



ใบรับรองวิทยานิพนธ์

บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

เรื่อง วจรไคเพิล็กซ์เซอร์แบบโคแอคเซียลควิตี้ที่ใช้โพรบกลับปึงไขว้แบบคาปาซิทีฟ
โดย นายเอกโอริน แฉ่มรุ่ง

ได้รับอนุมัติให้นับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

(อาจารย์ ดร.มงคล หวังสลิศย์วงษ์)

17 กุมภาพันธ์ 2550

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

ประธานกรรมการ

(รองศาสตราจารย์ ดร.ประยุทธ์ อัครเอกพาลิน)

กรรมการ

(รองศาสตราจารย์เวช วิเวก)

กรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เด่นชัย วรเสวต)

ฉบับ ๓.๖๕๐๐

กรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.คณัย ต.รุ่งเรือง)

วงจรไดโพลีซเซอร์แบบโคแอกเซียลควิต์ที่ใช้โพรบกลับปลิงไขว้แบบคาปาซิทีฟ

นายเอกโยธิน แยมรุ่ง

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ปีการศึกษา 2549

ลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ชื่อ : นายเอกโยธิน แยมรุ่ง
ชื่อวิทยานิพนธ์ : วงจรโคเพิล็กซ์เซอร์แบบโคแอคเซียลควิตี้ที่ใช้
โพรบกลับปัดขี้ไขว้แบบคาปาซิทีฟ
สาขาวิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ : รองศาสตราจารย์ ดร.ประยูทธ อัครเอกมณีน
ปีการศึกษา : 2549

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอการออกแบบและการสร้างวงจรโคเพิล็กซ์เซอร์แบบโคแอคเซียลควิตี้ที่ใช้โพรบกลับปัดขี้ไขว้แบบคาปาซิทีฟเพื่อสร้างทรานสมิซชันซีโรขึ้นมามีการจัดแถบที่ไม่ต้องการออกไป เพื่อตอบสนองย่านความถี่ได้ดีมากยิ่งขึ้นวงจรโคเพิล็กซ์เซอร์นี้ได้ถูกออกแบบมาเพื่อรองรับระบบสื่อสารไร้สายในย่าน IMT-2000 ย่านความถี่ด้านรับ (1.92GHz-1.98GHz) และย่านความถี่ด้านส่ง (2.11GHz-2.17GHz) ซึ่งได้ทำการจำลองแบบการทำงานด้วยโปรแกรมออกแบบทางคลื่นไมโครเวฟ (CST Software) โดยการออกแบบวงจรโคเพิล็กซ์เซอร์นี้ประกอบด้วยวงจรกรองที่ถูกออกแบบให้เรโซเนเตอร์มีความยาวประมาณ $\lambda/8$ แล้วนำมาจัดวางเรียงกันเป็นแบบกลับปัดขี้ไขว้จำนวนสี่เรโซเนเตอร์ต่อด้านรับและด้านส่ง โดยมีแท่งโพรบคาปาซิทีฟเป็นตัวทำให้เกิดการกลับปัดขี้ไขว้ เป็นผลให้เกิดการตอบสนองย่านความถี่ที่ดี และยังได้นำเสนอวิธีขั้นตอนการออกแบบชิ้นงาน พร้อมทั้งได้จัดทำชิ้นงานและวัดทดสอบคุณลักษณะของวงจรกรองผ่านแถบด้านรับและด้านส่งซึ่งผลการวัดค่าชิ้นงานจริงที่วงจรกรองผ่านแถบย่านความถี่ด้านรับจะได้ค่าสูญเสียการส่งผ่าน (S_{21}) น้อยกว่า 1.5 dB ค่าการสูญเสียการสะท้อน (S_{11}) ประมาณ 20 dB แบนวิดประมาณ 59MHz และวงจรกรองผ่านแถบย่านความถี่ด้านส่งจะได้ค่าสูญเสียการส่งผ่าน (S_{21}) น้อยกว่า 1.6 dB ค่าการสูญเสียการสะท้อน (S_{11}) ประมาณ 20 dB ที่แบนวิดเท่ากับ 60MHz ค่าการแยกกันของสัญญาณประมาณ 60 dB ทั้งสองด้านความถี่

(วิทยานิพนธ์มีจำนวนทั้งสิ้น 61 หน้า)

คำสำคัญ : โคแอคเซียลควิตี้, กลับปัดขี้ไขว้, วงจรกรองความถี่ผ่านแถบ, วงจรโคเพิล็กซ์เซอร์

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

Name : Mr.Egyotin Yamrong
Thesis Title : A Coaxial Cavity Diplexer Using Capacitive Cross-Coupling Probes
Major Field : Electrical Engineering
King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok
Thesis Advisor : Associate Professor Dr. Prayoot Akkaraekthalin
Academic Year : 2006

Abstract

This thesis describes a design technique for a new cross-coupled coaxial cavity diplexer using a capacitive probe coupling to produce two real transmission zeros. The proposed diplexer is operated in the International Mobile Telecommunications IMT-2000 band. The diplexer consists of two $\lambda/8$ coaxial cavity band pass filters with a four-resonator cross-coupled structure and capacitive probes. We propose the step in design, fabrications, and measurement the characteristic of the coaxial cavity diplexer. From the results, we have obtained the high performance diplexer including high rejection bands, low insertion losses 1.5 dB, return losses about 20 dB, bandwidth 59MHz for RX band, and low insertion loss 1.6dB, return losses about 20dB, bandwidth 60MHz for TX band with high isolation levels of greater than 60 dB between Rx and Tx bands.

(Total 61 pages)

Keyword : Coaxial CavityCross Coupling, Band Pass Filter, Diplexer

Advisor

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถดำเนินการได้สำเร็จตามวัตถุประสงค์ ที่ผู้เขียนตั้งไว้ทุกประการ โดยได้รับคำปรึกษาตลอดจนคำแนะนำต่างๆ ในการออกแบบ การสร้างและการทดสอบชิ้นงานจาก คณาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ผู้ทรงคุณวุฒิ คือ รองศาสตราจารย์ ดร.ประยูทธ อัครเอกผาลิน และขอขอบคุณ ศาสตราจารย์ ดร.โมไนย ไกรฤกษ์ ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้ความอนุเคราะห์โปรแกรม CST เพื่อใช้ จำลองผลในงานวิจัยชิ้นนี้ ตลอดจน อาจารย์จารึก จันทร์ตรี อาจารย์ศราวุธ ชัยมูล รวมทั้ง พี่ๆ เพื่อนๆ นักศึกษาปริญญาโท และ นักศึกษาในระดับปริญญาเอก ที่สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ ในพื้นที่ที่ได้ให้คำแนะนำและข้อคิดเห็นต่าง ๆ ของการวิจัยมาโดยตลอด

ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณบิดามารดา ที่ได้ให้ความสนับสนุนการศึกษาและปัจจัยในด้านต่างๆ และขอขอบคุณ พี่ น้อง เพื่อนๆ ทุกคน ที่ให้ความช่วยเหลือและเป็นกำลังใจให้ตลอดมาจนกระทั่ง วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี ผู้จัดทำหวังเป็นอย่างยิ่งว่าวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะเป็นประโยชน์ต่อ ผู้สนใจและเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไป

เอกโยธิน แยมรุ่ง

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	จ
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ค
กิตติกรรมประกาศ	ง
สารบัญตาราง	ช
สารบัญภาพ	ซ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 วัตถุประสงค์	2
1.2 ขอบเขตของการวิจัย	2
1.3 วิธีการวิจัย	2
1.4 อุปกรณ์ที่ใช้ในงานวิจัย	3
1.5 ประโยชน์ของผลการวิจัย	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 พารามิเตอร์การส่งผ่าน	4
2.2 ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันสำหรับวงจรกรองความถี่	8
2.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านคัตออฟแบบ	11
2.4 การออกแบบวงจรกรองความถี่	15
บทที่ 3 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบและวงจรไดเฟล็กซ์เซอร์แบบ	
โคแอกเซียลควิทีที่ใช้โพรมัลติปลิงไจว์แบบคาปาซิทีฟ	18
3.1 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบล้านรับในช่วงความถี่ (1.92GHz - 1.98GHz)	18
3.2 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบล้านส่งในช่วงความถี่ (2.11GHz - 2.17GHz)	31
3.3 การออกแบบวงจรไดเฟล็กซ์เซอร์	34
บทที่ 4 การทดสอบและผลการทดสอบ	42
4.1 การทดสอบวงจรไดเฟล็กซ์เซอร์แบบโคแอกเซียลควิทีในส่วนวงจรกรอง	
ผ่านแถบล้านรับ (1.92GHz – 1.98GHz)	43
4.2 การทดสอบวงจรไดเฟล็กซ์เซอร์แบบโคแอกเซียลควิทีในส่วนวงจรกรองผ่านแถบ	
ด้านส่ง(2.11GHz – 2.17GHz)	45

สารบัญ	หน้า
4.3 ทำการวัดค่าการแยกกันของสัญญาณ (S32) หรือค่าการ Isolation ของวงจร ไดเฟล็กเซอร์	47
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	50
5.1 สรุปผลการวิจัย	50
5.2 ปัญหา และข้อเสนอแนะ	50
เอกสารอ้างอิง	52
ประวัติผู้วิจัย	53

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3-1 ค่าคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรกรองผ่านแถบด้านแถบรับ	19
3-2 ค่าคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรกรองผ่านแถบด้านแถบส่ง	31

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2-1 โครงข่ายแบบสองพอร์ตและค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน กับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ	5
2-2 ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ	10
2-3 การกระจายโพลสำหรับผลตอบสนองของวงจรกรองเชบีเชฟ	11
2-4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบโครงสร้างข่ายบันได	12
2-5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบโครงสร้างวงจรคู่เสมือน	12
2-6 การแปลงองค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ ไปยังวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ	15
2-7 โครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้คู่ของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์ และเป็นการเรียงกันสี่ตัวแบบคัลป์ลิงไขว้	16
3-1 การคำนวณหาขนาดของโคแอกเชียลควิตี้ด้วยโปรแกรม Appcad for Window	19
3-2 ขนาดต่างๆของเรโซเนเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ	21
3-3 ผลตอบสนองทางความถี่จากการกระตุ้นเรโซเนเตอร์ด้วยโปรแกรมจำลองทาง ไมโครเวฟ	22
3-4 ผลตอบสนองทางความถี่จากการจำลองเมื่อเปลี่ยนขนาดรัศมีของหัวโพรบ (Rdisk)	22
3-5 ผลตอบสนองทางความถี่จากการจำลองเมื่อทำการเปลี่ยนขนาดความยาวของ หัวโพรบ(Couple)	23
3-6 ผลตอบสนองทางความถี่จากการจำลองเมื่อทำการเปลี่ยนระยะความสูงของ หัวพอร์ต (Hport)	23
3-7 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่การเปลี่ยนค่าความสูงของกล่องควิตี้ (Hbox)	24
3-8 การจัดวางตำแหน่งของเรโซเนเตอร์ตามลำดับตัวเลขและแท่งโพรบคาปาซิทีฟ	25
3-9 การจัดวางตำแหน่งของเรโซเนเตอร์และแท่งโพรบคาปาซิทีฟเมื่อได้ทำการ ออกแบบลงในโปรแกรม CST 5.0	25
3-10 ความหนาของกำแพงเชื่อมต่อ T	26
3-11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อกับความหนาของ กำแพงกันระหว่างเรโซเนเตอร์	27
3-12 ความสูงของกำแพงเชื่อมต่อ Hwall	28

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3-13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อกับความสูงของกำแพงกัน (Hwall) ระหว่างเรโซเนเตอร์	28
3-14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อกับความยาวของแท่งคาปาซิทีฟ โพรบ (L) ระหว่างเรโซเนเตอร์ 1 กับ 4	29
3-15 ผลตอบสนองทางความถี่วงจรกรองผ่านแถบด้านแถบรับ	30
3-16 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} มีค่าการสูญเสียน้อยกว่า 0.1	31
3-17 ผลตอบสนองทางความถี่วงจรกรองผ่านแถบด้านแถบส่ง	33
3-18 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} มีค่าการสูญเสียน้อยกว่า 0.1	33
3-19 ไดเพล็กซ์เซอร์ที่ประกอบจากวงจรกรองผ่านแถบทั้งด้านรับและส่ง	35
3-20 ไดเพล็กซ์เซอร์ที่ประกอบจากวงจรกรองผ่านแถบทั้งด้านรับและส่งโดยมีพอร์ตอยู่ตรง กลางทำหน้าที่รวมสัญญาณทั้งสองด้านวงจรกรองผ่านแถบเข้าด้วยกัน	35
3-21 ภาพขยายให้เห็นพอร์ตรวมสัญญาณที่อยู่ตรงกลางระหว่างสองด้านวงจรกรอง	36
3-22 ผลตอบสนองทางความถี่ของไดเพล็กซ์เซอร์เมื่อทำการปรับค่าพารามิเตอร์วงจรกรอง ทั้งสองด้านเรียบร้อยแล้ว	37
3-23 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของกำแพงกัน สองวงจกรอง (Lmid)	38
3-24 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{32} เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของกำแพงกัน สองวงจกรอง (Lmid)	38
3-25 รูปขยายค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของ กำแพงกันสองวงจกรอง (Lmid)	39
3-26 รูปขยายค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{32} เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของ กำแพงกันสองวงจกรอง (Lmid)	39
3-27 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้างวงจรแยกสัญญาณ (AIR)	40
3-28 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{32}) เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้างวงจรแยกสัญญาณ (AIR)	40
3-29 รูปขยายค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้างวงจรแยกสัญญาณ (AIR)	41

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3-30 รูปขยายค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{32}) เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้างวงจรแยกสัญญาณ (AIR)	41
4-1 รูปแบบการต่อเครื่องมือวัดเพื่อใช้ทดสอบชิ้นงานวงจรกรองผ่านแถบด้านรับ	42
4-2 รูปแบบการต่อเครื่องมือวัดเพื่อใช้ทดสอบชิ้นงานวงจรกรองผ่านแถบด้านส่ง	43
4-3 ผลการวัดจริงและการจำลองด้วยโปรแกรมทางไมโครเวฟค่า S_{11} ของวงจรไดเฟล็กเซอร์โคแอคเซียลควิตี้ด้านแถบรับที่ค่าความถี่กลาง 1.95GHz	44
4-4 ผลการวัดจริงและการจำลองด้วยโปรแกรมทางไมโครเวฟค่า S_{21} ของวงจรกรองโคมบ์ไลน์แบบโคแอคเซียลควิตี้ด้านแถบรับที่ค่าความถี่กลาง 1.95 GHz	44
4-5 ผลการวัดจริงค่า S_{11} S_{21} ของวงจรไดเฟล็กเซอร์โคแอคเซียลควิตี้ด้านแถบรับที่ค่าความถี่กลาง 1.95 GHz	45
4-6 เปรียบเทียบผลการวัดชิ้นงานจริงและการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) ของวงจรกรองผ่านแถบด้านแถบส่ง	46
4-7 ผลวัดชิ้นงานจริงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) ของวงจรกรองผ่านแถบด้านแถบส่ง	46
4-8 ผลวัดชิ้นงานจริงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) ของวงจรกรองผ่านแถบด้านแถบส่ง	47
4-9 ผลวัดชิ้นงานจริงค่า (S_{22}) และ(S_{32}) ที่ย่านความถี่รับความถี่กลางที่ 1.95 GHz ไปยังย่านความถี่ส่งความถี่กลางที่ 2.14 GHz ของวงจรไดเฟล็กซ์เซอร์	48
4-10 ผลวัดชิ้นงานจริงค่า (S_{33}) และ (S_{23}) ที่ย่านความถี่ส่งความถี่กลางที่ 2.14 GHz ไปยังย่านความถี่รับความถี่กลางที่ 1.95 GHz ของวงจรไดเฟล็กซ์เซอร์	48
4-11 รูปชิ้นงานไดเฟล็กเซอร์	49
4-12 รูปชิ้นงานไดเฟล็กเซอร์โครงสร้างภายใน	49

บทที่ 1

บทนำ

ปัจจุบันนี้จำนวนผู้ใช้บริการติดต่อสื่อสารทางโทรศัพท์มือถือเพิ่มขึ้นเป็นอย่างมากและยังมีการแข่งขันการให้บริการเสริมต่างๆจากผู้ให้บริการโทรศัพท์ เพื่อมอบความสะดวกสบาย ความทันสมัยให้แก่ผู้ใช้บริการโทรศัพท์มือถือ ในอนาคตอันใกล้เทคโนโลยีโทรศัพท์มือถือยุคที่3 กำลังจะถูกนำมาใช้ให้บริการอย่างเต็มรูปแบบ จากการพัฒนานี้จึงจำเป็นต้องมีมาตรฐานการสื่อสารไร้สายที่มีประสิทธิภาพมากกว่าเดิม เพื่อรองรับจำนวนผู้ใช้บริการที่จะมีมากขึ้นในอนาคต และรองรับกับเทคโนโลยีใหม่ๆที่จะถูกนำมาใช้ ทำให้ในระบบการสื่อสารจำเป็นต้องมีวงจรกรองผ่านแถบความถี่ เพื่อรองรับความต้องการใช้สเปกตรัมความถี่ที่มากขึ้นดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้วงจรกรองผ่านแถบความถี่นี้เพื่อลดสัญญาณกวนต่างๆที่เกิดขึ้นจากระบบอื่นๆรวมทั้งการรบกวนจากช่องสัญญาณข้างเคียงจากภาคส่ง วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่จะนำมาใช้งานสำหรับสถานีฐาน เพื่อกรองสัญญาณที่รับมาจากสายอากาศนั้นจะต้องมีคุณสมบัติค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่ต่ำ สามารถรองรับกำลังงานได้สูง ผลิตในภาคอุตสาหกรรมได้ง่ายและใช้ต้นทุนในการผลิตต่ำ ซึ่งส่วนใหญ่โครงสร้างวงจรกรองที่ใช้ในสถานีฐานจะเป็นโครงสร้างแบบท่อนำคลื่น (Waveguide) และแบบโคแอกเซียลคาวิตีเรโซเนเตอร์(Coaxial Cavity Resonator) ซึ่งโครงสร้างทั้งสองแบบนี้มีขนาดทางกายภาพที่เหมาะสมทนทานต่อสภาพแวดล้อมในการติดตั้งภายนอกอาคารแล้วยังมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกต่ำมากและสามารถรองรับกำลังงานได้สูง โครงสร้างแบบคาวิตีจึงได้รับความนิยมในการนำมาสร้างวงจรกรองผ่านแถบสำหรับใช้ในสถานีฐาน โครงสร้างคาวิตีได้มีการพัฒนาเปลี่ยนรูปแบบอย่างมากมาย ซึ่งในโครงสร้างแบบโคแอกเซียลคาวิตีได้พัฒนามาจากโครงสร้างแบบท่อนำคลื่น มีโครงสร้างแบบต่อตรงและแบบต่อไขว้ โดยเพิ่มตัวเรโซเนเตอร์เข้าไปเพื่อตอบสนองช่วงความถี่ที่ดีขึ้นกว่าเดิม โครงสร้างแบบต่อไขว้นี้มีผลตอบสนองความถี่ที่ดีมาก ในการพัฒนาเทคนิคใหม่นี้ได้มีการใส่คาปาซิเตอร์โหลดระหว่าง เรโซเนเตอร์เพื่อต้องการให้เกิดทรานสมิซชันซีโร ขึ้นทั้งสองข้างของช่วงความถี่เรโซแนนซ์ที่ดีกว่าโครงสร้างต่อไขว้แบบธรรมดา

งานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอวิธีการออกแบบและสร้างวงจรโคแอกเซียลเซอร์ที่ใช้โครงสร้างโคแอกเซียลคาวิตีแบบต่อไขว้ โดยเพิ่มเทคนิคคาปาซิเตอร์โหลดเพื่อการตอบสนองความถี่ที่ดีกว่าเดิม ในการออกแบบนี้รองรับมาตรฐานช่วงย่านความถี่ IMT-2000 ที่สามารถใช้ในย่าน W-CDMA และด้วยเทคนิคนี้สามารถนำมาพัฒนาสร้างวงจรโคแอกเซียลเซอร์ในรูปแบบอื่นที่มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้นได้ต่อไป

1.1 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

- 1.1.1 เพื่อศึกษาคุณลักษณะวงจรกรองผ่านแถบ โครงสร้างแบบโคแอกเซียลควิตี้
- 1.1.2 เพื่อศึกษาคุณสมบัติวงจรกรองผ่านแถบ โครงสร้างแบบโคแอกเซียลควิตี้แบบต่อไขว้โดยเพิ่มเทคนิคปาซิเตอร์โหลดเข้าไปเพื่อประสิทธิภาพการส่งผ่านความถี่ที่ดีกว่าเดิม
- 1.1.3 เพื่อศึกษาคุณสมบัติวงจรโคเพิล็กซ์เซอร์ โครงสร้างโคแอกเซียลควิตี้แบบต่อไขว้โดยเพิ่มเทคนิคปาซิเตอร์โหลดเข้าไปเพื่อประสิทธิภาพการส่งผ่านความถี่ที่ดีกว่าเดิม

1.2 ขอบเขตของการวิจัย

- 1.2.1 ศึกษาออกแบบสร้างทดสอบชิ้นงานวงจรโคเพิล็กซ์เซอร์ในย่านความถี่ 1.92-1.98 GHz (RX-band) กับ 2.11-2.17 GHz (TX-band)
- 1.2.2 ศึกษาการปรับพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรโคเพิล็กซ์เซอร์

1.3 วิธีการวิจัย

- 1.3.1 ศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ โครงสร้างแบบโคแอกเซียลควิตี้ด้วยโปรแกรมจำลองการสร้างอุปกรณ์ทางไมโครเวฟเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าพารามิเตอร์ต่างๆ กับผลตอบสนองของความถี่
- 1.3.2 ศึกษาและออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ โครงสร้างควิตี้แบบหลายเรโซเนเตอร์ที่ต่อแบบโคแอกเซียลควิตี้แบบต่อไขว้
- 1.3.3 ศึกษาและออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ โครงสร้างควิตี้แบบหลายเรโซเนเตอร์ที่ต่อแบบโคแอกเซียลควิตี้แบบต่อไขว้ที่ได้ทำการเพิ่มเทคนิคปาซิเตอร์โหลดเพื่อการตอบสนองความถี่ที่ดีกว่าเดิม
- 1.3.4 ศึกษาและออกแบบวงจรโคเพิล็กซ์เซอร์ โครงสร้างควิตี้แบบหลายเรโซเนเตอร์ที่ต่อแบบโคแอกเซียลควิตี้แบบต่อไขว้ที่ได้ทำการเพิ่มเทคนิคปาซิเตอร์โหลดเพื่อการตอบสนองความถี่ที่ดีกว่าเดิม
- 1.3.5 สร้างชิ้นงานจริงทดสอบวัดงานจริงของวงจรโคเพิล็กซ์เซอร์และทำการนำผลการทดลองมาเปรียบเทียบกับผลการวัดจริง

1.4 อุปกรณ์ที่ใช้ในงานวิจัย

- 1.4.1 ไมโครคอมพิวเตอร์
- 1.4.2 โปรแกรมที่ใช้ในการคำนวณขนาดโครงสร้างควาวิดี (AppCAD for Window)
- 1.4.3 โปรแกรมจำลองการทำงาน (CST Microwave Simulator)
- 1.4.4 พอร์ต N-Type (N Type port 50 Ohm)
- 1.4.5 เครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network Analyzer)

1.5 ประโยชน์ของการวิจัย

- 1.5.1 วงจรไดเฟลักซ์เซอร์โครงสร้างควาวิดีแบบหลายเรโซเนเตอร์ที่ต่อแบบโคแอกเชียลควาวิดีแบบต่อไขว้ที่ได้ทำการเพิ่มเทคนิคปาซิเตอร์โหลด
- 1.5.2 สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสารไร้สายโทรศัพท์เคลื่อนที่รุ่นที่3 ได้
- 1.5.3 เพื่อเป็นแนวทางการพัฒนางจรไดเฟลักซ์เซอร์โดยใช้โครงสร้างควาวิดีหลายเรโซเนเตอร์ที่ต่อแบบโคแอกเชียลควาวิดีแบบต่อไขว้ที่ได้ทำการเพิ่มเทคนิคปาซิเตอร์โหลดที่มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้นต่อไปในอนาคตได้

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในปัจจุบันนี้วงจรกรองความถี่มีความสำคัญต่องานในระบบการสื่อสารเป็นอย่างมากทุกรูปแบบ ทั้งแบบที่ใช้งานในย่านความถี่ต่ำและย่านความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งวงจรกรองความถี่จะช่วยในการควบคุมผลตอบแทนของทางความถี่ที่ต้องการ โดยจะยอมให้สัญญาณในบางช่วงความถี่ที่ต้องการเท่านั้นที่จะสามารถผ่านไปได้ ซึ่งปกติแล้วเราจะสามารถแบ่งประเภทของวงจรกรองความถี่ออกได้เป็น 4 แบบคือ วงจรกรองความถี่ผ่านต่ำ (Low Pass) วงจรกรองความถี่ผ่านสูง (High Pass) วงจรกรองผ่านแถบ (Band Pass) และวงจรกรองจำกัดแถบ (Band Reject) โดยวงจรกรองความถี่นี้ได้นำมาใช้งานในหลายๆด้านไม่ว่าจะเป็นระบบการสื่อสาร โทรคมนาคมแบบไร้สายของโทรศัพท์มือถือ ระบบนำร่องไร้สายของเครื่องบิน หรือสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในงานต่างๆต่อไป โดยต้องเลือกประเภทของวงจรกรองความถี่ให้เหมาะสมกับการใช้งานในแต่ละรูปแบบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้นที่ใช้ในการคำนวณ คำนิยามต่างๆ และการนำทฤษฎีเบื้องต้นพื้นฐานไปใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ประเภทต่างๆ ที่กล่าวไว้ในข้างต้น และสามารถนำไปออกแบบวงจรกรองความถี่ในรูปแบบที่มีการประยุกต์ต่อไป

2.1 พารามิเตอร์การส่งผ่าน

ลำดับแรกจะกล่าวถึงพารามิเตอร์การส่งผ่านที่จะพิจารณาสำหรับวงจรกรองความถี่ก่อน ซึ่งจะถูกพิจารณาเป็นโครงข่ายแบบสองพอร์ต (Two Port Network) ดังแสดงในภาพที่ 2-1 ประกอบด้วย

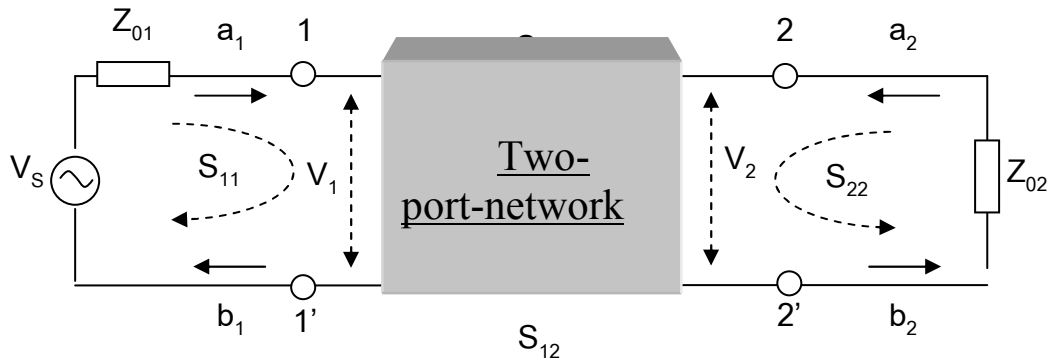
2.1.1 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางด้านพอร์ตอินพุต หรือค่า S_{11} (Return Loss)

2.1.2 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตอินพุตสู่พอร์ตเอาต์พุต หรือค่า S_{21} (Insertion Loss)

2.1.3 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตเอาต์พุตสู่พอร์ตอินพุต หรือค่า S_{12}

2.1.4 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางด้านเอาต์พุต หรือค่า S_{22}

โดยปกติจะพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางด้านพอร์ตอินพุต หรือค่า S_{11} (Return Loss) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตอินพุตสู่พอร์ตเอาต์พุต หรือค่า S_{21} (Insertion Loss) เป็นสำคัญ



ภาพที่ 2-1 โครงข่ายแบบสองพอร์ตและค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน
กับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2-1 \text{ ก})$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2-1 \text{ ข})$$

เมื่อ $a_n = 0$ ในกรณีที่อิมพีแดนซ์สมดุลกัน และไม่มีการสะท้อนกลับของคลื่น ณ ที่พอร์ต n ดังนั้นจะสามารถเขียนในรูปสมการของเมทริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

สำหรับพารามิเตอร์ S_{11} และ S_{22} ต่างก็เป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ โดยที่ S_{12} และ S_{21} เป็นสัมประสิทธิ์การส่งผ่านดังที่ได้กล่าวมาแล้วในตอนต้น ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้เป็นค่าที่ใช้ในการพิจารณาสำหรับวงจรที่ใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟโดยเฉพาะ โดยจะพิจารณาในด้านของ

ค่าขนาดและเฟส นั้นคือ $S_{mn} = |S_{mn}| e^{j\phi_{mn}}$ เมื่อ m และ n มีค่าตั้งแต่ 1,2,... ในขณะที่ค่าทางขนาด มักพิจารณาในหน่วยของเดซิเบลจาก

$$20 \log |S_{mn}| \quad (2-3)$$

โดยค่าพารามิเตอร์การส่งผ่าน (Insertion Loss) ระหว่างพอร์ต n และ m จะนิยามว่าเป็น L_A และค่าพารามิเตอร์การสะท้อนกลับ (Return Loss) ที่พอร์ต n จะนิยามด้วย L_R ดังสมการ

$$L_A = -20 \log |S_{mn}| \dots m \neq n \quad (2-4)$$

$$L_R = 20 \log |S_{nn}|$$

โดยค่าพารามิเตอร์การสะท้อนกลับมีความสัมพันธ์กับอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR; Voltage Standing Wave Ratio) ดังสมการ

$$VSWR = \frac{1 + |S_{nn}|}{1 - |S_{nn}|} \quad (2-5)$$

นอกจากพารามิเตอร์การส่งผ่านที่ใช้ในการพิจารณาเพื่อการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในย่านไมโครเวฟแล้ว ยังมีพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกค่าหนึ่งที่มีผลอย่างยิ่งต่อการพิจารณา นั่นคือ เฟสหน่วง (Phase Delay, τ_p) ซึ่งเป็นความแตกต่างระหว่างเฟสของคลื่นทางพอร์ต อินพุตกับเฟสของคลื่นทางพอร์ตเอาต์พุต

$$\tau_p = \frac{\phi_{21}}{\omega} \quad (2-6 ก)$$

และกลุ่มหน่วง (Group Delay, τ_d) ซึ่งเป็นการพิจารณาความแตกต่างของเฟสเช่นเดียวกับ ในกรณีของเฟสหน่วง แต่คลื่นทางด้านอินพุตจะมีลักษณะเป็นเบสแบนด์ โดยที่พอร์ต 1 เป็นพอร์ตทางด้านอินพุตและพอร์ต 2 เป็นพอร์ตทางด้านเอาต์พุต

$$\tau_d = \frac{d\phi_{21}}{d\omega} \quad (2-6 ข)$$

ในการวิเคราะห์โครงข่ายแบบสองพอร์ต สามารถพิจารณาพารามิเตอร์การสะท้อนกลับทางด้านอินพุต(S_{11}) ร่วมกับค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต (Z_{01}) หรือ แทนด้วย $Z_{in} = V_1/I_1$ เทียบกับ สมการที่ (2-1 ก) ได้ว่า

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \bigg|_{a_2=0} = \frac{V_1 / \sqrt{Z_{01}} - I_1 \sqrt{Z_{01}}}{V_1 / \sqrt{Z_{01}} + I_1 \sqrt{Z_{01}}} \quad (2-7)$$

เมื่อแทนค่า V_1 ด้วย $Z_{in1} I_1$ จึงได้สมการใหม่เป็น

$$S_{11} = \frac{Z_{in1} - Z_{01}}{Z_{in1} + Z_{01}} \quad (2-7 ก)$$

ในทำนองเดียวกัน จะได้พารามิเตอร์การสะท้อนกลับทางด้านเอาต์พุตดังสมการที่ (2-7 ข) โดยที่ Z_{in2} มีค่าเท่ากับ V_2 / I_2 ซึ่งเป็นอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต หากพิจารณาทางด้านพอร์ต 2 เป็นพอร์ตทางด้านอินพุต

$$S_{22} = \frac{Z_{in2} - Z_{02}}{Z_{in2} + Z_{02}} \quad (2-7 ข)$$

ค่าพารามิเตอร์การสะท้อนกลับ และพารามิเตอร์การส่งผ่านมีประโยชน์อย่างมากต่อ การวิเคราะห์โครงข่าย ซึ่งหากเป็นโครงข่ายแบบสมมาตรจะได้ว่า $S_{12} = S_{21}$ และ $S_{11} = S_{22}$ และในกรณีที่ เป็นโครงข่ายแบบพาสซีฟที่ไม่มีการสูญเสียของคลื่น จะได้ว่ากำลังในการส่งผ่านกับกำลังในการ สะท้อนกลับของคลื่นจะต้องเท่ากับกำลังส่งทั้งหมดที่ป้อนเข้าไปในโครงข่าย ดังนั้นจึงได้สมการ

$$S_{21} S_{21}^* + S_{11} S_{11}^* = 1 \quad \text{หรือ} \quad |S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1 \quad (2-8)$$

$$S_{12} S_{12}^* + S_{22} S_{22}^* = 1 \quad \text{หรือ} \quad |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1$$

2.2 ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันสำหรับวงจรกรองความถี่

2.2.1 นิยามโดยทั่วไป

โดยทั่วไปแล้วในข่ายวงจรสองพอร์ตจะสามารถบรรยายผลตอบสนองของข่าย S_{21} ทางคณิตศาสตร์ได้ด้วยสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน โดยจะแสดงเป็นขนาดกำลังสองของ S_{21} สำหรับวงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟที่ไม่มีการสูญเสียสามารถเขียนสมการได้เป็น

$$|S_{21}(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (2-9)$$

เมื่อ ε คือ ค่าคงที่การกระเพื่อม $F_n(\Omega)$ คือ ฟังก์ชันคุณลักษณะของวงจรกรองความถี่ และ Ω คือ ค่าตัวแปรที่ขึ้นอยู่กับความถี่ในหน่วยเรเดียน (Radian) ซึ่งวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ (Lowpass Prototype Filter) ความถี่คัทออฟที่ $\Omega = \Omega_c$ และ $\Omega_c = 1$ เรเดียนต่อวินาที

สำหรับในส่วนกรณีของวงจรข่ายที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาและเป็นเชิงเส้น (Linear Time Invariant Network) จะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันคือ

$$S_{21}(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (2-10)$$

เมื่อ $N(p)$ และ $D(p)$ คือ ตัวแปรของโพลีโนเมียลความถี่เชิงซ้อน $p = \alpha + j\Omega$ เมื่อในกรณีที่วงจรข่ายไม่มีการสูญเสียจะได้ว่า $\sigma = 0$ และ $p = j\Omega$ ในการหาค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่ตอบสนองโดยประมาณซึ่งหาได้จากสมการที่ (2-9) อัตราส่วนของค่าจำนวนจริง สามารถหาได้จากผลตอบสนองคุณลักษณะโดยประมาณซึ่งจะเรียกว่า ปัญหาโดยประมาณ (Approximation Problem) จากสมการที่ (2-9) สามารถหาค่าการสูญเสียใส่แทรกของวงจรกรองความถี่ได้เป็น

$$L_A(\Omega) = 10 \log \frac{1}{|S_{21}(j\Omega)|^2} \quad \text{dB} \quad (2-11)$$

สำหรับวงจรข่ายแบบที่ไม่มีการสูญเสีย $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$ สามารถหาค่าการสูญเสียย้อนกลับได้เท่ากับ

$$L_R(\Omega) = -10 \log [1 - |S_{21}(\Omega)|^2] \quad \text{dB} \quad (2-12)$$

สำหรับค่าของผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรอง จะหาได้จากสมการ

$$\Phi_{21} = \angle S_{21}(j\Omega) \quad (2-13)$$

และค่าของการหน่วงเวลากลุ่ม (Group Delay) ของวงจรขายจะคำนวณได้โดย

$$\tau_d(\Omega) = \frac{\partial \Phi_{21}(\Omega)}{\partial \Omega} \quad (2-14)$$

เมื่อ $\Phi_{21}(\Omega)$ อยู่ในหน่วยของเรเดียน และ Ω อยู่ในหน่วยของเรเดียน/วินาที

2.2.2 โพลและซีโรของระนาบเชิงซ้อน

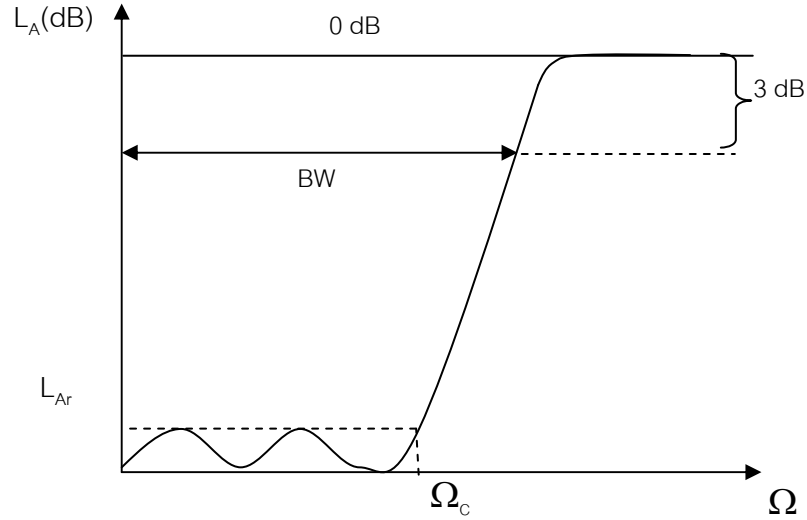
เมื่อระนาบของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (σ, Ω) ถูกนิยามว่าเป็นระนาบเชิงซ้อน (Complex Plane) บนระนาบ p โดยกำหนดให้แกนนอนเป็น σ หรือ แกนจริง ส่วนแกนตั้งเป็น $j\Omega$ หรือ แกนจินตภาพ ถ้าค่า p ที่ฟังก์ชันมีค่าใกล้ศูนย์จะกลายเป็น Zeroes ของฟังก์ชันนั้นและถ้าค่าของ p ที่ฟังก์ชันเข้าใกล้ระยะอนันต์จะกลายเป็นค่า pole ของฟังก์ชันนั้นไป ดังนั้นค่า Zeroes ของ S_{21} จะเป็นรากของเศษ $N(p)$ และ โพลของ S_{21} จะเป็นรากของส่วน $D(p)$ เมื่อค่าของโพลเหล่านี้เป็นค่าความถี่ธรรมชาติของวงจรกรอง และ S_{21} เป็นผลตอบสนองของวงจรกรอง ในวงจรกรองแบบพาสซีฟที่เสถียรค่าของโพลจะต้องอยู่ทางซ้ายของระนาบ p ซึ่งจะทำให้ไม่เกิดการออสซิลเลชัน (Oscillation) ซึ่งเป็นคุณสมบัติของวงจรแบบพาสซีฟ ในส่วนรากของเศษหรือค่าซีโรนั้นจะสามารถเกิดได้ทุกค่าบนระนาบเชิงซ้อน และเราจะเรียกว่าซีโรนั้นถูกส่งผ่านที่ความถี่ใดๆ โดยโพลและซีโรของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันจะแสดงบนระนาบ P -plane สำหรับสิ่งที่แตกต่างกันก็คือตำแหน่งของโพล และซีโรบนแผนภาพนั่นเองซึ่งจะแสดงในรูปแบบของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน

2.2.3 ผลตอบสนองแบบเชบีเชฟ

สำหรับผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ของงานวิจัยนี้เป็นแบบเชบีเชฟ และผลการตอบสนองแบบเชบีเชฟนี้จะมีการกระเพื่อมในแถบผ่านที่เท่ากัน (Equal Ripple) ดังที่แสดงในภาพที่ 2-2 ซึ่งเราจะสามารถหาค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันขนาดกำลังสองของผลตอบสนองได้เป็น

$$|S_{21}(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)} \quad (2-15)$$

เมื่อค่าคงที่การกระเพื่อม ε จะสัมพันธ์กับ L_{Ar} ในหน่วยเดซิเบล คือ



ภาพที่ 2-2 ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (2-16)$$

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \Omega), & |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} \Omega), & |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (2-17)$$

ขณะที่ $T_n(\Omega)$ คือฟังก์ชันเชบีเชฟอันดับที่ n ซึ่งจะนิยามตามสมการที่ (2-17)

ซึ่งฟังก์ชันของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านในรูปของฟังก์ชันตัวแปรความถี่เชิงซ้อน (p) ว่า

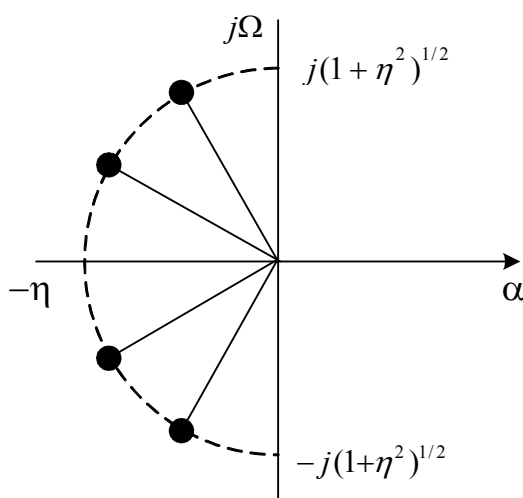
$$S_{21}(p) = \frac{\prod_{i=1}^n [\eta^2 + \sin^2(i\pi/n)]^{1/2}}{\prod_{i=1}^n (p + p_i)} \quad (2-18)$$

และ

$$p_i = j \cos \left[\sin^{-1} j\eta + \frac{(2i-1)\pi}{2n} \right]$$

$$\eta = \sinh \left(\frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \right)$$

ในกรณีแบนราบมากที่สุด คือ ตำแหน่งของซีโรรี่ของ $S_{21}(p)$ จะอยู่ที่ระยะอนันต์ ดังนั้น ผลตอบสนองทางความถี่แบบเชบีเชฟ บางครั้งอาจถูกเรียกว่า วงจรกรองความถี่ที่สามารถควบคุม โพลทั้งหมดได้ อย่างไรก็ตามตำแหน่งโพลสำหรับกรณีเชบีเชฟจะต่างกันออกไปโดยจะอยู่บนเส้นรอบวงรีในครึ่งซ้ายของระนาบ โดยที่แกนหลักของวงรีคือแกน $j\Omega$ และมีขนาดเท่ากับ $\sqrt{1+\eta^2}$ และมีแกนรองคือแกน σ และมีขนาดเท่ากับ η โดยการกระจายของโพลจะแสดงในภาพที่ 2-4 สำหรับในกรณี $n=4$ หมายความว่า หากพิจารณาทางด้านของฟังก์ชันการถ่ายโอนสำหรับวงจรกรองที่มีความชันสูง ค่าการส่งผ่านของซีโรรี่จะมีพิคคอยู่ที่ตำแหน่งอนันต์ ในขณะที่ตำแหน่งของโพลจะอยู่ทางระนาบด้านซ้ายของแกนจินตภาพ ซึ่งตำแหน่งของโพลหนึ่งตำแหน่งแทนค่าเฟสของเรโซเนเตอร์หนึ่งตัว ดังนั้น วงจรกรองความถี่ที่มีสี่โพลจึงหมายถึงวงจรกรองความถี่ที่ใช้เรโซเนเตอร์สี่ตัวด้วยนั่นเอง

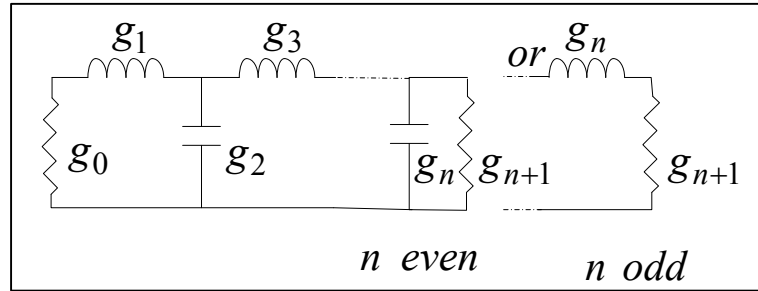


ภาพที่ 2-3 การกระจายโพลสำหรับผลตอบสนองของวงจรกรองเชบีเชฟ

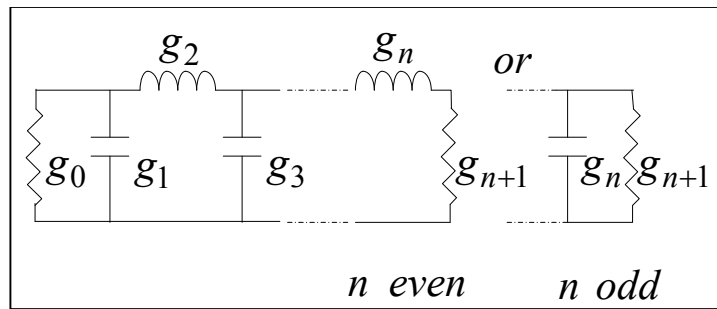
2.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบและองค์ประกอบ

การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่เพื่อที่จะหาทรานเฟอร์ฟังก์ชันที่แท้จริง ส่วนใหญ่แล้วจะเริ่มต้นจากการใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ (Lowpass Prototype Filters) เพื่อช่วยในการออกแบบโดยที่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบนั้นจะใช้องค์ประกอบซึ่งถูกนอร์มอลไลซ์จาก

ความต้านทานหรือตัวนำแหล่งจ่ายเพื่อที่จะทำให้มีค่าเท่ากับ 1 โดยในที่นี้จะใช้สัญลักษณ์ด้วย $g_0 = 1$ และความถี่ทอพอจะเท่ากับ 1 คือ $\Omega_c = 1$



ภาพที่ 2-4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบโครงสร้างข่ายบันได



ภาพที่ 2-5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบโครงสร้างวงจรคู่เสมือน

2.3.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบของวงจรแบบเชบีเชฟ

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟมีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันตามสมการที่ (2-9) โดยมีค่าการกระเพื่อมแถบผ่าน (Passband Ripple) L_{Ar} dB และมีความถี่ทอพอ $\Omega_c = 1$ โดยค่าองค์ประกอบสามารถคำนวณโดยใช้สูตร

$$g_0 = 1$$

$$g_i = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin \left[\frac{(2i-1)\pi}{2n} \right] \cdot \sin \left[\frac{(2i-3)\pi}{2n} \right]}{\gamma^2 + \sin^2 \left[\frac{(i-1)\pi}{n} \right]} \quad \text{สำหรับ } i=2,3,\dots,n \quad (2-19)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 & , n = \text{odd} \\ \coth^2 \left(\frac{\beta}{4} \right) & , n = \text{even} \end{cases}$$

และ

$$\beta = \ln \left[\coth \left(\frac{L_{Ar}}{17.37} \right) \right]$$

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

วิธีคำนวณหาค่าอันดับของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบเชบีเชฟสามารถทำได้โดยใช้สมการที่ (2-20) เมื่อ L_{Ar} dB คือระดับการกระเพื่อมในแถบผ่าน (Passband Ripple) ส่วน L_{As} คือค่าการลดทอนต่ำสุดในช่วงแถบหยุดที่ $\Omega = \Omega_s$

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}} - 1}{10^{0.1L_{Ar}} - 1}}}{\cosh^{-1} \Omega_s} \quad (2-20)$$

ในบางครั้งความสูญเสียย้อนกลับต่ำสุด (Minimum Return Loss , L_R) หรือค่า VSWR สูงสุดสามารถใช้หาค่าการกระเพื่อม L_{Ar} ได้ ถ้าความสูญเสียย้อนกลับถูกนิยามตามสมการที่ (2-4) และค่าความสูญเสียย้อนกลับต่ำสุด L_R dB $L_R < 0$ ดังนั้นสามารถหา L_{Ar} ได้จาก

$$L_{Ar} = -10 \log [1 - 10^{0.1L_R}] \quad \text{dB} \quad (2-21)$$

และค่า VSWR หาได้จาก

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (2-22)$$

จากสมการที่ (2-22) แทนในสมการที่ (2-21)

$$L_{Ar} = -10 \log \left[1 - \left(\frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right)^2 \right] \text{ dB} \quad (2-23)$$

สำหรับการแปลงจากผลตอบแทนของตัวแปรทางด้านความถี่กรอง และความถี่คutoff จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านสู่ผลตอบแทนของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ สามารถแปลงได้ว่า

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left[\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right] \quad (2-24 \text{ ก})$$

โดยค่า Fractional Bandwidth (FBW) เป็นอัตราส่วนของช่วงแถบความถี่ผ่านกับความถี่ศูนย์กลาง ส่วนค่า ω_1 และ ω_2 เป็นตำแหน่งของความถี่คutoff ทางด้านต่ำ และทางด้านสูง ตามลำดับ

$$FBW = \omega_2 - \omega_1 \quad (2-24 \text{ ข})$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (2-24 \text{ ค})$$

ส่วนขององค์ประกอบรีแอคแตนซ์ g ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบสามารถเขียนได้เป็น

$$j\Omega_c \rightarrow j\omega \frac{\Omega_c g}{FBW \cdot \omega_0} + \frac{1}{j\omega} \frac{\Omega_c \omega_0 g}{FBW} \quad (2-24 \text{ ง})$$

นั่นก็หมายความว่าค่าองค์ประกอบอินดักทิฟ/คาปาซิทิฟในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ จะถูกแปลงเป็นวงจร LC อนุกรม/ขนาน ในวงจรกรองความถี่ผ่านแถบโดยค่าองค์ประกอบใน วงจรอนุกรม LC ในวงจรกรองความถี่ผ่านแถบสามารถหาได้จาก

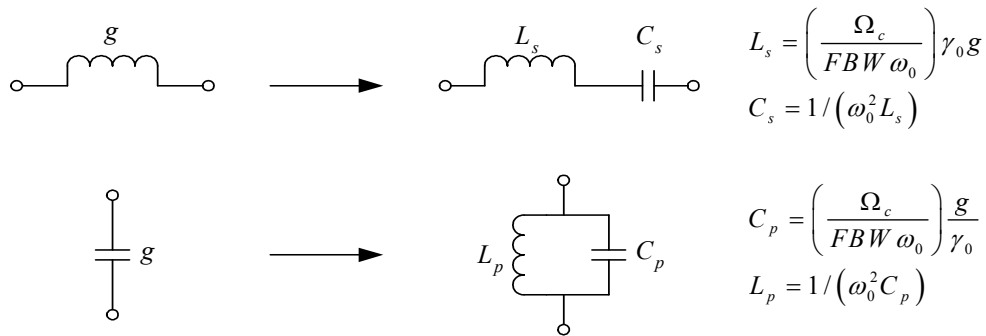
$$L_s = \left(\frac{\Omega_c}{FBW \cdot \omega_0} \right) \gamma_0 g$$

$$C_s = \left(\frac{FBW}{\omega_0 \Omega_c} \right) \frac{1}{\gamma_0 g} \text{ สำหรับ } g \text{ ที่แสดงเป็นอินดักทิฟ} \quad (2-25 \text{ ก})$$

ในทำนองเดียวกันจะสามารถแปลงค่า g ให้อยู่ให้รูปวงจรขนาน LC ในวงจรกรองความถี่ ผ่านแถบได้เป็น

$$C_p = \left(\frac{\Omega_c}{FBW \cdot \omega_0} \right) \frac{g_0}{\gamma_0}$$

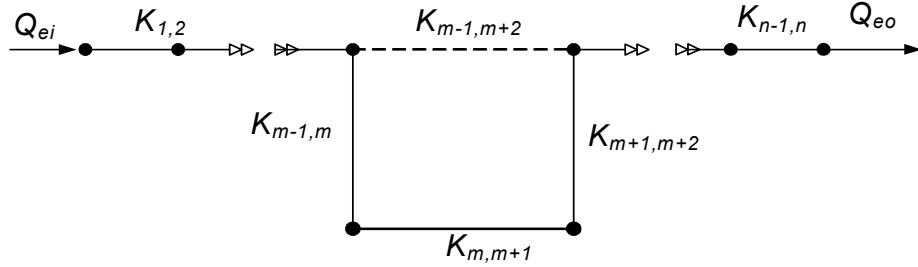
$$L_p = \left(\frac{FBW}{\Omega_c \omega_0} \right) \frac{\gamma_0}{g} \quad \text{สำหรับ } g \text{ ที่แสดงเป็นคาปาซิทีฟ} \quad (2.25 \text{ ข})$$



ภาพที่ 2-6 การแปลงองค์ประกอบพื้นฐานจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบไปยังวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ

2.4 การออกแบบวงจรกรองความถี่ขั้นประยุกต์

งานทางด้าน RF และไมโครเวฟประยุกต์ในปัจจุบันมีความต้องการวงจรกรองความถี่ที่มีคุณสมบัติที่ดีและแตกต่างไปจากวงจรกรองความถี่เชบีเชฟที่มีโดยทั่วไป ทั้งนี้เนื่องมาจากการที่ระบบการสื่อสารไร้สายมีข้อกำหนดและความต้องการที่จะใช้ความถี่อย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุด ดังนั้นการออกแบบวงจรกรองความถี่จึงต้องมามีวิธีการออกแบบพิเศษที่สามารถสอดคล้องกับเงื่อนไขที่กำหนดไว้ในเบื้องต้น โดยใช้เทคนิคต่าง ๆ เข้ามาช่วยในการออกแบบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรกรองไม่ว่าจะเป็นการออกแบบโดยใช้คู่ของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์ (Single Pair of Transmission Zeros) การต่อเรียงกันสี่ตัว (Cascaded Quadruplet, CQ) การต่อเรียงกันสามตัว (Trisection and Cascaded Trisection, CT) และอื่น ๆ อีกโดยในงานวิจัยนี้เลือกใช้ การออกแบบโดยใช้คู่ของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์ และ CQ ในการออกแบบ ซึ่งจะมีโครงสร้างลักษณะการเชื่อมต่อดังภาพที่ 2-7



ภาพที่ 2-7 โครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้คู่ของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์
และเป็นการเรียงกันสี่ตัวแบบคลัปปลิงไขว้

ซึ่งในการออกแบบวงจรกรองโดยใช้คู่ของการส่งผ่านที่เป็นศูนย์ก็จะใช้สมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันสำหรับวงจรกรองความถี่ที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.3 และสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมโยงระหว่างเรโซเนเตอร์ และค่าประสิทธิภาพภายในกับภายนอก ได้จากสูตรคำนวณดังต่อไปนี้

$$K_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (2-26 \text{ ก})$$

$$K_{m,m+1} = FBW \frac{J_m}{g_m} \quad (2-26 \text{ ข})$$

$$K_{m-1,m+2} = FBW \frac{J_{m-1}}{g_{m-1}} \quad (2-26 \text{ ค})$$

$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_1}{FBW} \quad (2-26 \text{ ง})$$

โดยที่ค่า FBW จะหาค่าได้จาก

$$FBW = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (2-27)$$

โดยที่ f_2, f_1 คือ ช่วงของแถบผ่าน

f_0 คือ ค่าความถี่กลางของวงจรกรองผ่านแถบ

g_m คือ ค่าองค์ประกอบความถี่ต่ำผ่านชั้นแบบ

FBW คือ แพรกซ์แนลแบนด์วิดท์

J_m คือ ค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะของอินเวทเตอร์

ค่าพารามิเตอร์ในการออกแบบต่างๆเหล่านี้จะใช้ในการออกแบบอย่างแม่นยำเมื่อใช้ร่วมกับโปรแกรมจำลองทางไมโครเวฟ

บทที่ 3

การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบและวงจรโคเพิลลิ่งเซอร์แบบ โคแอกเชียลควิตีที่ใช้โพรบคลิปปลิงค์ไขว้แบบคาปาซิทีฟ

ในบทนี้จะกล่าวถึงส่วนของการออกแบบวงจรโคเพิลลิ่งเซอร์ ซึ่งต้องทำออกแบบวงจรกรองความถี่เป็นอันดับแรกก่อน ซึ่งขั้นตอนในการออกแบบมีวิธีการดังต่อไปนี้

1. การกำหนดคุณสมบัติค่าพารามิเตอร์ที่จำเป็นต่างๆ
2. ส่วนที่สองนั้นนำค่าพารามิเตอร์มาหาค่าองค์ประกอบตัวกรองความถี่ต้นแบบมาเพื่อใช้ในการกำหนดค่าคุณภาพภายนอก
3. ส่วนที่สามหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของแต่ละเรโซเนเตอร์ซึ่งจะได้ค่าระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ ขนาดความกว้างของกำแพง และระยะความยาวกับรัศมีของแท่งโพรบคลิปปลิงค์แบบคาปาซิทีฟ
4. ส่วนที่สี่จะเป็นขั้นตอนของการนำค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้ทำการคำนวณไว้ข้างต้นนำไปจำลองในโปรแกรมจำลองและปรับจูนค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบโคแอกเชียลควิตีที่ใช้โพรบคลิปปลิงค์ไขว้แบบคาปาซิทีฟให้ได้ผลการตอบสนองความถี่ที่เหมาะสมมากที่สุด
5. ในส่วนสุดท้าย เมื่อได้ทำการปรับจูนค่าพารามิเตอร์เสร็จเรียบร้อยแล้ว ก็ทำการออกแบบวงจรโคเพิลลิ่งเซอร์แบบโคแอกเชียลควิตีที่ใช้โพรบคลิปปลิงค์ไขว้แบบคาปาซิทีฟต่อไปได้เลย โดยนำวงจรกรองที่ได้ทั้งด้านรับและด้านส่ง ทั้งสองมาประกอบรวมกันเป็นวงจรโคเพิลลิ่งเซอร์ โดยต้องทำการออกแบบวงจรรวมสัญญาณของทั้งสองช่วงความถี่นี้เข้าด้วยกันซึ่งจะอธิบายในลำดับต่อไป

3.1 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบลำดับรับในช่วงความถี่ (1.92GHz - 1.98GHz)

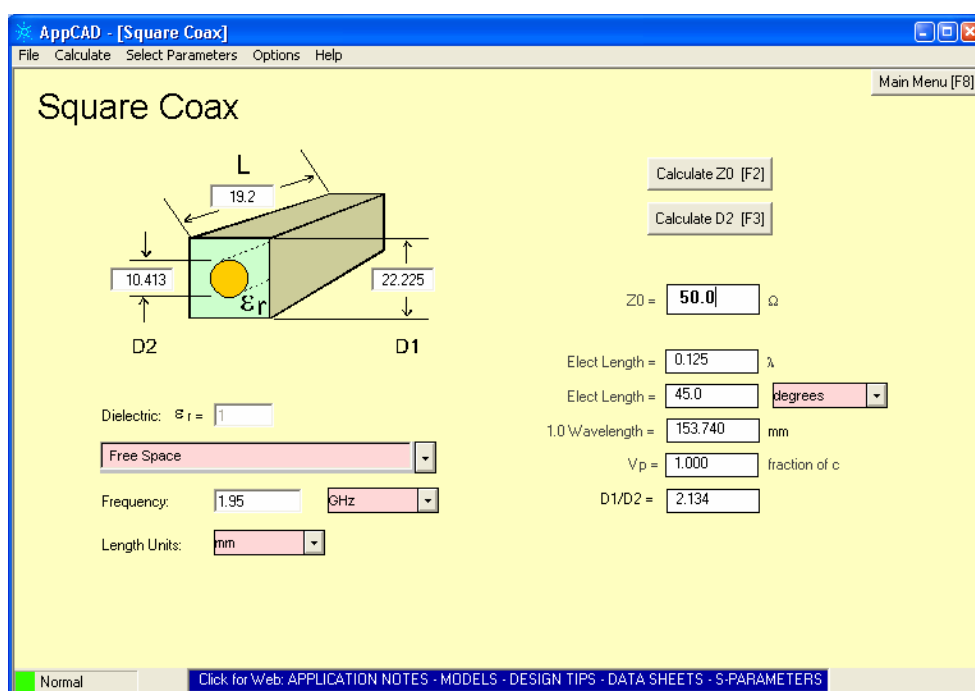
3.1.1 เริ่มต้นต้องกำหนดคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรกรองผ่านแถบที่ต้องการออกแบบ โดยจะมีค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญคือ ความถี่กลาง (f_0) แบนด์วิดท์ (BW) ค่าการสูญเสียของช่วงความถี่ผ่าน (S_{21}) ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) ขนาดของการกระเพื่อม (L_{AR}) จำนวนของเรโซเนเตอร์ (n) เพื่อกำหนดคุณลักษณะของวงจรกรองผ่านแถบตามที่ต้องการ โดยจะกำหนดค่าในการออกแบบต่างๆ ดังในตารางที่ 3-1

3.1.2 กำหนดขนาดของตัวกรองความถี่ต้นแบบ เริ่มจากการหาขนาดของกล่องควาวิตี โครงสร้างแบบโคแอกเซียลขนาดหนึ่งเรโซเนเตอร์ก่อนโดยสามารถหาได้จากโปรแกรม AppCAD for Window ซึ่งค่าคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรกรองผ่านแถบด้านรับมาจากตารางที่ 3-1 ที่จะนำมาใช้ หาค่าองค์ประกอบตัวกรองความถี่ ต้นแบบได้

ตารางที่ 3-1 ค่าคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรกรองผ่านแถบด้านแถบรับ

ค่าความถี่กลาง (f_0)	1950 MHz
ค่าแบนด์วิดท์ที่ -3 dB (BW)	60 MHz
ค่าการสูญเสียของช่วงความถี่ผ่าน (S_{21})	ไม่เกิน 3 dB
ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0)	50 โอห์ม
ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11})	-20dB
ขนาดของการกระเพื่อม (L_{AR})	ไม่เกิน 0.1 dB
ชนิดของวงจรผ่านแถบ	เชปีเชฟ
จำนวนของเรโซเนเตอร์ (n)	4

ค่าพารามิเตอร์ในตารางนำมาออกแบบโดยใช้โปรแกรม AppCAD for Windows ได้ผลดังภาพที่ 3-1



ภาพที่ 3-1 การคำนวณหาขนาดของโคแอกเซียลควาวิตีด้วยโปรแกรม Appcad for Window

จากในภาพที่ 3-1 เป็นการคำนวณหาขนาดของกล่องโคแอคเซียลควิตี้ โดยจะกำหนดให้โครงสร้างโคแอคเซียลเรโซเนเตอร์มีความยาวทางไฟฟ้า (Electrical Length) เริ่มต้นที่ประมาณ $\lambda/8$ หรือ $\theta_0 = 45^\circ$ ที่ความถี่กลาง 1.950 GHz ได้กำหนดค่าต่างๆ อีกไว้ด้วยดังต่อไปนี้

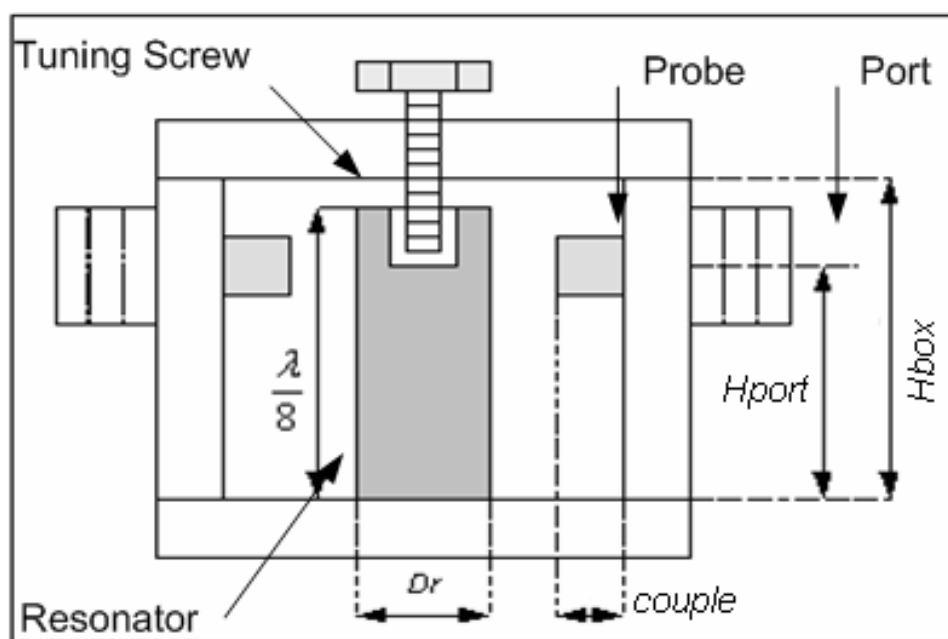
ค่า Dielectric ϵ_r ของฉนวนตัวนำกำหนดให้เป็นสุญญากาศ	= 1
ค่าความถี่กลางของวงจรความถี่ด้านรับ	= 1.95 GHz
กำหนดหน่วยมาตราวัด	= มิลลิเมตร (mm)
ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0)	= 50Ω
ความยาวทางไฟฟ้า	= 0.125λ
ความยาวทางไฟฟ้า	= 45 degrees
ความยาวคลื่น	= 153.470 mm
V_p	= 1 fraction of c
D1/D2	= 2.134

เมื่อทำการสั่งให้โปรแกรม AppCAD คำนวณผล ก็จะได้ขนาดของกล่องโคแอคเซียล ควิตี้ ดังนี้

ความสูงของแท่งเรโซเนเตอร์	= 19.2 mm
กล่องมีขนาดกว้าง x ยาว	= 22.225 mm x 22.225 mm
เส้นผ่านศูนย์กลางของแท่งเรโซเนเตอร์	= 10.413 mm

ต่อจากนั้นจึงนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการคำนวณด้วยโปรแกรม AppCAD นี้ นำไปออกแบบด้วยโปรแกรมออกแบบทางไมโครเวฟ (CST Software EM Simulation) ตามโครงสร้างในภาพ ที่ 3-2 ซึ่งในการกำหนดเนื้อวัสดุในโปรแกรมออกแบบไมโครเวฟนี้ ได้เลือกเนื้อวัสดุชิ้นงานให้สอดคล้องกับวัสดุที่สามารถสร้างได้จริง สามารถกัดชิ้นงานได้ง่าย มีราคาถูก และสามารถทำการปรับรูปผลการตอบสนองทางความถี่ได้ จึงเลือกใช้โครงสร้างที่เป็นเรโซเนเตอร์แบบโคแอคเซียลควิตี้ โดยกำหนดให้ใช้แท่งอลูมิเนียมอัลลอยด์ (Aluminum Alloy) ทรงตันนำมากัดตามรูปทรงที่ได้ออกแบบไว้ และใช้พอร์ตป้อนสัญญาณเป็นแบบ N-type ค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50Ω และใช้แท่งทองเหลืองทรงกระบอกเป็นโพรบ (Probe) วางไว้ด้านบนฝากล่องด้านนอกเพื่อเป็นตัวปรับค่า และวางไว้บนตำแหน่งของแต่ละเรโซเนเตอร์ด้วยเช่นกัน สาเหตุที่เลือกใช้วัสดุที่ทำมาทองเหลืองนั้นเพราะหน้าสัมผัสของทองเหลืองจะมีความยืดหยุ่นดีกว่าวัสดุชิ้นอื่นเช่น อลูมิเนียม

หรือทองแดง เมื่อเวลาทำการปรับค่าค่าเกลิยวของน้อตทองเหลืองตัวปรับค่าจะได้แนบสนิทกับ ฝากล่องได้มากที่สุด เพื่อไม่ให้สัญญาณภายในหลุดรอดออกมา และในส่วนการวางตำแหน่งของ พอร์ต N-type จะต้องทำการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆจากการคำนวณก่อน เพื่อให้ได้ผลการ ตอบสนองตรงกับความถี่ที่ออกแบบไว้ในตอนต้นนั้นให้ถูกต้องมากที่สุด ก่อนที่จะนำมาสร้างวงจร กรองผ่านแถบที่มีหลาย เรโซเนเตอร์ในขั้นต่อไป



ภาพที่ 3-2 ขนาดต่างๆของเรโซเนเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ

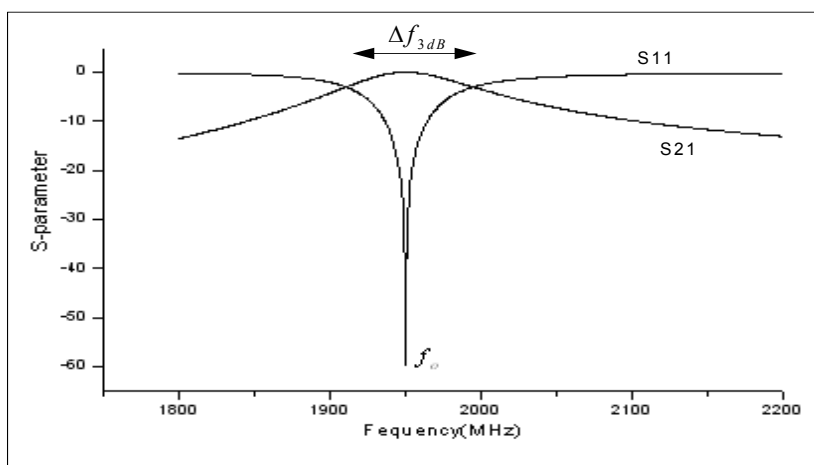
ลำดับต่อมาคือการหาขนาดและระยะการจัดวางของหัวโพรบอินพุตและเอาต์พุต ซึ่งจะใช้ ค่าตัวประกอบคุณภาพภายนอก Q_e เป็นตัวกำหนดค่าพารามิเตอร์โดยจะสามารถคำนวณตาม สมการที่ (2-20) และ (2-21) จากพารามิเตอร์ในตารางที่ 3-1 จะสามารถคำนวณหาค่าตัวประกอบ คุณภาพภายนอกทั้งอินพุตและเอาต์พุตเท่ากับ 30.3268 ($Q_{ei} = Q_{eo} = 30.3268$) เมื่อได้ค่าตัว ประกอบคุณภาพภายนอกจากการคำนวณแล้ว ต่อไปจะทำการหาค่าพารามิเตอร์ระยะการวางของ พอร์ต โดยจะใช้โปรแกรมจำลองทางไมโครเวฟช่วยในการหาค่าการวางตำแหน่งของพอร์ต โดยเมื่อปรับความยาวของหัวพอร์ต ขนาดรัศมี ความสูงของหัวพอร์ต และความสูงของกล่องควิตี้ ซึ่งในการปรับค่าพารามิเตอร์ทั้งสี่นี้จะมีผลทำให้ผลตอบสนองทางความถี่เปลี่ยนแปลงไปด้วยโดยใน การปรับค่าพารามิเตอร์นั้นต้องการให้ผลตอบสนองความถี่ที่ความถี่กลางและค่าแบนด์วิทที่ -3dB เท่ากับ 60MHz ผลการจำลองแสดงไว้ในภาพที่ 3-3 จากความสัมพันธ์ระหว่างค่าพารามิเตอร์ต่างๆ กับผลตอบสนองทางความถี่ได้แสดงไว้ในภาพที่ 3-4 ถึงภาพที่ 3-7

ในส่วนของการคำนวณคุณภาพภายนอกจากการจำลองโครงสร้างตัวกรองความถี่ต้นแบบ จะสามารถหาได้ว่า ตัวประกอบคุณภาพภายนอกจะเท่ากับค่าความถี่กลางของตัวกรองความถี่ต้นแบบหารด้วยแบนด์วิธที่ -3 dB ดังที่แสดงในสมการที่ (3-1)

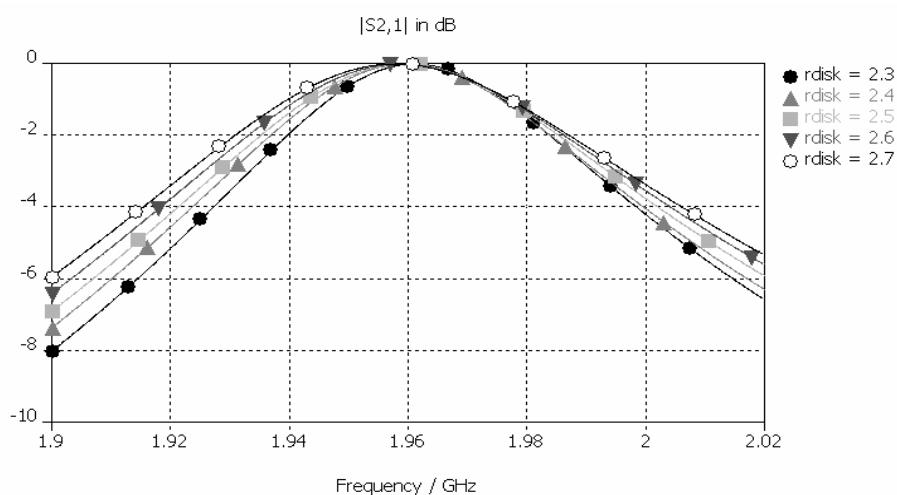
$$Q_e = \frac{f_o}{\Delta f_{3dB}} \quad (3-1)$$

เมื่อ f_o คือ ความถี่กลางของตัวกรองความถี่ต้นแบบ

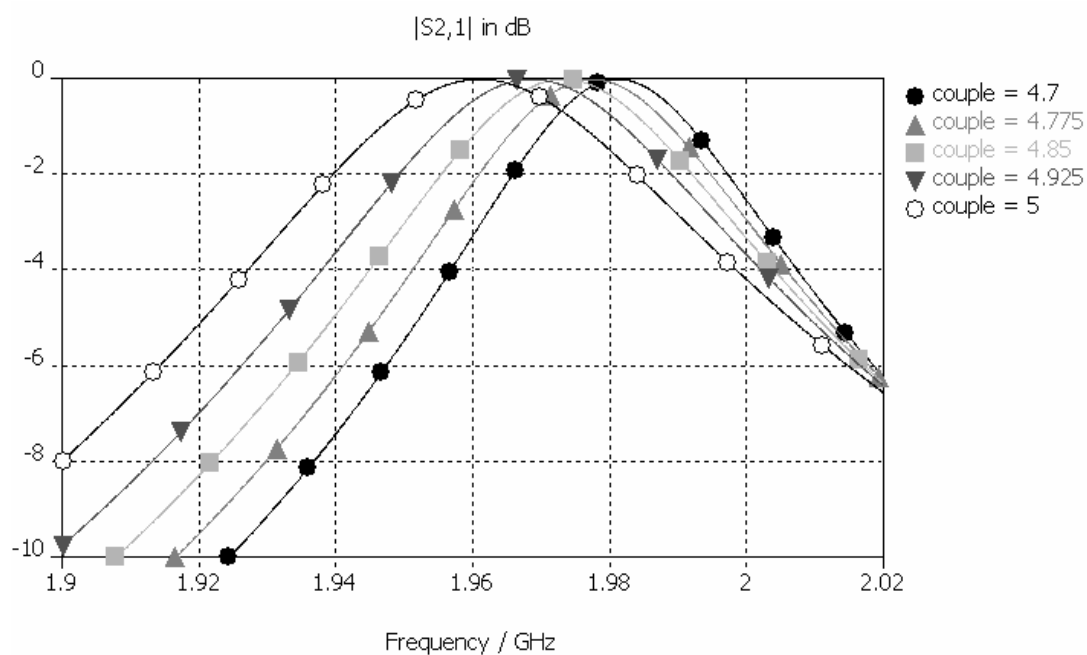
Δf_{3dB} คือ แบนด์วิธที่ -3 dB



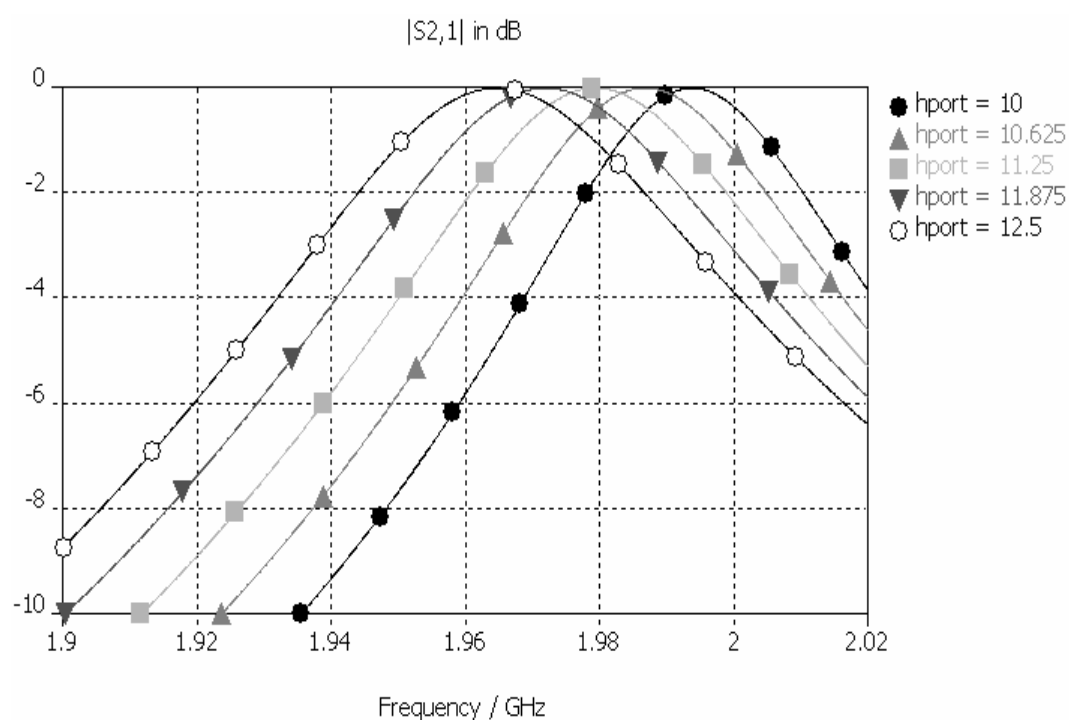
ภาพที่ 3-3 ผลตอบสนองทางความถี่จากการกระตุ้นเรโซเนเตอร์ด้วยโปรแกรมจำลองทางไมโครเวฟ



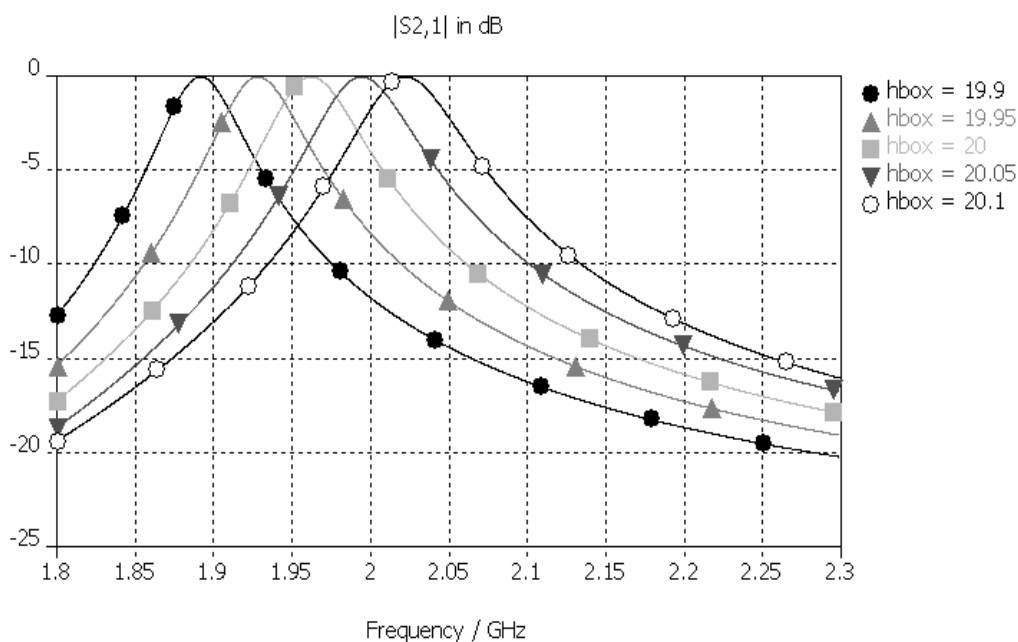
ภาพที่ 3-4 ผลตอบสนองทางความถี่จากการจำลองเมื่อเปลี่ยนขนาดรัศมีของหัวโพรบ (Rdisk)



ภาพที่ 3-5 ผลตอบสนองทางความถี่จากการจำลองเมื่อทำการเปลี่ยนขนาดความยาวของหัวโพรบ (Couple)



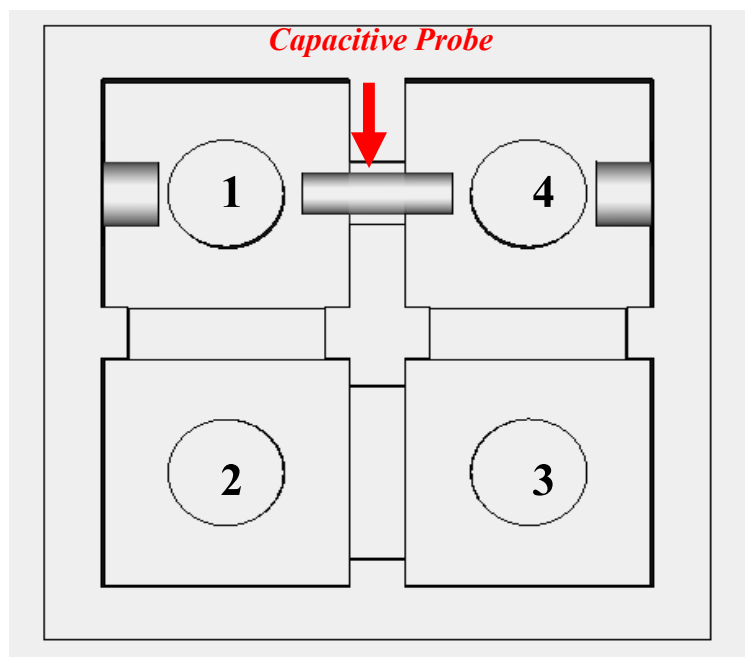
ภาพที่ 3-6 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนระยะความสูงของหัวพอร์ต (Hport)



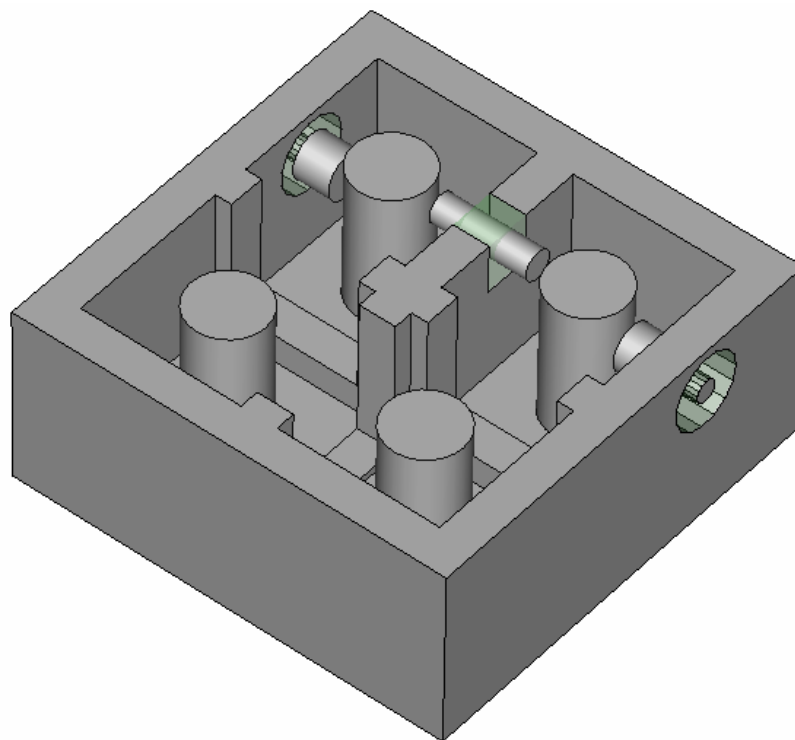
ภาพที่ 3-7 ผลการจำลองผลตอบแทนทางความถี่การเปลี่ยนระยะความสูงของกล่องควิตี้ (Hbox)

จากความสัมพันธ์ของการปรับค่าพารามิเตอร์ทั้งสี่นี้ เมื่อทำการปรับค่ารัศมีของหัวพอร์ตให้เพิ่มมากขึ้นแบนด์วิธของผลตอบแทนทางความถี่ก็จะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย เมื่อทำการปรับค่าความยาวของพอร์ตให้ยาวขึ้นค่าความถี่กลางจะเลื่อนต่ำลง เมื่อทำการปรับค่าความสูงของพอร์ตให้สูงมากขึ้นความถี่กลางจะลดลง และเมื่อปรับค่าระยะความสูงของกล่องควิตี้ให้สูงขึ้นค่าความถี่กลางจะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย โดยในการเลือกพารามิเตอร์ที่เหมาะสมนี้จะกำหนดค่าความถี่กลางเท่ากับ 1.95 GHz แบนด์วิธที่-3dB ประมาณ 60MHz แล้วเมื่อทำการปรับค่าทั้งหมดใหม่อีกครั้งจะทำให้ได้ค่ารัศมีของหัวพอร์ตเท่ากับ 3.4445mm ค่าความยาวของหัวพอร์ตเท่ากับ 4.95mm ค่าความสูงของหัวพอร์ตมีค่าประมาณ 12mm ความสูงกล่องควิตี้ประมาณ 20 mm

เมื่อได้ตำแหน่งของพอร์ต,ขนาดของกล่องควิตี้และค่าความสูงของแท่งเรโซเนเตอร์แล้ว ต่อมาจึงนำเรโซเนเตอร์มาต่อให้เป็นคัลป์ลิงแบบไขว้กันจำนวน 4 เรโซเนเตอร์ โดยมีแท่งคาปาซิทีฟโพลดวงอยู่ระหว่างเรโซเนเตอร์ที่ 1 กับ 4 เพื่อให้เกิดการคัลป์ลิงที่ปลายระหว่างเรโซเนเตอร์ 1 กับ 4 มากขึ้น โดยแท่งคาปาซิทีฟนี้จะทำหน้าที่เสมือนเป็นตัวคาปาซิเตอร์ในวงจรสมมูล ดังภาพที่ 3-8 และ ภาพที่ 3-9

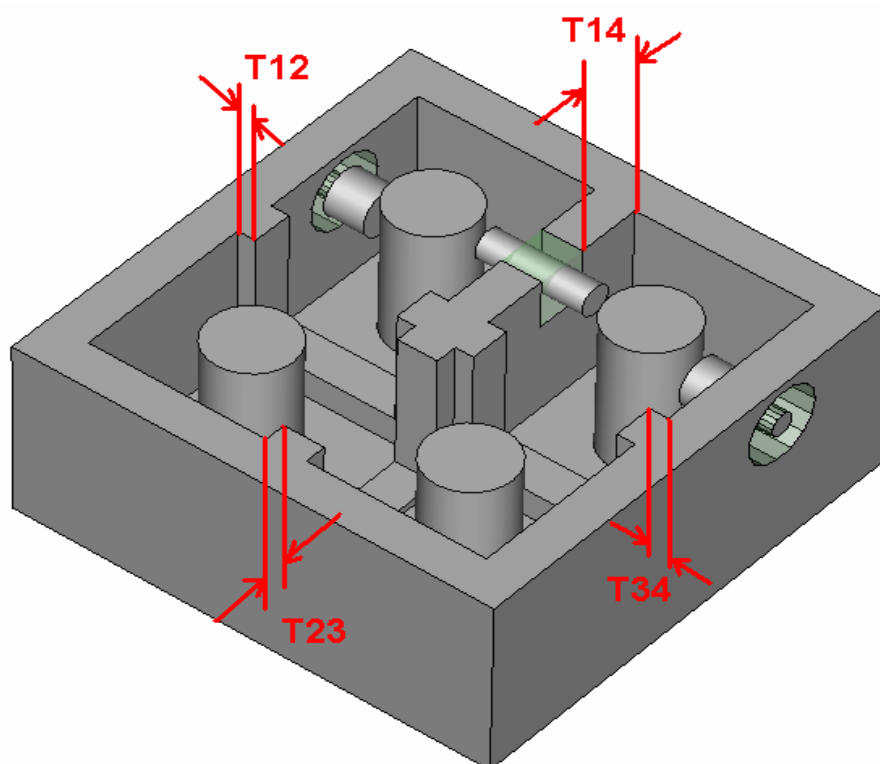


ภาพที่ 3-8 การจัดวางตำแหน่งของเรโซเนเตอร์ตามลำดับตัวเลขและแท่งโพรบคาปาซิทีฟ



ภาพที่ 3-9 การจัดวางตำแหน่งของเรโซเนเตอร์และแท่งโพรบคาปาซิทีฟเมื่อได้ทำการ
ออกแบบลงในโปรแกรม CST 5.0

3.1.3 การกำหนดค่าความหนาของกำแพง ตามภาพที่ 3-10 เมื่อได้ขนาดของตัวรองความถี่ต้นแบบครบถ้วนแล้วในขั้นตอนต่อไป ก็จะทำการหาค่าความหนาของกำแพงกันระหว่างเรโซเนเตอร์ในรูปแบบของค่า T ซึ่งค่า T (Thickness) นี้จะมีความสัมพันธ์กับค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (K) เมื่อค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อนี้จะสามารถคำนวณตามคุณสมบัติที่กำหนดไว้ในตารางที่ 3-1 โดยใช้สมการที่ 2-26 จะได้ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของแต่ละตัวเรโซเนเตอร์ดังนี้คือ ระหว่างเรโซเนเตอร์ตัวที่ 1 กับ 4 จะมีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ K_{14} เท่ากับ 0.005246 ระหว่างเรโซเนเตอร์ตัวที่ 2 กับ 3 จะมีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ K_{23} เท่ากับ 0.02361 ระหว่างเรโซเนเตอร์ตัวที่ 1 กับ 2 และ 3 กับ 4 ซึ่งมีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อที่เท่ากันจะได้ K_{12} และ K_{34} เท่ากับ 0.02679 เมื่อได้ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์แล้วก็จะนำมาหาค่าความหนาของ T ที่ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อเท่ากับที่ได้คำนวณไว้ โดยค่าความหนาของ T จะมีความสัมพันธ์กับค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อเป็นคู่กันระหว่างเรโซเนเตอร์ดังนี้คือ ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ K_{14} และใช้กำหนดขนาดของ T_{14} ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ K_{23} จะใช้กำหนดขนาดความหนาของกำแพง T_{23} และค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ K_{12} จะใช้กำหนดขนาดกำแพงของ T_{12} , T_{34} ซึ่งจะมีรูปแบบการเชื่อมต่อดังที่ได้แสดงในภาพที่ 3-10



ภาพที่ 3-10 ความหนาของกำแพงเชื่อมต่อ T

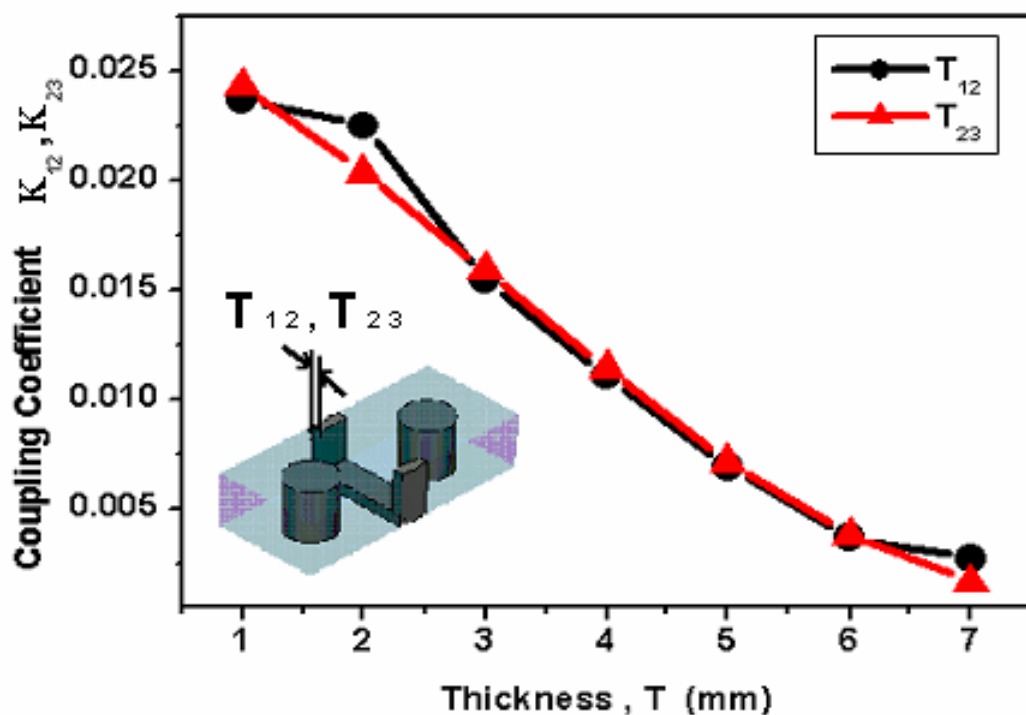
สำหรับวิธีการหาขนาดความหนาของกำแพง T จะเริ่มจากการจำลองผลตอบแทนทางความถี่ระหว่างสองเรโซเนเตอร์โดยจะทำการเปลี่ยนแปลงค่า T ไปทีละค่าแล้วดูว่าจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อเป็นเท่าใด ซึ่งสามารถคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของแต่ละเรโซเนเตอร์จากการจำลองได้จากสมการที่ (3-2)

$$K_{ij} = \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \quad (3-2)$$

เมื่อ f_{p1} คือ ผลการตอบสนองทางความถี่ที่เกิดเรโซแนนซ์ด้านต่ำของ S_{21}

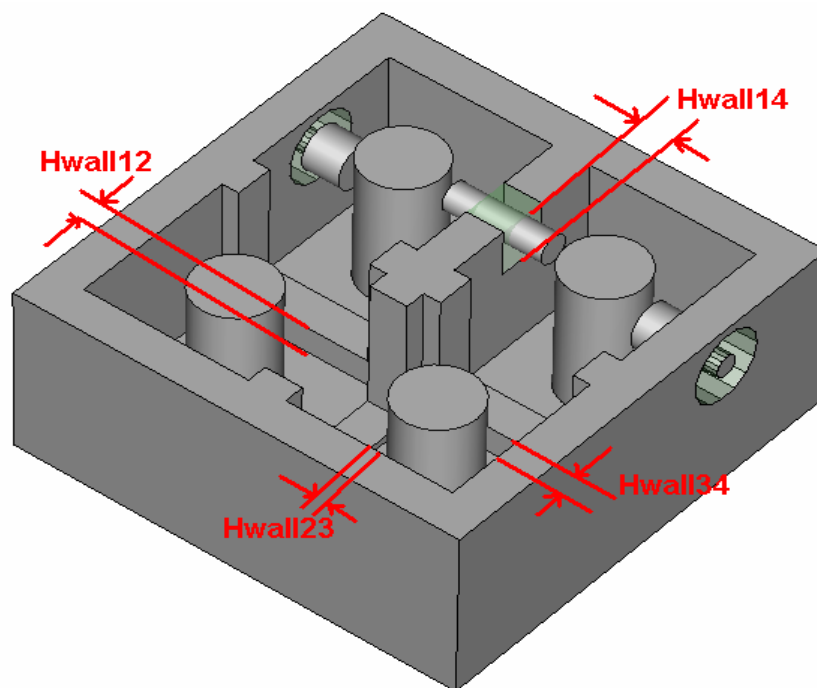
f_{p2} คือ ผลการตอบสนองทางความถี่ที่เกิดเรโซแนนซ์ด้านสูงของ S_{21}

เมื่อเปลี่ยนค่าความหนาของกำแพง T จะทำให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อที่แตกต่างกัน โดยในที่นี้รูปแบบการต่อเชื่อมระหว่างเรโซเนเตอร์ดังแสดงในภาพที่ 3-11

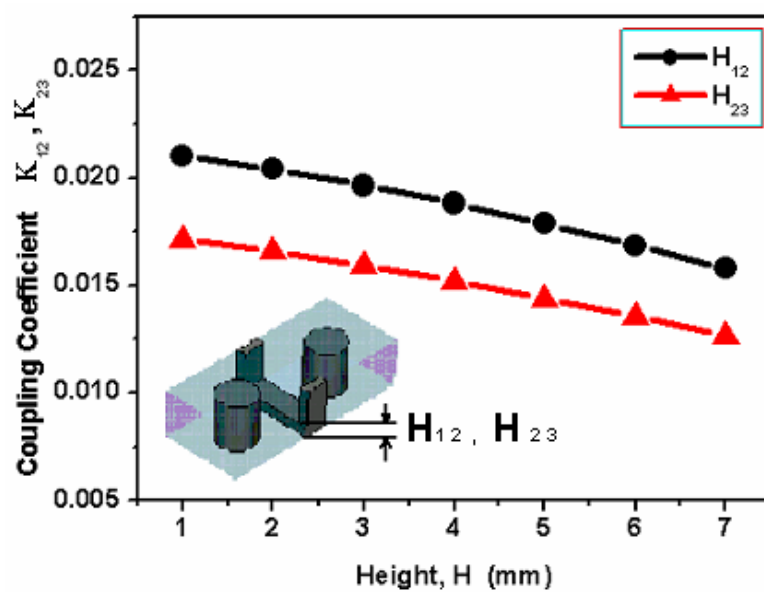


ภาพที่ 3-11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อกับความหนาของกำแพงกั้นระหว่างเรโซเนเตอร์

เมื่อได้ขนาดความหนาของกำแพงแล้วจึงทำการหาค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อกับความสูงของกำแพงที่กั้นไว้ระหว่างเรโซเนเตอร์ต่อดังแสดงภาพที่ 3-12

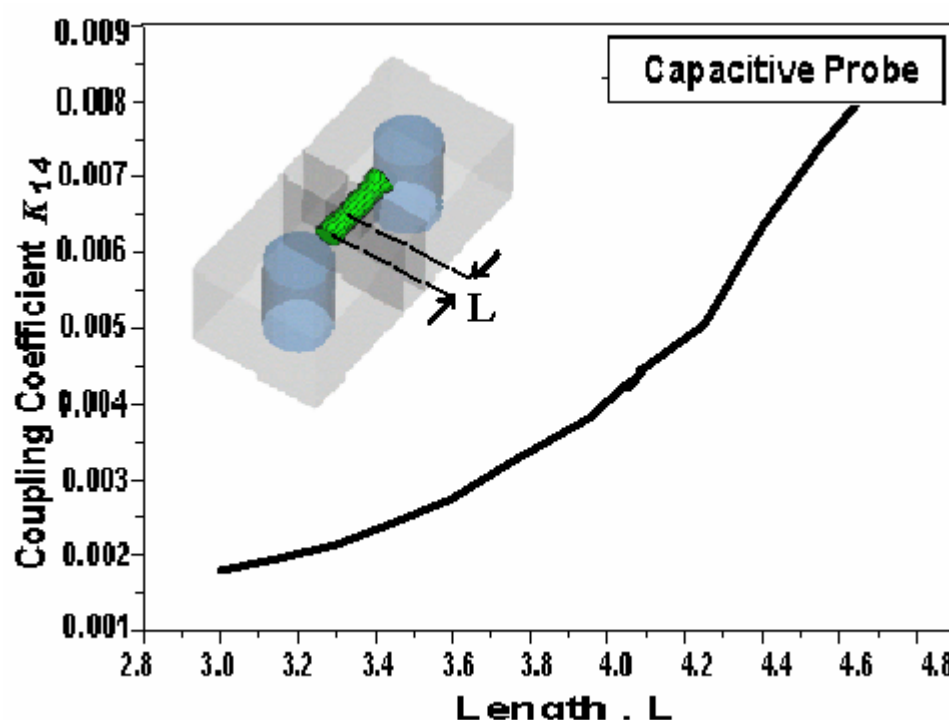


ภาพที่ 3-12 ความสูงของกำแพงเชื่อมต่อ Hwall



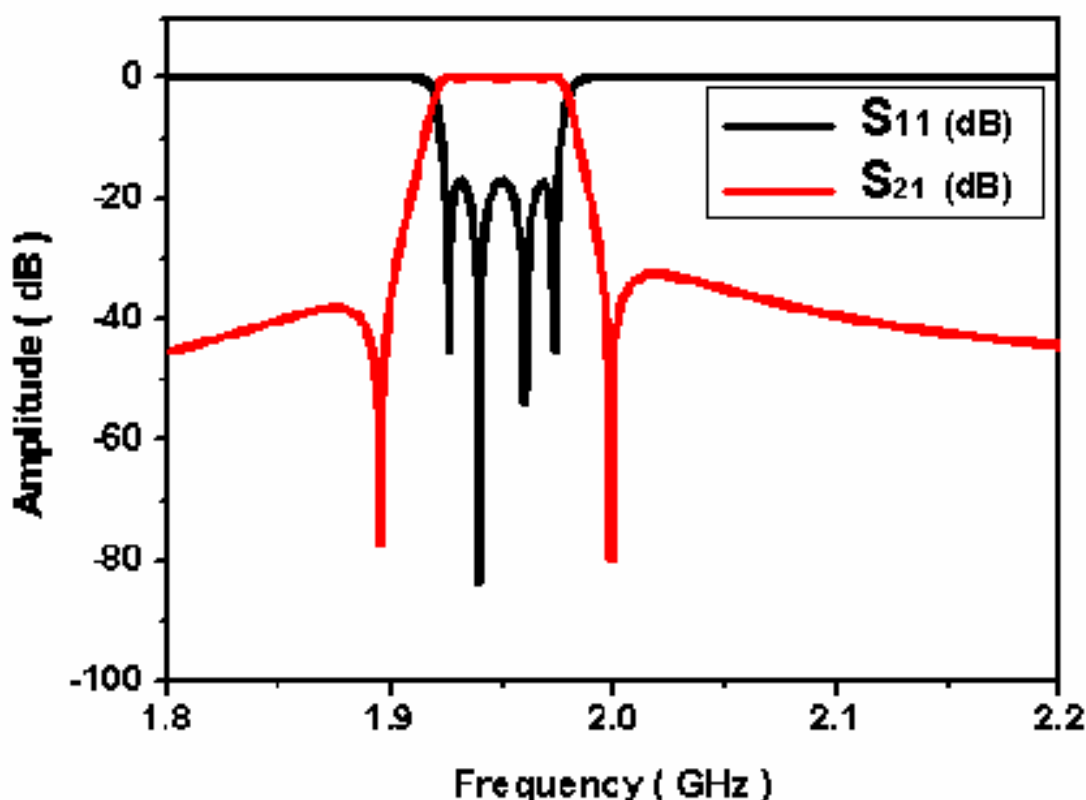
ภาพที่ 3-13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อกับความสูงของกำแพงกั้น (Hwall) ระหว่างเรโซเนเตอร์

สำหรับวิธีการหาขนาดความสูงของกำแพงที่กั้นระหว่างเรโซเนเตอร์ Hwall จะใช้วิธีเดียวกันกับการหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อที่สัมพันธ์กับค่า ตามสมการจากสมการที่ (3-2) ซึ่งผลที่ได้นี้ ได้แสดงไว้ในภาพที่ 3-13 และในขั้นตอนต่อไปคือการหาค่าความสัมพันธ์ระหว่างเรโซเนเตอร์ 1 กับ 4 ที่ได้ทำการวางคาปาซิทีฟโพรบไว้ตรงกลางเพื่อเพิ่มการคลี่ปลิงระหว่างปลายเรโซเนเตอร์ทั้งสองอันนี้ในการหาความสัมพันธ์นี้ จะใช้วิธีการปรับค่าความยาวของแท่งคาปาซิทีฟโพรบนั่นเองโดยที่กำหนดครีมีไว้คงที่ 4.2 mm ผลของการหาค่าความสัมพันธ์ของสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่าง เรโซเนเตอร์ 1 กับ 4 จะเป็นดังภาพที่ 3-14 นั้นแสดงให้เห็นว่าเมื่อทำการเพิ่มความยาวของแท่งคาปาซิทีฟโพรบนี้ให้ใกล้เคียงเรโซเนเตอร์มากขึ้นเท่าไร การคลี่ปลิงที่เกิดขึ้นบริเวณปลายแท่งเรโซเนเตอร์ก็จะสูงขึ้นตามไปด้วย แต่ก็มีข้อกำหนดในการปรับจูนค่าทั้งหมดนี้คือค่าที่สามารถใช้ได้มันจะอยู่ในช่วงๆหนึ่งเท่านั้น ต้องคำนึงถึงผลกระทบด้านความถี่เป็นสำคัญที่สุด ดังนั้นถึงแม้ว่าจะได้ขนาดกำแพงตามความสัมพันธ์ตามที่คำนวณไว้แล้ว ต้องทำการจำลองผลย้อนกลับอีกครั้งเพื่อดูผลกระทบทางความถี่ทั้งหมดอีกครั้ง

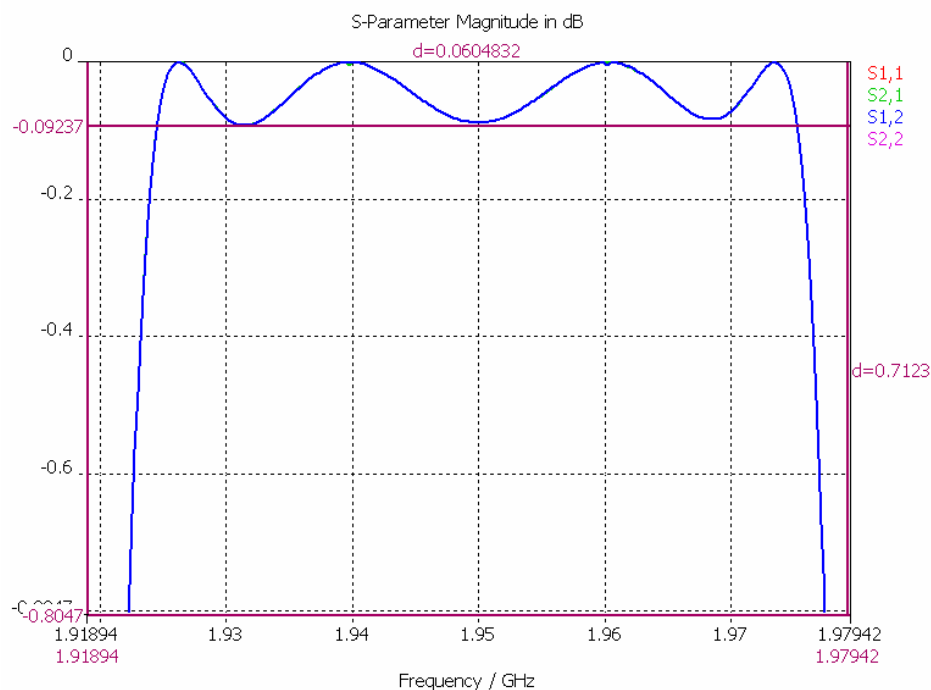


ภาพที่ 3-14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่องับความยาว
ของแท่งคาปาซิทีฟโพรบ (L) ระหว่างเรโซเนเตอร์ 1 กับ 4

3.1.4 เมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ต้องการครบหมดแล้วโดยการออกแบบจากหัวข้อข้างต้น ที่กล่าวมา สำหรับหัวข้อในส่วนนี้จึงจะนำค่าพารามิเตอร์ต่างๆ มาทำการจำลองผลโดยทำการ ปรับแต่งค่าพารามิเตอร์เพื่อให้ได้ค่าที่ต้องการ สำหรับความสัมพันธ์ของค่าพารามิเตอร์ที่ได้ ปรับแต่งเพื่อให้ได้คุณสมบัติเหมาะสมตามที่ต้องการในตารางที่ 3-1 นั้นผลการจำลองได้แสดงไว้ ในภาพที่ 3-15 จะเห็นได้ว่าเกิด Transmission Zeros ขึ้นสองด้าน ด้วยเทคนิคการวางเรโซเนเตอร์ แบบไขว้ โดยมีแท่งคาปาซิทีฟโพรบเป็นตัวทำให้เกิดการคลี่ปลิงแบบไขว้ และเมื่อได้ทำการ จำลองผลโดยทำการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์เพื่อให้ได้ค่าที่ต้องการจะได้ค่า T_{14} เท่ากับ 8 มิลลิเมตร, T_{23} เท่ากับ 2.77 มิลลิเมตร และ T_{12} , T_{34} เท่ากับ 2.3 มิลลิเมตร และ $Hwall_{14}$ เท่ากับ 11.5 มิลลิเมตร $Hwall_{23}$ เท่ากับ 3.636 มิลลิเมตร $Hwall_{12}$ และ $Hwall_{34}$ เท่ากับ 3.7 มิลลิเมตร ซึ่ง แสดงผลตอบสนองทางความถี่ในภาพที่ 3-15 โดยค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} มีค่าการสูญเสีย น้อยกว่า 0.1 dB ดังภาพ ที่ 3-16 และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับได้ประมาณ -20 dB



ภาพที่ 3-15 ผลตอบสนองทางความถี่วงจรกรองผ่านแถบด้านแถบรับ



ภาพที่ 3-16 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} มีค่าการสูญเสียน้อยกว่า 0.1

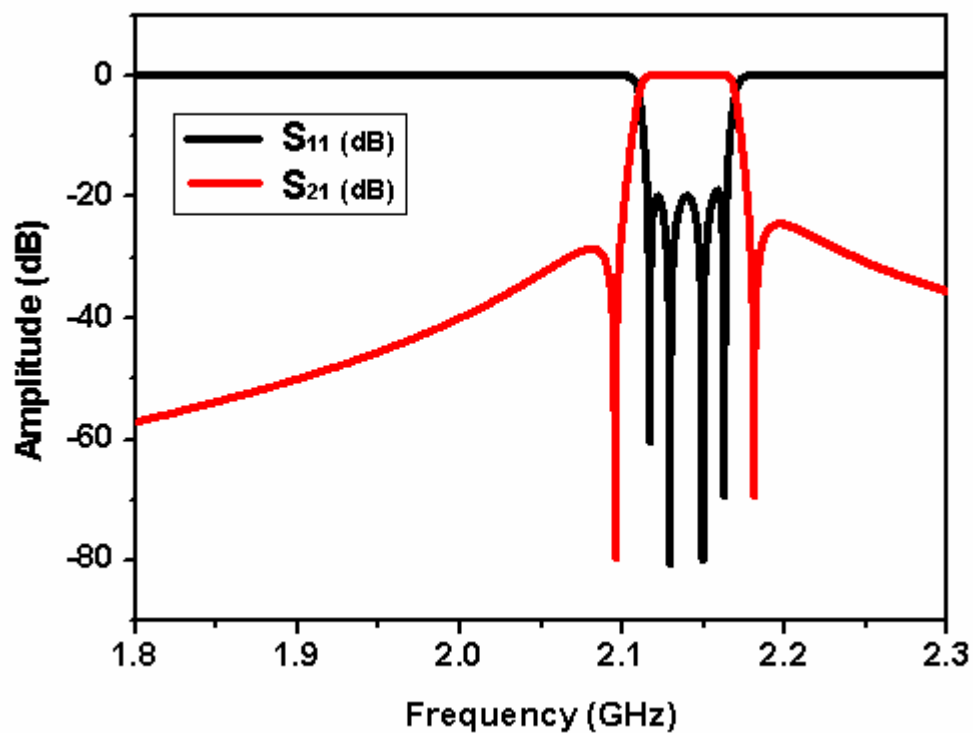
3.2 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบด้านส่งในช่วงความถี่ (2.11GHz-2.17GHz)

สำหรับการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบด้านส่งนั้นจะมีขบวนการออกแบบเหมือนกับการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบด้านแถบรับ แต่จะมีค่าความถี่กลางต่างกัน โดยในที่นี้จะขอกล่าวถึงการออกแบบวงจรแบบคร่าวๆ

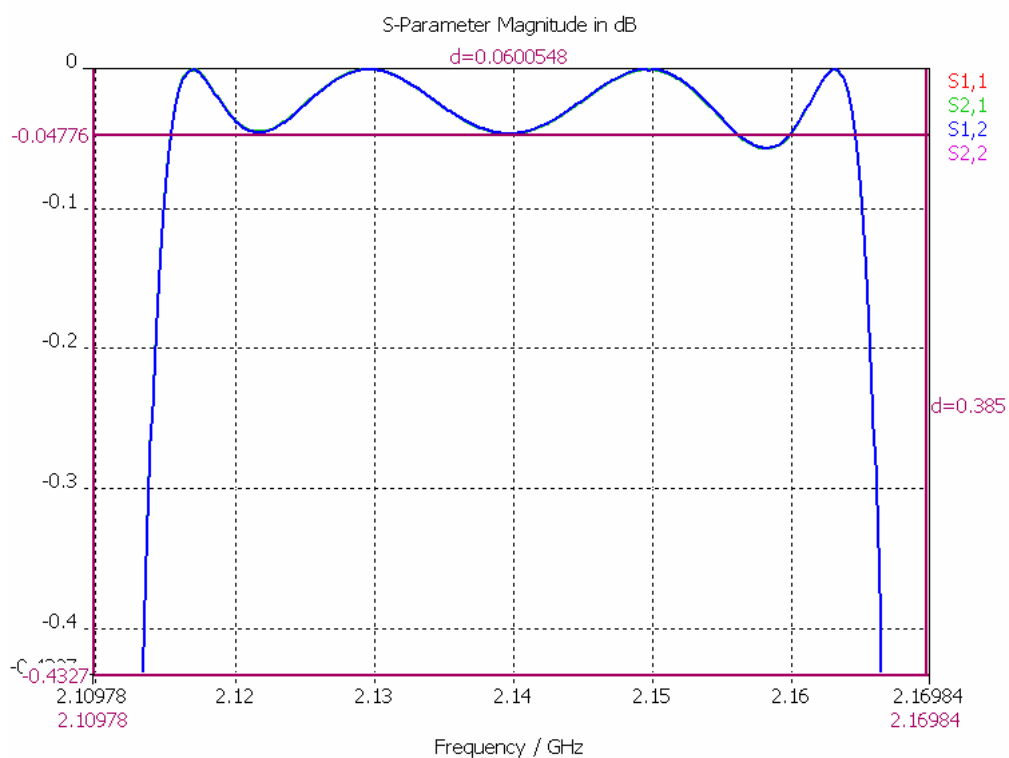
จะเริ่มจากการกำหนดคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรกรองผ่านแถบที่ต้องการออกแบบโดยจะมีค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญดังในตารางที่ 3-2

ตารางที่ 3-2 ค่าคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรกรองผ่านแถบด้านแถบส่ง

ค่าความถี่กลาง (f_0)	2140 MHz
ค่าแบนด์วิดท์ที่ -3 dB (BW)	60 MHz
ค่าการสูญเสียของช่วงความถี่ผ่าน (S_{11})	ไม่เกิน 3 dB
ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0)	50 โอห์ม
ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11})	-20dB
ขนาดของการกระเพื่อม	ไม่เกิน 0.1 dB
ชนิดของวงจรผ่านแถบ	เชปีเชฟ
จำนวนของเรโซเนเตอร์ (n)	4



ภาพที่ 3-17 ผลตอบสนองทางความถี่วงจรกรองผ่านแถบด้านแถบส่ง



ภาพที่ 3-18 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} มีค่าการสูญเสียน้อยกว่า 0.1

3.3 การออกแบบวงจรไดเฟล็กซ์เซอร์

ในส่วนของการออกแบบไดเฟล็กซ์เซอร์จะประกอบไปด้วยชุดของวงจรกรองผ่านแถบทั้งด้านรับและส่ง ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของแต่ละวงจรที่ได้ทำออกแบบมาเป็นที่เรียบร้อยแล้ว จากหัวข้อที่ผ่านมา นำมาประกอบรวมกับวงจรแยกสัญญาณดังภาพที่ 3-19 ซึ่งจะสามารถออกแบบโดยใช้เทคนิคการหาค่า S-parameter ด้วยการหาค่าเหมาะสมที่สุดโดยใช้โปรแกรมจำลองทางไมโครเวฟช่วยในการออกแบบโดยขั้นตอนในการออกแบบมีดังนี้

3.3.1 กำหนดค่าพารามิเตอร์เริ่มในส่วนวงจรแยกสัญญาณโดยมี

3.3.1.1 ค่าขนาดกล่องเริ่มต้นเท่ากับขนาดกล่องที่ได้คำนวณไว้สำหรับวงจรกรองแถบผ่านทั้งด้านรับและด้านส่งเท่ากับ 22.225 mm x 22.225 mm

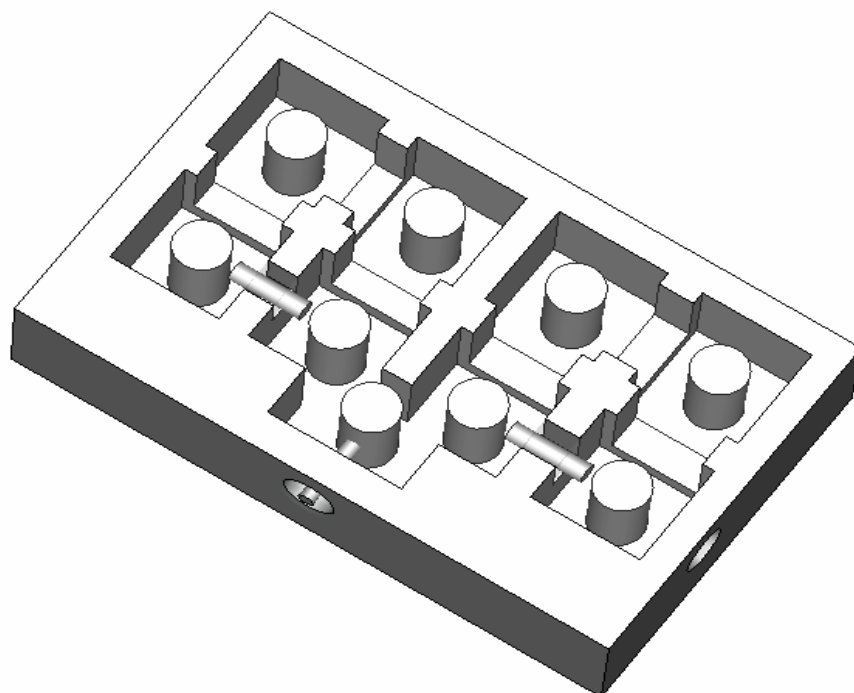
3.3.1.2 ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของเรโซเนเตอร์ เท่ากับ 10.413 mm. และความสูงของแท่ง เรโซเนเตอร์กำหนดให้เริ่มที่ค่าความสูงกึ่งกลางระหว่างวงจรกรองความถี่ทั้งด้านรับเท่ากับ 19.2 mm และด้านส่ง เท่ากับ 18.9 mm

3.3.1.3 ค่ารัศมีของโพรบป้อนสัญญาณเท่ากับ 3.4445 mm. ทั้งสองด้านความยาวของโพรบป้อนสัญญาณ ให้มีค่าเท่ากับค่าความยาวโพรบของวงจรกรองแถบผ่านด้านรับเท่ากับ 4.96 mm. และให้ค่าความยาวโพรบของวงจรกรองแถบผ่านด้านส่งเท่ากับ 4.95 mm

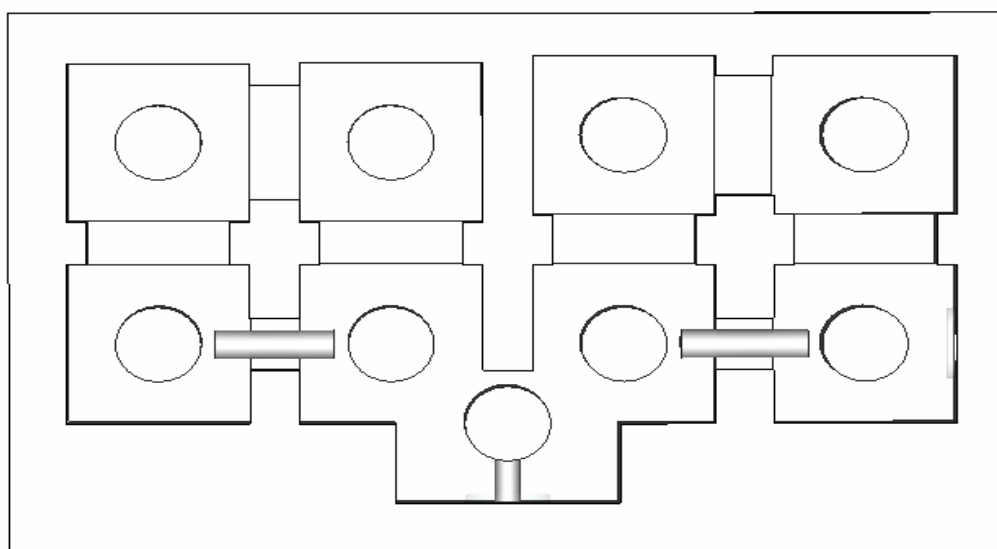
3.3.1.4 ค่าระยะห่างของก้ำแพงระหว่างเรโซเนเตอร์ของวงจรกรองผ่านแถบด้านรับประมาณ 6mm. และค่าระยะห่างของก้ำแพงระหว่างเรโซเนเตอร์ของด้านส่งประมาณ 7 mm

3.3.1.5 ค่าความสูงของกล่องให้เท่ากันทั้งสองด้านโดยมีค่าเท่ากับ 20.015 mm ของวงจรกรองแถบผ่านทั้งสองด้าน

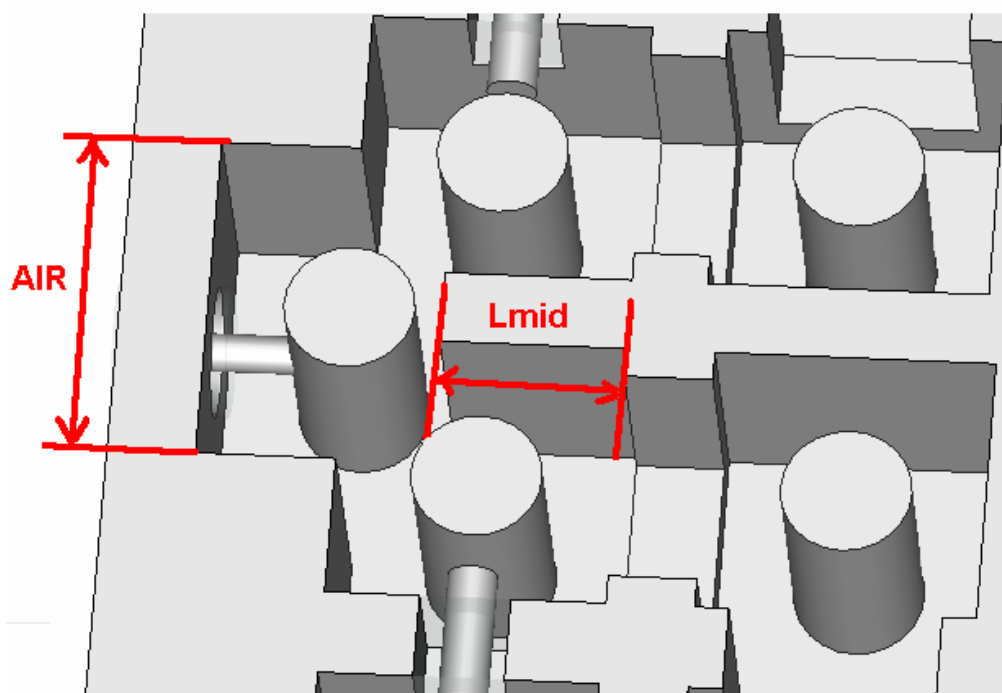
3.3.1.6 ทำการกำหนดคุณสมบัติของไดเฟล็กซ์เซอร์ให้มีค่าสูญเสียการใส่แทรก S_{21} ไว้ที่ประมาณ 0.5 dB ค่าสูญเสียการสะท้อน S_{11} ประมาณ -10 dB โดยไดเฟล็กซ์เซอร์จะมีผลตอบแทนทางความถี่ดังแสดงในภาพที่ 3-22



ภาพที่ 3-19 วงจรไดเฟล็กซ์เซอร์ที่ประกอบด้วยวงจรกรองผ่านแถบทั้งด้านรับและส่ง

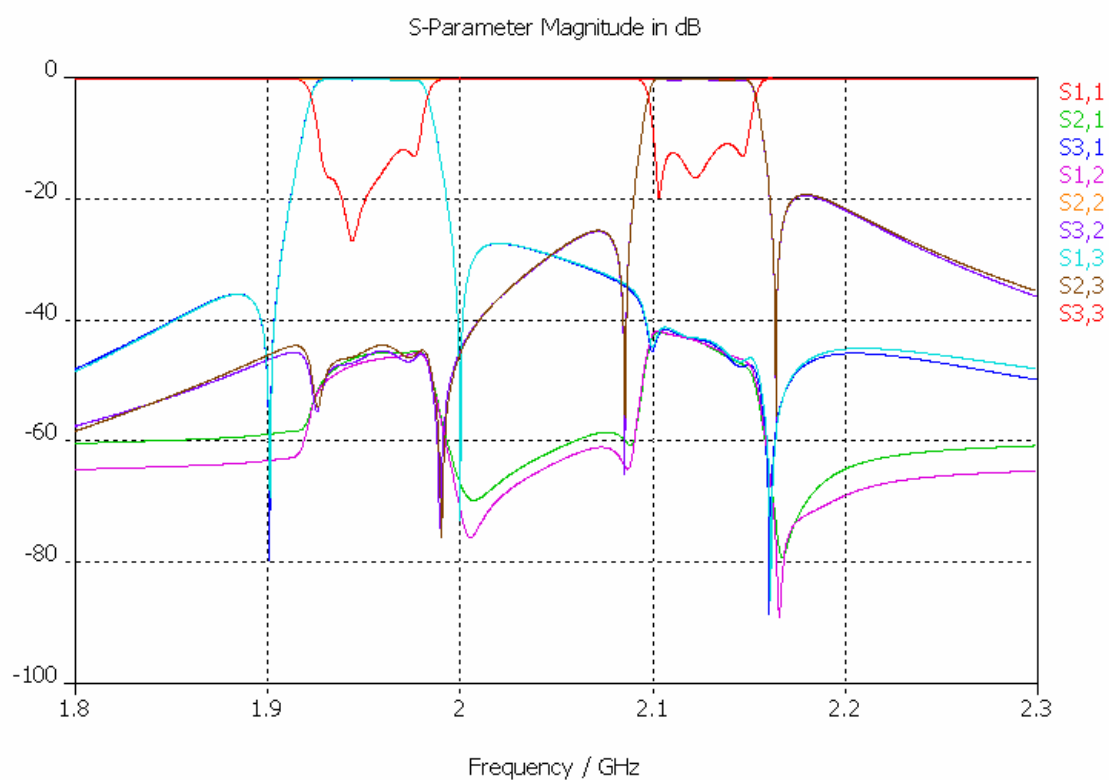


ภาพที่ 3-20 ไดเฟล็กซ์เซอร์ที่ประกอบจากวงจรกรองผ่านแถบทั้งด้านรับและส่ง โดยมีพอร์ตอยู่ตรงกลางทำหน้าที่รวมสัญญาณทั้งสองด้านวงจรกรองผ่านแถบเข้าด้วยกัน

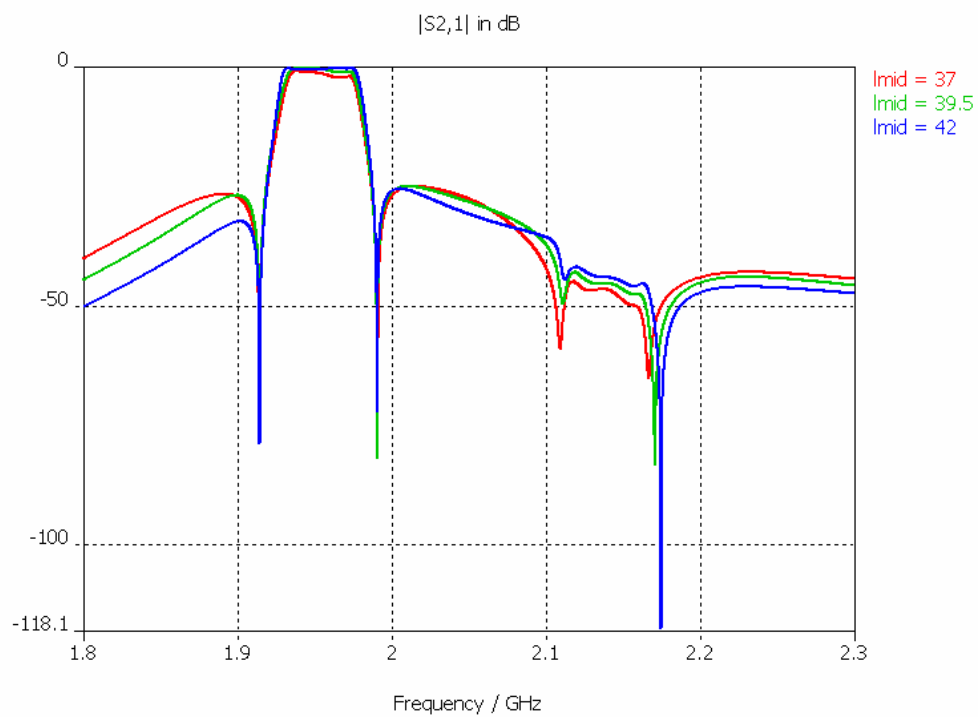


ภาพที่ 3-21 ภาพขยายให้เห็นพอร์ตร่วมสัญญาณที่อยู่ตรงกลางระหว่างสองด้านวงจรกรอง

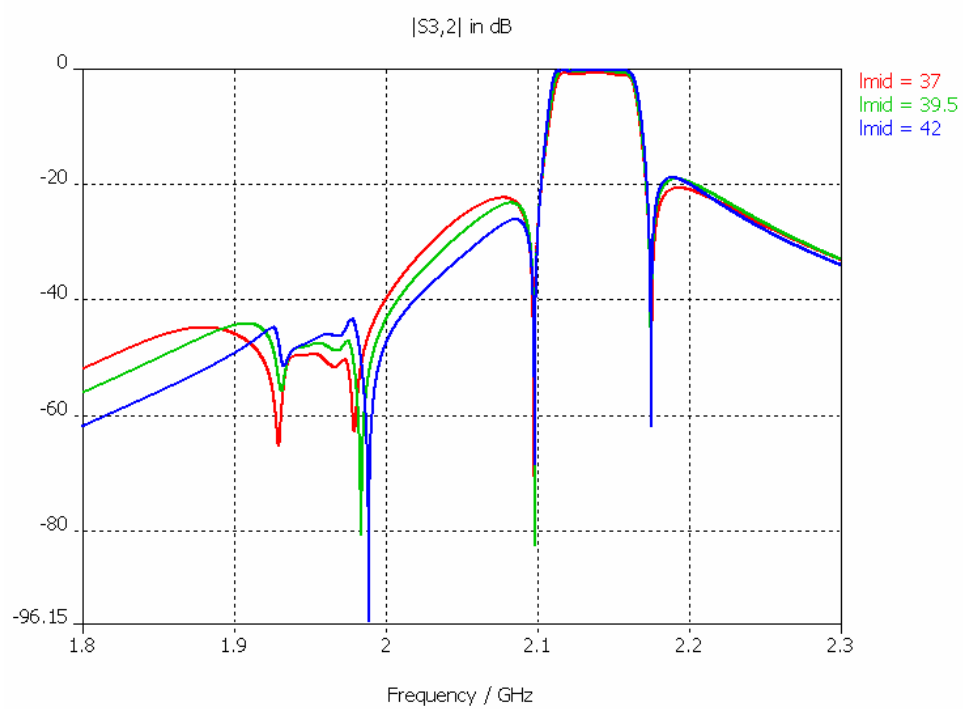
การปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญคือการปรับค่าพารามิเตอร์ของพอร์ตร่วมสัญญาณ ซึ่งในการจำลองผลนี้ได้กำหนดให้มีเพียง 4 พารามิเตอร์เท่านั้นที่ต้องทำการปรับ ดังแสดงในภาพที่ 3-21 นั่นคือ ความกว้างของห้องตรงจุดรวมสัญญาณ(AIR) และความยาวของกำแพงที่กั้นแบ่งระหว่างวงจรกรองทั้งสองด้าน(Lmid) โดยในการปรับค่านี้จะเริ่มปรับที่ตัวใดก่อนก็ได้ผลของการปรับพารามิเตอร์ทั้งสองนี้จะแสดงให้เห็นผลกระทบทางความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปเมื่อปรับจนค่าที่เหมาะสม ในภาพที่ 3-23 ถึงภาพที่ 3-30 ซึ่งเมื่อทำการเพิ่มความยาวของกำแพงกั้น(Lmid)ระหว่างวงจรกรองทั้งสองความถี่ ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจะมีผลในทางที่ดีขึ้น สามารถดูได้จากในภาพที่ 3-25 รูปขยายค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} และในภาพที่ 3-26 รูปขยายค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{32} ในขณะเดียวกันเมื่อทำการปรับความกว้างของห้องจุดรวมสัญญาณ (AIR) โดยเมื่อเพิ่มขนาดความกว้างลงจะเห็นว่าแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณลดลง โดยสามารถดูผลได้จากในภาพที่ 3-29 รูปขยายค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} และในภาพที่ 3-30 รูปขยายค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{32}



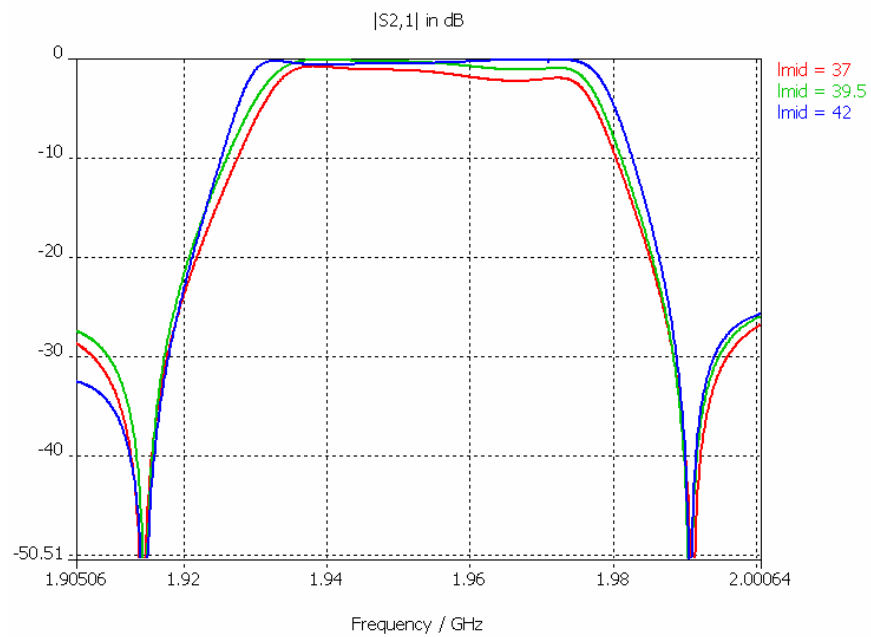
ภาพที่ 3-22 ผลตอบสนองทางความถี่ของไดเฟล็กซ์เซอร์เมื่อทำการปรับค่า
พารามิเตอร์วงจรทั้งสองด้านและปรับวงจรรวมเรียบร้อยแล้ว



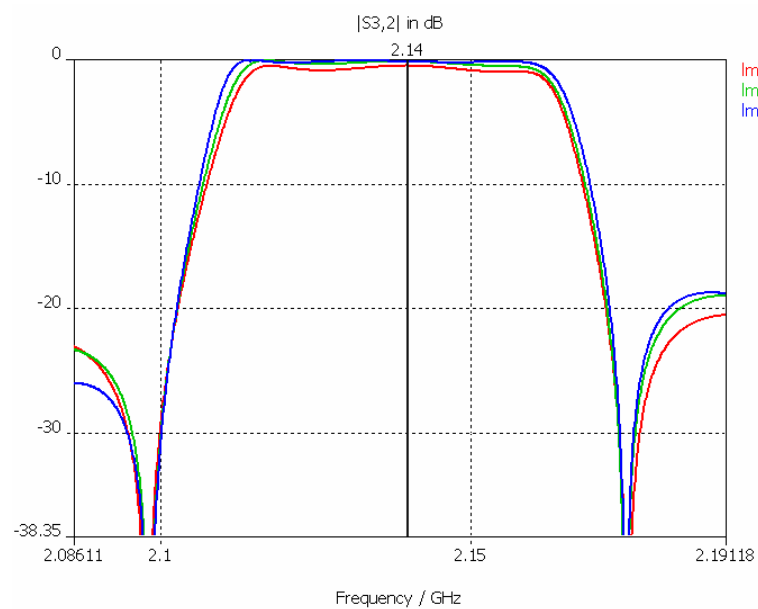
ภาพที่ 3-23 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าความยาว
ของก้านแพ่งกึ่งสองวงจรรอง (L_{mid})



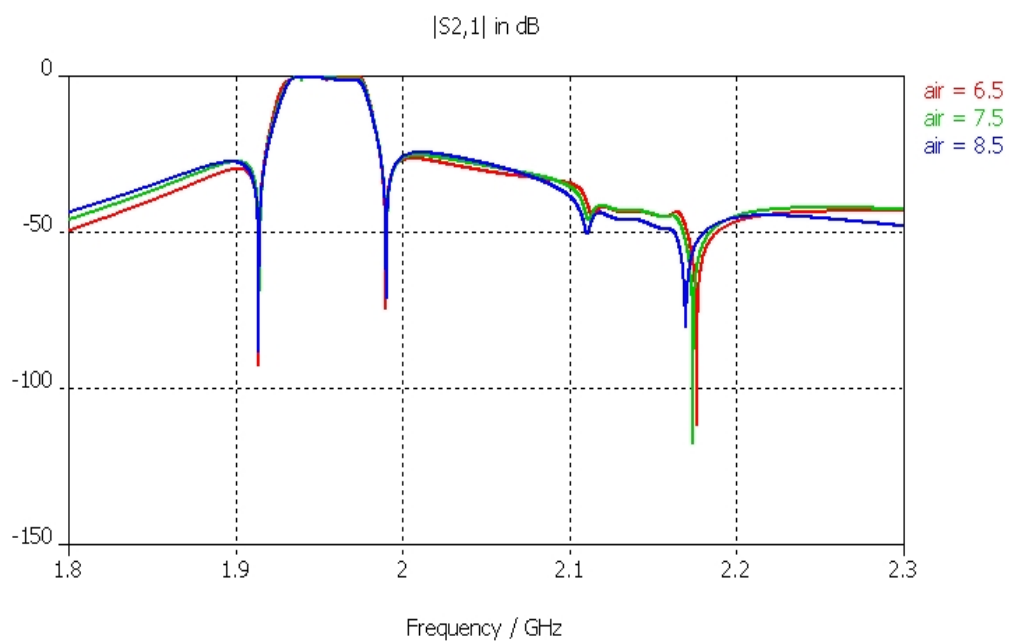
ภาพที่ 3-24 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{32} เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าความยาว
ของก้านแพ่งกึ่งสองวงจรรอง (L_{mid})



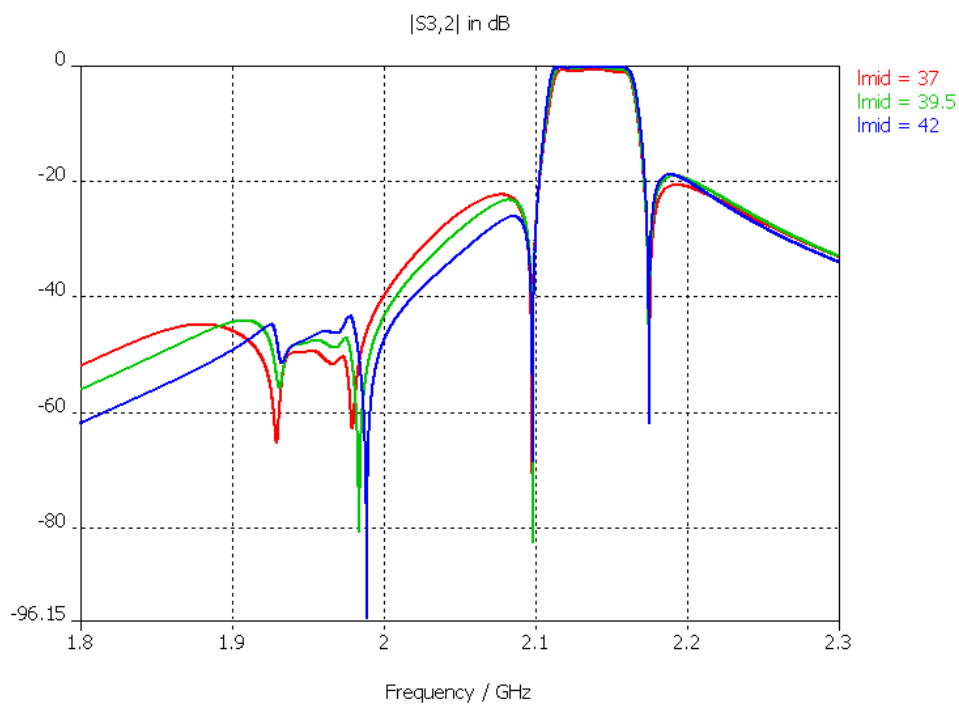
ภาพที่ 3-25 รูปขยายค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของก้านแพ่งกึ่งสองวงจรรอง (L_{mid})



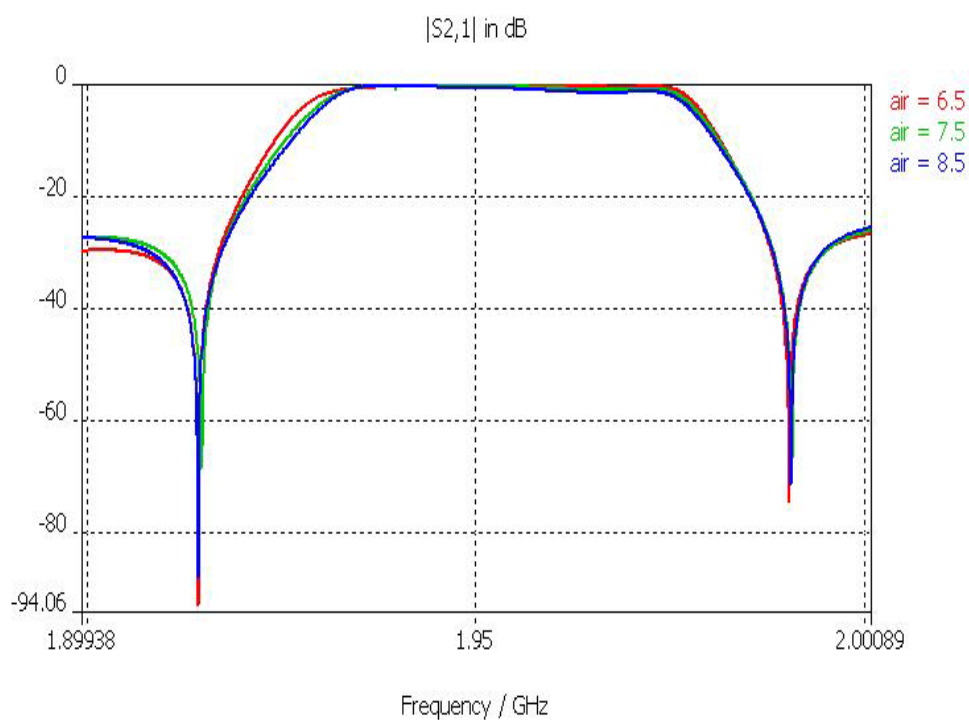
ภาพที่ 3-26 รูปขยายค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{32} เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของก้านแพ่งกึ่งสองวงจรรอง (L_{mid})



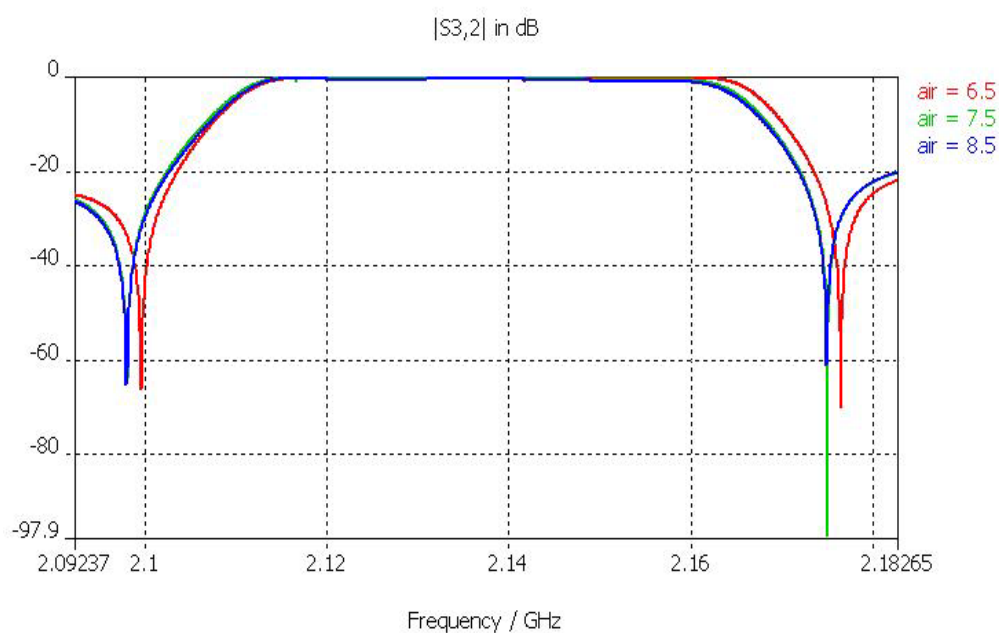
ภาพที่ 3-27 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้าง
วงจรแยกสัญญาณ (AIR)



ภาพที่ 3-28 ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{32} เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้าง
วงจรแยกสัญญาณ (AIR)



ภาพที่ 3-29 รูปขยายค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} เมื่อเปลี่ยนแปลง
ความกว้างวงจรแยกสัญญาณ (AIR)



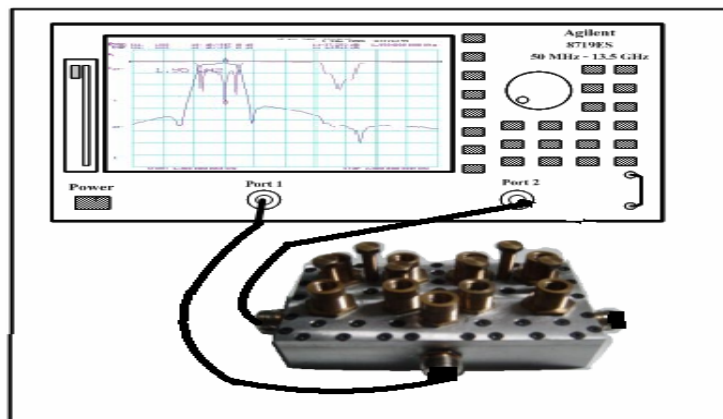
ภาพที่ 3-30 รูปขยายค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{32} เมื่อเปลี่ยนแปลง
ความกว้างวงจรแยกสัญญาณ (AIR)

บทที่ 4

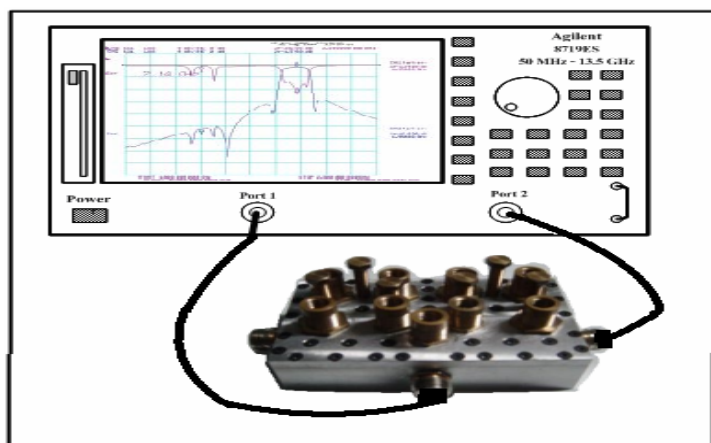
การทดสอบและผลการทดสอบ

ในส่วนของบทที่4นี้ได้กล่าวถึงผลการวัดวงจรไคเพล็กเซอร์ชิ้นงานจริงโดยนำค่าสเกลขนาดมาจากการจำลองผลการทดลองออกแบบจากบทที่3 และได้ทำการเปรียบเทียบผลจากการวัดชิ้นงานจริงกับผลการจำลองการออกแบบ สำหรับวิธีการทดลองชิ้นงานจริงนั้นได้ใช้อุปกรณ์เครื่องมือวัดวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network Analyzer) ของบริษัท Hewlett Packard รุ่น 87195E โดยก่อนทำการวัดผลทุกครั้งนั้นต้องทำการวัดทดสอบปรับก่อน (Calibration) และใช้วิธีการวัดผลแบบ Full Two Port เพื่อต้องการวัดผลตอบสนองทางความถี่เป็นแบบวงจรสองพอร์ต โดยพอร์ตที่1จะทำหน้าที่ส่งสัญญาณและพอร์ตที่2จะเป็นพอร์ตที่รับสัญญาณและในขณะเดียวกันสัญญาณที่สะท้อนกลับจากพอร์ต2ก็จะถูกส่งกลับมาด้วยเช่นกัน โดยค่าพารามิเตอร์ที่วัดผลนี้จะประกอบไปด้วยค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านด้านพอร์ตอินพุตไปสู่ด้านเอาต์พุตที่พอร์ตนั้นคือ (S_{21}) และ (S_{31}) และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับด้านอินพุตนั้นก็คือ (S_{11}) โดยวิธีการวัดวงจรไคเพล็กเซอร์นั้นได้แสดงไว้ในภาพที่ 4-1 ซึ่งจะทำการวัดวงจรกรองผ่านแถบที่ละเอียดข้างโดยเริ่มจากด้านรับก่อน โดยกำหนดค่าความถี่กลางที่ 1.95GHz ช่วงของแบนวิทซ์ 1.92GHz – 1.98GHz แล้วจึงมาวัดด้านส่งต่อ โดยกำหนดค่าความถี่กลางที่ 2.14GHz ช่วงของแบนวิทซ์คือ 2.11GHz – 2.17GHz ซึ่งค่าที่วัดได้นี้จะนำเสนอในลำดับต่อไป

ในการวัดทดลองชิ้นงานจริงแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือส่วนแรกวัดวงจรไคเพล็กเซอร์โคแอคเซียลควิตี้ด้านวงจรกรองความถี่ผ่านแถบด้านรับ (1.92GHz – 1.98GHz) ส่วนที่สองวัดวงจรไคเพล็กเซอร์โคแอคเซียลควิตี้ด้านวงจรกรองความถี่ผ่านแถบย่านส่ง (2.11GHz – 2.17GHz) ดังที่ได้แสดงในภาพที่ 4-1 และ 4-2



ภาพที่ 4-1 การวัดทดลองชิ้นงานจริงวงจรไคเพล็กเซอร์ด้านรับ



ภาพที่ 4-2 การวัดทดลองชิ้นงานจริงวงจรโคแอกเซียลควิตีด้านส่ง

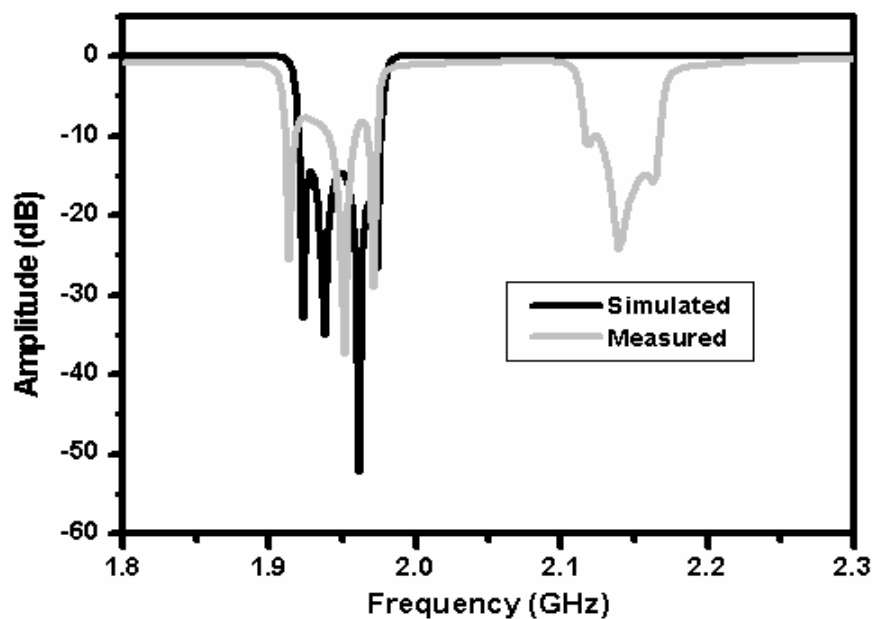
4.1 การทดสอบวงจรโคแอกเซียลควิตีแบบโคแอกเซียลควิตีในส่วนวงจรกรองผ่านแถบด้านรับ (1.92GHz – 1.98GHz)

ค่าพารามิเตอร์การกระจาย (S-parameter) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองแบบการทำงานด้วยโปรแกรมจำลองทางไมโครเวฟได้ผลการทดลองดังต่อไปนี้

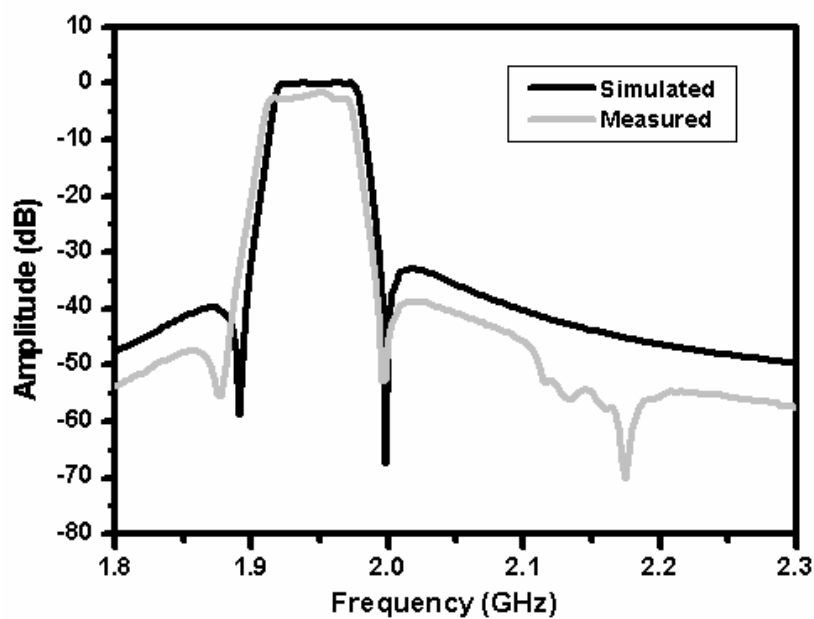
4.1.1 แสดงผลการเปรียบเทียบค่า S_{11} ของวงจรกรองโคแอกเซียลควิตีด้านแถบรับที่ค่าความถี่กลาง 1.95GHz ระหว่างผลที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงและการจำลองงานด้วยโปรแกรมทางไมโครเวฟในภาพที่ 4-3

4.1.2 แสดงผลการเปรียบเทียบค่า S_{21} ของวงจรกรองโคแอกเซียลควิตีด้านแถบรับที่ค่าความถี่กลาง 1.95GHz ระหว่างผลที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงและการจำลองงานด้วยโปรแกรมทางไมโครเวฟในภาพที่ 4-4

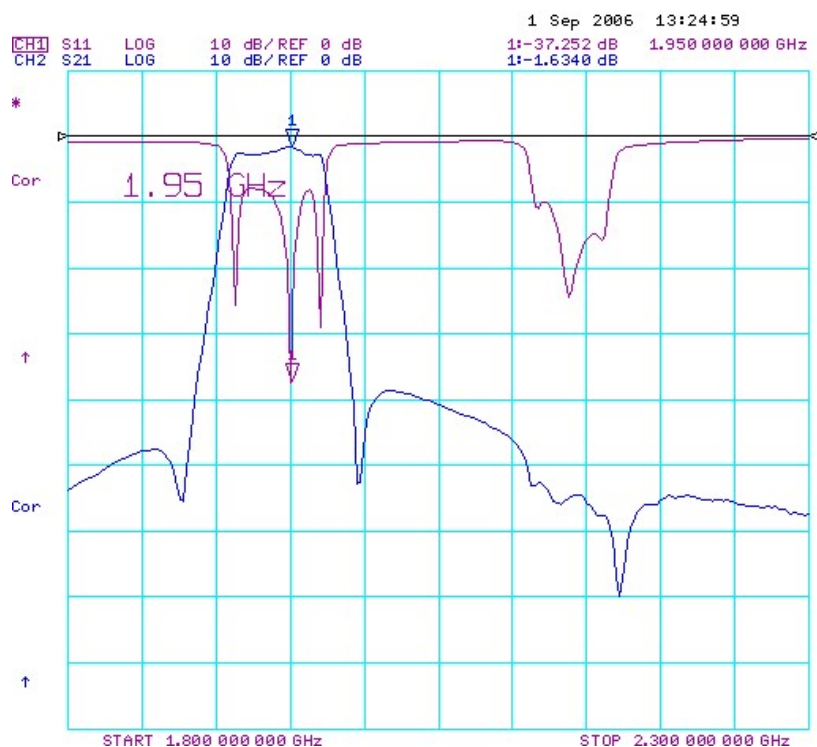
4.1.3 แสดงผลวัดจริงค่า S_{11} และ S_{21} ของวงจรกรองโคแอกเซียลควิตีด้านแถบรับที่ค่าความถี่กลาง 1.95GHz ดังภาพที่ 4-5



ภาพที่ 4-3 ผลการวัดจริงและการจำลองด้วยโปรแกรมทางไมโครเวฟค่า S_{11} ของวงจรไดเฟล็กเซอร์โคแอคเซียลควิตี้ด้านแถบรับที่ค่าความถี่กลาง 1.95GHz



ภาพที่ 4-4 ผลการวัดจริงและการจำลองด้วยโปรแกรมทางไมโครเวฟค่า S_{21} ของวงจรไดเฟล็กเซอร์โคแอคเซียลควิตี้ด้านแถบรับที่ค่าความถี่กลาง 1.95GHz



ภาพที่ 4-5 ผลการวัดจริงค่า S_{11} และ S_{21} ของวงจรไดโพลีเซกเตอร์โคแอคเซียลควิตี้
ด้านแถบรับที่ค่าความถี่กลาง 1.95GHz

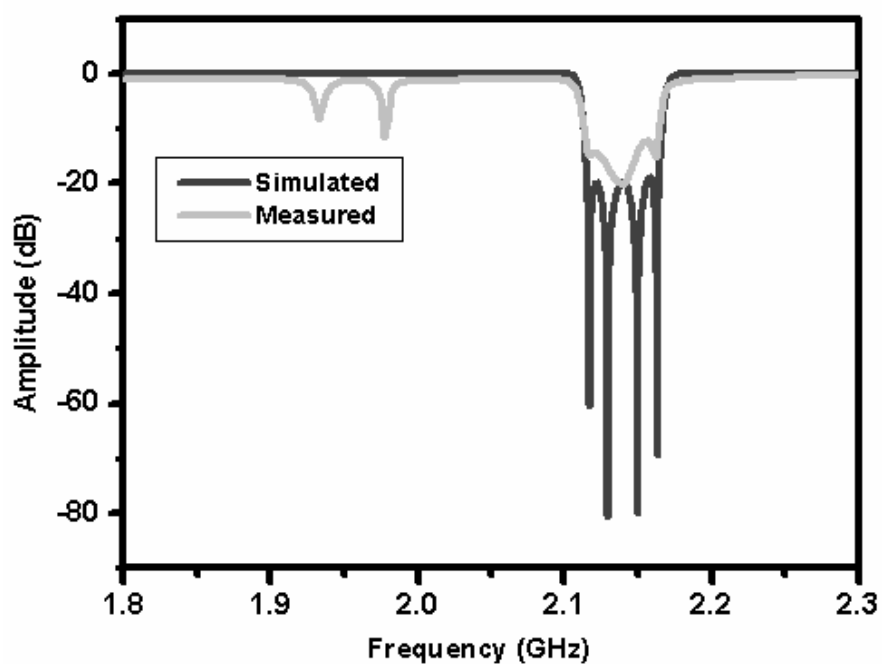
4.2 การทดสอบวงจรไดโพลีเซกเตอร์แบบโคแอคเซียลควิตี้ในส่วนวงจรกรองผ่านแถบด้านส่ง (2.11GHz – 2.17GHz)

สำหรับรูปแบบการต่ออุปกรณ์เครื่องมือวัดทดสอบชิ้นงานนั้นจะแสดงในภาพที่ 4-2 โดยค่าพารามิเตอร์สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) และค่าพารามิเตอร์สัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) ที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองแบบจะถูกนำเสนอตามลำดับขั้นตอนดังต่อไปนี้

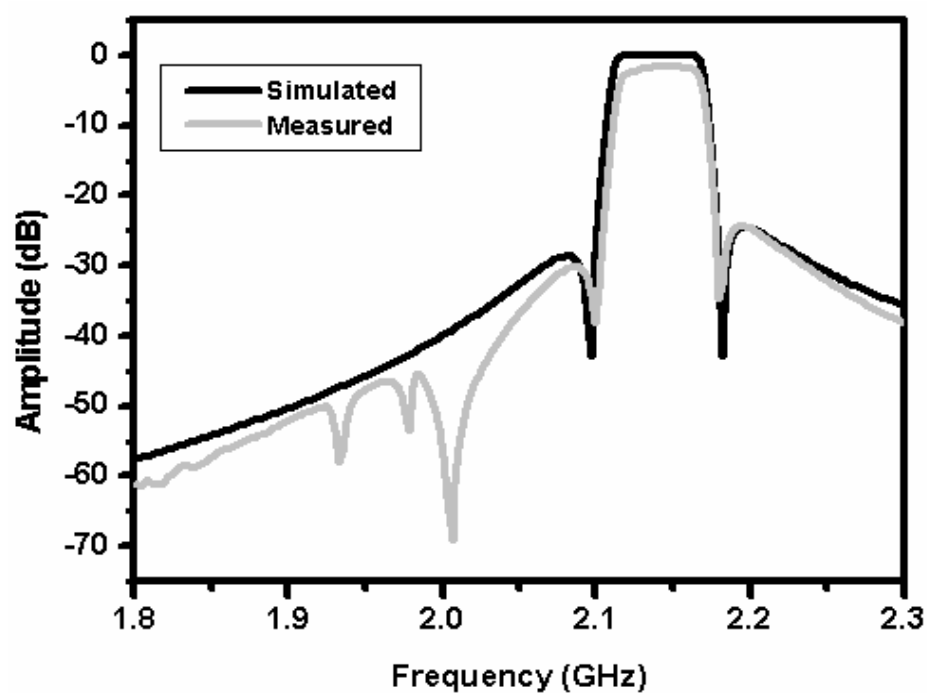
4.2.1 แสดงผลการเปรียบเทียบค่า S_{11} ของวงจรกรองของวงจรไดโพลีเซกเตอร์โคแอคเซียลควิตี้ ด้านแถบส่งที่ค่าความถี่กลาง 2.14GHz ระหว่างผลที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงและการจำลองงาน ด้วยโปรแกรมทางไมโครเวฟในภาพที่ 4-6

4.2.2 แสดงผลการเปรียบเทียบค่า ของวงจรกรองของวงจรไดโพลีเซกเตอร์โคแอคเซียลควิตี้ ด้านแถบส่งที่ค่าความถี่กลาง 2.14GHz ระหว่างผลที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงและการจำลองงาน ด้วยโปรแกรมทางไมโครเวฟในภาพที่ 4-7

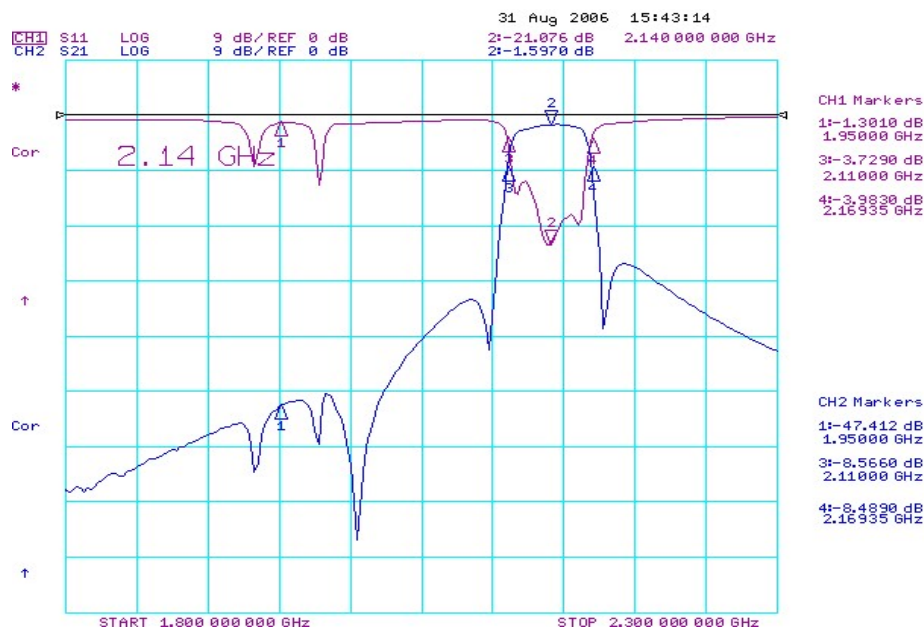
4.2.3 แสดงผลวัดจริงค่า S_{11} และ S_{21} ของวงจรกรองของวงจรไดโพลีเซกเตอร์โคแอคเซียลควิตี้ ด้านแถบส่งที่ค่าความถี่กลาง 2.14GHz ดังภาพที่ 4-8



ภาพที่ 4-6 เปรียบเทียบผลการวัดชิ้นงานจริงและการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) ของวงจรกรองผ่านแถบด้านแถบส่ง



ภาพที่ 4-7 เปรียบเทียบผลการวัดชิ้นงานจริงและการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) ของวงจรกรองผ่านแถบด้านแถบส่ง



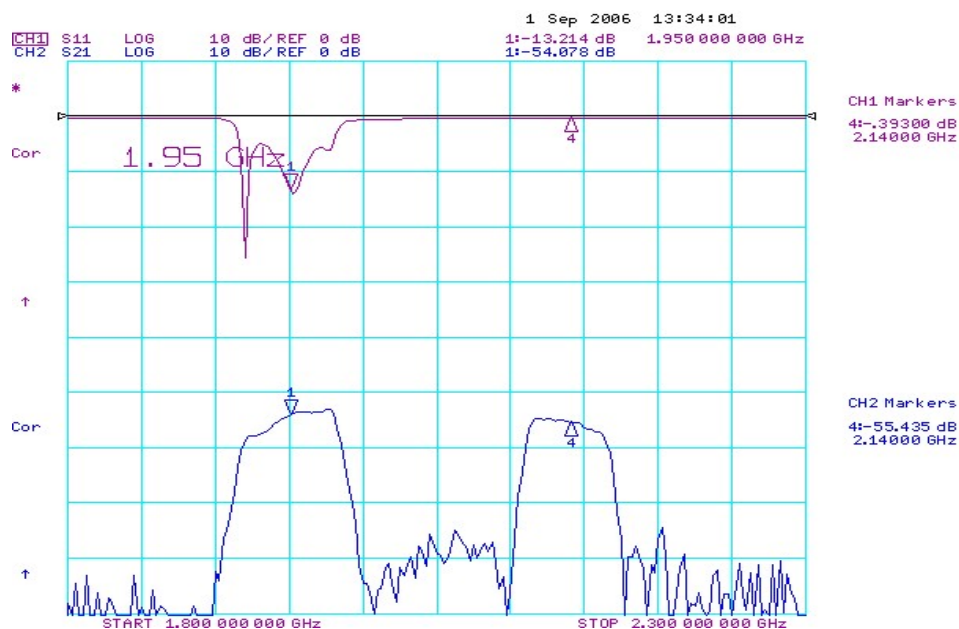
ภาพที่ 4-8 ผลวัดชิ้นงานจริงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) ของวงจรกรองผ่านแถบด้านแถบส่ง

ในภาพแสดงผลการเปรียบเทียบผลการจำลองการวัดกับการวัดชิ้นงานจริงภาพที่ 4-3 และ 4-4 สำหรับวงจรกรองผ่านแถบด้านรับ และภาพที่ 4-6 และ 4-7 จะเห็นได้ว่าผลการวัดชิ้นงานจริงจะแสดงผลออกมาทั้งสองย่านความถี่ เนื่องจากการวัดผลของชิ้นงานจริงนั้นได้มีการปรับค่าด้วยน็อตปรับค่าที่ด้านบนฝากล่องเพื่อให้ได้ผลการตอบสนองทางด้านถี่ตามที่ต้องการดังนั้นผลจากการปรับค่าของช่วงความถี่ของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบทั้งสองด้านจะแสดงผลออกมาพร้อมกันขณะที่วัดผล และในการวัดชิ้นงานจริงนั้นสามารถทำการวัดได้แค่สองพอร์ตเท่านั้น จึงจำเป็นที่จะต้องต่อโหนดไว้ในอีกด้านตรงกันข้ามของด้านที่ทำการวัดผลจึงทำให้ผลการวัดนั้นแสดงผลทางความถี่ของด้านที่ต่อโหนดออกมาด้วยเช่นเดียวกัน

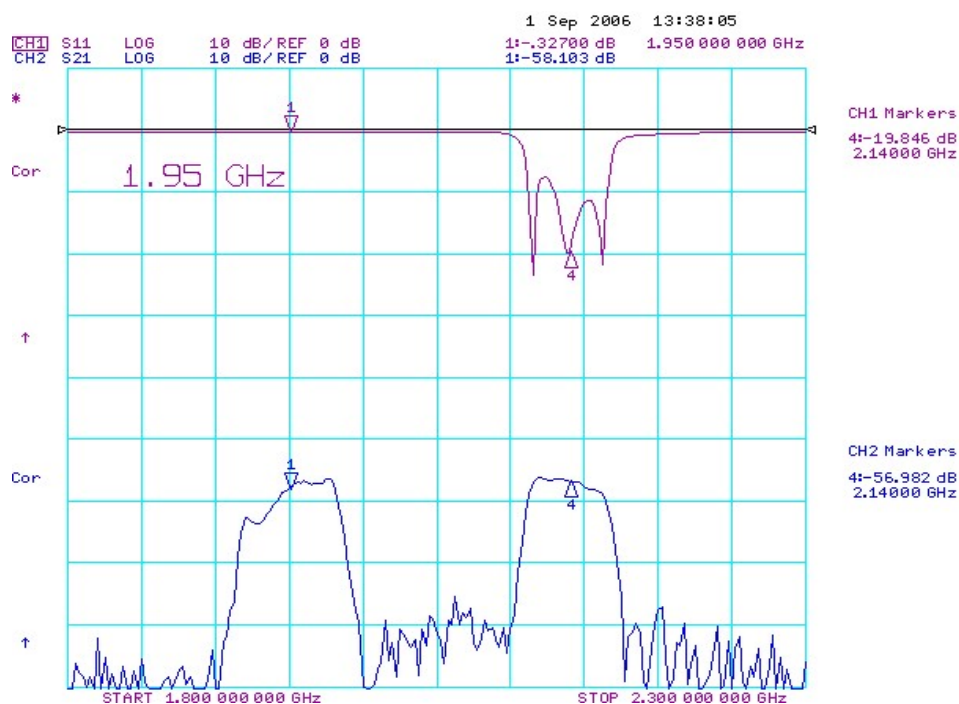
4.3 ทำการวัดค่าการแยกกันของสัญญาณ (S32) หรือค่าการ Isolation ของวงจรไดเฟล็กซ์เซอร์

4.3.1 ผลวัดจริงค่า S_{11} และ S_{21} ของไดเฟล็กซ์เซอร์โดยใช้วงจรกรองโคมบ์ไลน์แบบโคแอกเซียลควิตตามภาพที่ 4-9

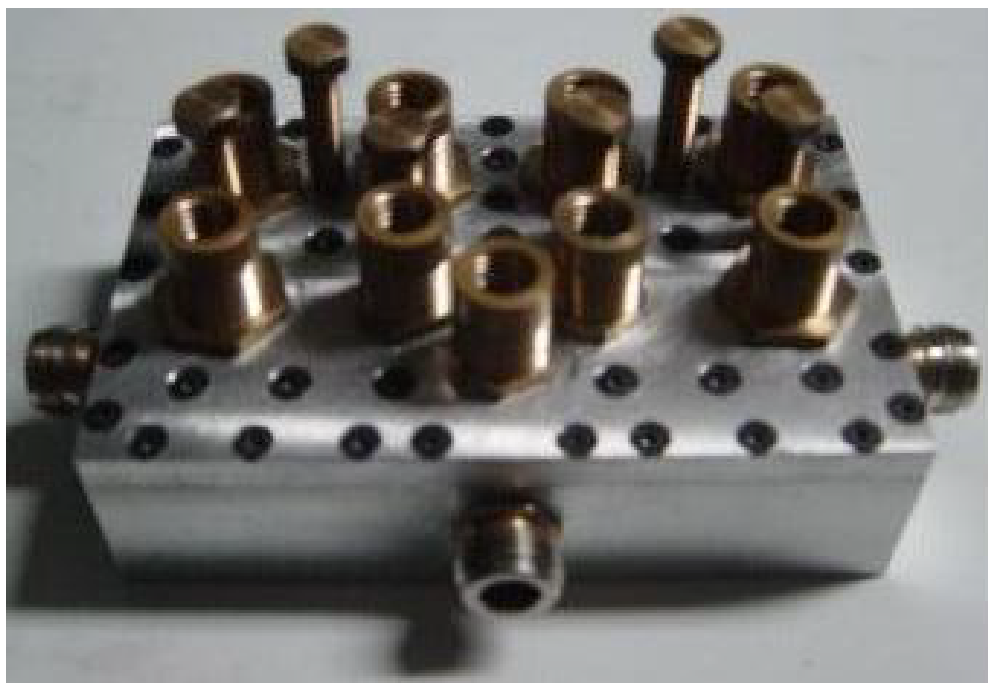
4.3.2 ผลวัดจริงค่า S_{11} และ S_{31} ของไดเฟล็กซ์เซอร์โดยใช้วงจรกรองโคมบ์ไลน์แบบโคแอกเซียลควิตตามภาพที่ 4-10



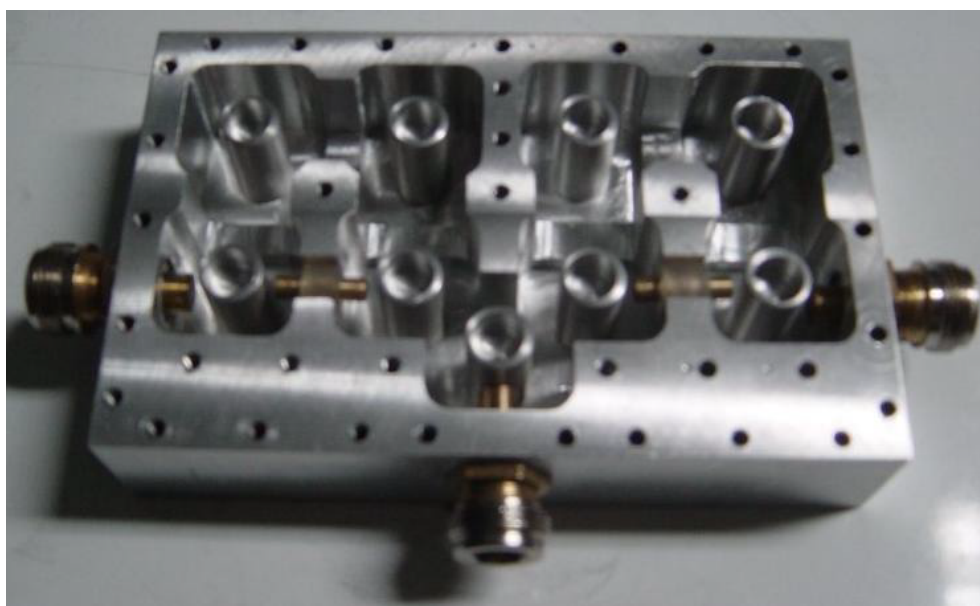
ภาพที่ 4-9 ผลวัดชิ้นงานจริงค่า (S_{22}) และ (S_{32}) ที่ย่านความถี่รับความถี่กลางที่ 1.95 GHz ไปยังย่านความถี่ส่งความถี่กลางที่ 2.14 GHz ของวงจรไดโพลีทซ์เซอร์



ภาพที่ 4-10 ผลวัดชิ้นงานจริงค่า (S_{33}) และ (S_{23}) ที่ย่านความถี่ส่งความถี่กลางที่ 2.14 GHz ไปยังย่านความถี่รับความถี่กลางที่ 1.95 GHz ของวงจรไดโพลีทซ์เซอร์



ภาพที่ 4-11 รูปโครงสร้างภายนอกของชิ้นงานไดเพล็กซ์เซอร์



ภาพที่ 4-12 รูปโครงสร้างภายในของชิ้นงานไดเพล็กซ์เซอร์

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

ในงานวิจัยวงจรไดเฟล็กเซอร์โดยใช้โพรบกลับปลิงไขว้แบบคาปาซิทีฟนี้ได้ออกแบบมาเพื่อนำมาใช้งานจริงในระบบการสื่อสารไร้สายในย่านความถี่ IMT-2000 หรือ (1.92GHz-1.98GHz) สำหรับด้านรับ และ (2.11GHz-2.17GHz) สำหรับด้านส่ง ผลที่ได้จากการทดลองชิ้นงานจริงได้ผลสอดคล้องกันกล่าวคือผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ของด้านรับจะอยู่ที่ประมาณ 1.6dB ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} จะมีค่าประมาณ -10 dB และแบนด์วิดท์ประมาณ 60 MHz ที่ความถี่กลางจะอยู่ประมาณ 1950 MHz และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{31} จะมีค่าประมาณ 1.5 dB และแบนด์วิดท์ประมาณ 60MHz ค่าการแยกกันของสัญญาณ S_{32} จะมีค่าประมาณ -50 dB ที่ค่าความถี่กลาง 2140MHz โดยผลจากการจำลองทางไมโครเวฟจะมีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21}, S_{31} จะมีค่าประมาณ 0.1 dB ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} จะมีค่าประมาณ -20 dB และแบนด์วิดท์ประมาณ 60MHz ค่าการแยกกันของสัญญาณ S_{32} จะมีค่าประมาณ -60 dB จะเห็นได้ว่าแบนด์วิดท์ของงานวิจัยที่มีขนาดแคบและการสูญเสียที่เหมาะสมจะนำไปใช้ในงานระบบสื่อสารไร้สาย เช่น ในระบบ IMT-2000 โดยแบนด์วิดท์ที่ใช้งานเท่ากับ 60MHz

5.2 ปัญหา และข้อเสนอแนะ

เนื่องจากโปรแกรมการจำลองผลทางไมโครเวฟ CST นี้ไม่สามารถแสดงผลค่าของการสูญเสียที่เกิดขึ้นได้อย่างแม่นยำถึงแม้จะทำการออกแบบปรับจูนค่าพารามิเตอร์ต่างๆแล้วก็ตาม แต่ค่าความสูญเสียที่แสดงผลในโปรแกรมจะเป็นเพียงค่าในอุดมคติตลอด มีค่าประมาณ 0.1dB ตลอด ทำให้เมื่อนำค่าพารามิเตอร์นั้นไปสร้างชิ้นงานจริงปัญหาที่เกิดขึ้นคือ ค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้นจริงไม่ตรงกับที่ได้จำลองผลการทดลองไว้

ข้อเสนอแนะในการวัดชิ้นงานจริงนั้นจำเป็นต้องสร้างกล่องควิตี้ให้เป็นระบบปิดให้มากที่สุดเพื่อป้องกันการรั่วไหลของสัญญาณ หรือเกิดการสูญเสียของสัญญาณเนื่องจากสูญเสียรบกวนกันเองระหว่างกล่องด้านรับกับด้านส่ง ดังนั้นทางแก้ที่ดีคือ ฝากล่องควิตี้จะต้องปิดให้สนิทให้แน่นที่สุด และในส่วนของ การปรับจูนสัญญาณด้วยตัวน็อตที่อยู่ด้านบนฝากล่อง ตัวน็อตจะต้องสั่งทำเฉพาะเจาะจงเพื่อความหนาแน่นของตัวจูนที่จะยึดติดกับฝากล่องนั่นเอง และเพื่อทำการปรับจูนให้ได้ผลการตอบสนองความถี่ที่เกิดทั้งสองช่องความถี่ให้ได้ค่าการสูญเสียต่ำที่สุด เมื่อปรับตัวจูน

เรียบร้อยแล้วก็สามารถนำวงจรไคเพล็กเซอร์ตัวนี้ไปใช้งานตัวกรองสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สาย
จริงได้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Raafat, R. Mansour. “Filter technologies for wireless base station.” IEEE Microwave Magazine. Mar 2004 : pp. 68-74.
- [2] K. V. Puglia. “A general design procedure for bandpass filters derived from low pass prototype element: Part II.” Microwave Journal. Jan 2001.
- [3] Hui-Wen Yao, “Full wave modeling of conducting posts in rectangular waveguides and its applications to slot coupled combline filters.” IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. Vol. 43, No. 12, Dec 1995.
- [4] Thomas, J. B. “Cross-coupling in coaxial cavity filters a tutorial overview.” IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. Vol. 51, No. 4, pp. 1368-1376, Apr 2003.
- [5] Liang, J. Chang, H. and Zaki, K. A. “Coaxial probe modeling in waveguides and cavities,” IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. Vol. 40, No. 12, pp. 2172-2180, Dec 1992.
- [7] J. Sanguansup, S. Chaimool, and P. Akkaraekthalin. “A diplexer using a cross-coupled coaxial cavity structure.” ECTI-CON 2005. May 2005.
- [7] S. Chaimool, S. Kerdsomang, and P. Akkaraekthalin. “Design of an improved four-pole hairpin resonator filter.” ISPACS. Sapporo, Japan, 2005

ประวัติผู้วิจัย

ชื่อ : นายเอกโยธิน แยมรุ่ง
 ชื่อวิทยานิพนธ์ : วงจรไดเฟล็กซ์เซอร์แบบโคแอคเซียลควิตี้ที่ใช้โพรบกลับปลิง
 ไขว้แบบคาปาซิทีฟ
 สาขาวิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า

ประวัติ

ประวัติการศึกษา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีนานาชาติสิรินธร ปี พ.ศ. 2546 และสำเร็จการศึกษาระดับมัธยมปลาย โรงเรียนรัตนธิเบศ ปี พ.ศ. 2542

ประวัติส่วนตัว เกิดวันที่ 26 เดือนสิงหาคม พุทธศักราช 2524 บิดาชื่อ พันตรีวิชัย แยมรุ่ง มารดาชื่อ ฤดี แยมรุ่ง เป็นบุตรคนเดียวในครอบครัว ปัจจุบันอยู่ที่อยู่บ้านเลขที่ 34 ตำบลท่าทราย อำเภอเมือง จังหวัดนนทบุรี

ประวัติการนำเสนอผลงานวิจัย การนำเสนอผลงานวิจัย ในระหว่างวันที่ 11-12 เดือนพฤษภาคม พุทธศักราช 2549., การประชุมวิชาการนานาชาติด้านวิศวกรรมไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ คอมพิวเตอร์เทคโนโลยีการติดต่อสื่อสารและข้อมูลข่าวสาร (Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technologies 2006 : ECTI2006) ณ โรงแรม อุบลราชธานี จังหวัดอุบลราชธานี