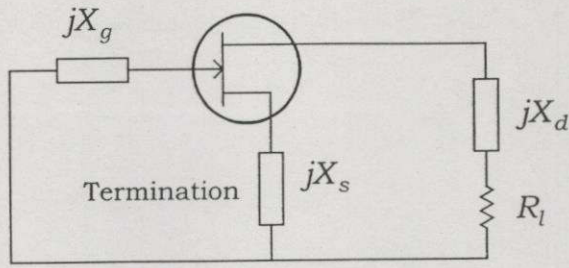
$$R_d = a \times R_l \quad (a = 1 \sim 1.2) \quad (4.40)$$

โดยค่านี้จะถูกนำมาใช้ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับช่องเปิด (ในบทที่ 3) ร่วมกับวงจรออสซิลเลเตอร์เพื่อทำให้เกิดการส่งผ่านกำลังงานไปยังตัวแผ่กระจายคลื่นให้มากที่สุด

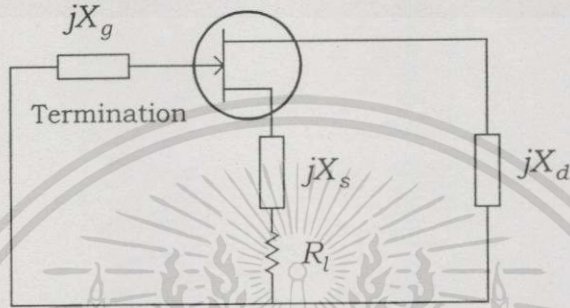
4.7 FET ออสซิลเลเตอร์

สำหรับออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบที่ใช้ FET นั้นสามารถสร้างได้ใน 3 ลักษณะดังแสดงในรูปที่ 4.7 กล่าวคือ ชนิดเกทร่วม (common-gate) ชนิดเดรนร่วม (common-drain) และชนิดซอร์สร่วม (common-source) โดยปกติแล้วชนิดเกทร่วมและชนิดซอร์สร่วมนั้นจะต้องการองค์ประกอบที่เป็นคาร์ีแอกแทนซ์ที่จุดต่อร่วมเพื่อเพิ่มความไม่เสถียรภาพ ส่วนชนิดเดรนร่วมจะถูกนำไปใช้ในโครงสร้างที่เป็นแบบช่องย้อนกลับ (reverse channel) ซึ่งจะต่อแรงดันไฟบวกให้กับจุดต่อร่วมซอร์ส สำหรับชนิดที่นิยมใช้กันมากที่สุดคือชนิดซอร์สร่วม เนื่องจากโดยปกติแล้วค่าพารามิเตอร์การกระจายของ FET ซึ่งทางผู้ผลิตระบุมาให้นั้นจะเป็นชนิดซอร์สร่วม ดังนั้นการที่จะนำค่าพารามิเตอร์การกระจายนี้ไปออกแบบในชนิดอื่นนั้น ถึงแม้ว่าจะสามารถทำได้โดยการแปลงไปเป็นพารามิเตอร์การกระจายทั่วไป (general scattering parameter) ได้ก็ตาม แต่ก็ไม่ได้ได้รับความนิยมมากนัก เนื่องจากจะต้องมีการแปลงพารามิเตอร์ต่างๆ กลับไปกลับมานั่นเอง

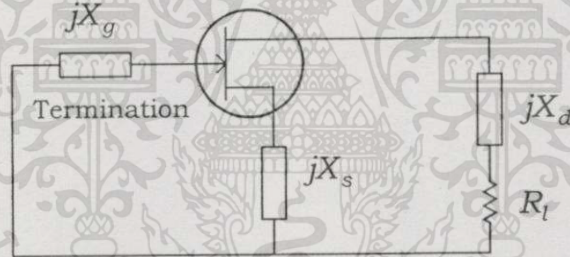
นอกจากนั้นแล้ว ในการออกแบบออสซิลเลเตอร์จะอาศัยพารามิเตอร์การกระจายของสัญญาณขนาดเล็ก (small signal) เพื่อกำหนดโครงสร้างของออสซิลเลเตอร์ แต่ในการตรวจสอบหาความถี่การออสซิลเลทในสภาวะคงตัวนั้นจะอาศัยพารามิเตอร์ของสัญญาณขนาดใหญ่แทน ซึ่งเมื่อ



(ก) ชนิดเกทร่วม



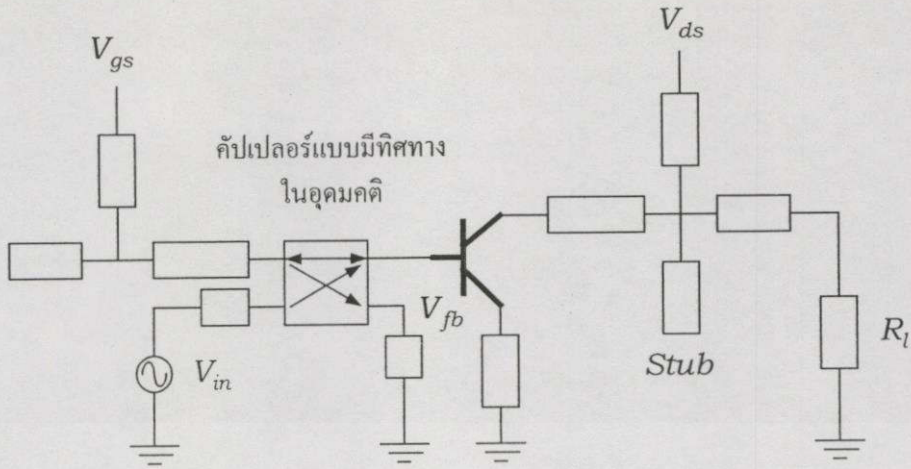
(ข) ชนิดเดรนร่วม



(ค) ชนิดซอร์สร่วม

รูปที่ 4.7 FET ออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบชนิดต่างๆ

ทำการวิเคราะห์ด้วยสัญญาณขนาดใหญ่แล้วพบว่าออสซิลเลเตอร์ที่ได้ออกแบบไว้นั้นมีความถี่ในการออสซิลเลทในสภาวะคงตัวไม่ตรงตามที่ต้องการแล้ว เราสามารถออกแบบออสซิลเลเตอร์ได้อีกครั้ง โดยอาศัยพารามิเตอร์ของสัญญาณขนาดเล็ก สำหรับการวิเคราะห์ด้วยสัญญาณขนาดใหญ่ นั้นโดยหลักๆ แล้วสามารถทำได้อยู่ 2 วิธีคือ การวิเคราะห์ด้วยวิธีสมดุลฮาร์โมนิก (harmonic balance) อาทิเช่น Libra หรือ Voltaire XL และการวิเคราะห์ในโดเมนเวลา เช่น ไมโครเวฟ SPICE สำหรับในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เลือกใช้วิธีวิเคราะห์ด้วย Voltaire XL [49] ในรูปที่ 4.9 แสดงแบบจำลองสำหรับใช้ในการวิเคราะห์ด้วยสัญญาณขนาดใหญ่ [46] ซึ่งสมการ (4.38) นั้นสามารถใช้ในการพิสูจน์ได้ว่าการออสซิลเลทในสภาวะคงตัวขึ้นหรือไม่ ความสัมพันธ์เหล่านี้สามารถหาได้จากอัตราส่วนอินพุตต่อเอาต์พุตของคัปเปิลอร์แบบมีทิศทางในอุดมคติ (ideal directional coupler) ซึ่งเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$R = V_{fb} / V_{in} \quad \text{Mag}(R) = 1, \text{Ang}(R) = 0$$

รูปที่ 4.8 แบบจำลองของวงจรสำหรับการวิเคราะห์ด้วยสัญญาณขนาดใหญ่

จะไม่มี การสูญเสียใดๆ เกิดขึ้นเลย ดังนั้นอัตราส่วน $R = V_{fb} / V_{in}$ ที่จุดต่อร่วมเกทจะมีค่าเท่ากับ $\Gamma_i \Gamma_{out}$ ดังนี้

$$R = \frac{V_{fb}}{V_{in}} = \frac{V_{fb}}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_{fb}} = \Gamma_i \Gamma_{out} \quad (4.41)$$

ค่า R นี้โดยปกติแล้วจะเป็นจำนวนเชิงซ้อน ดังนั้น $R=1$ (ขนาดของ $R=1$ และมุมของ $R=0$) จะถูกนำมาใช้เพื่อหาการออสซิลเลทในสภาวะคงตัว โดยการสังเกตจากคุณสมบัติทางความถี่ของ R ซึ่งจะทำให้สามารถหาความถี่ในการออสซิลเลทในสภาวะคงตัวได้

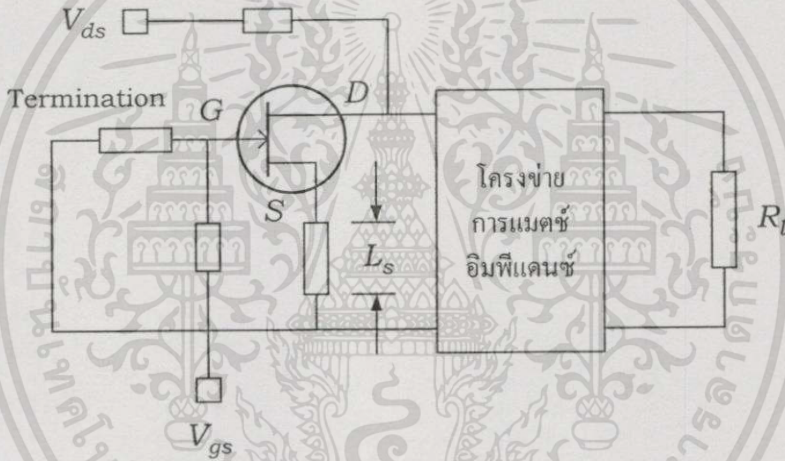
4.8 การเพิ่มความไม่เสถียรภาพให้กับ FET ออสซิลเลเตอร์

จากหัวข้อก่อนหน้านี้ได้กล่าวไว้ว่าโครงสร้างของ FET ออสซิลเลเตอร์ชนิดเกทร่วมและชนิดซอร์สรวมนั้นต้องการองค์ประกอบที่เป็นคาร์เรแอกแตนซ์ที่จุดต่อร่วมเพื่อเพิ่มความไม่เสถียรภาพให้กับ FET ออสซิลเลเตอร์ ดังนั้นในหัวข้อนี้จะได้อธิบายถึงวิธีในทางปฏิบัติเพื่อเพิ่มความไม่เสถียรภาพให้กับ FET ออสซิลเลเตอร์ ค่าความเสถียรภาพของวงจรมันสามารถดูได้จากค่าของ stability factor (K) ในกรณีของ วงจรออสซิลเลเตอร์นั้นจะแตกต่างจากวงจรขยายสัญญาณนั้นคือ ค่า K จะต้องมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง ค่า K พารามิเตอร์นี้สามารถหาได้จากสมการ (4.1) ลักษณะโครงสร้างที่ได้ทำการศึกษาได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.9 โดยอาศัยพื้นฐานของโครงข่ายแบบสองพอร์ต ทำการวิเคราะห์หาพารามิเตอร์การกระจายรวมที่เกิดขึ้นเนื่องจากผลของการเพิ่มรีแอกแตนซ์ที่ขาซอร์สของ FET ออสซิลเลเตอร์ รีแอกแตนซ์ที่นำมาต่ออนุกรมกับขาซอร์สของ FET นี้จะต้องเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบลัดวงจรเพื่อทำให้ FET ได้รับการไบอัสทางไฟตรง การเปลี่ยนแปลงค่ารีแอกแตนซ์นี้จะใช้การปรับความยาวของสายท่อนสั้นแบบลัดวงจร ซึ่งสามารถสร้างได้โดยใช้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (characteristic impedance) 50Ω โดยความยาวของสายท่อนสั้นแบบลัดวงจรนี้จะอยู่ในช่วง 0λ ถึง 0.5λ การเปลี่ยนแปลงค่าของรีแอกแตนซ์ที่ขาซอร์สของ FET จะมีผลต่อพารามิเตอร์การกระจาย, เสถียรภาพและการแมตช์อิมพีแดนซ์ของ วงจร FET ออสซิลเลเตอร์

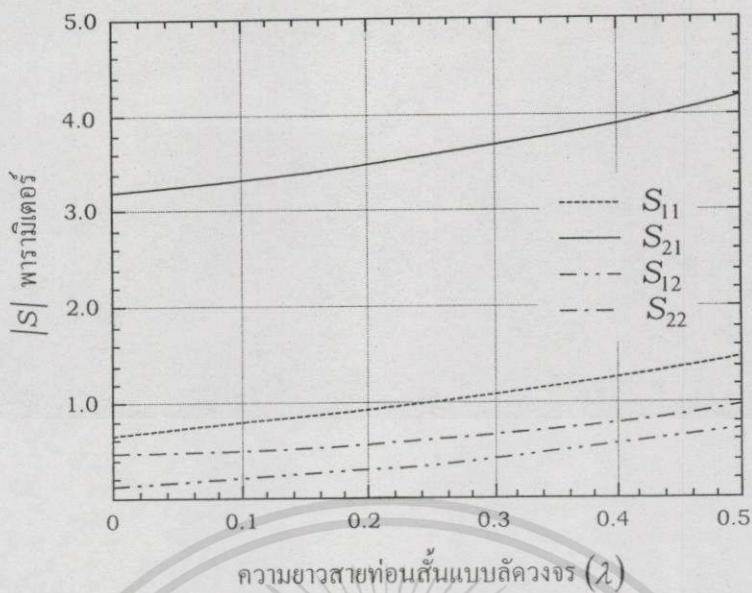
ในที่นี้จะขอยกตัวอย่างวงจร FET ออสซิลเลเตอร์เพื่อใช้เป็นแหล่งกำเนิดแบบแอคทีฟ (active source) สำหรับสายอากาศรวมแบบแอคทีฟ ในการออกแบบได้เลือกใช้ FET เบอร์ MGF4314D (GaAs MESFET) ของบริษัทมิตซูบิชิ ซึ่งมีพารามิเตอร์การกระจายดังแสดงในตารางที่ 4.1 โดยการให้ไบอัสที่ $V_{ds} = 2V$ และ $I_d = 10mA$



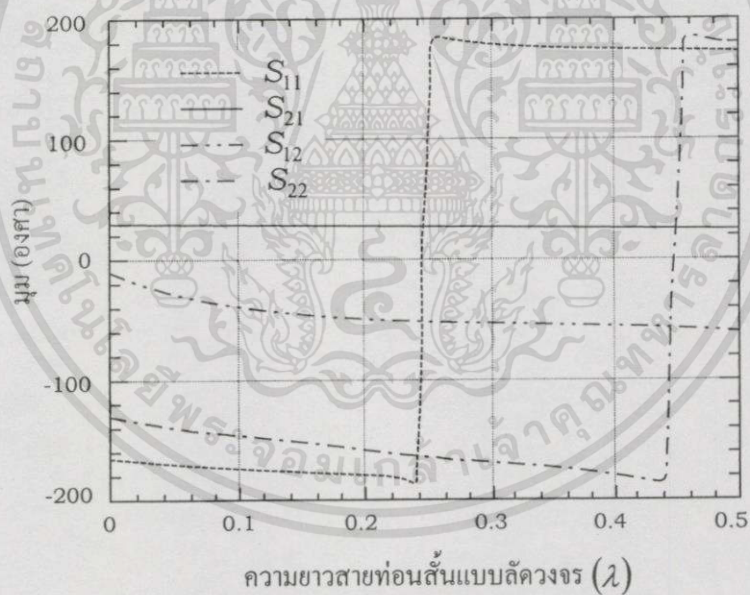
รูปที่ 4.9 แบบจำลองสำหรับการวิเคราะห์หาผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่ารีแอกแตนซ์

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์การกระจายและค่าเสถียรภาพของ MESFET เบอร์ MGF4314D

ความถี่ (GHz)	S_{11}		S_{21}		S_{12}		S_{22}		K
	Mag	Ang, °	Mag	Ang, °	Mag	Ang, °	Mag	Ang, °	
10	0.649	-163.3	3.129	30.8	0.089	-9.8	0.436	-128.1	0.79



(ก) แสดงขนาดของพารามิเตอร์การกระจาย



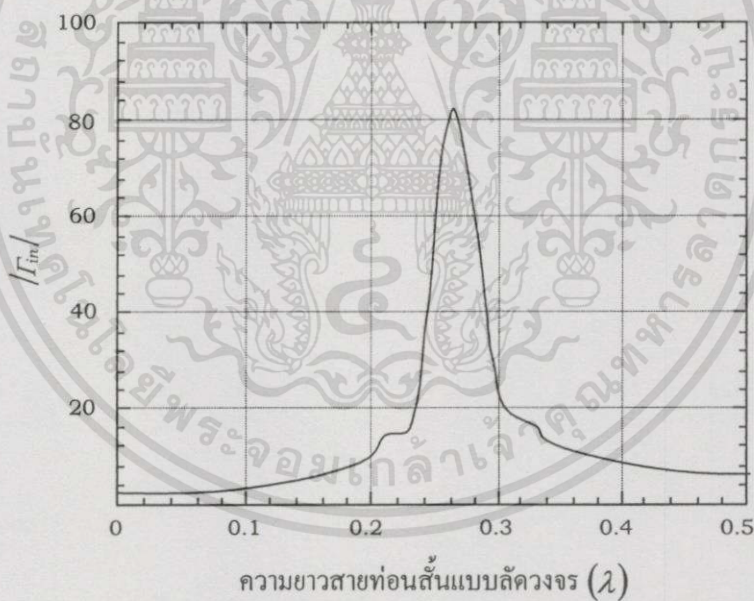
(ข) แสดงมุมเฟสของพารามิเตอร์การกระจาย

รูปที่ 4.10 ความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์การกระจายที่เปลี่ยนแปลงไปเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่ารีแอกแตนซ์

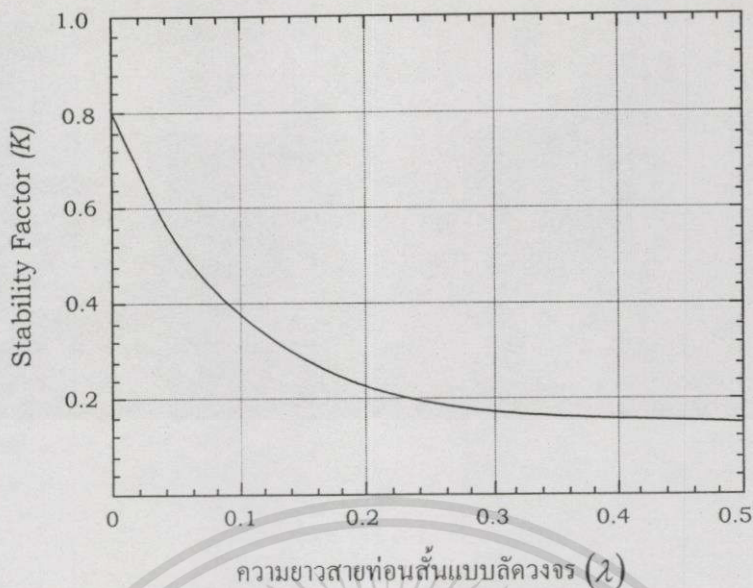
ผลการวิเคราะห์โดยอาศัยสมการดังที่ได้อธิบายผ่านมาแล้วนั้น พบว่าเมื่อเพิ่มค่ารีแอกแตนซ์เข้าที่ขาซอร์สของ FET ออสซิลเลเตอร์ ด้วยการปรับความยาวของสายท่อนสั้นแบบลัดวงจร ในช่วง 0λ ถึง 0.5λ (L_s) จะทำให้พารามิเตอร์การกระจายรวมของวงจรเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม ดังแสดงในรูปที่ 4.10 (ก) แสดงขนาดของพารามิเตอร์การกระจาย และรูปที่ 4.10 (ข) แสดงมุมเฟสของพารามิเตอร์การกระจายที่ได้จากการคำนวณเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่ารีแอกแตนซ์

เมื่อพารามิเตอร์การกระจายของวงจรเปลี่ยนแปลงแล้วจะต้องหาค่า $|\Gamma_{in}|$ เพื่อนำไปใช้ในการออกแบบวงจร FET ออสซิลเลเตอร์ โดยมีเงื่อนไขว่า $|\Gamma_{in}| > 1$ โดยในรูปที่ 4.11 แสดงให้เห็นว่าค่า $|\Gamma_{in}|$ จะมีการเปลี่ยนแปลงในลักษณะที่เพิ่มขึ้นและลดลง ทำให้ทราบว่าค่ารีแอกแตนซ์ที่นำมาต่ออนุกรมกับขาซอร์สนั้นควรจะมีค่าความยาวอยู่ในช่วงใด จากกราฟในรูปที่ 4.11 นั้น ค่า $|\Gamma_{in}|$ จะมีค่าสูงสุด เมื่อต่อเพิ่มสายท่อนสั้นแบบลัดวงจรที่มีความยาว 0.264λ อนุกรมกับขาซอร์สของ FET

ในรูปที่ 4.12 แสดงถึงการเปลี่ยนแปลงเสถียรภาพของวงจรที่ลดลงตามการเปลี่ยนแปลงค่ารีแอกแตนซ์ที่เพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.11 ความสัมพันธ์ของ $|\Gamma_{in}|$ ที่เปลี่ยนแปลงไปเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่ารีแอกแตนซ์



รูปที่ 4.12 ความสัมพันธ์ของตัวประกอบเสถียรภาพ (K) เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่ารีแอกแตนซ์

4.9 สรุป

เนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีของวงจรออสซิลเลเตอร์ในย่านความถี่สูง ซึ่งจะมีพารามิเตอร์และการพิจารณาที่ต่างออกไปจากการออกแบบออสซิลเลเตอร์โดยทั่วไป โดยโครงสร้างของออสซิลเลเตอร์ที่ได้กล่าวถึงนั้นจะเป็นออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบ ซึ่งได้กล่าวถึงรายละเอียดทั้งแบบหนึ่งพอร์ตและแบบสองพอร์ต ในกรณีของออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบแบบสองพอร์ตนั้นจำเป็นที่จะต้องอาศัยอุปกรณ์แบบสองพอร์ตด้วย ซึ่งในที่นี้ได้แสดงถึงการนำ FET ซึ่งเป็นอุปกรณ์สองพอร์ตมาเป็นอุปกรณ์ที่ทำให้เกิดความต้านทานเชิงลบสำหรับออสซิลเลเตอร์ โดย FET ออสซิลเลเตอร์นี้จะสามารถสร้างได้ใน 3 ลักษณะแต่ที่นิยมกันมากที่สุดคือแบบชอร์สร่วม ตลอดจนได้แสดงการเพิ่มความไม่เสถียรภาพให้กับ FET ออสซิลเลเตอร์แบบชอร์สร่วม โดยการอนุกรมรีแอกแตนซ์ซึ่งสร้างจากสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปเข้ากับขาชอร์สของ FET ซึ่งทำให้พารามิเตอร์การกระจายรวมของวงจรเปลี่ยนแปลงไป ดังแสดงผลไว้ในหัวข้อ 4.8

การออกแบบควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์

5.1 กล่าวนำ

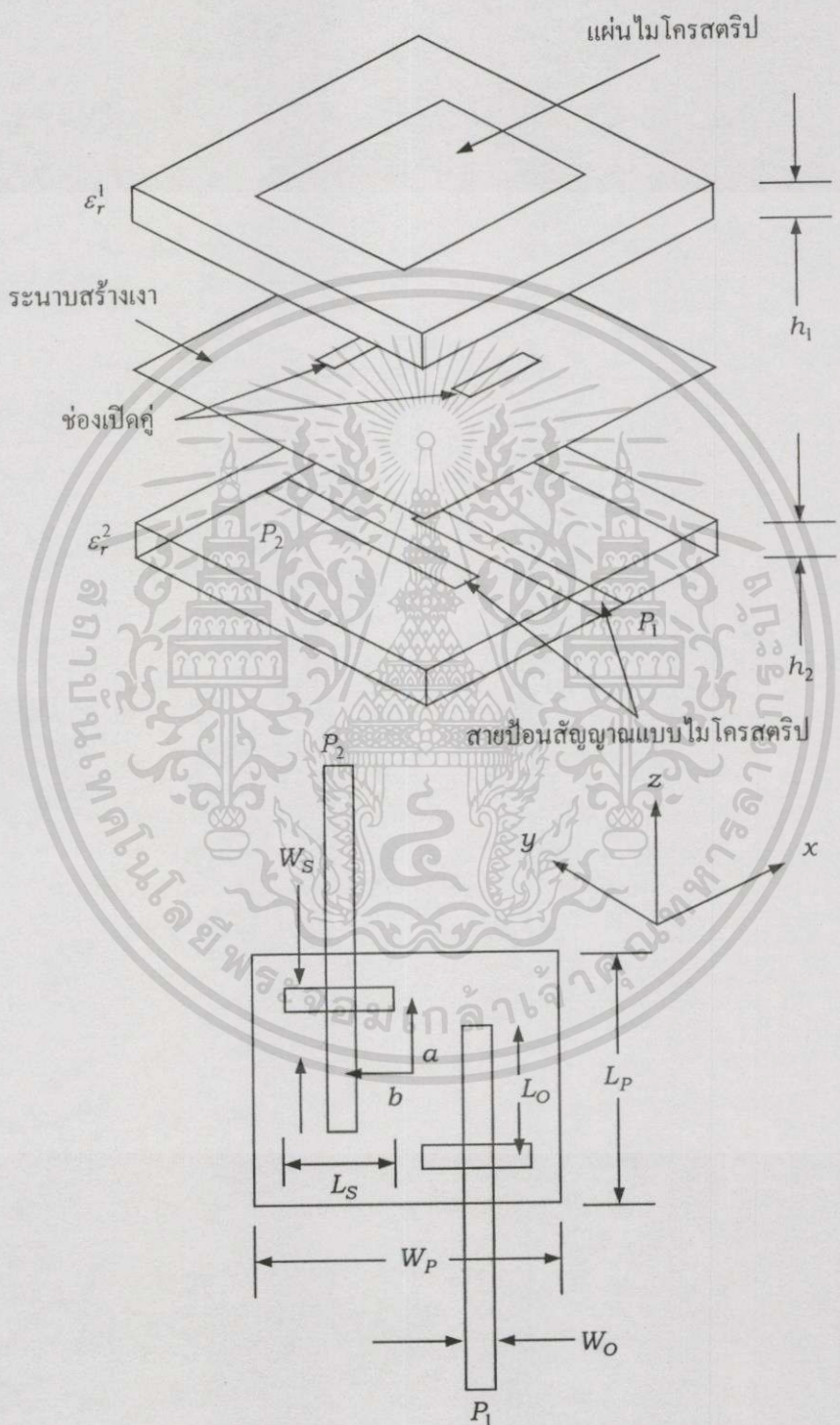
ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในตอนต้นว่าควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์นั้นประกอบด้วยส่วนที่สำคัญอยู่ 2 ส่วนด้วยกันคือ ส่วนที่ทำหน้าที่ในการแผ่กระจายคลื่นและส่วนที่ทำหน้าที่ในการกำเนิดสัญญาณ RF สำหรับในบทที่ 3 เป็นทฤษฎีที่ใช้ในการวิเคราะห์หาพารามิเตอร์การกระจายแบบสองพอร์ตของสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับช่องเปิดคู่ และในบทที่ 4 เป็นทฤษฎีพื้นฐานในการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรรอสซิลเลเตอร์ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เลือกใช้ FET เป็นอุปกรณ์แอกทีฟสำหรับออสซิลเลเตอร์ โดยในบทนี้จะได้กล่าวถึงรายละเอียดในการออกแบบทั้ง 2 ส่วน

5.2 การออกแบบตัวแผ่กระจายคลื่น

สำหรับการออกแบบส่วนที่ทำหน้าที่ในการแผ่กระจายคลื่นจากควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์นั้น จำเป็นที่จะต้องพิจารณาถึงวัสดุที่จะนำมาใช้ในการออกแบบด้วยเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพรวมของระบบดีที่สุด โดยเฉพาะอย่างยิ่งคุณสมบัติของวัสดุฐานรอง เนื่องจากวัสดุฐานรองที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) สูงนั้นจะทำให้เกิดการสูญเสียและให้ประสิทธิภาพในการแผ่กระจายคลื่นต่ำ แต่มีข้อดีตรงที่ขนาดแผ่นสายอากาศมีขนาดเล็ก ดังนั้นในการออกแบบจึงเลือกใช้วัสดุฐานรองที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกต่ำๆ คือ D1CLAD880 ซึ่งมีพารามิเตอร์ดังนี้ $\epsilon_r = 2.17$ และ $h = 0.762$ mm. สำหรับโครงสร้างที่ใช้ในการออกแบบนั้นแสดงไว้ในรูปที่ 5.1

เนื่องจาก โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับช่องเปิดคู่นั้นเป็นโครงสร้างแบบสองชั้น จึงทำให้มีพารามิเตอร์ที่มีผลต่อคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นอยู่หลายตัวดังแสดงไว้ในบทที่ 3 ดังนั้นในการออกแบบจึงได้ทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ และพิจารณาค่าที่ให้คุณสมบัติเหมาะสมมากที่สุด ในการวิเคราะห์นั้นได้อาศัยการวิเคราะห์ด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลาร่วมกับเงื่อนไขการดูดกลืนคลื่นแบบชั้นแมตซ์สมบูรณ์ โดยอาศัยสมการที่ (3.1) ถึง (3.4) ทำให้ได้ขนาดความกว้างและความยาวสำหรับสายอากาศไมโครสตริปที่ต้องการให้เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 10 GHz นั้นมีค่า $W_p = 10.924$ mm. $L_p = 9.147$ mm. ในตารางที่ 5.1 แสดงการปรับตำแหน่งของร่องสำหรับกระตุ้นแผ่นสายอากาศ (a, b) โดยการกำหนดค่าของ $L_s = 4.5$ mm. และ $W_s = 1.39$ mm ซึ่งจะเห็นได้ว่าที่ตำแหน่ง (a, b) = (2.35, 2.35) จะให้ค่าของจินตภาพของอินพุต

อิมพีแดนซ์ที่พอร์ตหนึ่งน้อยที่สุด และในตารางที่ 5.2 แสดงผลจากการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวร่อง L_s จาก 4.5 mm เป็น 5.0 mm ซึ่งจะเห็นว่าที่ความยาวร่องค่านี้จะให้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ประกอบ ด้วยจำนวนจิตภาพค่อนข้างสูง



รูปที่ 5.1 โครงสร้างทางเรขาคณิตของสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับช่องเปิดคู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนในตารางที่ 5.3 นั้นเป็นการปรับตำแหน่งร่องสำหรับป้อนกลับสัญญาณ (a,b) โดยกำหนดค่า $W_p = 10.924$ mm, $L_p = 9.147$ mm, $L_s = 4.5$ mm. และ $W_s = 1.39$ mm. ในขั้นตอนต่อไปจึงกำหนดตำแหน่งสำหรับกระตุ้นสัญญาณอยู่ที่ตำแหน่ง (2.35,2.35) และตำแหน่งของร่องที่ป้อนกลับสัญญาณนั้นอยู่ที่ตำแหน่ง (-2.35,-2.35) แล้วทดลองปรับค่า W_p ซึ่งจะได้ผลดังแสดงในตารางที่ 5.4

ตารางที่ 5.1 ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตอิมพีแดนซ์และตำแหน่งของการกระตุ้นสัญญาณเมื่อ $L_s = 4.5$ mm. และ $W_s = 1.39$ mm.

(a,b) mm.	จำนวนจริง	จำนวนจินตภาพ
(2.00,2.00)	27.051	-4.5107
(2.30,2.30)	34.646	-1.2518
(2.35,2.35)	36.072	-0.23416
(2.50,2.50)	40.563	4.0460

ตารางที่ 5.2 ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตอิมพีแดนซ์และตำแหน่งของการกระตุ้นสัญญาณเมื่อเปลี่ยนความยาวร่องจาก 4.5 mm เป็น 5.0 mm

(a,b) mm.	จำนวนจริง	จำนวนจินตภาพ
(2.35,2.35)	30.319	-8.0728

ตารางที่ 5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตอิมพีแดนซ์และตำแหน่งร่องสำหรับป้อนกลับสัญญาณเมื่อ $W_p = 10.924$ mm, $L_p = 9.147$ mm, $L_s = 4.5$ mm. และ $W_s = 1.39$ mm.

(a,b) mm.	จำนวนจริง	จำนวนจินตภาพ
(-2.35,-2.35)	9.4792	17.159
(-2.38,-2.38)	8.1690	17.089
(-2.38,-2.35)	6.9262	16.215
(-2.38,-2.00)	6.0995	17.933

จากผลในตารางที่ 5.4 นี้ได้แสดงให้เห็นว่าการปรับ W_p นั้นจะทำให้ค่าจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าสูงขึ้น อีกทั้งยังไม่ให้ผลการเปลี่ยนแปลงของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ไม่ดีขึ้นมากนัก ตลอดจนสัมประสิทธิ์การส่งผ่านได้รับผลจากการเปลี่ยนแปลงค่า W_p น้อยมาก ดังนั้นในการออกแบบจึงยังคงใช้ค่า W_p ค่าเดิม ในตารางที่ 5.5 เป็นการแสดงผลจากการปรับค่า L_0 ซึ่งเป็นค่าความยาวของสายท่อนสั้นแบบเปิดวงจร ซึ่งปกติจะมีค่าอยู่ที่ประมาณ $\lambda/4$ ซึ่งจากตารางที่ 5.5 นี้พบว่าค่า L_0 ที่ทำให้ค่าจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ต่ำที่สุดคือ 4.7326 mm.

ตารางที่ 5.4 ผลการเปลี่ยนแปลงค่า W_p ที่มีต่ออินพุตอิมพีแดนซ์และพารามิเตอร์การกระจายซึ่งแสดงสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและการส่งผ่าน

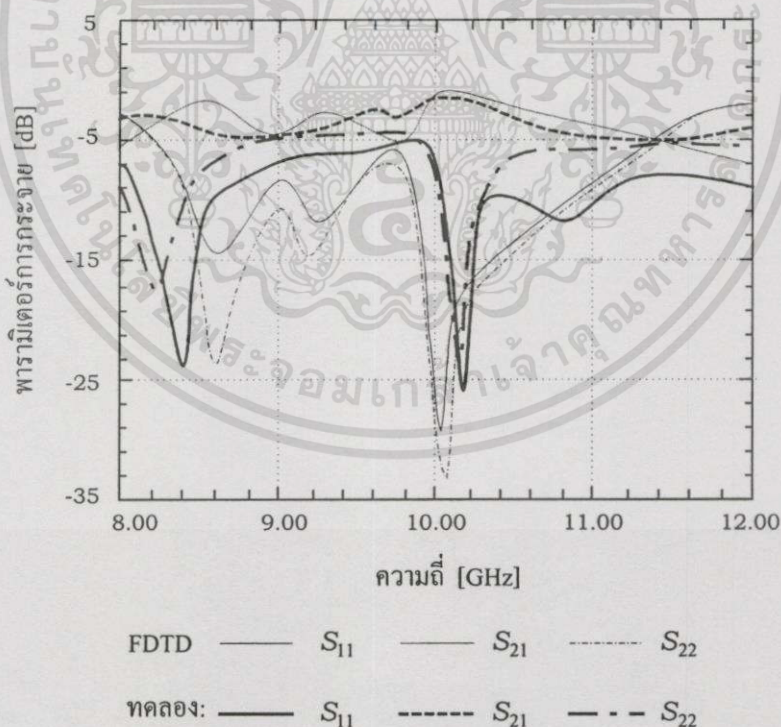
W_p	จำนวนจริง	จำนวนจินตภาพ	S_{11}	S_{21}
9.170	8.6224	13.677	-	-
9.150	9.458	13.157	-	-
9.130	9.9392	12.614	-	-
8.900	22.745	5.5529	-8.2141	-4.7519
8.885	24.310	5.2374	-8.3422	-4.7117
8.870	25.923	5.0131	-8.3180	-4.6810
8.820	31.068	5.0677	-8.4302	-4.6571
8.800	35.7626	5.7665	-8.3373	-4.6064
8.700	51.821	17.865	-7.0643	-4.8928

ตารางที่ 5.5 ผลของการปรับสายท่อนสั้นแบบเปิดวงจรที่มีต่ออินพุตอิมพีแดนซ์และพารามิเตอร์การกระจาย

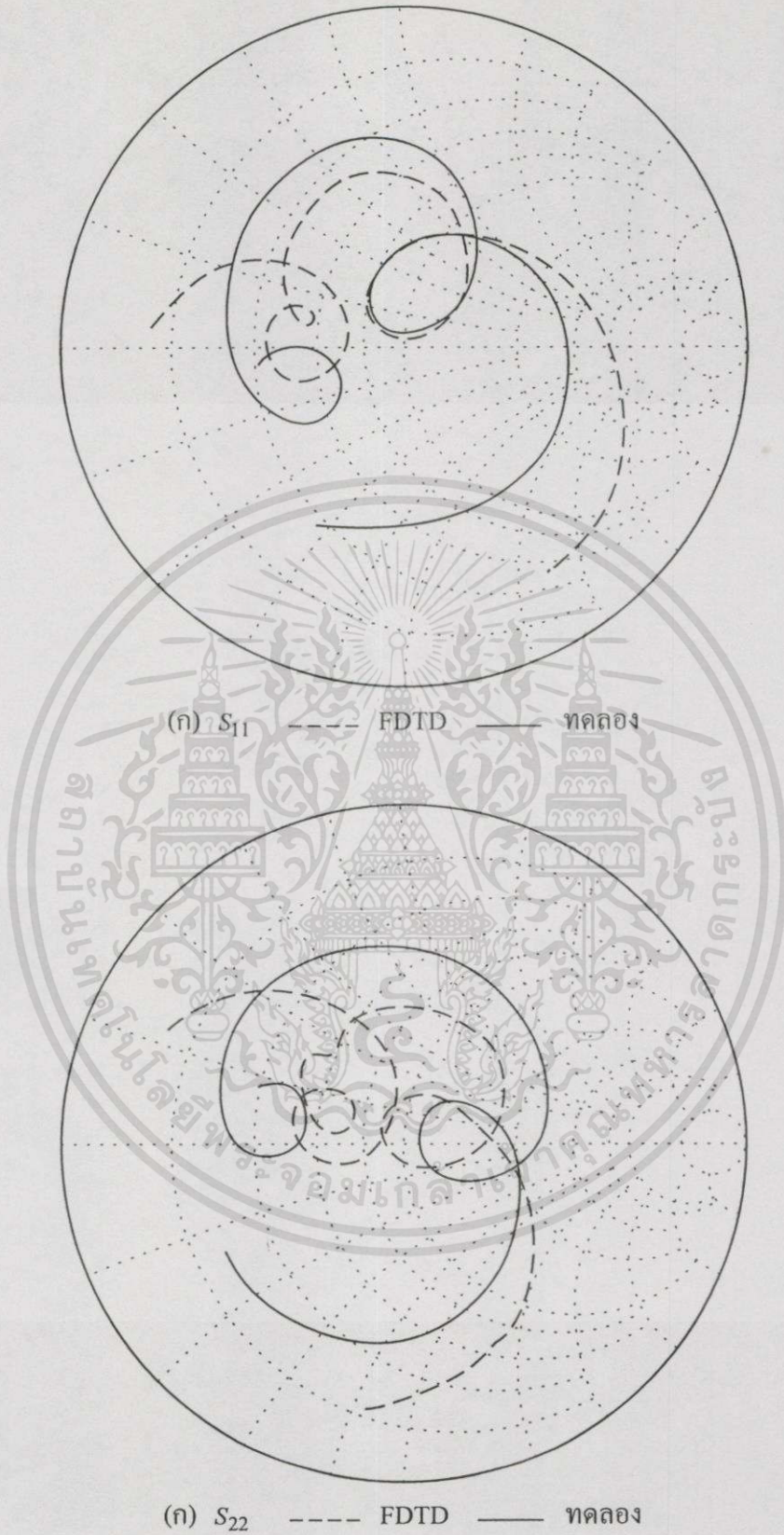
สายท่อนสั้น (mm.)	จำนวนจริง	จำนวน จินตภาพ	S_{11}	S_{21}
5.2000	23.987	7.3688	-8.0964	-4.8953
5.0676	25.932	5.0131	-8.318	-4.681
4.7326	24.959	-0.2050	-8.9208	-4.3093

จากที่ผ่านมาเป็นขั้นตอนในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับช่องเปิด ซึ่งในทางปฏิบัติจำเป็นต้องทำการออกแบบซ้ำจนได้พารามิเตอร์สำหรับสายอากาศที่ดีในระดับที่ยอมรับได้คือให้สัมประสิทธิ์การสะท้อนทั้งสองพอร์ตต่ำที่สุดเท่าที่จะทำได้ และมีความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศอยู่ที่ 10 GHz ซึ่งจะได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมคือ $W_p=10.924$ mm, $L_p=9.147$ mm, $W_s=1.39$ mm, $L_s=4.5$ mm, $W_0=2.36$ mm, $L_0=4.73$ mm, $a=2.42$ mm และ $b=2.5$ mm ซึ่งจะทำให้ได้พารามิเตอร์การกระจายที่แสดงสัมประสิทธิ์การสะท้อนและสัมประสิทธิ์การส่งผ่านดังแสดงในรูปที่ 5.2 ส่วนคุณสมบัติของอินพุตและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์นั้นได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.3

ในขั้นตอนสุดท้ายสำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับช่องเปิดคู่นี้ คือ การแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศโดยอาศัยสายท่อนสั้นแบบเปิดวงจร จุดประสงค์ของการแมตซ์อิมพีแดนซ์นี้เพื่อลดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของทั้งสองพอร์ตให้เหลือน้อยที่สุด เพื่อให้สามารถส่งผ่านกำลังงานไปยังแผ่นสายอากาศให้ได้มากที่สุด ในขั้นตอนนี้เราสามารถใช้อาร์ชแบบสมิทหรือโปรแกรมอื่นๆ ช่วยได้ อาทิเช่น Z-match หรือ Puff [50] ในกรณีที่อาศัยโปรแกรม Puff จะต้องจำลองพารามิเตอร์การกระจายของสายอากาศเป็นอุปกรณ์สองพอร์ตหนึ่งตัว โดยเก็บไว้ในรูปแบบ *.dev ดังแสดงในรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.2 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและส่งผ่านของสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับช่องเปิดคู่



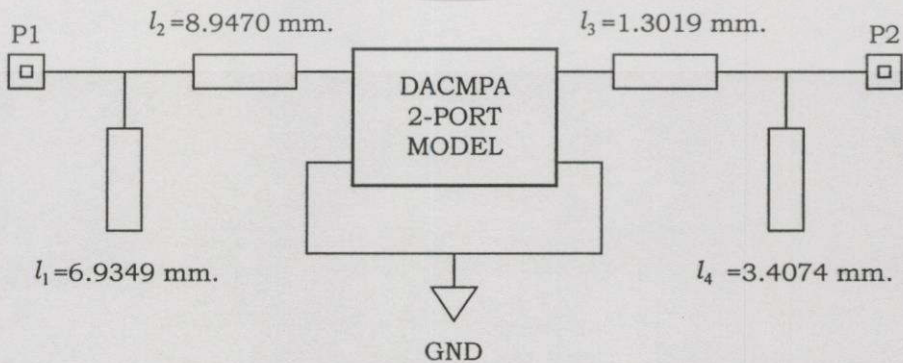
รูปที่ 5.3 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับช่องเปิดคู่ที่พอร์ต 1 และพอร์ต 2 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากทำการแมตซ์อิมพีแดนซ์ให้กับสายอากาศไมโครสตริปแล้วจะได้พารามิเตอร์ของสายท่อนสั้นแบบเปิดวงจรและพารามิเตอร์อื่นๆ ดังแสดงในรูปที่ 5.5 ซึ่งจะเห็นได้ว่าหลังจากการแมตซ์อิมพีแดนซ์แล้วนั้นจะทำให้ได้คุณสมบัติที่ดีขึ้น กล่าวคือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่พอร์ต 1 และพอร์ต 2 จะมีค่าต่ำลงถึง -40dB โดยประมาณที่ความถี่ 10 GHz ดังแสดงในรูปที่ 5.6 และจะทำให้อิมพีแดนซ์ของสายอากาศมีค่าประมาณ 50Ω ดังแสดงในรูปที่ 5.7 เมื่อได้คุณสมบัติของสายอากาศดังที่ได้อธิบายไปแล้วนั้น ในขั้นตอนต่อไปจะเป็นการออกแบบในส่วนของวงจรออสซิลเลเตอร์

Scattering Parameter of Double Apertures Coupled Microstrip Patch Antenna												
f	s11			s21			s12			s22		
8.0	-0.135378	-0.949648	-0.240695	0.039212	-0.240695	0.039212	-0.117819	-0.948171				
8.2	-0.321604	-0.886939	-0.220277	0.122600	-0.220277	0.122600	-0.311063	-0.892905				
8.4	-0.516727	-0.804868	-0.203011	0.178391	-0.203011	0.178391	-0.510373	-0.805880				
8.6	-0.672448	-0.647901	-0.157088	0.253706	-0.157088	0.253706	-0.668044	-0.646721				
8.8	-0.767981	-0.457100	-0.078167	0.315793	-0.078167	0.315793	-0.764503	-0.451660				
9.0	-0.797201	-0.254947	0.028633	0.352957	0.028633	0.352957	-0.791366	-0.243735				
9.2	-0.758622	-0.066625	0.158328	0.353202	0.158328	0.353202	-0.745609	-0.050132				
9.4	-0.659531	0.078011	0.302263	0.299715	0.302263	0.299715	-0.633899	0.095920				
9.6	-0.526018	0.144350	0.436523	0.168440	0.436523	0.168440	-0.484079	0.154736				
9.8	-0.423044	0.112170	0.498541	-0.053107	0.498541	-0.053107	-0.368866	0.101252				
10.0	-0.437401	0.040690	0.402413	-0.296339	0.402413	-0.296339	-0.389081	-0.000053				
10.2	-0.546266	0.065809	0.178021	-0.411709	0.178021	-0.411709	-0.523663	0.007034				
10.4	-0.612360	0.209348	-0.021011	-0.371665	-0.021011	-0.371665	-0.616448	0.153152				
10.6	-0.581450	0.379937	-0.128681	-0.272705	-0.128681	-0.272705	-0.601448	0.336418				
10.8	-0.483200	0.518738	-0.170358	-0.179106	-0.170358	-0.179106	-0.509712	0.488597				
11.0	-0.352602	0.613031	-0.179038	-0.106428	-0.179038	-0.106428	-0.380291	0.593793				
11.2	-0.210385	0.666652	-0.173678	-0.052344	-0.173678	-0.052344	-0.236686	0.655552				
11.4	-0.067224	0.686029	-0.163204	-0.011346	-0.163204	-0.011346	-0.091080	0.680799				
11.6	0.071342	0.676506	-0.151472	0.021484	-0.151472	0.021484	0.050205	0.675467				
11.8	0.202148	0.641760	-0.139915	0.050117	-0.139915	0.050117	0.183603	0.643764				
12.0	0.322942	0.583791	-0.128663	0.078072	-0.128663	0.078072	0.306671	0.588175				

รูปที่ 5.4 ตัวอย่างของการจำลองพารามิเตอร์การกระจายของสายอากาศไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับช่องเปิดคู่เป็นอุปกรณ์สองพอร์ตให้กับ Puff

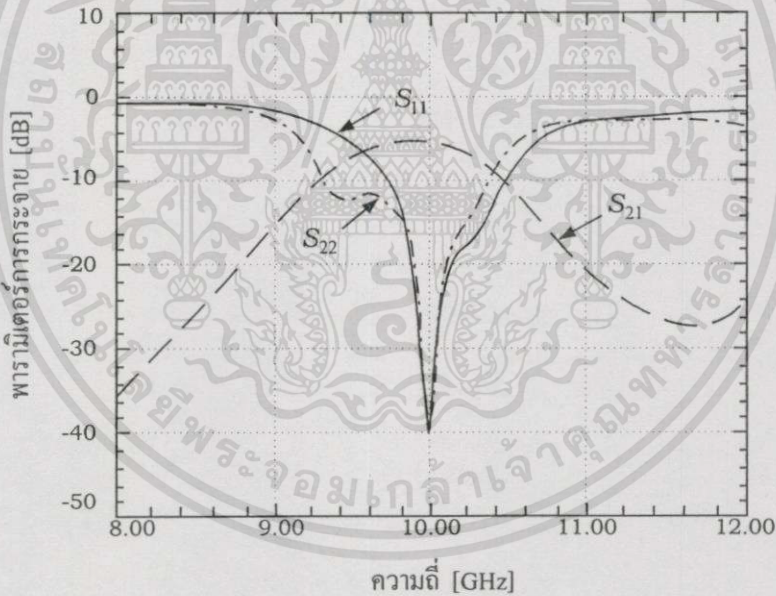


รูปที่ 5.5 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปหลังจากการแมตซ์อิมพีแดนซ์

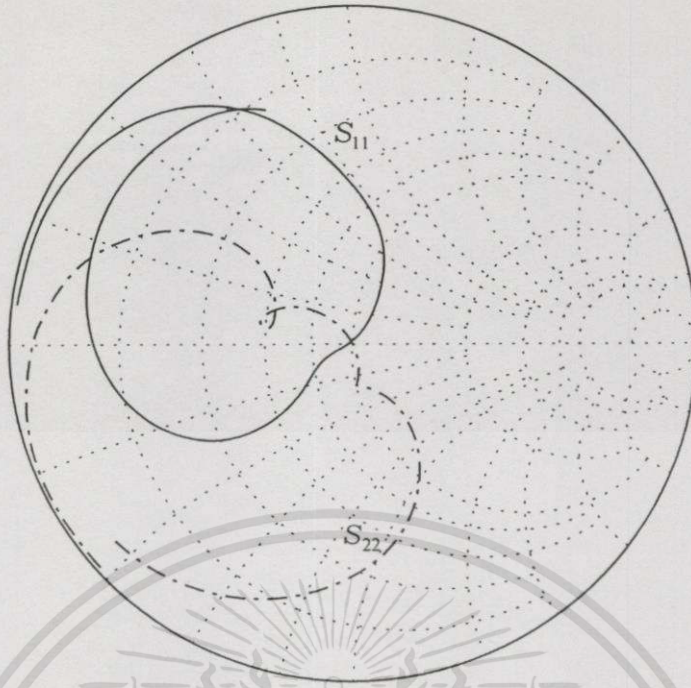
5.3 การออกแบบออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบ

ก่อนที่จะเริ่มออกแบบออสซิลเลเตอร์ร่วมกับตัวแผ่กระจายคลื่นนั้น จำเป็นที่จะต้องทำการศึกษาและทดลองเพื่อให้ได้ออสซิลเลเตอร์ที่มีคุณสมบัติตามที่ต้องการเสียก่อน เนื่องจากหากออสซิลเลเตอร์ที่ได้ทำการออกแบบไว้นั้นให้ความถี่ในการออสซิลเลทที่ผิดพลาดไปจากความถี่ที่ได้กำหนดไว้มาก ซึ่งจะมีผลทำให้พลังงานที่กำเนิดจากออสซิลเลเตอร์นั้นส่งผ่านไปยังตัวแผ่กระจายคลื่นได้น้อย เนื่องจากไม่ใช่ความถี่สอดคล้องกับเรโซเนเตอร์ หรืออีกกรณีหนึ่งคืออาจจะไม่เกิดการออสซิลเลทขึ้นเลย เนื่องจากคุณสมบัติทางด้านอิมพีแดนซ์ของสายอากาศนั้นผิดพลาดไปจากที่ต้องการ ดังนั้นในการออกแบบจึงต้องมีการทดสอบคุณสมบัติของออสซิลเลเตอร์เสียก่อน

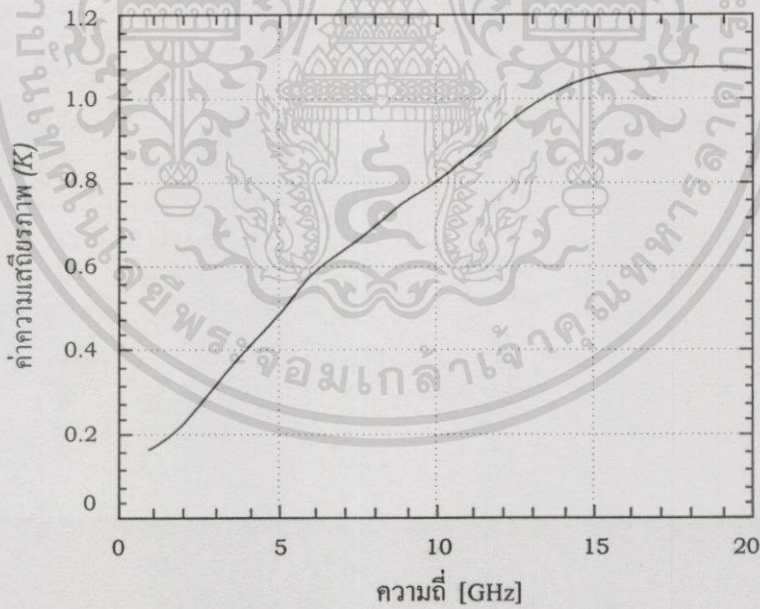
สำหรับอุปกรณ์แอกทีฟที่จะใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เลือกใช้ MESFET เบอร์ MGF4314D ของบริษัทมิตซูบิชิคิงที่ได้เคยแสดงไว้แล้วในบทที่ 4 ซึ่งทางผู้ผลิตได้ให้พารามิเตอร์การกระจายของสัญญาณขนาดเล็กในช่วงความถี่ 1GHz ถึง 20GHz โดยสิ่งแรกที่จะต้องพิจารณาคือค่าความเสถียรภาพ, (K) ของอุปกรณ์ ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.6 พารามิเตอร์การกระจายของสายอากาศไมโครสตริปที่ได้หลังจากการแมตซ์อิมพีแดนซ์



รูปที่ 5.7 อิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปที่พอร์ต 1 และ 2 หลังจากการแมตช์อิมพีแดนซ์



รูปที่ 5.8 กราฟแสดงค่าตัวประกอบเสถียรภาพของ MESFET ที่นำมาใช้ในการออกแบบ

หากพิจารณาจากกราฟในรูปที่ 5.8 แล้วจะพบว่าที่ความถี่ 10 GHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ต้องการ ออกแบบออสซิลเลเตอร์นั้น ค่าความเสถียรภาพของอุปกรณ์จะมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง ซึ่งหมายความว่า อุปกรณ์นี้จะอยู่ในสถานะไม่เสถียรภาพนั่นเอง ในการออกแบบออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบ นั้นจะต้องการให้ค่าความเสถียรภาพนี้ต่ำกว่าหนึ่งอยู่แล้ว ดังนั้นอุปกรณ์นี้จึงมีความเหมาะสมที่จะนำมาออกแบบออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบ

ในรูปที่ 5.9 แสดงพารามิเตอร์ของวงจร FET ออสซิลเลเตอร์แบบความต้านทานเชิงลบที่ ออกแบบบนวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) = 2.17 และ $h = 30\text{mil}$ สำหรับใน ส่วนที่เป็นช่องว่าง (gap) นั้นมีไว้เพื่อป้องกันแรงดันไฟตรงที่ป้อนให้กับอุปกรณ์แอกทีฟนั้นออกไป ยังพอร์ตเอาต์พุต ซึ่งโดยปกติแล้วจะอาศัยตัวเก็บประจุแบบติดบนผิวตัวนำ (surface mount) แต่ เนื่องจากตัวเก็บประจุที่มีจุลเรโซแนนซ์อยู่สูงกว่าความถี่ออสซิลเลทที่ได้ออกแบบไว้นี้หาได้ยาก ดังนั้นจึงออกแบบโดยใช้ช่องว่างแทน ส่วนในรูปที่ 5.10(ก) นั้นแสดงค่าอิมพีแดนซ์ที่พอร์ตเอาต์ พูตของ FET ออสซิลเลเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 5.9 นั้นจะเห็นได้ว่าค่าจำนวนจริงของเอาต์พุตอิมพี แคนซ์ของออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 10 GHz นั้นจะมีค่า -52.715Ω และได้ค่าจินตภาพ -1.515Ω

ต่อไปเราจะพิจารณาและออกแบบในส่วนของวงจรไบอัสให้กับออสซิลเลเตอร์ที่ได้ทำการ ออกแบบไว้แล้ว โดยปกติเป็นที่ทราบกันดีอยู่แล้วว่าจำเป็นต้องมีการไบอัสกระแสแกนของ GaAs MESFET อยู่ที่ประมาณ $0.5I_{dss}$ สำหรับกรณีที่ต้องการกำลังงานด้านเอาต์พุตสูงสุด แต่ในกรณีที่ ต้องการให้มีสัญญาณรบกวนน้อยที่สุดจะต้องไบอัสอยู่ที่ประมาณ $0.1I_{dss} - 0.2I_{dss}$ [51] ซึ่งตามที่มี ผู้ผลิต MESFET สำหรับใช้ในการออกแบบระบุไว้คือ $I_{dss} = 10\text{mA}$ ซึ่งคิดเป็น $0.167I_{dss}$ โดยการให้ $V_{ds} = 2\text{V}$ นอกจากการพิจารณาถึงระดับของกระแสและแรงดันที่ใช้ในการไบอัสแล้วยังต้องคำนึงถึง โครงสร้างการไบอัสด้วย โดยจะต้องออกแบบให้การไบอัสทางไฟตรงนั้นไม่ส่งผลกระทบต่อพารา มิเตอร์ต่างๆ ของออสซิลเลเตอร์ที่ได้ออกแบบไว้แล้ว สำหรับโครงสร้างการไบอัสทางไฟตรงนั้น แม้ว่าจะสามารถทำได้หลายวิธี แต่วิธีหนึ่งที่ได้รับคามนิยมและสะดวกโดยไม่ต้องอาศัยอุปกรณ์ เพิ่มเติมคือการใช้ radial stub ดังแสดงในรูปที่ 5.11 ซึ่งจะให้คุณสมบัติเสมือนเป็นตัวเก็บประจุที่มี รัศมี $\lambda/4$ ต่อร่วมอยู่สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ถูกออกแบบให้มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่ ค่อนข้างสูงเพื่อให้ได้คุณสมบัติเป็นตัวเหนี่ยวนำ โดยให้มีความยาว $\lambda/4$ เช่นเดียวกัน เหตุผลของ การใช้ความยาว $\lambda/4$ นั้นให้พิจารณาจากสมการ (5.1) ซึ่งเป็นสมการของสายส่งสัญญาณโดยทั่วไป ซึ่งสามารถนำมาใช้ในกรณีนี้ได้เช่นเดียวกัน ในกรณีที่ $Z_L \rightarrow \infty$ หรือสถานะปลายสายเปิดวงจรนั้น สมการที่แสดงอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายส่งแสดงได้ด้วยสมการ (5.2)

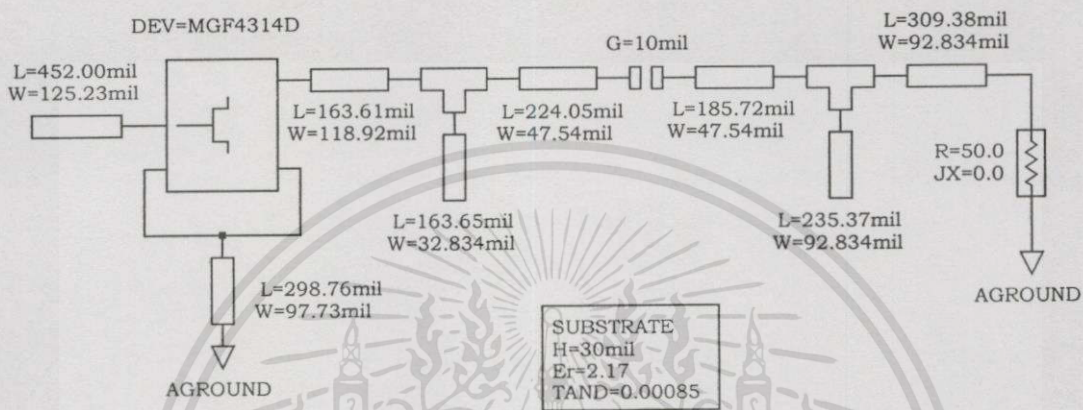
$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan \beta l}{Z_o + jZ_L \tan \beta l} \quad (5.1)$$

เมื่อ $Z_L \rightarrow \infty$

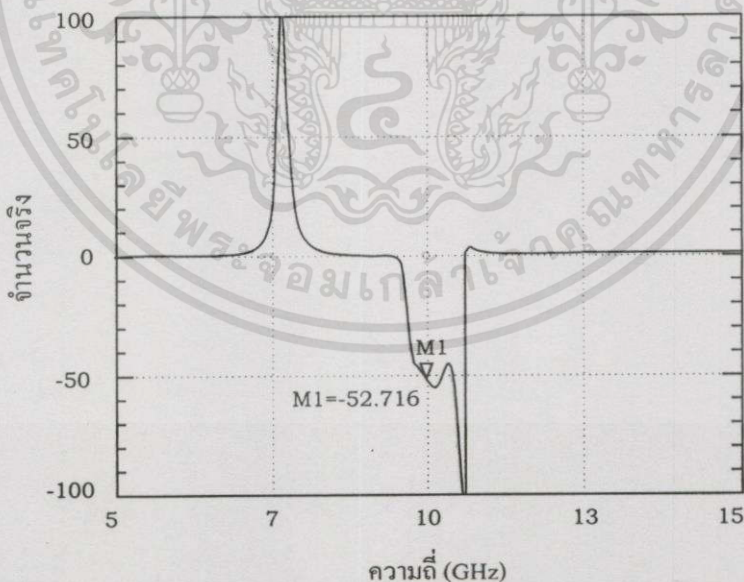
$$Z_{in} = -j \frac{Z_o}{\tan \beta l} \tag{5.2}$$

เมื่อ $l = \frac{\lambda}{4}$ จะได้

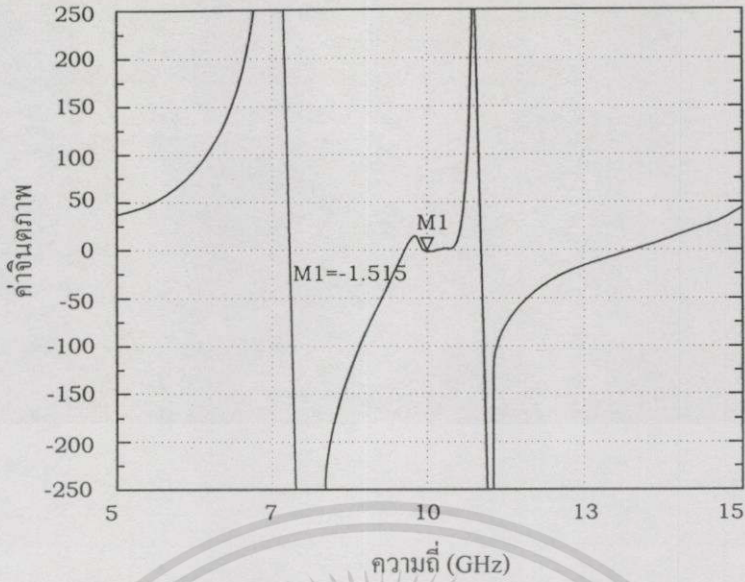
$$Z_{in} = -j \frac{Z_o}{\tan\left(\beta \cdot \frac{\lambda}{4}\right)} = 0 \tag{5.3}$$



รูปที่ 5.9 ออกสวิตเตอร์ความต้านทานเชิงลบที่ได้ออกแบบไว้ที่ความถี่ 10 GHz

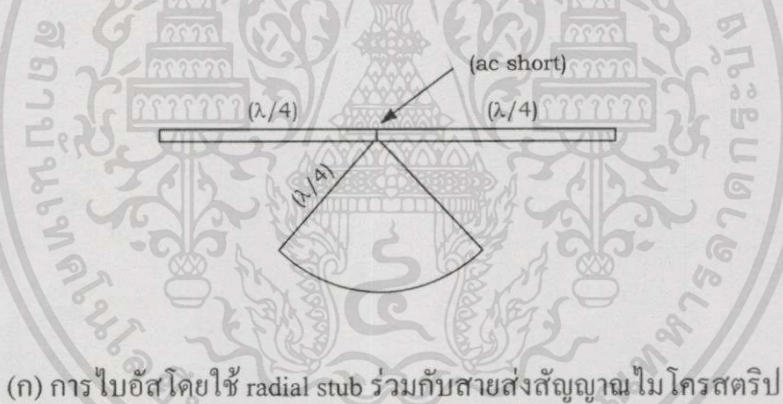


(ก) ค่าจำนวนจริงของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์

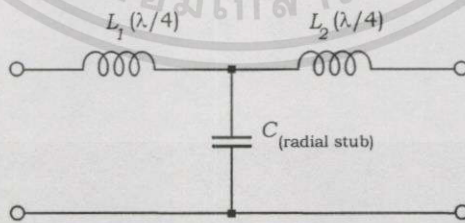


(ข) ค่าจินตภาพของเอ๊าท์พุทอิมพีแดนซ์

รูปที่ 5.10 เอ๊าท์พุทอิมพีแดนซ์ของ FET ออสซิลเลเตอร์ความถี่ความถี่เชิงลบ



(ก) การไบอัสโดยใช้ radial stub ร่วมกับสายส่งสัญญาณไมโครสตริป



(ข) วงจรสมมูล

รูปที่ 5.11 ลักษณะของการไบอัสไฟตรงให้กับวงจรโดยใช้ radial stub ร่วมกับสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปความยาว $\lambda/4$

และเมื่อแทนความยาวของสายส่งด้วย $\lambda/4$ จะทำให้อินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าเป็นศูนย์หรือลัดวงจรในทาง AC ดังแสดงในสมการที่ (5.3) ค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุจากวงจรสมมูลในรูปที่ 5.11(ข) นี้สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$L [H] = 5.08 \times 10^{-2} l \left\{ \ln \frac{l}{w+t} + 0.224 \frac{w+t}{l} + 1.19 \right\}$$

$$L [mH] = 50.8 l \left\{ \ln \frac{l}{w+t} + 0.224 \frac{w+t}{l} + 1.19 \right\} \quad (5.4)$$

และ

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{h} \quad (5.5)$$

โดยที่ l คือความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

t คือความหนาของตัวนำ

w คือความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

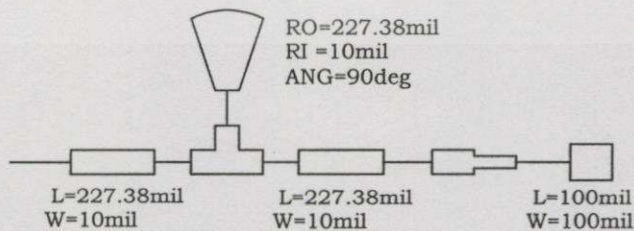
ϵ_0 คือค่าคงตัวไดอิเล็กตริกในสุญญากาศมีค่าเท่ากับ $1/36\pi \times 10^{-9}$

ϵ_r คือค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง

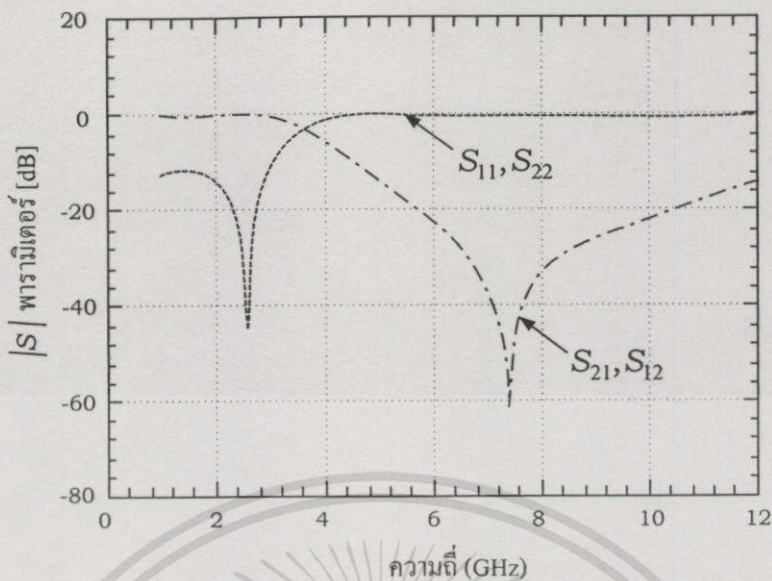
h คือความหนาของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก

A คือพื้นที่ของแผ่นตัวนำ

หากพิจารณาวงจรสมมูลในรูปที่ 5.11(ข) แล้วจะพบว่าเป็นโครงสร้างของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (low pass filter) เมื่ออาศัยพารามิเตอร์ของการไบอัสไฟตรงดังแสดงในรูปที่ 5.12 ซึ่งใช้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปความยาว $\lambda/4$ และ radial stub ที่มีรัศมี $\lambda/4$ เช่นเดียวกัน โดยมุมของ radial stub มีค่าเท่ากับ 90° จะได้ผลตอบสนองความถี่ดังแสดงในรูปที่ 5.13 ซึ่งจะเห็นว่าความถี่ตัด (cutoff frequency) ของวงจรมันจะอยู่ที่ 3.65 GHz ซึ่งต่ำกว่าความถี่ไอเซนเนสซ์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้ออกแบบไว้มาก

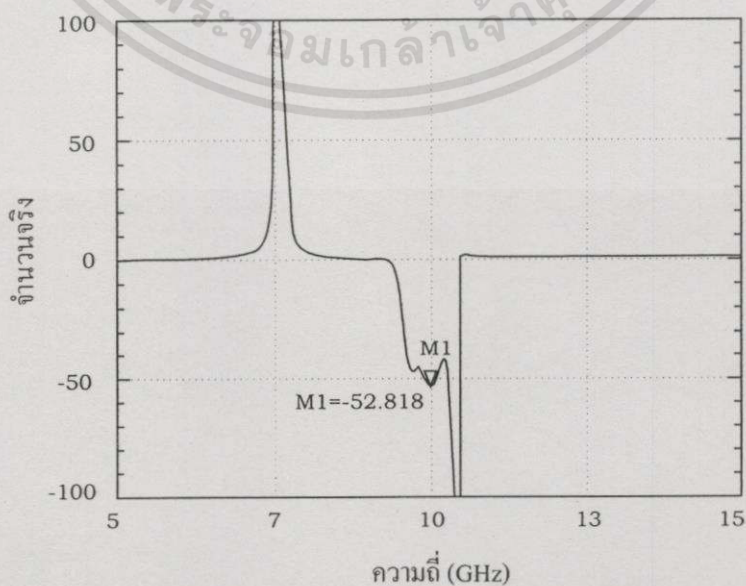


รูปที่ 5.12 โครงสร้างของการไบอัสไฟตรงให้กับ FET ออสซิลเลเตอร์

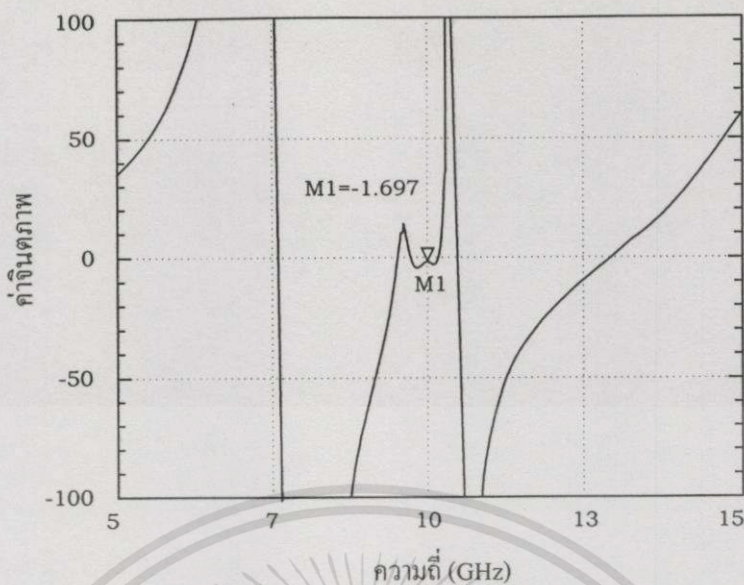


รูปที่ 5.13 พารามิเตอร์การกระจายของโครงสร้างการไบอัสไฟตรงในรูปที่ 5.12

เมื่อนำโครงสร้างการไบอัสดังแสดงในรูปที่ 5.12 นี้ไปรวมกับโครงสร้างของออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบที่ได้ออกแบบไว้แล้ว เพื่อป้อนสัญญาณไฟตรงให้กับขาเกตและขาเดรนของ FET ตามวงจรในรูปที่ 5.9 แล้วทำการเลียนแบบการทำงานของวงจรอีกครั้ง พบว่าเอาท์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรเปลี่ยนแปลงไปเพียงเล็กน้อย ซึ่งแสดงให้เห็นว่าโครงสร้างการไบอัสที่ได้ออกแบบไว้ไม่ได้ส่งผลกระทบต่อพารามิเตอร์ของออสซิลเลเตอร์มากนัก ดังแสดงในรูปที่ 5.14 โดยค่าจริงและค่าจินตภาพของเอาท์พุตอิมพีแดนซ์มีค่าอยู่ที่ -52.818Ω และ -1.697Ω ตามลำดับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ (ก) ค่าจริงของเอาท์พุตอิมพีแดนซ์ ถูกนำมาใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



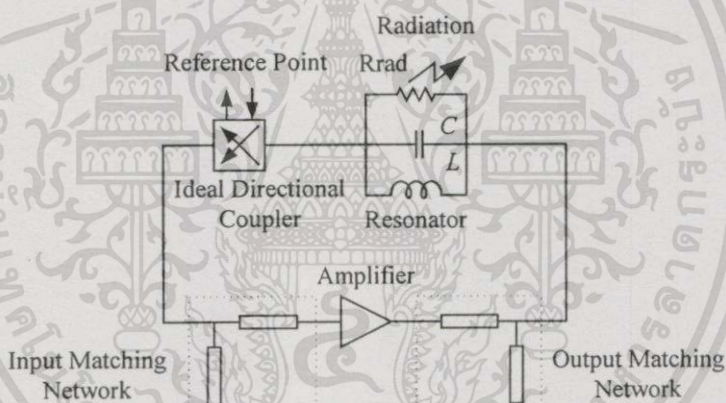
(ก) ค่าจินตภาพของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์

รูปที่ 5.14 เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของ FET ออสซิลเลเตอร์หลังจากเพิ่มโครงสร้างการไบอัส

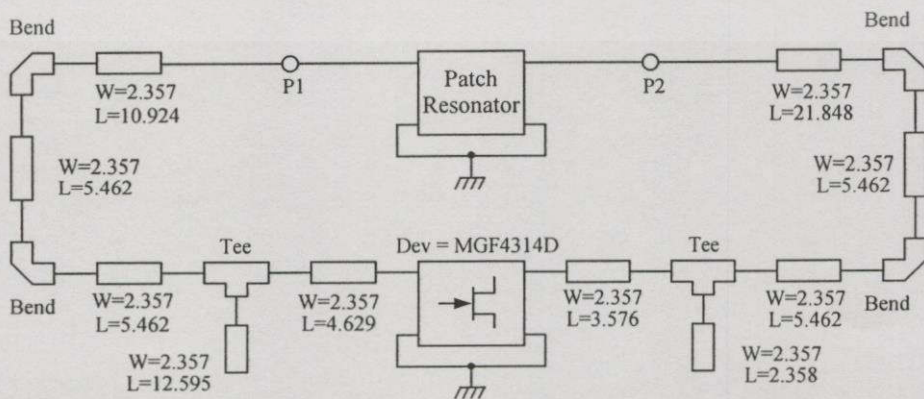
5.4 การออกแบบควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับ

สำหรับการออกแบบควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับนั้น ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในตอนต้นว่าจำเป็นที่จะต้องทราบค่าพารามิเตอร์การกระจายของแผ่นเรโซเนเตอร์เสียก่อน ซึ่งหากสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแผ่นเรโซเนเตอร์ (S_{11}) มีค่าสูงเกินไปนั้น จะทำให้ประสิทธิภาพในการแผ่กระจายกำลังงานที่ต่ำและยังทำให้ได้ตัวประกอบคุณภาพ (Q) ที่ต่ำตามไปด้วย ซึ่งโครงสร้างของควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับนี้ต้องการค่าตัวประกอบคุณภาพที่สูงเพียงพอสำหรับการรักษาเสถียรภาพทางความถี่ให้กับวงจรออสซิลเลเตอร์ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่พอร์ตอินพุตของแผ่นเรโซเนเตอร์นี้สามารถปรับให้มีค่าลดลงได้ ดังแสดงขั้นตอนการปรับไว้ในหัวข้อ 5.2 คือการออกแบบโครงข่ายการแมตซ์อิมพีแดนซ์ระหว่างแผ่นเรโซเนเตอร์กับพอร์ต 50 โอห์ม หลังจากนั้นจึงเริ่มวิเคราะห์และออกแบบวงจรทั้งหมดเข้าด้วยกัน สำหรับวงจรสมมูลของควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับนั้นได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.15 ซึ่งจะประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณความถี่สูง โดยใช้ FET เป็นอุปกรณ์ แอคทีฟ วัสดุฐานรองและ FET ที่ใช้ในการออกแบบนี้จะป็นชนิดเดียวกับการออกแบบออสซิลเลเตอร์ความถี่สูงที่แสดงไว้ในหัวข้อ 5.3 เพื่อทำให้สามารถเปรียบเทียบคุณสมบัติระหว่างกันได้อย่างชัดเจน นอกจากนั้นแล้วจะต้องออกเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

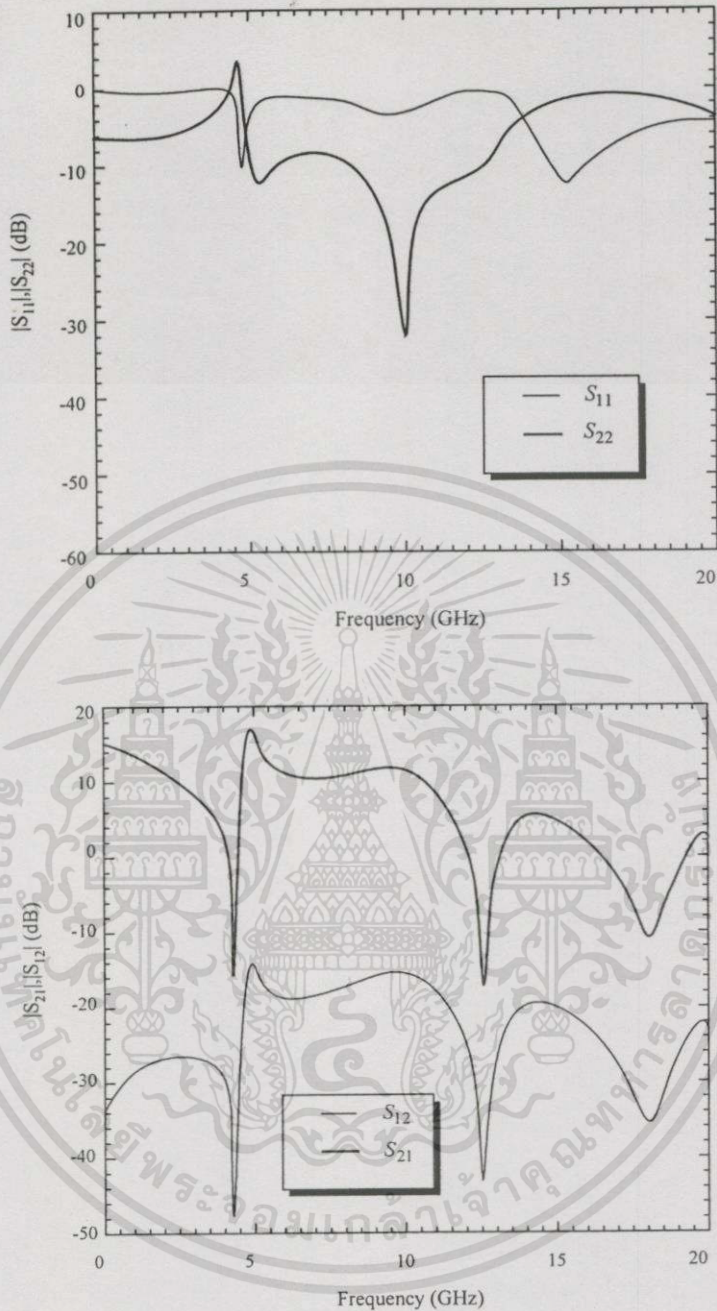
แบบส่วนของโครงข่ายการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่พอร์ตอินพุตและพอร์ตเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณความถี่สูง ในรูปที่ 5.16 แสดงโครงสร้างของวงจรขยายสัญญาณความถี่สูงโดยใช้ FET เป็นอุปกรณ์แอกทีฟพร้อมโครงข่ายการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่พอร์ตอินพุตและพอร์ตเอาต์พุต และคุณสมบัติของวงจรแสดงดังรูปที่ 5.17 โดยอาศัยโปรแกรม Microwave Office ของบริษัท Applied Wave Research การออกแบบจะอาศัยพารามิเตอร์การกระจายของ FET ที่สัญญาณขนาดเล็ก กำหนดความถี่ในการทำงานอยู่ที่ 10 GHz เช่นเดียวกับความถี่เรโซแนนซ์ของแผ่นเรโซเนเตอร์ สิ่งที่ต้องระมัดระวังในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณคือต้องพิจารณาตัวประกอบความไม่เสถียรภาพของ FET ด้วย ซึ่ง GaAs MESFET ที่นำมาออกแบบนี้จะให้ค่าตัวประกอบความไม่เสถียรภาพค่ากว่าหนึ่ง จึงทำให้อุปกรณ์แอกทีฟนี้อยู่ในสภาวะ potentially unstable ซึ่งหากเป็นกรณีออกแบบออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบแล้วจะสามารถออกแบบได้ง่ายกว่า แต่ FET เบอร์เดียวกันนี้ก็สามารถออกแบบเป็นวงจรขยายสัญญาณได้เช่นเดียวกัน โดยต้องพิจารณาถึงวงกลมเสถียรภาพบนแผนภาพสมิทที่พอร์ตอินพุตและเอาต์พุตด้วย



รูปที่ 5.15 วงจรสมมูลของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับ



รูปที่ 5.16 โครงสร้างของวงจรขยายความถี่สูงร่วมกับแผ่นเรโซเนเตอร์



รูปที่ 5.17 คุณสมบัติของวงจรขยายสัญญาณความถี่สูง

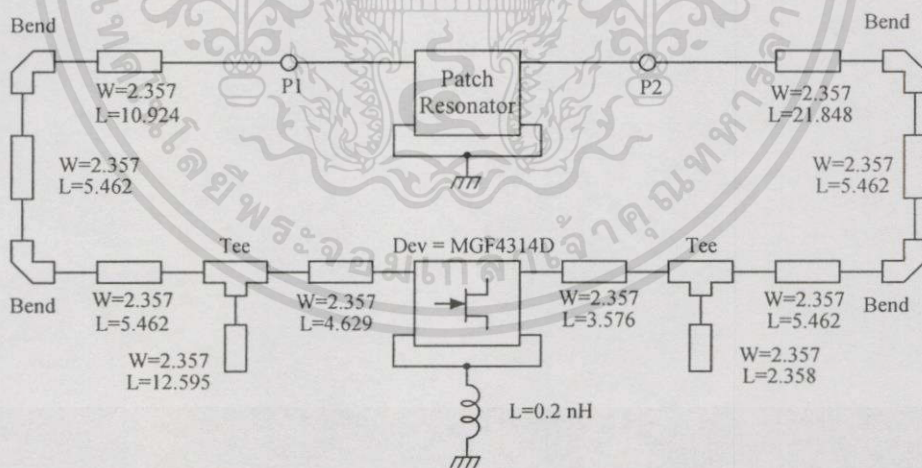
นอกจากนี้แล้วในการลัดขอร์สของ FET ลงกราวด์นั้นยังต้องพิจารณาถึงค่าความเหนี่ยวนำที่จะเกิดขึ้นจากลวดลัดวงจรด้วย จากการทดลองพบว่าการใช้ลวดลัดวงจรที่ยาวนั้นจะทำให้เกิดค่าความเหนี่ยวนำขึ้นมาประมาณ 0.2 nH ซึ่งเมื่อนำผลของตัวเหนี่ยวนำนี้มาวิเคราะห์ในวงจรขยายสัญญาณความถี่สูงเดิม ดังแสดงในรูปที่ 5.18 แล้วพบว่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับจะสูงขึ้นแต่อัตราขยายสัญญาณยังคงอยู่ที่ระดับ 10 dB ดังนั้นหากทำให้ค่าความเหนี่ยวนำนี้เกิดขึ้นน้อยที่

สุดท้ายค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับจะมีค่าน้อยลงตามไปด้วย รูปที่ 5.19 แสดงถึงผลที่เกิดขึ้นกับคุณสมบัติของวงจรถยายสัญญาณความถี่สูงเมื่อต่อตัวเหนี่ยวนำ 0.2 nH อนุกรมเข้ากับขาซอร์สของ FET ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรไม่เกิดการออสซิลเลทหรือทำให้อัตราขยายสัญญาณลดน้อยลง

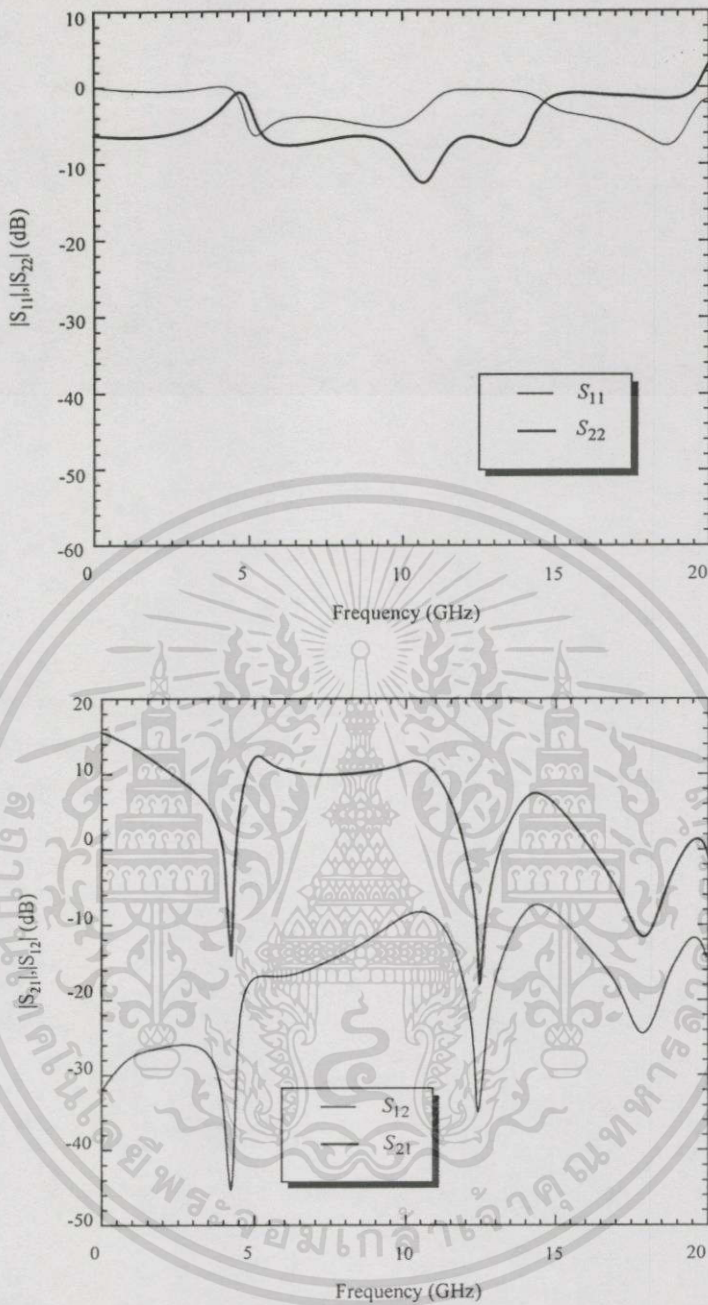
ในขั้นตอนต่อไปคือการพิจารณาภาวะเริ่มต้นของการออสซิลเลทจากโครงสร้างของวงจรที่ได้ออกแบบไว้นี้ ซึ่งสามารถทำได้โดยการแทรกคัปเปิลเลอร์แบบมีทิศทางชนิดที่ไม่มีการสูญเสีย (ideal directional coupler) เข้าไประหว่างอินพุตของวงจรถยายสัญญาณความถี่สูงและแผ่นเรโซเนเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 5.15 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการพิจารณาคือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่พอร์ตอินพุต ของวงจรถยายสัญญาณดังนิยามต่อไปนี้

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \tag{5.6}$$

- โดยที่ S_{11} แสดงถึงสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่พอร์ตอินพุต
- a_1 แสดงถึงพลังงานที่ป้อนเข้าที่พอร์ต 1
 - a_2 แสดงถึงพลังงานที่ป้อนเข้าที่พอร์ต 2
 - b_1 แสดงถึงพลังงานที่สะท้อนกลับจากพอร์ต 1



รูปที่ 5.18 โครงสร้างของวงจรถยายสัญญาณความถี่สูงเมื่อต่อ $L = 0.2$ nH อนุกรมเข้ากับขาซอร์ส

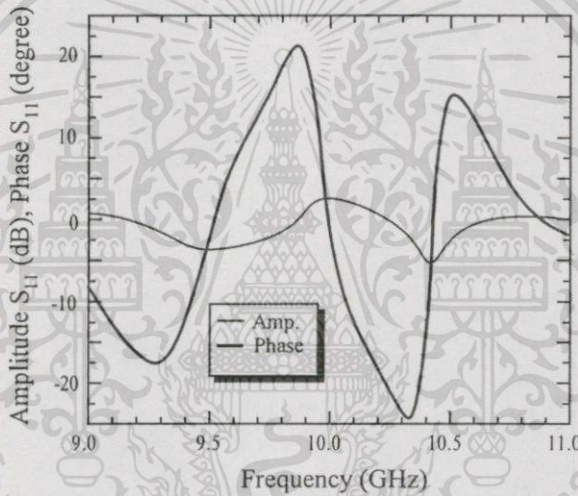


รูปที่ 5.19 คุณสมบัติของวงจรขยายสัญญาณความถี่สูงเมื่อต่อ $L = 0.2$ nH อนุกรมเข้ากับขาชอร์ต

เมื่อพิจารณาจากสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่พอร์ตอินพุตแล้วจะพบว่า ในกรณีที่โครงข่ายนั้นเป็นแบบพาสซีฟค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับนี้ควรจะมีค่าน้อยกว่าศูนย์ แต่หากเป็นกรณีของโครงข่ายแบบแอคทีฟและให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่พอร์ตอินพุตนี้มีค่ามากกว่าศูนย์ แสดงว่าโครงข่ายนั้นเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณ ดังนั้นแม้ว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับนี้

จะมีค่ามากกว่าศูนย์เพียงเล็กน้อย แต่เมื่อถูกขยายด้วยวงจรขยายสัญญาณที่ได้ออกแบบไว้จะทำให้วงจรเกิดการออสซิลเลทในสภาวะคงตัวได้เช่นเดียวกัน

นอกจากการพิจารณาในเรื่องของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแล้ว ยังต้องพิจารณาถึงเฟสของสัญญาณด้วย เนื่องจากเงื่อนไขการป้อนกลับเพื่อให้เกิดการออสซิลเลทนั้นต้องเป็นการป้อนกลับแบบบวกหรือมีเฟสที่เสริมกับสัญญาณอินพุต จากรูปที่ 5.20 แสดงให้เห็นว่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่พอร์ตอินพุตและเฟสของสัญญาณที่ป้อนกลับมายังวงจรขยายสัญญาณนั้นมีค่ามากกว่าศูนย์ โดยมีเฟสของสัญญาณที่ความถี่ 10 GHz เท่ากับศูนย์องศาพอดี จึงสรุปได้ว่าวงจรที่ได้ออกแบบไว้แล้วนั้นสามารถทำให้เกิดการออสซิลเลทในสภาวะเริ่มต้นและในสภาวะคงตัวได้ ซึ่งคุณสมบัติในเรื่องความถี่และกำลังงานนั้นจะได้แสดงการทดลองในบทที่ 6

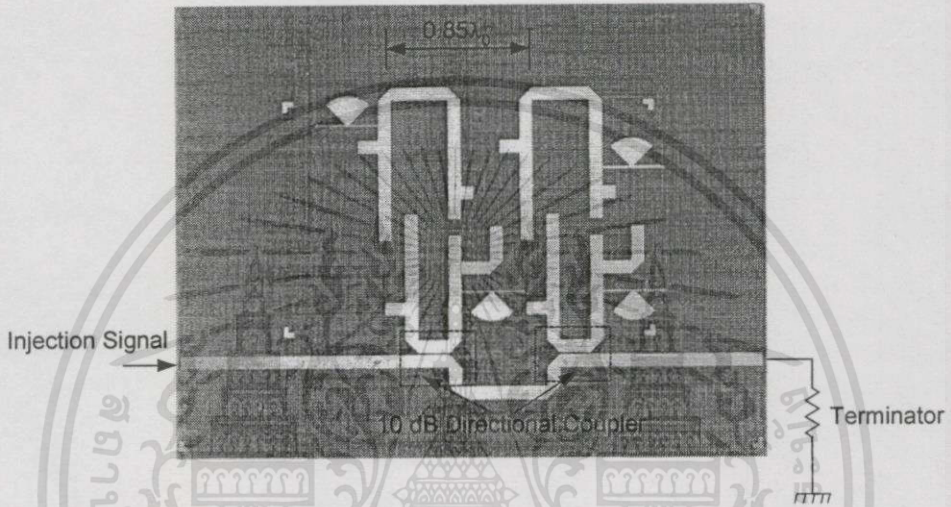


รูปที่ 5.20 คุณสมบัติของขนาดและเฟสของสัญญาณที่ได้จากคัปเปิลอร์แบบมีทิศทางชนิดไม่มีการสูญเสียที่จุดอ้างอิง (reference point)

5.5 การออกแบบแฉวลำดับการรวมกำลังงานควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์และการควบคุมการเลื่อนบีม

เนื่องจากข้อจำกัดในด้านกำลังงานของอุปกรณ์แอกทีฟ (FET) ที่ความถี่สูงดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 นั้น การเพิ่มกำลังงานให้กับควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์สามารถทำได้โดยการรวมกำลังงานของอุปกรณ์แอกทีฟแต่ละตัว ซึ่งจากโครงสร้างที่ได้ทำการออกแบบไว้ในหัวข้อที่ 5.4 นี้ นอกจากสามารถรวมกำลังงานได้แล้ว ยังสามารถควบคุมการเลื่อนบีมของแฉวลำดับควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์ได้อีกด้วย โดยอาศัยเทคนิคการแทรกสัญญาณล็อก (injection locking technique) [40] ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แสดงตัวอย่างของการออกแบบแฉวลำดับควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออปติคอลลอสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับขนาด 2 องค์กรประกอบ โดยแต่ละองค์กรประกอบวางอยู่ห่างกันด้วยระยะ $d = 0.85\lambda_0$ เพื่อทำให้เกิดพหุคลื่นด้านข้างให้น้อยที่สุด รูปที่ 5.21 แสดงโครงสร้างของแถวลำดับควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ขนาด 2 องค์กรประกอบ โดยความถี่อิสระจากภายนอกจะถูกป้อนผ่านสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ 50 โอห์ม ที่ออกแบบให้เป็นคัปเปิลเลอร์แบบมีทิศทางเพื่อลือการทำงานของแถวลำดับควอไซออปติคอลให้ทำงานอยู่ในเฟสเดียวกัน และสามารถควบคุมการเลี้ยวเบนได้



รูปที่ 5.21 โครงสร้างของแถวลำดับควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ขนาด 2 องค์กรประกอบ

สำหรับควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ที่อยู่ห่างกันด้วยระยะ ϕ องศาทางไฟฟ้า (electrical degree) และมีการเลื่อนเฟสเพิ่มขึ้น ($\Delta\phi$) จากการเลี้ยวเบนของแถวลำดับ ϕ_0 องศาจากทิศทางบอร์ไซค์ (boresight) สามารถเขียนได้เป็นสมการ

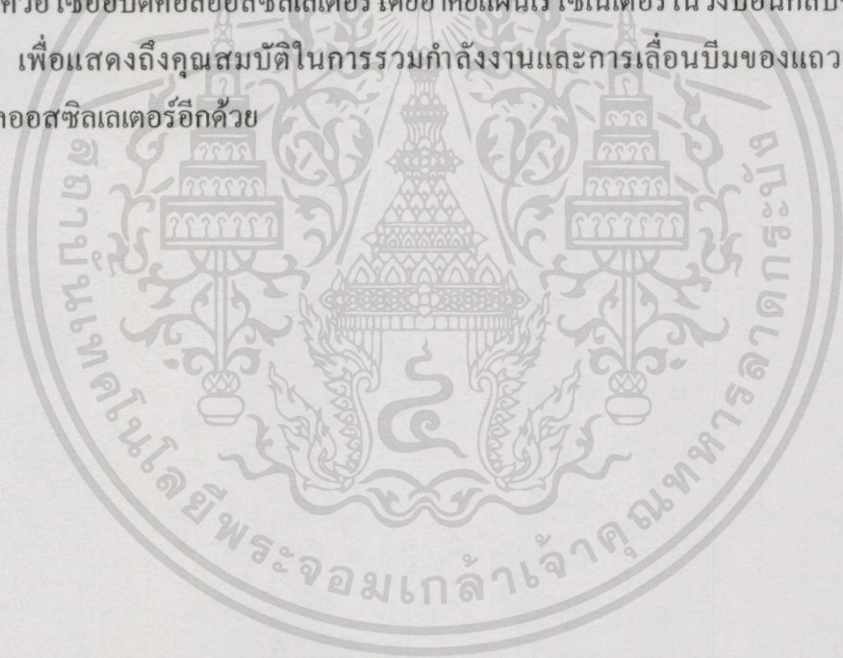
$$\phi_0 = \sin^{-1}\left(\frac{\Delta\phi}{\phi}\right) = \sin^{-1}\left(\Delta\phi \frac{\lambda}{2\pi d}\right) \quad (5.7)$$

โดยที่ d เป็นระยะห่างทางกายภาพระหว่างแต่ละองค์กรประกอบที่ความยาวคลื่นของความถี่ในการทำงาน (λ) เมื่อกำหนดระยะห่างแล้ว ค่าของมุมที่สามารถเลี้ยวเบนไปได้มากที่สุด ($\phi_{0,max}$) จะขึ้นอยู่กับเฟสที่เลื่อนไปต่อองค์กรประกอบ ($\Delta\phi_{max}$) ค่าของเฟสที่เลื่อนไปนี้สามารถควบคุมได้จากความถี่อิสระจากภายนอก ตลอดจนการปรับแต่งการไบอัสให้กับองค์กรประกอบของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ด้วย

5.6 สรุป

ในบทนี้ได้แสดงการออกแบบแผ่นเรโซเนเตอร์ที่ถูกเชื่อมต่อกับช่องเปิดคู่ เพื่อใช้เป็นเรโซเนเตอร์สำหรับควาโซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์ และทำหน้าที่ในการแผ่กระจายกำลังงานออกไปในอากาศด้วย โดยแผ่นเรโซเนเตอร์นี้จะถูกพิจารณาเป็นอุปกรณ์ 2 พอร์ต เพื่อนำมาวิเคราะห์ร่วมกับวงจรไมโครเวฟ โดยอาศัยโปรแกรม Microwave Office ของบริษัท Applied Wave Research และยังสามารถแสดงถึงการออกแบบออสซิลเลเตอร์ความถี่ความถี่เชิงลบที่ความถี่ 10 GHz เพื่อใช้ในการเปรียบเทียบคุณสมบัติกับควาโซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์ที่ได้นำเสนออีกด้วย

สำหรับการออกแบบควาโซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับนั้นจะทำการออกแบบร่วมกับวงจรขยายสัญญาณความถี่สูง และพิจารณาสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและเฟสของสัญญาณที่พอร์ตอินพุตของวงจรขยายสัญญาณ เพื่อออกแบบให้วงจรสามารถเกิดการออสซิลเลทในสภาวะคงตัวได้อย่างมีประสิทธิภาพ และยังสามารถแสดงถึงการออกแบบแวลวลำดับควาโซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับขนาด 2 องค์กรประกอบ เพื่อแสดงถึงคุณสมบัติในการรวมกำลังงานและการเลื่อนบีมของแวลวลำดับควาโซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์อีกด้วย



การทดลองและผลการทดลอง

เนื่องจากควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์โดยทั่วไป และควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับที่ได้ศึกษาวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็น โครงสร้างระหว่างแผ่นเรโซเนเตอร์และวงจรไมโครเวฟในย่านความถี่สูง ซึ่งต้องอาศัยทั้งทฤษฎีของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าและทฤษฎีการออกแบบวงจรไมโครเวฟร่วมกัน ดังนั้นหากมีการผิดพลาดในส่วนหนึ่งส่วนใดขึ้นแล้ว ย่อมจะส่งผลกระทบต่อส่วนอื่นๆ ที่เหลืออย่างแน่นอน โดยเฉพาะอย่างยิ่งวิธีการที่ใช้ในการทดสอบนั้นต้องไม่ทำให้คุณสมบัติของอุปกรณ์เปลี่ยนแปลงไปจากเดิม ซึ่งหากพิจารณาจากโครงสร้างของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นนี้จะเห็นได้ว่า หากมีการต่ออุปกรณ์หรือนำโพรบสำหรับใช้ในการทดสอบใดๆ เข้าไปในวงจรจะทำให้ส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรถันที่ ยกเว้นแต่กรณีของการทดสอบคุณสมบัติของออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบ ซึ่งสามารถใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายไฟฟ้าหรือเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมความถี่ในการทดสอบได้

ดังนั้นในบทนี้จึงได้แสดงถึงวิธีการที่ใช้ในการทดสอบตลอดจนผลที่ได้รับจากการวัดคุณสมบัติของวงจรออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบ ควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับ โดยในหัวข้อสุดท้ายจะแสดงถึงคุณสมบัติในการรวมกำลังงานและการเลื่อนบีมของแกลวลาคับควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้น ซึ่งในการควบคุมการเลื่อนบีมนั้นสามารถทำได้โดยการควบคุมจากความถี่อิสระจากภายนอก

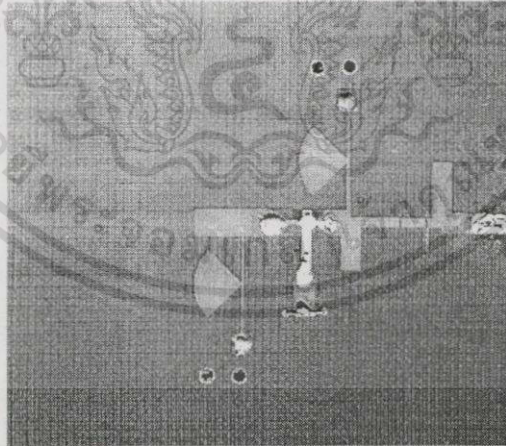
6.1 คุณสมบัติของออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบ

จากบทที่ 5 ซึ่งได้แสดงการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบที่อาศัยการต่อคาร์แคปแอกแตนช้อนุกรมเข้ากับชาซอร์สของ FET เพื่อเพิ่มความไม่เสถียรภาพให้กับวงจร วิธีการนี้จะให้ผลดีที่ทำให้วงจรเกิดการออสซิลเลตได้ง่ายขึ้น โดยคาร์แคปแอกแตนชันนั้นสามารถสร้างได้จากสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป โดยเงื่อนไขในการออกแบบที่สำคัญประการหนึ่งคือการทำให้อินพุตอิมพีแดนซ์ของโหลดมีค่าเท่ากับ 50 โอห์ม ซึ่งในกรณีที่นำไปเชื่อมต่อกับสายอากาศใดๆ ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศนั้นๆ จะต้องมีค่าเท่ากับ 50 โอห์มด้วย ซึ่งอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศนี้สามารถกำหนดได้โดยอาศัยทฤษฎีการวิเคราะห์ทางแม่เหล็กไฟฟ้า จากคุณสมบัติของเครื่องมือวัดที่ใช้ในการทดสอบทางด้านไมโครเวฟส่วนใหญ่แล้วจะมีอินพุตอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์มเช่นเดียวกัน ดังนั้นจึงสามารถนำเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้าของอุปกรณ์ไมโครเวฟ อาทิเช่น เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายไฟฟ้าหรือเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมความถี่มา

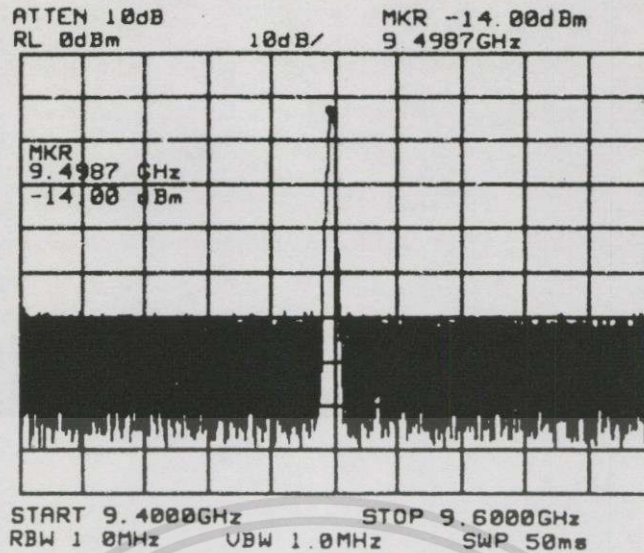
ใช้ในการทดสอบวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นดังแสดงในรูปที่ 6.1 ได้ จากรูปอุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้คือ MESFET ของบริษัทมิตซูบิชิเบอร์ MGF4314E สร้างบนวัสดุฐานรองเทฟลอน (Teflon) ของบริษัท Arlon (DICLAD880-0303317) ที่มีค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ (ϵ_r) 2.17 และหนา 0.762 mm.

ผลที่ได้จากเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ความถี่ด้านทานเชิงลบนั้นได้แสดงไว้ในรูปที่ 6.2 ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรถูกกระตุ้นที่ความถี่ 9.4987 GHz และสามารถวัดระดับกำลังงานได้เท่ากับ -14.00 dBm โดยมีระดับของสัญญาณและสัญญาณรบกวนดีกว่า 45 dB ที่แรงดันไบอัส $V_{ds} = 2$ V และ $I_d = 10$ mA ตามเงื่อนไขที่ได้ออกแบบไว้ตามพารามิเตอร์การกระจายของสัญญาณขนาดเล็ก สำหรับการปรับแต่งความถี่สำหรับวงจรถูกสร้างขึ้นนี้สามารถทำได้ในช่วง 70 MHz โดยการปรับแต่งแรงดัน V_{ds} และแรงดัน V_{gs}

ข้อสังเกตประการหนึ่งจากการพิจารณาสเปกตรัมความถี่ที่ได้จากออสซิลเลเตอร์ความถี่ด้านทานเชิงลบนี้อาจสังเกตได้ว่าสามารถปรับแต่งความถี่ได้ในช่วงกว้างโดยการปรับแรงดันไบอัส แต่ข้อจำกัดประการหนึ่งคือความเสถียรภาพทางความถี่ของวงจรถูกสร้างขึ้น เนื่องจากโครงสร้างดังที่ได้แสดงในรูปที่ 6.1 นั้นเป็นโครงสร้างที่ให้ค่าของตัวประกอบคุณภาพ (Q) ต่ำ ซึ่งจะสัมพันธ์กับสมการ (4.9) โดยจะส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่ได้มาก ข้อจำกัดตรงจุดนี้สามารถแก้ไขได้โดยอาศัยไดโอดีคริกเรโซเนเตอร์ [31]-[33] แต่การนำไดโอดีคริกเรโซเนเตอร์มาใช้กับควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์นั้นจะทำให้โครงสร้างของวงจรถูกสร้างขึ้นมีความแบนราบ (planar) ไป



รูปที่ 6.1 วงจรรอสซิลเลเตอร์ความถี่ด้านทานเชิงลบที่สร้างขึ้น



รูปที่ 6.2 สเปกตรัมความถี่ที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ความถี่งานเชิงลบ

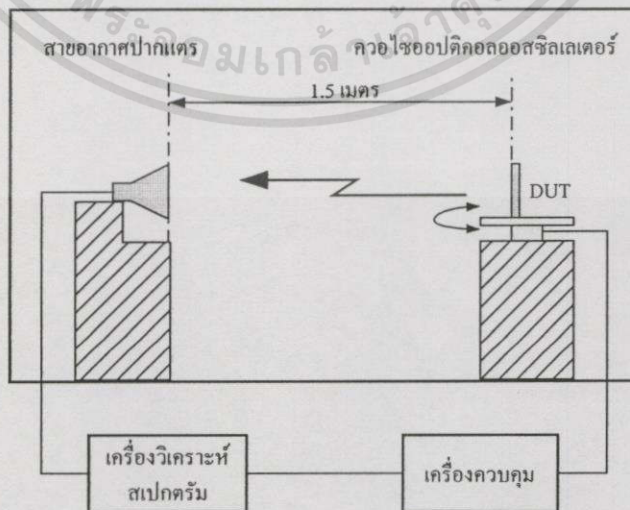
6.2 คุณสมบัติของควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์ที่อาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับ

สำหรับควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์ที่อาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับที่ได้แสดงการออกแบบไว้ในบทที่ 5 นั้นจะอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ที่สร้างจากแผ่นไมโครสตริป จึงทำให้มีโครงสร้างที่แบนราบ นอกจากนั้นระนาบสร้างเงายังช่วยลดผลของการสอดแทรกจากการแผ่กระจายกำลังงานจากส่วนที่เป็นวงจรไมโครเวฟด้วย ในการทดสอบคุณสมบัติของวงจรโดยตรงนั้นเป็นไปได้ยาก เนื่องจากการนำอุปกรณ์หรือเครื่องมือใดๆ ซึ่งใช้ในการทดสอบคุณสมบัติของวงจรโดยตรงนั้นจะทำให้คุณสมบัติที่แท้จริงของวงจรเปลี่ยนแปลงไปทันทีดังที่ได้กล่าวไว้ในตอนต้น ดังนั้นวิธีการเดียวที่สามารถทดสอบได้คือการวัดคุณสมบัติในการแผ่กระจายกำลังงานจากตัวควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์ ในรูปที่ 6.3 แสดงเครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์ โดยในที่นี้ให้ควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณ โดยมีสายอากาศปากแตรเป็นตัวรับกำลังงานจากควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์ และมีเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมความถี่เป็นตัวแสดงกำลังงานที่รับได้จากสายอากาศปากแตร สำหรับระยะทางจากควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์ถึงระนาบของสายอากาศปากแตรที่ใช้ในการทดสอบนี้กำหนดไว้ที่ระยะ 1.5 เมตร ซึ่งมากพอสำหรับการทดสอบหาแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานในสนามระยะไกล

ในรูปที่ 6.4 แสดงควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ที่อาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับที่สร้างขึ้น โดยใช้อุปกรณ์และวัสดุฐานรองเช่นเดียวกับวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่วิทยุเชิงกล ซึ่งผลที่ได้จากการทดสอบนั้นได้แสดงไว้ในรูปที่ 6.5 ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรสามารถทำงานได้ดีที่ความถี่ 9.95 GHz โดยการให้ไบอัส $V_{gs} = -0.20$ V, $V_{ds} = 2.0$ V และ $I_{ds} = 10$ mA ซึ่งแสดงว่า ควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นนั้นสามารถแผ่กระจายกำลังงานได้จริง โดยกำลังงานที่วัดได้จากเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมมีค่าเท่ากับ -34.47 dBm คุณสมบัติประการหนึ่งของการใช้แผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์นั้นจะทำให้ความถี่ของการออสซิลเลทมีเสถียรภาพมากขึ้น เนื่องจากตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของแผ่นเรโซเนเตอร์โดยธรรมชาติแล้วจะมีค่าที่สูง ซึ่งค่าตัวประกอบคุณภาพนี้สามารถประมาณได้จากสมการ (6.1) ซึ่งจะสังเกตได้จากการทดลองนั้นคือเมื่อปรับแรงดันไบอัสที่ขาเกตของ FET โดยการไบอัสแรงดันที่ขาเดรน $V_{ds} = 3.5$ V จะทำให้เกิดการเบี่ยงเบนความถี่ไปประมาณ 10 MHz เท่านั้น ซึ่งต่างจากวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่วิทยุเชิงกลที่ได้แสดงการทดลองไว้ในรูปที่ 6.2 ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่เรโซแนนซ์ได้ถึง 70 MHz รูปที่ 6.6 แสดงถึงแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานที่ได้จากควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับ ซึ่งจะเห็นได้ว่าแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานที่ได้นั้นสอดคล้องกับผลที่ได้จากทางทฤษฎี

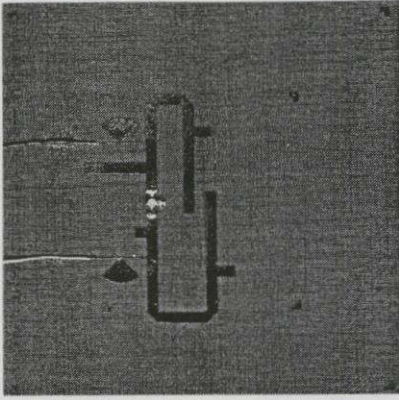
$$y = 1 + jQ_l \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad (6.1)$$

โดยที่ f_0 คือความถี่เรโซแนนซ์และ f คือความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไป

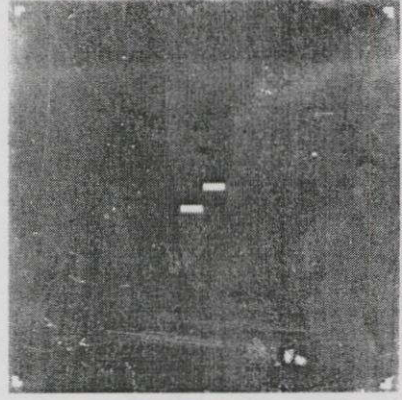


รูปที่ 6.3 เครื่องมือและอุปกรณ์สำหรับการทดสอบ

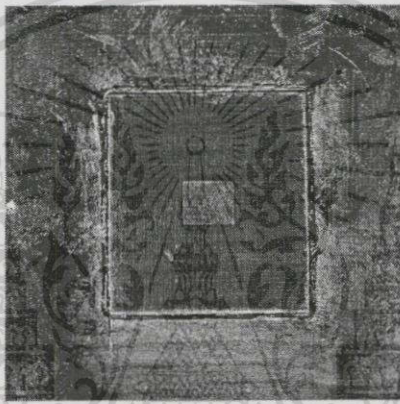
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ด้านลายวงจร

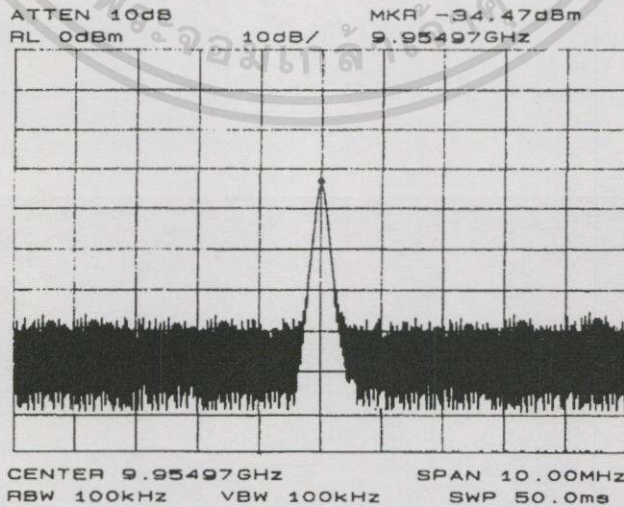


(ข) ช่องเปิดคู่มุมนระนาบสร้างเงา



(ค) แผ่นเรโซเนเตอร์ที่ประกบติดอยู่กับระนาบสร้างเงา

รูปที่ 6.4 กวอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์โคบอลต์แผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับ

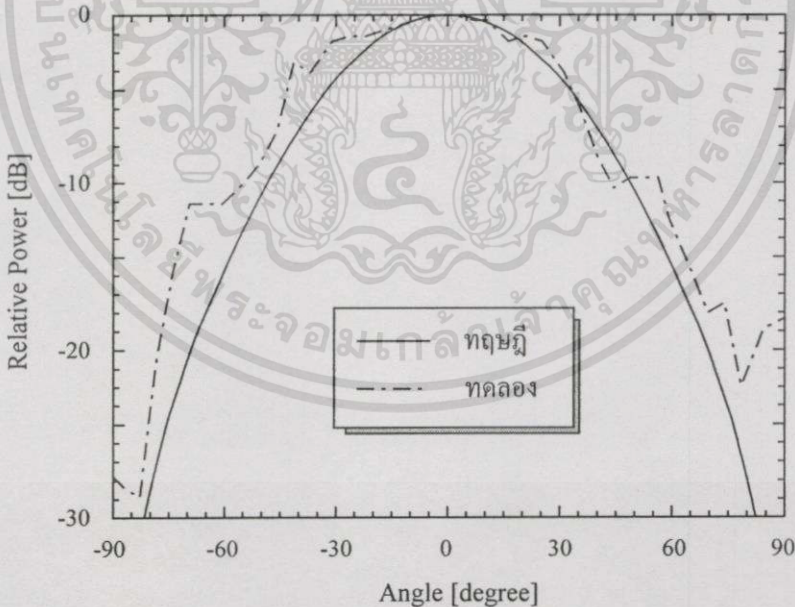


รูปที่ 6.5 สเปกตรัมความถี่ของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3 คุณสมบัติในการรวมกำลังงานและการควบคุมการเลื่อนบีมของควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์

สำหรับคุณสมบัติของการรวมกำลังงานและการควบคุมบีมของควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับนั้นจะอาศัยหลักการเช่นเดียวกับสายอากาศแถวลำดับกล่าวคือ องค์ประกอบของตัวแผ่กระจายคลื่นนั้นอย่างน้อยต้องประกอบด้วยด้วยสององค์ประกอบ ซึ่งวางอยู่ห่างจากกันด้วยระยะทาง d การควบคุมการเลื่อนบีมโดยทั่วๆ ไปนั้นมีพารามิเตอร์สำคัญที่ใช้ในการควบคุมหลักๆ อยู่ 2 ประการคือการควบคุมขนาดและเฟสของสัญญาณที่ป้อนให้กับตัวแผ่กระจายคลื่นแต่ละองค์ประกอบ ซึ่งการควบคุมเฟสนั้นจะกระทำผ่านอุปกรณ์เลื่อนเฟส แต่ในกรณีของควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์ที่อาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะแตกต่างกันออกไปโดยสิ้นเชิง เนื่องจากเป็นโครงสร้างที่อาศัยความถี่อิสระภายนอกเป็นตัวล็อกให้ควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์ในแต่ละองค์ประกอบทำงานในเฟสเดียวกัน ดังนั้นเมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณควบคุมจากภายนอกความยาวทางไฟฟ้าของสัญญาณควบคุมก็จะเปลี่ยนแปลงไป จึงเปรียบเสมือนว่าสามารถควบคุมระยะ d ของแต่ละองค์ประกอบของควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์ได้นั่นเอง

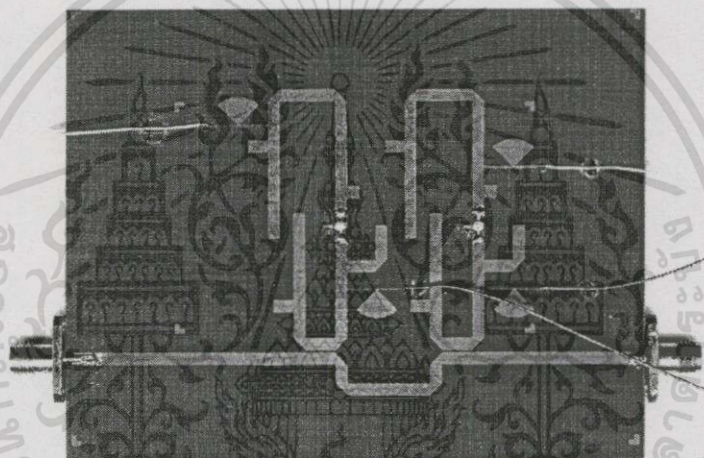


รูปที่ 6.6 แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์

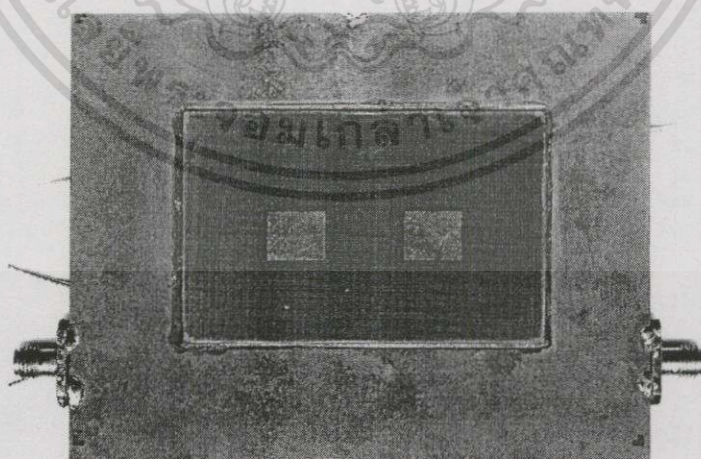
จากทฤษฎีของแถวลำดับ หากควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์ในแต่ละองค์ประกอบไม่สามารถทำงานในเฟสเดียวกัน (in-phase mode) ได้ อัตราการรวมกำลังงานที่ได้จะมีค่าน้อยกว่าในกรณีที่ทำงานอยู่ในเฟสเดียวกัน ซึ่งการพิจารณาว่าแต่ละองค์ประกอบของแถวลำดับควอไซออปติคอลลออสซิลเลเตอร์เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ทำงานอยู่ในเฟสเดียวกันหรือไม่นั้น ให้พิจารณาจากแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของแฉวลำดับ ซึ่งจากทฤษฎีของแฉวลำดับแล้วหากองค์ประกอบของแฉวลำดับควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์นี้ทำงานอยู่ในเฟสเดียวกัน แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานที่ได้จะอยู่ในทิศทางบรอดไซด์

สำหรับในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะได้นำเสนอตัวอย่างของแฉวลำดับควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ที่อาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับที่ประกอบด้วยแผ่นเรโซเนเตอร์สององค์ประกอบ ดังแสดงในรูปที่ 6.7 โดยมีระยะทาง $d = 0.85\lambda_0$ เพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดฟูลคิลล์ด้านข้าง โดยโครงสร้างและอุปกรณ์นั้นจะเหมือนกับควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ที่ได้แสดงไว้ในหัวข้อก่อนหน้า



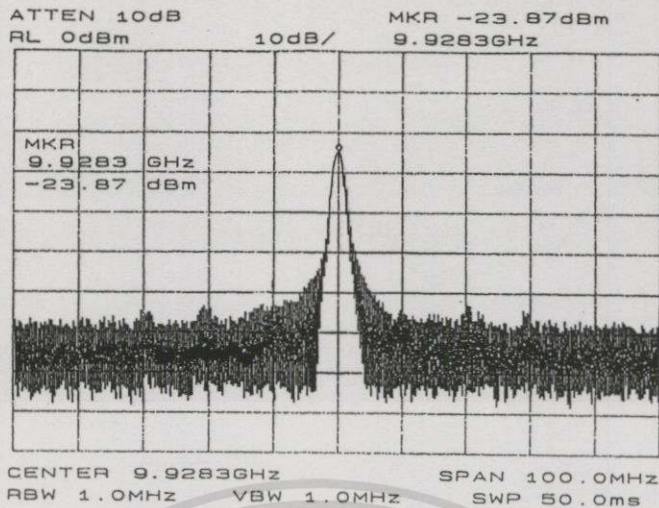
(ก) ด้านลายวงจร



(ข) ด้านแผ่นเรโซเนเตอร์

รูปที่ 6.7 แฉวลำดับของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ขนาด 2 องค์ประกอบ

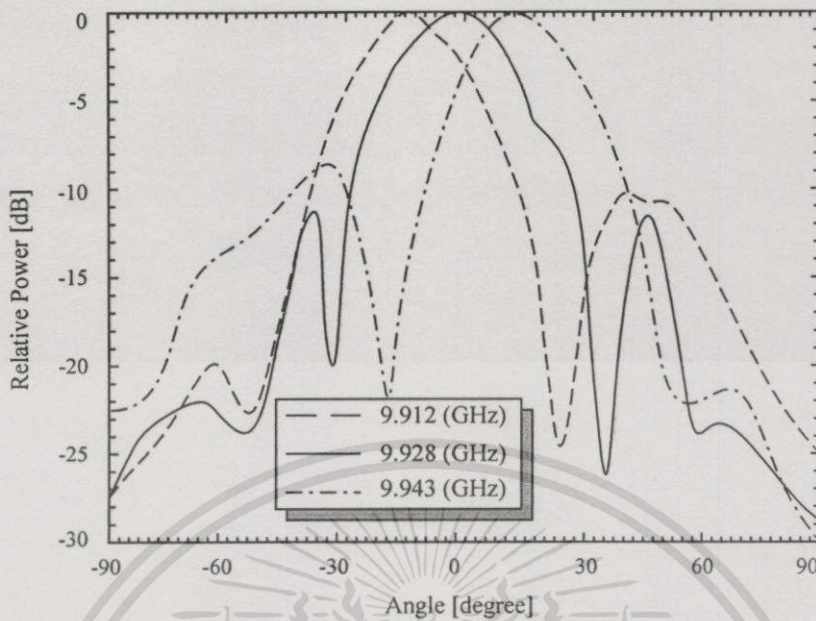
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



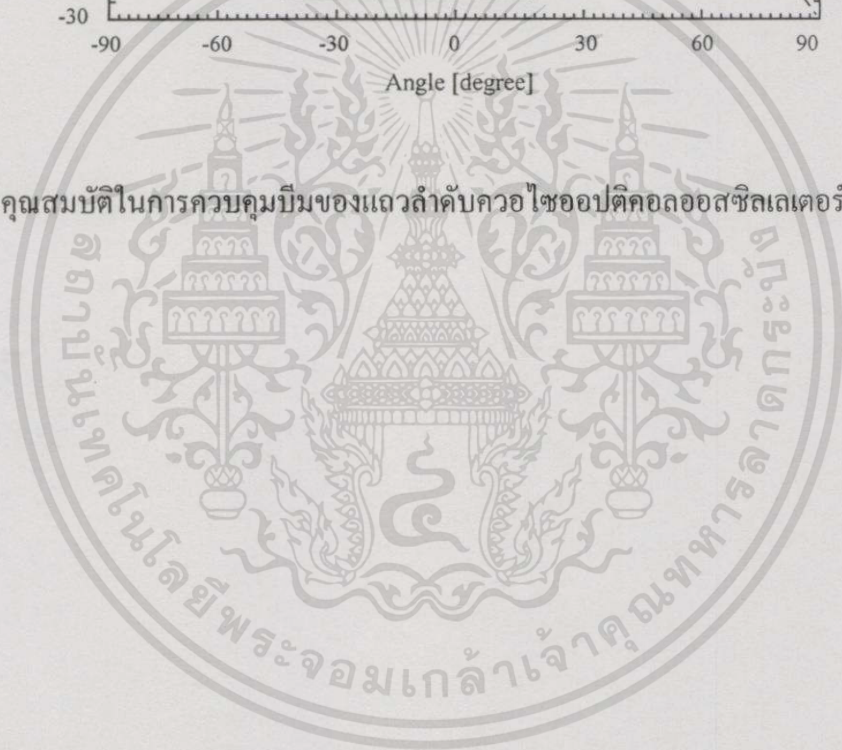
รูปที่ 6.8 สเปกตรัมความถี่ของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ 2 องค์ประกอบ

ในการควบคุมการเลือนบีม โดยอาศัยความถี่อิสระจากภายนอกนั้นจำเป็นที่จะต้องพิจารณาถึงคุณสมบัติของแผ่นเรโซเนเตอร์ด้วย โดยในหัวข้อ 5.2 ได้แสดงการวิเคราะห์และทดลองเกี่ยวกับแผ่นเรโซเนเตอร์ ซึ่งพบว่าแผ่นเรโซเนเตอร์ที่ถูกเชื่อมต่อกับช่องเปิดนี้มีแบนด์วิธอยู่ประมาณ 30 MHz ดังนั้นในการแทรกสัญญาณจากภายนอกเข้ามานั้นจะต้องให้การเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณสอดคล้องกันด้วย เนื่องจากหากแทรกสัญญาณที่มีความถี่เกินกว่าความถี่เรโซแนนซ์จะทำให้วงจรหยุดการออสซิลเลททันที ซึ่งโครงสร้างของการแทรกสัญญาณเข้าไบนั้นสามารถทำได้โดยการใช้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ออกแบบให้เป็นคัปเปิลเลอร์ 10 dB ที่ปลายอีกด้านหนึ่งจะถูกต่ออยู่กับ terminator ซึ่งจากสเปกตรัมความถี่ที่วัดได้ในรูปที่ 6.8 นั้นจะเห็นได้ว่ากำลังงานที่รับได้จากแวลวลำดับควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์นั้นจะสูงขึ้นเป็น -23.87 dBm และได้ความถี่ในการทำงานอยู่ที่ 9.928 GHz และสามารถปรับเลือนบีมได้ในช่วง 30° โดยการแทรกสัญญาณจากภายนอกในช่วงความถี่ 30 MHz ดังแสดงในรูปที่ 6.9

จากแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานจากแวลวลำดับควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ที่วัดได้จากเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมความถี่ดังแสดงในรูปที่ 6.9 นั้น แสดงให้เห็นว่าทิศทางของกำลังงานที่มีค่าสูงสุดนั้นจะอยู่ในทิศทางบรอดไซด์ ซึ่งแสดงว่าแวลวลำดับควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ที่ออกแบบนี้ทำงานอยู่ในเฟสเดียวกัน เมื่อเปรียบเทียบกำลังงานที่ได้จากแวลวลำดับควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์แบบหนึ่งองค์ประกอบนั้นจะพบว่าสามารถเพิ่มกำลังงานขึ้นมาได้ 10.6 dB จึงสามารถสรุปได้ว่าแวลวลำดับควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับนั้นสามารถรวมกำลังงานและควบคุมบีมได้อย่างมีประสิทธิภาพ



รูปที่ 6.9 คุณสมบัติในการควบคุม빔ของแอมพลิจูดมอดูเลตออสซิลเลเตอร์



สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอคุณสมบัติของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับ รวมทั้งการออกแบบเป็นแถวลำดับการรวมกำลังงานควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับ ด้วยโครงสร้างของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์แบบระนาบที่ถูกออกแบบให้มีการป้อนกลับแบบขนาน โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ที่ถูกเชื่อมต่อด้วยช่องเปิดคู่บนระนาบสร้างเงา ซึ่งเป็นโครงสร้างที่ใช้ประโยชน์จากวัสดุฐานรองทั้งสองด้านกล่าวคือ นอกจากการออกแบบวงจรรวมไมโครเวฟที่ด้านหนึ่งของวัสดุฐานรองแล้ว ด้านที่เป็นระนาบสร้างเงายังช่วยลดการปลอมปนของแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานจากส่วนที่เป็นวงจรรวมไมโครเวฟ ดังนั้นกำลังงานที่ได้จากควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับนี้จึงเกิดจากการแผ่กระจายกำลังงานจากแผ่นเรโซเนเตอร์เท่านั้น และด้วยคุณสมบัติของแผ่นเรโซเนเตอร์ที่ให้ค่า Q สูง จึงทำให้ความถี่ในการออสซิลเลทของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ดีขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์แบบความต้านทานเชิงลบ ซึ่งควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ที่อาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับนี้จะมีคุณสมบัติทางความถี่ที่คล้ายคลึงกับวงจรไมโครเวฟออสซิลเลเตอร์ที่อาศัยโครงสร้างของไดอิเล็กตริกเรโซเนเตอร์ (DRO) เพื่อช่วยเพิ่มเสถียรภาพทางความถี่ให้กับวงจร

นอกจากการทำงานในแบบหนึ่งองค์ประกอบแล้ว เพื่อจุดประสงค์ในการปรับปรุงกำลังงานและการควบคุมการเลื่อนบีมของการแผ่กระจายกำลังงาน โครงสร้างของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์นี้ยังสามารถควบคุมการเลื่อนบีมได้โดยการแทรกสัญญาณควบคุมจากภายนอกโดยอาศัยคัปเปิลเลอร์แบบมีทิศทาง ซึ่งเป็นโครงสร้างที่สะดวกต่อการควบคุมและยังไม่ต้องการอุปกรณ์เลื่อนเฟสในการควบคุมบีมอีกด้วย ซึ่งหากเปรียบเทียบกับสายอากาศแถวลำดับเฟสโดยทั่วไปแล้ว จำเป็นที่จะต้องอาศัยอุปกรณ์เลื่อนเฟสแบบอนาล็อกหรือแบบดิจิทัล ดังนั้นจากคุณสมบัติของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ที่ได้นำเสนอไปแล้วนั้นจะเห็นได้ว่าเป็นโครงสร้างที่อาศัยอุปกรณ์น้อยและให้ประสิทธิภาพการทำงานได้หลากหลาย

เทคโนโลยีควอไซออปติคอลล

จากแนวโน้มของเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายในอนาคตที่ต้องอาศัยสเปกตรัมความถี่สูงขึ้นเรื่อยๆ นั้น การพัฒนาเทคนิคในการส่งผ่านสัญญาณสำหรับย่านความถี่ไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟจึงเป็นจุดหนึ่งที่มีความสำคัญเป็นอย่างยิ่ง เทคนิคควอไซออปติคอลลเป็นวิธีการหนึ่งที่มีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเหมาะสมและได้รับความสนใจในการศึกษาและการทำวิจัยในปัจจุบันเป็นอย่างมาก โดยมีจุดประสงค์ของการวิจัยเพื่อต้องการพัฒนาเทคนิคนี้ไปสู่การประยุกต์ใช้งานจริง ดังนั้นงานวิจัยในปัจจุบันจึงได้มีการพัฒนาองค์ประกอบต่างๆ ในระบบไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟที่อาศัยเทคนิคควาโซออปติคัลมากมาย ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาและทดลองสร้างควาโซออปติคัลออสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับ ที่มีลักษณะโครงสร้างแตกต่างไปจากเดิม [35], [37] โดยโครงสร้างของวงจรต้นแบบนั้นจะประกอบด้วย แผ่นเรโซเนเตอร์ ช่องเปิดคู่และวงจรรขยายสัญญาณความถี่สูง ซึ่งผลที่ได้จากการวิเคราะห์และทดลองนั้นจะเห็นได้ว่าคุณสมบัติในการทำงานของวงจรควาโซออปติคัลออสซิลเลเตอร์ที่อาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับนั้นให้คุณสมบัติที่ดีหลายประการดังแสดงในบทที่ 6

การวิเคราะห์และออกแบบ

เทคโนโลยีควาโซออปติคัลนั้นเป็นเทคโนโลยีที่ผสมผสานกันระหว่างทฤษฎีของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าและทฤษฎีการออกแบบวงจรรวมไมโครเวฟ สำหรับควาโซออปติคัลออสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับนี้ ส่วนที่ต้องอาศัยทฤษฎีการวิเคราะห์ทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าคือส่วนที่เป็นแผ่นเรโซเนเตอร์ที่เชื่อมต่อกับช่องเปิด ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เลือกใช้การวิเคราะห์ด้วยวิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา เนื่องจากเป็นวิธีที่สะดวกและให้ผลการวิเคราะห์ในแถบความถี่ย่านกว้าง (broadband) โดยมีจุดประสงค์ในการวิเคราะห์เพื่อหาความถี่เรโซแนนท์และค่าพารามิเตอร์การกระจายของแผ่นเรโซเนเตอร์ทั้ง 2 พอร์ตเพื่อนำไปออกแบบร่วมกับวงจรรวมไมโครเวฟ ซึ่งแผ่นเรโซเนเตอร์นี้จะถูกพิจารณาเป็นอุปกรณ์โครงข่าย 2 พอร์ต

การวิเคราะห์ในส่วนของวงจรไมโครเวฟนั้นจะอาศัยพารามิเตอร์การกระจายของสัญญาณขนาดเล็กที่ทางผู้ผลิตอุปกรณ์กำหนดให้ ดังนั้นเมื่อได้พารามิเตอร์การกระจายของแผ่นเรโซเนเตอร์มาแล้วจึงสามารถทำการวิเคราะห์วงจรรวมไมโครเวฟทั้งหมดได้โดยอาศัยพารามิเตอร์การกระจายซึ่งรายละเอียดในการออกแบบแต่ละส่วนนั้นได้แสดงไว้แล้วในบทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

สำหรับรายละเอียดเกี่ยวกับวิธีการทดลองและผลการทดลองนั้นได้แสดงไว้ในบทที่ 6 ซึ่งการทดสอบคุณสมบัติของอุปกรณ์ที่อาศัยเทคนิคควาโซออปติคัลนั้นจะแตกต่างออกไปกล่าวคือการนำโพรบหรืออุปกรณ์ใดๆ เข้าไปวัดคุณสมบัติของวงจรโดยตรงนั้นจะทำให้คุณสมบัติที่แท้จริงของอุปกรณ์เกิดความคลาดเคลื่อนหรือผิดพลาดไปจากที่ควรเป็น ดังนั้นวิธีการทดสอบคุณสมบัติของควาโซออปติคัลออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นนี้จึงกระทำการทดสอบหาคุณสมบัติในการแผ่

กระจายกำลังงาน ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับคุณสมบัติของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อน กลับกับควอไซออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบแล้วจะพบว่าควอไซออสซิลเลเตอร์ที่อาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับนั้นจะมีคุณสมบัติในการเปลี่ยนแปลงความถี่น้อยกว่า ซึ่งจะสอดคล้องกับคุณสมบัติของออสซิลเลเตอร์ที่อาศัยไดอิเล็กตริกเรโซเนเตอร์เพื่อช่วยเพิ่มเสถียรภาพทางความถี่ให้กับวงจร ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าการใช้แผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับนี้จะช่วยเพิ่มเสถียรภาพทางความถี่ให้กับ ควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ได้เช่นกัน

นอกจากคุณสมบัติในเรื่องของความถี่เสถียรภาพทางความถี่ของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ที่ได้ทดลองสร้างขึ้นแล้ว โครงสร้างเดียวกันนี้ยังมีคุณสมบัติในการเลื่อนบีมได้อีกด้วย โดยการแทรกสัญญาณควบคุมจากภายนอกในรูปของความถี่เพื่อควบคุมให้แถวลำดับควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ทำงานในเฟสเดียวกัน เนื่องจากในทางกายภาพแล้วระยะห่างระหว่างแต่ละองค์ประกอบนั้นจะถูกออกแบบให้มีค่าคงที่อยู่ที่ระยะ d ที่ความถี่ที่ออกแบบไว้ แต่เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของความถี่จากภายนอก ซึ่งถูกเชื่อมต่อกับคัปเปิลเลอร์แบบมีทิศทางมายังควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ จะทำให้ความถี่การทำงานของควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์เปลี่ยนแปลงไปด้วย ดังนั้นจึงเปรียบเสมือนกับการควบคุมระยะ d ผ่านทางการควบคุมความถี่จากภายนอก จึงทำให้ควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ที่อาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับนี้สามารถควบคุมการเลื่อนบีมได้โดยไม่ต้องใช้อุปกรณ์เลื่อนเฟส ซึ่งจะทำให้ระบบมีประสิทธิภาพและช่วยลดความซับซ้อนของโครงสร้างแบบเดิมลงได้

ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

จากแนวคิดในการพัฒนาโครงสร้างแบบใหม่ตลอดจนการวิเคราะห์และออกแบบควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับที่ได้แสดงไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งจากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าเป็นโครงสร้างที่มีประสิทธิภาพ และช่วยลดความซับซ้อนในการสร้างวงจรรวมไมโครเวฟ และเพื่อทำให้เกิดการพัฒนาต่อไปเพื่อให้ได้โครงสร้างที่มีประสิทธิภาพสูงขึ้น ตลอดจนสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานจริงได้อย่างหลากหลายนั้น ผู้เขียนเห็นว่าควรจะมีการพัฒนา ควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับดังนี้

1. พัฒนาสร้างเป็นแถวลำดับควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์เพื่อทำให้สามารถใช้เป็นแหล่งกำเนิดกำลังงานสำหรับระบบที่ต้องการกำลังงานสูงๆ ได้ โดยอาจเพิ่มจำนวนของแผ่นเรโซเนเตอร์หรือองค์ประกอบให้มีจำนวนมากขึ้น หรืออาจเปลี่ยนชนิดของอุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถผลิตกำลังงานได้สูงกว่า GaAs HEMT ที่ได้นำมาใช้ในการออกแบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

2. พัฒนาให้แถวลำดับควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์สามารถเลื่อนบีมได้ทั้งสองระนาบ คือ ทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก ซึ่งสามารถทำได้โดยเพิ่มสัญญาณควบคุมที่เป็นความถี่อิสระสองจุดในโครงสร้างของแถวลำดับควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ ซึ่งจะช่วยให้ได้ประสิทธิภาพในการควบคุมการเลื่อนบีมที่ดีขึ้นกว่าเดิม

3. ในปัจจุบันจะเห็นได้ว่าเทคโนโลยีการผลิตอุปกรณ์ทางไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟในช่วงหลังนี้จะนิยมผลิตโดยอาศัยเทคโนโลยี MMIC เป็นส่วนใหญ่ ดังนั้นหากมีการสร้างควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ดังที่ได้นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ด้วยเทคโนโลยี MMIC จะทำให้ได้วงจรที่มีประสิทธิภาพสูงขึ้น เนื่องจากเทคโนโลยีการผลิต MMIC ในปัจจุบันนั้นสามารถผลิตอุปกรณ์แอกทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟได้บนวัสดุฐานรองเดียวกัน ดังนั้นควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ที่ได้จึงควรจะมีขนาดที่เล็กกระทัดรัดตามไปด้วย

ในลำดับสุดท้ายนี้ผู้เขียนหวังว่าควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์โดยอาศัยแผ่นเรโซเนเตอร์ในวงป้อนกลับนี้คงจะเป็นประโยชน์แก่ผู้ที่สนใจศึกษาและค้นคว้าเกี่ยวกับเทคโนโลยีการสื่อสารทางไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟที่อาศัยเทคนิคควอไซออปติคอลลอสซิลเลเตอร์ และหากมีผู้ที่สนใจต้องการจะศึกษาวิจัยต่อไปจริงผู้เขียนยินดีที่จะมอบความรู้และเทคนิคต่างๆ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้ด้วยความยินดี เพื่อเป็นประโยชน์ในการพัฒนาเทคโนโลยีการสื่อสารของประเทศต่อไป

เอกสารอ้างอิง

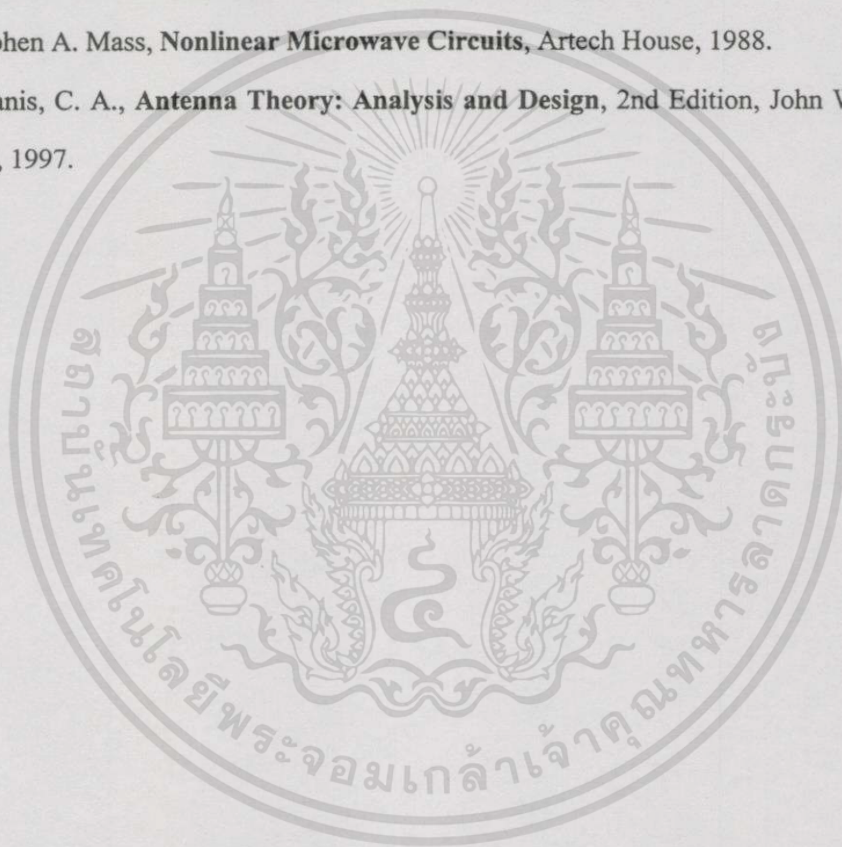
- [1] Paul F. Goldsmith, "Quasi-Optical Techniques," Proceedings of the IEEE, vol. 80, no. 11, Nov. 1992, pp. 1729-1747.
- [2] Zoya Popovic, Jon Schoenbery, Tom Mader, Wayne Shiroma, Stein Hollung, Milica Markovic, Jonathan Dixon, "Quasi-Optical Components and Subsystems for Communications," 1995 URSI International Symposium on Signal, Systems and Electronics, 1995, pp. 93-98.
- [3] Tatsuo Itoh, "Recent Progress in Active Integrated Antennas," 27th European Microwave Conference and Exhibition, 1998, pp. 992-997.
- [4] Carl W. Pobanz and Tatsuo Itoh, "Active Integrated Antennas," IEEE Potentials, vol. 16, no.2, April-May 1997, pp. 6-10.
- [5] Jenshan Lin, and Tatsuo Itoh, "Active Integrated Antennas," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 42, no. 12, Dec. 1994, pp. 2186-2194.
- [6] Vincent D. Hwang and Tatsuo Itoh, "Quasi-Optical HEMT and MESFET Self-Oscillating Mixers," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 36, no. 12, Dec. 1988, pp. 1701-1705.
- [7] Robert A. York, "Integrated Antennas and Quasi-Optical Device Arrays," Proceedings of IEEE/Cornell Conference on Advanced Concepts in High Speed Semiconductor Devices and Circuits, 1995, pp. 64-74.
- [8] Tatsuo Itoh, "Active Integrated Antennas for Wireless Applications," IEEE 1997 Asia Pacific Microwave Conference, 1997, pp. 309-312.
- [9] V.B. Erturk, R.G. Rojas, P. Roblin, "Design/Analysis of an Active Integrated Antenna," Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 2, 1996, pp. 1322-1325.
- [10] Carl W. Pobanz, Jenshan Lin, and Tatsuo Itoh, "Active Integrated Antennas for Microwave Wireless Systems," 1995 URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics, 1995, pp. 1-4.
- [11] Yongxi Qian, and Tatsuo Itoh, "Progress in Active Integrated Antennas and Their Applications," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 46, no. 11, Nov. 1998, pp. 1891-1900.

- [12] Shigeo Kawasaki and Tatsuo Itoh, "Layered Negative Resistance Amplifier and Oscillator Using a FET and a Slot Antenna," IEEE 1991 MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 3, 1991, pp. 1261-1264.
- [13] R.M. Weikle II, M. Kim, J. B. Hacker, M.P. Delisio, Z.B. Popovic, and D.B. Rutledge, "Transistor Oscillator and Amplifier Grids," Proc. of the IEEE, vol. 80, no. 11, Nov. 1992, pp. 1800-1809.
- [14] R.D. Martinez, R.C. Compton, "A Quasi-Optical Oscillator/Modulator for Wireless Transmission," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 2, 1994, pp. 839-842.
- [15] J. Birkeland, T. Itoh, "FET-Based Planar Circuits for Quasi-Optical Sources and Transceivers," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 37, no. 9, Sep. 1989, pp. 1452-1459.
- [16] มนต์ชัย แซ่มซ้อย, สถาพร พรหมวงศ์, อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ และ ประกิจ ตั้งติสานนท์, "ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่ารีแอคแตนซ์ที่มีต่อวงจรควอไซออปติคอลเฟดออกสซิลเลเตอร์," การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21 พ.ศ. 2541, หน้า 612-615.
- [17] Chen-Yu Chi, Gabriel M. Rebeiz, "A Quasi-Optical Amplifier," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol.3, no.6, Jun. 1993, pp. 164-166.
- [18] H.S. Tsai, and R.A. York, "Quasi-Optical Amplifier Array Using Direct Integration of MMICs and 50Ω Multi-Slot Antennas," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.2, 1995, pp. 593-595.
- [19] H.S. Tsai, M.J.W. Rodwell, and R.A. York, "Planar Amplifier Array with Improved Bandwidth Using Folded-Slots," IEEE Microwave and Guided Wave Letters," vol.4, no.4, Apr. 1994, pp. 112-114.
- [20] Stein Hollung, Amanda E. Cox, and Zoya Basta Popovic, "A Bi-Directional Quasi-Optical Lens Amplifier," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.45, no.12, Dec. 1997, pp. 2352-2357.
- [21] Sean Ortiz, Toni Ivanov, and Amir Mortazawi, "A CPW Fed Microstrip Patch Quasi-Optical Amplifier Array," 1998 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.3, 1998, pp. 1465-1468.
- [22] Toni Ivanov, Arul Balasubramanian, and Amir Mortazawi, "One- and Two-Stage Spatial Amplifier," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.43, no.9, Sep. 1995, pp. 2138-2143.

- [23] J. Lin, T. Itoh, "Two-Dimensional Quasi-optical Power-Combining Arrays Using Strongly Coupled Oscillators," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 4, Apr. 1994, pp. 734-741.
- [24] S. Kawasaki, T. Itoh, "Quasi-Optical Planar Arrays with FETs and Slots," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, no. 10, Oct. 1993, pp. 1838-1844.
- [25] W.K. Leverich, Xiao-Dong Wu, Kai Chang, "FET Active Slotline Notch Antennas for Quasi-Optical Power Combining," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, no. 9, Sep. 1993, pp. 1515-1518.
- [26] T. Goi, Y. Tomioka, K. Hayata, S. Promwong, P. Tangtisanon, S. Kawasaki, "3-Element Linear Active Integrated Antenna Arrays with a Slot Shrunk by a Double Layered Substrate," *IEEE 1997 Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, 1997, pp. 1958-1961.
- [27] สถาพร พรหมวงศ์, มนต์ชัย แซ่มซ้อย, ณัฐพล สุทธิพนธ์ และ ประกิจ ตั้งจิตตานนท์, "การลดขนาดของสายอากาศแอกทีฟแกลวลำดับเชิงเส้นขนาด 2 องค์ประกอบด้วยการทำวัสดุฐานรองเป็นสองชั้น," การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 20 พ.ศ. 2540, หน้า 193-196.
- [28] สถาพร พรหมวงศ์, มงคล ยศสุนทร, ณัฐพล จินดา, ประกิจ ตั้งจิตตานนท์ และ Shigeo Kawasaki, "สายอากาศรวมแบบแอกทีฟสำหรับระบบการสื่อสารส่วนบุคคล," การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21 พ.ศ. 2541, หน้า 620-623.
- [29] สถาพร พรหมวงศ์, ชรรยง ชูรัมย์, ชวลิต เบญจางคประเสริฐ, อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ และ ประกิจ ตั้งจิตตานนท์, "ต้นแบบของสายอากาศแอกทีฟแบบแกลวลำดับ 3 องค์ประกอบแถบความถี่เอ็กซ์โดยใช้เทคนิคควอไซออปติคัล," การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21 พ.ศ. 2541, หน้า 624-627.
- [30] Monchai Chamchoy, Pichaya Supanakoon, Komdritch Laddahom, Sathaporn Promwong, and Prakrit Tangtisanon, "Numerical Analysis of Double Apertures Coupled Microstrip Patch Antenna," *22nd Electrical Engineering Conference*, 1999, pp. 405-408.
- [31] Geng Hui, K.C. Li, P.C.K. Liu, "The Design of Dielectric Resonator VCO," *China 1991 International Conference on Circuits and Systems*, Jun. 1991, pp. 399-402.
- [32] Danny Elad, Asher Madjar, "K Band Very Low Noise DRO," *Eighteenth Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel*, 1995, pp. 4.4.2/1-4.4.2/5.
- [33] Koichi Uzawa and Kazutoshi Matsumoto, "Low Noise Microwave Oscillator Using Ultra High Q Dielectric Resonator," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, 1991, pp. 835-838.

- [34] Z.B. Popovic, R.M. Weikle II, M. Kim, D.B. Rutledge, "A 100-MESFET Planar Grid Oscillator," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol.39, no.2, Feb. 1991, pp. 193-200.
- [35] R.W. Weikle II, M. Kim, J.B. Hacker, M.P. De Lisio, D.B. Rutledge, "Planar MESFET Grid Oscillators Using Gate Feedback," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol.40, no.11, Nov. 1992, pp. 1997-2003.
- [36] D.V. Plant, D.C. Scott, D.C. Ni, H.R. Fetterman, "Generation of Millimeter-Wave Radiation by Optical Mixing in FETs Integrated with Printed Circuit Antennas," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol.1, no.6, Jun. 1991, pp. 132-134.
- [37] Z.B. Popovic, R.M. Weikle II, M. Kim, K.A. Potter, D.B. Rutledge, "Bar-Grid Oscillators," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol.38, no.3, Mar. 1990, pp. 225-230.
- [38] I.L. Morrow, P.S. Hall, J.R. James, "Measurement and Modeling of a Microwave Active-Patch Phased Array for Wide-Angle Scanning," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol.45, no.2, Feb. 1997, pp. 297-304.
- [39] A. Mortazawi, H.D. Foltz, T. Itoh, "A Periodic Second Harmonic Spatial Power Combining Oscillator," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol.40, no.5, May 1992, pp.851-856.
- [40] Robert A. York and Zoya B. Popovic, **Active and Quasi-Optical Arrays for Solid-State Power Combining**, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [41] R.S. Elliot, **Antenna Theory and Design**, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1981.
- [42] D.M. Pozar, "A Microstrip Antenna Aperture Coupled to a Microstrip Line," *Electronics Letters*, vol. 21, Jan. 1985, pp. 49-50.
- [43] K.S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media," *IEEE Trans. Antenna Propagation*, vol. AP-14, 1966, pp. 302-307.
- [44] A. Taflove, **Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method**, Artech House, Inc., 1995.
- [45] X. Zhang and K.K. Mei, "Time-Domain Finite-Difference Approach to the Calculation of the Frequency-Dependent Characteristics of Microstrip Discontinuities," *IEEE Trans. Microwave Theory Techniques*, vol. 36, no. 12, Dec. 1988, pp. 1775-1787.
- [46] George D. Vendelin, **Design of Amplifiers and Oscillators by the S-Parameter Method**, John Wiley & Sons, 1981.

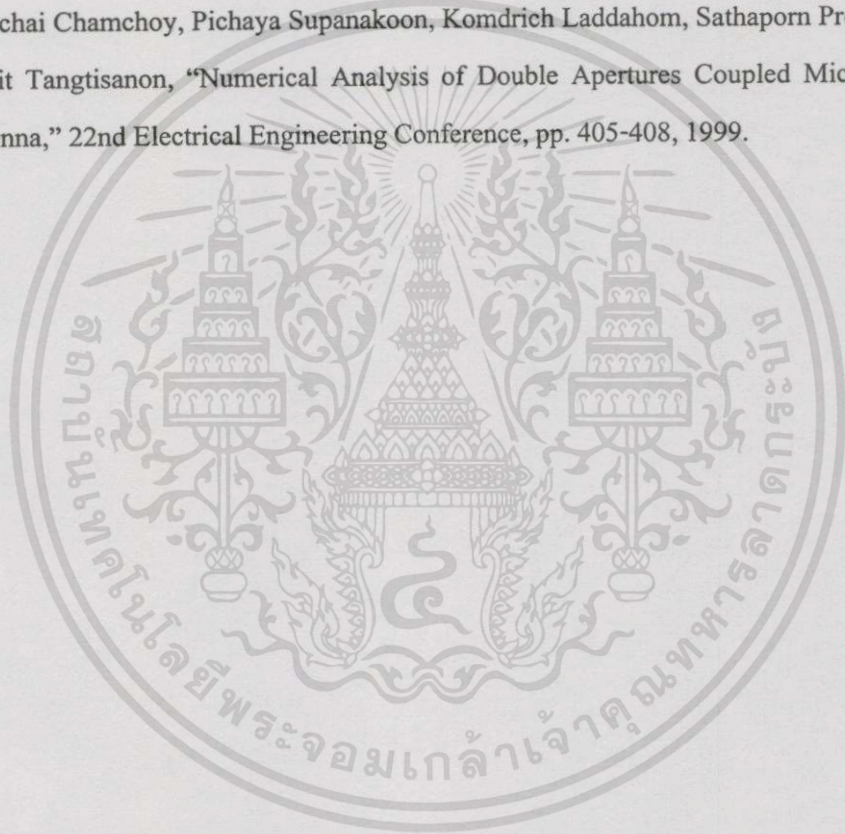
- [47] W. Wagner, "Oscillator Design by Device-Line Measurements," *Microwave journal*, vol. 22, no. 2, Feb. 1979, p. 43.
- [48] K. Kurokawa, "Some Basic Characteristics of Broadband Negative Resistance Oscillator Circuits," *Bell System Tech. Journal*, vol. 48, 1969, p. 1397.
- [49] Stephen Mass, "Design Oscillators with Voltaire XL," Applied Wave Research, Inc., 1999.
- [50] Wedge, W.W., R. Compton, and D. Rutledge. 1991. PUFF: Computer Aided Design for Microwave Integrated Circuits (Version 2). Puff distribution, Electrical Engineering M/S 116-81, California Institute of Technology, Pasadena, CA 91125.
- [51] Stephen A. Mass, **Nonlinear Microwave Circuits**, Artech House, 1988.
- [52] Balanis, C. A., **Antenna Theory: Analysis and Design**, 2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc., 1997.



ภาคผนวก ก.

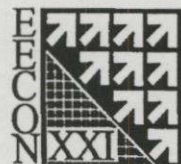
บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์นี้มี 2 บทความ ดังต่อไปนี้

- [1] มนต์ชัย แซ่มช้อย, สถาพร พรหมวงศ์, อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ และ ประกิจ ตั้งศิษานนท์, “ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่ารีแอกแตนซ์ที่มีต่อวงจรควอไซฮอปติคอลลเฟตออสซิลเลเตอร์,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21, หน้า 612-615, พ.ศ. 2541.
- [2] Monchai Chamchoy, Pichaya Supanakoon, Komdrich Laddahom, Sathaporn Promwong, and Prakrit Tangtisanon, “Numerical Analysis of Double Apertures Coupled Microstrip Patch Antenna,” 22nd Electrical Engineering Conference, pp. 405-408, 1999.





การประชุมวิชาการ
ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21



21st Electrical Engineering Conference (EECON-21)

วันที่ 12-13 พฤศจิกายน 2541

ณ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
ถ.สุขสวัสดิ์ 48 เขตทุ่งครุ กรุงเทพมหานคร

ดำเนินการจัดการประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่ารีแอกแตนซ์ที่มีต่อวงจรควอไซออปติคอลลูเฟตออสซิลเลเตอร์

Effects of The Reactance Variation on Planar Quasi-Optical FET's Oscillator

มนต์ชัย แซ่มซ้อ, ศถาพร พรหมวงศ์, อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ และประภกิจ ดังจิตตานนท์
ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เลขที่ 4 หมู่ 2 ถนนฉลองกรุง แขวงลำปลาตีว เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520
โทร (02) 7372500-47 ext. 2446, 2556 โทรสาร (02) 3269084 E-mail: kpsathap@kmit.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนอผลกระทบจากการเพิ่มขอร์รี่แอกแตนซ์ที่มีต่อวงจรควอไซออปติคอลลูเฟตออสซิลเลเตอร์ ผลจากการวิเคราะห์และทดลองพบว่า การเพิ่มค่ารีแอกแตนซ์จะช่วยเพิ่มความไม่เสถียรภาพ (enhance instability) ของวงจร ซึ่งจะส่งผลทำให้ |ΓIN| ของวงจรเพิ่มขึ้น จากผลการทดลองพบว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ 9.4987 GHz และเมื่อถึงจุดหลุดจากสเปกตรัม แสดงให้เห็นว่าวงจรมีเสถียรภาพทางความถี่ที่ลดลง

Abstract

This paper presents the effects of the source reactance insertion on planar quasi-optical FET's oscillator. The analytical results shown that the source reactance insertion can be enhance instability of FET's oscillator which give effects to increase |ΓIN| and stability of operation frequency. The experimental result shown that the oscillator operated at 9.4987 GHz which can observed from the spectrum analyzer.

1. บทนำ

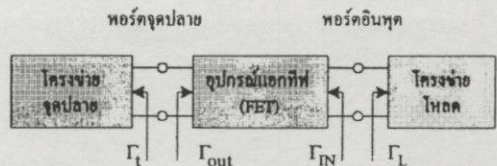
วงจรควอไซออปติคอลลูเฟตออสซิลเลเตอร์ (quasi-optical circuit) เป็นวงจรที่ประกอบด้วยส่วนของวงจรแอคทีฟ (active circuit) กับส่วนที่ทำหน้าที่แผ่กระจายคลื่น (radiator) [1] ซึ่งจากช่วงเวลาที่ผ่านมา นั้น วงจรควอไซออปติคอลลูเฟตออสซิลเลเตอร์ได้รับความนิยมอย่างมากในระบบไมโครเวฟ (microwave) และมิลลิเมตรเวฟ (millimeter wave) [2] เนื่องจากความถี่ในย่านนี้ถูกนำไปใช้ในการพัฒนาเทคโนโลยีสำหรับระบบสื่อสาร ซึ่งต้องการให้สามารถรับส่งข้อมูลได้อย่างรวดเร็วและมีความจุของข้อมูลเพิ่มขึ้น อีกทั้งยังต้องการให้ระบบมีขนาดเล็กลง ทนทาน ราคาถูก และมีความเหมาะสมสำหรับระบบการสื่อสารเคลื่อนที่มากขึ้น จากแนวความคิดเหล่านี้จึงทำให้สาขากวอไซออปติคอลลูเฟตออสซิลเลเตอร์ (active integrated antenna) ซึ่งอาศัยเทคนิคควอไซออปติคอลลูเฟตออสซิลเลเตอร์ (quasi-optical technique) [3-4] ได้รับการพัฒนาไปอย่างคั่งเนื่องเพื่อตอบสนองต่อความต้องการต่างๆ เหล่านี้

สาขากวอไซออปติคอลลูเฟตออสซิลเลเตอร์นั้นจะประกอบด้วยส่วนของสาขากวอไซออปติคอลลูเฟตออสซิลเลเตอร์แบบพาสซีฟ (planar antenna) ซึ่งเป็นส่วนพาสซีฟ (passive) และวงจรควอไซออปติคอลลูเฟตออสซิลเลเตอร์แบบแอคทีฟ (active device) ในวงจรควอไซออปติคอลลูเฟตออสซิลเลเตอร์ [5] ซึ่งจะเหมาะสมต่อการนำไปพัฒนาร่วมกับเทคโนโลยีวงจรรวมไมโครเวฟ (Monolithic Microwave Integrated Circuit : MMIC)

วงจรควอไซออปติคอลลูเฟตออสซิลเลเตอร์นั้นสามารถกำหนดความถี่ในการออสซิลเลต และ โครงสร้างของวงจรได้โดยอาศัย S พารามิเตอร์ของอุปกรณ์แอคทีฟ ซึ่งในบทความนี้ได้ศึกษาถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับวงจรควอไซออปติคอลลูเฟตออสซิลเลเตอร์ เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่ารีแอกแตนซ์ ด้วยการปรับความยาวของสายท่อนสั้นแบบลัดวงจร (shorted stub) ซึ่งจะมีคุณสมบัติโดยรวมของวงจร

2. วงจรควอไซออปติคอลลูเฟตออสซิลเลเตอร์

โดยทั่วไปแล้วออสซิลเลเตอร์ที่ใช้อุปกรณ์โซลิดสเตต (solid state device) จะมีอยู่ด้วยกัน 2 แบบคือ แบบป้อนกลับ (feedback) และแบบความต้านทานเชิงลบ (negative resistance) [5-6] สำหรับในบทความนี้ได้นำเสนอแบบเพดออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบ ซึ่งมีความเหมาะสมมากกว่า สำหรับการพัฒนาและนำไปใช้ร่วมกับเทคโนโลยีวงจรรวมไมโครเวฟ MMIC [6] เพดออสซิลเลเตอร์แบบความต้านทานเชิงลบเป็นออสซิลเลเตอร์แบบ 2 พอร์ต ซึ่งมีโครงสร้างของวงจรโดยทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 1



รูปที่ 1 ออสซิลเลเตอร์ความต้านทานเชิงลบแบบ 2 พอร์ต

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21 พ.ศ. 2541

เราสามารถนำอุปกรณ์แอกทีฟ เช่น เฟต มาออกแบบให้ทำงานในช่วงความถี่ความถี่เชิงลบได้ โดยที่เฟตที่ใช้ในการออกแบบต้องมี stability factor (K) น้อยกว่าหนึ่ง ซึ่งทำให้ทราบว่าเฟตอยู่ในสถานะที่ไม่เสถียรภาพ (potentially unstable) และถ้าต่อเทอร์มินัลปลาย (terminating port) เข้ากับอิมพีแดนซ์ที่เหมาะสม เมื่อพอร์คอินทุกเกิดการออสซิลเลทแล้วจะทำให้พอร์คจุดปลายเกิดการออสซิลเลทตามไปด้วย ดังนั้นที่พอร์คอินทุกจะจะได้ [7-8]

$$\Gamma_{IN}\Gamma_L = 1 \tag{1}$$

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \tag{2}$$

โดยที่ $\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$

$$\Gamma_L = \frac{1}{\Gamma_{in}} = \frac{1 - S_{22}\Gamma_L}{S_{11} - \Delta\Gamma_L} \tag{3}$$

โดยที่ $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$
จากสมการที่ (3)

$$\Gamma_L = \frac{1 - S_{11}\Gamma_L}{S_{22} - \Delta\Gamma_L} \tag{4}$$

ในทำนองเดียวกัน

$$\Gamma_{out} = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_L} \tag{5}$$

ดังนั้นจากสมการที่ (4) และ (5) จะได้

$$\Gamma_L\Gamma_{out} = 1 \tag{6}$$

เมื่อความต้านทานของอุปกรณ์แอกทีฟ (R_d) มีค่าลดลงจากค่าเริ่มต้น ค่าเริ่มต้นนี้จะถูกกำหนดให้มากกว่าค่าในสภาวะคงตัว ซึ่งมีค่าเท่ากับค่าความต้านทานของโหลด (R_L) โดยอาศัย S พารามิเตอร์ของสัญญาณขนาดเล็ก (small signal S parameter) จะพบว่าค่าของโหลดจะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานเชิงลบ และได้ความสัมพันธ์โดยประมาณดังนี้ [7]

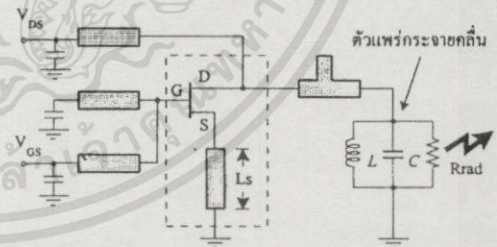
$$R_d(V_0, \omega_0) = 3R_L(\omega_0) \tag{7}$$

ค่าความเสถียรภาพของวงจรสามารถดูได้จากค่าของ stability factor (K) ในกรณีของวงจรออสซิลเลเตอร์จะแตกต่างจากวงจรขยายนั่นคือค่า K จะต่อน้อยกว่าหนึ่ง ค่า K พหามิเตอร์นี้สามารถหาได้จากสมการ (8)

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \tag{8}$$

ลักษณะโครงสร้างของเฟตออสซิลเลเตอร์ความถี่ความถี่เชิงลบนั้นมีความถี่ 3 แบบคือ เกตร่วม (common gate), เคนร่วม (common drain) และซอร์สร่วม (common source) ในแบบเกตร่วมและซอร์สร่วมนั้นสามารถเพิ่มความไม่เสถียรภาพ (enhance instability) ให้กับวงจรได้ โดยการต่อรีแอคแตนซ์ (reactance) เข้าที่ขั้วร่วม (common) ส่วนแบบเคนร่วมจะถูกนำไปใช้ในแบบ reverse channel ด้วยการให้ขั้วสวกับขั้วซอร์ส (S) สำหรับในบทความนี้จะนำเสนอเฉพาะวงจรควอไซออปติกออสซิลเลเตอร์แบบซอร์สร่วมเท่านั้น ซึ่งมีลักษณะโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 2

อาศัยพื้นฐานของโครงข่ายแบบ 2 พอร์ค ทำการวิเคราะห์หา S พารามิเตอร์ที่เกิดขึ้นเนื่องจากผลของการเพิ่มรีแอคแตนซ์ที่ขั้วซอร์สของเฟต รีแอคแตนซ์ที่นำมาต่ออนุกรมกับขั้วซอร์สของเฟตนี้จะต้องเป็นแบบลัดวงจร (short) เพื่อให้เฟตได้รับการไบอัสทางไฟตรง การเปลี่ยนแปลงค่ารีแอคแตนซ์นี้จะใช้การปรับความยาวของสายท่อนสั้นแบบลัดวงจร ซึ่งสามารถสร้างได้ด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีอิมพีแดนซ์ลักษณะ (characteristic impedance) 50 Ω โดยความยาวของสายท่อนสั้นแบบลัดวงจรนี้จะอยู่ในช่วง 0 λ ถึง 0.5 λ การเปลี่ยนแปลงค่าของรีแอคแตนซ์ที่ขั้วซอร์สของเฟตจะมีผลต่อ S พารามิเตอร์, เสถียรภาพ และการแมตช์อิมพีแดนซ์ของวงจรควอไซออปติกออสซิลเลเตอร์ ดังจะได้แสดงในผลการวิเคราะห์การทดลองต่อไป



รูปที่ 2 วงจรควอไซออปติกออสซิลเลเตอร์แบบซอร์สร่วม

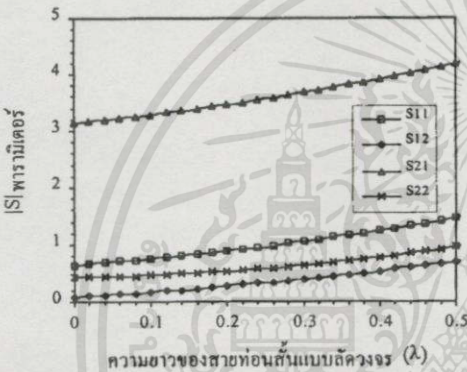
3. ผลการวิเคราะห์และทดลอง

ในบทความนี้ได้ทำการวิเคราะห์และทดลองวงจรควอไซออปติกออสซิลเลเตอร์เพื่อนำไปใช้เป็นแหล่งกำเนิดแบบแอกทีฟ (active source) ให้กับสายอากาศแบบระบบ ในการออกแบบได้เลือกใช้เฟตเบอร์ MGF4314D (GaAs FET) ของบริษัท Mitsubishi ซึ่งมี S พารามิเตอร์ที่ความถี่ 10 GHz ดังนี้ $S_{11} = 0.649 \angle -163.3^\circ$, $S_{21} = 3.129 \angle 30.8^\circ$,

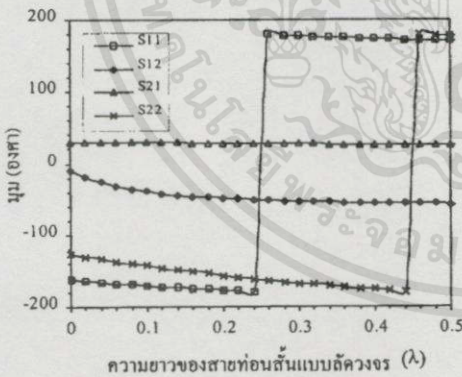
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21 พ.ศ. 2541

$S_{12} = 0.089\angle -9.8^\circ$, $S_{22} = 0.436\angle -128.1^\circ$ โดยการให้ไบอัสที่ $V_{DS} = 2V$ และ $I_D = 20mA$ ซึ่งจะได้อัตรา stability factor (K) จากสมการที่ (8) ได้เท่ากับ 0.79

ผลจากการวิเคราะห์พบว่า เมื่อเพิ่มรีแอกแตนซ์เข้าที่ขาซอร์สของเฟดออกซิดเลเตอร์ ด้วยการปรับความยาวของสายท่อนสั้นแบบถัดวงจรในช่วง $0 \lambda - 0.5 \lambda$ (Ls) จะทำให้ S พารามิเตอร์รวมของวงจรเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม ดังแสดงในรูปที่ 3 (ก) แสดงขนาด (amplitude) (ข) แสดงเฟส (phase) ของ S พารามิเตอร์จากการคำนวณที่เปลี่ยนไปเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่ารีแอกแตนซ์



(ก)



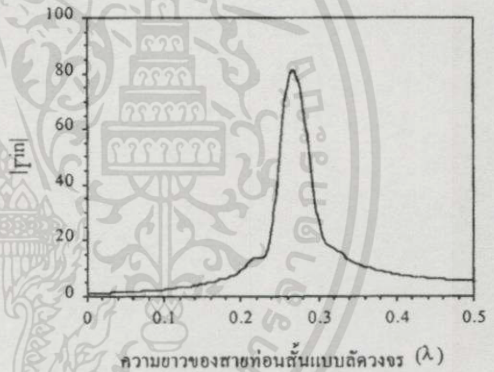
(ข)

รูปที่ 3 ความสัมพันธ์ของ S พารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงไปเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่ารีแอกแตนซ์

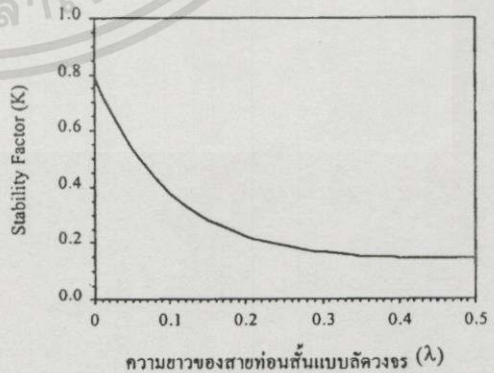
เมื่อ S พารามิเตอร์รวมของวงจรเปลี่ยนแปลงแล้วจะต้องหาค่า $|\Gamma_{IN}|$ เพื่อนำไปใช้ในการออกแบบวงจรเฟดออกซิดเลเตอร์ตามสมการ (1-7) โดยมีเงื่อนไขว่า $|\Gamma_{IN}| > 1$ (7-8) โดยในรูปที่ 4 แสดงให้เห็นว่าค่า $|\Gamma_{IN}|$ จะมีการเปลี่ยนแปลงในลักษณะที่เพิ่มขึ้นและลดลง ทำให้ทราบว่าค่ารีแอก

แตนซ์ที่นำมาต่ออนุกรมกับขาซอร์สนั้นควรจะมีค่าความยาวอยู่ในช่วงใด จากกราฟในรูปที่ 4 ค่า $|\Gamma_{IN}|$ จะมีค่าสูงสุด เมื่อต่อเพิ่มสายท่อนสั้นแบบถัดวงจรที่มีความยาว 0.264 λ อนุกรมกับขาซอร์สของเฟด ที่ค่าความยาวนี้สายท่อนสั้นจะแสดงตัวเป็นค่าความเหนี่ยวนำ (inductance : L) และรูปที่ 5 แสดงถึงการเปลี่ยนแปลงเสถียรภาพของวงจรที่ลดลงตามการเปลี่ยนแปลงค่าของรีแอกแตนซ์ที่เพิ่มขึ้น

ในการทดลองเลือกใส่สายท่อนสั้นแบบถัดวงจรยาว 0.264 λ ที่มีอิมพีแดนซ์ที่ลักษณะ 50 Ω ต่ออนุกรมกับขาซอร์สของเฟดออกซิดเลเตอร์ ซึ่งเป็นค่ารีแอกแตนซ์ที่ทำให้ได้ค่า $|\Gamma_{IN}|$ สูงสุด ทำให้เอาท์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรเฟดออกซิดเลเตอร์มีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย และทำให้ขนาดของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป สำหรับนำมาสร้างโครงข่ายสำหรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ระหว่างเอาท์พุทของวงจรและโหลด (สายอากาศ) มีขนาดที่เล็กลง ซึ่งสอดคล้องกับความต้องการที่จะทำให้ขนาดของวงจรเล็กลง ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในคอนด้น



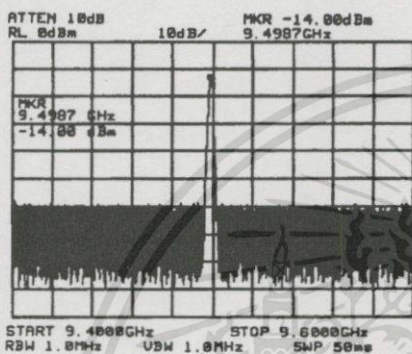
รูปที่ 4 ความสัมพันธ์ของ $|\Gamma_{IN}|$ ที่เปลี่ยนแปลงไปเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่ารีแอกแตนซ์



รูปที่ 5 ความสัมพันธ์ของ stability factor (K) เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่ารีแอกแตนซ์

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21 พ.ศ. 2541

รูปที่ 6 แสดงสเปกตรัมที่ได้จากวงจรควอไซออปติคอลลินีเออร์ซิลิโคนเดคเตอร์ พบว่าวงจรถอดสัญญาณที่ความถี่ 9.4987 GHz และสามารถปรับจูนความถี่ได้ในช่วง 70 MHz ด้วยการปรับแรงดันไบอัส V_{DS} และ V_{GS} ที่ป้อนให้กับเฟด จากการสังเกตความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรถอดสัญญาณเดคเตอร์พบว่ามีการเลื่อนของความถี่เล็กน้อยมาก แสดงให้เห็นว่าวงจรมีเสถียรภาพทางความถี่ที่ดีขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับกรอกแบบโคไซน์ใช้ค่า $|\Gamma_{IN}|$ ต่ำ



รูปที่ 6 สเปกตรัมของวงจรถอดสัญญาณควอไซออปติคอลลินีเออร์ซิลิโคนเดคเตอร์

4. สรุปผล

วงจรถอดสัญญาณควอไซออปติคอลลินีเออร์แบบระนาบ ซึ่งเป็นส่วนประกอบหนึ่งของสายอากาศแบบแอคทีฟ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ารีแอกแตนซ์ที่ค่อนูนกรมกับขาของทรานซิสเตอร์ซิลิโคนเดคเตอร์ โดยการปรับค่าความยาวของสายท่อนสั้นแบบสวิตช์วงจรแทนจะทำให้ S พารามิเตอร์รวม, เสถียรภาพ และเอทท์ลุคิมพีแดนซ์ของวงจรถอดสัญญาณควอไซออปติคอลลินีเออร์เปลี่ยนแปลงไป ทำให้ความไม่เสถียรภาพของวงจรเพิ่มขึ้นเป็นผลดีต่อการออกแบบวงจรแมคซ์อิมพีแดนซ์ที่เอทท์ลุค ซึ่งทำให้ชุดแมคซ์อิมพีแดนซ์มีขนาดที่เล็กลง อีกทั้งยังทำให้เสถียรภาพทางความถี่ของวงจรถอดสัญญาณควอไซออปติคอลลินีเออร์ดีขึ้นด้วย

เอกสารอ้างอิง

- [1] T. Itoh, "Planar Quasi-Optical Circuit Technology," 10th European Microwave Conference Proceedings, Budapest, Hungary, September 10-13, 1990, pp. 83-88.
- [2] K. D. Stephen and T. Itoh, "Recent efforts on planar component for active quasi-optical applications," in 1990 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 3, Dallas, TX, May 1990, pp. 1205-1208.

- [3] P. Sathaporn, T. Prakit, T. Goi, Y. Tomioka, K. Hayata, S. Kawasaki, "3-Element Linear Active Integrated Antenna Arrays with a Slot Shrunk by a Double Layered Substrate," IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium 1997, vol.3, Montreal, Canada, July 13-18, 1997, pp. 1958-1961.
- [4] T. Prakit, P. Sathaporn, K. Hayata, T. Goi, H. Shiomi, and S. Kawasaki, "Active Integrated Antenna Composed of Patch Resonator in Feedback Loop," Proceeding of 1997 Thailand-Japan Joint Symposium on Antenna and Propagation, May 1997, pp. 127-131.
- [5] S. Kawasaki, T. Itoh, "Active Planar Integrated Antenna Technology," Fifth Australian Symposium on Millimetre and Submillimetre Waves (Invited), Adelaide, Australia, August 11-13, 1992.
- [6] S. Kawasaki, and T. Itoh, "A Layered Negative Resistance Amplifier and Oscillator Using a FET and a Slot Antenna," 1991 IEEE MIT-S International Microwave Symposium Digest, Boston, Massachusetts, June 10-14, 1991, pp. 1261-1264
- [7] Guillermo Gonzalez, "Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design," Prentice-Hall, Inc., 1984.
- [8] G. D. Vendelin, "Design of Amplifiers and Oscillators by the S Parameter Method," Wiley-Interscience, New York, 1982.



**การประชุมวิชาการ
ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 22**



**22nd Electrical Engineering Conference
(EECON-22)**



**ดำเนินการจัดประชุมโดย
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Numerical Analysis of Double Apertures Coupled Microstrip Patch Antenna

Monchai Chamchoy, Pichaya Supanakoon, Khomdrith Laddahom
Sathaporn Promwong, and Prakrit Tangtisanon

Department of Industrial Technology, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Chalongkrung Rd., Bangkok 10520, Thailand
(Ph.) +66 2 3266052-6101 ext. 2446 (Fax.) +66 2 3269084
E-mail: kpsathap@kmitl.ac.th

Abstract

A numerical analysis of double apertures coupled microstrip patch antenna is presented. The input impedance and scattering parameters are carried out by using Finite-Difference Time-Domain (FDTD) method. The PML absorbing boundary condition (ABC) is used for the numerical analysis. Numerical results for antenna input impedance and scattering parameter are verified by experiment.

1. Introduction

Aperture coupled microstrip patch antenna was introduced in 1985 by D. M. Pozar [1] and fast becoming popular because of their reliable electrical performances and attractive mechanical features. Some of the useful features related to aperture coupled microstrip patch antennas yield optimal array performance and eliminate the competition for surface space between the antenna elements and the feed network [2].

One of the aperture coupled microstrip patch antenna applications involved the use of microstrip antenna for active integrated arrays, as the printed technology of microstrip antenna seemed perfectly suited to low-cost and high-density integration with active MIC or MMIC circuitry. In order to integrate the aperture coupled microstrip patch antenna and active circuit as described in [3]-[4]. The parallel feedback loop is suitable to realize by utilizing double apertures coupled microstrip patch antenna. In this case, one aperture is used to excite the patch antenna while other is used to terminate as shown in Fig. 1.

In this paper, the double apertures coupled microstrip patch antenna is analyzed by using Finite-Difference Time-Domain (FDTD) method. The FDTD method was introduced by K. S. Yee in 1966 [5], it has been extensively used as a flexible, accurate way to predict the electromagnetic behaviors of various guided wave and radiation structures. Another theoretical analyses of single aperture coupled patch antenna in spectral domain are given in [6]-[7].

The objective of this paper is to determine its input impedance and scattering parameters of microstrip line fed aperture coupled microstrip patch antenna. Design data are provided by means of parameter studies that have been performed using the computation and verified experimentally.

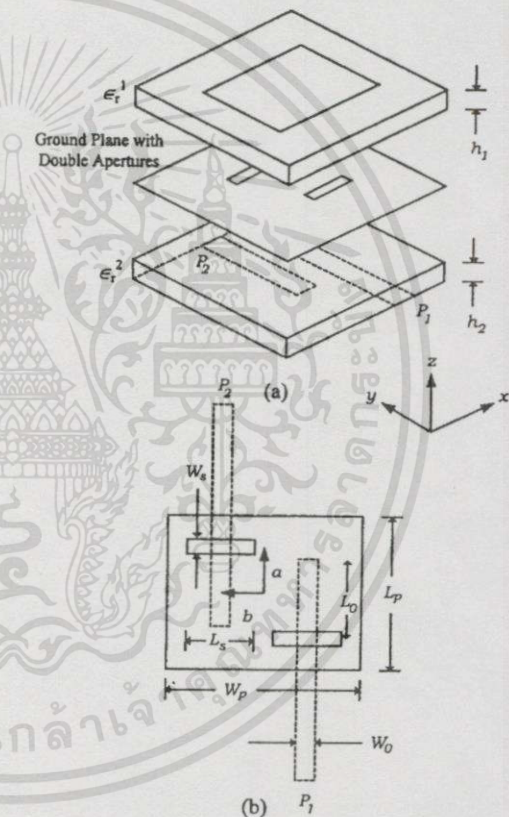


Fig. 1 Geometry of double apertures coupled microstrip patch antenna

2. Numerical Technique

The geometry of the double apertures coupled microstrip patch antenna considered in this paper is shown in Fig. 1. The FDTD method used for this computation is based on the Yee's algorithm [5], where the time domain Maxwell's equations are solved on a cubical grid. In the rectangular coordinate system with the constitutive parameter (ϵ, μ) , is equivalent to the following system of scalar equations:

umerical Analysis of Double Apertures Coupled Microstrip Patch Antenna

$$-\mu \frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \tag{1}$$

$$-\mu \frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \tag{2}$$

$$-\mu \frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \tag{3}$$

$$\epsilon \frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - J_x \tag{4}$$

$$\epsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - J_y \tag{5}$$

$$\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - J_z \tag{6}$$

Once the excitation signal is specified at port 1 of the structure in Fig. 1, the field update equations can be derived from Eq. (1) through (6). These equations are discretized with respect to the time and spatial variables. To summarize, the resulting difference equations for the electric and magnetic field components in 3-D are as follows:

$$H_{x \ i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} = H_{x \ i,j+1/2,k+1/2}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu} \left[\frac{E_{y \ i,j,k}^n - E_{y \ i,j,k+1}^n - E_{z \ i,j,k}^n - E_{z \ i,j+1,k}^n}{\Delta z} - \frac{E_{x \ i,j,k}^n - E_{x \ i,j+1,k}^n}{\Delta y} \right] \tag{7}$$

$$H_{y \ i+1/2,j,k+1/2}^{n+1/2} = H_{y \ i+1/2,j,k+1/2}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu} \left[\frac{E_{x \ i,j,k}^n - E_{x \ i,j,k+1}^n - E_{z \ i,j,k}^n - E_{z \ i+1,j,k}^n}{\Delta z} - \frac{E_{y \ i,j,k}^n - E_{y \ i+1,j,k}^n}{\Delta x} \right] \tag{8}$$

$$H_{z \ i+1/2,j+1/2,k}^{n+1/2} = H_{z \ i+1/2,j+1/2,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu} \left[\frac{E_{x \ i,j,k}^n - E_{x \ i,j+1,k}^n - E_{y \ i,j,k}^n - E_{y \ i+1,j,k}^n}{\Delta y} - \frac{E_{z \ i,j,k}^n - E_{z \ i+1,j,k}^n}{\Delta x} \right] \tag{9}$$

$$E_{x \ i,j,k}^{n+1} = E_{x \ i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} \left(H_{z \ i+1/2,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_{z \ i+1/2,j-1/2,k}^{n+1/2} \right) - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} \left(H_{y \ i+1/2,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_{y \ i+1/2,j,k-1/2}^{n+1/2} \right) - \frac{\Delta t}{\epsilon} \cdot J_{x \ i,j,k}^{e+1/2} \tag{10}$$

$$E_{y \ i,j,k}^{n+1} = E_{y \ i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} \left(H_{x \ i+1/2,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - H_{x \ i+1/2,j-1/2,k+1/2}^{n+1/2} \right) - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} \left(H_{z \ i+1/2,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_{z \ i+1/2,j,k-1/2}^{n+1/2} \right) - \frac{\Delta t}{\epsilon} \cdot J_{y \ i,j,k}^{e+1/2}$$

$$- H_{x \ i,j+1/2,k-1/2}^{n+1/2} \right) - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} \left(H_{z \ i+1/2,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_{z \ i-1/2,j+1/2,k}^{n+1/2} \right) - \frac{\Delta t}{\epsilon} \cdot J_{z \ i,j,k}^{e+1/2} \tag{11}$$

$$E_{z \ i,j,k}^{n+1} = E_{z \ i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} \left(H_{y \ i+1/2,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - H_{y \ i-1/2,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} \right) - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} \left(H_{x \ i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - H_{x \ i,j-1/2,k+1/2}^{n+1/2} \right) - \frac{\Delta t}{\epsilon} \cdot J_{z \ i,j,k}^{e+1/2} \tag{12}$$

where $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ are the spatial discretization and the indices (i, j, k) correspond to the $x, y,$ and z directions, respectively. The index (n) corresponds to the temporal discretization Δt .

In addition, the antenna configuration is to be surrounded by free space, the calculation volume must be truncated at a suitable place. Thus, the absorbing boundary condition (ABC) [8]-[9] is needed to absorb the outgoing wave. In this paper, PML absorbing boundaries are used. Then, the frequency-dependent scattering matrix coefficients are defined as [10]

$$[V]^r = [S][V]^i \tag{13}$$

where $[V]^r$ and $[V]^i$ are the reflected and incident voltage vectors, respectively, and $[S]$ is the scattering matrix. Since the scattering parameters, S_{jk} , can be extracted from the time signal by use of Fourier transformation. For example, S_{21} at frequency f is computed by

$$S_{21}(f) = \frac{V_2(f)}{V_1(f)} \tag{14}$$

where $V_n(f)$ is the Fourier transform of the observed signal at port n and related to the E -field as

$$V_n(f) = - \int_0^h E(f, y = y_n, z) \cdot dz \tag{15}$$

where $E(f, y, z)$ is the observed electric field with the same polarization as the input signal and y_n is the observed location. The integration is carried out from the ground plane to the microstrip line.

Using relation of scattering and impedance parameter, input impedance can be written by

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + S_{11} e^{j2kL}}{1 - S_{11} e^{j2kL}} \tag{16}$$

where k is wave number on microstrip, L is the distance from the edge to the reference plane, and Z_0 is the characteristic impedance of the microstrip line.

Numerical Analysis of Double Apertures Coupled Microstrip Patch Antenna

3. Numerical Results and Experiment

By using the FDTD algorithm as described in [5] and termination of the simulation space is implemented via the 4-layers Berenger's PML ABC [11], the aperture coupled microstrip patch antenna shown in Fig. 1, is analyzed. The simplified field distribution [12]-[13] is used as the excitation. Both upper and lower substrates are Duroid 5880 with $\epsilon_r = 2.17$ and thickness of 0.762 mm. The conductor thickness assumed to be zero. Input impedance and scattering parameters were measured using an HP8510C network analyzer, which is calibrated in the frequency range of X-band.

The aperture coupled microstrip patch antenna was designed according to the criteria established by [3], which is the symmetry configuration and have actual dimensions are as follows: $W_p = 10.924$ mm, $L_p = 9.147$ mm, $W_s = 1.39$ mm, $L_s = 4.5$ mm, $W_0 = 2.36$ mm, $L_0 = 4.73$ mm, $a = 2.42$ mm, and $b = 2.5$ mm.

The space steps have been chosen to be $\Delta x = 0.3412$ mm, $\Delta y = 0.2860$ mm, and $\Delta z = 0.2640$ mm and the total mesh are $80 \times 120 \times 16$ in the x , y , and z directions, respectively. The reference planes for ports 1 and 2 are $10\Delta y$ from the edge of the substrate.

The time step used is $\Delta t = 0.192$ ps. A Gaussian pulse excitation is used at port 1. It is uniform under the strip and had only the E_z component which is specified as [13]

$$E_z(t) = \exp\left[-\frac{(t-t_0)^2}{T^2}\right] \quad (17)$$

where $t_0 = 900 dt$ and $T = 300 dt$; else where on the ground plane, set $E_x = E_y = 0$. The frequency spectrum of this pulse is from DC to 12 GHz.

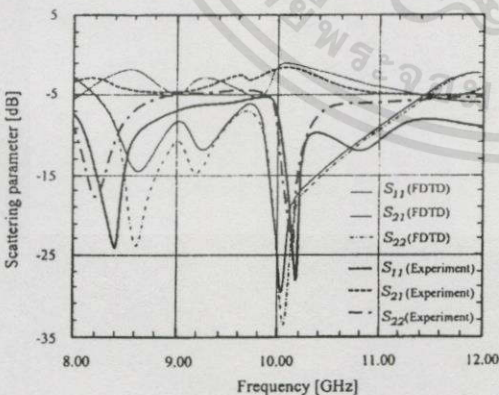


Fig. 2 Return loss and transmission coefficient of the double apertures coupled microstrip patch antenna

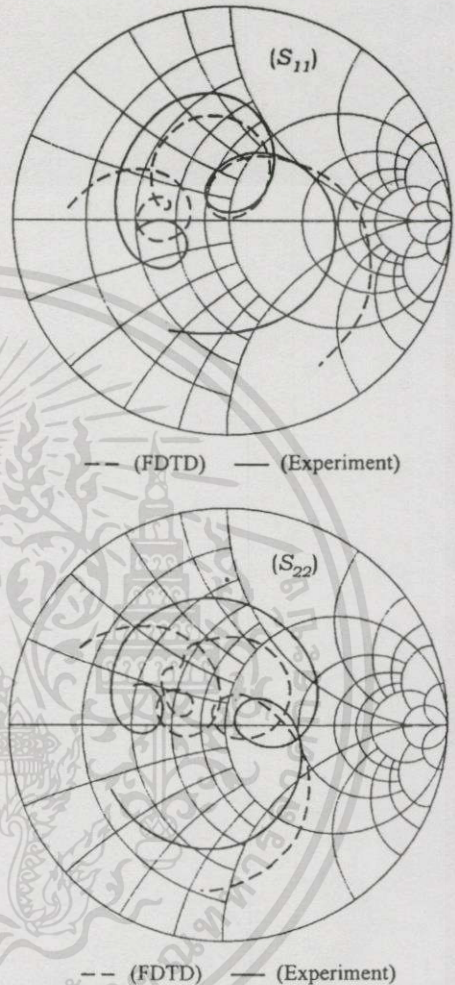


Fig. 3 Input impedance of the double apertures coupled microstrip patch antenna at port 1 and 2 respectively

The scattering parameter of double apertures coupled microstrip patch antenna, shown in Fig. 2, shows good agreement with the experimented data. The operating resonance at around 10.18 GHz is very close to the numerical results. The maximum transmission coefficient, S_{21} , occurred at the operating frequency and agreement with the calculated results. Fig. 3 shows measured and calculated results for the input impedance at port 1 and port 2 as shown in Fig. 1. The agreement between measured and calculated results is good near the resonance frequency.

CM061

Numerical Analysis of Double Apertures Coupled Microstrip Patch Antenna

There are several reasons to explain the small discrepancies in the results. In general, the modeling error occurs primarily in the inability to match all of the antenna dimensions. Then, the computed antenna dimension may be smaller than design dimension depends on chosen the space steps, Δx , Δy , and Δz . This causes the measured scattering parameters to be shifted up from the calculated data. Another error is caused by measurement procedure, microstrip-to-coaxial transitions is not de-embedded in the measurement.

4. Conclusion

The scattering coefficient and input impedance of the double apertures coupled microstrip patch antenna have been calculated using Finite-Difference Time-Domain (FDTD) method. The FDTD algorithm is implemented via the 4-layers Berenger's PML ABC coupled with Gaussian pulse excitation. The numerical results have been verified by comparison with measured data. The calculated and measured results show good agreement around the resonance frequency at 10.18 GHz.

References

- [1] D. M. Pozar, "A Microstrip Antenna Aperture Coupled to a Microstrip Line," *Electronics Letters*, vol. 21, pp. 49-50, Jan. 1985.
- [2] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design," 2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [3] S. Promwong, P. Tangtisanon, K. Hayata, T. Goi, H. Shiomi, and S. Kawasaki, "Active Integrated Antenna Composed of Patch Resonator in Feedback Loop," *TJSAP'97*, pp.127-131, Bangkok, Thailand, May 1997.
- [4] H. Shiomi, K. Hayata, Y. Kida, and S. Kawasaki, "Quasi-Optical Patch Resonator Antenna Array," 1997 Asia Pacific Microwave Conference, pp. 945-948, 1997.
- [5] K. S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media," *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, vol. AP-14, pp. 302-307, 1966.
- [6] Peter L. Sullivan and Daniel H. Schaubert, "Analysis of an Aperture Coupled Microstrip Antenna," *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, vol. AP-34, pp. 977-984, Aug. 1986.
- [7] D. M. Pozar, "A Reciprocity Method of Analysis for Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antennas," *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, vol. AP-34, pp. 1439-1446, Dec. 1986.
- [8] Taflove, A., "Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method," Artech House, Inc., 1995.
- [9] Gerrit Mur, "Absorbing Boundary Conditions for the Finite-Difference Approximation of the Time-Domain Electromagnetic-Field Equations," *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, pp. 377-382, Nov. 1981.
- [10] D. M. Sheen, S. M. Ali, and D. M. Abouzahra, "Application of the Three-Dimensional Finite-Difference Time-Domain Method to the Analysis of Planar Microstrip Circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, no. 7, pp. 849-857, Jul. 1990.
- [11] J. P. Berenger, "A Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Wave," *J. Comput. Phys.*, vol. 114, no. 2, pp. 185-200, Oct. 1994.
- [12] X. Zhang, J. Fang, K. K. Mei, and Y. Liu, "Calculations of the Dispersive Characteristics of Microstrips by the Time-Domain Finite-Difference Method," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, pp. 263-267, 1988.
- [13] X. Zhang and K. K. Mei, "Time-Domain Finite-Difference Approach to the Calculation of the Frequency-Dependent Characteristics of Microstrip Discontinuities," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, no. 12, pp. 1775-1787, Dec. 1988.

ประวัติผู้เขียน

นายมนต์ชัย แซ่มช้อย เกิดเมื่อวันที่ 10 ตุลาคม 2517 ที่จังหวัดราชบุรี สำเร็จการศึกษา
 อดุศาสตรมหาบัณฑิต (เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ เกียรติคุณอันดับ 2) จากสถาบัน
 เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2538 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง
 และประกาศนียบัตรวิชาชีพ (อิเล็กทรอนิกส์) จากวิทยาลัยเทคนิคราชบุรี ปีการศึกษา 2537 และปี
 การศึกษา 2535 ตามลำดับ

ในระหว่างการศึกษาระดับปริญญาโท มีบทความตีพิมพ์ในประเทศรวมทั้งสิ้น 8 บทความ
 ภาษาไทย 7 บทความ และภาษาอังกฤษ 1 บทความ

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์ นอกเหนือจากวิทยานิพนธ์

1. สถาพร พรหมวงศ์, มนต์ชัย แซ่มช้อย, ฌัฐพล สุทธิพันธ์, ประกิจ ตั้งติสานนท์, Tomoyuki Goi, และ Shigeo Kawasaki, “การลดขนาดร่องของสายอากาศแอกทีฟแบบแถวลำดับเชิงเส้นขนาด 2 องค์ประกอบด้วยการทำวัสดุฐานรองเป็นสองชั้น,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 20, หน้า 193-197, พฤศจิกายน 2540.
2. ฌัฐพล จินดา, สถาพร พรหมวงศ์, ประกิจ ตั้งติสานนท์, นิกร สุขุดมตันติ และ มนต์ชัย แซ่มช้อย, “วงจรถยายสัญญาณรบกวนต่ำ 10 GHz สำหรับวงจรรวมไมโครเวฟ,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 22, หน้า 449-452, พฤศจิกายน 2542.
3. พนารัตน์ ระวีวรรณ, ไพฑูรย์ ช่างสุวรรณ, มนต์ชัย แซ่มช้อย, สถาพร พรหมวงศ์ และ ประกิจ ตั้งติสานนท์, “คุณลักษณะของตัวเชื่อมต่อที่สร้างจากท่อนำคลื่น NRD ร่วมกับวงจรระนาบย่านความถี่ไมโครเวฟ,” การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38, กุมภาพันธ์ 2543.
4. ฌัฐพล จินดา, มนต์ชัย แซ่มช้อย, สถาพร พรหมวงศ์ และ ประกิจ ตั้งติสานนท์, “วงจรถยายสัญญาณรบกวนต่ำ 2 สเตจสำหรับระบบการสื่อสารไมโครเวฟ,” การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38, กุมภาพันธ์ 2543.
5. ฌัฐพล สุทธิพันธ์, พิชญ์ สุพรรณกุล, มนต์ชัย แซ่มช้อย, สถาพร พรหมวงศ์ และ ประกิจ ตั้งติสานนท์, “การศึกษาคุณลักษณะการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแผ่นไมโครสตริปกับสายส่งแบบไมโครสตริปโดยใช้วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดโดเมนเวลา,” การประชุมวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38, กุมภาพันธ์ 2543.
6. พิชญ์ สุพรรณกุล, มนต์ชัย แซ่มช้อย, สถาพร พรหมวงศ์ และ ประกิจ ตั้งติสานนท์, “การศึกษาความเที่ยงตรงของเงื่อนไขขอบเขตการคูกกลืนแบบชั้นแมตซ์สมบูรณ์ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดโดเมนเวลา,” การประชุมวิชาการของมหาวิทยาลัย
เกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38, กุมภาพันธ์ 2543.

รางวัลทุนการศึกษา

1. ได้รับทุนสนับสนุนการทำวิทยานิพนธ์จากบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระ
จอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

สถานที่ทำงาน

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้า
คุณทหารลาดกระบัง

ประสบการณ์การทำงาน

3 ปี

ตำแหน่งหน้าที่การทำงาน

ปี พ.ศ. 2539-2540 เข้าทำงานกับบริษัท อีซูซุอินจีน เมนูเฟคเจอร์ริงประเทศไทยจำกัด ใน
ตำแหน่งวิศวกรควบคุมการผลิต

ปี พ.ศ. 2541-ปัจจุบัน เข้ารับราชการในตำแหน่ง อาจารย์ 3 สังกัดคณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทบวงมหาวิทยาลัย