



ใบรับรองวิทยานิพนธ์

บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

เรื่อง การศึกษาและวิเคราะห์วงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นโดยการวางตัวเรียงกันของ
วงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ

โดย นายทวีศักดิ์ เชียรวิชัย

ได้รับอนุมัติให้นำเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร

ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต สาขาวิชาไฟฟ้า

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

(อาจารย์ ดร.มงคล หวังสถิตย์วงศ์)

23 มีนาคม 2550

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

ประธานกรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมศักดิ์ อรรถทิมากุล)

กรรมการ

(รองศาสตราจารย์ ดร.ประยุทธ์ อัครเอกคาลิน)

กรรมการ

(นาวาอากาศเอก ดร.วีระชัย เข้าว้าเน็ด)

การศึกษาและวิเคราะห์วงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นโดยการวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบ
แบบตัวเหนี่ยวนำ

นายทวิศักดิ์ เชียรวิชัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต
สาขาวิชาไฟฟ้า ภาควิชาครุศาสตร์ไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ปีการศึกษา 2549
ลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ชื่อ : นายทวิศักดิ์ เชียรวิชัย
ชื่อวิทยานิพนธ์ : การศึกษาและวิเคราะห์วงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นโดยการวางตัว
เรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ
สาขาวิชา : ไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สมศักดิ์ อรรถทิมากุล
ปีการศึกษา : 2549

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีวัตถุประสงค์ในการศึกษาและวิเคราะห์วงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นโดยการวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ โดยอาศัยหลักการของคลื่นที่มีการกระทำซ้ำ (WIM : Wave Iterative Method) ซึ่งจะคำนวณหาค่าขนาดของคลื่นสลับกันระหว่างโดเมนทางพิกเซล (Pixels) และโดเมนทางโหมด (Mode) โดยใช้การแปลงฟูเรียร์ความเร็วสูง (Fast Fourier Transform) ในการแปลงสภาวะระหว่างโหมดกับพิกเซล ผลลัพธ์ที่ได้จากการวิเคราะห์วงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นโดยการวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำจะแสดงค่าของพารามิเตอร์การกระจาย และสามารถแสดงรูปร่างขนาดของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ปรากฏบนวงจรช่องแคบ ซึ่งผลลัพธ์ของการวิเคราะห์ที่ได้จะให้ค่าใกล้เคียงกันกับการคำนวณทางทฤษฎี และมีความสอดคล้องกับผลของการจำลองโดยโปรแกรมจำลองอื่นๆ สำหรับประโยชน์ของการคำนวณแบบนี้ให้ผลดีคือ เวลาในการประมวลผลลดลง สามารถนำไปใช้ออกแบบวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นได้ง่าย สามารถพัฒนาเพื่อนำไปใช้วิเคราะห์วงจรไมโครเวฟที่ซับซ้อนมากยิ่งขึ้นได้ และยังสามารถพัฒนาเพื่อนำไปใช้ประกอบการเรียนการสอนในสาขาโทรคมนาคมได้เป็นอย่างดี

(วิทยานิพนธ์มีจำนวนทั้งสิ้น 105 หน้า)

คำสำคัญ : การคำนวณแบบวนรอบของคลื่น , วงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่น

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

Name : Mr. Taweesak Chienwichai
Thesis Title : Electromagnetic Study and Analysis for Inductive Iris Waveguide Filter
Major Field : Electrical Technology
King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok
Thesis Advisor : Assistant Professor Dr. Somsak Akatimagool
Academic Year : 2006

Abstract

The objective of this research was to study and analyze of an electromagnetic wave of inductive iris waveguide filter. The analysis method, based on Wave Iterative Method (WIM) was used to calculate the amplitude of wave in the pixel and mode domains using Fast Fourier Transform (FFT). The obtained results for the inductive iris waveguide filter presented scattering parameters. We calculated the amplitude of waves and presented the electromagnetic field on the iris waveguide filter circuits. These simulation results are good agreement with theoretically analysis and another simulation program. Furthermore, the benefit of this method can reduce computation time, suitable for designing of high frequency circuit, It can be applied for complex waveguide circuits and used this for teaching aide in telecommunication domain.

(Total 105 pages)

Keywords : Wave Iterative Method , Waveguide Filter

Advisor

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้สำเร็จลงไปได้ด้วยดี โดยได้รับความร่วมมือช่วยเหลือจากบุคคลหลายฝ่ายที่ให้คำแนะนำ คำปรึกษา ข้อเสนอแนะต่าง ๆ อันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่อการดำเนินการในครั้งนี้ด้วยความซาบซึ้ง และระลึกถึงในพระคุณ จึงใคร่ขอกล่าวคำขอบคุณดังนี้

ขอขอบคุณอาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมศักดิ์ อรรคทิมากุล ที่กรุณาสละเวลาอันมีค่าให้แนวคิดเกี่ยวกับการจัดทำวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งให้คำแนะนำเพิ่มเติมและให้คำปรึกษาตลอดจนการตรวจสอบและแก้ไขข้อผิดพลาดต่าง ๆ เพื่อให้เกิดความถูกต้องและสมบูรณ์มากที่สุด

ขอขอบคุณคณาจารย์ คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สาขาวิชาไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือทุกท่านที่ได้ถ่ายทอดวิชาความรู้ในด้านต่างๆ ทำให้ผู้จัดทำสามารถนำความรู้ที่ได้มาประยุกต์ใช้ในการทำวิทยานิพนธ์นี้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ท้ายนี้ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณอย่างสูงต่อบิดา มารดา และครอบครัว ที่ให้กำลังใจและให้โอกาสในด้านการศึกษาตลอดมา

ด้วยคุณประโยชน์ที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้จัดทำขอขอบคุณงามความดีให้แก่บุคคลที่ได้กล่าวนามข้างต้น และบุคคลที่เกี่ยวข้องที่ยังไม่ได้กล่าวนามไว้ ณ ที่นี้

ทวีศักดิ์ เชียรวิชัย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ค
กิตติกรรมประกาศ	ง
สารบัญตาราง	ช
สารบัญภาพ	ซ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	3
1.2 ขอบเขตการวิจัย	3
1.3 วิธีการวิจัย	3
1.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย	4
1.5 ประโยชน์ของการวิจัย	4
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	5
2.1 ท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม (Rectangular Waveguide)	5
2.2 สายส่งสัญญาณ (Transmission Line)	17
2.3 ข่ายงานสองทาง (Two Port Network)	19
2.4 วงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม (Waveguide Filter Circuit)	28
2.5 วงจรช่องแคบหรือไอริส (Iris)	33
บทที่ 3 การออกแบบวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่น	37
3.1 หลักการและการวนรอบของคลื่น	37
3.2 วิธีการคำนวณแบบวนรอบของคลื่น (Wave Iterative Method)	44
3.3 การวิเคราะห์และคำนวณวงจรท่อนำคลื่นที่มีการวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำโดยการวิเคราะห์ข่ายงานสองทาง	51
3.4 การออกแบบโปรแกรมจำลองการคำนวณวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่น	57

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 ผลการวิจัย	61
4.1 โปรแกรมจำลองการคำนวณวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่น	61
4.2 ผลการวิเคราะห์ห้วงจรช่องแคบความถี่สูงแบบตัวเหนี่ยวนำ	63
4.3 การวิเคราะห์ห้วงจรกรองความถี่โดยใช้วงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ	67
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	73
5.1 สรุปผล	73
5.2 อภิปรายผลการวิจัย	73
5.3 ข้อเสนอแนะ	75
บรรณานุกรม	77
ภาคผนวก ก	79
ข่ายงานสองทาง (Two Port Network)	80
ภาคผนวก ข	95
โปรแกรมออนไลน์สำหรับการออกแบบวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่น (Online Microwave Filter Design : GWT)	96
ภาคผนวก ค	99
การใช้งานโปรแกรมจำลองการคำนวณวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่น	100
ประวัติผู้วิจัย	105

สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
1-1	สรุปสูตรการคำนวณหาสนามไฟฟ้าของโหมดคลื่นไฟฟ้าตามขวาง และโหมดคลื่นแม่เหล็กตามขวาง	14
ก-1	ตารางการแปลงพารามิเตอร์การกระจาย , อิมพีแดนซ์ พารามิเตอร์ และแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์	86

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2-1 โครงสร้างท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม	5
2-2 สนามแม่เหล็กไฟฟ้าภายในท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม	6
2-3 วงจรเทียบเคียงของสายส่งสัญญาณขนาดสั้นๆ	17
2-4 จุดเชื่อมต่อในระบบไมโครเวฟซึ่งไม่มีการสูญเสียจำนวน n จุด	20
2-5 ข่ายงานสองทาง	23
2-6 การต่อร่วมกันของข่ายงานสองทาง	27
2-7 โครงสร้างวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม	28
2-8 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	29
2-9 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน	30
2-10 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน	31
2-11 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่หยุด	32
2-12 การวางตัวของวงจรช่องแคบในท่อนำคลื่นแบบตัวเหนี่ยวนำ	33
2-13 การวางตัวของวงจรช่องแคบในท่อนำคลื่นแบบตัวเก็บประจุ	34
2-14 โครงสร้างของท่อนำคลื่นที่กั้นด้วยวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ (Inductive Iris)	34
2-15 หน้าตัดด้านหน้าและด้านหลังของวงจรตัวเหนี่ยวนำแบบสมมาตรและ วงจรเทียบเคียง	35
3-1 การเคลื่อนที่ของคลื่นที่ตกกระทบ (A_1, A_2) และคลื่นสะท้อน (B_1, B_2) ในโครงสร้างของท่อนำคลื่น	39
3-2 วงจรเทียบเคียงของวงจรช่องแคบตัวเหนี่ยวนำ	39
3-3 โครงสร้างและวงจรเทียบเคียงของท่อนำคลื่นที่มีการวางตัวเรียงกัน ของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำจำนวน 2 วงจร	42
3-4 ข่ายงานสองทางของท่อนำคลื่น	43
3-5 การออกแบบวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ	45
3-6 วิธีการคำนวณแบบวนรอบของคลื่น	46
3-7 ขั้นตอนการแปลงสภาพจากโดเมนทางขนาดเป็นโดเมนทางสเปกตรัม โดยอาศัยการแปลงฟูเรียร์ความเร็วสูง (Fast Fourier Transform)	48

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3-8 แบบจำลองการออกแบบและคำนวณวงจรท่อนำคลื่นที่มีการวางตัว เรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำโดยการวิเคราะห์ข่ายงาน สองทาง	51
3-9 แบบจำลองการออกแบบและคำนวณวงจรท่อนำคลื่นที่มีการวางตัว เรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำโดยการวิเคราะห์ข่ายงาน สองทางของวงจรในส่วนที่สอง	56
3-10 ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมจำลองการคำนวณ	57
3-11 โปรแกรมจำลองการคำนวณวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่น	58
3-12 การกำหนดค่าเริ่มต้นให้กับโปรแกรมการคำนวณ	59
3-13 การกำหนดความถี่เริ่มต้นให้กับโปรแกรมการคำนวณ	59
3-14 ปุ่มแสดงค่าต่างๆ ที่ต้องการคำนวณ	60
4-1 โปรแกรมจำลองการคำนวณวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่น	61
4-2 ตัวอย่างการแสดงผลของโปรแกรมจำลองการคำนวณ	62
4-3 วงจรทดสอบค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าและความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า ในช่องแคบ	63
4-4 ค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของวงจรที่ค่า $\frac{d}{a}=0.50$	64
4-5 ค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าที่ค่า $\frac{d}{a}=0.50$	64
4-6 วงจรทดสอบค่ารีแอคแตนซ์ช่องแคบ	65
4-7 ค่ารีแอคแตนซ์ของวงจรช่องแคบที่ค่า $\frac{d}{a}=0.50$ จำนวน 64 พิกเซล	65
4-8 ค่ารีแอคแตนซ์ของวงจรช่องแคบที่ค่า $\frac{d}{a}=0.50$ จำนวน 512 พิกเซล	66
4-9 วงจรทดสอบผลตอบแทนตามความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ค่า $\frac{d}{a}=0.50$	67
4-10 ผลตอบแทนตามความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ค่า $\frac{d}{a}=0.5$	68

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4-11 วงจรทดสอบผลตอบแทนตามความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ค่า $\frac{d}{a}=0.25$	69
4-12 ผลตอบแทนตามความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ค่า $\frac{d}{a}=0.25$	69
4-13 วงจรทดสอบผลตอบแทนตามความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ค่า $\frac{d}{a}=0.75$	70
4-14 ผลตอบแทนตามความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ค่า $\frac{d}{a}=0.75$	70
4-15 ผลตอบแทนตามความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่มีโครงสร้างของวงจรช่องแคบแบบเหี่ยวนำจำนวน 2 ตัวที่มีระยะห่างเปลี่ยนแปลงตามความยาวโดยใช้ WIM	71
4-16 ผลตอบแทนตามความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่มีโครงสร้างของวงจรช่องแคบแบบเหี่ยวนำจำนวน 2 ตัวที่มีระยะห่างเปลี่ยนแปลงตามความยาวโดยใช้ GWT	72
ก-1 ข่ายงานสองขั้วทางไฟฟ้า	80
ก-2 การแพร่กระจายคลื่นของข่ายงานสองทาง	80
ก-3 วงจรเทียบเคียงของวงจรสายส่ง	89
ข-1 โปรแกรมจำลองการคำนวณวงจรกรองความถี่ที่มีโครงสร้างของวงจรช่องแคบแบบตัวเหี่ยวนำ	96
ข-2 การแสดงผลการตอบสนองตามความถี่ของวงจรกรองความถี่ของโปรแกรม GWT	97
ค-1 โปรแกรมจำลองโปรแกรมการคำนวณวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นโดยการวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหี่ยวนำ	100
ค-2 การแสดงผลของโปรแกรมการคำนวณความหนาแน่นของกระแสของวงจร	102
ค-3 การแสดงผลของโปรแกรมการคำนวณสนามไฟฟ้าของวงจร	102
ค-4 การแสดงผลของโปรแกรมการคำนวณค่ารีแอคแตนซ์ของวงจร	103

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่		หน้า
ค-5	การแสดงผลของโปรแกรมการคำนวณค่าผลตอบแทนตามความถี่ ของวงจร	103

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบัน การพัฒนาของเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายได้ก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็วมาก ตัวอย่างเช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ระบบสื่อสารวิทยุต่างๆ หรือแม้แต่ระบบไมโครเวฟ ซึ่งในระบบการสื่อสารดังกล่าวจะมีการกำหนดความถี่ในการใช้งานภายในระบบ จึงจำเป็นต้องมีวงจรกรองความถี่เพื่อให้ระบบดังกล่าวสามารถใช้งานได้ ดังนั้นวงจรกรองความถี่ในระบบดังกล่าวนี้จึงมีบทบาทที่สำคัญมากในระบบสื่อสาร โดยหน้าที่หลักของวงจรนี้ คือ การคัดแยกสัญญาณที่ต้องการออกจากสัญญาณที่ไม่ต้องการเพื่อป้อนเข้าสู่วงจรต่างๆ ของระบบต่อไป โดยใช้คุณสมบัติทางความถี่เป็นเกณฑ์ในการคัดแยกสัญญาณ ดังนั้นการออกแบบวงจรกรองความถี่ในย่านความถี่สูงจึงเป็นเรื่องที่น่าสนใจ ส่วนใหญ่แล้ววงจรกรองความถี่สามารถพบกันมากในรูปแบบที่เรียกว่า พาสซีฟฟิลเตอร์ (Passive Filter) ซึ่งวงจรกรองในลักษณะนี้จะประกอบด้วยขดลวดเหนี่ยวนำ (Inductor) , ตัวเก็บประจุ (Capacitor) และตัวต้านทาน (Resistor) ซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่เริ่มแรกที่ใช้กันมานาน และอีกรูปแบบหนึ่งที่พบกันมากคือ อุปกรณ์ประเภทแอคทีฟ (Active Filter) เช่น ออปแอมป์ (Op-Amp) , ทรานซิสเตอร์ (Transistor) เป็นต้น โดยวงจรกรองความถี่ทั้งสองรูปแบบนี้นำไปใช้ในระบบการสื่อสารในช่วงความถี่ใช้งานที่ไม่สูงมากนัก สำหรับวงจรกรองความถี่ที่ใช้กับระบบไมโครเวฟความถี่สูง จะมีโครงสร้างเป็นสายแถบแคบ (Strip line) สายไมโครสตริป (Microstrip Line) หรือท่อนำคลื่น (Waveguide) แต่เนื่องจากการออกแบบวงจรกรองความถี่ในระบบไมโครเวฟความถี่สูงมักประสบปัญหาในเรื่องของอุปกรณ์ คือ ขาดอุปกรณ์และเครื่องมือในการสร้าง ข้อมูลของการออกแบบค่อนข้างซับซ้อน และที่สำคัญคือ ซอฟต์แวร์ที่ช่วยในการออกแบบมีราคาค่อนข้างแพง ด้วยสาเหตุนี้จึงได้มีการคิดค้นในการที่จะสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในการออกแบบและสร้างวงจรดังกล่าว

ในปัจจุบันมีการศึกษาค้นคว้าและพัฒนาการออกแบบและสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นมาอย่างต่อเนื่อง โดยทั่วไปการวิเคราะห์และการคำนวณผลทางคณิตศาสตร์ของวงจรที่ออกแบบมานั้น สามารถทำได้โดยใช้วิธีการต่างๆทางคณิตศาสตร์ ซึ่งมีหลายวิธี เช่น FDTD (Finite Differential Time Domain) , TLM (Transmission Line Matrix) , MMM (Mode-Matching Method) หรือ Method of Moment เป็นต้น แต่เนื่องจากวิธีเหล่านี้มีความยุ่งยากและซับซ้อน ตลอดจนมีข้อจำกัดด้านความเร็วในการคำนวณ เป็นสิ่งที่นักวิจัยให้

ความสนใจเป็นพิเศษ จึงได้พัฒนาวิธีการใหม่ๆ เพื่อทดแทนวิธีการคำนวณแบบเดิมๆเหล่านี้ตลอดจนการคิดค้นประสิทธิภาพการคำนวณให้เร็วขึ้นกว่าเดิมอีกด้วย (Carlos Alberto Andrade , 2001)

จากรายงานผลการวิจัยของ สมศักดิ์ (2545) ได้ทำการวิจัยเรื่องโปรแกรมการจำลองเรื่องสนามแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับวงจรความถี่สูงไมโครเวฟ โดยอาศัยหลักการแพร่กระจายของคลื่นที่มีการกระทำแบบวิธีการวนซ้ำ (Iterative Method) ผลที่ได้จากการวิเคราะห์วงจรไมโครสตริป วงจรคัปเปิลอร์ และวงจรตัวต้านทาน จะแสดงค่าอิมพีแดนซ์พารามิเตอร์ , แอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ และพารามิเตอร์การกระจาย สามารถแสดงรูปร่างขนาดของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ปรากฏบนวงจรไมโครเวฟ ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จะให้ค่าใกล้เคียงกันกับค่าที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี และมีความสอดคล้องกับผลการจำลองโดยใช้โปรแกรมจำลองอื่นๆ สำหรับประโยชน์ของโปรแกรมนี้อคือ ใช้เวลาการประมวลผลน้อยแต่ให้ประสิทธิภาพสูง และยังสามารถพัฒนาเพื่อนำไปใช้ประกอบการเรียนการสอนในสาขาโทรคมนาคมได้เป็นอย่างดี และได้ให้ข้อเสนอแนะไว้ว่า โปรแกรมของงานวิจัยที่สร้างขึ้นสามารถใช้คำนวณวงจรไมโครเวฟได้บางวงจรเท่านั้น เนื่องจากแต่ละวงจรมีโครงสร้างที่แตกต่างกัน ดังนั้นควรมีการพัฒนาโมเดลการคำนวณสำหรับวงจรไมโครเวฟหลายๆ โมเดลเพื่อให้ครอบคลุมการใช้งานได้อย่างกว้างขวางมากขึ้น

จากความเป็นมาและความสำคัญของปัญหาดังกล่าว ผู้วิจัยจึงสนใจที่จะทำการศึกษาและวิเคราะห์วงจรทรงความถี่ในโครงสร้างของท่อนำคลื่นที่มีการวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหินย่นา โดยพัฒนาวิธีการคำนวณแบบใหม่ซึ่งอาศัยหลักการของคลื่นที่มีการกระทำซ้ำ (WIM : Wave Iterative Method) โดยการคำนวณขนาดและทิศทางของคลื่นตกกระทบ (Incident Wave) คลื่นสะท้อน (Reflected Wave) และคลื่นส่งผ่าน (Transmitted Wave) ในโครงสร้างของวงจรไมโครเวฟที่จำแนกออกเป็นสองโดเมน ซึ่งได้แก่โดเมนทางขนาด (Spatial Domain) หรือพิกเซล (Pixel) ซึ่งเป็นการแบ่งวงจรออกเป็นส่วนเล็กๆ ในลักษณะพื้นที่สี่เหลี่ยมสำหรับคลื่นที่สัมผัสผิวของวงจร (Surface of Circuit) และโดเมนของสเปกตรัม (Spectrum Domain) หรือโหมด (Modes) ของคลื่น สำหรับคลื่นที่ปรากฏอยู่ภายนอกของวงจรหรือในชั้นของไดอิเล็กตริก (Dielectric) การเชื่อมโยงหรือการแปลงสภาวะระหว่างคลื่นทั้งสองโดเมนนี้ จะอาศัยตัวแปลงสภาพของโหมดความเร็วสูง (Fast Modal Transform) ซึ่งอาศัยหลักการของฟูเรียร์ทรานสฟอร์มความเร็วสูง (FFT: Fast Fourier Transform) เพื่อคำนวณหาคลื่นที่ตกกระทบและสะท้อนไปมาในวงจรโดยแบ่งเป็นโหมด TE และโหมด TM แล้วนำผลการวิเคราะห์หาคำนวณหาคุณสมบัติและค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจร เปรียบเทียบกับโปรแกรมจำลองแบบอื่นๆ ซึ่งผลของการวิเคราะห์ที่

ได้นี้ มีความถูกต้องและสอดคล้องกับทฤษฎี สามารถลดเวลาการคำนวณเพื่อหาคุณสมบัติและค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรได้

1.1 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.1.1 เพื่อศึกษาและวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นโดยการวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ ด้วยวิธีการคำนวณทางคณิตศาสตร์ที่ใช้หลักการของคลื่นที่มีการกระทำซ้ำ

1.1.2 เพื่อเปรียบเทียบผลของการคำนวณของวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นกับโปรแกรมจำลองแบบอื่นๆ หรือทางด้านทฤษฎี

1.2 ขอบเขตการวิจัย

1.2.1 ศึกษาและคำนวณคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ที่ใช้วงจรช่องแคบโลหะ (Metallic Iris) ที่มีลักษณะแบบตัวเหนี่ยวนำ (Inductor) วางตัวเรียงกันในท่อนำคลื่น

1.2.1.1 คำนวณโดยใช้หลักการของคลื่นที่มีการกระทำซ้ำ (Wave Iterative Method)

1.2.1.2 คำนวณหาค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจาย (S-Parameter)

1.2.2 ออกแบบและสร้างโปรแกรมจำลองการคำนวณคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ

1.2.3 วิเคราะห์และเปรียบเทียบผลการคำนวณ โดยเปรียบเทียบผลการคำนวณที่ได้กับการคำนวณจากทฤษฎีหรือโปรแกรมจำลองแบบอื่นๆ

1.3 วิธีการวิจัย

ทำการศึกษาทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง เพื่อออกแบบวิธีการวิจัยและวิเคราะห์หาค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าและค่าพารามิเตอร์ต่างๆ โดยใช้โปรแกรม MATLAB และเปรียบเทียบผลการคำนวณกับทางทฤษฎี จากนั้นจึงนำผลที่ได้จากการวิเคราะห์มาออกแบบเป็นแบบจำลองการคำนวณหาค่าคุณสมบัติของวงจร สนามแม่เหล็กไฟฟ้า และค่าพารามิเตอร์ต่างๆ โดยจะนำผลการวิเคราะห์วงจรมาเปรียบเทียบกับความถูกต้องกับทฤษฎีและโปรแกรมสำเร็จรูป (Online Microwave Filter Design : GWT) เพื่อที่จะตรวจสอบผลการวิเคราะห์และสรุปผลการวิจัย

1.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

1.4.1 เครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล ใช้ในการคำนวณและเขียนโปรแกรม

1.4.2 ซอฟต์แวร์ที่ใช้เป็นโปรแกรมสำเร็จรูป MATLAB (ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ)

1.4.2 โปรแกรมสำเร็จรูปออนไลน์สำหรับการออกแบบวงจรกรองความถี่ในวงจรท่อนำคลื่น (<http://www.guidewavetech.com>)

1.5 ประโยชน์ของการวิจัย

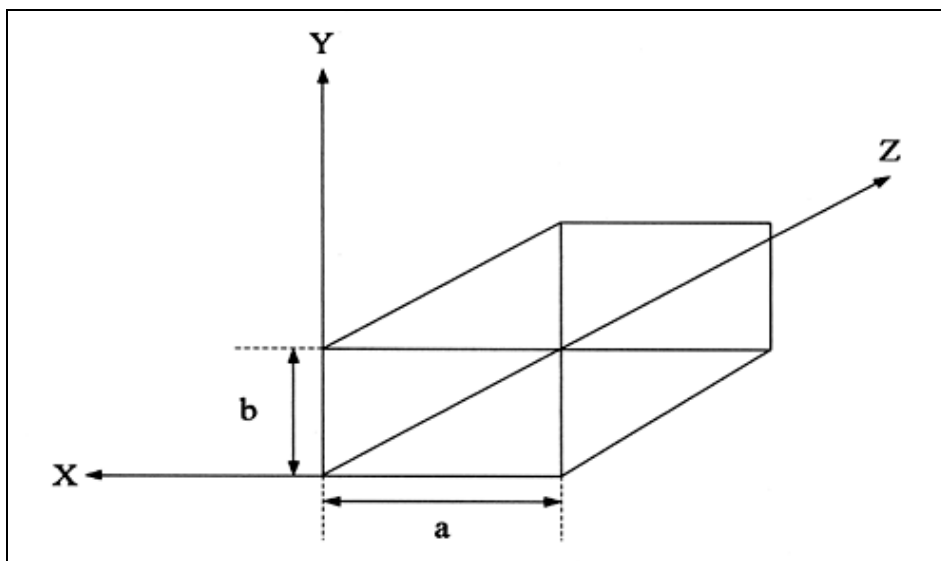
ผลงานวิจัยที่ได้ เป็นการคำนวณและวิเคราะห์ผลของวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นในแนวทางใหม่ สามารถนำไปใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นได้ง่ายและรวดเร็ว โดยใช้เวลาในการประมวลผลน้อยลงแต่ให้ประสิทธิภาพสูง สามารถอธิบายให้เข้าใจถึงลักษณะทางกายภาพของคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบนวงจรท่อนำคลื่นได้ และพัฒนาเพื่อนำไปใช้ในการวิเคราะห์วงจรไมโครเวฟที่ซับซ้อนมากยิ่งขึ้นได้ และยังสามารถพัฒนาเพื่อนำไปใช้ประกอบการเรียนการสอนในสาขาโทรคมนาคมได้เป็นอย่างดี

บทที่ 2

ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 ท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม (Rectangular Waveguide)

ท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยมเป็นสายนำสัญญาณ โดยทั่วไปจะมีรูปหน้าตัดเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า กว้าง a สูง b และมีความยาวไปตามแนวแกน z ดังแสดงไว้ในภาพที่ 2-1 ซึ่งจัดว่าเป็นสายนำสัญญาณของคลื่นไมโครเวฟที่ความถี่ตั้งแต่ 1 GHz ถึง 40 GHz ท่อนำคลื่นแบบนี้มักใช้เป็นส่วนประกอบในอุปกรณ์ เช่น ตัวลดทอน (Attenuator) ตัวเชื่อมต่อ (Coupler) และสลิตไลน์ (Slotted Line) เป็นต้น โดยการวิจัยจะกล่าวถึงคุณสมบัติของท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม โดยพิจารณาท่อนำคลื่นที่ภายในเป็นอากาศ แกนของท่อเป็นเส้นตรงไม่คดงอ และรูปร่างหน้าตัดของท่อนำคลื่นไม่เปลี่ยนแปลงตามแนวแกน z

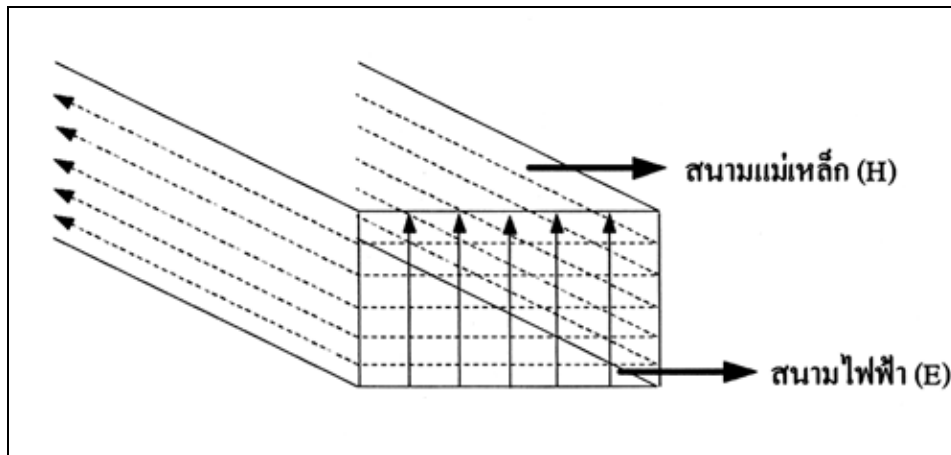


ภาพที่ 2-1 โครงสร้างท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม

ท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า จะเกิดคุณลักษณะเฉพาะของสนามไฟฟ้า (E-Field) และสนามแม่เหล็ก (H-Field) ที่ประกอบกันเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนี้

1. สนามไฟฟ้า ที่เกิดอยู่ภายในท่อนำคลื่น มีจุดความเข้มสูงสุดอยู่ที่กึ่งกลางของด้านยาวของท่อนำคลื่น และมีความเข้มของสนามไฟฟ้าเป็นศูนย์ที่ผนัง หรือด้านกว้างของท่อนำคลื่น (สนามไฟฟ้า ที่ขนานกับผิวตัวนำมีค่าความเข้มเป็นศูนย์)

2. สนามแม่เหล็ก ที่เกิดขึ้นภายในท่อนำคลื่นจะต่อเนื่องกัน และวนไปรอบท่อนำคลื่น โดยที่เวกเตอร์ของสนามแม่เหล็ก จะไม่ตั้งฉากกับผนังของตัวนำด้านใดเลย สนามแม่เหล็กจะวนต่อกันเป็นวงรอบ (Complete loop) และจะขนานไปกับผนังทุกๆ ด้านดังภาพที่ 2-2



ภาพที่ 2-2 สนามแม่เหล็กไฟฟ้าภายในท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม

สำหรับท่อนำคลื่นในอุดมคติที่มีโครงสร้างที่ผนังเป็นตัวนำไฟฟ้าที่สมบูรณ์ และในท่อนำคลื่นเป็นอวกาศว่าง (Free space) โดย $\epsilon = \epsilon_0$, $\mu = \mu_0$ และ $\rho = \infty$ ดังนั้นสมการความสัมพันธ์ของ E และ H ในรูปของสมการเคิร์ลของ Maxwell โดยสนามทั้งหมดแปรตามเวลาจะได้ว่า

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu_0\vec{H} \quad (2-1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon_0\vec{E} \quad (2-2)$$

สมการเวกเตอร์ (2-1) และ (2-2) สามารถเขียนในรูปของสมการสเกลาร์ได้ 6 สมการ ดังนี้

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} + \gamma E_y = -j\omega\mu_0 H_x \quad (2-3)$$

$$-\gamma E_x - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -j\omega\mu_0 H_y \quad (2-4)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = j\omega\mu_0 H_z \quad (2-5)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} + \gamma H_y = j\omega\varepsilon_0 E_x \quad (2-6)$$

$$-\gamma H_x - \frac{\partial H_z}{\partial x} = j\omega\varepsilon_0 E_y \quad (2-7)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega\varepsilon_0 E_z \quad (2-8)$$

จากสมการ (2-4) และ (2-6) เมื่อกำจัด H_y ออกไป จะได้

$$k^2 E_x = -j\omega\mu_0 \frac{\partial H_z}{\partial y} - \gamma \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (2-9)$$

โดยที่ $k^2 = \omega^2\varepsilon_0\mu_0 + \gamma^2$

จากสมการ (2-3) และ (2-7) เมื่อกำจัด H_x ออกไป จะได้

$$k^2 E_y = -j\omega\mu_0 \frac{\partial H_z}{\partial x} - \gamma \frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (2-10)$$

จากสมการ (2-3) และ (2-7) เมื่อกำจัด E_y ออกไป จะได้

$$k^2 H_x = -j\omega\varepsilon_0 \frac{\partial E_z}{\partial y} - \gamma \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (2-11)$$

จากสมการ (2-4) และ (2-6) เมื่อกำจัด E_x ออกไป จะได้

$$k^2 H_y = -j\omega\varepsilon_0 \frac{\partial E_z}{\partial x} - \gamma \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (2-12)$$

เมื่อแทนค่าของ E_x , E_y , H_x และ H_y จากสมการข้างต้นลงในสมการ (2-5) และ (2-8) จะได้

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + k^2 E_z = 0 \quad (2-13)$$

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + k^2 H_z = 0 \quad (2-14)$$

สมการทั้งสองเป็นสมการเชิงเส้นที่เป็นอิสระจากกันในรูปของ E_z และ H_z ดังนั้นในการวิเคราะห์จึงสามารถแบ่งได้ออกเป็น 2 ส่วน และเป็นนิยามที่ใช้อธิบายพื้นฐานของคลื่น 2 ชนิด ที่สามารถแพร่กระจายออกไปในท่อนำคลื่น โดยถูกเรียกว่าโหมดของการแพร่กระจายคลื่น ได้แก่

1. คลื่น TM (Transverse Magnetic Field) คลื่นแบบนี้จะมีส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กในระนาบตั้งฉากเท่านั้น คือ $H_z = 0$ แต่ $E_z \neq 0$ คือ สนามแม่เหล็กจะอยู่ในระนาบที่ตั้งฉากกับทิศทางของการแพร่กระจายคลื่น แต่จะมีสนามไฟฟ้าอยู่ในทิศทางเดียวกับทิศทางของการแพร่กระจายคลื่น

2. คลื่น TE (Transverse Electric Field) คลื่นแบบนี้จะมีส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าในแนวขวางเท่านั้น คือ $E_z = 0$ แต่ $H_z \neq 0$ คือสนามไฟฟ้าจะอยู่ในระนาบที่ตั้งฉากกับทิศทางของการแพร่กระจายคลื่น แต่จะมีสนามแม่เหล็กอยู่ในทิศทางเดียวกับทิศทางของการแพร่กระจายคลื่น

2.1.1 โหมดคลื่นแม่เหล็กตามขวาง (Transverse Magnetic (TM) Mode)

สำหรับโหมด TM สมการคลื่นสำหรับ E_z ในระบบพิกัดฉากเขียนได้เป็น

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + h^2 E_z = 0 \quad (2-15)$$

สมมติให้ Transverse Electric Field E_z สามารถเขียนในรูปของฟังก์ชันได้เป็น

$$E_z = X(x)Y(y)e^{-\gamma z} \quad (2-16)$$

แทนสมการที่ (2-16) ลงในสมการที่ (2-15) ได้เป็น

$$X''(x)Y(y)e^{-\gamma z} + X(x)Y''(y)e^{-\gamma z} + h^2 X(x)Y(y)e^{-\gamma z} = 0 \quad (2-17)$$

หารทั้งสองข้างของสมการด้วย $X(x)Y(y)e^{-\gamma z}$ จะได้ว่า

$$\frac{X''(x)}{X(x)} + \frac{Y''(y)}{Y(y)} + h^2 = 0 \quad (2-18)$$

จะเห็นว่า $\frac{X''(x)}{X(x)}$ เป็นฟังก์ชันของ x เพียงเทอมเดียว และ $\frac{Y''(y)}{Y(y)}$ เป็นฟังก์ชันของ y เพียงเทอมเดียวเช่นกัน ดังนั้นสามารถแทนทั้ง 2 เทอมด้วยค่าคงที่ $-k_x^2$ และ $-k_y^2$ ตามลำดับ ดังนั้น

$$\frac{d^2x}{dx^2} + k_x^2 x = 0 \quad (2-19)$$

$$\frac{d^2y}{dy^2} + k_y^2 y = 0 \quad (2-20)$$

$$h^2 = k_x^2 + k_y^2 \quad (2-21)$$

สมการที่ (2-19) และ (2-20) ทั้งสองเป็นสมการเอกพันธ์ และเป็นสมการ Second-order Differential จึงมีรูปแบบคำตอบทั่วไปของทั้ง 2 สมการ คือ

$$X(x) = A \cos(k_x x) + B \sin(k_x x) \quad (2-22)$$

โดยที่ $k_x = \frac{m\pi}{a}$, $m = 1, 2, 3, \dots, \infty$

$$Y(y) = C \cos(k_y y) + D \sin(k_y y) \quad (2-23)$$

โดยที่ $k_y = \frac{n\pi}{b}$, $n = 1, 2, 3, \dots, \infty$

ดังนั้น แทนค่าสมการที่ (2-22) และ (2-23) ลงในสมการที่ (2-16) จะได้ E_z เป็น

$$E_z = [A \cos(k_x x) + B \sin(k_x x)][C \cos(k_y y) + D \sin(k_y y)]e^{-\gamma z} \quad (2-24)$$

ที่ $x = 0$

$$E_z|_{x=0} = [A \cos(0) + B \sin(0)][C \cos(k_y y) + D \sin(k_y y)]e^{-\gamma z} = 0 \quad (2-25)$$

ที่ $y = 0$

$$E_z|_{y=0} = [A \cos(k_x x) + B \sin(k_x x)][C \cos(0) + D \sin(0)]e^{-\gamma z} = 0 \quad (2-26)$$

จากสมการที่ (2-25) และ (2-26) ค่า A และ C เท่ากับศูนย์ ทำให้ค่า E_z ได้เป็น

$$E_z = [E_0 \sin(k_x x) \sin(k_y y)]e^{-\gamma z} \quad (2-27)$$

จากสมการ (2-21) ค่าของ h^2 จะได้เป็น

$$h_{mn}^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (2-28)$$

ดังนั้นสามารถหาคำตอบสำหรับ E_z ในรูปของ

$$E_z = E_0 \sin\left(\frac{m\pi}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}\right) e^{-\gamma_{mn} z} \quad (2-29)$$

และค่า γ_{mn} ได้เป็น

$$\gamma_{mn} = \alpha_{mn} + j\beta_{mn} \quad (2-30)$$

$$\gamma_{mn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - \omega^2 \mu_0 \epsilon_0} \quad (2-31)$$

$$\gamma_{mn} = jk \sqrt{1 - \left(\frac{f_{cmn}}{f}\right)^2} \quad (2-32)$$

$$\text{เมื่อ } f_{cmn} = \frac{1}{2\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}$$

องค์ประกอบของสนามในโหมด TM สามารถหาค่าได้ สรุปได้ดังนี้

$$E_x = -E_0 \frac{\gamma_{mn}}{h_{mn}^2} \left(\frac{m\pi}{a}\right) \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-\gamma_{mn}z} \quad (2-33)$$

$$E_y = -E_0 \frac{\gamma_{mn}}{h_{mn}^2} \left(\frac{n\pi}{b}\right) \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-\gamma_{mn}z} \quad (2-34)$$

$$E_z = E_0 \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-\gamma_{mn}z} \quad (2-35)$$

$$H_x = E_0 \frac{j\omega\epsilon}{h_{mn}^2} \left(\frac{n\pi}{b}\right) \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-\gamma_{mn}z} \quad (2-36)$$

$$H_y = -E_0 \frac{j\omega\epsilon}{h_{mn}^2} \left(\frac{m\pi}{a}\right) \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-\gamma_{mn}z} \quad (2-37)$$

$$H_z = 0 \quad (2-38)$$

2.1.2 โหมดคลื่นไฟฟ้าตามขวาง (Transverse Electric (TE) Mode)

สำหรับโหมด TE ค่า $E_z = 0$ และ $H_z \neq 0$ ดังนั้นสมการคลื่นสำหรับ E_z ในระบบพิกัดฉากเขียนได้เป็น

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + h^2 H_z = 0 \quad (2-39)$$

โหมด TE สามารถเขียนในรูปของฟังก์ชัน sine ได้เช่นเดียวกับโหมด TM นั่นคือ

$$X(x) = A \cos k_x x + B \sin k_x x \quad (2-40)$$

โดยที่ $k_x = \frac{m\pi}{a}$, $m = 1, 2, 3, \dots, \infty$

$$Y(y) = C \cos k_y y + D \sin k_y y \quad (2-41)$$

โดยที่ $k_y = \frac{n\pi}{b}$, $n = 1, 2, 3, \dots, \infty$

ดังนั้น

$$H_z = [A \cos(k_x x) + B \sin(k_x x)][C \cos(k_y y) + D \sin(k_y y)] \quad (2-42)$$

และ

$$h^2 = k_x^2 + k_y^2 \quad (2-43)$$

ที่ $x = 0$

$$\frac{\partial H_z}{\partial x} \Big|_{x=0} = [-k_x A \sin(0) + k_x B \cos(0)][C \cos(k_y y) + D \sin(k_y y)]e^{-\gamma z} = 0 \quad (2-44)$$

ที่ $y = 0$

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} \Big|_{y=0} = [A \cos(k_x x) + B \sin(k_x x)][-k_y C \sin(0) + k_y D \cos(0)]e^{-\gamma z} = 0 \quad (2-45)$$

จะเห็นว่าสมการเป็นจริงเมื่อ B และ D เท่ากับศูนย์ ดังนั้น

$$H_z = H_0 \cos k_x x \cos k_y y e^{-\gamma z} \quad (2-46)$$

สรุปความสัมพันธ์ทั้งหมด

$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-\gamma z} \quad (2-47)$$

$$h_{mn}^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (2-48)$$

$$\gamma_{mn} = \alpha_{mn} + j\beta_{mn} \quad (2-49)$$

$$\gamma_{mn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - \omega^2 \mu_0 \epsilon_0} \quad (2-50)$$

$$\gamma^2 = k^2 - \beta^2 \quad (2-51)$$

เมื่อ $f_{cmn} = \frac{1}{2\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}$

ดังนั้นสามารถเขียนความสัมพันธ์ของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กโดยอาศัยความสัมพันธ์ข้างต้น ได้ดังนี้

$$E_x = H_0 \frac{j\omega\mu}{h_{mn}^2} \left(\frac{n\pi}{b}\right) \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-\gamma_{mn}z} \quad (2-52)$$

$$E_y = -H_0 \frac{j\omega\mu}{h_{mn}^2} \left(\frac{m\pi}{a}\right) \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-\gamma_{mn}z} \quad (2-53)$$

$$E_z = 0 \quad (2-54)$$

$$H_x = H_0 \frac{\gamma_{mn}}{h_{mn}^2} \left(\frac{m\pi}{a}\right) \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-\gamma_{mn}z} \quad (2-55)$$

$$H_y = H_0 \frac{\gamma_{mn}}{h_{mn}^2} \left(\frac{n\pi}{b}\right) \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-\gamma_{mn}z} \quad (2-56)$$

$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-\gamma_{mn}z} \quad (2-57)$$

2.1.3 โหมดโดมิแนนท์ (Dominant Mode)

โหมดโดมิแนนท์ คือ ความถี่ตัดที่ต่ำที่สุดสำหรับท่อนำคลื่นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า คือ โหมดคลื่นที่ $m=1$ และ $n=0$ เมื่อ $a/b > 1$ ดังนั้นสมการสำหรับโหมดโดมิแนนท์สามารถหาค่าได้จาก

$$f_{c_{10}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{v}{2a} \quad (2-58)$$

จากสมการที่ได้ทั้งหมด จะเห็นว่าจะติดอยู่ในรูปของตัวแปร H_0 และเมื่ออาศัยเงื่อนไขของขอบเขตและวิธีการแยกตัวประกอบของสมการ Maxwell สามารถสรุปการคำนวณหาความสัมพันธ์ของสนามไฟฟ้าของแบบแผนคลื่นไฟฟ้าตามขวาง และคลื่นแม่เหล็กตามขวางได้ดังตารางที่ 2-1

ตารางที่ 2-1 สรุปสูตรการคำนวณหาสนามไฟฟ้าของโหมดคลื่นไฟฟ้าตามขวาง และโหมดคลื่นแม่เหล็กตามขวาง

สนามไฟฟ้าของโหมด TE	สนามไฟฟ้าของโหมด TM
$E_x = \frac{n}{b\sqrt{(\frac{n}{b})^2 + (\frac{m}{a})^2}} \sqrt{\frac{2\tau_{mn}}{ab}} \cos Si_{mn}(xy)$	$E_x = \frac{m}{a\sqrt{(\frac{n}{b})^2 + (\frac{m}{a})^2}} \sqrt{\frac{2\tau_{mn}}{ab}} \cos Si_{mn}(xy)$
$E_y = \frac{-m}{a\sqrt{(\frac{n}{b})^2 + (\frac{m}{a})^2}} \sqrt{\frac{2\tau_{mn}}{ab}} Si Co_{mn}(xy)$	$E_y = \frac{n}{b\sqrt{(\frac{n}{b})^2 + (\frac{m}{a})^2}} \sqrt{\frac{2\tau_{mn}}{ab}} Si Co_{mn}(xy)$
เมื่อกำหนด $CoSi(xy) = \cos(\frac{m\pi}{a}x) \sin(\frac{n\pi}{b}y)$ $SiCo(xy) = \sin(\frac{m\pi}{a}x) \cos(\frac{n\pi}{b}y)$ $\gamma^2 = (\frac{m\pi}{a})^2 + (\frac{n\pi}{b})^2 - k_0^2\epsilon_r$ $\tau_{mn} = 2 \quad \text{ถ้า } m \text{ และ } n \text{ ไม่เท่ากับ ศูนย์}$ $\tau_{mn} = 1 \quad \text{ถ้า } m \text{ หรือ } n \text{ เท่ากับ ศูนย์}$	

2.1.4 คุณสมบัติของโหมดคลื่น

2.1.4.1 ความยาวคลื่น (Wavelength) สามารถหา ค่าคงที่เฟส (β) ได้จาก

$$\beta = k \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2} \quad f > f_c \quad (2-59)$$

เมื่อ f_c คือ โหมดความถี่ตัด และ k คือ Wave Number ของไดอิเล็กตริก สำหรับโหมดความยาวคลื่น (Waveguide Mode) แทนด้วยสัญลักษณ์ λ_g สามารถหาค่าได้จาก

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2-60)$$

แทนสมการ (2-59) ลงในสมการ (2-60) จะได้

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2}} \quad (2-61)$$

และมีค่าความยาวคลื่นอีกตัวหนึ่ง ซึ่งเป็นค่าเฉพาะของโหมดคลื่น นั่นคือ ความยาวคลื่นตัด (Cutoff wave) λ_c ซึ่ง

$$\lambda_g = \frac{c}{f} \quad (2-62)$$

เมื่อ c ความเร็วแสงในสุญญากาศ ดังนั้นสำหรับความยาวคลื่นตัดที่โหมดคลื่น TE_{10} คือ

$$\lambda_{c_{10}} = 2a \quad (2-63)$$

เมื่อ a คือ ความกว้างของท่อนำคลื่น

2.1.4.2 คุณสมบัติคลื่น (Wave Impedance) คือ อัตราส่วนระหว่างสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ตามขวางของแต่ละโหมดคลื่น ดังความสัมพันธ์

$$Z \equiv \frac{|E_t|}{|H_t|} \quad (2-64)$$

เมื่อ $|E_t|$ และ $|H_t|$ คือ ขนาดของสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กตามลำดับ สำหรับคลื่นระนาบ คุณสมบัติของคลื่น คือ ค่า Intrinsic impedance (η) ของไดอิเล็กตริกโดยที่ $\eta = \frac{j\omega\mu}{\gamma}$ ซึ่งถ้าตัวกลางที่ไม่การสูญเสียแล้ว $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ และค่าคุณสมบัติคลื่นจะไม่ขึ้นกับความถี่ สำหรับโหมดของท่อนำคลื่นพิจารณา โหมดคลื่นสำหรับ TE นั้นได้ว่า $E_z = 0$ ดังนั้นจากสมการที่ (2-64) จะได้ โหมดคลื่น TE คือ

$$Z_{TE} = \frac{E_x}{H_y} = -\frac{E_y}{H_x} = \frac{j\omega\mu}{\gamma} \quad (2-65)$$

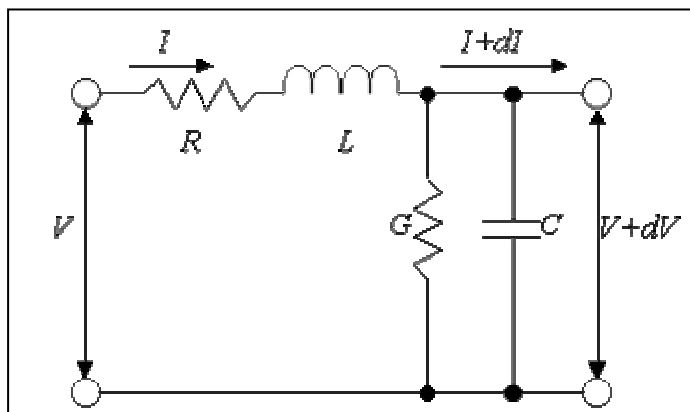
$$Z_{TE} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (2-66)$$

และเรียก Z_{TE} ว่า คุณสมบัติคลื่นสำหรับโหมดคลื่น TE ในทำนองเดียวกันสำหรับโหมดคลื่น TM จะได้

$$Z_{TM} = \frac{E_x}{H_y} = -\frac{E_y}{H_x} = \frac{\gamma}{j\omega\epsilon} \quad (2-67)$$

$$Z_{TM} = \eta \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \quad (2-68)$$

2.2 สายส่งสัญญาณ (Transmission Line)



ภาพที่ 2-3 วงจรเทียบเคียงของสายส่งสัญญาณขนาดสั้นๆ

แรงดัน V และกระแส I ณ ที่ระยะ Z ใดๆ ตลอดสายส่งสัญญาณที่มีขนาดสม่ำเสมอ จะสามารถหาได้ โดยการป้อนแรงดันรูปไซน์ (Sinusoidal Voltage : V_s) ที่อินพุตของสายส่ง จากรูปที่ 2-3 กำหนดให้ R และ L คือ ค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำ (Resistance and Inductance) ต่อหน่วยความยาวของตัวนำของสายส่งสัญญาณ สำหรับ G และ C เป็นค่าความนำและค่าประจุรั่ว (Leakage Conductance and Capacitance) ต่อหน่วยความยาว ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างสายส่งซึ่งเป็นตัวนำ โดย R , L , G และ C จะเป็นค่าคงที่ เนื่องจากกำหนดให้สายส่งมีขนาดสม่ำเสมอตลอดความยาว เรียกค่าคงที่เหล่านี้ว่า ค่าคงที่ของสายส่งปฐมภูมิ (Primary Line Constant) และเมื่อพิจารณาเฉพาะระยะ dz จะสามารถเขียนสมการของแรงดันและกระแสได้เท่ากับ

$$-dV = (R + j\omega L) dz I \quad (2-69)$$

$$-dI = (G + j\omega C) dz V \quad (2-70)$$

ทำการ Differentiate สมการ (2-69) เทียบกับระยะ Z และแทนค่าด้วยสมการ (2-70) จะได้

$$\frac{d^2 V}{dz^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C) V = \gamma^2 V \quad (2-71)$$

โดยที่

$$\gamma = [(R + j\omega L)(G + j\omega C)]^{1/2} = \alpha + j\beta \quad (2-72)$$

เรียกสมการ (2-72) นี้ว่า ค่าคงที่การแพร่กระจาย (Propagation Constant) เมื่อใช้วิธีแบบเดียวกันจะได้

$$\frac{d^2 I}{dz^2} = \gamma^2 I \quad (2-73)$$

คำตอบทั่วไปของ I จะเท่ากับ

$$I = M \cosh(\gamma z) + N \sinh(\gamma z) \quad (2-74)$$

และจากสมการ (2-71) จะได้คำตอบของ V เท่ากับ

$$V = A \cosh(\gamma z) + B \sinh(\gamma z) \quad (2-75)$$

โดยที่ M, N, A และ B เป็นค่าคงที่ เมื่อแทนค่าสมการ (2-74) ลงในสมการ (2-70) แล้วแทนด้วยสมการ (2-75) จะได้

$$A \cosh(\gamma z) + B \sinh(\gamma z) = -Z_0 [M \sinh(\gamma z) + N \cosh(\gamma z)] \quad (2-76)$$

โดยที่

$$Z_0 = \left(\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C} \right)^{1/2} \quad (2-77)$$

ซึ่งสมการ (2-77) นี้ จะเรียกว่า ค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะ (Characteristic Impedance) และเมื่อใช้วิธีเดียวกัน โดยการแทนค่าสมการ (2-75) ลงในสมการ (2-69) แล้วแทนด้วยสมการ (2-74) จะได้

$$A \sinh(\gamma z) + B \cosh(\gamma z) = -Z_0 [M \cosh(\gamma z) + N \sinh(\gamma z)] \quad (2-78)$$

ทำการคูณสมการ (2-76) ด้วย $\cosh(\gamma z)$ และคูณสมการ (2-78) ด้วย $\sinh(\gamma z)$ แล้วลบออกจากกัน จะทำให้ได้

$$N = -A/Z_0 \quad (2-79)$$

และคูณสมการ (2-78) ด้วย $\cosh(\gamma z)$ และคูณสมการ (2-76) ด้วย $\sinh(\gamma z)$ แล้วลบออกจากกัน จะทำให้ได้

$$M = -B/Z_0 \quad (2-80)$$

ดังนั้น

$$I = -\frac{B}{Z_0} \cosh(\gamma z) - \frac{A}{Z_0} \sinh(\gamma z) \quad (2-81)$$

จะเห็นว่าสมการ (2-75) และ (2-81) จะเป็นคำตอบทั่วไปของสายส่งสัญญาณ สามารถเขียนใหม่ให้อยู่ในรูปของ

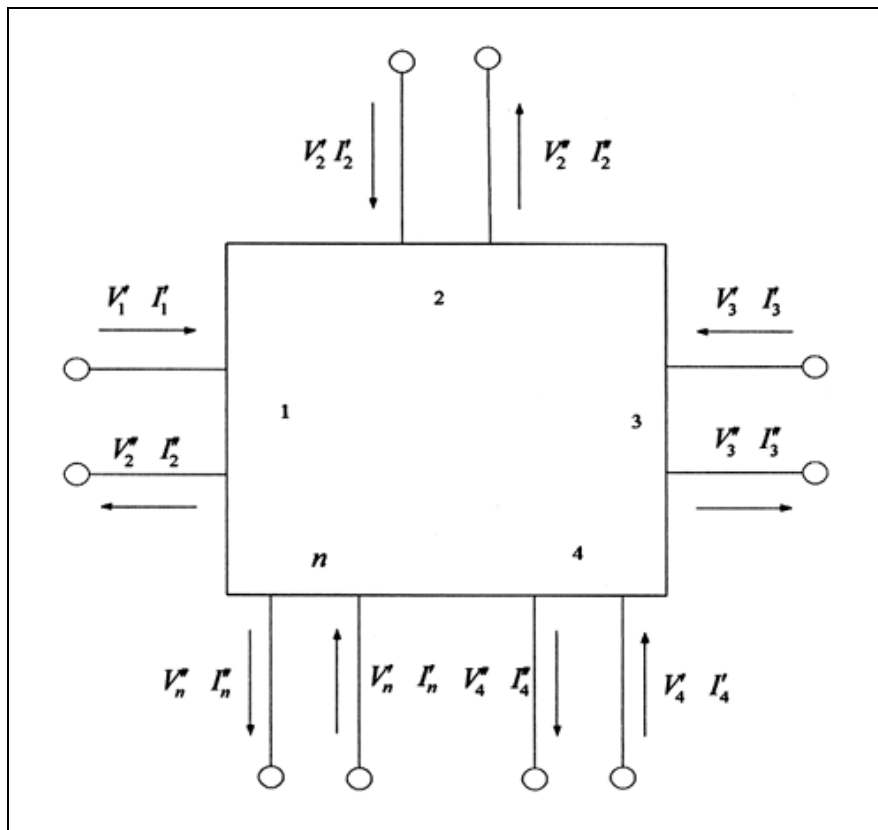
$$I = \frac{K_1 e^{-\gamma z} - K_2 e^{\gamma z}}{Z_0} \quad (2-82)$$

$$V = K_1 e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} + K_2 e^{\alpha z} e^{j\beta z} \quad (2-83)$$

2.3 ข่ายงานสองทาง (Two Port Network)

2.3.1 พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย (Scattering Matrix)

ในระบบไมโครเวฟ ที่มีจุดเชื่อมต่อ (Junction) ของประกอบด้วยส่วนประกอบของระบบไมโครเวฟ 2 ส่วน หรือมากกว่า เชื่อมต่อกันอยู่ หรืออาจเป็นส่วนของสายส่งที่ต่อเชื่อมเข้าด้วยกัน เป็นส่วนที่มีความสำคัญอีกอย่างหนึ่งในระบบไมโครเวฟ จากภาพที่ 2-5 แสดงถึงจุดเชื่อมต่อ n จุด หรือ n พอร์ต โดยในแต่ละพอร์ตแทนสายส่งที่ไม่มีการสูญเสีย ซึ่งในแต่ละพอร์ตนั้น กำหนดให้มีอิมพีแดนซ์ Z_0^i เมื่อ $i = 1, 2, 3, \dots, n$



ภาพที่ 2-4 จุดเชื่อมต่อในระบบไมโครเวฟซึ่งไม่มีการสูญเสียจำนวน n จุด

ถ้า V_i และ I_i คือ ความต่างศักย์ไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้าใน i พอร์ต ดังนั้นสมการสายส่งจะอยู่ในรูป

$$\frac{d^2 V_i}{dz_i^2} - \gamma_i^2 V_i = 0 \quad (2-84)$$

$$\frac{d^2 I_i}{dz_i^2} - \gamma_i^2 I_i = 0 \quad (2-85)$$

เมื่อ Z_i คือ ระยะทางในทิศทางเคลื่อนที่ของคลื่น และคำตอบของสมการนี้สามารถเขียนในรูปทั่วไป ได้คือ

$$V_i(z_i) = A_i \exp(-\gamma_i z_i) + B_i \exp(\gamma_i z_i) \quad (2-86)$$

$$I_i(z_i) = \frac{1}{Z_0^i} [A_i \exp(-\gamma_i z_i) - B_i \exp(\gamma_i z_i)] \quad (2-87)$$

เนื่องจาก γ_i เป็นจำนวนเชิงซ้อนซึ่งเท่ากับ $(\alpha_i + j\beta_i)$ ทำให้สามารถ จัดรูปแบบสมการ (2-86) และ (2-87) ใหม่ได้เป็น

$$V_i(z_i) = A_i \exp(-\alpha_i z_i) \exp(-j\beta_i z_i) + B_i \exp(\alpha_i z_i) \exp(j\beta_i z_i) \quad (2-88)$$

$$Z_0^i I_i(z_i) = A_i \exp(-\alpha_i z_i) \exp(-j\beta_i z_i) - B_i \exp(\alpha_i z_i) \exp(j\beta_i z_i) \quad (2-89)$$

หรือ

$$V_i(z_i) = V_i' + V_i'' \quad (2-90)$$

$$I_i(z_i) = I_i' + I_i'' \quad (2-91)$$

ซึ่ง V_i' คือ ศักย์ไฟฟ้าคลื่นตกกระทบ (Incident voltage wave) V_i'' คือ ศักย์ไฟฟ้าคลื่นสะท้อน (Reflected voltage wave) และ I_i' คือ กระแสไฟฟ้าคลื่นตกกระทบ (Incident current wave) I_i'' คือ กระแสไฟฟ้าคลื่นสะท้อน (Reflected current wave) โดยถ้า z_i เป็นบวก หมายถึง คลื่นมีทิศทางเข้าหาจุดเชื่อมต่อ และถ้าเป็นลบคลื่นมีทิศตรงข้ามกับจุดเชื่อมต่อ ซึ่งแต่ละพอร์ตไม่มีการสูญเสีย ดังนั้น $\alpha_i = 0$ เนื่องจากอัตราส่วนของ V_i'' กับ V_i' คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อน (Reflection Coefficient) หรือ Γ_i ให้ a_i และ b_i แทน คลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อน i สายส่ง ถ้าตัวกำเนิดคลื่นที่ต่ออยู่กับสายส่งใด สายส่งหนึ่ง แล้วทำให้จุดเชื่อมต่อที่จุดอื่นๆ เข้าคู่กัน (Matching) ดังนั้น

$$b_i = \Gamma_i a_i \quad (2-92)$$

แต่ถ้าในสายส่งอื่นๆ ไม่เข้าคู่กัน ดังนั้นคลื่นตกกระทบ $a_1, a_2, a_3, \dots$ ในสายส่ง 1, 2, 3 ... และจะเกิดคลื่นสะท้อนออกมาเป็น

$$b_i = S_{i1}a_1 + S_{i2}a_2 + S_{i3}a_3 + \dots + S_{in}a_n \quad (2-93)$$

เมื่อ $S_{ij}a_j$ แทนการกระจายคลื่นที่สะท้อนกลับมาในแต่ละพอร์ต ในจำนวน i สายส่ง ที่เกิดจากคลื่นตกกระทบ a_j ใน j สายส่ง และ S_{ii} แทนสัมประสิทธิ์การสะท้อน Γ_i ของ i สายส่ง ดังนั้น

$$S_{ii} = \Gamma_i \quad (2-94)$$

ดังนั้นสมการทั่วไปของจุดเชื่อมต่อ n จุด คือ

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + S_{13}a_3 + \dots + S_{1n}a_n \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + S_{23}a_3 + \dots + S_{2n}a_n \\ &\vdots \\ b_n &= S_{n1}a_1 + S_{n2}a_2 + S_{n3}a_3 + \dots + S_{nn}a_n \end{aligned} \quad (2-95)$$

หรือในรูปเมตริกซ์

$$\hat{b} = \hat{S}\hat{a} \quad (2-96)$$

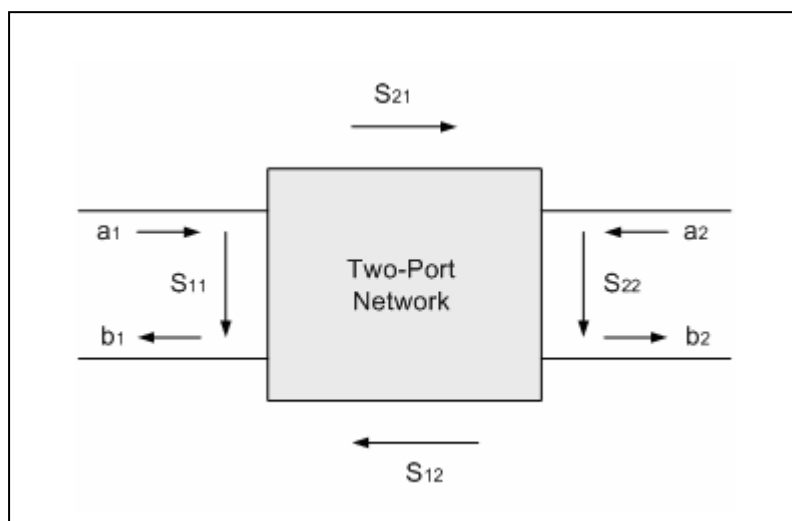
เมื่อ $\hat{a}$ และ $\hat{b}$ คือ เมตริกซ์คอลัมน์

$$\hat{a} = \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix}, \quad \hat{b} = \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix}$$

และ $\hat{S}$ คือ เมตริกซ์จัตุรัส ขนาด $n \times n$

$$\hat{S} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{pmatrix}$$

สัมประสิทธิ์ S_{ij} นั้น เรียกอีกอย่างว่า สัมประสิทธิ์การกระจาย (Scattering Coefficient) และเมตริกซ์ $\hat{S}$ เรียกว่า พารามิเตอร์การกระจาย (Scattering Matrix) ถ้าสมมติให้วงจรที่พิจารณาเป็นแบบสองทางเข้าออกดังภาพที่ 2-5



ภาพที่ 2-5 ข่ายงานสองทาง

ค่าพารามิเตอร์การกระจายของวงจรจะได้เป็น

$$\hat{S} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \quad (2-97)$$

แทนค่าในสมการที่ (2-101) ได้สมการในรูปเมตริกซ์เป็น

$$\begin{pmatrix} b_{11} \\ b_{21} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{11} \\ a_{12} \end{pmatrix} \quad (2-98)$$

พิจารณาการเคลื่อนที่ของคลื่น สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (2-99)$$

จากสมการที่ (2-99) S_{11} เรียกว่า Reflection coefficient (Input)

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (2-100)$$

จากสมการที่ (2-100) S_{21} เรียกว่า Forward transmission coefficient

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (2-101)$$

จากสมการที่ (2-101) S_{22} เรียกว่า Reflection Coefficient (Output)

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (2-102)$$

จากสมการที่ (2-102) S_{12} เรียกว่า Inverse Transmission Coefficient

2.3.2 ความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์การกระจาย

จากในหัวข้อที่แล้ว จะเห็นว่าจุดเชื่อมต่อในระบบไมโครเวฟนั้นสามารถอธิบายได้ด้วยเมตริกซ์การกระจาย ซึ่งเพียงพอสำหรับการอธิบายจุดเชื่อมต่อในระบบไมโครเวฟ สำหรับฟังก์ชันของความต่างศักย์และกระแสไฟฟ้าในแต่ละพอร์ต สามารถแทนได้ด้วยความสัมพันธ์คือ

$$V_i = \sum_{k=1}^n Z_{ik} I_k \quad (i = 1, 2, \dots, n) \quad (2-103)$$

เมื่อ V_i และ I_i คือ ความต่างศักย์ และกระแสไฟฟ้า i พอร์ต และ Z_{ik} คือ เป็นค่าคงที่ซึ่งมีมิติเดียวกันกับอิมพีแดนซ์ และสามารถเขียนใหม่ในรูปของเมตริกซ์ได้เป็น

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1n} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ Z_{n1} & Z_{n2} & \dots & Z_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} \quad (2-104)$$

หรือ

$$\hat{V} = \hat{Z}\hat{I} \quad (2-105)$$

เรียก $\hat{Z}$ ว่า อิมพีแดนซ์เมตริกซ์สมมูลย์ (Equivalent impedance matrix) ของจุดเชื่อมต่อ สมการที่ (2-104) และ (2-105) แสดงถึงความสัมพันธ์ของความต่างศักย์ และกระแสไฟฟ้า โดยเมตริกซ์ $\hat{Z}$ คือ อิมพีแดนซ์เมตริกซ์ ที่แต่ละจุดเชื่อมต่อของวงจร จากสมการที่ (2-88) และ (2-89) นั้น จะได้

$$\bar{A}_i(z) = A_i \exp(-\gamma_i z) = \frac{V_i(z) + Z_0^i I_i(z)}{2} \quad (2-106)$$

$$\bar{B}_i(z) = B_i \exp(\gamma_i z) = \frac{V_i(z) - Z_0^i I_i(z)}{2} \quad (2-107)$$

ซึ่งมีองค์ประกอบ $e^{j\omega t}$ ถูกลดออกทั้งสองสมการ ถ้าจุดเชื่อมต่อ i พอร์ต ถูกแทนที่ด้วย Matching Load ดังนั้น $B_i = 0$ และกำลังงานตกกระทบเฉลี่ยที่ i พอร์ต คือ

$$\frac{1}{2} V_i I_i^* = \frac{|V_i(z)|^2}{2Z_0^{*(i)}} = \frac{|A_i(z)|^2 e^{-2\alpha z}}{8Z_0^{*(i)}} \quad (2-108)$$

ถ้า a_i และ b_i ถูกนอร์มอลไลซ์ จะได้เป็น

$$a_i(z) = \frac{1}{2} \left[\frac{V_i(z)}{\sqrt{Z_0^i}} + \sqrt{Z_0^i} I_i(z) \right] \quad (2-109)$$

$$b_i(z) = \frac{1}{2} \left[\frac{V_i(z)}{\sqrt{Z_0^i}} - \sqrt{Z_0^i} I_i(z) \right] \quad (2-110)$$

เมื่อ $V_i = \sqrt{Z_0^i} (a_i + b_i)$ และ $I_i = \frac{1}{\sqrt{Z_0^i}} (a_i - b_i)$ ถ้า $\sqrt{Z_0^i}$ เท่ากับ 1 แล้วจะได้ $V_i = a_i + b_i$

และ $I_i = (a_i - b_i)$ และจะได้

$$a_i = \frac{1}{2}(V_i + I_i) \quad (2-111)$$

$$b_i = \frac{1}{2}(V_i - I_i) \quad (2-112)$$

จากสมการที่ (2-103) ทำให้

$$a_i = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n (Z_{ik} + \delta_{ik}) I_i \quad (2-111)$$

$$b_i = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n (Z_{ik} - \delta_{ik}) I_i \quad (2-112)$$

กำหนดให้

$$\delta_{ik} = \begin{cases} 0 & \text{for } i \neq k \\ 1 & \text{for } i = k \end{cases} \quad (2-113)$$

เขียนแทนในรูปของเมตริกซ์ได้เป็น

$$\hat{a} = \frac{1}{2}(\hat{Z} + \hat{i})\hat{I} \quad (2-114)$$

$$\hat{b} = \frac{1}{2}(\hat{Z} - \hat{i})\hat{I} \quad (2-115)$$

จัดรูปสมการ (2-114) ใหม่ได้เป็น

$$\hat{I} = 2(\hat{Z} + \hat{I})^{-1} \hat{a} \quad (2-116)$$

แล้วแทนลงในสมการที่ (2-116) จะได้

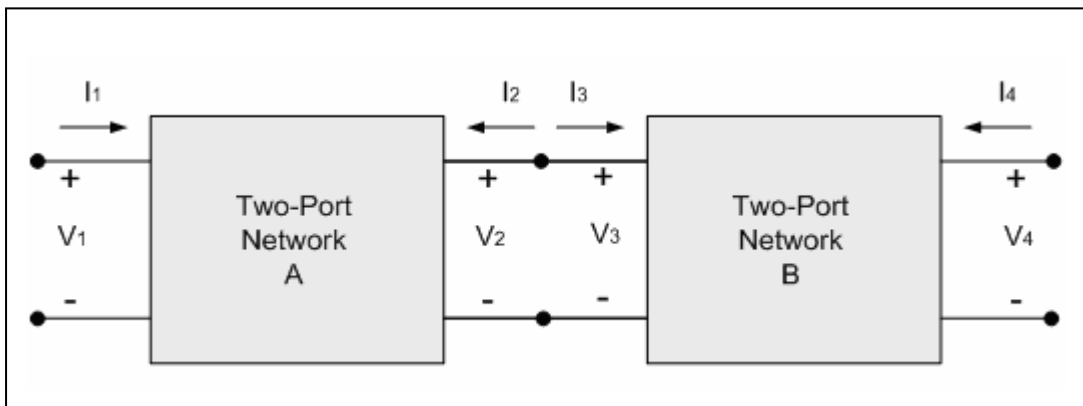
$$\hat{b} = (\hat{Z} - \hat{i})(\hat{Z} + \hat{i})^{-1} \hat{a} \quad (2-117)$$

ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์การกระจาย $\hat{S}$ และเมตริกซ์อิมพีแดนซ์ $\hat{Z}$

$$\hat{S} = (\hat{Z} - \hat{i})(\hat{Z} + \hat{i})^{-1} \quad (2-118)$$

2.3.2 การเชื่อมต่อวงจรข่ายงานสองทางแบบอันดับ (Cascade Two-Port Networks)

หากนำวงจรข่ายงานสองทางตั้งแต่ 2 วงจรขึ้นไปมาเชื่อมต่อกัน โดยให้เอาต์พุตของข่ายงานวงจรแรกมาเป็นอินพุตของข่ายงานถัดไป จะได้วงจรดังภาพที่ 2-6



ภาพที่ 2-6 การต่อร่วมกันของข่ายงานสองทาง

จากวงจรการเชื่อมต่อวงจรข่ายงานสองทางแบบอันดับดังภาพที่ 2-6 จะใช้พารามิเตอร์การส่งผ่าน (T-Parameter) มาใช้ในการวิเคราะห์ข่ายงาน จากภาพที่ 2-6 จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} TA_{11} & TA_{12} \\ TA_{21} & TA_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix} \quad (2-119)$$

$$\begin{pmatrix} V_3 \\ I_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} TB_{11} & TB_{12} \\ TB_{21} & TB_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_4 \\ -I_4 \end{pmatrix} \quad (2-120)$$

จากความสัมพันธ์ของสมการที่ 2-119 และ 2-120 จะเห็นว่า $V_2 = V_3$ และ $-I_2 = I_3$ ดังนั้น

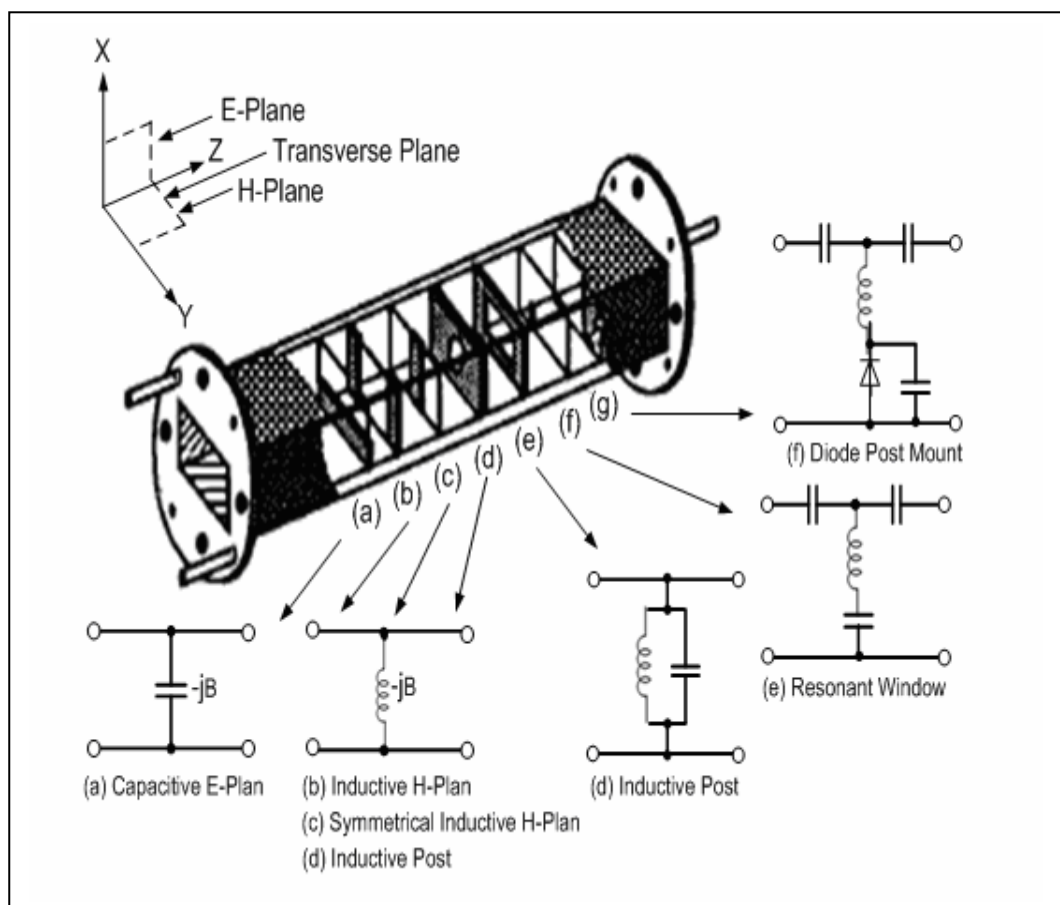
$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} TA_{11} & TA_{12} \\ TA_{21} & TA_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} TB_{11} & TB_{12} \\ TB_{21} & TB_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_4 \\ -I_4 \end{pmatrix} \quad (2-121)$$

หรือจะได้พารามิเตอร์การส่งผ่าน (T- Parameter) ของระบบรวมเป็น

$$\begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} TA_{11} & TA_{12} \\ TA_{21} & TA_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} TB_{11} & TB_{12} \\ TB_{21} & TB_{22} \end{pmatrix} \quad (2-122)$$

2.4 วงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม (Waveguide Filter Circuit)

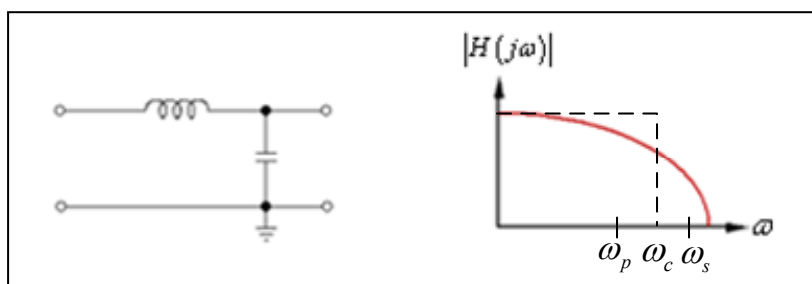
โครงสร้างของวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นที่มีโครงสร้างของวงจรช่องแคบในลักษณะต่างๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2-7



ภาพที่ 2-7 โครงสร้างวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม

วงจรกรองความถี่มีบทบาทและความสำคัญต่อการออกแบบวงจรประเภทต่าง ๆ มีหน้าที่สำคัญคือ ยอมให้สัญญาณความถี่ที่ต้องการผ่านไปได้ ในขณะที่เดียวกันก็จะกำจัดหรือลดทอนความถี่อื่นที่นอกเหนือจากความถี่ที่ต้องการ ประเภทของวงจรกรองความถี่สามารถแบ่งตามลักษณะของผลตอบสนองทางความถี่ (Frequency Response) ดังนี้

2.4.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass Filter)



ภาพที่ 2-8 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

เป็นวงจรที่ยอมให้สัญญาณความถี่ต่ำผ่านและกั้นสัญญาณความถี่สูงไว้ ดังภาพที่ 2-8 แสดงผลการตอบสนองเชิงขนาดของสัญญาณ (Amplitude Response) ซึ่งเป็นการพล็อต (Plot) ระหว่างขนาด $|H(j\omega)|$ ของสมการทรานเฟอร์ฟังก์ชัน $|H(s)|$ (Transfer Function) กับความถี่ ω (เรเดียน/วินาที) หรือความถี่ f (Hz) โดยที่ $\omega = 2\pi f$ และที่ทุกความถี่จะได้ว่า

$$|H(s)| = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} \quad (2-123)$$

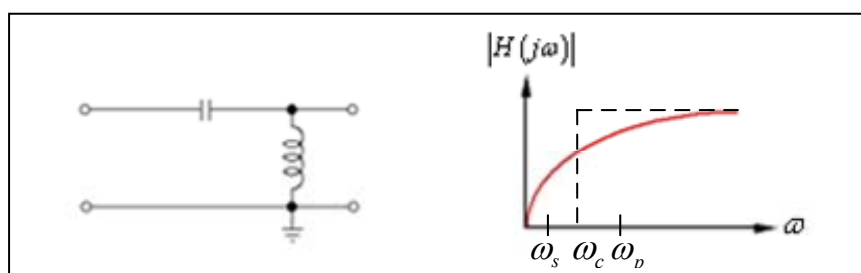
โดยที่ V_2 เป็นแรงดันเอาต์พุต และ V_1 เป็นแรงดันอินพุต

ย่านความถี่ที่วงจรยอมให้ผ่านว่าย่านความถี่ผ่าน (Passband) หรือแบนด์วิดท์ (Bandwidth : BW) ของวงจร ส่วนย่านความถี่ที่วงจรไม่ยอมให้ความถี่ผ่านเรียกว่าย่านความถี่หยุด (Stop band) ย่านความถี่ผ่านอยู่ระหว่าง 0 ถึง ω_c โดยเรียกความถี่ ω_c ว่าเป็นความถี่คัตออฟ (cut - off frequency) ในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน แบนด์วิดท์ คือ ย่านความถี่ที่อัตราขยายของวงจรตกลงมาจากค่าอัตราขยายสูงสุดไม่เกินค่าที่กำหนด (โดยปกติกำหนดไว้ไม่เกิน 3 dB) ย่านความถี่ผ่านอยู่

ระหว่าง 0 ถึง ω_c หรือ ω_p และย่านความถี่หยุดเป็นช่วงความถี่ที่มีค่ามากกว่า ω_s ส่วนย่านความถี่ระหว่าง ω_p และ ω_s เรียกว่า ย่านความถี่เปลี่ยน (transition band) ซึ่งค่าการเปลี่ยนแปลงของย่านความถี่เปลี่ยนจะขึ้นอยู่กับอันดับ (Order) ของวงจรกรองความถี่ที่ออกแบบ ช่วงระหว่าง ความถี่ 0 - ω_p จะมีการลดทอนสูงสุดไม่เกิน 3 dB ในช่วงความถี่นี้ ซึ่งหมายถึงสัญญาณสามารถผ่านไปยังเอาต์พุตได้โดยมีการลดทอนต่ำ แต่สำหรับในช่วงความถี่ระหว่าง $\omega_s - \infty$ จะมีการลดทอนต่ำสุด 20 dB ซึ่งเมื่อมีการลดทอนมากขึ้นทำให้สัญญาณในช่วงความถี่ดังกล่าวผ่านไปยังเอาต์พุตได้น้อย หรือช่วงความถี่สูงไม่สามารถผ่านไป จึงเป็นคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

2.4.2 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High pass Filter)

เป็นวงจรที่ยอมให้สัญญาณที่มีความถี่สูงกว่าความถี่ความถี่คัตออฟผ่าน และกั้นสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่าความถี่คัตออฟ ω_c ไว้ แสดงให้เห็นดังกราฟตอบสนองเชิงขนาดของสัญญาณในภาพที่ 2-9 ถ้าเป็นการตอบสนองทางด้านอุดมคติจะเห็นช่วงของความถี่ผ่านและช่วงความถี่หยุดได้อย่างชัดเจน แต่ในลักษณะของการตอบสนองของอุปกรณ์ในวงจรกรองความถี่ในการใช้งานจริงจะมีช่วงเวลาในการไต่ขึ้นและลงของสัญญาณระหว่างช่วงความถี่ผ่านกับช่วงความถี่หยุด แตกต่างกับการตอบสนองของช่วงความถี่ในด้านอุดมคติ



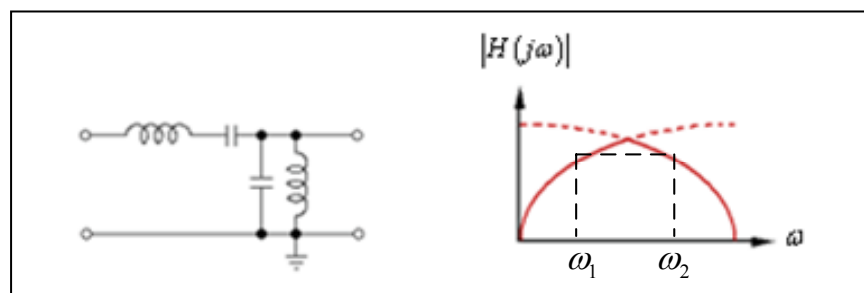
ภาพที่ 2-9 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

สมการโพลีโนเมียลอันดับที่สองสามารถเทียบเคียงคุณลักษณะของวงจรทางอุดมคติ โดยการหาออกมาในรูปสมการทรานเฟอร์ฟังก์ชันดังนี้

$$|H(s)| = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{Ks^2}{s^2 + as + b} \quad (2-124)$$

ในช่วงความถี่ระหว่าง $0 - \omega_c$ จะมีการลดทอนต่ำสุด 20 dB ซึ่งเมื่อมีการลดทอนมากขึ้น ทำให้สัญญาณในช่วงความถี่ดังกล่าวผ่านไปยังเอาต์พุตได้น้อย หรือเป็นช่วงความถี่หยุดของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน ช่วงระหว่าง ความถี่ $\omega_p - \infty$ จะมีการลดทอนสูงสุดไม่เกิน 3 dB ในช่วงความถี่นี้ ซึ่งหมายถึงสัญญาณสามารถผ่านไปยังเอาต์พุตได้โดยมีการลดทอนต่ำในช่วงความถี่

2.4.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band pass Filter)



ภาพที่ 2-10 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน เป็นวงจรกรองความถี่ที่ยอมให้สัญญาณในช่วงความถี่ใดๆที่กำหนดไว้สามารถผ่านได้ แสดงให้เห็นตามรูปกราฟแสดงการตอบสนองเชิงขนาดของสัญญาณดังภาพที่ 2-10 ถ้าให้ ω_1 และ ω_2 เป็นจุดปลายของช่วงความถี่ผ่าน โดย $\omega_1 < \omega_2$ จะได้แบนด์วิดท์ของช่วงความถี่ผ่าน คือ $B = \omega_2 - \omega_1$ และความถี่กึ่งกลาง (Center Frequency) ω_0 คือ $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \times \omega_2}$ ช่วงความถี่ระหว่าง ω_1 และ ω_2 เป็นช่วงที่มีการลดทอนของสัญญาณน้อยที่สุดซึ่งจะทำให้ความถี่ที่อยู่ในช่วงดังกล่าวสามารถผ่านไปเอาต์พุตได้ ส่วนช่วงความถี่ที่ต่ำกว่าหรือสูงกว่าช่วงความถี่ดังกล่าวที่กำหนดไว้ จะไม่สามารถผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่านไปได้

สมการโพลีโนเมียลอันดับที่สองสามารถเทียบเคียงคุณลักษณะของวงจรทางอุดมคติได้ โดยกำหนดค่า B และ ω_0^2 ให้เหมาะสม ซึ่งจะได้ออกมาในรูปสมการทรานเฟอร์ฟังก์ชัน ดังนี้

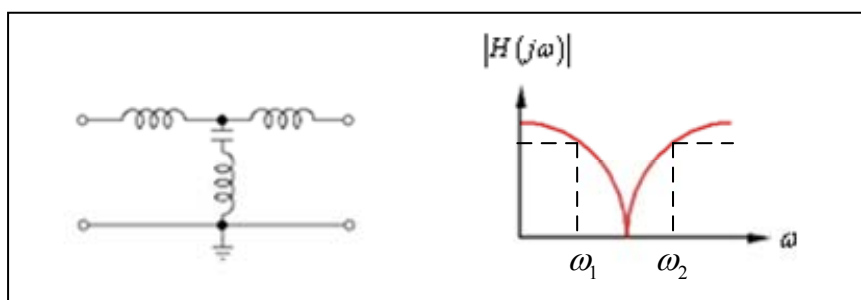
$$|H(s)| = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{Ks}{s^2 + Bs + \omega_0^2} \quad (2-125)$$

ค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญในการออกแบบกรองแถบความถี่ผ่าน คือ ค่า Q (Quality Factor) โดยค่า Q จะบ่งบอกให้ทราบถึงความกว้างของช่วงความถี่ที่จะยอมให้ผ่าน ถ้า Q ยิ่งมีค่ามาก วงจรที่ออกแบบนั้นจะทำการกรองแถบความถี่ผ่านไปได้ในช่วงแคบมากขึ้น มีความชันมากขึ้น ซึ่งหาได้จาก

$$Q = \frac{\omega_0}{B} \quad (2-126)$$

2.4.4 วงจรกรองแถบความถี่หยุด (Band stop Filter)

วงจรกรองแถบความถี่หยุดจะทำหน้าที่ตรงข้ามกับวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน คือ จะไม่ยอมให้สัญญาณในช่วงความถี่ใดๆที่กำหนดไว้ผ่านไปได้ การตอบสนองเชิงขนาดของวงจรแสดงดังภาพที่ 2-11 ช่วงความถี่หยุดที่กำหนดไว้คือ ω_1 และ ω_2 ซึ่งความถี่ในช่วงนี้ไม่สามารถผ่านวงจรกรองความถี่แถบหยุดไปได้ ส่วนความถี่ที่มีความถี่ต่ำหรือสูงกว่าช่วงความถี่นั้น ก็สามารถผ่านวงจรกรองแถบความถี่หยุดไปได้ ในกรณีของวงจรกรองแถบความถี่หยุดก็เช่นเดียวกับของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ที่จะต้องกำหนดค่า Q (Quality Factor) ซึ่งจะเป็นตัวชี้ความกว้างหรือแคบของแถบความถี่ที่จะถูกลดทอนหรือขจัดทิ้ง ค่า Q มากแถบความถี่ก็ยิ่งแคบ ค่า Q น้อยแถบความถี่ก็กว้างมากขึ้น



ภาพที่ 2-11 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่หยุด

สมการโพลีโนเมียลอันดับที่สองสามารถเทียบเคียงคุณลักษณะของวงจรทางอุดมคติอยู่ในรูปสมการทรานเฟอร์ฟังก์ชัน ดังนี้

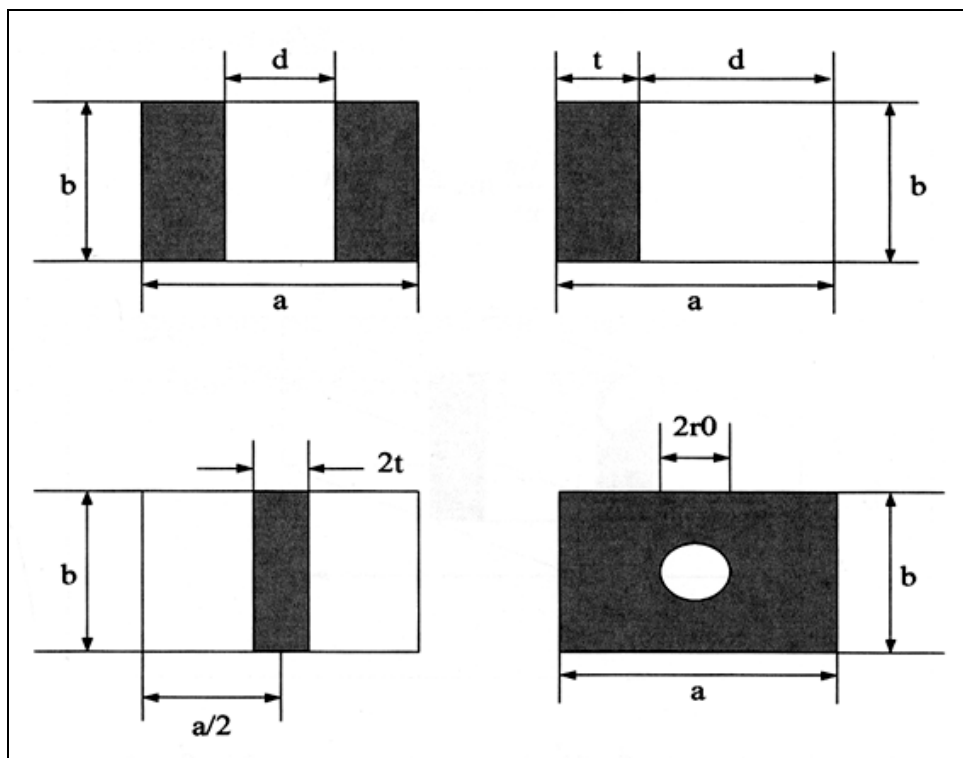
$$|H(s)| = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{K(s^2 + \omega_0^2)}{s^2 + Bs + \omega_0^2} \quad (2-127)$$

โดยที่ ω_o เป็นความถี่กึ่งกลางในหน่วยเรเดียน/วินาที และ $B = \frac{\omega_o}{Q}$ จะเป็นค่าความกว้างของแถบความถี่ที่ถูกจัดทิ้ง

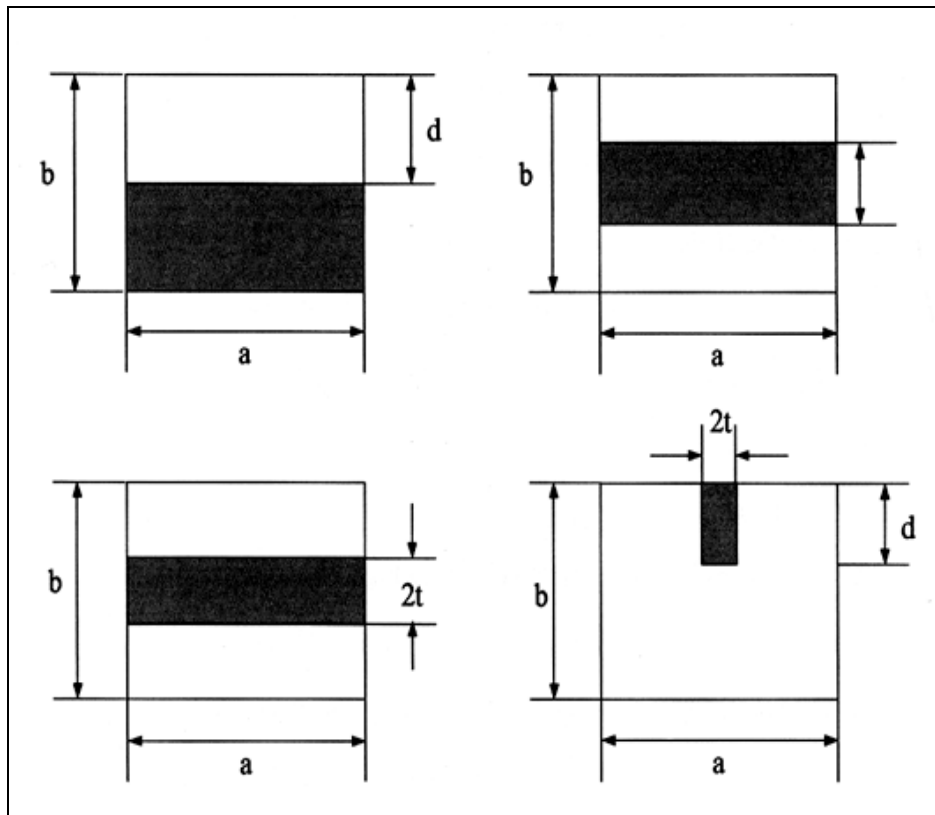
2.5 วงจรช่องแคบหรือไอริส (Iris)

วงจรช่องแคบหรือไอริส คือ แผ่นโลหะลักษณะบางๆ ขนาดความหนาน้อยกว่าค่าความยาวคลื่นที่ใช้งานมากๆ และมีสภาพความเป็นตัวนำไฟฟ้าต่ำ วางขวางที่ผนังด้านในของท่อนำคลื่น การวางตัวของไอริสในท่อนำคลื่นนั้นมีด้วยกันหลายรูปแบบ ซึ่งแต่ละแบบนี้ความสมมูลทางไฟฟ้าเทียบได้กับตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุ ซึ่งลักษณะการวางตัวของไอริสดังแสดงในดังภาพที่ 2-12 เป็นการวางตัวของไอริสที่ทำให้ความสมมูลทางไฟฟ้าเทียบเคียงได้กับตัวเหนี่ยวนำ ส่วนในภาพที่ 2-13 นั้นเทียบเคียงได้กับตัวเก็บประจุ

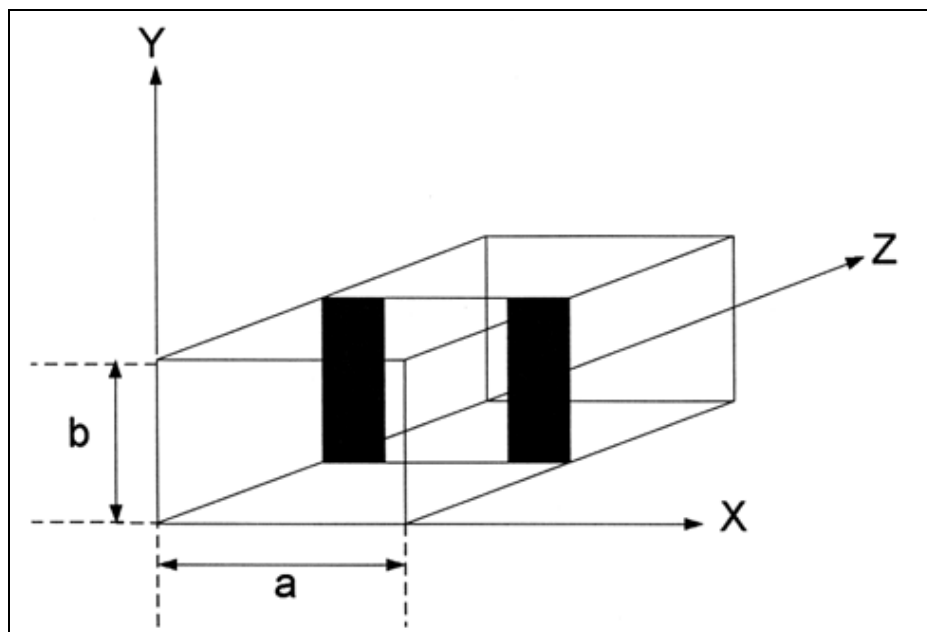
ในการวิเคราะห์และศึกษานามแม่เหล็กไฟฟ้านั้น จะศึกษาโครงสร้างของไอริสในท่อนำคลื่น คือ การใช้แผ่นโลหะติดที่ผนังด้านข้างของท่อนำคลื่น ในลักษณะขนานกับสนาม E ทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน และเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็ก ซึ่งลักษณะปรากฏการณ์ เช่นนี้มีความสมมูลทางไฟฟ้าเทียบได้กับ ตัวอินดักเตอร์ (Inductor) ต่อขนาน ดังภาพที่ 2-15



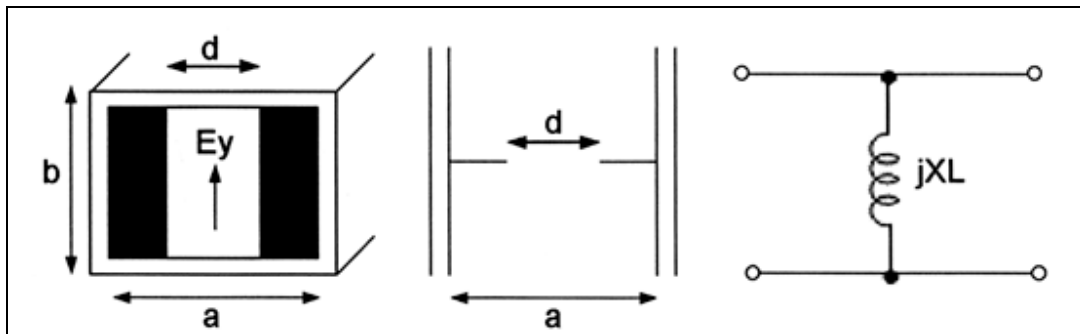
ภาพที่ 2-12 การวางตัวของวงจรช่องแคบในท่อนำคลื่นแบบตัวเหนี่ยวนำ



ภาพที่ 2-13 การวางตัวของวงจรร่องแคบในท่อนำคลื่นแบบตัวเก็บประจุ



ภาพที่ 2-14 โครงสร้างของท่อนำคลื่นที่กั้นด้วยวงจรร่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ (Inductive Iris)



ภาพที่ 2-15 หน้าตัดด้านหน้าและด้านบนของวงจรตัวเหนี่ยวนำแบบสมมาตรและวงจรเทียบเคียง

จากภาพที่ 2-15 สามารถหาค่ารีแอกแตนซ์ ของวงจรตัวเหนี่ยวนำไอริสแบบสมมาตรโดยทางทฤษฎี ได้จากสมการดังนี้ (N.Marcuvite , 1951)

$$X_L = Z_0 \frac{a}{\lambda_g} \tan^2 \left(\frac{\pi d}{2a} \right) \left[1 + \frac{3}{4} \left\{ \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{2a}{3\lambda} \right)^2}} - 1 \right\} \sin^2 \frac{\pi d}{a} \right] \quad (2-128)$$

และค่าสัชนาแดนซ์นอมอลไลซ์ได้จาก

$$B' = -\frac{\lambda_g}{a} \cot \frac{\pi d}{2a} \quad (2-129)$$

จากสูตรคำนวณต่างๆเหล่านี้ สามารถนำไปคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำของวงจรช่องแคบความถี่สูง เพื่อเปรียบเทียบกับวิธีที่ใช้ในการคำนวณแบบอื่นๆได้

บทที่ 3

การออกแบบวงจรองความถี่ในท่อคลื่น

ในการแก้ปัญหาทางวิทยาศาสตร์หรือวิศวกรรม สามารถจำแนกวิธีการแก้ปัญหาได้ 2 แนวทาง ได้แก่ วิธีแก้สมการตรงๆ (Analytic Methods) ซึ่งวิธีนี้จะได้คำตอบที่แม่นยำ (Exact Solutions) เช่น Separate of variable , Series expansion หรือ Conformal mapping เป็นต้น และแนวทางที่สองคือ วิธีการทางตัวเลข (Numerical Method) ซึ่งวิธีนี้จะได้คำตอบโดยประมาณ (Approximate solutions) เช่น Finite difference method , Moment method หรือ Transmission-line modeling เป็นต้น

ซึ่งวิธีการที่กล่าวมานี้ นอกจากจะใช้ได้กับปัญหาทางแม่เหล็กไฟฟ้าแล้ว ยังสามารถใช้ได้กับปัญหาทางของไหล การถ่ายเทความร้อน เนื่องจากก่อนปี ค.ศ. 1940 นั้น ปัญหาทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ซับซ้อนมากนักสามารถแก้ได้โดยวิธีการแก้สมการตรงๆ แต่หลังจากที่ปัญหานี้มีความซับซ้อนมากขึ้นการแก้ปัญหาวัยวิธีเดิมจึงใช้ได้ไม่ดั่งนัก จึงใช้วิธีทางตัวเลข (Numerical Methods) และพัฒนาวิธีการวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้า แบบใหม่ขึ้นมาทดแทนวิธีเดิม โดยวิธีใหม่นำมาศึกษาและวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้านั้น อาศัยหลักการของคลื่น (Wave Concept) ที่มีการสะท้อนไปมาในโครงสร้างของวงจรในแต่ละขบวนการที่มีการกระทำซ้ำๆ กัน (Iterative Procedure) ซึ่งหลักการนี้สามารถที่จะคำนวณหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ปรากฏบนพื้นผิววงจรทั้งส่วนที่เป็นตัวนำแบบโลหะ และส่วนที่เป็นฉนวนหรือส่วนที่ไม่ใช่ตัวนำโดยวงจรที่นำมาศึกษานั้นคือ วงจรท่อนำคลื่นที่มีการวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ (Iris Inductive Circuit) โดยทำการออกแบบและทดลองด้วยโปรแกรม MATLAB แล้วเปรียบเทียบผลที่ได้กับทฤษฎีในบทที่ 2

3.1 หลักการและการวนรอบของคลื่น

วิธีการคำนวณแบบใหม่นี้ จะอาศัยหลักการของคลื่น (Wave Concept) ที่มีการสะท้อนไปมาในโครงสร้างของวงจรในแต่ละขบวนการที่มีการกระทำซ้ำๆ กัน (Iterative procedure) ซึ่งหลักการนี้สามารถที่จะคำนวณหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ปรากฏบนพื้นผิววงจรทั้งส่วนที่เป็นตัวนำแบบโลหะ (Metal) และส่วนที่เป็นฉนวน หรือส่วนที่ไม่ใช่ตัวนำ โดยใช้สมการของคลื่น (Wave Equation) และจากคุณสมบัติของคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ประกอบไปด้วยโหมดต่างๆ ทั้งแบบ

TE และ แบบ TM การคำนวณที่ใช้ส่วนใหญ่จึงเป็นการหาค่าในรูปของโดเมนทางสเปกตรัม (Spectral Domain) โดยอาศัยสมการของการรวมแบบอนุกรม (Series Integration Equation) ในการคำนวณหาค่าของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า แต่การคำนวณด้วยสมการดังกล่าว จะเขียนในรูปของเมตริกที่พบว่าจำนวนของตัวแปรของตัวกระทำ (Operators) จะมีขนาดใหญ่่มากเมื่อจำนวนโหมดของคลื่นมีค่ามากซึ่งก่อให้เกิดปัญหาในด้านเวลาและความซับซ้อนในการคำนวณ ซึ่งในวงจรที่มีโครงสร้างที่ซับซ้อนมากๆ อาจจะต้องใช้เวลาในการคำนวณมาก

ในการวิจัยนี้มีแนวคิดที่จะคำนวณสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในวิธีแบบใหม่ โดยอาศัยหลักการของคลื่นที่มีการกระทำซ้ำ (WIM : Wave Iterative Method) โดยการคำนวณขนาดและทิศทางของคลื่นตกกระทบ (Incident Wave) คลื่นสะท้อน (Reflected Wave) และคลื่นส่งผ่าน (Transmitted Wave) ในโครงสร้างของวงจรไมโครเวฟที่จำแนกออกเป็นสองโดเมน ซึ่งได้แก่โดเมนทางขนาด (Spatial Domain) หรือ พิกเซล (Pixel) ซึ่งเป็นการแบ่งวงจรออกเป็นส่วนเล็กๆ ในลักษณะพื้นที่สี่เหลี่ยมสำหรับคลื่นที่สัมผัสผิวของวงจร (Surface of Circuit) และโดเมนของสเปกตรัม (Spectrum Domain) หรือ โหมด (Modes) ของคลื่น สำหรับคลื่นที่ปรากฏอยู่ภายนอกของวงจรหรือในชั้นของไดอิเล็กตริก (Dielectric) การเชื่อมโยงหรือการแปลงสภาพระหว่างคลื่นทั้งสองโดเมนนี้ จะอาศัยตัวแปลงสภาพของโหมดความเร็วสูง (Fast Modal Transform) ซึ่งอาศัยหลักการของฟูเรียร์ทรานสฟอร์มความเร็วสูง (FFT : Fast Fourier Transform) เพื่อคำนวณหาคลื่นที่ตกกระทบและสะท้อนไปมาในวงจรโดยแบ่งเป็นโหมด TE และโหมด TM กำหนดให้มีพื้นที่ใดๆ ที่มีคลื่นเคลื่อนที่ผ่าน ดังนั้นสมการของคลื่นในเทอมความสัมพันธ์ของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสามารถเขียนได้ว่า (สมศักดิ์ , 2545)

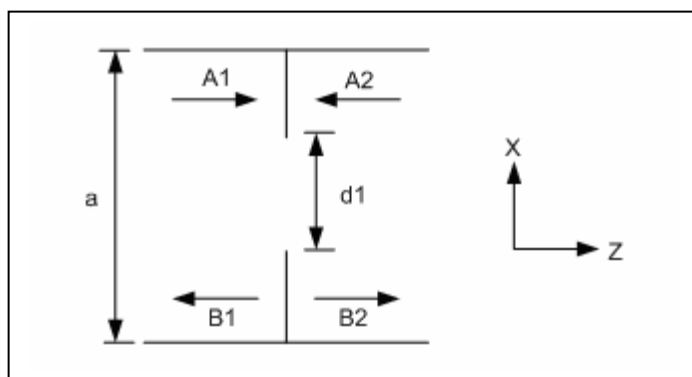
$$A = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}}(E + Z_0 H) \quad \text{และ} \quad B = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}}(E - Z_0 H) \quad (3-1)$$

โดยที่ A คือ คลื่นตกกระทบ และ B คือ คลื่นสะท้อนเมื่อ E และ H แทน สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในแนวสัมผัสผิวส่วนและ Z_0 คือ อิมพีแดนซ์ของคลื่น และความสัมพันธ์ของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในเทอมของคลื่นตกกระทบ (A) และคลื่นสะท้อน (B) สามารถเขียนได้ดังนี้

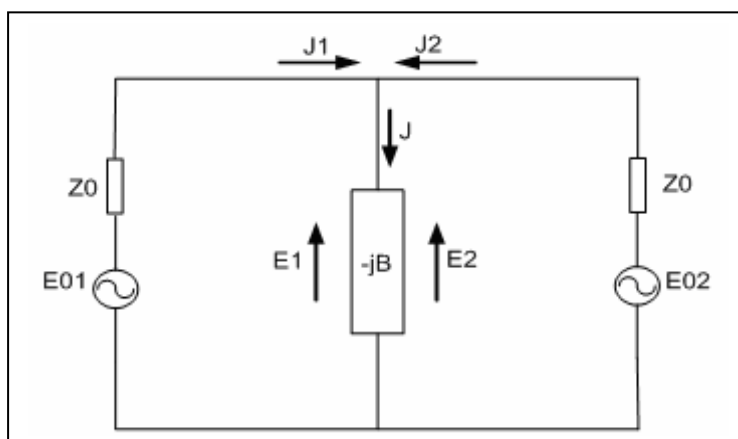
$$E = \sqrt{Z_0}(A + B) \quad \text{และ} \quad H = \frac{1}{\sqrt{Z_0}}(A - B) \quad (3-2)$$

3.1.1 สมการความสัมพันธ์ของคลื่นในวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ

พิจารณาพื้นผิวของวงจร สามารถเขียนเงื่อนไขขอบเขต (Boundary Condition) ได้โดยจำแนกเป็น 3 ส่วน ได้แก่ ส่วนของตัวนำโลหะ ส่วนของไดอิเล็กตริก (Dielectric) และส่วนของแหล่งกำเนิด



ภาพที่ 3-1 การเคลื่อนที่ของคลื่นตกกระทบ (A_1, A_2) และคลื่นสะท้อน (B_1, B_2) ของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ



ภาพที่ 3-2 วงจรเทียบเคียงของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ

จากภาพที่ 3-1 และภาพที่ 3-2 สามารถแสดงความสัมพันธ์ของคลื่นตกกระทบ คลื่นสะท้อน และในส่วนต่างๆ ของวงจรได้ดังนี้

สำหรับส่วนที่เป็นไดอิเล็กตริก

$$J_1 + J_2 = 0 \quad (3-3)$$

$$E_1 = E_2 \quad (3-4)$$

และความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อน

$$A_1 - B_1 = -A_2 + B_2 \quad (3-5)$$

$$A_1 + B_1 = A_2 + B_2 \quad (3-6)$$

หรือ

$$A_1 + A_2 = B_1 + B_2 \quad (3-7)$$

$$A_1 + B_1 = A_2 + B_2 \quad (3-8)$$

ดังนั้น สรุปได้ว่า

$$A_2 = B_1 \quad (3-9)$$

$$A_1 = B_2 \quad (3-10)$$

สำหรับส่วนที่เป็นตัวนำ (โลหะ)

$$J_1 + J_2 = J_s \quad (3-11)$$

$$E_1 = E_2 = 0 \quad (3-12)$$

สรุปได้ว่า

$$A_1 = -B_1 \quad (3-13)$$

$$A_2 = -B_2 \quad (3-14)$$

จัดกลุ่มใหม่ระหว่าง สมการ (3-9) และ (3-10) กับสมการ (3-13) และ (3-14) ในรูปของเมตริกซ์ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -S_M & S_I \\ S_I & -S_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} \quad (3-15)$$

โดยนิยามให้ S_M คือ Metal scattering และ S_I คือ Isolate scattering ของวงจรช่องแคบ และเมื่อพิจารณาค่า Reflection Coefficient (Γ) ระหว่างพื้นผิวที่เป็นโลหะ และไม่ได้เป็นโลหะที่คลื่นเคลื่อนที่ผ่าน จะได้ว่า

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 \\ 0 & \Gamma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (3-16)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3-15) และ (3-16) และ ทำให้ได้ว่า

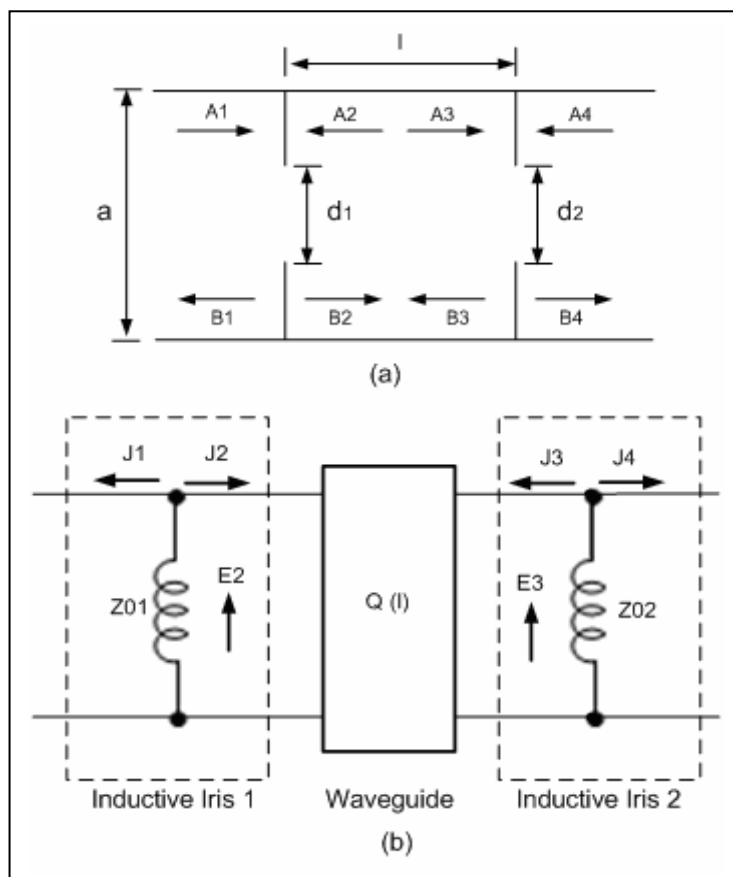
$$\begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -S_M & S_I \\ S_I & -S_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 \\ 0 & \Gamma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -S_M A_0 \\ S_I A_0 \end{bmatrix} \quad (3-17)$$

เมื่อ A_0 คือ คลื่นที่ตกกระทบครั้งแรก และเมื่อคลื่นกระทำซ้ำๆ กัน เป็นจำนวน n ครั้ง จะได้สมการที่ (3-17) เป็น

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix}^{(n)} = \begin{bmatrix} -S_M & S_I \\ S_I & -S_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 \\ 0 & \Gamma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix}^{(n-1)} + \begin{bmatrix} -S_M A_0 \\ S_I A_0 \end{bmatrix} \quad (3-18)$$

3.1.2 สมการความสัมพันธ์ของคลื่นในท่อนำคลื่นที่มีวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ 2 วงจร

โครงสร้างของวงจรท่อนำคลื่นที่มีการวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบความถี่สูงแบบตัวเหนี่ยวนำจำนวน 2 วงจร สามารถแสดงโครงสร้างและวงจรเทียบเคียงได้ดังภาพที่ 3-3 และภาพที่ 3-4



ภาพที่ 3-3 โครงสร้างและวงจรเทียบเคียงของท่อนำคลื่นที่มีการวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำจำนวน 2 ตัว

จากภาพที่ 3-3 สามารถแสดงความสัมพันธ์ในรูปของเมตริกซ์ได้ดังนี้
สำหรับโดเมนทางขนาด

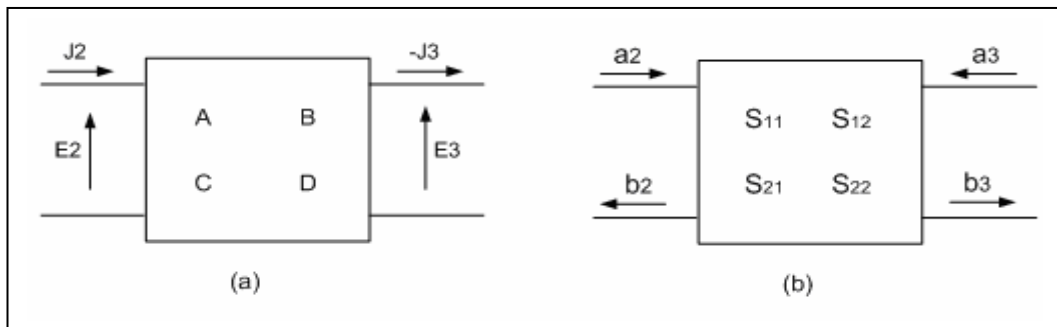
$$\begin{bmatrix} B_{1x,y} \\ B_{2x,y} \end{bmatrix}^{(n)} = [S_1] \begin{bmatrix} A_{1x,y} \\ A_{2x,y} \end{bmatrix}^{(n)} + \begin{bmatrix} B_{01} \\ B_{02} \end{bmatrix} \quad (3-19)$$

$$\begin{bmatrix} B_{3x,y} \\ B_{4x,y} \end{bmatrix}^{(n)} = [S_2] \begin{bmatrix} A_{3x,y} \\ A_{4x,y} \end{bmatrix}^{(n)} + \begin{bmatrix} B_{02} \\ B_{02} \end{bmatrix} \quad (3-20)$$

เมื่อ S_1 และ S_2 คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนบนผิวของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำวงจรที่ 1 และวงจรที่ 2 ตามลำดับ
สำหรับโดเมนทางสเปกตรัม

$$\begin{bmatrix} A_{1m,n} \\ A_{4m,n} \end{bmatrix}^{(n)} = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 \\ 0 & \Gamma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_{1m,n} \\ B_{4m,n} \end{bmatrix}^{(n-1)} \quad (3-21)$$

$$\begin{bmatrix} A_{2m,n} \\ A_{3m,n} \end{bmatrix}^{(n)} = [S_Q] \begin{bmatrix} B_{2m,n} \\ B_{3m,n} \end{bmatrix}^{(n-1)} \quad (3-22)$$



ภาพที่ 3-4 ข่ายงานสองทางของท่อนำคลื่น (a) พารามิเตอร์ ABCD (b) พารามิเตอร์ S

จากภาพที่ 3-4 สามารถแสดงความสัมพันธ์ในรูปของเมตริกซ์ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} E_2 \\ J_2 \end{bmatrix} = ABCD \begin{bmatrix} E_3 \\ -J_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_2 \sinh(\gamma l) \\ \frac{Z_2 \sinh(\gamma l)}{H} & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_3 \\ -J_3 \end{bmatrix} \quad (3-23)$$

เมื่อ $ABCD$ คือ สมการในรูปของเมตริกซ์ของวงจรสายส่ง
จากสมการที่ 3-22 และสมการที่ 3-23 จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\hat{S}_Q = \sum_{m,n} \begin{bmatrix} \frac{(Z_2^2 - Z_{01}Z_{02}) \sinh(\gamma_{m,n}l)}{H} & \frac{2Z_2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{H} \\ \frac{2Z_2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{H} & \frac{(Z_2^2 - Z_{01}Z_{02}) \sinh(\gamma_{m,n}l)}{H} \end{bmatrix} \quad (3-24)$$

เมื่อ $H = 2Z_2\sqrt{Z_{01}Z_{02}} \cosh(\gamma_{m,n}l) + (Z_2^2 + Z_{01}Z_{02}) \sinh(\gamma_{m,n}l)$

และ $\gamma_{mn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - \omega^2\mu\epsilon}$

กำหนดให้ $Z_2 = Z_{01} = Z_{02}$ ดังนั้น

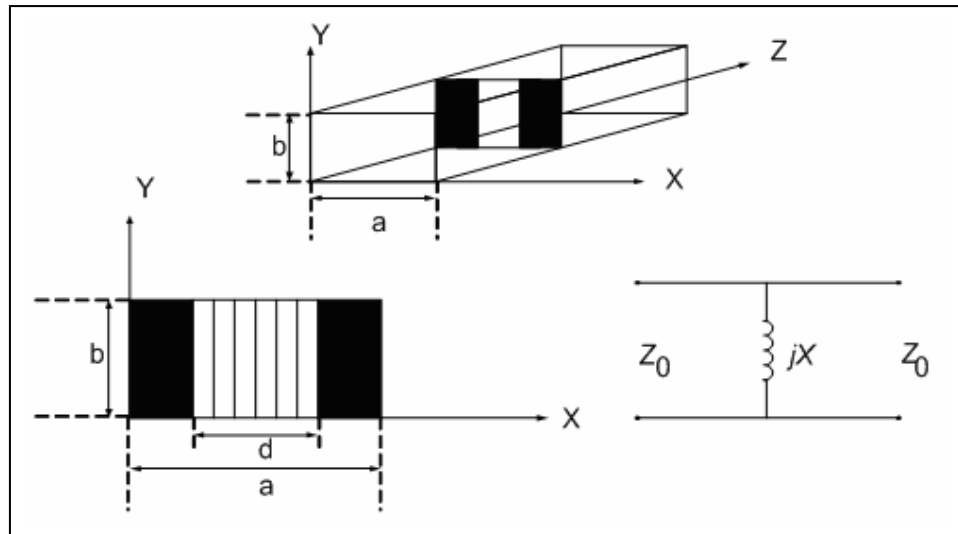
$$\hat{S}_Q = \sum_{m,n} \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\cosh(\gamma_{m,n}l) + \sinh(\gamma_{m,n}l)} \\ \frac{1}{\cosh(\gamma_{m,n}l) + \sinh(\gamma_{m,n}l)} & 0 \end{bmatrix} \quad (3-25)$$

จากสมการที่ 3-25 สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\hat{S}_Q = \sum_{m,n} \begin{bmatrix} 0 & e^{-(\gamma_{m,n}l)} \\ e^{-(\gamma_{m,n}l)} & 0 \end{bmatrix} \quad (3-26)$$

3.2 วิธีการคำนวณแบบวนรอบของคลื่น (Wave Iterative Method)

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่น โดยใช้วงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำนั้น วงจรที่ทำการวิเคราะห์มีลักษณะเป็นวงจรที่มีภาคตัดขวางเป็นรูปสี่เหลี่ยม ในระนาบ x และ y ซึ่งกว้าง a และสูง b มีแผ่นไอริสซึ่งเป็นโลหะรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองแผ่นวางในตำแหน่งที่ $x=0$ และ $x=x_2$ และกำหนดให้ความกว้างของช่องแคบเป็น 50 เปอร์เซ็นต์ของความกว้างทั้งหมด โดยสมมติให้โครงสร้างของวงจรประกอบด้วยวัสดุไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสีย ($\sigma \cong 0$) ไม่มีแหล่งกำเนิด และผนังนำไฟฟ้าอย่างสมบูรณ์ ($\sigma_c \cong \infty$) กำหนดโหมดพื้นฐานของคลื่นที่ส่งเข้าไปในวงจรเป็นโหมด TE_{10} โดยมีทิศทางในแนวแกน y ทำการกำหนดพื้นที่ในการคำนวณ โดยแบ่งหน้าตัดของวงจรออกเป็นพิกเซล (Pixel) เล็กๆ จำนวน 64×64 พิกเซล และส่วนของแหล่งกำเนิดคลื่นเท่ากับ 1 หน่วย ดังแสดงในภาพที่ 3-5



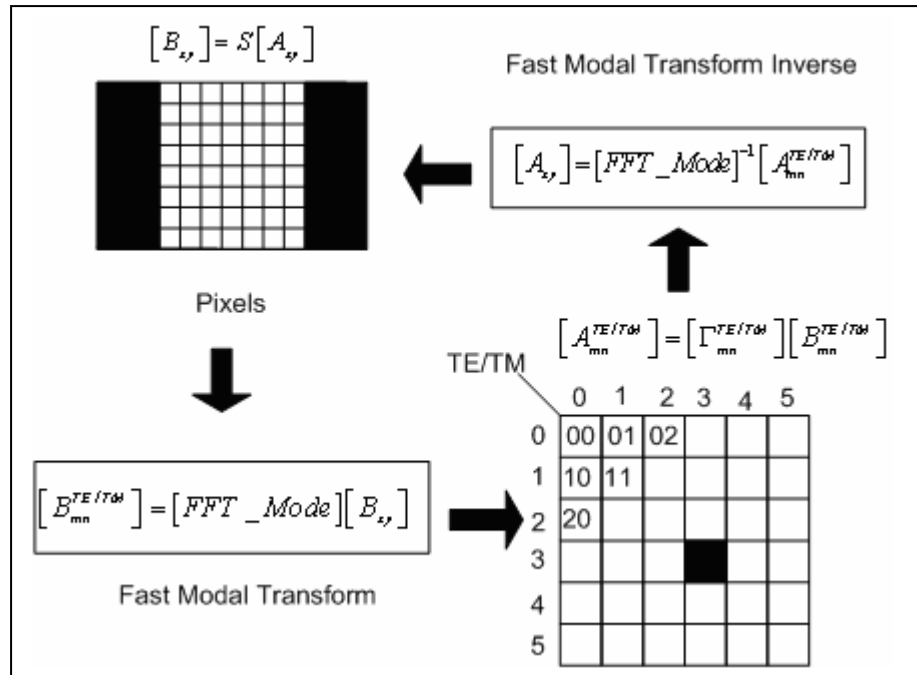
ภาพที่ 3-5 การออกแบบวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ

วิธีการคำนวณเริ่มต้นด้วยการส่งคลื่นคลื่นตกกระทบที่ส่งด้วยโหมดพื้นฐาน แทนด้วย

$$a_1^{(0)} = \begin{bmatrix} a_{00} & a_{01} & \dots & a_{0n} \\ a_{10} & a_{11} & \dots & a_{1n} \\ \vdots & & & \vdots \\ a_{m0} & a_{m1} & \dots & a_{mn} \end{bmatrix} \quad \text{และ} \quad a_2^{(0)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}$$

เมื่อ $a_{0i} = -\sqrt{\frac{2}{abZ_0}} \sin \frac{\pi x_i}{a}$ โดยที่ $i = 1, 2, 3, \dots, N$ และ N คือ จำนวนพิกเซล

การคำนวณจะใช้วิธีการคำนวณค่าของคลื่นในสองโดเมน คือ โดเมนทางขนาด (Pixels) ซึ่งเป็นการคำนวณหาขนาดของคลื่นที่ตกกระทบ และที่สะท้อนออกมาจากพื้นที่ของวงจร โดยมีค่าปรากฏอยู่ตามตำแหน่งพื้นที่ทั้งหมดของวงจร และโดเมนทางสเปกตรัมหรือทางโหมด โดยที่คลื่นสะท้อนออกมาจากวงจร จะปรากฏมีส่วนองค์ประกอบของคลื่นที่มีอยู่มากมายหลายโหมด อันเนื่องมาจากการหักเห และการกระจายของคลื่นนั่นเอง ซึ่งขั้นตอนการแปลงสภาพทางโหมดด้วยความเร็วสูง (Fast Modal Transform) โดยมีรูปแบบการแปลงสภาพที่อาศัยฟูเรียร์ทรานสฟอร์มความเร็วสูง หรือ FFT (Fast Fourier-Mode Transform) ดังแสดงในภาพที่ 3-6



ภาพที่ 3-6 วิธีการคำนวณแบบวนรอบของคลื่น

เมื่อกำหนด M แทนโหมดของการแปลงสภาพของ FFT ดังนั้นคลื่นสะท้อน n ครั้ง ในโดเมนทางขนาด แทนด้วย

$$a_1^{(n)} = -S_M(a_1^{(n-1)} + a_1^{(0)}) + S_I a_2^{(n-1)} \quad (3-27)$$

$$a_2^{(n)} = S_I(a_1^{(n-1)} + a_1^{(0)}) + S_M a_2^{(n-1)} \quad (3-28)$$

ถ้าให้ B แทน โดเมนทางสเปกตรัม จะได้ว่า

$$B(m, n) = M[b(x, y)] \quad (3-29)$$

$$B(m, n) = \sum_i^{2N} B(x_i, y_i) e^{\left(-\frac{2j\pi m x_i}{a}\right)} \quad (3-30)$$

จากผลของสัมประสิทธิ์การสะท้อนในสมการ (3-16) นั่นคือ

$$a(m, n) = \hat{\Gamma}_1 b(m, n) \quad (3-31)$$

และในทำนองเดียวกัน สามารถหาการแปลงผกผันของฟูรีเยร์ (Inverse Fast Fourier-Mode Transformation) M^{-1} ได้โดย

$$A(x, y) = M^{-1}[a(m, n)] \quad (3-32)$$

ดังนั้นเมื่อทำการกระทำซ้ำ เป็นจำนวน n ครั้ง ในโดเมนทางขนาด จากสมการที่ (3-31) และสมการที่ (3-32) จะได้ว่า

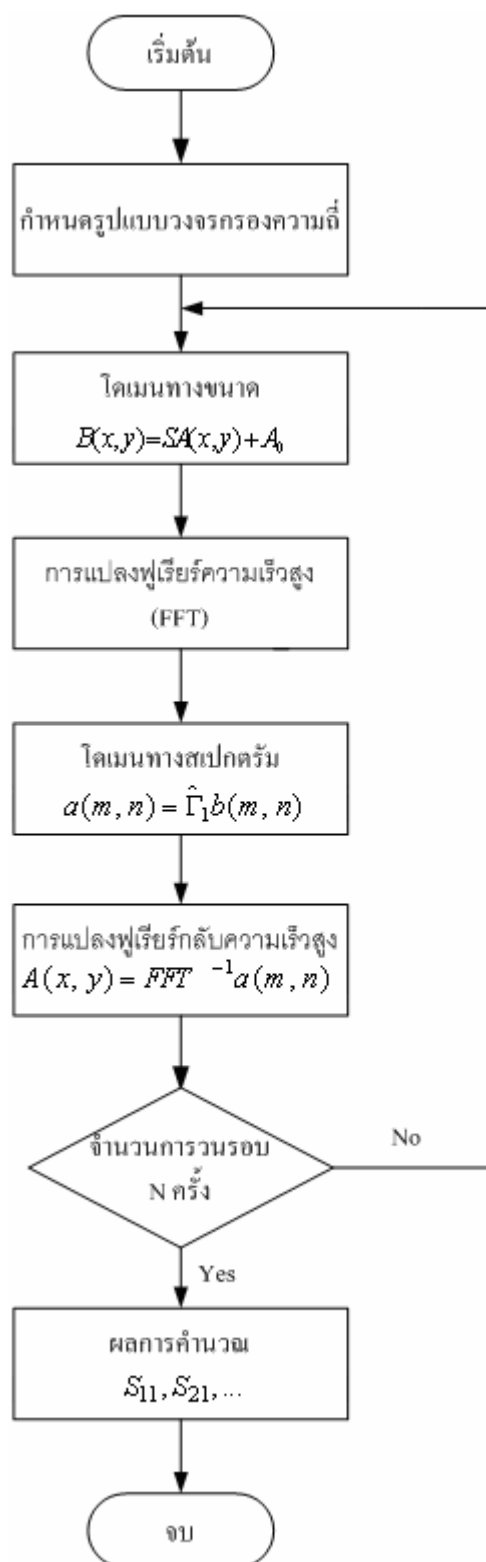
$$A_1^{(n-1)} = M^{-1}(\Gamma_1 M(B_1^{(n-1)})) \quad (3-33)$$

$$A_2^{(n-1)} = M^{-1}(\Gamma_1 M(B_2^{(n-1)})) \quad (3-34)$$

และเขียนในรูปเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} B_1^{(n)} \\ B_2^{(n)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -S_M M^{-1} \Gamma_1 & S_I M^{-1} \Gamma_1 M \\ S_I M^{-1} \Gamma_1 & -S_M M^{-1} \Gamma_1 M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1^{(n-1)} \\ B_2^{(n-1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -S_M A_1^{(0)} \\ S_I A_1^{(0)} \end{bmatrix} \quad (3-35)$$

สามารถสรุปการแปลงสภาพจากการอาศัยฟูรีเยร์ทรานสฟอร์มความเร็วสูง ซึ่งมีขั้นตอนดังแสดงในภาพที่ 3-7



ภาพที่ 3-7 ขั้นตอนการแปลงสภาพจากโดเมนทางขนาดเป็นโดเมนทางสเปกตรัมโดยอาศัยการแปลงฟูเรียร์ความเร็วสูง (Fast Fourier Transform)

การแปลงฟูเรียร์ที่ใช้ในการวิจัยนั้นพิจารณาอนุกรมฟูเรียร์ของฟังก์ชันซายน์ เมื่อกำหนดให้

$$e'(m, n) = \sum_i^{2N} E(x_i, y_i) e^{-2j \frac{\pi m x_i}{a}} \quad (3-36)$$

พิจารณา

$$E(x_i, y_i) = -E(2a - x_i, y_i) \quad (3-37)$$

$$\begin{aligned} e'(x, y) &= \sum_i^N E(x_i, y_i) (e^{-2j \frac{\pi m x_i}{a}} - e^{-4j \frac{\pi m a}{a}} \cdot e^{-2j \frac{\pi m x_i}{a}}) \\ e'(x, y) &= \sum_i^N E(x_i, y_i) e^{-2j \pi m} \left\{ e^{-2j \frac{\pi m x_i}{a}} \cdot e^{+2j \pi m} - e^{+2j \frac{\pi m x_i}{a}} \cdot e^{-2j \pi m} \right\} \\ e'(x, y) &= \sum_i^N E(x_i, y_i) e^{-2j \pi m} \left\{ e^{-2j (\frac{\pi m x_i}{a} - \pi m)} - e^{+2j (\frac{\pi m x_i}{a} - \pi m)} \right\} \\ e'(x, y) &= \sum_i^N E(x_i, y_i) e^{-2j \pi m} (-2j) \sin\left(\frac{2\pi m x_i}{a}\right) \end{aligned}$$

เมื่อ

$$e(m, n) = \sum_i^N E(x_i, y_i) \sin \frac{2\pi m x_i}{a} \quad (3-38)$$

ดังนั้น

$$e(m, n) = \left(\frac{j}{2}\right) e^{+2j \pi m} e'(m, n) \quad (3-39)$$

ในทำนองเดียวกัน การแปลงฟูเรียร์กลับสามารถทำได้โดยกำหนด

$$E'(m, n) = \sum_m^{2M} e(m, n) e^{2j \frac{\pi m x}{M}} \quad (3-40)$$

และ

$$e(m, n) = -e(2M - m, n) \quad (3-41)$$

$$E'(x, y) = \sum_m^M e(m, n) (e^{+2j\frac{\pi mx}{M}} - e^{+4j\frac{\pi Mx}{M}} \cdot e^{+2j\frac{\pi mx}{M}})$$

$$E'(x, y) = \sum_m^M e(m, n) e^{+2j\pi x} \left\{ e^{+2j\frac{\pi mx}{M}} \cdot e^{-2j\pi x} - e^{-2j\frac{\pi mx}{M}} \cdot e^{+2j\pi x} \right\}$$

$$E'(x, y) = \sum_m^M e(m, n) e^{+2j\pi x} \left\{ e^{+2j(\frac{\pi mx}{M} - \pi x)} - e^{-2j(\frac{\pi mx}{M} - \pi x)} \right\}$$

$$E'(x, y) = \sum_m^M e(m, n) e^{+2j\pi x} (2j) \sin\left(\frac{2\pi mx}{M}\right)$$

เมื่อ

$$E(x, y) = \sum_m^M e(m, n) \sin\left(\frac{2\pi mx}{M}\right) \quad (3-42)$$

ดังนั้นจะได้

$$E(x, y) = \frac{e^{-2j\pi x}}{2j} E'(x, y) \quad (3-43)$$

จากอนุกรมฟูเรียร์ซายน์ ในสมการที่ (3-38) ต้องกำหนดค่าฟังก์ชันที่ต้องการหา คือ ฟังก์ชัน $E(x_i, y_i)$ ซึ่งเป็นฟังก์ชันคู่ ดังสมการที่ (3-37) และเป็นฟังก์ชันที่ต้องการแปลงจากโดเมนทางขนาดไปเป็นโดเมนทางสเปกตรัมและทำการคำนวณ สามารถสรุปผลได้คือ การแปลงจากโดเมนทางสเปกตรัมเป็นโดเมนทางขนาด ต้องนำฟังก์ชันในโดเมนทางสเปกตรัม คูณกับค่าคงที่ คือ $(\frac{j}{2})e^{+2j\pi m}$ ดังสมการที่ (3-39) จะได้ฟังก์ชันในโดเมนของพิกเซลตามที่ต้องการ เช่นเดียวกันการหาการแปลงฟูเรียร์กลับจากโดเมนของสเปกตรัม เป็นโดเมนของพิกเซล ดังสมการที่ สามารถหาค่าได้โดยนำฟังก์ชันในโดเมนขนาดคูณกับค่าคงที่ $\frac{e^{-2j\pi x}}{2j}$ ดังสมการที่ (3-43)

เมื่อทำการส่งคลื่นในโหมด TE_{10} ผ่านเข้าไป สามารถคำนวณหาคุณลักษณะของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของไอริสได้จาก

$$\Gamma = \frac{b_0}{a_0}$$

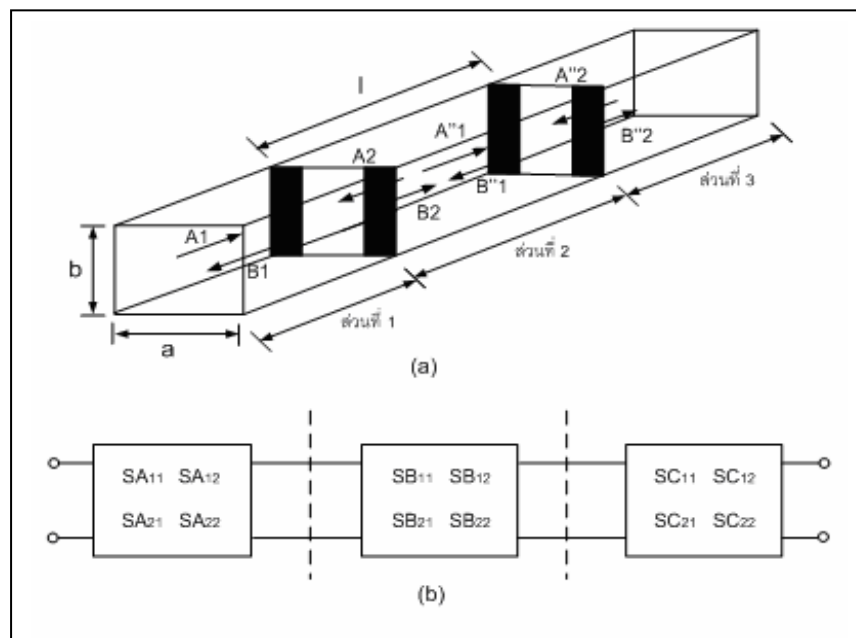
เมื่อ a_0 และ b_0 คือ แอมพลิจูดของคลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อนในโหมด TE_{10} ซึ่งสามารถหาค่ารีแอกแตนซ์ X_L ได้จากสูตร

$$jX_L = Z_0 \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}$$

โดยที่ Z_0 คืออิมพีแดนซ์ ของโหมดคลื่น TE_{10} และสามารถหาค่ารีแอกแตนซ์ X_L ในทางทฤษฎีได้จากสูตร

$$X_L = Z_0 \frac{a}{\lambda_g} \tan^2 \left(\frac{\pi d}{2a} \right) \left[1 + \frac{3}{4} \left\{ \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{2a}{3\lambda} \right)^2}} - 1 \right\} \sin^2 \frac{\pi d}{a} \right]$$

3.3 การวิเคราะห์และคำนวณวงจรท่อนำคลื่นที่มีการวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำโดยการวิเคราะห์ข่ายงานสองทาง



ภาพที่ 3-8 แบบจำลองการออกแบบและคำนวณวงจรท่อนำคลื่นที่มีการวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำโดยการวิเคราะห์ข่ายงานสองทาง

จากภาพที่ 3-8 พิจารณาวงจรในส่วนแรกได้ความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$V_1 = \frac{I_1 + I_2}{Y} \quad (3-44)$$

$$V_1 = V_2 \quad (3-45)$$

$$\frac{V_1}{\sqrt{Z_1 Z_2}} = \frac{1}{Y} \frac{I_1 \sqrt{Z_1 Z_2}}{Z_1 Z_2} + \frac{1}{Y} \frac{I_2 \sqrt{Z_1 Z_2}}{Z_1 Z_2} \quad (3-46)$$

$$\frac{V_1}{\sqrt{Z_1 Z_2}} = \frac{V_2}{\sqrt{Z_1 Z_2}} \quad (3-47)$$

$$\frac{(a_1 + b_1)}{\sqrt{Z_2}} = \frac{1}{Y} \frac{\sqrt{Z_2}}{Z_1 Z_2} (a_1 - b_1) + \frac{1}{Y} \frac{\sqrt{Z_1}}{Z_1 Z_2} (a_2 - b_2) \quad (3-48)$$

$$\frac{a_1 + b_1}{\sqrt{Z_2}} = \frac{a_2 + b_2}{\sqrt{Z_1}} \quad (3-49)$$

กำหนดให้ $Z_R = Z_2$ จะได้ว่า $a_2 = 0$ ดังนั้น

$$\frac{(1 + S_{11})}{\sqrt{Z_2}} = \frac{1}{Y \cdot Z_1 \sqrt{Z_2}} (1 - S_{11}) + \frac{1}{Y \cdot Z_2 \sqrt{Z_1}} (-S_{21}) \quad (3-50)$$

$$\frac{(1 + S_{11})}{\sqrt{Z_2}} = \frac{S_{21}}{\sqrt{Z_1}} \quad (3-51)$$

$$S_{21} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} (1 + S_{11}) \quad (3-52)$$

แทนค่า S_{21} ลงในสมการ (3-50)

$$\frac{1+S_{11}}{\sqrt{Z_2}} = \frac{1}{Y \cdot Z_1 \sqrt{Z_2}} (1-S_{11}) + \frac{1}{Y \cdot Z_2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} (1+S_{11}) \quad (3-53)$$

$$S_{11} = \frac{Z_2 - Z_1 - YZ_1Z_2}{Z_1 + Z_2 - YZ_1Z_2} \quad (3-54)$$

จากความสัมพันธ์ของ $Z_1 = \frac{1}{Y_1}$, $Z_2 = \frac{1}{Y_2}$ จะได้ดังนี้

$$S_{11} = \frac{Y_1 - Y_2 - Y}{Y_1 + Y_2 + Y} \quad (3-55)$$

แทนค่า s_{11} ลงในสมการ (3-52)

$$S_{21} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \left[1 + \frac{Z_2 - Z_1 - YZ_1Z_2}{Z_1 + Z_2 - YZ_1Z_2} \right] \quad (3-56)$$

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{Z_2}\sqrt{Z_1}}{Z_1 + Z_2 - YZ_1Z_2} \quad (3-57)$$

จากความสัมพันธ์ของ $Z_1 = \frac{1}{Y_1}$, $Z_2 = \frac{1}{Y_2}$ จะได้ดังนี้

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{Y_1Y_2}}{Y + Y_1 + Y_2} \quad (3-58)$$

กำหนดให้ $Z_g = Z_1$ จะได้ว่า $a_1 = 0$ ดังนั้น

$$\frac{(S_{12})}{\sqrt{Z_2}} = \frac{-S_{12}}{Y \cdot Z_1 \sqrt{Z_2}} + \frac{(1-S_{22})}{Y \cdot Z_2 \sqrt{Z_1}} \quad (3-59)$$

$$\frac{(S_{12})}{\sqrt{Z_2}} = \frac{(1+S_{22})}{\sqrt{Z_1}} \quad (3-40)$$

$$S_{22} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}(S_{12} - 1) \quad (3-41)$$

แทนค่าของ s_{22} ในสมการ (3-59)

$$\frac{S_{12}}{\sqrt{Z_2}} = \frac{-S_{12}}{Y \cdot Z_1 \sqrt{Z_2}} + \frac{1}{Y \cdot Z_2 \sqrt{Z_1}} - \frac{S_{12}}{Y \cdot Z_2 \sqrt{Z_2}} + \frac{1}{Y \cdot Z_2 \sqrt{Z_1}} \quad (3-42)$$

$$S_{12} = \frac{2\sqrt{Z_1 Z_2}}{Z + Z_1 + Y(Z_1 Z_2)} \quad (3-43)$$

ความล้มพันธ์ของ $Z_1 = \frac{1}{Y_1}$, $Z_2 = \frac{1}{Y_2}$ จะได้ดังนี้

$$S_{12} = \frac{2\sqrt{Y_1 Y_2}}{Y + Y_1 + Y_2} \quad (3-44)$$

แทนค่าของ s_{12} ในสมการ(3-41)

$$S_{22} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \left[\frac{2\sqrt{Z_2} \sqrt{Z_1}}{Z_1 + Z_2 - YZ_1 Z_2} - 1 \right] \quad (3-45)$$

$$S_{22} = \left[\frac{Z_1 - Z_2 - YZ_1 Z_2}{Z_2 + Z_1 + YZ_1 Z_2} \right] \quad (3-46)$$

ความล้มพันธ์ของ $Z_1 = \frac{1}{Y_1}$, $Z_2 = \frac{1}{Y_2}$ จะได้ดังนี้

$$S_{22} = \left[\frac{Y_2 - Y_1 - Y}{Y + Y_1 + Y_2} \right] \quad (3-47)$$

ดังนั้นสมการของพารามิเตอร์ S มีดังนี้

$$[S_A] = \begin{bmatrix} \left[\frac{Y_1 - Y_2 - Y}{Y + Y_1 + Y_2} \right] \left[\frac{2\sqrt{Y_1 Y_2}}{Y + Y_1 + Y_2} \right] \\ \left[\frac{2\sqrt{Y_1 Y_2}}{Y + Y_1 + Y_2} \right] \left[\frac{Y_2 - Y_1 - Y}{Y + Y_1 + Y_2} \right] \end{bmatrix} \quad (3-48)$$

เมื่อ $Y = \frac{1}{jX_L}$

โดยที่ค่ารีแอกแตนซ์ของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำแบบสมมาตร โดยทางทฤษฎีได้จากสมการ (2-128) ในบทที่ 2 ดังนี้

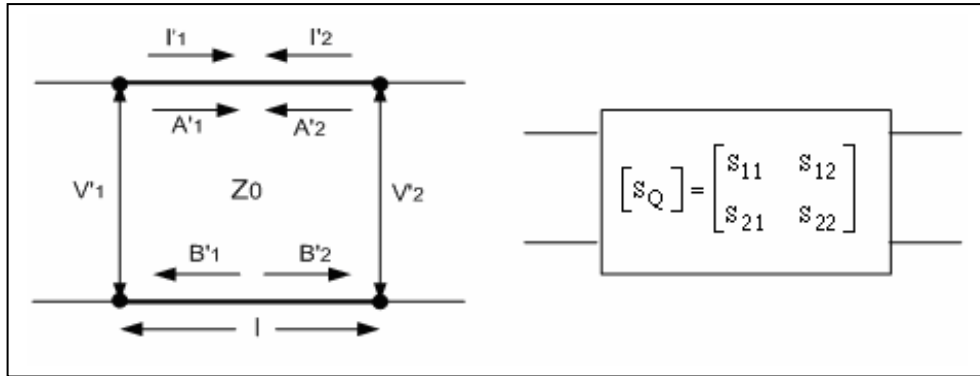
$$X_L = Z_0 \frac{a}{\lambda_g} \tan^2 \left(\frac{\pi d}{2a} \right) \left[1 + \frac{3}{4} \left\{ \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{2a}{3\lambda} \right)^2}} - 1 \right\} \sin^2 \frac{\pi d}{a} \right]$$

$$Y_1 = Y_2 = \frac{1}{Z_{TE}} = \frac{\gamma_{mn}}{j\omega\mu}$$

โดยที่ $\gamma_{mn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2 - \omega^2 \mu \epsilon}$

สำหรับวงจรในส่วนที่ 2 จากการวิเคราะห์สมการความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ S ในหัวข้อที่ 3.1.2 จะได้

$$\hat{S}_Q = \sum_{m,n} \begin{bmatrix} 0 & e^{(\gamma_{m,n}l)} \\ e^{(\gamma_{m,n}l)} & 0 \end{bmatrix} \quad (3-49)$$



ภาพที่ 3-9 แบบจำลองการออกแบบและคำนวณวงจรท่อนำคลื่นที่มีการวางตัวเรียงกันของวงจร
ช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำโดยการวิเคราะห์ห้ำขางานสองทางของวงจรในส่วนที่สอง

ในทำนองเดียวกัน จากวงจรในส่วนที่ 3 จะได้สมการของพารามิเตอร์ S ดังนี้

$$[S_C] = \begin{bmatrix} \left[\frac{Y_1 - Y_2 - Y}{Y + Y_1 + Y_2} \right] \left[\frac{2\sqrt{Y_1 Y_2}}{Y + Y_1 + Y_2} \right] \\ \left[\frac{2\sqrt{Y_1 Y_2}}{Y + Y_1 + Y_2} \right] \left[\frac{Y_2 - Y_1 - Y}{Y + Y_1 + Y_2} \right] \end{bmatrix} \quad (3-50)$$

ทำการแปลงจาก $[S]$ ไปเป็น $[T]$ เพื่อเชื่อมต่อกันระหว่างวงจร (Cascade) โดยสูตรการแปลง S พารามิเตอร์ให้อยู่ในรูป T พารามิเตอร์ มีดังนี้ (ภาคผนวก ก.1.4)

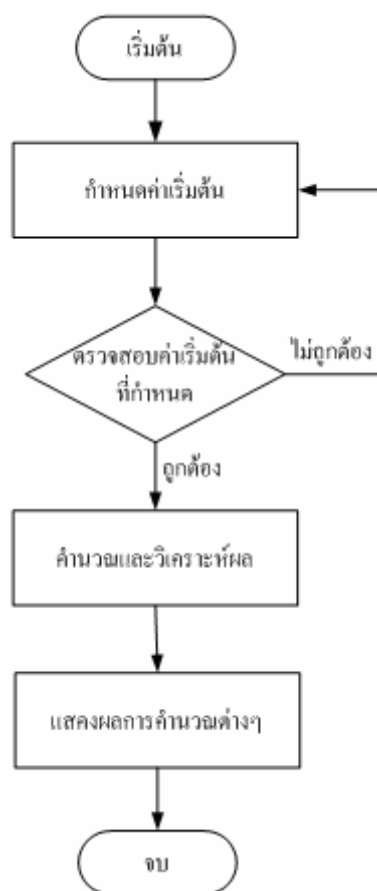
$$[T] = \begin{bmatrix} \left[\frac{-S_{11}S_{21} + S_{12}S_{21}}{S_{21}} \right] \left[\frac{S_{11}}{S_{21}} \right] \\ \left[\frac{-S_{22}}{S_{21}} \right] \left[\frac{1}{S_{21}} \right] \end{bmatrix} \quad (3-51)$$

หลังจากทำการ Cascade กันระหว่างวงจรแล้วจึงทำการแปลงจาก $[T]$ ไปเป็น $[S]$ โดยใช้สูตร
ดังนี้ (ภาคผนวก ก.1.4)

$$[S] = \begin{bmatrix} \left[\frac{T_{12}}{T_{22}} \right] & \left[\frac{T_{11} - T_{12}T_{21}}{T_{22}} \right] \\ \left[\frac{1}{T_{22}} \right] & \left[\frac{-T_{21}}{T_{22}} \right] \end{bmatrix} \quad (3-52)$$

3.4 การออกแบบโปรแกรมจำลองการคำนวณวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่น

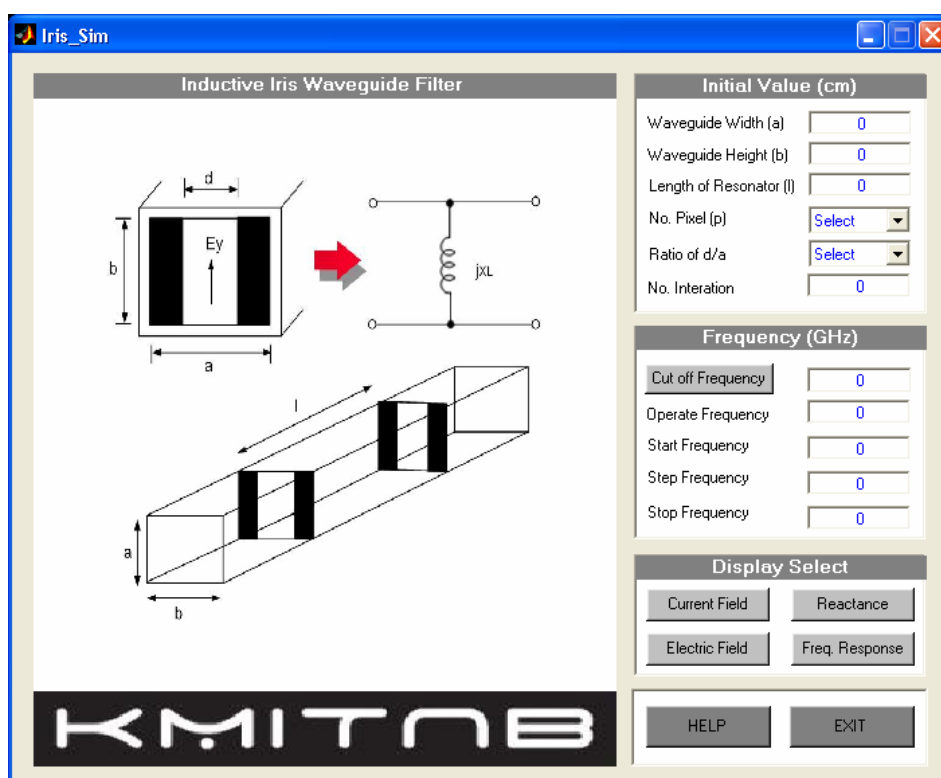
เมื่อทำการออกแบบวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ และกำหนดค่าเริ่มต้นต่างๆ ในการคำนวณแล้ว จึงออกแบบโปรแกรมจำลองการคำนวณที่ทำงานภายในโปรแกรม MATLAB ซึ่งมีลักษณะเป็นรายการให้เลือกหรือใส่ค่าลงไป โดยใช้ Graphic User Interface (GUI) ในโปรแกรมของ MATLAB เพื่อเป็นส่วนในการติดต่อระหว่างโปรแกรมและผู้ใช้งาน ซึ่งง่ายในการแสดงผล โดยลักษณะการทำงานของโปรแกรมแสดงดังภาพที่ 3-10 และส่วนที่ติดต่อกับผู้ใช้งาน แสดงดังภาพที่ 3-11 ถึงภาพที่ 3-14



ภาพที่ 3-10 ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมจำลองการคำนวณ

จากรูปที่ 3-11 แสดงโปรแกรมจำลองการคำนวณวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่น ซึ่งเริ่มต้นในการใช้งานจะต้องทำการกำหนดค่าเริ่มต้นก่อน จากภาพที่ 3-12 เป็นส่วนของการกำหนดค่าเริ่มต้นให้กับโปรแกรม โดยที่

Waveguide Width (a)	การกำหนดค่าความกว้างของท่อนำคลื่น มีหน่วยเป็น เซนติเมตร
Height (b)	การกำหนดค่าความสูงของท่อนำคลื่น มีหน่วยเป็น เซนติเมตร
Length of Resonator (l)	การกำหนดค่าระยะห่างระหว่างวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ มีหน่วยเป็น เซนติเมตร
No. Pixels (p)	การกำหนดจำนวนของพิกเซล โดยเลือกจากค่าที่กำหนดไว้ คือ 16, 32, 64, 128 หรือ 512
Ratio of d/a	การกำหนดค่าอัตราส่วนระหว่างช่องว่างของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำกับความกว้างของท่อนำคลื่น โดยเลือกจากค่าที่กำหนดไว้ คือ 0.25, 0.50 หรือ 0.75
No. Iteration	จำนวนรอบในการคำนวณซ้ำ



ภาพที่ 3-11 โปรแกรมจำลองการคำนวณวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่น

Initial Value (cm)	
Waveguide Width (a)	0
Waveguide Height (b)	0
Length of Resonator (l)	0
No. Pixel (p)	Select
Ratio of d/a	Select
No. Iteration	0

ภาพที่ 3-12 การกำหนดค่าเริ่มต้นให้กับโปรแกรมการคำนวณ

การกำหนดค่าความถี่เริ่มต้นให้กับโปรแกรมโดยสามารถแสดงค่าความถี่คัตออฟได้โดย ปุ่ม Cutoff Frequency แล้วจึงกำหนดค่าความถี่ใช้งานให้กับโปรแกรม โดยต้องมีค่าความถี่ที่ใช้งานสูงกว่าความถี่คัตออฟ คลื่นจึงสามารถเคลื่อนที่ไปได้ ส่วนในช่อง Start Frequency, Step Frequency และ Stop Frequency คือ ค่าความถี่เริ่มต้น ขั้นตอนการเพิ่มความถี่ และความถี่สุดท้าย ดังภาพที่ 3-13

Frequency (GHz)	
Cut off Frequency	0
Operate Frequency	0
Start Frequency	0
Step Frequency	0
Stop Frequency	0

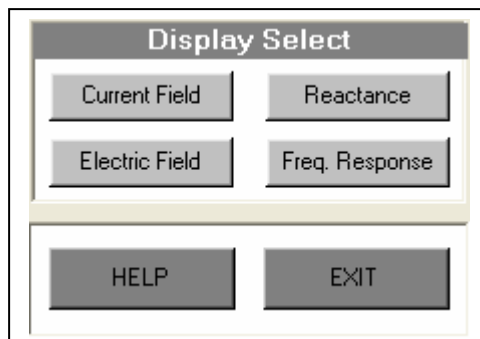
ภาพที่ 3-13 การกำหนดค่าความถี่เริ่มต้นให้กับโปรแกรมการคำนวณ

จากภาพที่ 3-14 เป็นภาพที่แสดงปุ่มกดเพื่อแสดงกราฟการคำนวณของโปรแกรมจำลองโดย

ปุ่ม Electric Field	ปุ่มที่แสดงกราฟของสนามไฟฟ้าของวงจรช่องแคบ
ปุ่ม Current Field	ปุ่มที่แสดงกราฟของความหนาแน่นของกระแสของวงจรช่องแคบ
ปุ่ม Reactance	ปุ่มที่แสดงกราฟของค่ารีแอคแตนซ์ของวงจรช่องแคบ
ปุ่ม Freq. Response	ปุ่มที่แสดงกราฟผลตอบแทนตามความถี่ของวงจรช่องแคบ
ปุ่ม HELP	เรียกโปรแกรมช่วยอธิบายการทำงาน และการใช้โปรแกรม

ปุ่ม EXIT

ออกจากโปรแกรม



ภาพที่ 3-14 ปุ่มแสดงค่าต่างๆที่ต้องการคำนวณ

การใช้งานของโปรแกรมจำลองการคำนวณวงจรองความถี่ในท่อนำคลื่น เมื่อผู้ใช้งานเข้ามาสู่ส่วนของการคำนวณ จะมีส่วนที่กำหนดค่าเริ่มต้นของโปรแกรมให้ผู้ใช้งานกำหนดค่าเริ่มต้นต่างๆของการคำนวณ ปุ่มให้ผู้ใช้งานสามารถเลือกการคำนวณและวิเคราะห์ผล และส่วนที่แสดงโครงสร้างของท่อนำคลื่นที่มีโครงสร้างของวงจรช่องแคบแบบตัวหนึ่งยวนำ เมื่อกำหนดค่าเริ่มต้นได้ถูกต้องและครบถ้วนแล้ว สามารถกดปุ่มที่กำหนดเพื่อแสดงกราฟการคำนวณของโปรแกรมตามที่ต้องการได้และกราฟการคำนวณจะถูกแสดงขึ้นมาแทนที่ภาพของโครงสร้างของท่อนำคลื่น

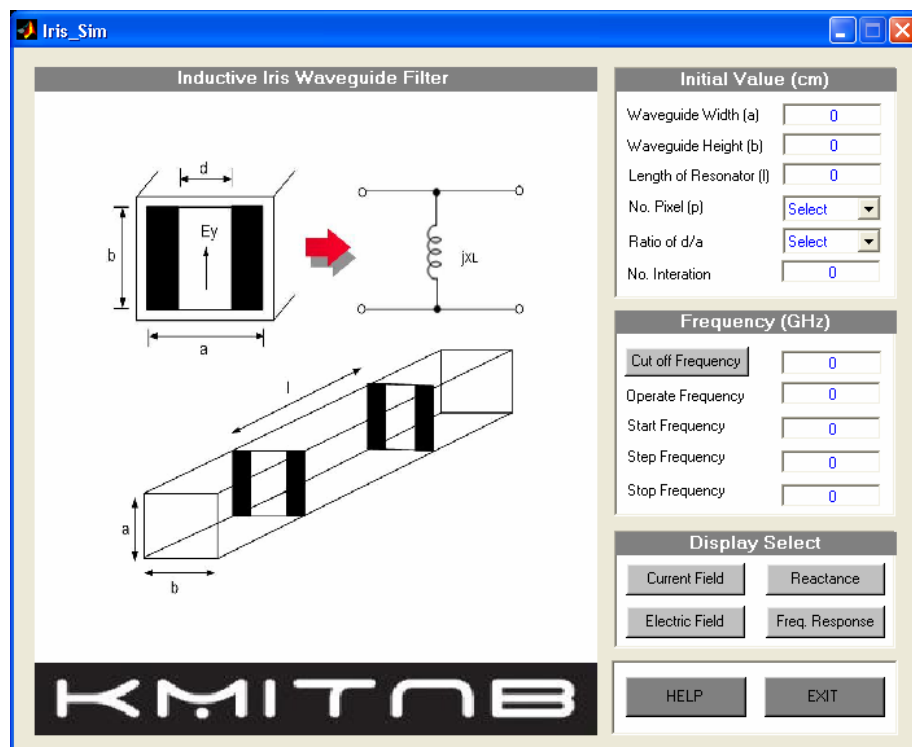
บทที่ 4

ผลของงานวิจัย

จากผลการทดลอง วิเคราะห์วงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นโดยการวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ ด้วยการคำนวณภายใต้โปรแกรม MATLAB ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรเมื่อเปรียบเทียบกับโปรแกรมจำลองการคำนวณสำเร็จรูป (Online Microwave Filter Design: GWT) และทฤษฎีมีค่าใกล้เคียงกัน

4.1 โปรแกรมจำลองการคำนวณวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่น

โปรแกรมจำลองการคำนวณวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นมีโครงสร้างการคำนวณแสดงในภาพที่ 4-1



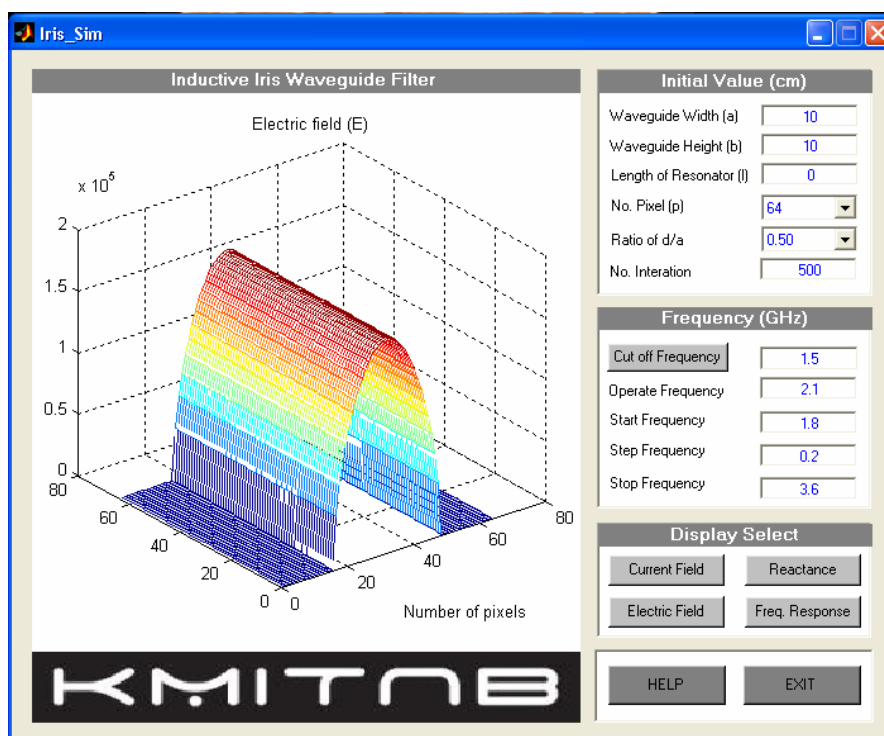
ภาพที่ 4-1 โปรแกรมจำลองการคำนวณวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่น

จากภาพที่ 4.1 ทำการกำหนดค่าเริ่มต้นที่โปรแกรมต้องการ เพื่อแสดงภาพของสนามไฟฟ้า โดยกำหนดค่าเริ่มต้นดังนี้

ความกว้างของท่อนำคลื่น (a)	10	เซนติเมตร
ความสูงของท่อนำคลื่น (b)	10	เซนติเมตร
จำนวนพิกเซล (p)	64	พิกเซล
ค่าอัตราส่วนของ d/a	0.5	
จำนวนการวนรอบ	500	รอบ
แสดงความถี่คัตออฟ	1.5	GHz
ความถี่ใช้งาน	2.1	GHz
ความถี่เริ่มต้น	1.8	GHz
ขั้นความถี่	0.2	GHz
ความถี่สุดท้าย	3.6	GHz

การแสดงผลของโปรแกรมจำลองการคำนวณหลังการการคำนวณมีโครงสร้างแสดงดังภาพ

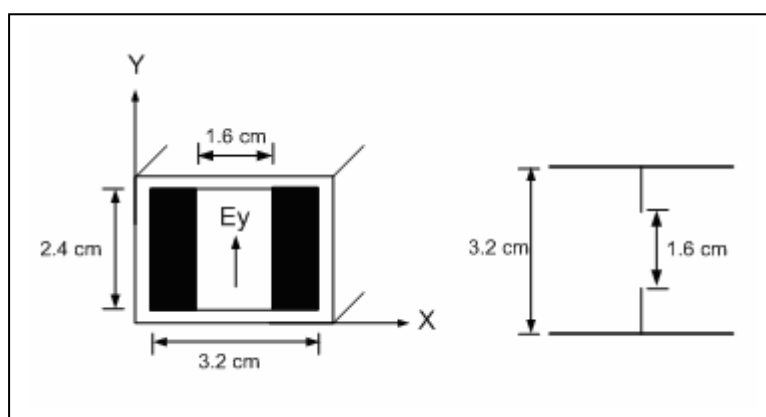
ที่ 4-2



ภาพที่ 4-2 ตัวอย่างการแสดงผลของโปรแกรมจำลองการคำนวณ

4.2 ผลการวิเคราะห์วงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ

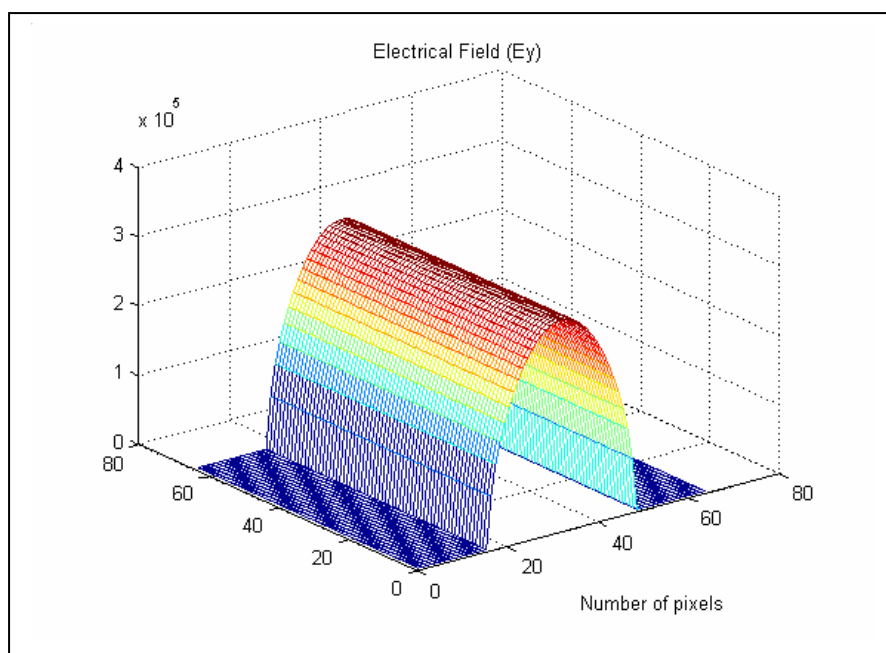
โปรแกรมจำลองการคำนวณวงจรองค์ความถี่ในท่อนำคลื่น โดยการวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ แสดงการคำนวณหาลักษณะสมบัติของวงจรช่องแคบความถี่สูงในลักษณะโครงสร้างหลายมาตราส่วน โดยใช้วิธีการวนรอบของคลื่น จากการออกแบบสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ส่วน โดยในส่วนแรกแสดงถึงการหาค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในช่องแคบของวงจร (E) ส่วนที่สองหาค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าในช่องแคบ (J) ส่วนสุดท้ายเป็นการหาค่าค่ารีแอกแตนซ์ของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ สำหรับการวิเคราะห์ในส่วนนี้ จะทำการกำหนดวงจรทดสอบดังภาพที่ 4-3 ความกว้างของท่อนำคลื่น (a) เท่ากับ 3.2 เซนติเมตร และความสูงของท่อนำคลื่น (b) เท่ากับ 2.4 เซนติเมตร ส่วนของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำมีขนาด 3.2×2.4 ตารางเซนติเมตร อัตราส่วนของ $\frac{d}{a}$ เท่ากับ 0.5 จำนวน 64 พิกเซล และจำนวนการวนรอบ 500 รอบ



ภาพที่ 4-3 วงจรทดสอบค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าและความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าในช่องแคบ

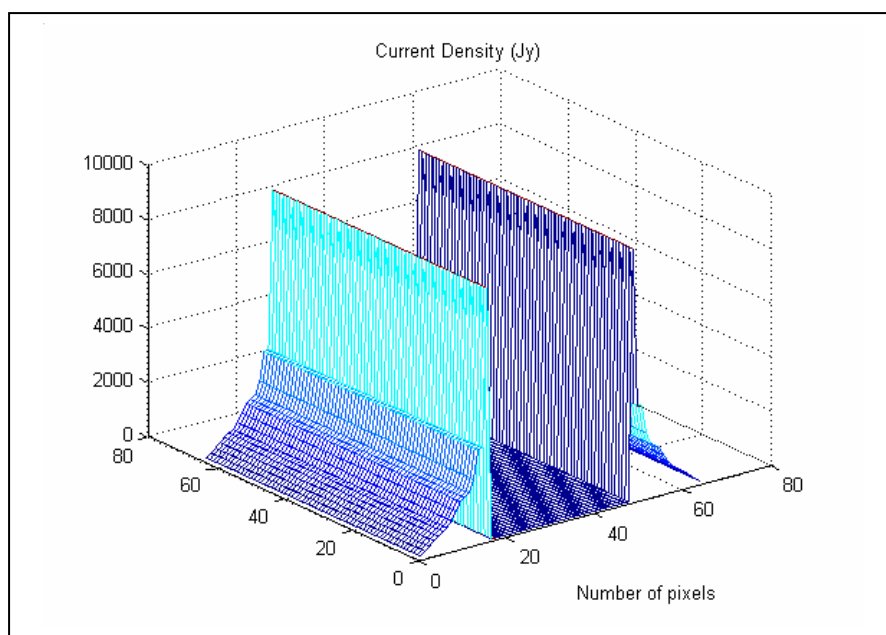
4.2.1 ผลการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในช่องแคบ

ในภาพที่ 4-4 จะเห็นได้ว่าเมื่อส่วนของช่องแคบมีการเปลี่ยนแปลงขนาดไป ค่าของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่พื้นผิวของวงจรจะเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย โดยถ้าขนาดของช่องแคบกว้างมากขึ้นค่าของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะเพิ่มขึ้น โดยจะมีค่ามากที่สุดที่กึ่งกลางด้านกว้างของท่อนำคลื่น และจะเป็นศูนย์ที่ส่วนของโลหะ



ภาพที่ 4-4 ค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของวงจรที่ค่า $\frac{d}{a}=0.50$

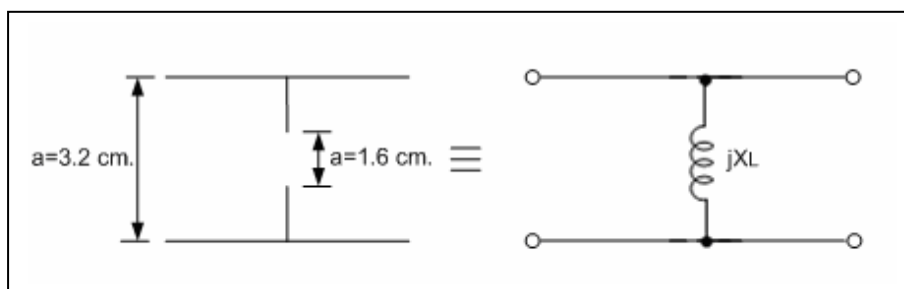
4.2.2 ผลการเปลี่ยนแปลงของความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าในช่องแคบ



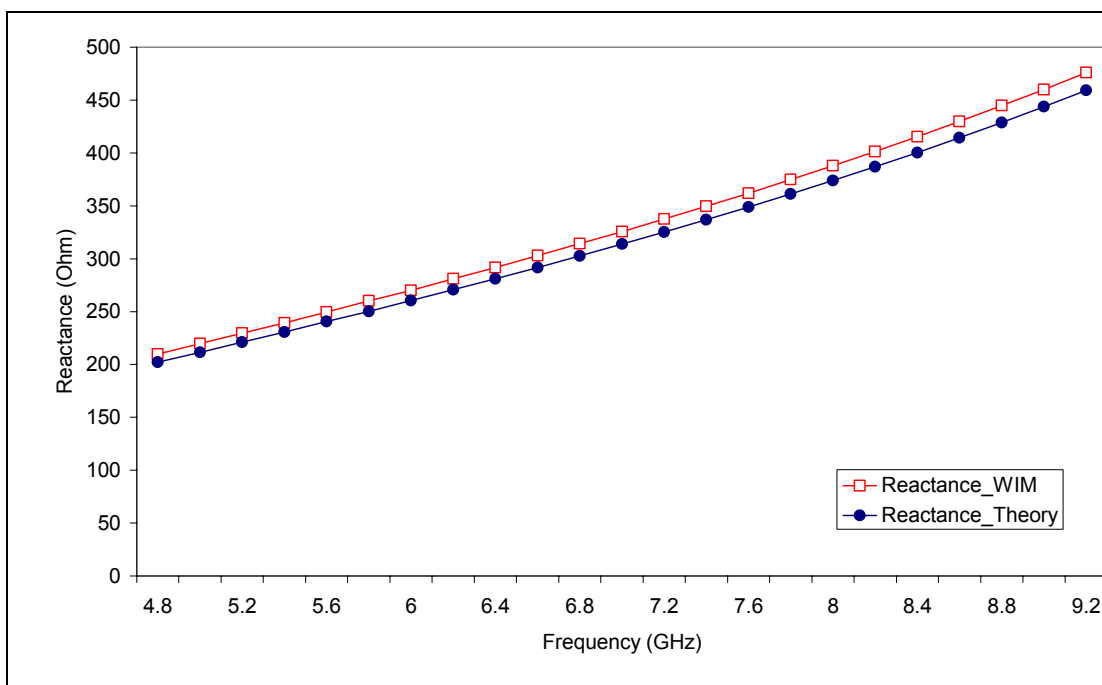
ภาพที่ 4-5 ค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าที่ค่า $\frac{d}{a}=0.50$

ในภาพที่ 4-5 จะเห็นได้ว่าเมื่อส่วนของช่องแคบมีการเปลี่ยนแปลงขนาดไป ค่าของความหนาแน่นของกระแสที่พื้นผิวของวงจรจะเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย โดยถ้าขนาดของช่องแคบกว้างมากขึ้น ค่าความหนาแน่นของกระแสจะมีค่าเพิ่มมากขึ้น โดยมีค่ามากที่สุดบริเวณรอยต่อระหว่างโลหะและช่องว่าง

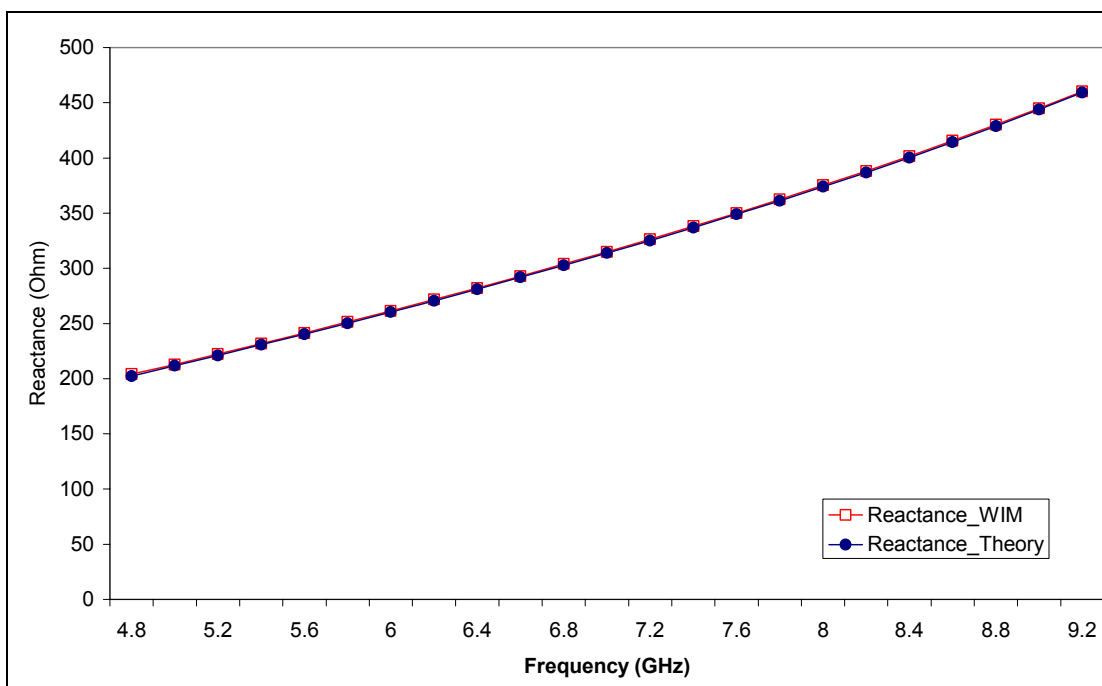
4.2.3 ผลการเปลี่ยนแปลงค่ารีแอคแตนซ์ของวงจรช่องแคบ



ภาพที่ 4-6 วงจรทดสอบค่ารีแอคแตนซ์ของวงจรช่องแคบ



ภาพที่ 4-7 ค่ารีแอคแตนซ์ของวงจรช่องแคบที่ค่า $\frac{d}{a}=0.50$ จำนวน 64 พิกเซล



ภาพที่ 4-8 ค่ารีแอคแตนซ์ของวงจรช่องแคบที่ค่า $\frac{d}{a}=0.50$ จำนวน 512 พิกเซล

กำหนดความกว้างของท่อนำคลื่น (a) เท่ากับ 3.2 เซนติเมตร และความสูงของท่อนำคลื่น (b) เท่ากับ 2.4 เซนติเมตร ส่วนของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำมีขนาด 3.2×2.4 ตารางเซนติเมตร ความถี่คัตออฟเท่ากับ 4.685 GHz อัตราส่วนของ $\frac{d}{a}$ เท่ากับ 0.5 จำนวน 64 และ 512 พิกเซล และจำนวนการวนรอบ 500 ครั้ง โดยการเปรียบเทียบค่ารีแอคแตนซ์จากวิธีการคำนวณแบบ WIM กับค่ารีแอคแตนซ์ที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎีในสมการที่ (2-117) แสดงผลดังภาพที่ 4-7 และ 4-8 ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่เพิ่มมากขึ้น ค่ารีแอคแตนซ์ของวงจรช่องแคบจะมีค่าเพิ่มมากขึ้นด้วย

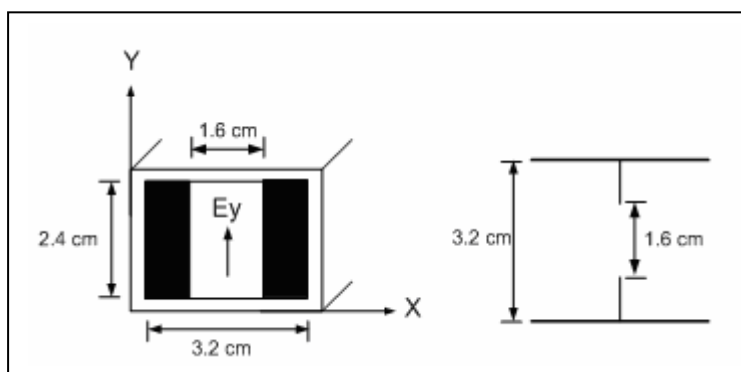
ผลการคำนวณค่ารีแอคแตนซ์จากภาพที่ 4-7 และภาพที่ 4-8 สามารถคำนวณหาค่าความคลาดเคลื่อนเป็นเปอร์เซ็นต์ระหว่างค่าที่ได้จากวิธีการคำนวณแบบ WIM และวิธีการคำนวณทางทฤษฎีที่ความถี่ตั้งแต่ 4.8 GHz ถึง 9.2 GHz ซึ่งจะได้ค่าความคลาดเคลื่อนจากการคำนวณโดยวิธี WIM แตกต่างจากค่าที่ได้จากทฤษฎีไม่เกิน $\pm 4\%$ เมื่อจำนวนพิกเซลเท่ากับ 64 พิกเซล และค่าความคลาดเคลื่อนไม่เกิน $\pm 1\%$ เมื่อจำนวนพิกเซลเท่ากับ 512 พิกเซล ดังนั้นเมื่อจำนวนพิกเซลมากขึ้น ค่าความคลาดเคลื่อนยิ่งน้อยลง ทำให้สามารถหาค่ารีแอคแตนซ์ที่ถูกต้องใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎี

4.3 การวิเคราะห์วงจรกรองความถี่โดยใช้วงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ

โปรแกรมจำลองการคำนวณวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่น โดยใช้การวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ แสดงการคำนวณหาผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรกรองความถี่หรือค่าพารามิเตอร์การกระจาย (S-Parameter) คุณสมบัติของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำโดยใช้วิธีการวนรอบของคลื่น จากการออกแบบสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 กรณี คือ ผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรกรองความถี่ในโครงสร้างของท่อนำคลื่นที่กั้นด้วยวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำจำนวน 1 ตัว และผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรกรองความถี่ในโครงสร้างของการวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ จำนวน 2 ตัว

4.3.1 ผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่มีโครงสร้างของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ 1 ตัว

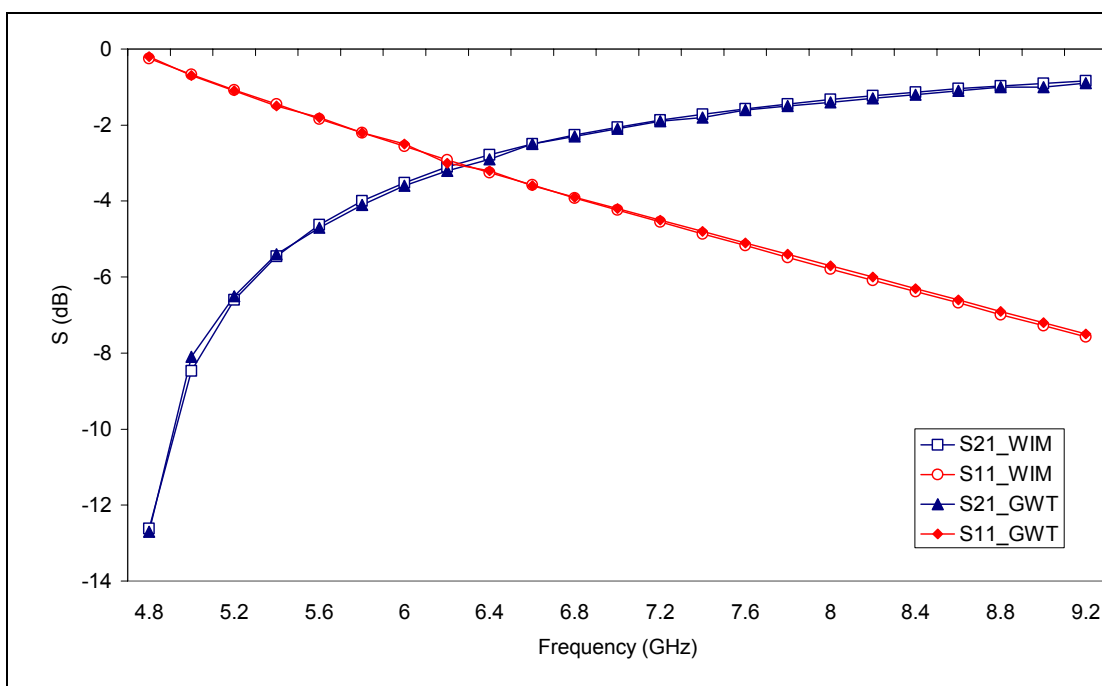
ในการวิเคราะห์ผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรกรองความถี่ในโครงสร้างของท่อนำคลื่นที่กั้นด้วยวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำจำนวน 1 ตัว เพื่อหาคุณสมบัติของวงจร สามารถแสดงวงจรทดสอบดังภาพที่ 4-9



ภาพที่ 4-9 วงจรทดสอบผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ค่า $\frac{d}{a}=0.5$

วงจรที่นำมาทดสอบดังภาพที่ 4-4 โครงสร้างของความกว้างของท่อนำคลื่น (a) เท่ากับ 3.2 เซนติเมตร และความสูงของท่อนำคลื่น (b) เท่ากับ 2.4 เซนติเมตร ส่วนของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำมีขนาด 3.2 x 2.4 ตารางเซนติเมตร อัตราส่วนของ $\frac{d}{a}$ เท่ากับ 0.5 จำนวน 64 พิกเซล และจำนวนการวนรอบ 500 ครั้ง

ผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรช่องแคบความถี่สูงแสดงดังภาพที่ 4-10 จะเห็นว่าผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรช่องแคบความถี่สูงมีคุณลักษณะเป็นวงจรกรองความถี่แบบวงจรกรองความถี่สูงผ่าน (Highpass Filter) ซึ่งความถี่คัตออฟของวงจรกรองความถี่ที่ตำแหน่ง -3 dB ของวงจรที่ค่าเท่ากับ 6.2 GHz โดยจะยอมให้ความถี่ตั้งแต่ความถี่คัตออฟเป็นต้นไปผ่านไปได้ ส่วนความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่คัตออฟจะถูกกำจัดไป แบนด์วิดธ์ของวงจรจะมีค่าเป็น ∞ (Infinity) เนื่องจากความถี่ที่มากกว่าความถี่คัตออฟของวงจรสามารถผ่านวงจรกรองความถี่ดังกล่าวได้ทั้งหมด

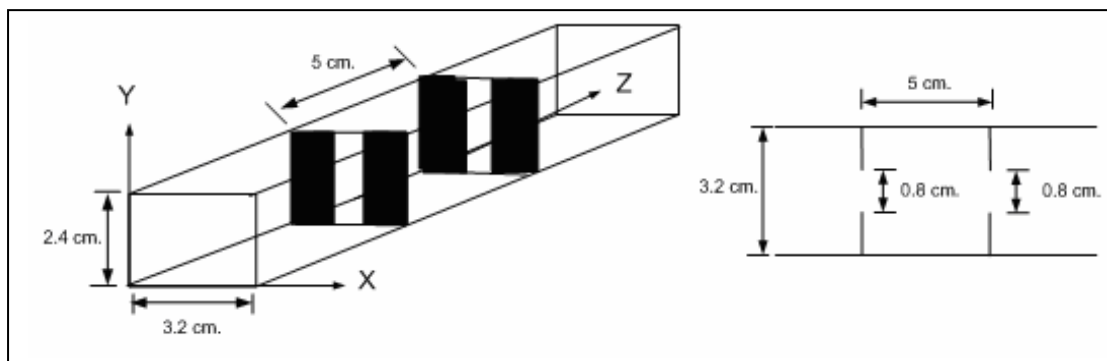


ภาพที่ 4-10 ผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ค่า $\frac{d}{a}=0.5$

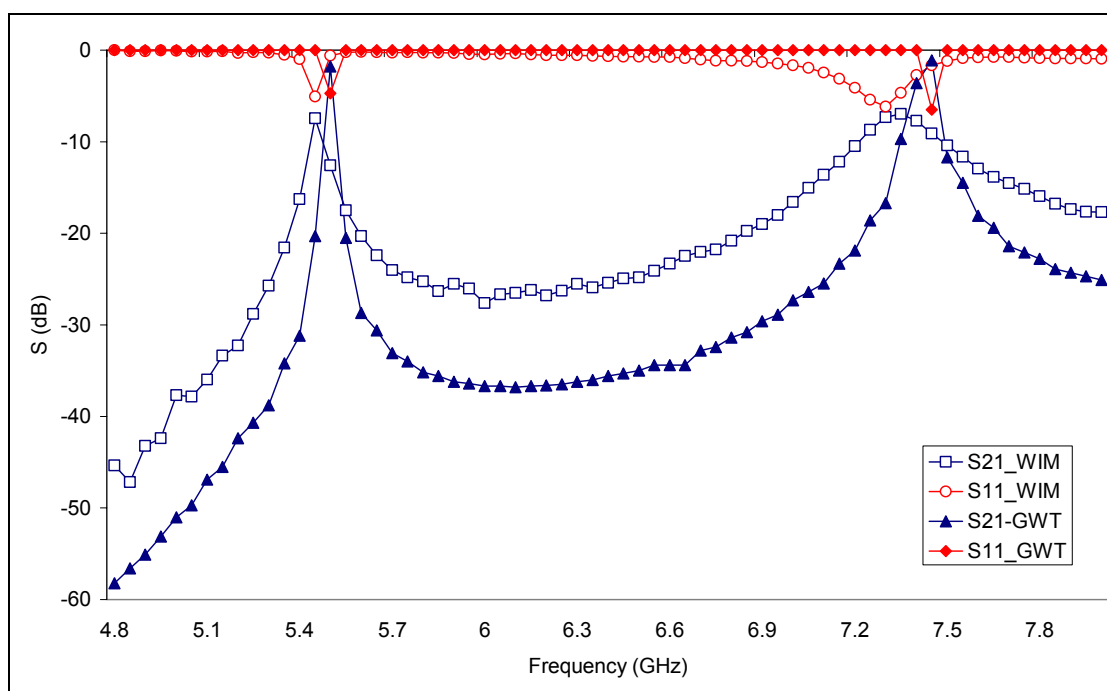
4.3.2 ผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่มีโครงสร้างของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ 2 ตัว

ในการวิเคราะห์ผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรกรองความถี่ ในโครงสร้างของท่อนำคลื่นที่มีการวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำจำนวน 2 วงจร เพื่อหาคุณสมบัติของวงจร สามารถแสดงวงจรทดสอบดังภาพที่ 4-11 โครงสร้างของความกว้างของท่อนำคลื่น (a) เท่ากับ 3.2 เซนติเมตร และความสูงของท่อนำคลื่น (b) เท่ากับ 2.4 เซนติเมตร ส่วนของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำมีขนาด 3.2×2.4 ตารางเซนติเมตร อัตราส่วนของ $\frac{d}{a}$ เท่ากับ 0.25 และ 0.75

จำนวน 64 พิกเซล ระยะห่างระหว่างวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ 5 เซนติเมตร และจำนวนการวนรอบ 500 รอบ

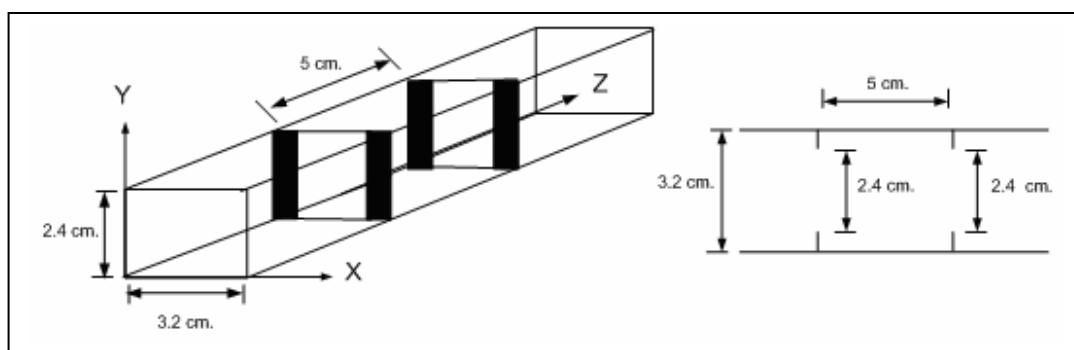


ภาพที่ 4-11 วงจรทดสอบผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ค่า $\frac{d}{a}=0.25$

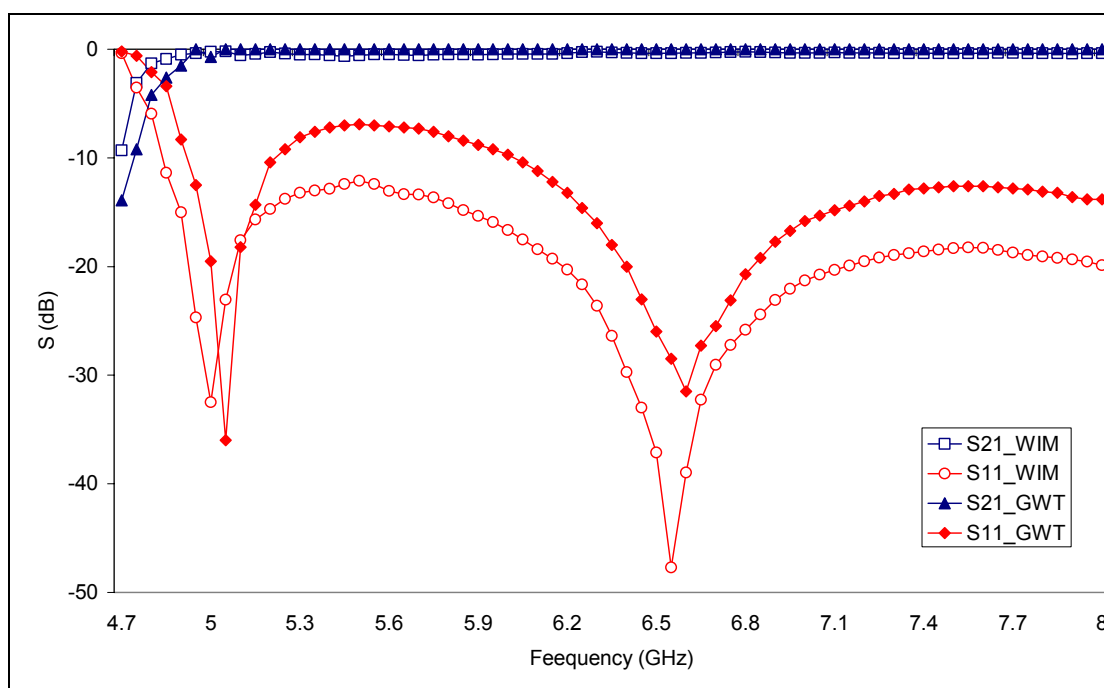


ภาพที่ 4-12 ผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรที่ค่า $\frac{d}{a}=0.25$

ผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรแสดงดังภาพที่ 4-12 จะได้เห็นว่าผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรช่องแคบวงจรที่ค่า $\frac{d}{a}$ เท่ากับ 0.25 มีคุณลักษณะเป็นวงจรกรองความถี่แบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Bandpass Filter) ความถี่ด้านต่ำ (f_1) เท่ากับ 7.40 GHz และความถี่ด้านสูง (f_2) เท่ากับ 7.45 GHz ความถี่กึ่งกลาง (f_0) เท่ากับ 7.425 GHz ซึ่งแบนด์วิดธ์ของวงจรกรองความถี่ที่ตำแหน่ง -3 dB เท่ากับ 50 MHz



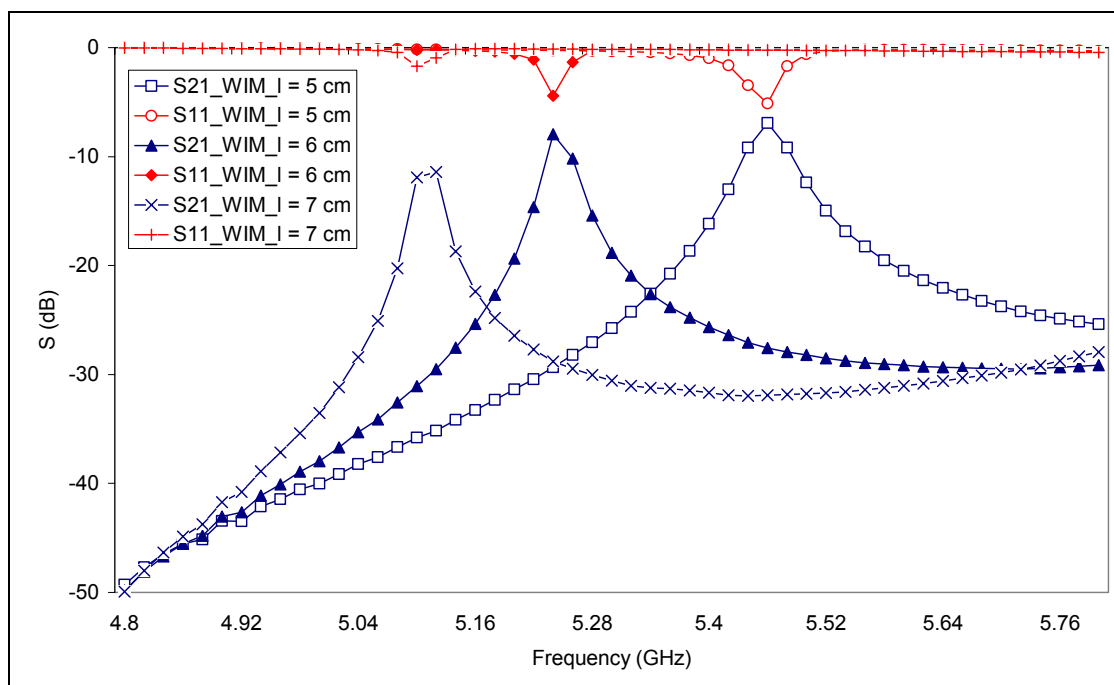
ภาพที่ 4-13 วงจรทดสอบผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ค่า $\frac{d}{a}$ เท่ากับ 0.75



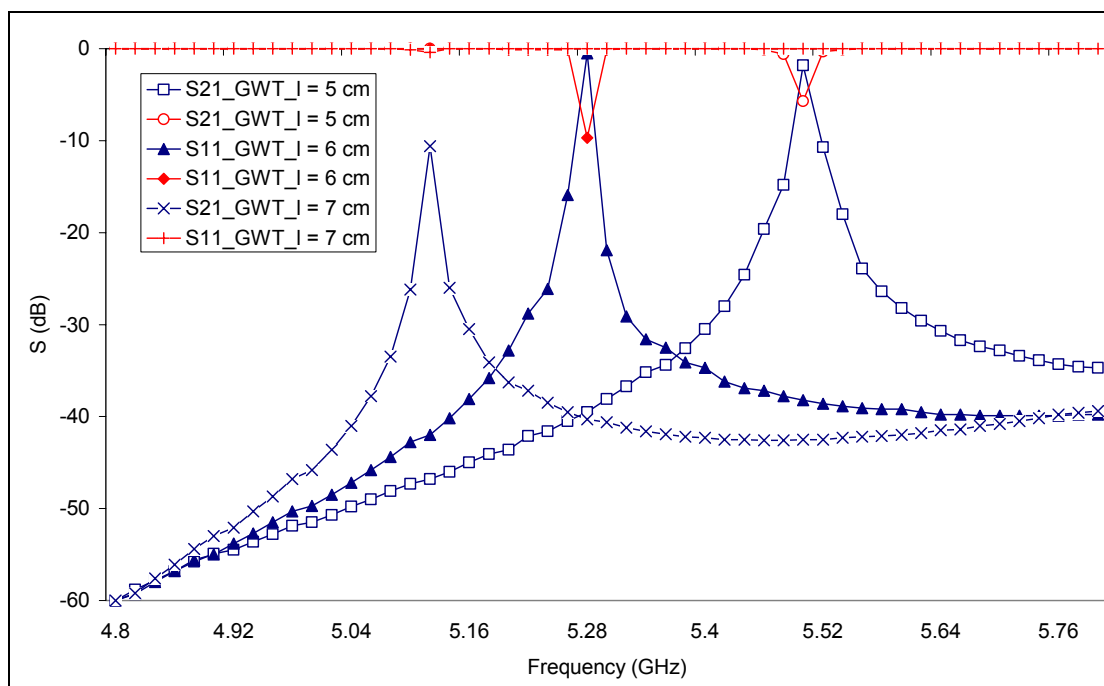
ภาพที่ 4-14 ผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ค่า $\frac{d}{a}$ เท่ากับ 0.75

ผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรแสดงดังภาพที่ 4-14 จะได้ว่าผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรที่ค่า $\frac{d}{a}$ เท่ากับ 0.75 มีคุณลักษณะเป็นวงจรกรองความถี่สูงผ่าน (Highpass Filter) ซึ่งความถี่คัตออฟของวงจรกรองความถี่ที่ตำแหน่ง -3 dB ของวงจรที่ค่าเท่ากับ 4.75 GHz ซึ่งแบนด์วิดของวงจรกรองความถี่ที่ตำแหน่ง -3 dB เท่ากับ ∞ (Infinity)

4.3.3 ผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ที่มีโครงสร้างของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ 2 ตัวที่มีระยะห่างเปลี่ยนแปลงตามความยาว



ภาพที่ 4-15 ผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำจำนวน 2 ตัวที่มีระยะห่างเปลี่ยนแปลงตามความยาวโดยใช้ WIM



ภาพที่ 4-16 ผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำจำนวน 2 ตัวที่ระยะห่างเปลี่ยนแปลงตามความยาวโดยใช้ GWT

กำหนดความกว้างของท่อนำคลื่น (a) เท่ากับ 3.2 เซนติเมตร และความสูงของท่อนำคลื่น (b) เท่ากับ 2.4 เซนติเมตร ส่วนของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำมีขนาด 3.2×2.4 ตารางเซนติเมตร ความถี่คัตออฟเท่ากับ 4.685 GHz อัตราส่วนของ $\frac{d}{a}$ เท่ากับ 0.25 จำนวน 64 พิกเซล และจำนวนการวนรอบ 500 ครั้ง ระยะห่างระหว่างวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำเท่า 5, 6 และ 7 เซนติเมตร ตามลำดับ โดยการเปรียบเทียบค่าผลตอบสนองตามความถี่จากวิธีการคำนวณแบบ WIM กับค่าผลตอบสนองตามความถี่ที่ได้จากโปรแกรมจำลองการคำนวณ GWT แสดงผลดังภาพที่ 4-15 และ 4-16 ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อระยะระหว่างวงจรช่องแคบเพิ่มมากขึ้น ค่าความถี่กลาง (f_0) ของวงจรจะมีค่าลดลง

งานวิจัยนี้ เป็นการศึกษาและวิเคราะห์หาคคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นโดยการวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำใช้วิธีการวนรอบของคลื่น (WIM) เมื่อพิจารณาผลของการวิจัยที่ได้ จะเห็นว่าตำแหน่งของทิศทางของช่องแคบ หรือขั้วคลื่นของสนามที่เคลื่อนที่ตกกระทบกับช่องแคบ จะกำหนดคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรช่องแคบ ซึ่งผลวิเคราะห์หาคคุณสมบัติของวงจรที่ได้จากการวิจัยเปรียบเทียบกับแบบจำลองอื่นๆ และจากการคำนวณทางทฤษฎีมีความถูกต้องสอดคล้องกัน

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผล

วิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อออกแบบและวิเคราะห์หาค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรกรองความถี่ที่ใช้วงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำหรือไอริสวางอยู่ในท่อนำคลื่น สำหรับงานทางด้านวิศวกรรมไมโครเวฟนั้นเป็นเรื่องที่ยุ่งยากมากในการวิเคราะห์ จึงได้มีการคิดวิธีการวิเคราะห์โดยใช้วิธีการคำนวณแบบวนรอบของคลื่น (Wave Iterative Method : WIM) จึงได้ทำการออกแบบวิเคราะห์วงจรกรองความถี่ย่านไมโครเวฟ ซึ่งวงจรมีลักษณะเป็นท่อนำคลื่นที่กั้นด้วยวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ จากนั้นคำนวณหาค่าขนาดของคลื่นที่ตกกระทบคลื่นที่สะท้อนกลับ และคลื่นที่ส่งผ่านในวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำแต่ละตัว โดยวิธีการคำนวณในโดเมนทางขนาดหรือฟิสิกเซล สำหรับคลื่นในท่อนำคลื่นที่มีขนาดความยาว จะคำนวณหาค่าในโดเมนทางโหมดหรือสเปกตรัม โดยที่คลื่นในโดเมนทางโหมดจะเคลื่อนที่ผ่านในทิศทางทั้งสองข้างของท่อนำคลื่นที่มีการแมทชิ่ง (Matching) ทางโหมดพื้นฐาน คือ โหมด TE_{10} สำหรับโหมดที่ลำดับสูงกว่าโหมดพื้นฐานจะสะท้อนกลับไปมาภายในท่อนำคลื่นที่มีวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำกั้นขนานอยู่ ผลของการทดสอบการวิเคราะห์พบว่า วงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำจะมีคุณสมบัติเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Bandpass Filter) ที่มีค่าความถี่ในการทำงานในช่วงระหว่างความถี่ตัด และในโหมดพื้นฐานจะไม่เกิน 2 เท่าของความถี่ตัดนั้นๆ ค่าของความถี่กลางและแถบความถี่ของวงจรจะขึ้นอยู่กับความกว้างของช่องแคบและค่าความยาวระหว่างช่องแคบแต่ละตัว นอกจากนั้นยังขึ้นอยู่กับขนาดของท่อนำคลื่น จำนวนของวงจรช่องแคบ เป็นต้น สำหรับการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการออกแบบและวิเคราะห์ ได้ใช้การคำนวณทฤษฎีและโปรแกรมจำลองการคำนวณ GWT ซึ่งจะให้ผลของการวิเคราะห์ที่สอดคล้องกัน และโปรแกรมที่สร้างขึ้นสามารถแสดงค่าสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กได้อีกด้วย

5.2 อภิปรายผลการวิจัย

งานวิจัยนี้ เป็นการศึกษาและวิเคราะห์วงจรกรองความถี่ที่มีโครงสร้างเป็นท่อนำคลื่นที่มีการวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบความถี่สูงแบบตัวเหนี่ยวนำ เป็นการออกแบบวงจรและส่งคลื่นที่มีความถี่ไมโครเวฟในโหมด TE_{10} โดยเลือกใช้ความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัตออฟ โดยผลที่ได้จากการ

วิเคราะห์จะแสดงให้เห็นถึงลักษณะคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร จากการวิจัยสามารถแสดงค่าของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ปรากฏที่พื้นผิวของวงจรช่องแคบ ที่มีค่าแตกต่างตามลักษณะของอัตราส่วนของพื้นที่ที่เป็นตัวนำและช่องว่าง ทำให้สามารถเข้าใจพฤติกรรมของวงจรได้ง่ายยิ่งขึ้น ทั้งยังสามารถหาค่าพารามิเตอร์ที่ต้องการทราบได้ จากการวิจัยสามารถสรุปความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรต่างๆ ที่ใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นที่มีการวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบความถี่สูงแบบตัวเหนี่ยวนำได้ดังนี้

1. การส่งคลื่นที่ความถี่ใดในวงจรท่อนำคลื่นนั้นขึ้นอยู่กับขนาดของท่อนำคลื่น โดยความถี่ของคลื่นที่ส่งออกไปในวงจรท่อนำคลื่นต้องสูงกว่าความถี่คutoffที่สามารถคำนวณได้จากสมการ $\frac{c}{2a}$ และไม่เกินสองเท่าของความถี่คutoff

2. สำหรับท่อนำคลื่นที่กั้นวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำจำนวน 1 ตัวพบว่ามีคุณสมบัติเป็นวงจรกรองความถี่สูงผ่าน ดังนั้นการกำหนดอัตราส่วนของ $\frac{d}{a}$ มีผลต่อคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน คือ เมื่อค่าอัตราส่วนของ $\frac{d}{a}$ มากขึ้น ค่าอินดักแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำจะเพิ่มมากขึ้นด้วย ทำให้สามารถส่งผ่านความถี่สูงได้ โดยถ้าอัตราส่วนของ $\frac{d}{a}$ มีค่ามาก ความถี่คutoffของวงจรกรองความถี่สูงผ่านจะมีค่ามากขึ้นด้วย

3. สำหรับท่อนำคลื่นที่มีโครงสร้างของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ 2 ตัววางเรียงกัน จะมีคุณลักษณะของวงจรเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ความถี่กลางขึ้นอยู่กับขนาดของความกว้างและระยะห่างระหว่างวงจรช่องแคบ

4. การกำหนดอัตราส่วนของ $\frac{d}{a}$ มีผลต่อคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ คือ เมื่อค่าอัตราส่วนของ $\frac{d}{a}$ น้อยลง แบนด์วิดธ์ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะแคบ และถ้ากำหนดให้ค่าอัตราส่วนของ $\frac{d}{a}$ มีค่ามากๆ จะทำให้ท่อนำคลื่นที่มีโครงสร้างของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำจำนวน 2 ตัวมีคุณลักษณะของวงจรเป็นวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

5. การกำหนดระยะห่างของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำมีผลต่อวงจรกรองแถบความถี่ คือ เมื่อระยะห่างระหว่างวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้น จะทำให้ความถี่กึ่งกลาง (f0) ของวงจรกรองความถี่มีค่าลดลงและแบนด์วิดธ์ของวงจรมีค่าน้อยลงด้วย

6. เมื่อทำการออกแบบวงจรช่องแคบให้มีจำนวนพิกเซลมากขึ้นจะมีผลทำให้ค่าของจำนวนโหมมมากขึ้นด้วย การหาค่าของอิมพีแดนซ์ของวงจรช่องแคบชนิดตัวเหนี่ยวนำ จะมีค่าที่ถูกต้องใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี แต่การกำหนดจำนวนพิกเซลมากขึ้น จะมีผลทำให้ใช้

เวลาการคำนวณมากขึ้น

7. การกำหนดขนาดอัตราส่วน $\frac{d}{a}$ ของตัวนำกับช่องว่างในวงจรช่องแคบ ไม่สามารถเลือกความละเอียดได้ตามความต้องการ เพราะทำให้จำนวนพิกเซลมากขึ้น และเมื่อกำหนดจำนวนการคำนวณแบบวนรอบหลายๆ (Iteration) ยิ่งทำให้ใช้เวลาในการคำนวณมากขึ้น ดังนั้นการออกแบบวงจรช่องแคบต้องคำนึงถึงขนาดของอัตราส่วน $\frac{d}{a}$ และจำนวนการวนรอบ (Iteration) ให้เหมาะสม

5.3 ข้อเสนอแนะ

การวิจัยครั้งนี้ได้นำเสนอวิธีการหาค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าและค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรกรองความถี่ ที่มีโครงสร้างเป็นท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่กั้นด้วยวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำที่สามารถแบ่งพิกเซลได้ง่าย ดังนั้นสำหรับวงจรที่มีโครงสร้างของพิกเซลที่ไม่เป็นโครงสร้างสี่เหลี่ยม จะทำให้การแบ่งพิกเซลของวงจรเป็นไปได้ยาก และซับซ้อนจำเป็นต้องหาวิธีการอื่นในการออกแบบต่อไป นอกจากนั้น การคำนวณโดยวิธีนี้ยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรที่ซับซ้อนมากยิ่งขึ้นได้อีก เช่น วงจรไมโครสตริป เป็นต้น สำหรับผลที่ได้จากการวิเคราะห์อาจมีความคลาดเคลื่อนจากผลที่ได้จากโปรแกรมจำลองการคำนวณ GWT ด้วยสาเหตุจากการกำหนดจำนวนโหมดที่ใช้ในการคำนวณ การกำหนดโครงสร้างของวงจรที่มีความแตกต่างกันบ้างเล็กน้อย เช่น ความหนาของช่องแคบ จึงส่งผลต่อความละเอียดในการคำนวณ นอกจากนั้นการออกแบบวงจรกรองความถี่ที่สมบูรณ์แบบจำเป็นต้องเพิ่มเติมรายละเอียดในการนำไปใช้ในการออกแบบ เช่น การเปลี่ยนแปลงขนาดของความกว้างของช่องแคบ การใช้วงจรช่องแคบแบบไม่สมมาตร การกำหนดจำนวนช่องแคบให้เพิ่มมากขึ้น ซึ่งจะส่งผลให้มีจำนวนโหมดมากขึ้น เป็นต้น

บรรณานุกรม

ภาษาไทย

- คัทธิดา บุญสนิท. “การศึกษาและวิเคราะห์คลื่นสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าของวงจรช่องแคบความถี่สูงแบบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ.” ประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 27 , ขอนแก่น , 2547.
- นิรันดร์ คำประเสริฐ. วิศวกรรมแม่เหล็กไฟฟ้าและวิศวกรรมไมโครเวฟ. ศูนย์สื่อเสริมกรุงเทพฯ , 2545.
- บัณฑิต ไรจน์อารยานนท์. วิศวกรรมไมโครเวฟ. สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย , 2536.
- สมศักดิ์ อรรถทิมากุล. “การวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่สำหรับวงจรไมโครเวฟโดยใช้หลักการของคลื่น.” ประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25 , ขอนแก่น , 2545.

ภาษาอังกฤษ

- A.Mediavilla , A.Tazón , J.A.Pereda , et al. “**Neuronal Architecture for Waveguide Inductive Iris Bandpass Filter Optimization.**” IEEE-INNS-ENNS International Joint Conference on Neural Networks (IJCNN'00)-Volume 4 , 2000.
- Carlos Alberto Andrade. “**CAD Of Rectangular-Ridged Waveguide Band pass filters.**” Thesis in Department of Electrical and Computer Engineering For the Degree of Master of Applied Science At Concordia University , Montreal , Quebec , Canada , 2001.
- H. Baudrand. **Introduction Au Calcul De Circuits Microonde.** INP ENSEEIHT , Toulouse , 1993.
- M. Kaddour , A. Mami , A. Gharsallah , et al. “**Analysis of Multilayer Microstrip Antennas By Using Iterative Method.**” Journal of Microwaves and Optoelectronics , Vol. 3 , 2003.
- Steer , M.B. Trew , R.J. **Microwave Device.** The Electrical Engineering Handbook , CRC Press LLC , 2000.
- N. Marcuvitz. **Waveguide Handbook.** McGraw-Hill , 1951.
- R Chatterjee. **Advanced Microwave Engineering special advance topic.** Ellis Horwood Limited , 1988.

S. J. Orfanidis. **Electromagnetic Waves & Antennas.** , 2004.

S. R. Seshadri. **Fundamental of Transmission line and electromagnetic fields.** Addison-Wesley , 1969.

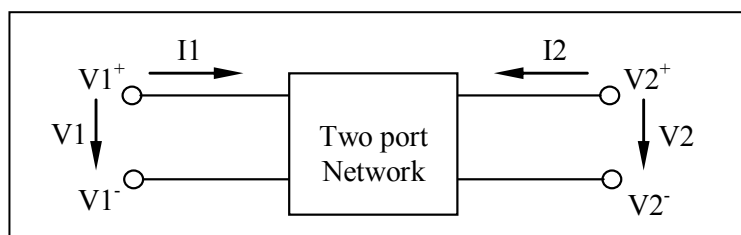
Stephen F. Adam. **Microwave Theory and Applications.** Hewlett Packard Company , 1969.

S. Akatimagool , D. Baujon , H.Baudrand. “**Analysis of Multi-layer Integrated Inductor with Wave Concept Iterative Procedure (WCIP).**” IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp. Digest. , 2001.

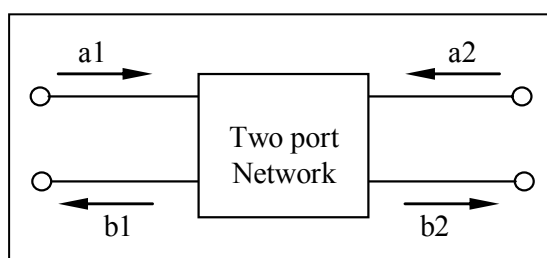
ภาคผนวก ก

ก.1 ข่ายงานสองทาง (Two Port Network)

ข่ายงานไมโครเวฟมักจะประกอบด้วย การเชื่อมต่อของชิ้นส่วนภายในสายส่งหรือท่อนำคลื่น ซึ่งเป็นชิ้นส่วนประเภทพาสซีฟ (Passive Element) ในบางครั้งก็อาจมีประเภทแอคทีฟ (Active Element) ต่อรวมอยู่ด้วย ปกติข่ายงานไมโครเวฟจะประกอบด้วย วงจรกรองความถี่ (Filter) , รีโซเนเตอร์ (Resonator) , และวงจรขยาย (Amplifier) ซึ่งเขียนแทนด้วยข่ายงานสองทาง (Two Port Network) ดังแสดงในภาพที่ ก-1 และ ก-2



ภาพที่ ก-1 ข่ายงานสองทาง



ภาพที่ ก-2 การแพร่กระจายคลื่นของข่ายงานสองทาง

ในการแสดงลักษณะสมบัติของข่ายงานไมโครเวฟ สามารถใช้ชุดของพารามิเตอร์ได้หลายแบบ ซึ่งมีข้อดีแตกต่างกัน โดยกำหนดให้แต่ละพอร์ตมีแหล่งจ่ายแรงดันที่ทำให้เกิดในแต่ละพอร์ตที่แยกจากกัน และกำหนดให้แต่ละพอร์ตมีคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับปรากฏอยู่ในแต่ละพอร์ต ซึ่งชุดพารามิเตอร์จะประกอบไปด้วยข้อมูลของแต่ละข่ายงานซึ่งมีหลายแบบด้วยกัน ได้แก่ อิมพีแดนซ์พารามิเตอร์ (Z-Parameter) , แอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ (Y-Parameter) , พารามิเตอร์ ABCD , พารามิเตอร์การกระจาย (Scattering Parameter)

ก.1.1 อิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ (Z and Y Parameters)

จากภาพที่ ก-1 เป็นความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแส ในรูปเมตริกซ์ซึ่งสามารถวิเคราะห์เพื่อนำไปหาความสัมพันธ์ของ อิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ดังนี้

$$[V] = [Z][I] \quad (\text{ก-1})$$

$$\text{เมื่อ } [V] = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}, [I] = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}, [Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{12} & Z_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{ก-2})$$

ซึ่งจะได้อิมพีแดนซ์พารามิเตอร์เป็น

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad (\text{ก-3})$$

$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad (\text{ก-4})$$

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad (\text{ก-5})$$

$$Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad (\text{ก-6})$$

และจากความสัมพันธ์ในสมการที่ ก-1 ก็จะได้เมตริกซ์ของค่าแอดมิตแตนซ์เป็น

$$[I] = [Y][V] \quad (\text{ก-7})$$

$$\text{เมื่อ } [Y] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{12} & Y_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{ก-8})$$

ซึ่งจะได้แอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์เป็น

$$Y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (\text{ก-9})$$

$$Y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (\text{ก-10})$$

$$Y_{21} = \frac{I_2}{V_1} \Big|_{V_2=0} \quad (\text{ก-11})$$

$$Y_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{V_1=0} \quad (\text{ก-12})$$

แต่ถ้าข่ายงานมีลักษณะสมมาตร ก็จะได้ค่า $Z_{11} = Z_{22}$, $Z_{12} = Z_{21}$, $Y_{11} = Y_{22}$ และ

$$Y_{12} = Y_{21}$$

ก.1.2 พารามิเตอร์ ABCD (ABCD Parameter)

พารามิเตอร์นี้มีประโยชน์มาก เมื่อมีข่ายงานสองทางมากกว่า 1 ข่ายงานต่อเชื่อมกันในลักษณะคาสเคด (Cascade) สามารถหาค่าพารามิเตอร์ลัพธ์ ได้โดยนำชุดพารามิเตอร์เหล่านั้นมาคูณกันโดยตรง โดยพารามิเตอร์ ABCD เกิดมาจากความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแส ในภาพที่ ก-1 ดังนี้

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = [ABCD] \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{ก-13})$$

เมื่อ

$$[ABCD] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (\text{ก-14})$$

ซึ่งจะได้พารามิเตอร์ ABCD เป็น

$$A = \frac{V_1}{V_2} \Big|_{I_2=0} \quad (\text{ก-15})$$

$$B = \frac{V_1}{I_2} \Big|_{V_2=0} \quad (\text{ก-16})$$

$$C = \frac{I_1}{V_2} \Big|_{I_2=0} \quad (\text{ก-17})$$

$$D = \frac{I_1}{I_2} \Big|_{V_2=0} \quad (\text{ก-18})$$

ถ้าหากว่ามี พารามิเตอร์ ABCD 3 ชุดต่อเชื่อมกันแบบคาสเคด จะสามารถหาค่าพารามิเตอร์ผลลัพธ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} \quad (\text{ก-19})$$

ก.1.3 พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย (Scattering Parameters)

พารามิเตอร์ชนิดนี้จะเกี่ยวข้องกับคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อน ในวงจรไมโครเวฟจากภาพที่ ก-2 กำหนดให้ $a_i(V_i^+)$ เป็นคลื่นตกกระทบของขำยงาน และ $b_i(V_i^-)$ เป็นคลื่นสะท้อนกลับของขำยงาน ทำให้ได้ความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อนกลับในรูปของเมตริกซ์เป็น

$$[b] = [S][a] \quad (\text{ก-20})$$

$$[b] = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}, [a] = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, [S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{ก-21})$$

เมื่อ $b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$ และ $b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$

ซึ่งจะได้พารามิเตอร์การกระจัดกระจายเป็น

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (\text{ก-22})$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (\text{ก-23})$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (\text{ก-24})$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (\text{ก-25})$$

โดยที่ S_{11} คืออัตราส่วนระหว่างการสะท้อนกลับทางขาเข้าต่อการส่งเข้าทางขาเข้า , S_{12} คืออัตราส่วนระหว่างการสะท้อนกลับทางขาเข้าต่อการส่งเข้าทางขาออก , S_{21} คืออัตราส่วนระหว่างการส่งผ่านทางขาออกต่อการส่งเข้าทางขาเข้า , S_{22} คืออัตราส่วนระหว่างการส่งผ่านทางขาออกต่อ

การส่งเข้าทางขาออก ซึ่งพารามิเตอร์การกระจายจะเป็นสมการหาคุณลักษณะเฉพาะของวงจรแต่ละวงจร เพราะเมื่อตัวแปรต่างๆมีการเปลี่ยนแปลงแต่พารามิเตอร์การกระจายจะมีค่าสมการเหมือนเดิมจึงทำให้ง่ายต่อการคำนวณหาค่าคุณสมบัติของวงจร

ก.1.4 ความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์แบบต่างๆ

พารามิเตอร์แต่ละชนิดจะมีความสัมพันธ์ซึ่งกันและกัน นั่นคือสามารถที่จะเปลี่ยนพารามิเตอร์ตัวหนึ่ง ให้อยู่ในรูปของพารามิเตอร์อีกตัวหนึ่งได้ ได้แก่ พารามิเตอร์ ABCD ให้อยู่ในรูปพารามิเตอร์การกระจาย , อิมพีแดนซ์พารามิเตอร์ และแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ให้อยู่ในรูปของพารามิเตอร์ ABCD เท่านั้น การหาค่าพารามิเตอร์การกระจาย จากพารามิเตอร์ ABCD ทำได้โดยใช้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$S_{11} = \frac{A + \left(\frac{B}{Z_0}\right) - (CZ_0) - D}{\Delta_{ABCD}} \quad (\text{ก-26})$$

$$S_{12} = \frac{2(AD - BC)}{\Delta_{ABCD}} \quad (\text{ก-27})$$

$$S_{12} = \frac{2}{\Delta_{ABCD}} \quad (\text{ก-28})$$

$$S_{22} = \frac{-A + \left(\frac{B}{Z_0}\right) - (CZ_0) + D}{\Delta_{ABCD}} \quad (\text{ก-29})$$

$$\text{เมื่อ } \Delta_{ABCD} = A + \left(\frac{B}{Z_0}\right) + (CZ_0) + D$$

การหาค่าพารามิเตอร์ ABCD จาก อิมพีแดนซ์ (Z) พารามิเตอร์ ทำได้โดยใช้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$A = \frac{Z_{11}}{Z_{21}} \quad (\text{ก-30})$$

$$B = \frac{|Z|}{Z_{21}} \quad (\text{ก-31})$$

$$C = \frac{1}{Z_{21}} \quad (\text{ก-32})$$

$$D = \frac{Z_{22}}{Z_{21}} \quad (\text{ก-33})$$

$$\text{เมื่อ } |Z| = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$$

การหาค่าพารามิเตอร์ ABCD จาก อิมพีแดนซ์ (Y) พารามิเตอร์ ทำได้โดยใช้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$A = \frac{-Y_{22}}{Y_{21}} \quad (\text{ก-34})$$

$$B = \frac{-1}{Y_{21}} \quad (\text{ก-35})$$

$$C = \frac{-|Y|}{Y_{21}} \quad (\text{ก-36})$$

$$D = \frac{-Y_{11}}{Y_{21}} \quad (\text{ก-37})$$

$$\text{เมื่อ } |Y| = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}$$

พารามิเตอร์ต่างๆเป็นสมการหาคุณลักษณะเฉพาะของวงจรแต่ละวงจร เพราะเมื่อตัวแปรต่างๆมีการเปลี่ยนแปลงค่า แต่พารามิเตอร์จะมีค่าสมการคงที่จึงทำให้ง่ายต่อการคำนวณหาค่าคุณสมบัติของวงจร การแปลงค่าพารามิเตอร์ชนิดต่างๆไปมามีความสำคัญมาก เพราะสามารถทำให้ง่ายในการคำนวณหาพารามิเตอร์ชนิดอื่นๆ เพราะบางครั้งตัวแปรที่จะทำการแทนค่าในสมการมีจำกัดก็สามารถคำนวณหาพารามิเตอร์อื่นๆของวงจรได้

ตารางที่ ก-1 ตารางการแปลงพารามิเตอร์การกระจาย , อิมพีแดนซ์พารามิเตอร์ และ แอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์

	S	Z	Y
S	$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$	$Z_{11} = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$ $Z_{12} = \frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$ $Z_{21} = \frac{2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$ $Z_{22} = \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$	$Y_{11} = \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$ $Y_{12} = \frac{-2S_{12}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$ $Y_{21} = \frac{-2S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$ $Y_{22} = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$
Z	$S_{11} = \frac{(Z_{11}-1)(Z_{22}+1)-Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11}+1)(Z_{22}+1)-Z_{12}Z_{21}}$ $S_{12} = \frac{2Z_{12}}{(Z_{11}+1)(Z_{22}+1)-Z_{12}Z_{21}}$ $S_{21} = \frac{2Z_{21}}{(Z_{11}+1)(Z_{22}+1)-Z_{12}Z_{21}}$ $S_{22} = \frac{(Z_{11}+1)(Z_{22}-1)-Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11}+1)(Z_{22}+1)-Z_{12}Z_{21}}$	$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$	$\frac{Z_{22}}{\Delta Z} \quad \frac{-Z_{12}}{\Delta Z}$ $\frac{-Z_{21}}{\Delta Z} \quad \frac{Z_{11}}{\Delta Z}$

ตารางที่ ก-1 (ต่อ) ตารางการแปลงพารามิเตอร์การกระจัดกระจาย , อิมพีแดนซ์พารามิเตอร์ และ แอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์

Y	$S_{11} = \frac{(1-Y_{11})(1+Y_{22})+Y_{12}Y_{21}}{(1+Y_{11})(1+Y_{22})-Y_{12}Y_{21}}$ $S_{12} = \frac{-2Y_{12}}{(1+Y_{11})(1+Y_{22})-Y_{12}Y_{21}}$ $S_{21} = \frac{-2Y_{21}}{(1+Y_{11})(1+Y_{22})-Y_{12}Y_{21}}$ $S_{22} = \frac{(1+Y_{11})(1-Y_{22})+Y_{12}Y_{21}}{(1+Y_{11})(1+Y_{22})-Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{Y_{22}}{\Delta Y} \quad \frac{-Y_{12}}{\Delta Y}$ $\frac{-Y_{21}}{\Delta Y} \quad \frac{Y_{11}}{\Delta Y}$	$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$
A B C D	$\frac{A+B-C-D}{A+B+C+D} \quad \frac{2(AD-BC)}{A+B+C+D}$ $\frac{2}{A+B+C+D} \quad \frac{-A+B-C+D}{A+B+C+D}$	$\frac{A}{C} \quad \frac{\Delta A}{C}$ $\frac{1}{C} \quad \frac{D}{C}$	$\frac{D}{B} \quad \frac{-\Delta A}{B}$ $\frac{-1}{B} \quad \frac{A}{B}$

ก.1.5 ความสัมพันธ์ ระหว่างพารามิเตอร์การส่งผ่านกับพารามิเตอร์การกระจัดกระจาย
จากสมการพื้นฐานของพารามิเตอร์การกระจัดกระจาย

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (\text{ก-38})$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (\text{ก-39})$$

จากสมการพื้นฐานของพารามิเตอร์การส่งผ่าน

$$b_1 = T_{11}a_2 + T_{12}b_2 \quad (\text{ก-40})$$

$$a_1 = T_{21}a_2 + T_{22}b_2 \quad (\text{ก-41})$$

จากสมการ (ก-39)

$$a_1 = \frac{b_2 - S_{22}a_2}{S_{21}} \quad (\text{ก-42})$$

แทนในสมการ (ก-38)

$$b_1 = \left(\frac{S_{21}S_{12} - S_{11}S_{22}}{S_{21}} \right) a_2 + \left(\frac{S_{11}}{S_{21}} \right) b_2 \quad (\text{ก-43})$$

จากสมการ (ก-39)

$$a_1 = \left(\frac{-S_{22}}{S_{21}} \right) a_2 + \frac{b_2}{S_{21}} \quad (\text{ก-44})$$

หาความสัมพันธ์ สมการ (ก-40) , (ก-41) , (ก-43) และ (ก-44)

$$\begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{S_{21}S_{12} - S_{11}S_{22}}{S_{21}} & \frac{S_{11}}{S_{21}} \\ \frac{-S_{22}}{S_{21}} & \frac{1}{S_{21}} \end{pmatrix} \quad (\text{ก-45})$$

จากสมการ (ก-41)

$$b_2 = \frac{a_1 - T_{21}a_2}{T_{22}} \quad (\text{ก-46})$$

แทนในสมการ (ก-40)

$$b_1 = T_{11}a_2 + \frac{T_{12}a_1 - T_{12}T_{21}a_2}{T_{22}} \quad (\text{ก-47})$$

$$b_1 = \left(\frac{T_{12}}{T_{22}} \right) a_1 + \frac{(T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21})}{T_{22}} a_2 \quad (\text{ก-48})$$

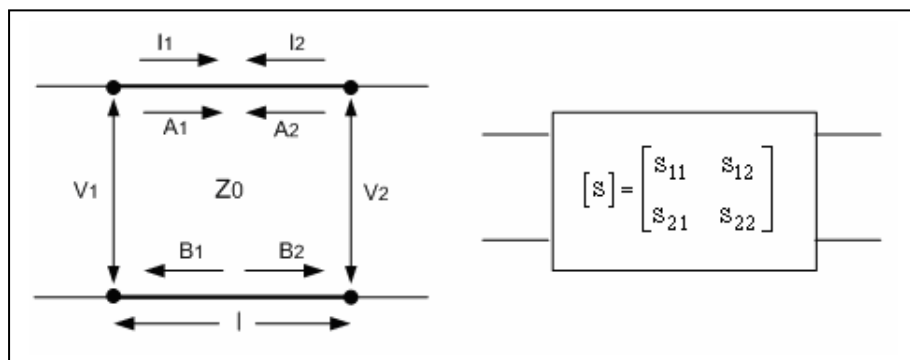
จากสมการ (ก-41)

$$b_2 = \frac{a_1}{T_{22}} - \left(\frac{T_{21}}{T_{22}} \right) a_2 \quad (\text{ก-49})$$

หาความสัมพันธ์สมการ (ก-38) , (ก-39) , (ก-48) และ (ก-49) จะได้ว่า

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{T_{12}}{T_{22}} & \frac{T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21}}{T_{22}} \\ 1 & -\frac{T_{21}}{T_{22}} \end{pmatrix} \quad (\text{ก-50})$$

ก.2 การวิเคราะห์พารามิเตอร์การกระจายสำหรับวงจรสายส่ง



ภาพที่ ก-3 วงจรเทียบเคียงของวงจรสายส่ง

$$V_2 = V_i + V_r \quad (\text{ก-51})$$

$$I_2 = \left(\frac{V_i + V_r}{Z_o} \right) \quad (\text{ก-52})$$

พิจารณาทิศทางของกระแส I_2 (-) จากสมการที่ผ่านมา

$$V_i = \frac{V_2 - Z_o I_2}{2} \quad (\text{ก-53})$$

$$V_r = \frac{V_2 + Z_o I_2}{2} \quad (\text{ก-54})$$

พิจารณาส่วน INPUT

$$V_1 = V_i \cdot e^{\gamma \ell} + V_r \cdot e^{-\gamma \ell} \quad (\text{ก-55})$$

$$I_1 = \frac{1}{Z_o} (V_i \cdot e^{\gamma \ell} + V_r \cdot e^{-\gamma \ell}) \quad (\text{ก-56})$$

นำเอาสมการ (ก-53) และ (ก-54) แทนในสมการ (ก-55) และ (ก-56)

$$V_1 = \frac{V_2}{2} [e^{\gamma \ell} + e^{-\gamma \ell}] + \frac{Z_o I_2}{2} [-e^{\gamma \ell} + e^{-\gamma \ell}] \quad (\text{ก-57})$$

$$I_1 = \frac{V_2}{2Z_o} [e^{\gamma \ell} - e^{-\gamma \ell}] - \frac{I_2}{2} [e^{\gamma \ell} + e^{-\gamma \ell}] \quad (\text{ก-58})$$

จะได้สมการคือ

$$V_1 = V_2 \cosh \gamma \ell - Z_o I_2 \sinh \gamma \ell \quad (\text{ก-59})$$

$$I_1 = \frac{V_2}{Z_o} \sinh \gamma \ell - I_2 \cosh \gamma \ell \quad (\text{ก-60})$$

หารสมการ (ก-57) ตลอดด้วย $\sqrt{Z_o}$ และคูณสมการ (ก-58) ตลอดด้วย $\sqrt{Z_o}$

$$\frac{V_1}{\sqrt{Z_o}} = \frac{V_2}{2\sqrt{Z_o}} [e^{\gamma \ell} + e^{-\gamma \ell}] + \frac{\sqrt{Z_o} I_2}{2} [-e^{\gamma \ell} + e^{-\gamma \ell}] \quad (\text{ก-61})$$

$$\sqrt{Z_o} \cdot I_1 = \frac{V_2}{2\sqrt{Z_o}} [e^{\gamma \ell} - e^{-\gamma \ell}] - \frac{\sqrt{Z_o} I_2}{2} [e^{\gamma \ell} + e^{-\gamma \ell}] \quad (\text{ก-62})$$

จะได้ว่า

$$\frac{V_1}{\sqrt{Z_o}} = v_1 = a_1 + b_1 \quad (\text{ก-63})$$

$$\sqrt{Z_o} \cdot I_1 = i_1 = a_1 - b_1 \quad (\text{ก-64})$$

จากความสัมพันธ์ ทาง INPUT จะได้ว่า

$$a_1 = \frac{V_1 + I_1 Z_o}{2\sqrt{Z_o}}$$

$$b_1 = \frac{V_1 - I_1 Z_o}{2\sqrt{Z_o}}$$

ถ้าพิจารณาทาง OUTPUT จะได้ว่า

$$a_2 = \frac{V_2 + I_2 Z_o}{2\sqrt{Z_o}}$$

$$b_2 = \frac{V_2 - I_2 Z_o}{2\sqrt{Z_o}}$$

และสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง a_2 และ b_2 ได้ดังนี้

$$a_2 + b_2 = \frac{V_2}{\sqrt{Z_o}} \quad (\text{ก-65})$$

$$a_2 - b_2 = \frac{I_2 Z_o}{\sqrt{Z_o}} = \sqrt{Z_o} \cdot I_2 \quad (\text{ก-66})$$

แทนสมการ (ก-65) และ (ก-66) ลงในสมการ (ก-61) และ (ก-62) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$a_1 + b_1 = (a_2 + b_2) \cosh(\gamma \ell) - (a_2 - b_2) \sinh(\gamma \ell) \quad (\text{ก-67})$$

$$a_1 - b_1 = (a_2 + b_2) \sinh(\gamma \ell) - (a_2 - b_2) \cosh(\gamma \ell) \quad (\text{ก-68})$$

เมื่อ

$$\cosh(\gamma \ell) = \frac{e^{\gamma \ell} + e^{-\gamma \ell}}{2} \quad \text{และ} \quad e^{\gamma \ell} = \cosh(\gamma \ell) + \sinh(\gamma \ell)$$

$$\sinh(\gamma \ell) = \frac{e^{\gamma \ell} - e^{-\gamma \ell}}{2} \quad \text{และ} \quad e^{-\gamma \ell} = \cosh(\gamma \ell) - \sinh(\gamma \ell)$$

พิจารณาทาง OUTPUT กำหนดให้ต่อ $Z_R = Z_o$ จะได้ว่า $a_2 = 0$ จากสมการ (ก-67) และ (ก-68)

$$a_1 + b_1 = b_2 \cosh(\gamma \ell) + b_2 \sinh(\gamma \ell) \quad (\text{ก-69})$$

$$a_1 - b_1 = b_2 \sinh(\gamma \ell) + b_2 \cosh(\gamma \ell) \quad (\text{ก-70})$$

จากสมการ (ก-67) และ (ก-68) จะได้

$$a_1 + b_1 = b_2 \cdot e^{\gamma \ell} \quad (\text{ก-71})$$

$$a_1 - b_1 = b_2 \cdot e^{\gamma \ell} \quad (\text{ก-72})$$

หารสมการ (ก-71) และ (ก-72) ตลอดด้วย a'_1 จะได้

$$1 + S_{11} = S_{21} \cdot e^{\gamma \ell} \quad (\text{ก-73})$$

$$1 - S_{11} = S_{21} \cdot e^{\gamma \ell} \quad (\text{ก-74})$$

เพราะฉะนั้น

$$S_{11} = 0 \quad (\text{ก-75})$$

$$S_{21} = e^{-\gamma \ell} \quad (\text{ก-76})$$

พิจารณาทาง INPUT กำหนดให้ต่อ $Z_g = Z_o$ จะได้ว่า $a_1 = 0$ จากสมการ (ก-67) และ (ก-68)

$$b_1 = (a_2 + b_2) \cosh(\gamma \ell) - (a_2 - b_2) \sinh(\gamma \ell) \quad (\text{ก-77})$$

$$-b_1 = (a_2 + b_2) \sinh(\gamma \ell) - (a_2 - b_2) \cosh(\gamma \ell) \quad (\text{ก-78})$$

จากสมการ (ก-67) และ (ก-68) จะได้

$$2b_1 = 2a_2 \cosh(\gamma \ell) - 2a_2 \sinh(\gamma \ell) \quad (\text{ก-79})$$

$$\frac{b_1}{a_2} = \cosh(\gamma\ell) - \sinh(\gamma\ell) = e^{-\gamma\ell} \quad (\text{ก-80})$$

หารสมการ (ก-79) ตลอดด้วย a_2 จะได้

$$S_{12} = e^{-\gamma\ell} \quad (\text{ก-81})$$

$$S_{22} = 0 \quad (\text{ก-82})$$

ดังนั้นสมการของพารามิเตอร์ S ดังนี้

$$[S_B] = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\gamma\ell} \\ e^{-\gamma\ell} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{ก-83})$$

โดยที่ $\gamma = j\beta$

ภาคผนวก ข

ข.1 โปรแกรมออนไลน์สำหรับการออกแบบวงจรกรองความถี่ในวงจรท่อนำคลื่น (Online Microwave Filter Design: GWT)

โปรแกรมนี้ถูกสร้างเพื่อใช้ในการออกแบบและวิเคราะห์วงจรกรองความถี่ย่านไมโครเวฟสำหรับท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีโครงสร้างของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ (Inductive Iris) URL ของเว็บไซต์นี้ คือ <http://www.guidewavetech.com> ซึ่งจะวิเคราะห์และคำนวณโดยอาศัยหลักการของ Mode-Matching Method (MMM) จัดทำขึ้นโดยบริษัท Guided Wave Technology โดยบริษัทดังกล่าวเป็นบริษัทที่ออกแบบและให้คำปรึกษาเกี่ยวกับเทคโนโลยีทางด้านอุปกรณ์สื่อสารไมโครเวฟ ได้แก่ วงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่น และส่วนประกอบต่างๆ ของท่อนำคลื่น

Guided Wave Technology
Online Microwave Filter Design

2-Pole Iris Filter

Enter Dimensions (mm) of Irises and Waveguide

Waveguide width a : 15.80

Iris thickness t : 0.50

Lower 1'st iris length $d1$: 0.001

Upper 1'st iris length $g1$: 6.779

Length of 1'st resonator $L1$: 10.483

Lower 2'nd iris length $d2$: 0.001

Upper 2'nd iris length $g2$: 8.671

Length of 2'nd resonator $L2$: 10.483

Lower 3'rd iris length $d3$: 0.001

Upper 3'rd iris length $g3$: 6.779

Start frequency (GHz): 13

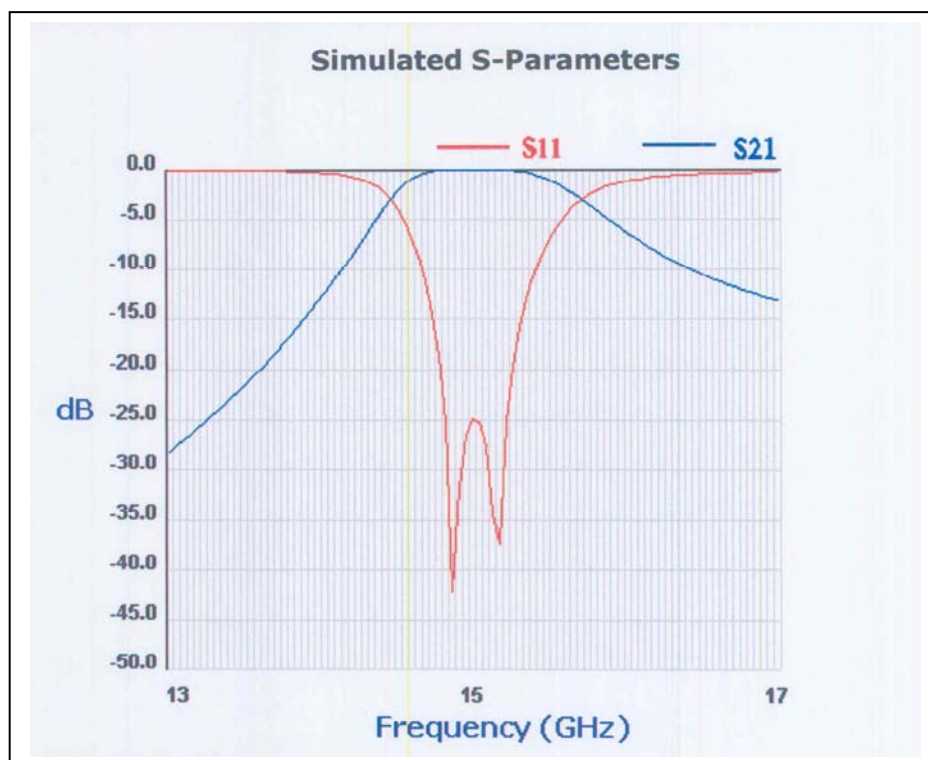
Stop frequency (GHz): 17

Submit

About GWT CP Matrix Tool WG Filter Tool Custom Design Links Home

ภาพที่ ข-1 โปรแกรมจำลองการคำนวณวงจรกรองความถี่ที่มีโครงสร้างของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ

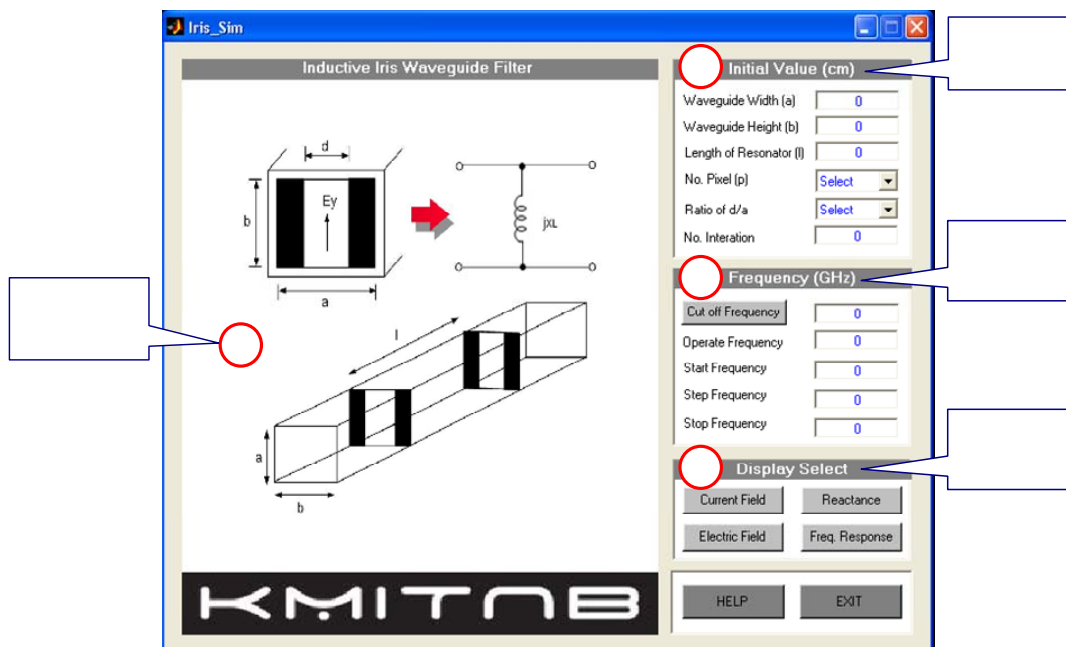
เมื่อใส่ค่าต่างๆ แล้วสามารถแสดงผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรได้ โดยการกดปุ่ม Submit จะแสดงผลตอบสนองตามความถี่ของวงจร ดังภาพที่ ข -2



ภาพที่ ข -2 การแสดงผลการตอบสนองตามความถี่ของวงจรกรองความถี่ของโปรแกรม GWT

ภาคผนวก ค

ค.1 คู่มือการใช้งานโปรแกรมจำลองการคำนวณวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่น



ภาพที่ ค -1 โปรแกรมจำลองโปรแกรมการคำนวณวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นโดยการวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ

จากรูปโปรแกรมจำลองการคำนวณวงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นโดยการวางตัวเรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำแบ่งเป็น 4 ส่วนหลักๆ ดังนี้

1. Set Initial Value พื้นที่แสดงวงจร
 Waveguide Width (a) และแสดงค่าความกว้างของท่อนำคลื่น มีหน่วยเป็น เซนติเมตร
 Height (b) การกำหนดค่าความสูงของท่อนำคลื่น มีหน่วยเป็น เซนติเมตร
 Length of Resonator (l) การกำหนดค่าระยะห่างระหว่างวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ มีหน่วย เป็น เซนติเมตร
 No. Pixels (p) การกำหนดจำนวนของพิกเซล โดยเลือกจากค่าที่กำหนดไว้ คือ 16, 32, 64, 128 หรือ 512
 Ratio of d/a การกำหนดค่าอัตราส่วนระหว่างช่องว่างของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำกับความกว้างของท่อนำคลื่น โดยเลือกจากค่าที่กำหนดไว้ คือ 0.25, 0.50 หรือ 0.75
 No. Iteration จำนวนรอบในการคำนวณซ้ำ

2. Set Frequency

Cutoff Frequency	สามารถกดปุ่มเพื่อแสดงค่าความถี่คัตออฟ ซึ่งเป็นค่าที่คำนวณมาจากสูตร $c/(2a)$ โดยเป็นความถี่ที่ต่ำที่สุดที่คลื่นสามารถเคลื่อนที่ผ่านเข้าไปในท่อนำคลื่นได้
Operate Frequency	ค่าความถี่ของท่อนำคลื่นที่ใช้งาน โดยต้องกำหนดให้มีค่ามากกว่าความถี่คัตออฟ
Start Frequency	ค่าความถี่เริ่มต้น
Step Frequency	ช่วงค่าความถี่ที่เปลี่ยนไป
Stop Frequency	ค่าความถี่สุดท้าย

3. ส่วนของการแสดงผล

เป็นส่วนของการแสดงผลที่เป็น Graphic แสดงค่าสนามไฟฟ้า ความหนาแน่นของกระแส ค่ารีแอกแตนซ์ของวงจร และผลตอบสนองตามความถี่ของวงจร ตามปุ่มที่กดทางด้านขวามือ

4. ปุ่มแสดงผล

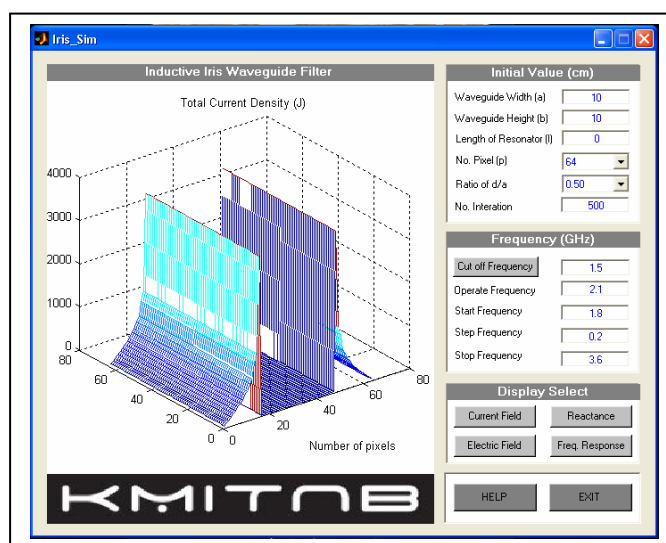
ปุ่ม Electric Field	ปุ่มที่แสดงกราฟของสนามไฟฟ้าของวงจรช่องแคบ
ปุ่ม Current Field	ปุ่มที่แสดงกราฟของความหนาแน่นของกระแสของวงจรช่องแคบ
ปุ่ม Reactance	ปุ่มที่แสดงกราฟของค่ารีแอกแตนซ์ของวงจรช่องแคบ
ปุ่ม Freq. Response	ปุ่มที่แสดงกราฟผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรช่องแคบ
ปุ่ม HELP	เรียกโปรแกรมช่วยอธิบายการทำงาน และการใช้โปรแกรม
ปุ่ม EXIT	ออกจากโปรแกรม

ค.2 ตัวอย่างการใช้งานโปรแกรมการคำนวณวงจรองความถี่ในท่อนำคลื่น

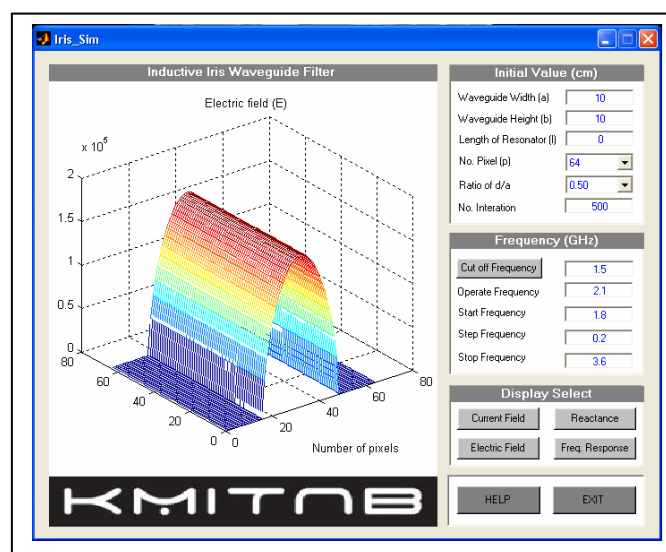
จากภาพที่ ค-1 ทำการกำหนดค่าที่โปรแกรมต้องการ โดยกำหนดค่าเริ่มต้นดังนี้

ความกว้างของท่อนำคลื่น (a)	10	เซนติเมตร
ความสูงของท่อนำคลื่น (b)	10	เซนติเมตร
ค่า Ratio of d/a	0.5	
จำนวนพิกเซล (p)	64	พิกเซล
จำนวนการคำนวณซ้ำ	500	รอบ

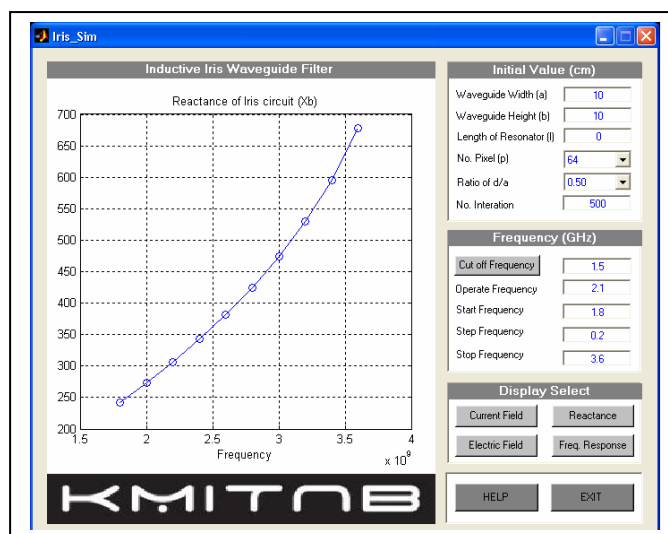
แสดงความถี่คัตออฟ	1.5	GHZ
ความถี่ใช้งาน	2.1	GHz
ความถี่เริ่มต้น	1.8	GHz
ขั้นความถี่	0.2	GHz
ความถี่สุดท้าย	3.6	GHz



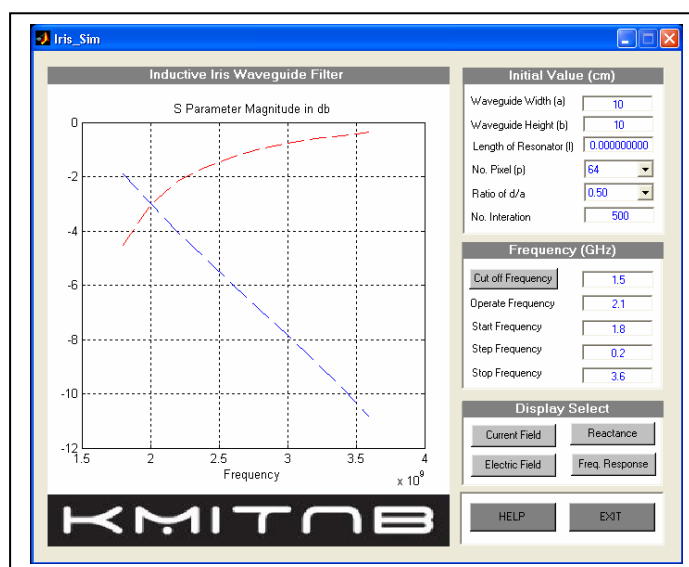
ภาพที่ ค-2 การแสดงผลของโปรแกรมการคำนวณความหนาแน่นของกระแสของวงจร



ภาพที่ ค-3 การแสดงผลของโปรแกรมการคำนวณสนามไฟฟ้าของวงจร



ภาพที่ ค-4 การแสดงผลของโปรแกรมการคำนวณค่ารีแอคแตนซ์ของวงจร



ภาพที่ ค-5 การแสดงผลของโปรแกรมการคำนวณค่าผลตอบแทนตามความถี่ของวงจร

ประวัติผู้วิจัย

ชื่อ : นายทวิศักดิ์ เชียรวิชัย
 ชื่อวิทยานิพนธ์ : การศึกษาและวิเคราะห์วงจรกรองความถี่ในท่อนำคลื่นโดยการวางตัว
 เรียงกันของวงจรช่องแคบแบบตัวเหนี่ยวนำ
 สาขาวิชา : ไฟฟ้า

ประวัติ

ประวัติส่วนตัว

เกิดเมื่อวันที่ 27 กรกฎาคม 2523 อ. เมือง จ. ตรัง บิดาชื่อ นายวี เชียรวิชัย มารดาชื่อ
 นางยุพิน เชียรวิชัย เป็นบุตรคนที่ 1 ในจำนวนพี่น้อง 2 คน

ประวัติการศึกษา

พ.ศ. 2539 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนต้น จากโรงเรียนบูรณะรำลึก จังหวัดตรัง
 พ.ศ. 2541 สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ จากวิทยาลัยเทคนิคตรัง จังหวัดตรัง
 พ.ศ. 2543 สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง จากวิทยาลัยเทคนิคหาดใหญ่
 จังหวัดสงขลา

พ.ศ. 2546 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี คณะวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรม
 โทรคมนาคม จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร จังหวัดกรุงเทพมหานคร

ประวัติการทำงาน

พ.ศ. 2547 - ปัจจุบัน เป็นวิศวกร บริษัท เนลิก (ประเทศไทย) จำกัด