



ใบรับรองวิทยานิพนธ์

บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

เรื่อง การศึกษาและวิเคราะห์ปัจจัยที่มีอิทธิพลต่อการออกแบบวงจรไมโครเวฟ

โดย นาย อัสวิน ปานขาว

ได้รับอนุมัติให้นับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ครุศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาไฟฟ้า

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

(อาจารย์ ดร.มงคล หวังสถิตยวงษ์)

23 มีนาคม 2550

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

ประธานกรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมศักดิ์ อรรคทิมากุล)

กรรมการ

(นางสาวอากาศเอก ดร.วิระชัย เขาว์กำเนิด)

กรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ชวงส์ พงศ์เจริญพาณิชย์)

การศึกษาและวิเคราะห์ปัจจัยที่มีอิทธิพลต่อการออกแบบวงจรไมโครเวฟ

นาย อัสวิน ปานขาว

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร

ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต

สาขาวิชาไฟฟ้า ภาควิชาครุศาสตร์ไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ปีการศึกษา 2549

ลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ชื่อ : นาย อัสวิน ปานขาว
ชื่อวิทยานิพนธ์ : การศึกษาและวิเคราะห์ปัจจัยที่มีอิทธิพลต่อการออกแบบวงจรไมโครเวฟ
สาขาวิชา : ไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สมศักดิ์ อรรถทิมากุล
ปีการศึกษา : 2549

บทคัดย่อ

การออกแบบวงจรไมโครเวฟที่ใช้งานในย่านความถี่สูงนั้น โดยทั่วไปจะมีความยุ่งยากและซับซ้อน ตลอดจนมีผลกระทบที่เกิดขึ้นจากส่วนอื่นๆ มากมาย เช่น ส่วนประกอบของวงจร ความถี่ใช้งาน ขนาดของวงจรและชนิดของวัสดุที่นำมาใช้ ซึ่งสิ่งต่างๆ เหล่านี้จะส่งผลให้การทำงานของวงจรที่ออกแบบไว้เกิดความผิดพลาด หรือมีการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติจากค่าที่คำนวณไว้

งานวิจัยนี้จึงเป็นการนำเสนอ การศึกษาและวิเคราะห์เพื่อหาคุณลักษณะที่ส่งผลกระทบและมีอิทธิพลต่อการออกแบบวงจรไมโครเวฟ ทั้งที่เกิดจากการรบกวนในรูปแบบของสภาวะการเกิด ความถี่เรโซแนนซ์ในกล่องตัวนำ (Box Resonance) และการสูญเสียที่เกิดจากวัสดุที่ใช้ในการออกแบบ ทั้งในส่วนของการสูญเสียในตัวนำ (Conductor Loss) และชั้นของฐานรองวงจร (Substrate Loss) โดยอาศัยทฤษฎีการคำนวณทางคณิตศาสตร์โดยใช้หลักการ การแพร่กระจายของคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Wave Propagation) และวิธีการวนรอบ (Iterative Method) ผลที่ได้จากงานวิจัยมีความถูกต้องสอดคล้องกันเมื่อเปรียบเทียบกับโปรแกรมสำเร็จรูป Sonnet สามารถนำผลที่ได้จากงานวิจัยมาช่วยในการออกแบบวงจรไมโครเวฟ ซึ่งจะทำให้การทำงานของวงจรที่สร้างขึ้นมีความถูกต้องตรงตามความต้องการของการใช้งาน

(วิทยานิพนธ์มีจำนวนทั้งสิ้น 95 หน้า)

คำสำคัญ : เรโซแนนซ์ในกล่องตัวนำ วิธีการวนรอบ

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

Name : Mr. Asawin Pankaow
Thesis Title : Study and Analysis of Influenced Factor for Microwave Circuit Design
Major Field : Electrical Technology
King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok
Thesis Advisor : Assistant Professor Dr. Somsak Aktimagool
Academic Year : 2006

Abstract

The high frequency microwave circuit design as normally is so difficult and very complex. Also including some effect of many parts that can produce some interfere. For instance, the system design, frequency bandwidth, circuit dimension and also all components used. All of that as mention cause some error effects occur during designated circuit are being in operation or changing some characteristic of performance.

For this thesis present study and analysis of characteristic to finding influenced factor for microwave circuit design. That including main effect of resonance frequency in circuit structure (Box Resonance) and losses in circuit materials as consist of loss in conductor and loss in dielectric substrate. By using mathematic calculation based on electromagnetic wave propagation theory and iterative method. The results of this thesis get the good agreement as compare to another commercial program (Sonnet). And can help to design the microwave circuit in order to make them has the accurately results and meet the user requirement.

(Total 95 pages)

Keywords : Box resonance, Iterative method

Advisor

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยความช่วยเหลืออย่างยิ่งของ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมศักดิ์ อรรคทิมากุล จากภาควิชาครุศาสตร์ไฟฟ้า คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้คำแนะนำและข้อคิดเห็นต่างๆ ของการวิจัยมาโดยตลอด อีกทั้งอาจารย์ประจำภาควิชาครุศาสตร์ไฟฟ้าทุกท่านที่ได้อบรมสั่งสอนและประสาทวิชาอันเป็นประโยชน์ต่อการศึกษาตลอดมา

ท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ซึ่งเป็นผู้ให้ทุกสิ่งทุกอย่างตลอดมารวมถึงโอกาสในการศึกษาทุกระดับชั้นจนกระทั่งงานวิจัยในครั้งนี้ กำลังใจต่างๆ จากเพื่อนร่วมงาน และร่วมเรียนทุกท่าน ขอขอบคุณมา ณ ที่นี้ด้วยเช่นกัน

อศวิน ปานขาว

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ค
กิตติกรรมประกาศ	ง
สารบัญตาราง	จ
สารบัญภาพ	ฉ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย	2
1.3 ขอบเขตของการวิจัย	2
1.4 วิธีการวิจัย	3
1.5 เครื่องมือและอุปกรณ์การวิจัย	3
1.6 ประโยชน์ของการวิจัย	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	5
2.1 สายส่ง	5
2.2 ท่อนำคลื่น (Waveguide)	9
2.3 คาวิตีเรโซเนเตอร์ (Cavity Resonator)	16
2.4 วงจรไมโครเวฟความถี่สูง	18
2.5 การสูญเสียภายในสายส่งความถี่สูง	24
2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	27
บทที่ 3 ขั้นตอนและวิธีการออกแบบ	29
3.1 นิยามคลื่นและการคำนวณโดยอาศัยหลักการกระทำซ้ำของคลื่น	29
3.2 การคำนวณความถี่เรโซแนนซ์ในโครงสร้างวงจรไมโครเวฟ	38
3.3 การสูญเสียในวงจรไมโครเวฟ	41
3.4 การคำนวณการสูญเสียที่เกิดจากตัวนำ (Conductor Loss)	42
3.5 การคำนวณการสูญเสียที่เกิดจากชั้นไดอิเล็กตริก (Dielectric Loss)	46

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 ผลของงานวิจัย	49
4.1 การวิเคราะห์ผลกระทบของความถี่เรโซแนนซ์ในกล่องตัวนำ (Box Resonance)	51
4.2 การวิเคราะห์ค่าการสูญเสียที่เกิดจากวัสดุในวงจรไมโครเวฟ	57
4.3 การวิเคราะห์วงจรไมโครสตริป	64
บทที่ 5 สรุปผล อภิปรายผลและข้อเสนอแนะ	69
5.1 สรุปผล	69
5.2 อภิปรายผลการวิจัย	70
5.3 ปัญหาและแนวทางแก้ไข	71
5.4 ข้อเสนอแนะ	72
บรรณานุกรม	73
ภาคผนวก ก การวิเคราะห์พารามิเตอร์สายส่งและการแปลงค่าพารามิเตอร์	77
ภาคผนวก ข การใช้งานโปรแกรมจำลองการคำนวณ	87
ประวัติผู้วิจัย	95

สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
2-1	แสดงคุณสมบัติของตัวนำในวงจรไมโครสตริป	20
2-2	แสดงคุณสมบัติของไดอิเล็กตริกในวงจรไมโครสตริป	21
4-1	แสดงความถี่ความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นในโครงสร้างของวงจรที่ 1	56
4-2	แสดงความถี่ความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นในโครงสร้างของวงจรที่ 2	57
ก-1	การแปลงพารามิเตอร์ Z, Y, h และ ABCD ไปยังพารามิเตอร์ S	84
ก-2	การแปลงพารามิเตอร์ S ไปยังพารามิเตอร์ Z, Y, h, และ ABCD	85

สารบัญภาพ

ภาพที่		หน้า
2-1	สายส่งชนิดต่างๆ	5
2-2	รูปคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าตามแนวแกน Z	6
2-3	แรงดันบนสายส่ง (ก) ตามฟังก์ชันของเวลา ($z = 0$) และ (ข) ตามฟังก์ชันของระยะทาง ($t = 0$)	7
2-4	วงจรสมมูลย์ของสายส่ง	8
2-5	ตัวอย่างของท่อนำคลื่น	9
2-6	ท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม	12
2-7	ควาิตี้เรโซเนเตอร์	16
2-8	วงจรไมโครเวฟความถี่สูง	18
2-9	โครงสร้างทางกายภาพของวงจรไมโครสตริป	19
2-10	การวิเคราะห์คำนวณประสิทธิภาพแบบ Quasi-TEM	22
2-11	อิมพีแดนซ์ลักษณะของสายไมโครสตริปตามอัตราส่วนของ $\frac{w}{h}$	23
2-12	ลักษณะการเคลื่อนที่ของคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้า	25
3-1	คลื่นในโครงสร้างวงจรความถี่สูง	29
3-2	ขั้นตอนการคำนวณของวิธีกระทำซ้ำของคลื่น	31
3-3	แสดงโครงสร้างด้านข้างของวงจร	32
3-4	วงจรเทียบเคียงชั้นรอยต่อที่เป็นไดอิเล็กตริก	33
3-5	วงจรเทียบเคียงชั้นรอยต่อที่เป็นแหล่งกำเนิด	34
3-6	ขั้นตอนการคำนวณของวิธีกระทำซ้ำของคลื่น	37
3-7	โครงสร้างของวงจรความถี่สูง	38
3-8	โครงสร้างท่อนำคลื่นแบบผสม	39
3-9	วงจรเทียบเคียงของท่อนำคลื่นแบบผสม	39
3-10	โครงสร้างวงจรไมโครสตริป	41
3-11	โครงสร้างของตัวนำจากความลึกผิว	43
3-12	วงจรเทียบเคียงการสูญเสียของชั้นตัวนำ	44
3-13	วงจรเทียบเคียงการสูญเสียของชั้นไดอิเล็กตริก	45
4-1	โปรแกรมจำลองการคำนวณผลกระทบที่เกิดขึ้นในวงจรไมโครเวฟ	49
4-2	ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมการคำนวณ	50

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่		หน้า
4-3	โครงสร้างของกล่องวงจรความถี่สูง	51
4-4	สายไมโครสตริปในกล่องโครงสร้าง	52
4-5	ผลการคำนวณวงจรที่ 1 จากโปรแกรมโมเดลเรโซแนนซ์	53
4-6	ผลการคำนวณวงจรที่ 1 จากโปรแกรม Sonnet	54
4-7	วงจรขจัดเฉพาะแถบความถี่ (ก) โครงสร้างวงจรด้านบน (ข) โครงสร้างกล่องวงจร	54
4-8	ผลการคำนวณวงจรที่ 2 จากโปรแกรมโมเดลเรโซแนนซ์	55
4-9	ผลการคำนวณวงจรที่ 2 จากโปรแกรม Sonnet	56
4-10	วงจรทดสอบไมโครสตริป	58
4-11	หน้าจอของวงจรทดสอบค่าการสูญเสียในวงจรไมโครสตริป	58
4-12	ค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากตัวนำชนิดที่ 1 (Brass) เปรียบเทียบกับ โปรแกรม Sonnet	59
4-13	ค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากตัวนำชนิดที่ 2 (Tantalum) เปรียบเทียบกับ โปรแกรม Sonnet	60
4-14	ค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากไดอิเล็กตริกชนิดที่ 1 (RG200D) เปรียบ เทียบกับโปรแกรม Sonnet	61
4-15	ค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากไดอิเล็กตริกชนิดที่ 1 (FR-4) เปรียบเทียบ กับโปรแกรม Sonnet	62
4-16	แสดงค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจรจากวัสดุที่ 1 และวัสดุที่ 2	63
4-17	S11 และ S21 ของวงจรที่สร้างจากวัสดุที่ 1 ของโปรแกรม WIM เปรียบเทียบกับโปรแกรม Sonnet	65
4-18	S11 และ S21 ของวงจรที่สร้างจากวัสดุที่ 2 ของโปรแกรม WIM เปรียบเทียบกับโปรแกรม Sonnet	65
4-19	S11 ของโปรแกรม WIM เมื่อวัสดุที่ใช้ในการสร้างวงจรต่างกัน	67
4-20	S21 ของโปรแกรม WIM เมื่อวัสดุที่ใช้ในการสร้างวงจรต่างกัน	67

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่		หน้า
ก-1	วงจรสมมูลย์ของสายส่ง	76
ก-2	สายส่งความถี่สูง	78
ข-1	โปรแกรมจำลองการคำนวณผลกระทบที่เกิดขึ้นในวงจรไมโครเวฟ	88
ข-2	ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมการคำนวณ	89
ข-3	เมนูในการสร้างวงจร Planar	90
ข-4	หน้าจอการสร้างโปรแกรมในการคำนวณ	90
ข-5	ส่วนกำหนดขนาดของวงจร	91
ข-6	ส่วนกำหนดของชั้นตัวนำ	91
ข-7	ส่วนกำหนดของชั้นไดอิเล็กตริก	92
ข-8	ส่วนกำหนดกล่องปิดบนและล่าง	92
ข-9	ส่วนกำหนดจำนวนรอบการคำนวณของโปรแกรม	92
4-10	ส่วนกำหนดช่วงความถี่ในการคำนวณ	93
4-11	การเลือกวิเคราะห์ผลการคำนวณ	93
4-12	ตัวอย่างผลการวิเคราะห์จากโปรแกรมจำลองการคำนวณ	94
	(ก) ผลการคำนวณความถี่เรโซแนนซ์	
	(ข) ผลการคำนวณค่าการสูญเสีย	

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การพัฒนาและค้นคว้าเพื่อออกแบบอุปกรณ์และวงจรไมโครเวฟ สำหรับใช้งานย่านความถี่สูงมีมาอย่างต่อเนื่องในช่วงเวลาหลายสิบปีที่ผ่านมา ทั้งในรูปแบบของอุปกรณ์ประเภทพาสซีฟ (Passive Devices) วงจรรวมไมโครเวฟ (Microwave Integrated Circuits) และวงจรรวมไมโครเวฟแบบโมโนลิธิค (Monolithic Microwave Integrated Circuits) ซึ่งหลักการออกแบบวงจรไมโครเวฟเหล่านี้จะต้องออกแบบทั้งในส่วนของวงจร วัสดุที่ใช้และโครงสร้างต่างๆ จากนั้นทำการวิเคราะห์คุณลักษณะทางไฟฟ้าของวงจรให้ได้ผลตามความต้องการของผู้ใช้ ซึ่งปัญหาสำคัญของการออกแบบที่เป็นอุปสรรคต่อการสร้างวงจรก็คือ ผลกระทบที่เกิดขึ้นจากส่วนประกอบต่างๆ ของวงจรทั้งในด้านความถี่ใช้งาน ขนาดของวงจรและชนิดของวัสดุที่นำมาใช้ ซึ่งสิ่งต่างๆ เหล่านี้จะส่งผลให้การทำงานของวงจรที่ออกแบบไว้เกิดความผิดพลาด หรือมีการเปลี่ยนแปลงค่าไปจากรูปแบบที่คำนวณไว้เมื่อนำวงจรไปใช้งานจริง

ดังนั้นแนวทางในการออกแบบและสร้างวงจรไมโครเวฟ จึงต้องคำนึงถึงปัจจัยต่างๆ ที่มีผลต่อการทำงานของวงจร เช่น ย่านความถี่ที่ใช้งานอาจมีผลกระทบกับการทำงานอันเนื่องมาจากโครงสร้าง (Package) ของวงจร โดยปกติวงจรต่างๆ ที่ออกแบบจะถูกบรรจุในกล่องตัวนำที่ทำหน้าที่ป้องกันความเสียหายที่จะเกิดขึ้นกับวงจร รวมถึงป้องกันการรบกวนจากสัญญาณภายนอกด้วย โดยที่วงจรความถี่สูงเหล่านี้เมื่อคลื่นเคลื่อนที่ภายในโครงสร้างแบบครอปปิด ทำให้เกิดการสะท้อนของคลื่นไปมาในโครงสร้างของวงจร ที่ทำให้เกิดสถานะเรโซแนนซ์ในกล่องตัวนำ (Box Resonance) ซึ่งเป็นสาเหตุที่ทำให้วงจรที่ออกแบบมาไม่สามารถทำงานได้ตามเงื่อนไขที่ต้องการในช่วงความถี่นั้น หรืออาจทำให้วงจรที่ออกแบบมาเกิดความเสียหายได้ เช่น ขนาดแรงดันที่เกินพิกัดแรงดันพังทลาย ขณะเกิดการออสซิลเลชันในวงจรขยาย (Stich, 2002 : 8) ซึ่งการออกแบบวงจรที่ดี จะต้องไม่ยอมให้ความถี่เรโซแนนซ์เกิดขึ้นในช่วงความถี่ของการทำงานและกล่าวได้ว่า โครงสร้างของกล่องตัวนำเป็นส่วนหนึ่งที่เป็นต่อการออกแบบ ที่มีความสำคัญอย่างมากต่อการทำงานของวงจรโดยรวม (Devlin, 1997 : 8)

นอกจากปัญหาที่กล่าวมาแล้วการศึกษาถึงผลที่ได้จากการนำวัสดุชนิดต่างๆ มาใช้ในการสร้างวงจรก็มีความสำคัญเป็นอย่างมากต่อการออกแบบวงจรไมโครเวฟ โดยเฉพาะผลกระทบที่

เกิดขึ้นในรูปแบบของค่าการสูญเสีย (Losses) ซึ่งมีทั้งการสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวนำ (Conductor Loss) และการสูญเสียจากฐานรองวงจร (Substrate Loss) โดยทั่วไปแล้วการศึกษาและวิเคราะห์เพื่อหาคุณสมบัติเฉพาะของวงจรไมโครเวฟเหล่านี้ ผู้ออกแบบมักกำหนดให้โครงสร้างของวงจรไม่มีค่าของการสูญเสียเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์และการคำนวณขึ้นต้น แต่ในทางปฏิบัติการออกแบบและสร้างวงจรไมโครเวฟเหล่านี้ จะไม่สามารถหลีกเลี่ยงค่าของการสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในวัสดุต่างๆ ได้เลย ซึ่งผลจากการสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจรอาจทำให้ขนาดของสัญญาณลดลง คุณสมบัติที่ได้จากวงจรผิดเพี้ยนไป ดังนั้นการออกแบบวงจรที่ดีจึงต้องทำการหาค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นควบคู่กันไปด้วย หรือมีการประมาณค่าการสูญเสียก่อนการสร้างวงจรจริงเพื่อให้ได้วงจรที่สามารถนำไปใช้งานได้ตามที่ผู้ใช้ต้องการ

ดังที่ได้กล่าวในข้างต้นแล้ว งานวิจัยชิ้นนี้จึงเป็นการนำเสนอการศึกษาปัจจัยที่มีอิทธิพลต่อการออกแบบวงจรไมโครเวฟ เพื่อนำผลที่ได้ไปใช้ในการวิเคราะห์ ออกแบบและสร้างวงจรที่มีคุณสมบัติในการทำงานตรงตามความต้องการมากที่สุด ตลอดจนสามารถนำเอารูปแบบการวิเคราะห์ที่ได้ไปใช้ในการประกอบการอธิบาย หรือประกอบการเรียนการสอนในด้านการออกแบบวงจรไมโครเวฟได้อย่างมีประสิทธิภาพ

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

เพื่อศึกษาและวิเคราะห์ปัจจัยที่มีผลต่อการออกแบบวงจรไมโครเวฟด้วยวิธีการคำนวณทางคณิตศาสตร์ โดยอาศัยหลักการของการแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้า มีรายละเอียดดังนี้

- 1.2.1 ศึกษาผลกระทบที่เกิดจากความถี่เรโซแนนซ์ในกล่องตัวนำ (Box Resonance)
- 1.2.2 ศึกษาผลกระทบที่เกิดจากการสูญเสียของตัวนำ (Conductor Loss)
- 1.2.3 ศึกษาผลกระทบที่เกิดจากการสูญเสียของฐานรองวงจร (Substrate Loss)

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 ศึกษาและวิเคราะห์ปัจจัยที่มีผลกระทบต่อออกแบบวงจรไมโครเวฟ มีรายละเอียดดังนี้

- 1.3.1.1 คำนวณค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นภายในกล่องตัวนำของวงจรความถี่สูง
- 1.3.1.2 คำนวณค่าการสูญเสียภายในวงจรไมโครสตริปที่เกิดจากตัวนำ
- 1.3.1.3 คำนวณค่าการสูญเสียภายในวงจรไมโครสตริปที่เกิดจากฐานรองวงจร

1.3.2 สร้างแบบจำลองการคำนวณค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นในกล่องวงจรความถี่สูง และทำการเปรียบเทียบผลการคำนวณที่ได้จากงานวิจัยกับการคำนวณทางทฤษฎีหรือโปรแกรมสำเร็จรูปอื่นๆ

1.3.3 สร้างแบบจำลองการคำนวณค่าการสูญเสียภายในวงจรไมโครสตริปที่เกิดจากตัวนำ และชั้นฐานรองวงจร และทำการเปรียบเทียบผลการคำนวณที่ได้จากงานวิจัยกับการคำนวณทางทฤษฎีหรือโปรแกรมสำเร็จรูปอื่นๆ

1.4 วิธีการวิจัย

1.4.1 ศึกษาและค้นคว้าทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย จากหนังสือ เอกสาร วารสารและสิ่งตีพิมพ์ต่างๆ

1.4.2 พิสูจน์และขอคำแนะนำจากผู้เชี่ยวชาญ ทางด้านวงจรไมโครเวฟ

1.4.3 ออกแบบการจำลองรูปแบบการคำนวณทางคณิตศาสตร์ โดยอาศัยหลักการของคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

1.4.4 เปรียบเทียบและวิเคราะห์ ผลลัพธ์ ที่ได้จากการคำนวณ

1.4.5 ปรับปรุงและแก้ไข เพื่อให้ได้ผลลัพธ์ที่ถูกต้อง

1.4.6 ประเมินและสรุปผลการวิจัย

1.5 เครื่องมือและอุปกรณ์การวิจัย

1.5.1 เครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล ใช้ในการคำนวณและเขียนโปรแกรมการทำงาน

1.5.2 โปรแกรมคำนวณทางคณิตศาสตร์ MATLAB และโปรแกรมสำเร็จรูป Sonnet ใช้ในการคำนวณและวิเคราะห์ผล

1.6 ประโยชน์ของการวิจัย

งานวิจัยนี้ เป็นการศึกษาและวิเคราะห์ปัจจัยที่มีอิทธิพลต่อการออกแบบวงจรไมโครเวฟ โดยมีเป้าหมายในการนำเอาผลที่ได้จากงานวิจัย ไปใช้เป็นเครื่องมือช่วยในการออกแบบวงจรไมโครเวฟความถี่สูง สามารถตรวจสอบผลการทำงานของการออกแบบก่อนการสร้างวงจรจริงได้อย่างมีประสิทธิภาพ ทั้งยังสามารถนำเอาผลการวิจัยไปใช้ประกอบการเรียนการสอนในสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมได้อีกด้วย

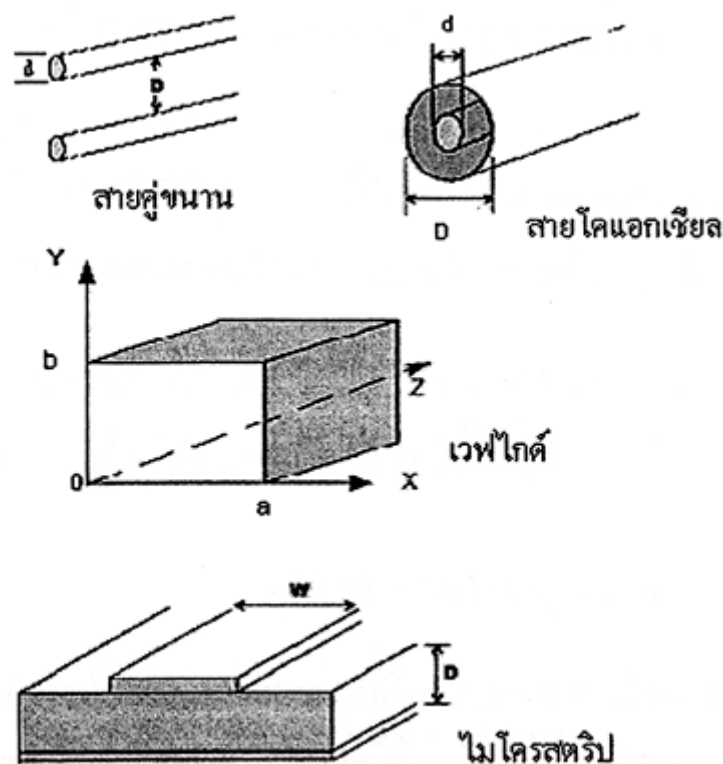
บทที่ 2

ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

การศึกษาและวิเคราะห์ถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นในวงจรไมโครเวฟ เป็นการวิจัยถึงปัจจัยต่างๆ ที่ส่งผลต่อการทำงานของวงจรไมโครเวฟความถี่สูง ที่ถูกสร้างอยู่ในโครงสร้างของกล่องตัวนำโดยส่งผลกระทบที่นำมาศึกษาแบ่งออกเป็นสองส่วนคือ ผลของการเกิดสถานะโซแนนซ์เนื่องจากโครงสร้างของกล่องตัวนำ และค่าการสูญเสียภายในที่เป็นผลมาจากวัสดุที่ใช้ในการออกแบบ ซึ่งทฤษฎีที่นำมาใช้รวมถึงงานวิจัยต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องจะอาศัยหลักการของคลื่นและสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นหลัก ดังจะได้กล่าวเป็นลำดับต่อไป

2.1 สายส่ง

สายส่งสัญญาณ ซึ่งโดยความหมายแล้วจะเป็นตัวกลางสำหรับการส่งสัญญาณทางไฟฟ้าในรูปแบบของคลื่นหรือสัญญาณไฟฟ้า ไม่ว่าจะเป็นสายเคเบิลทั่วไป สายโคแอกเซียล (Coaxial Cable) ท่อนำคลื่น (Waveguide) หรือสายคลื่นระนาบ (Planar Line) ก็ตาม ทั้งนี้การเลือกนำไปใช้ก็ขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของคุณลักษณะเฉพาะของสายและจุดประสงค์ของการนำไปใช้งาน ซึ่งรูปแบบของสายส่งสัญญาณชนิดต่างๆ ที่นิยมใช้ในปัจจุบันแสดงได้ดังในภาพที่ 2-1



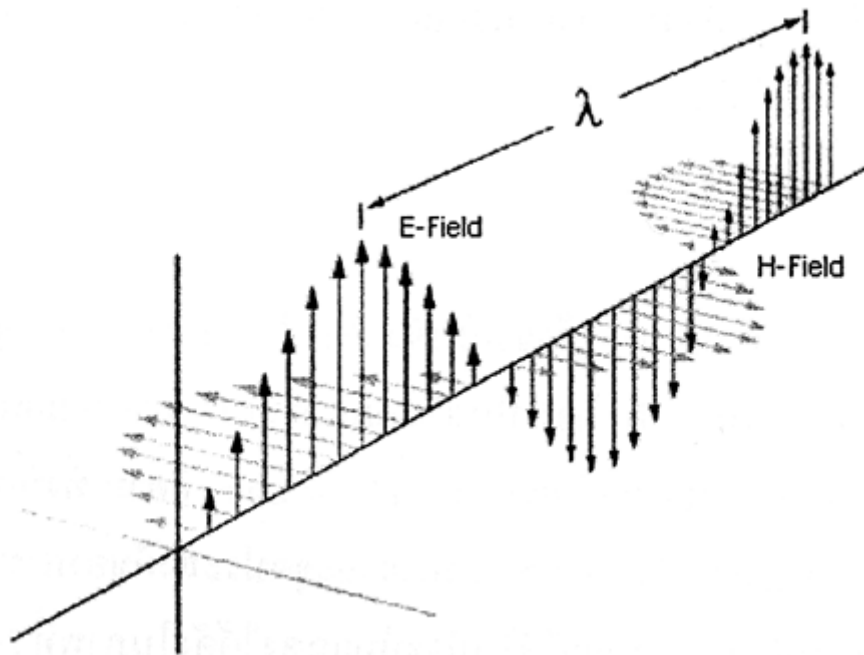
ภาพที่ 2-1 สายส่งชนิดต่างๆ

2.1.1 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายส่ง

เมื่อพิจารณารูปแบบทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในแนวแกน Z นั้น คือ การเคลื่อนที่ของคลื่นจะเป็นไปตามทิศทางของสื่อที่ทำหน้าที่ที่เป็นสายส่ง ซึ่งจะประกอบไปด้วยสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ที่มีลักษณะการจัดเรียงของคลื่นตั้งฉากซึ่งกันและกันดังแสดงในภาพที่ 2-3 และมีค่าของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กตามลำดับดังนี้

$$E_x = E_{0x} \cos(\omega t - \beta z) \quad (2-1ก)$$

$$H_y = H_{0y} \cos(\omega t - \beta z) \quad (2-1ข)$$



ภาพที่ 2-2 รูปคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าตามแนวแกน Z

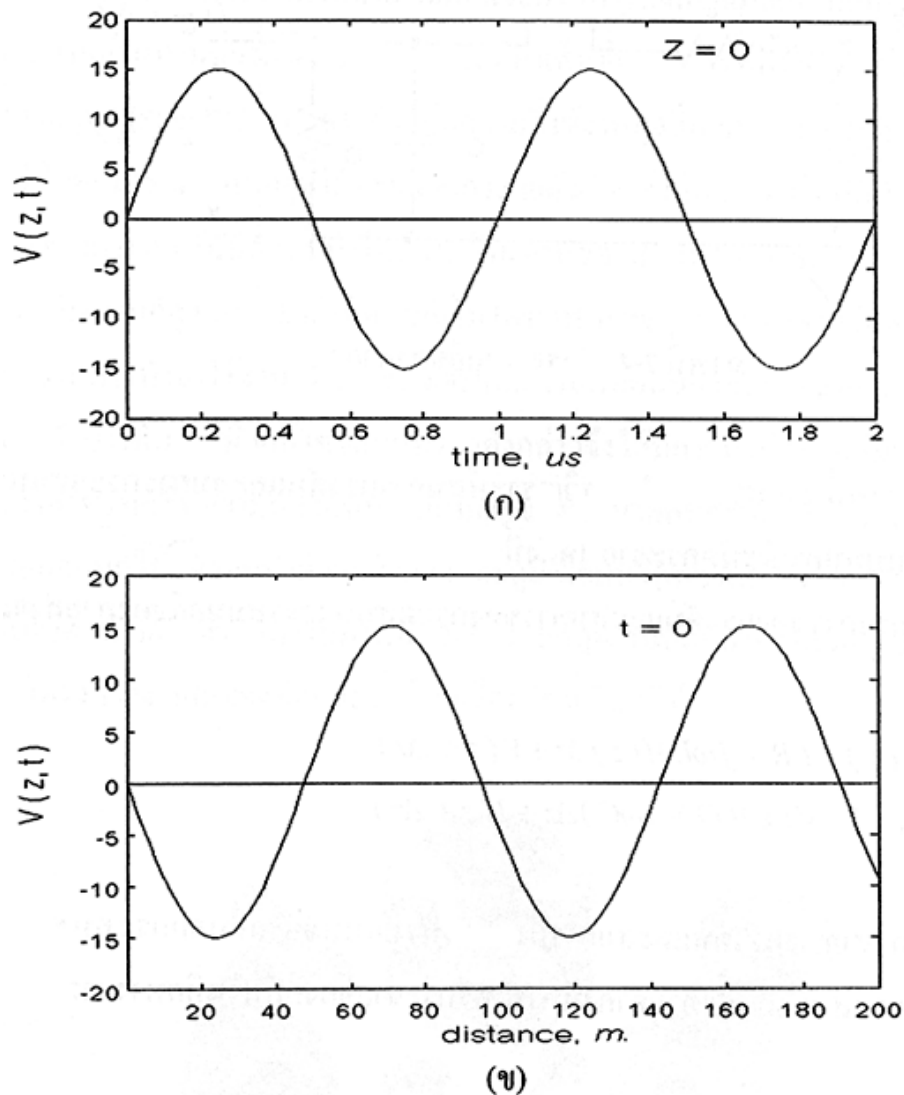
เมื่อพิจารณาแรงดันของสนามไฟฟ้าระยะตามยาวทางการเคลื่อนที่ E_z ของส่วนประกอบตามทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่น จะได้สมการแรงดันตามสมการที่ (2-2)

$$V = -\int E_z dl_z \quad (2-2ก)$$

$$V = -\int \cos(\omega t - \beta z) dz \quad (2-2ข)$$

$$V = \frac{\sin(\omega t - \beta z)}{\beta} \quad (2-2ค)$$

ตัวอย่างการเคลื่อนที่ ของคลื่นในตัวกลางที่ความถี่ 14 MHz มีค่าคุณลักษณะของสายคือ สภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์ (Relative Permittivity : ϵ_r) เท่ากับ 10 และค่าความซาบซึมแม่เหล็กสัมพัทธ์ (Relative Permeability : μ_r) เท่ากับ 1 จะได้รูปแรงดันของคลื่นในทอมฟังก์ชันของเวลาและฟังก์ชันของระยะทาง ดังแสดงในภาพที่ 2-3

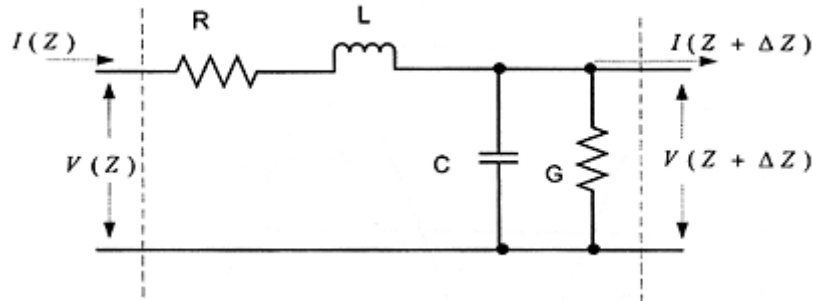


ภาพที่ 2-3 แรงดันบนสายส่ง (ก) ตามฟังก์ชันของเวลา ($z = 0$)
และ (ข) ตามฟังก์ชันของระยะทาง ($t = 0$)

2.1.2 วงจรสมมูลของสายส่ง

เนื่องจากสายส่งที่ใช้ในวงจรความถี่สูง ความยาวคลื่นมีค่าต่ำมากเมื่อเทียบกับขนาดความยาวของสายส่ง ซึ่งไม่สามารถที่จะใช้ทฤษฎีทางวงจรไฟฟ้าเบื้องต้นในการวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายได้ จึงได้มีการใช้วงจรสมมูลหรือวงจรเทียบเคียงของสายส่งในการวิเคราะห์ กล่าว

คือ จะพิจารณาสายส่งเป็นอุปกรณ์ชนิดกระจาย (Distributed Elements) ที่ประกอบไปด้วยค่าความต้านทาน ความเหนี่ยวนำ และความจุไฟฟ้า ต่อหนึ่งหน่วยความยาว ดังแสดงในภาพที่ 2-4 ซึ่งรูปแบบต่อหน่วยจะกระจายอยู่ตลอดความยาวสายนั้น



ภาพที่ 2-4 วงจรสมมูลของสายส่ง

จากวงจรในภาพที่ 2-4 สามารถทำการวิเคราะห์สมการแรงดันและสมการกระแสแบบทั่วไปของสายส่งในรูปแบบอุปกรณ์ชนิดกระจาย ได้ดังนี้

เมื่อพิจารณาสมการของแรงดันและสมการของกระแสบนวงจรสมมูลของสายส่งจะได้

$$V(z) = (R + j\omega L)I(z)\Delta z + V(z + \Delta z) \quad (2-3ก)$$

$$I(z) = V(z)(G + j\omega C)\Delta z + I(z + \Delta z) \quad (2-3ข)$$

สามารถแสดงสมการแรงดันและสมการกระแสในรูปแบบของคลื่นตกกระทบ คลื่นสะท้อนและค่าอิมพีแดนซ์ของสาย ที่แปรตามค่าคงที่การแพร่กระจายของคลื่นในทิศทางเคลื่อนที่ตามแกน Z ได้ดังนี้

$$V(z) = V^+ e^{-kz} + V^- e^{kz} \quad (2-4ก)$$

$$I(z) = \frac{V^+ e^{-kz} - V^- e^{kz}}{Z_0} \quad (2-4ข)$$

เมื่อ $k = \sqrt{(G + j\omega C)(R + j\omega L)}$ คือ ค่าคงที่การแพร่กระจายของคลื่น

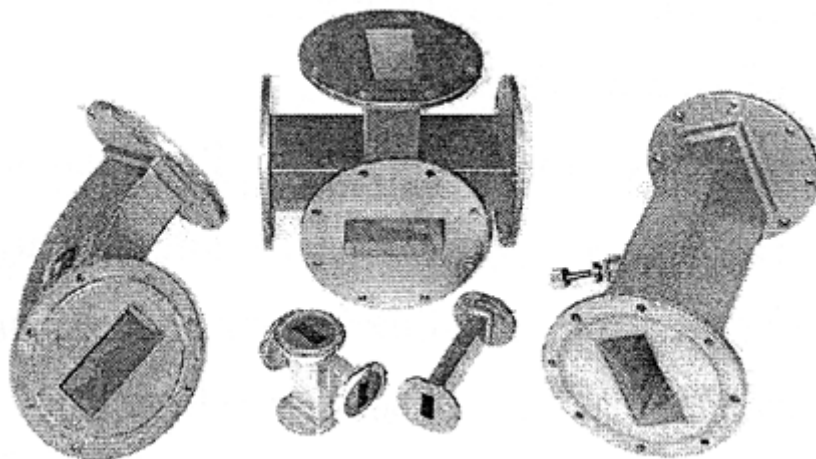
$$Z_0 = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} \quad \text{คือ อิมพีแดนซ์ประจำตัวของสาย}$$

โดยที่สมการแรงดันและกระแสดังกล่าวข้างต้นเป็นสมการที่สำคัญในการอธิบายถึงผลลัพธ์หรือคำตอบของคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ได้จากวงจรความถี่สูง

2.2 ท่อนำคลื่น (Waveguides)

การใช้สายเคเบิลธรรมดาหรือสายโคแอกเซียลในการส่งสัญญาณความถี่สูงไม่สามารถใช้ได้เนื่องจากความต้านทานของสายต่อสัญญาณจะมีค่าเพิ่มขึ้น ทั้งนี้ด้วยจากอิทธิพลของปรากฏการณ์เชิงผิวตัวนำ (Skin Effect) กล่าวคือ เมื่อความถี่ใช้งานสูงขึ้น จะเกิดการผลักดันกระแสภายในสายตัวนำให้ออกมาหนาแน่นอยู่ที่บริเวณของสายตัวนำ จึงเป็นผลทำให้เนื้อที่ภายในสายที่มีผลต่อการไหลของกระแสนั้นน้อยลง ทำให้ความต้านทานของสายเหล่านี้มากขึ้น

ดังนั้นที่ความถี่สูง เช่น ในย่านความถี่ไมโครเวฟ สายเคเบิลธรรมดาหรือสายโคแอกเซียลจึงไม่เหมาะสมในการนำมาใช้งาน ทั้งนี้เพราะจะเกิดการลดทอนของสัญญาณที่ส่งไปอย่างมากตามที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น เพื่อแก้ไขข้อบกพร่องดังกล่าวจึงได้มีการนำท่อนำคลื่นหรือเวฟไกด์มาใช้เป็นตัวกลางสำหรับคลื่นความถี่สูงแทน ลักษณะของท่อกว้างทรงสี่เหลี่ยมหรือทรงกระบอกกลมก็ได้ ตัวท่อทำด้วยทองแดง อะลูมิเนียมหรือทองเหลือง ภายในอาจฉาบด้วยเงินเพื่อทำให้เป็นตัวนำที่ดี ดังแสดงในภาพที่ 2-5 โดยที่คุณสมบัติของการส่งสัญญาณจะถูกกำหนดด้วยขนาด โครงสร้าง วัสดุของท่อและชั้นไดอิเล็กตริกที่นำมาใช้



ภาพที่ 2-5 ตัวอย่างของท่อนำคลื่น

2.2.1 โหมดการเคลื่อนที่ของคลื่น

เนื่องจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า จะถูกเหนี่ยวนำตลอดการเคลื่อนที่ไปตามระยะทางของตัวกลาง โดยที่ลักษณะการแพร่กระจายของคลื่นจะถูกกำหนดโดยลักษณะของโครงสร้าง ขนาด วัสดุ ที่ใช้เป็นสายส่งรวมถึงย่านความถี่ที่ใช้ จึงทำให้สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นมีลักษณะหรือรูป

แบบที่สามารถเกิดขึ้นได้หลายรูปแบบซึ่งเราเรียกรูปแบบต่าง ๆ เหล่านี้ว่า โหมด (Modes) ซึ่งรูปแบบของลักษณะคลื่นที่ต่างกันนี้ก็จะทำให้คุณลักษณะทางไฟฟ้าของแต่ละโหมดต่างกันด้วย

สำหรับสายส่งที่วางตามทิศทางเคลื่อนที่ของคลื่นตามแกน Z สามารถจำแนกโหมดการเคลื่อนที่ของคลื่นเป็นแบบหลักๆ ได้ 3 แบบ ดังต่อไปนี้

2.2.1.1 โหมด TEM (Transverse Electromagnetic Mode) มีลักษณะของคลื่นที่มี $E_z = 0$ และ $H_z = 0$ ตลอดระยะทาง โดยลักษณะของสายส่งแบบนี้จะประกอบไปด้วยตัวนำอย่างน้อย 2 ตัวที่แยกจากกันและชั้นของไดอิเล็กตริกหนึ่งชั้นแบบเนื้อเดียว (Homogeneous) เช่น สายคู่ขนาน สายโคแอกเซียล

2.2.1.2 โหมด Quasi-Tem (Quasi Transverse Electromagnetic Mode) มีลักษณะของคลื่น E_z และ H_z ใกล้เคียงศูนย์ ซึ่งลักษณะของคลื่นในโหมดนี้จะเกิดขึ้นได้ในกรณีที่ตัวกลางที่ใช้เป็นตัวนำอย่างน้อย 2 ตัว รวมถึงชั้นของไดอิเล็กตริกที่ไม่เป็นเนื้อเดียวกัน (Inhomogeneous) เช่น สายระนาบ สายไมโครสตริป โดยที่การวิเคราะห์การทำงานในโหมดนี้สามารถใช้รูปแบบการคำนวณแบบโหมด TEM ได้ ซึ่งค่าที่ได้จะเป็นการลักษณะของการประมาณ (TEM Approximation)

2.2.1.3 โหมดท่อนำคลื่น (Waveguides Mode) มีลักษณะของคลื่นที่ E_z , H_z หรือทั้งคู่ไม่เท่ากับศูนย์ โครงสร้างของสายส่งในโหมดนี้ประกอบไปด้วยตัวนำและไดอิเล็กตริกอย่างละหนึ่งชั้น โดยลักษณะของคลื่นในโหมดนี้ไม่นิยมให้เกิดขึ้นในการใช้งาน ซึ่งสามารถหลีกเลี่ยงได้โดยการไม่นำสายส่งในโหมดท่อนำคลื่นนี้ไปใช้งานในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่คัทออฟ

2.2.2 การวิเคราะห์คลื่นในท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม

ถ้าสมมติให้ทุกองค์ประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า มีลักษณะเปลี่ยนแปลงตามเวลาด้วยตัวประกอบ $e^{(j\omega t - yz)}$ สนามไฟฟ้าตัดตามขวางและสนามแม่เหล็กตัดตามขวางที่เดินทางไปตามทิศทางในแนวแกน Z เป็นคำตอบของสมการคลื่นที่ต้องการหาคำตอบ เมื่อเขียนในรูปแบบของสนามเฟสเซอร์ของสมการคลื่นเฮล์มโฮลต์ (Helmholtz Equations) จะได้

$$\nabla \frac{2}{t} \bar{E} = (y^2 + k^2) \times \bar{E} \quad (2-5ก)$$

$$\nabla \frac{2}{t} \bar{E} = (y^2 + k^2) \times \bar{H} \quad (2-5 ข)$$

เมื่อ $k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$

สำหรับคลื่นอุดมคติที่มีลักษณะสนามสม่ำเสมอ (Uniform) ในอากาศว่าง (Free Space) โดยที่ $\varepsilon = \varepsilon_0$, $\mu = \mu_0$ และ $\rho = 0$ จะได้สมการแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equations) คือ

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \text{ และ } \nabla \times \vec{H} = j\omega\varepsilon\vec{E} \quad (2-6)$$

สมการเวกเตอร์ทั้งสองสามารถเขียนในรูปแบบของสมการสเกลาร์ได้ 6 สมการ ดังนี้

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} + j\beta E_y = -j\omega\mu H_x \quad (2-7ก)$$

$$-j\beta E_x - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -j\omega\mu H_y \quad (2-7ข)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega\mu H_z \quad (2-7ค)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} + j\beta H_y = j\omega\varepsilon E_x \quad (2-7ง)$$

$$-j\beta H_x - \frac{\partial H_z}{\partial x} = j\omega\varepsilon E_y \quad (2-7จ)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega\varepsilon E_z \quad (2-7ฉ)$$

จากสมการทั้ง 6 สามารถแบ่งรูปแบบลักษณะของคลื่นได้เป็น คลื่นตัดตามขวาง (Transverse Field) ประกอบไปด้วย E_x, E_y, H_x และ H_y และคลื่นตามยาว (Longitudinal Field) ที่ประกอบไปด้วย E_z และ H_z โดยเมื่อแทนสมการคลื่นตามยาวจากสมการคลื่นตัดตามขวาง จะได้สมการทั่วไปของคลื่นที่แสดงถึงส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าดังนี้

$$E_x = -\frac{j}{k_c^2} \left[\beta \frac{\partial E_z}{\partial x} + \omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} \right] \quad (2-8ก)$$

$$E_y = -\frac{j}{k_c^2} \left[\beta \frac{\partial E_z}{\partial y} - \omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial x} \right] \quad (2-8ข)$$

$$H_x = -\frac{j}{k_c^2} \left[-\omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} + \beta \frac{\partial H_z}{\partial x} \right] \quad (2-8ค)$$

$$H_y = -\frac{1}{k_c^2} \left[\omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial x} + \beta \frac{\partial H_z}{\partial y} \right] \quad (2-8ง)$$

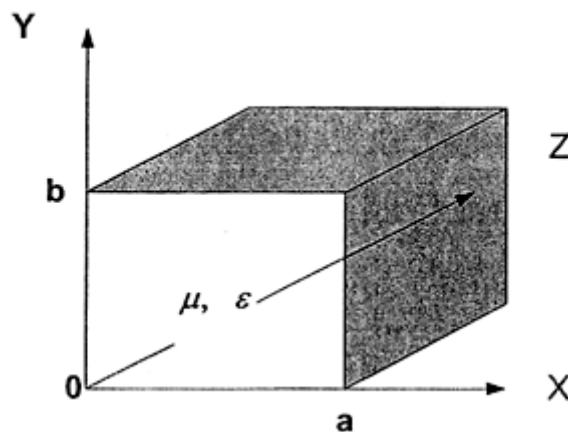
$$\nabla_t^2 E_z = -k_c^2 E_z \quad (2-8จ)$$

$$\nabla^2 \frac{2}{t} H_z = -k \frac{2}{c} H_z \quad (2-8 \text{ ก})$$

เมื่อ $k \frac{2}{c} = y^2 + k^2$

2.2.3 โหมดท่อนำคลื่น

คลื่นที่เกิดขึ้นในท่อนำคลื่นจะมีลักษณะของคลื่นในโหมดท่อนำคลื่น 2 แบบ คือ ในกรณีแรกคลื่นสนามแม่เหล็กจะอยู่ในแนวระนาบตั้งฉาก และมีองค์ประกอบหนึ่งของสนามไฟฟ้าอยู่ในทิศทางการแพร่กระจายของคลื่น เรียกว่าแบบแผนสนามแม่เหล็กตามขวางหรือโหมด TM (Transverse magnetic Field) ทำนองเดียวกันในกรณีที่สอง จะมีสนามไฟฟ้าอยู่ในแนวระนาบตั้งฉาก และมีองค์ประกอบหนึ่งของสนามแม่เหล็กอยู่ในทิศทางการแพร่กระจายของคลื่น เรียกว่าแบบแผนสนามไฟฟ้าตามขวางหรือ โหมด TE (Transverse Electric Field) สำหรับท่อนำคลื่นในอุดมคติที่มีผนังโครงสร้างเป็นตัวนำไฟฟ้าที่สมบูรณ์และในท่อนำคลื่นเป็นอากาศว่าง โดยมีหน้าตัดเป็นทรงสี่เหลี่ยมประกอบด้วย ด้าน a กับ b ที่เป็นขนาดตามแกน X และ Y ในพิกัดฉากตามลำดับส่วนความยาวของท่อนำคลื่นจะมีขนาดตามแนวทิศทางของแกน Z ดังแสดงในภาพที่ 2-6



ภาพที่ 2-6 ท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม

2.2.3.1 TM Mode

คลื่นในท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยมของโหมด TM จะกำหนดให้ $E_z \neq 0$ และ $H_z = 0$ จากคำตอบของสมการดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Equation) ในสมการที่ (2-8) สามารถเขียนในรูปพิกัดฉากได้ดังนี้

$$\nabla^2 \frac{2}{t} E_z = \frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} = -k \frac{2}{c} E_z \quad (2-9)$$

อาศัยการแก้สมการแบบแยกตัวแปรจะได้คำตอบของสมการคือ

$$E_z = (A' \sin k_x x + B' \cos k_x x)(C' \sin k_y y + D' \cos k_y y) \quad (2-10)$$

เมื่อ $k_c^2 = k_x^2 + k_y^2$

เมื่อพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตที่เกิดขึ้นภายในท่อนำคลื่น จะพบว่า ที่ตำแหน่ง $x=0$, $E_x=0$ ได้ก็ต่อเมื่อ $B'=0$ และทำนองเดียวกัน ที่ $y=0$, $E_x=0$ ก็ต่อเมื่อ $D'=0$ และกำหนดให้ $A'C'$ ถูกแทนด้วยตัวแปรใหม่คือ A จะได้

$$E_z = A \sin k_x x \cdot \sin k_y y \quad (2-11)$$

สนามไฟฟ้าตามแนวแกนการเคลื่อนที่ E_z จะเท่ากับศูนย์ก็ต่อเมื่อ $x=a$ และ $y=b$ ฉะนั้นค่าของ $k_x a$ จะถูกกำหนดให้เท่ากับค่าคงที่การคูณของค่า π

$$k_x a = m\pi, \quad m = 1, 2, 3 \dots \quad (2-12)$$

ในกรณีเดียวกัน E_z จะเท่ากับศูนย์ก็ต่อเมื่อ $y=b$ ฉะนั้นค่าของ $k_y b$ จะถูกกำหนดให้เท่ากับค่าคงที่คูณกับค่าของ π ดังนี้

$$k_y b = n\pi, \quad n = 1, 2, 3 \dots \quad (2-13)$$

ดังนั้นจะได้ส่วนประกอบทั้งหมดของคลื่นในท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมในโหมด TM_{mn} จากสมการที่ (2-11) และสมการที่ (2-8) ดังนี้

$$E_z = A \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (2-14ก)$$

$$E_x = -\frac{j\beta k_x}{k_{cm}^2} A \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (2-14ข)$$

$$E_y = -\frac{j\beta k_y}{k_{c_{mn}}^2} A \sin\left(\frac{m\pi}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}\right) \quad (2-14ค)$$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon k_y}{k_{c_{mn}}^2} A \sin\left(\frac{m\pi}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}\right) \quad (2-14ง)$$

$$H_y = -\frac{j\omega\epsilon k_x}{k_{c_{mn}}^2} A \cos\left(\frac{m\pi}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}\right) \quad (2-14จ)$$

$$H_z = 0 \quad (2-14ฉ)$$

โดยที่ค่าความถี่คัตออฟ (Cutoff Frequency) ของคลื่น TM_{mn} หาได้จาก

$$\omega_{c_{mn}} = \frac{k_{c_{mn}}}{\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \left\{ \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \right\} \quad (2-15)$$

2.2.3.2 TE Mode

คลื่นในท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยมของโหมด TE ที่กำหนดให้ $E_z = 0$ และ $H_z \neq 0$ และ จากคำตอบของสมการดิฟเฟอเรนเชียลในสมการที่ (2-9) สมการเขียนในรูปพิกัดฉากได้ดังนี้

$$\nabla_t^2 H_z = \frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} = -k_c^2 H_z \quad (2-16)$$

$$\text{เมื่อ } k \frac{2}{c} = k \frac{c}{k} + k \frac{c}{y}$$

อาศัยการแก้สมการแบบแยกตัวแปรจะได้คำตอบของสมการคือ

$$H_z = (A'' \sin k_x x + B'' \cos k_x x)(C'' \sin k_y y + D'' \cos k_y y) \quad (2-17)$$

$$\text{เมื่อ } k \frac{2}{c} = k \frac{c}{k} + k \frac{c}{y}$$

แทนค่าสมการที่ (2-7) ในสมการที่ (2-8ก) และสมการที่ (2-8ข) โดยที่ $E_z = 0$ จะได้ดังนี้

$$E_x = -\frac{j\omega\mu k_y}{k_c^2} (A'' \sin k_x x + B'' \cos k_x x) (C'' \cos k_y y - D'' \sin k_y y) \quad (2-18ก)$$

$$E_y = -\frac{j\omega\mu k_x}{k_c^2} (A'' \cos k_x x - B'' \sin k_x x) (C'' \sin k_y y + D'' \cos k_y y) \quad (2-18ข)$$

เมื่อพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตที่เกิดขึ้นภายในท่อนำคลื่น จะพบว่า $E_x = 0$ ที่ $y = 0$ ตลอดช่วงของ x จึงได้ $C'' = 0$ และทำนองเดียวกัน สำหรับ $E_y = 0$ ที่ $x = 0$ ตลอดช่วงของ y , จึงได้ $A'' = 0$ โดยการกำหนดให้ $B'' D'' = B$ จะได้ดังนี้

$$H_z = B \cos k_x x \cdot \cos k_y y \quad (2-19)$$

จากเงื่อนไข $E_x = 0$ ที่ $y = b$ ดังนั้นค่าของ $k_y b$ จะถูกกำหนดให้เท่ากับค่าคงที่การคูณของค่า π ในขณะเดียวกัน $E_y = 0$ ที่ $x = a$ ค่าของ $k_x a$ จะถูกกำหนดให้เท่ากับค่าคงที่คูณกับค่าของ π ดังนี้

$$k_x a = m\pi \text{ และ } k_y b = n\pi \quad (2-20)$$

ดังนั้นเราจะได้ส่วนประกอบทั้งหมดของคลื่นในท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมในโหมด TM_{mn} จากสมการที่ (2-8), (2-19), (2-8ก) และ (2-8ข) ดังนี้

$$H_z = B \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (2-21ก)$$

$$E_x = \frac{j\omega\mu k_y}{k_{c_{mn}}^2} B \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (2-21ข)$$

$$E_y = -\frac{j\omega\mu k_x}{k_{c_{mn}}^2} B \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (2-21ค)$$

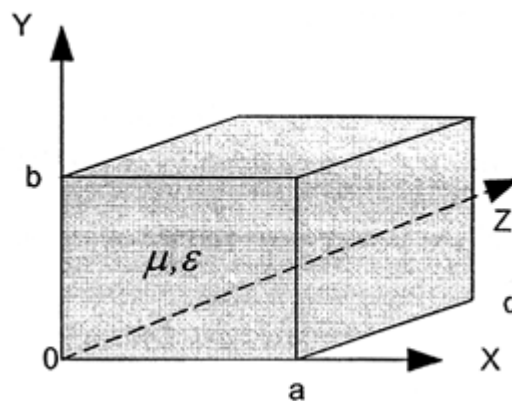
$$H_x = \frac{j\beta k_x}{k_{c_{mn}}^2} B \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (2-21ง)$$

$$H_y = -\frac{j\beta k_y}{k_{c_{mn}}^2} B \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (2-21จ)$$

$$E_z = 0 \quad (2-21ฉ)$$

2.3 คาวิตีเรโซเนเตอร์ (Cavity Resonator)

เป็นอุปกรณ์จำพวกหนึ่งที่นิยมใช้ประโยชน์ในเรื่องของการจัดการความถี่ เช่น เป็นวงจรกรองเฉพาะแถบความถี่ผ่าน (Band Pass Filter) วงจรกรองขจัดเฉพาะแถบความถี่ (Band Stop Filter) การส่งนำสัญญาณเข้าไปหรือออกมาใช้งานทำได้โดยการใช้ โพรบ ลูปหรือสล็อต สำหรับคาวิตีเรโซเนเตอร์ที่มีรูปทรงสี่เหลี่ยม เป็นการสร้างจากท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมที่ถูกปิดปลายทั้งสองด้านทำให้โครงสร้างที่ได้เป็นลักษณะกล่องตัวนำที่เป็นผนังปิดโดยรอบ ถ้าสมมุติให้กล่องนั้นประกอบด้วยด้าน a, b และ d อยู่ในทิศทาง X, Y และ Z ตามลำดับ มีค่าสภาพยอมไฟฟ้าและค่าความซบซึ่มแม่เหล็กภายในไดอิเล็กตริก คาวิตีเรโซเนเตอร์ จะแสดงได้ดังภาพที่ 2-7



ภาพที่ 2-7 คาวิตีเรโซเนเตอร์

เนื่องจากคาวิตีเรโซเนเตอร์สร้างจากท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยม ดังนั้นการระบุโหมดที่เกิดขึ้นในกล่องสามารถระบุได้ด้วยการเพิ่มอันดับโหมดตามทิศทางเคลื่อนที่ของคลื่นตามแนวแกน Z โหมดของท่อนำคลื่นที่ได้จะกลายเป็น TE_{mnp} และ TM_{mnp} โดยที่รูปแบบคลื่นที่เคลื่อนที่ตามแนวแกน $+Z$ จะถูกสะท้อนกลับด้วยผนังตัวนำที่ $z = d$ เกิดเป็นคลื่นสะท้อนไปในทิศทาง $-Z$ กลายเป็นคลื่นนิ่ง (Standing Wave) เกิดขึ้น

2.3.1 โหมด TE_{mnp}

การวิเคราะห์คลื่นภายในคาวิตีเรโซเนเตอร์นั้น จะเริ่มต้นด้วยการปรับปรุงสมการที่ได้จากโหมด TE ในท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม จากสมการที่ (2-21) โดยการเพิ่มคลื่นที่เดินทางทั้งทิศทางบวก และทิศทางลบ ดังนี้

$$H_z = \left(A e^{-j\beta z} + B e^{j\beta z} \right) \cos \frac{m\pi x}{a} \cdot \cos \frac{n\pi y}{b} \quad (2-22)$$

สามารถกำหนดได้ว่าที่ผนังด้านข้างซึ่งเป็นผนังปิดที่ปลายทั้งสอง องค์ประกอบของคลื่น H_z จะเท่ากับศูนย์ที่ $z = 0$ และ $z = d$ ดังนั้น $A = B$ และกำหนดให้ $\beta d = p\pi$ เมื่อ $C = -2jA$ จะได้ดังนี้

$$\begin{aligned} H_z &= A(e^{-j\beta z} - e^{j\beta z}) \cos \frac{m\pi x}{a} \cdot \cos \frac{n\pi y}{b} \\ &= C \cos \frac{m\pi x}{a} \cdot \cos \frac{n\pi y}{b} \cdot \sin \frac{p\pi z}{d} \end{aligned} \quad (2-23ก)$$

เมื่อแทนสมการที่ (2-22) ลงในสมการที่ (2-21) จะได้ดังนี้

$$\begin{aligned} H_x &= -\frac{j\beta}{k_c^2} (Ae^{-j\beta z} - Be^{j\beta z}) \left(-\frac{m\pi}{a}\right) \sin \frac{m\pi x}{a} \cdot \cos \frac{n\pi y}{b} \\ &= -\frac{C}{k_c^2} \left(\frac{p\pi}{d}\right) \left(\frac{m\pi}{a}\right) \sin \frac{m\pi x}{a} \cdot \cos \frac{n\pi y}{b} \cdot \cos \frac{p\pi z}{d} \end{aligned} \quad (2-23ข)$$

$$H_y = -\frac{C}{k_c^2} \left(\frac{p\pi}{d}\right) \left(\frac{n\pi}{b}\right) \cos \frac{m\pi x}{a} \cdot \sin \frac{n\pi y}{b} \cdot \cos \frac{p\pi z}{d} \quad (2-23ค)$$

$$E_x = -\frac{j\omega\mu C}{k_c^2} \left(\frac{n\pi}{b}\right) \cos \frac{m\pi x}{a} \cdot \sin \frac{n\pi y}{b} \cdot \sin \frac{p\pi z}{d} \quad (2-23ง)$$

$$E_y = -\frac{j\omega\mu C}{k_c^2} \left(\frac{m\pi}{a}\right) \sin \frac{m\pi x}{a} \cdot \cos \frac{n\pi y}{b} \cdot \sin \frac{p\pi z}{d} \quad (2-23จ)$$

เมื่อ $\beta = \frac{p\pi}{d}$

$$k \frac{2}{c} - \left[\frac{m\pi}{a}\right]^2 + \left[\frac{n\pi}{b}\right]^2$$

สำหรับความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นในควอเตอร์เรโซเนเตอร์หาได้จาก

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \left\{ \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2} \right\} \quad (2-24)$$

2.3.2 โหมด TM_{mnp}

ในลักษณะเดียวกันกับโหมดคลื่น TM ในท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม และวิธีการวิเคราะห์ของโหมด TE_{mnp} ที่ผ่านมาจะได้ค่าของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของควาวิดีในโหมด TM_{mnp} ดังนี้

$$E_z = D \sin \frac{m\pi x}{a} \cdot \sin \frac{n\pi y}{b} \cdot \cos \frac{p\pi z}{d} \quad (2-25ก)$$

$$E_x = -\frac{D}{k_c^2} \left(\frac{p\pi}{d} \right) \left(\frac{m\pi}{a} \right) \cos \frac{m\pi x}{a} \cdot \sin \frac{n\pi y}{b} \cdot \sin \frac{p\pi z}{d} \quad (2-25ข)$$

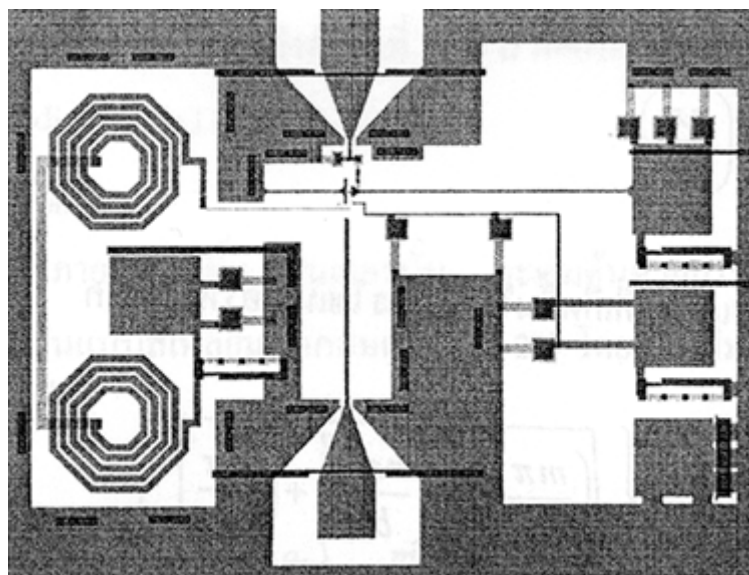
$$E_y = -\frac{D}{k_c^2} \left(\frac{p\pi}{d} \right) \left(\frac{n\pi}{b} \right) \sin \frac{m\pi x}{a} \cdot \cos \frac{n\pi y}{b} \cdot \sin \frac{p\pi z}{d} \quad (2-25ค)$$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon D}{k_c^2} \left(\frac{n\pi}{b} \right) \sin \frac{m\pi x}{a} \cdot \cos \frac{n\pi y}{b} \cdot \cos \frac{p\pi z}{d} \quad (2-25ง)$$

$$H_y = -\frac{j\omega\epsilon D}{k_c^2} \left(\frac{m\pi}{a} \right) \cos \frac{m\pi x}{a} \cdot \sin \frac{n\pi y}{b} \cdot \cos \frac{p\pi z}{d} \quad (2-25จ)$$

2.4 วงจรไมโครเวฟความถี่สูง

วงจรไมโครเวฟส่วนใหญ่จะถูกสร้างจากวงจรส่วนประกอบย่อย ที่ประกอบไปด้วยอุปกรณ์ต่าง ๆ รวมกันเข้าเป็นวงจรรวมที่เราเรียกว่า วงจรรวมไมโครเวฟ (Microwave Integrated Circuit : MIC) ซึ่งสามารถแสดงตัวอย่างของวงจรไมโครเวฟได้ในภาพที่ 2-8



ภาพที่ 2-8 วงจรไมโครเวฟความถี่สูง

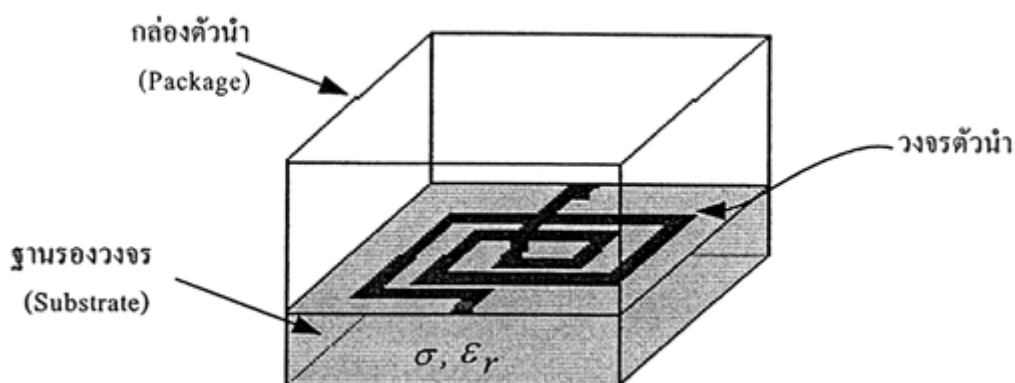
โดยสามารถจำแนกรูปแบบของวงจรไมโครเวฟได้ดังต่อไปนี้

1. วงจรดิสครีท (Discrete Circuit) เช่น อุปกรณ์ประเภทพาสซีฟ ต่างๆ โดยส่วนใหญ่ อุปกรณ์ประเภทนี้ จะถูกสร้างในท่อนำคลื่นเพื่อใช้ในการกำหนดคุณลักษณะทางไฟฟ้าที่ต้องการ ตัวอย่างเช่น การสร้างตัวไอริส (Iris) ในท่อนำคลื่น

2. วงจรรวมแบบผสม (Hybrid MIC) และวงจรรวมแบบโมนอลิธิค (Monolithic MIC or MMIC) วงจรรวมแบบไฮบริค จะนำอุปกรณ์ต่างๆ ที่ถูกสร้างในแต่ละส่วนมาประกอบรวมเข้าเป็น วงจรเดียวกันโดยการเชื่อมต่อด้วยสาย (Wire Bond) ในขณะที่วงจรรวมแบบโมนอลิธิค จะแตกต่างกันคือ เป็นการสร้างวงจรรวมอุปกรณ์ที่เดิมลงบนผิวของฐานรองรับวงจรเดียวกันโดยตรง โดยที่วงจรไฮบริคนิยมใช้สร้างวงจรไมโครเวฟที่มีคุณสมบัติพิเศษ ที่ต้องใช้วัสดุของอุปกรณ์ในแต่ละ ส่วนต่างกัน เช่น วงจรความถี่สูง, วงจรขยายกำลัง ส่วนวงจรประเภทนี้มักจะมีปัญหาในเรื่องของการเชื่อมต่อกันระหว่างอุปกรณ์

2.4.1 วงจรไมโครสตริป (Microstrip Circuit)

ไมโครสตริปจะประกอบไปด้วยตัวนำแผ่นบาง (Conductor Sheet) ที่เป็นส่วนของวงจร บนฐานรองรับชั้นไดอิเล็กตริก (Dielectric Substrate) ที่วางทับบนส่วนของกราวนด์เพลน (Ground Plane) อีกทีหนึ่ง ในปัจจุบันไมโครสตริปเป็นที่นิยมใช้โดยทั่วไปเป็นจำนวนมากก็เนื่องมาจาก ลักษณะที่กะทัดรัด เหมาะสำหรับการทำงานในย่านความถี่สูงไมโครเวฟ รองรับการใช้งานในด้านการสื่อสารเป็นอย่างดี การสร้างทำได้โดยขบวนการเดียวกันกับแผ่นวงจรพิมพ์ (Printed Circuit Board) ราคาของการสร้างไม่สูงจนเกินไป ทั้งมีความเชื่อถือได้ สำหรับโครงสร้างทางกายภาพของ ไมโครสตริปแสดงให้เห็นดังในภาพที่ 2-9



ภาพที่ 2-9 โครงสร้างทางกายภาพของวงจรไมโครสตริป

หน้าที่หลักของชั้นไดอิเล็กตริกคือ เป็นชั้นที่ใช้รองรับการวางส่วนวงจรหรือชั้นที่ใช้ในการเป็นส่วนฐานในการสร้างวงจรพิมพ์ ซึ่งวงจรที่สร้างจะถูกวางลงบนชั้นไดอิเล็กตริกตามที่ได้ออกแบบมาแล้ว ส่วนคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่ได้ของวงจรไมโครสตริปส่วนหนึ่งจะเป็นผลมาจากค่าสภาพยอมไฟฟ้า (Permittivity) ของวัสดุที่นำมาใช้รวมถึงขนาดความหนาของชั้นด้วย เนื่องจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะเคลื่อนที่ผ่านทั้งส่วนที่เป็นอากาศและชั้นไดอิเล็กตริกนั่นเอง

วัสดุที่นำมาใช้เป็นวงจรส่วนใหญ่แล้วจะเป็นโลหะตัวนำ ที่ถูกสร้างด้วยกระบวนการพิมพ์ลายวงจรบนผิวตัวนำ (Photolithographic) แล้วทำการสร้างวงจรด้วยกระบวนการโฟโตแอชชิงค์ (Photo Etching) ซึ่งมีกระบวนการคร่าวๆ ดังนี้คือ เริ่มต้นด้วยการวางหน้ากาก (Mask) ที่เป็นลายวงจรที่ได้ออกแบบไว้ ซึ่งมีการวางชั้นสารที่มีคุณสมบัติของการกันแสงที่เรียกว่าโฟโตรีซิสต์ (Photoresist) ไว้บนชั้นหน้ากาก โดยนำไปวางบนผิวตัวนำที่ทาผิวด้วยชั้นสารที่มีความไวต่อแสง (Photosensitive Layer) จากนั้นทำการละลายชั้นในบริเวณที่ไม่ต้องการทิ้งออกตามลายหน้ากากที่ใช้ ด้วยการฉายแสงอัลตราไวโอเลต (Ultraviolet) เพื่อทำการล้าง (Develop) หลังจากนั้นจึงทำการละลายชั้นสารไวแสงทิ้งโดยการแอชชิงค์ทางเคมี เพื่อให้เหลือเฉพาะส่วนที่ต้องการ ก็คือส่วนวงจรและชั้นไดอิเล็กตริก

ตารางที่ 2-1 แสดงคุณสมบัติของตัวนำในวงจรไมโครสตริป

Metal	Resistivity	Conductivity
	Ohm/m $\times 10^{-8}$	S/m $\times 10^{-6}$
Silver	1.62	61.73
Copper	1.72	58.13
Gold	2.44	40.98
Chromium	2.60	38.46
Aluminum	2.62	38.16
Brass	3.90	25.64
Nikel	6.90	14.49
Platinum	10.50	9.52
Lead	21.90	4.56

ตารางที่ 2-2 แสดงคุณสมบัติของไดอิเล็กตริกในวงจรไมโครสตริป

Metal	Relative Permittivity (ϵ_r)	Loss Factor ($\tan \delta$)
	at 10 GHz	
Alumina 96 %	8.9	0.0006
Alumina 85%	8.0	0.0015
Arlon DiClad 527	2.5 ± 0.04	0.0019
Arlon CuClad 250	2.4-2.6	0.0018
Polypropylene	2.18 ± 0.05	0.0003
GaAs	13.0	0.0006
Getek RG200D	4.2	0.015
Ferrite	9.0-16.0	≈ 0.0010
Epoxy FR-4	4.4	≈ 0.0100
Quartz (Fused)	3.78	0.0001
Trans-Tech D-450	4.5	< 0.0004
Teflon (PTFE)	2.08	0.0004
Silicon Si	11.9	0.0004
TMM-4	4.5	0.0017
Teflon (PTFE)	2.08	0.0004
RT/Duroid 6002	2.94	0.0012

สำหรับการเลือกวัสดุของวงจรไมโครสตริป จะต้องพิจารณาถึงวัตถุประสงค์ของการนำไปใช้งาน ตัวอย่างเช่น การเลือกใช้งานวงจรไมโครสตริปสำหรับการส่งสัญญาณตามลักษณะของวงจรทั่วไปมักจะเลือกใช้ค่าสภาพยอมที่มีค่าสูง แต่การใช่วงจรไมโครสตริปสำหรับการแพร่กระจายคลื่นแบบสายอากาศจะเลือกใช้วัสดุที่มีค่าสภาพยอมต่ำๆ เป็นต้น (Gardiol, 1994 : 237) นอกเหนือจากค่าดังกล่าวแล้ว ยังต้องพิจารณาถึงขนาดความสูงและค่าการสูญเสียในไดอิเล็กตริกของวัสดุที่นำมาใช้ด้วยประกอบกันด้วย สำหรับวัสดุที่ใช้เป็นตัวนำแล้วการพิจารณาหลักๆ จะดูถึงคุณสมบัติของค่าการสูญเสียที่มีค่าความต้านทานต่ำ ไม่เกิดคราบออกไซด์ขึ้นบนผิวตัวนำ การเชื่อมต่อการบัดกรีง่าย และราคาที่เหมาะสม สามารถหาซื้อได้ง่ายตามท้องตลาด โดยเหล่านี้

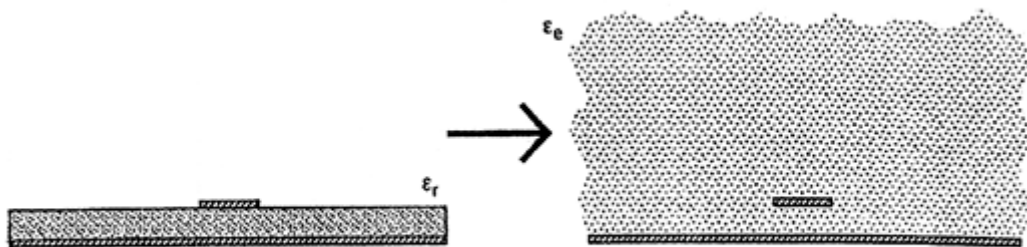
สามารถเลือกได้ตามคุณสมบัติของตัวนำและไดอิเล็กตริกได้ตามตารางที่ 2-1 และตารางที่ 2-2 ตามลำดับ

2.4.2 คลื่นในไมโครสตริปและการวิเคราะห์แบบ Quasi-TEM

คลื่นที่เกิดขึ้นในไมโครสตริปเกิดขึ้นสองส่วนคือ ในอากาศและชั้นของไดอิเล็กตริก ซึ่งจะพิจารณาได้ว่าการเดินทางของคลื่นไม่ได้เป็นในลักษณะเนื้อเดียว ทำให้ไม่สามารถนำหลักการวิเคราะห์คลื่นแบบ TEM มาใช้โดยตรงได้ ทำให้มีการคิดค้นวิธีการหาคำตอบสำหรับวงจรไมโครสตริป ซึ่งเรียกว่า การวิเคราะห์แบบ Quasi-TEM

2.4.2.1 ค่าจนวนประสิทธิผล

ในการวิเคราะห์แบบ Quasi-TEM โครงสร้างแบบไม่เป็นเนื้อเดียวจะถูกพิจารณาให้เป็นแบบเนื้อเดียวได้โดยค่าจนวนประสิทธิผล (ภาพที่ 2-10)



ภาพที่ 2-10 การวิเคราะห์ค่าจนวนประสิทธิผลภาพผลแบบ Quasi-TEM

การคำนวณค่าจนวนประสิทธิผลของชั้นไดอิเล็กตริกในวงจรไมโครสตริปหาได้จาก

$$\epsilon_e \cong \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{w} \right)^{-ab} \quad (2-26)$$

$$\text{เมื่อ} \quad a = 1 + \frac{1}{49} \log \frac{\left(\frac{w}{h} \right)^4 + \left(\frac{w}{52h} \right)^2}{\left(\frac{w}{h} \right)^4 + 0.432} + \frac{1}{18.7} \log \left\{ 1 + \left(\frac{1}{18.1} \frac{w}{h} \right)^3 \right\}$$

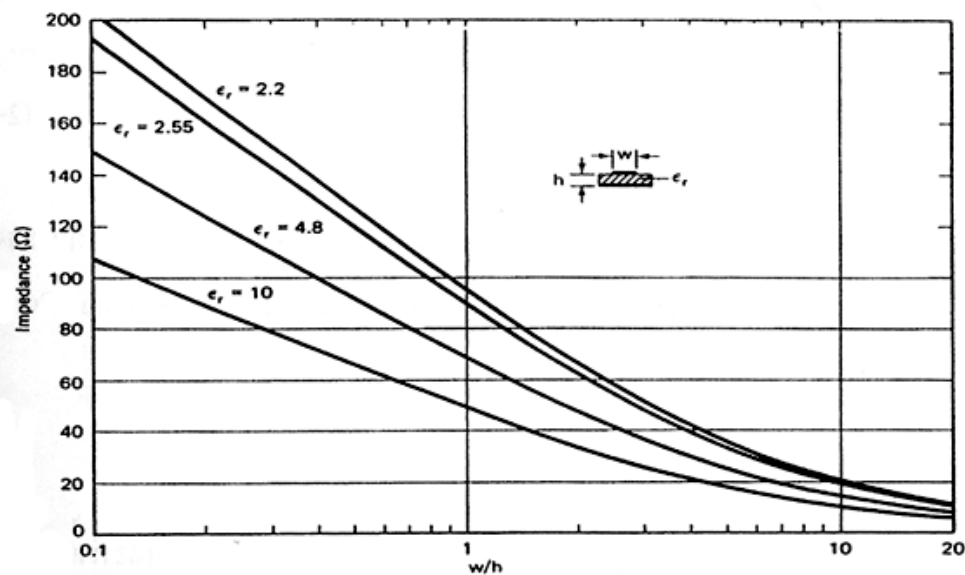
$$b = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053}$$

2.4.2.2 ค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริป

สำหรับค่าอิมพีแดนซ์ของสายไมโครสตริป เป็นการนำสัดส่วนของความกว้างตัวนำต่อความหนาของชั้นไดอิเล็กตริกในรูปของอัตราส่วนในการคำนวณ ซึ่งได้จากสมการที่ (2-27) และสามารถใช้ค่าอิมพีแดนซ์จากผลการคำนวณในภาพที่ 2-11 ได้

$$Z_c \cong \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon_r}} \ln \left\{ F_1 \frac{h}{w} + \sqrt{1 + \left(2 \frac{h}{w} \right)^2} \right\} \quad (2-27)$$

เมื่อ $F_1 = 6 + (2\pi - 6) \exp \left\{ - \left(30.666 \frac{h}{w} \right)^{0.7528} \right\}$



ภาพที่ 2-11 อิมพีแดนซ์ลักษณะของสายไมโครสตริปตามอัตราส่วนของ $\frac{w}{h}$

โดยที่สมการดังกล่าวเป็นการพิจารณาที่ความถี่ $f = 0$ เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นจะได้ค่าพหุนามประสิทธิผลตามความถี่ดังนี้ คือ

$$\epsilon_{ef}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_e}{1 + G \left(\frac{f}{f_d} \right)^2} \quad (2-28)$$

$$\text{เมื่อ } f_d = \frac{Z_c}{2\mu_0 h}$$

$$G = 0.6 + 0.009Z_c$$

2.5 การสูญเสียภายในสายส่งความถี่สูง

การวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายส่ง ส่วนหนึ่งที่เราไม่สามารถละเลยหรือละทิ้งได้ก็คือ ส่วนของค่าการสูญเสีย (Losses) ที่เกิดขึ้นในสายที่เกิดจากคุณสมบัติภายในของสาย ช่วงการทำงานและสถานะแวลด้อมของสายส่ง โดยเมื่อพิจารณาถึงวงจรสมมูลย์ของสายส่งจะพบถึงค่าแฝงจำพวก ค่าความต้านทาน ความนำ ความเหนี่ยวนำ และความจุไฟฟ้า ที่เกิดภายในสายที่เราเรียกค่าเหล่านี้ว่า ค่าคงที่ปฐมภูมิ (Primary Constants) ซึ่งเป็นค่าเบื้องต้นที่มีอยู่ประจำสายและถูกนำมาใช้สำหรับคำนวณค่าคงที่อื่นๆ ที่จะบอกถึงคุณสมบัติของสายส่งนั้นต่อไป

เมื่อพิจารณาแรงดันที่ตกคร่อมบนสายตามสมการที่ (2-29) คือ

$$V(z) = V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{\gamma z} \quad (2-29)$$

เมื่อพิจารณาสายส่งแบบมีค่าการสูญเสีย ($R \neq 0, G \neq 0$) จากสมการจะเห็นได้ว่าแรงดันที่เกิดขึ้นจะปรากฏค่าตัวแปรหนึ่งที่เรียกว่า ค่าคงที่การเคลื่อนที่ของคลื่น (Propagation Constants) ดังสมการ

$$\gamma = \sqrt{(G + j\omega C)(R + j\omega L)} = \alpha + j\beta \quad (2-30)$$

โดยที่ค่า α และ β เป็นค่าคงที่การลดทอน (Attenuation Constant) และค่าคงที่ของการเปลี่ยนเฟส (Phase Constant) ตามลำดับ ซึ่งค่าคงที่ต่างๆ เหล่านี้ คือ γ, α, β รวมถึงค่า อิมพีแดนซ์ประจำสาย (Z_0) จะถูกกำหนดว่าคือ ค่าคงที่ทุติยภูมิ (Secondary Constants) เมื่อแสดงในรูปของแรงดันบนสายส่งโดยใช้ค่าคงที่การเคลื่อนที่ของคลื่นจะได้

$$V = V^+ e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} + V^- e^{\alpha z} e^{j\beta z} \quad (2-31)$$

หรือทางโดเมนเวลาจะได้

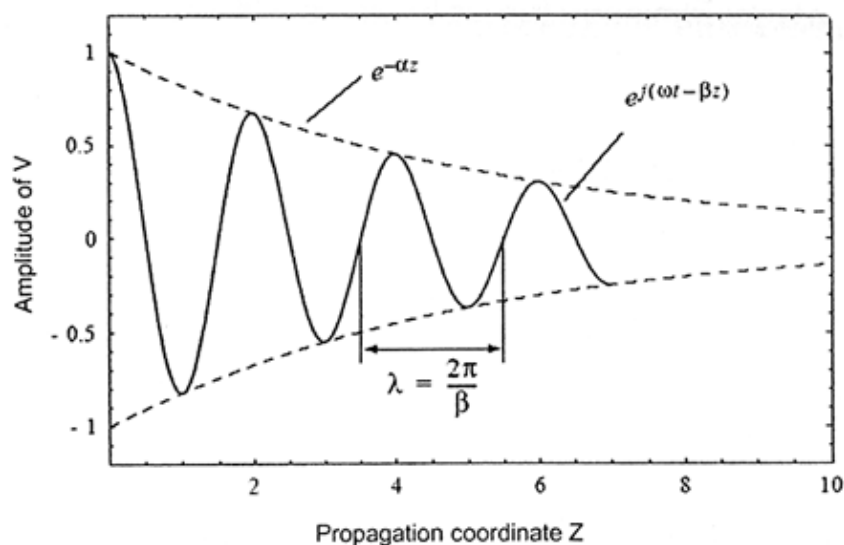
$$V(t, z) = |V^+| e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) + |V^-| e^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z) \quad (2-32)$$

$$\begin{aligned}\text{เมื่อ } \alpha &= \operatorname{Re}\left\{\sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}\right\} \quad [\text{Np/m}] \\ \beta &= \operatorname{Im}\left\{\sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}\right\} \quad [\text{rad/m}]\end{aligned}$$

โดยความหมายของ α นั้นจะเป็นตัวบอกว่า กำลังของคลื่นที่ได้ส่งไปตามสายนั้นถูกลดทอนไปในสายส่งต่อระยะทางมีมากน้อยเพียงใด และ β จะเป็นตัวบอกว่า คลื่นเมื่อเคลื่อนที่ไปในสายนำสัญญาณนั้นแล้ว จะมีค่าเฟสของสัญญาณตามระยะทางต่างๆ เปลี่ยนไปอย่างไร ดังนั้นเมื่อพิจารณาแล้วจะเห็นได้ว่า β มีความสัมพันธ์กับความยาวคลื่น λ ดังต่อไปนี้คือ

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad [\text{rad/m}] \quad (2-33)$$

โดยลักษณะคลื่นที่เดินทางตามทิศทางการเคลื่อนที่ตามแกน Z ที่แสดงความสัมพันธ์ของค่าคงที่การเคลื่อนที่ของคลื่นดังแสดงในภาพที่ 2-12



ภาพที่ 2-12 ลักษณะการเคลื่อนที่ของคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

2.5.1 การสูญเสียในวงจรไมโครสตริป

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจรไมโครสตริปจะเกิดขึ้นจากวัสดุที่นำมาใช้ในการสร้าง แบ่งได้เป็นสองส่วนคือ ที่เกิดจากตัวนำและชั้นไดอิเล็กตริก โดยสามารถทำการแยกหาค่าการสูญเสียทั้งสองนี้ได้ตามลำดับ ซึ่งโดยทั่วไปค่าการสูญเสียที่เกิดจากตัวนำจะเป็นผลโดยตรงกับความถี่ที่เพิ่มขึ้น ซึ่งทำให้เกิดการจำกัดทางเดินของสัญญาณภายในตัวนำที่เรียกว่า ค่าความลึกเชิงผิว (Skin Depth)

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu\sigma f}} \quad [\text{m}] \quad (2-34)$$

เมื่อ σ เป็นค่าความนำของตัวนำ (S/m)

μ เป็นค่าความซึมของตัวนำ (H/m)

จากค่าความลึกเชิงผิวที่ได้ สามารถนำมาหาค่าอิมพีแดนซ์ของผิวตัวนำได้ดังนี้

$$R_s = \frac{1}{\delta\sigma} \quad (2-35ก)$$

หรือ

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} \quad [\text{Ohm}] \quad (2-35ข)$$

และสามารถหาค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจรไมโครสตริปได้ดังนี้

$$\alpha_c = \frac{8.686 \times R_s}{Z_c W} \quad \text{dB/unit length} \quad (2-36)$$

เมื่อ

Z_c คือ ค่าคุณลักษณะประจำตัวของสาย

W คือ ความกว้างของสาย

สำหรับค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากชั้นไดอิเล็กตริกสามารถหาได้จาก

$$\alpha_d = 8.686\pi \left(\frac{\epsilon_{re} - 1}{\epsilon_r - 1} \right) \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{re}} \frac{\tan \delta}{\lambda_g} \quad \text{dB/unit length} \quad (2-37)$$

เมื่อ

$\tan \delta$ คือ ค่าแทนเจนต์การสูญเสียของไดอิเล็กตริก (Loss Tangent)

λ_g คือ ความยาวคลื่นของสายส่ง

2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ผู้วิจัยได้ศึกษางานวิจัยต่างๆ เพื่อเป็นแนวทางในการศึกษาวิจัย ดังต่อไปนี้

สมศักดิ์ (2543) ได้ทำการวิจัยเรื่อง การศึกษาและพัฒนาวิธีการคำนวณแบบใหม่เพื่อวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับวงจรไมโครเวฟ โดยอาศัยหลักการของคลื่นที่มีการกระทำซ้ำ (WCIP : Wave Concept Iterative Procedure) ซึ่งการคำนวณหาค่าขนาดของคลื่นที่มีการกระทำระหว่างโดเมนทางขนาดหรือพิกเซล (Pixels) ที่ปรากฏบนพื้นที่ของวงจรและโดเมนทางสเปกตรัมหรือโหมด (Modes) ที่อยู่ในชั้นของไดอิเล็กตริกหรือชั้นในอากาศ โดยใช้ฟูเรียร์ทรานสฟอร์มความเร็วสูงในการแปลงสภาพระหว่างโหมดกับขนาด ซึ่งให้ผลดีในด้านความเร็วในการประมวลผล

สมศักดิ์ และคมศักดิ์ (2546) ได้ทำวิจัยเรื่อง การวิเคราะห์รูปแบบการสูญเสียของวงจรไมโครเวฟโดยใช้การจำลองสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งเป็นการนำเสนอการศึกษาและวิเคราะห์เพื่อหารูปแบบของการสูญเสียที่เกิดขึ้นในส่วนของชั้นตัวนำ และในส่วนของชั้นไดอิเล็กตริกภายในวงจรไมโครเวฟ โดยใช้หลักการการจำลองการแพร่กระจายของคลื่นที่เคลื่อนที่อยู่ในโครงสร้างภายในของวงจรไมโครเวฟ ซึ่งจากการนำเอารูปแบบของการสูญเสียที่สร้างขึ้นมาทดสอบ ผลที่ได้จากการวิเคราะห์ ค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจรไมโครเวฟ ให้ผลลัพธ์เหมือนกันกับค่าที่ได้จากโปรแกรมจำลองที่ใช้ในทางพาณิชย์อื่นๆ

Stich (2002) ได้ทำวิจัยเรื่อง Mitigating the Effects of Cavity Resonance in Ceramic Millimetre-Wave Package เป็นงานวิจัยที่กล่าวถึง การออกแบบกล่องโครงสร้างของวงจรความถี่สูง (Package Design) ที่ไม่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรภายใน ส่งผลให้การทำงานของวงจรทำงานได้อย่างถูกต้องโดยอาศัยการวิเคราะห์ในรูปแบบของท่อนำคลื่น ซึ่งผลของการคำนวณค่าเรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นงานวิจัยนี้ ทำให้ผู้ออกแบบวงจรสามารถเลือกขนาดและวัสดุที่ใช้ในการสร้างวงจร เพื่อป้องกันการเกิดขึ้นของสภาวะเรโซแนนซ์ในวงจรได้

Rautio and Demir (2003) ได้ทำวิจัยในเรื่อง Microstrip Conductor Loss Models for Electromagnetic Analysis เป็นงานวิจัยที่กล่าวถึงรูปแบบของสนามไฟฟ้าที่ปรากฏบนวงจรไมโครสตริป โดยใช้โมเดลการคำนวณโดยอาศัยรูปแบบของอิมพีแดนซ์เชิงผิวเปรียบเทียบผลบนแบบจำลองชั้นตัวนำแบบหลายชั้น (N-Layer Model) จำลองชั้นตัวนำแบบ 2 ชั้น (Two-Layer Model) และจำลองชั้นตัวนำแบบ 1 ชั้น (One-Layer) ซึ่งสามารถใช้โมเดลดังกล่าวในการคำนวณค่าเอสพารามิเตอร์ และความต้านทานที่เกิดขึ้นบนวงจรไมโครสตริปได้อย่างถูกต้องและรวดเร็วโดยมีการเปรียบเทียบผลที่ได้จากโปรแกรมสำเร็จรูป Sonnet

Cottet, Grzyb and Troster ได้ทำวิจัยในเรื่อง Accurate Prediction of Microstrip Impedance and Attenuation at Milimeter-Wave Frequencies งานวิจัยนี้กล่าวถึงการปรับค่าผลการคำนวณของโปรแกรมจำลองสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ได้ จากโปรแกรมสำเร็จรูป 3 โปรแกรม

คือ โปรแกรม Ailent LineCalc โปรแกรม Sonnet EM Suite และโปรแกรม Ansoft HFSS เพื่อลดผลกระทบที่เกิดจากความแตกต่างทางโมเดลของโปรแกรมในแต่ละตัว

- จากการศึกษาทฤษฎีและผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องนำมาเป็นแนวทางเพื่อใช้ในการงานวิจัยได้ดังนี้
1. การศึกษาคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นภายในท่อนำคลื่น สามารถนำมาใช้ในการคำนวณการเกิดสภาวะเรโซแนนซ์ในกล่องโครงสร้างวงจรความถี่สูงได้
 2. การศึกษาและวิเคราะห์ คลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้า โดยใช้การแปลงฟูเรียร์ความเร็วสูง (Fast Fourier Transform) ร่วมกับการคำนวณแบบวนรอบ (Iterative Method) มีผลการคำนวณถูกต้องและสอดคล้องกับโปรแกรมสำเร็จรูปอื่นๆ
 3. การนำวิธีการคำนวณแบบกระทำซ้ำของคลื่น มาใช้ในการวิเคราะห์วงจรคลื่นระนาบ สามารถนำค่าพารามิเตอร์เบื้องต้นที่ได้ มาใช้ในการคำนวณค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจรไมโครเวฟได้เป็นอย่างดี อันจะช่วยลดเวลาในการคำนวณให้น้อยลง

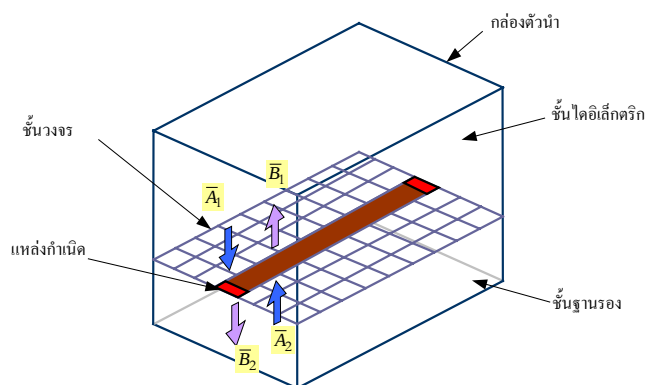
บทที่ 3

ขั้นตอนและวิธีการออกแบบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการและขั้นตอนวิธีการออกแบบการคำนวณ ตามรูปแบบที่ได้ศึกษามาแล้วจากทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง เพื่อที่จะสร้างโมเดลการคำนวณถึงค่าผลกระทบต่างๆ ที่เกิดขึ้นในวงจรไมโครเวฟ โดยอาศัยเครื่องมือในการวิจัยด้วยโปรแกรม MATLAB ทำการออกแบบโปรแกรมการคำนวณและการวิเคราะห์ผล แล้วนำผลลัพธ์ที่ได้ไปเปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎีและโปรแกรมสำเร็จรูปต่อไป

3.1 นิยามคลื่นและการคำนวณโดยอาศัยหลักการกระทำซ้ำของคลื่น

ปัจจุบันสิ่งหนึ่งที่พบในการแก้ปัญหาของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าก็คือ จำนวนสมการเมตริกซ์ที่มีขนาดใหญ่ตามความซับซ้อนของวงจรที่มีมากขึ้น โดยจะพบว่าการใช้คณิตศาสตร์มาช่วยในการแก้ปัญหาในปัจจุบันกำลังเป็นที่นิยมอย่างสูงเนื่องจากความสะดวกรวดเร็วในการคำนวณ ซึ่งในงานวิจัยนี้ก็เช่นเดียวกันที่นำเอาสมการทางคณิตศาสตร์ในรูปแบบของเมตริกซ์ ที่อาศัยการคำนวณตามหลักการของคลื่น โดยใช้สมการคลื่น (Wave Equation) คำนวณขนาดและทิศทางของคลื่นที่ตกกระทบ (Incident Wave) คลื่นสะท้อน (Reflected Wave) และคลื่นส่งผ่าน (Transmitted Wave) ที่มีการสะท้อนไปมาในโครงสร้างของวงจรร่วมกับวิธีการกระทำซ้ำ (Iterative Procedure) ซึ่งหลักการนี้สามารถที่จะคำนวณหาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก (สมศักดิ์, 2545) ที่ปรากฏในวงจรไมโครเวฟได้ ตามโครงสร้างของวงจรความถี่สูงดังแสดงในภาพที่ 3-1



ภาพที่ 3-1 คลื่นในโครงสร้างวงจรความถี่สูง

จากภาพที่ 3-1 จะแยกส่วนของโครงสร้างได้เป็นสองชั้น คือ ส่วนของฐานรองไดอิเล็กตริก (Dielectric Substrate) และชั้นของอากาศ โดยส่วนที่แบ่งพื้นที่ทั้งสองจะเป็นส่วนของวงจรที่มีลักษณะเป็นระนาบชั้นที่ไม่ต่อเนื่อง (Discontinuity Plane) ทว่าพื้นที่ที่ทำให้คลื่นที่วิ่งผ่านระหว่างชั้นไดอิเล็กตริกกับชั้นอากาศมีลักษณะที่ไม่ต่อเนื่องเช่นเดียวกัน โดยกระบวนการกระทำซ้ำของคลื่นจะอาศัยการเกิดขึ้นของสนามไฟฟ้า $\bar{E}_i$ และความหนาแน่นเชิงกระแส $\bar{J}_i$ ในทอมความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนตามสมการที่ (3-1)

$$\bar{A}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}}(\bar{E}_i + Z_{0i}\bar{J}_i) \quad (3-1ก)$$

$$\bar{B}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}}(\bar{E}_i - Z_{0i}\bar{J}_i) \quad (3-1ข)$$

เมื่อ i คือ ชั้นของโครงสร้าง (ไดอิเล็กตริก, อากาศ)

Z_0 คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของชั้น

$\bar{E}$ และ $\bar{J}$ คือ สนามไฟฟ้าและกระแสเชิงผิว ที่ผ่านพื้นผิวที่มีค่าอิมพีแดนซ์ Z_0

เมื่อพิจารณาวงจรไมโครเวฟที่มีโครงสร้างปิดด้วยกล่องโลหะ โดยมีส่วนของวงจรที่เป็นตัวนำวางอยู่บนชั้นไดอิเล็กตริก โดยอาศัยหลักการวิเคราะห์ด้วยกระบวนการกระทำซ้ำของคลื่นที่สะท้อนไปมาในโครงสร้างของวงจร จะมีการจำแนกรูปแบบของคลื่นออกเป็นสองโดเมน ได้แก่ โดเมนทางตำแหน่ง (Spatial Domain : Pixels) ซึ่งใช้สำหรับคลื่นที่สัมผัสผิวของวงจร โดยที่พื้นที่ทั้งหมดจะถูกแบ่งออกเป็นพื้นที่สี่เหลี่ยมเล็กๆ ซึ่งจะมีทั้งหมด $M \times N$ พิกเซล โดยมีค่าปรากฏอยู่ตามตำแหน่งพื้นที่ทั้งหมดของวงจร และโดเมนทางสเปกตรัม (Spectral Domain : Modes) ใช้สำหรับคลื่นที่ปรากฏอยู่ภายนอกของวงจรหรือในชั้นของไดอิเล็กตริก ซึ่งก็จะปรากฏค่าขององค์ประกอบของคลื่นที่มีอยู่หลายโหมด อันเนื่องจากการหักเหและการกระจายของคลื่นตามคุณสมบัติของส่วนประกอบของวงจรมันเอง โดยการเชื่อมโยงหรือการแปลงสภาพระหว่างคลื่นทั้งสองโดเมนนี้ จะอาศัยตัวแปลงสภาพของโหมดความเร็วสูง (Fast Modal Transform) ซึ่งอาศัยหลักการของฟูเรียร์ทรานสฟอร์มความเร็วสูง (FFT : Fast Fourier Transform) คำนวณร่วมกับการแปลงสภาพค่าขนาดของคลื่นบนผิวของวงจร ให้อยู่ในรูปขนาดของคลื่นในโหมด TE และ TM โดยมีลักษณะความสัมพันธ์ของคลื่นที่ผ่านระนาบบนชั้นวงจร และฝาปิดของกล่องโครงสร้างได้ดังสมการที่ (3-2) และสามารถแสดงขั้นตอนการคำนวณได้ดังภาพที่ 3-2

$$B = \bar{S}A \quad (3-2ก)$$

$$A = \bar{I}B \quad (3-2ข)$$

เมื่ออาศัยความสัมพันธ์ของสมการทั้งสองจะเห็นว่าพารามิเตอร์ที่สำคัญคือ ค่าพารามิเตอร์เอสของระนาบชั้นของวงจรที่อยู่ระหว่างชั้นไดอิเล็กตริกทั้งสอง รวมถึงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Reflection Coefficient) ของกล่องตัวโลหะ เมื่อนำความสัมพันธ์ของคลื่นภายในโครงสร้างมารวมกัน ทำให้สามารถอธิบายได้ว่า เมื่อคลื่น B_0 ที่ออกจากแหล่งกำเนิดเริ่มแรกที่เกิดบนระนาบตัวนำของแหล่งกำเนิดมีการสะท้อนกลับไปยังกล่องตัวนำ และเมื่อคลื่นกระทำซ้ำภายในเป็นจำนวน k ครั้ง ในโครงสร้างจะให้ความสัมพันธ์รวมของสมการ ดังนี้

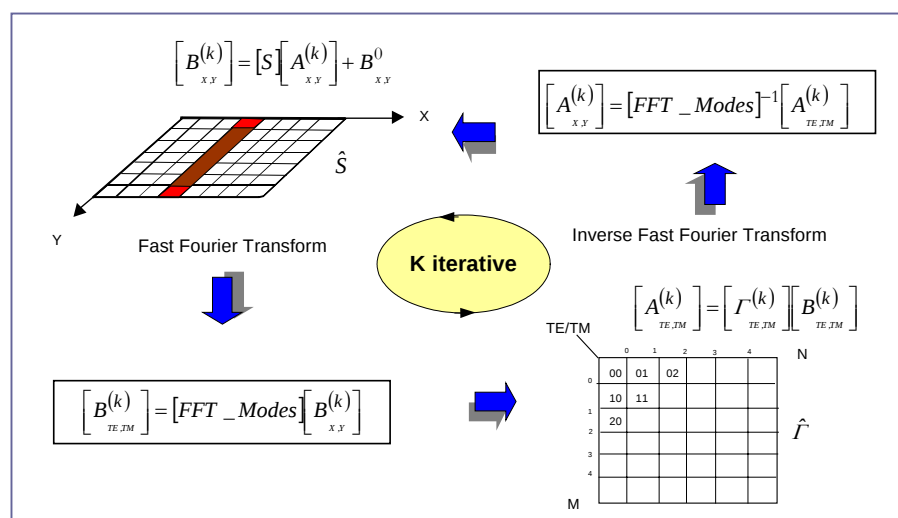
$$\begin{bmatrix} B_i \\ B_i \end{bmatrix}^k = \begin{bmatrix} S_t & S_t \\ S_t & S_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Gamma_i & 0 \\ 0 & \Gamma_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_i \\ B_i \end{bmatrix}^k + \begin{bmatrix} S_t B_0 \\ S_t B_0 \end{bmatrix}^{(0)} \quad (3-3)$$

เมื่อ i คือ ชั้นของโครงสร้าง (ไดอิเล็กตริก, อากาศ)

k คือ จำนวนรอบการกระทำซ้ำ

$S_t = S_m + S_d + S_s$ คือ เอสพารามิเตอร์ของส่วนที่เป็นโลหะ ไดอิเล็กตริกและแหล่งกำเนิดตามลำดับ

B_0 = คลื่นเริ่มต้นที่ได้จากแหล่งจ่าย

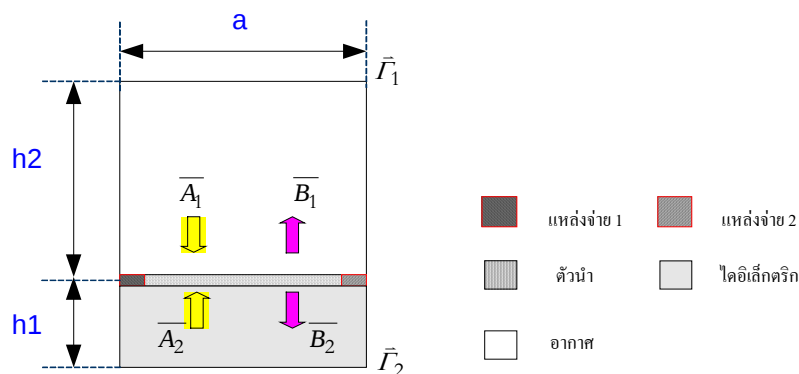


ภาพที่ 3-2 ขั้นตอนการคำนวณของวิธีกระทำซ้ำของคลื่น

วิธีการคำนวณของคลื่นที่มีการกระทำซ้ำนั้น จะเริ่มต้นด้วยคลื่นที่อยู่ในโดเมนทางตำแหน่ง ซึ่งเป็นคลื่นที่ตกกระทบบนชั้นวงจรควบกับค่าเอสพารามีเตอร์ของระนาบชั้น และบวกด้วยค่าเริ่มต้นของคลื่นที่ถูกส่งเข้าไปด้วยการกระตุ้นจากแหล่งจ่าย ซึ่งจะได้คลื่นที่สะท้อนออกมาจากระนาบชั้นของวงจรในโดเมนทางตำแหน่ง หลังจากนั้นจะถูกแปลงโดยใช้การแปลงฟูเรียร์ความเร็วสูงที่เป็นคลื่นสะท้อนเช่นเดียวกันในโดเมนทางสเปกตรัม แล้วจึงนำคลื่นที่ได้ไปคูณกับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของฝากลองโลหะในโครงสร้างทั้งด้านบนและด้านล่าง ก็จะได้คลื่นตกกระทบในโดเมนทางสเปกตรัม จากนั้นทำการนำคลื่นที่ได้แปลงกลับจากโดเมนทางสเปกตรัมเป็นโดเมนทางตำแหน่งอีกครั้ง โดยใช้การแปลงผกผันฟูเรียร์ความเร็วสูงก็จะได้คลื่นตกกระทบที่ปรากฏบนวงจร โดยจะเป็นการกระทำซ้ำไปซ้ำมาของกระบวนการดังกล่าวตามจำนวนรอบที่ได้กำหนดไว้ จนกระทั่งเอสพารามีเตอร์ของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนมีค่าบรรจบกัน หรือมีค่าใกล้เคียงศูนย์ซึ่งทำให้เกิดการลู่เข้าของคลื่นรวม (Convergence) จากกระบวนการดังกล่าวสามารถแยกเป็นขั้นตอนในการคำนวณได้ดังนี้

3.1.1 ขั้นตอนที่หนึ่ง

เมื่อพิจารณาพื้นผิวในชั้นระนาบของวงจรที่เป็นลักษณะแบบไม่ต่อเนื่อง (Discontinuity) ตลอดทั่วพื้นผิวดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น โดยขั้นตอนแรกเป็นการแปลงรูปแบบของวงจรให้อยู่ในรูปของสมการทางคณิตศาสตร์ โดยสามารถจำแนกได้ตามความไม่ต่อเนื่องของคลื่นที่ผ่านชั้นของวงจรได้เป็น 3 ส่วน แสดงดังภาพที่ 3-3 คือ ส่วนของตัวนำ (Conductor) ส่วนของไดอิเล็กตริก (Dielectric) และแหล่งกำเนิด (Source)



ภาพที่ 3-3 แสดงโครงสร้างด้านข้างของวงจร

คลื่นสะท้อนที่ผ่านชั้นของแผ่นวงจรเมื่อทำการแปลงจากรูปแบบของวงจรเป็นรูปแบบของเมตริกซ์จะให้ความสัมพันธ์คือ

(3-4)

$$B_{i_{x,y}}^{(k)} = S_t \cdot A_{i_{x,y}}^{(k)} + B_{i_{x,y}}^{(0)}$$

เมื่อ $A_{i_{x,y}}^{(k)}$ คือ คลื่นตกกระทบในชั้น i ที่กระบวนการกระทำซ้ำที่ k

$B_{i_{x,y}}^{(k)}$ คือ คลื่นสะท้อนในชั้น i ที่กระบวนการกระทำซ้ำที่ k

$B_{i_{x,y}}^{(0)} = \frac{E_0}{2\sqrt{Z_{0i}}}$ คือค่าเริ่มต้นของคลื่นที่ได้จากแหล่งกำเนิด

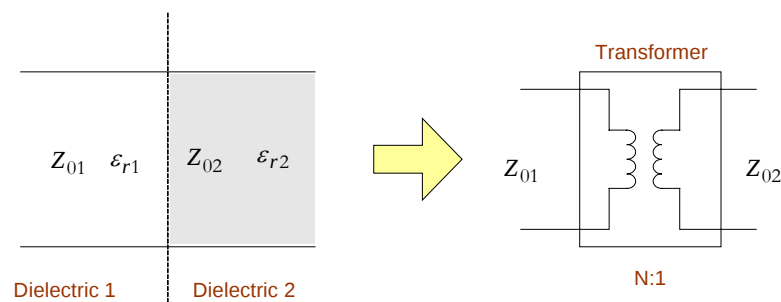
ในส่วนของชั้นตัวนำ จะได้สนามไฟฟ้าที่ปรากฏบริเวณรอยต่อ $\bar{E}_1 = \bar{E}_2 = 0$ เมื่ออาศัยสมการที่ (3-1) จะได้

$$\sqrt{Z_{01}}(\bar{A}_1 + \bar{B}_1) = \sqrt{Z_{02}}(\bar{A}_2 + \bar{B}_2) = 0 \quad (3-5)$$

สามารถเขียนในรูปของเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

ในบริเวณรอยต่อของชั้นไดอิเล็กตริกทั้งสองที่มีคุณลักษณะต่างกัน สามารถแทนด้วยวงจรเทียบเคียงของหม้อแปลง ดังแสดงในภาพที่ 3-4



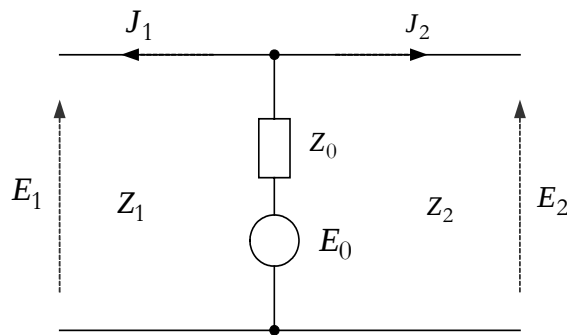
ภาพที่ 3-4 วงจรเทียบเคียงชั้นรอยต่อที่เป็นไดอิเล็กตริก

และจากความสัมพันธ์ของสนามไฟฟ้า $\bar{E}_1 + \bar{E}_2 \neq 0$ และ $\bar{J}_1 + \bar{J}_2 = 0$ จะได้สมการคลื่นดังนี้

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1-N^2}{1+N^2} & \frac{2N}{1+N^2} \\ \frac{2N}{1+N^2} & -\frac{1-N^2}{1+N^2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

เมื่อ $N = \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}}$

ในส่วนของแหล่งกำเนิดจะหาความสัมพันธ์ของสนามไฟฟ้า และกระแสที่ไหลผ่านตัวนำ คือ $\bar{E}_1 = \bar{E}_2 = \bar{E}_0 - Z_0(\bar{J}_1 + \bar{J}_2)$ โดยที่ $\bar{E}_0$ และ Z_0 คือ ค่าของสนามไฟฟ้าและอิมพีแดนซ์ ภายในของแหล่งกำเนิด จะได้สมการคลื่นดังสมการที่ (3-8) และสามารถแสดงวงจรเทียบเคียงได้ ดังภาพที่ 3-5



ภาพที่ 3-5 วงจรเทียบเคียงชั้นรอยต่อที่เป็นแหล่งกำเนิด

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1+n_1-n_2}{1+n_1+n_2} & \frac{2m}{1+n_1+n_2} \\ \frac{2m}{1+n_1+n_2} & \frac{-1-n_1+n_2}{1+n_1+n_2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

เมื่อ $m = \frac{Z_0}{\sqrt{Z_1 Z_2}}, n_1 = \frac{Z_0}{Z_1}, n_2 = \frac{Z_0}{Z_2}$

โดยที่ Z_1 และ Z_2 คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของชั้นไดอิเล็กตริกที่ 1 และ 2 ตามลำดับ

3.1.2 ขั้นตอนที่สอง

เป็นขั้นตอนของการแปลงจากโดเมนทางตำแหน่งไปยังโดเมนทางสเปกตรัม โดยใช้การกระทำทางคณิตศาสตร์ ซึ่งก็คือการแปลงด้วยฟูเรียร์ความเร็วสูงให้เป็นค่าของคลื่นในโหมด TE และ TM ดังนี้

$$\begin{bmatrix} B_i^{TE} \\ B_i^{TM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{n}{\sqrt{m^2 + n^2}} & \frac{-m}{\sqrt{m^2 + n^2}} \\ \frac{m}{\sqrt{m^2 + n^2}} & \frac{n}{\sqrt{m^2 + n^2}} \end{bmatrix} FFT \begin{bmatrix} B_{i_{x,y}} \\ B_{i_{x,y}} \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

เมื่อ m, n คือ ลำดับของโหมด TE และ TM

a, b คือ ขนาดความกว้างของกล่องโลหะ

3.1.3 ขั้นตอนที่สาม

เป็นการคำนวณค่าของคลื่นที่ได้จากการสะท้อนกลับจากฝากล่องโลหะโดยอาศัยความสัมพันธ์ดังนี้

$$A_i^{\alpha(k)} = \Gamma_{\alpha,i} B_i^{\alpha(k-1)} \quad (3-10)$$

เมื่อ $\Gamma_{\alpha,i}$ คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนในชั้นไดอิเล็กตริก i ในโหมด ($\alpha = TE \text{ or } TM$)

$$\Gamma_{\alpha,i} = \begin{bmatrix} \Gamma_i^{TE} & 0 \\ 0 & \Gamma_i^{TM} \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

เมื่อ $\Gamma_i^{\alpha} = \frac{1 - Z_{0i} Y_{mn}^{\alpha} \text{Coth}(\gamma_i)}{1 + Z_{0i} Y_{mn}^{\alpha} \text{Coth}(\gamma_i)}$

$$Y_{mn}^{TE} = \frac{\gamma_{mn}}{j\omega\mu_0}, \text{ และ } Y_{mn}^{TM} = \frac{j\omega\epsilon_0}{\gamma_{mn}}$$

$$\gamma_{mn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - \epsilon_r k_0^2}$$

k_0 คือ wave number ของอากาศ

3.1.4 ขั้นตอนที่ดี

เป็นการแปลงสภาพกลับจากคลื่นในโหมด TE และ TM ให้กลับคืนอยู่ในรูปสมการของคลื่นในโดเมนทางตำแหน่งโดยใช้การแปลงกลับฟูเรียร์ความเร็วสูง (Inverse Fast Fourier) ดังแสดงได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} A_{i_{x,y}} \\ A_{i_{x,y}} \end{bmatrix} = [FFT^{-1}] \cdot \begin{bmatrix} \frac{n}{\sqrt{m^2 + n^2}} & \frac{m}{\sqrt{m^2 + n^2}} \\ -m & n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{m,n}^{TE} \\ A_{m,n}^{TM} \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

ดังนั้นจากความสัมพันธ์ของสมการข้างต้น สามารถคำนวณหาค่าคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนในโหมด TE และ TM ในเทอมของสนามไฟฟ้าและความหนาแน่นเชิงกระแสดังนี้

$$J_i^{(k)} = \frac{1}{\sqrt{Z_{0i}}} (A_i^{(k)} - B_i^{(k)}) \quad (3-13)$$

$$E_i^{(k)} = \frac{1}{\sqrt{Z_{0i}}} (A_i^{(k)} + B_i^{(k)}) \quad (3-14)$$

ดังนั้นจะสามารถหาค่าพารามิเตอร์อิมพีแดนซ์ (Z) และแอดมิตแตนซ์ (Y) ของวงจรได้จากความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

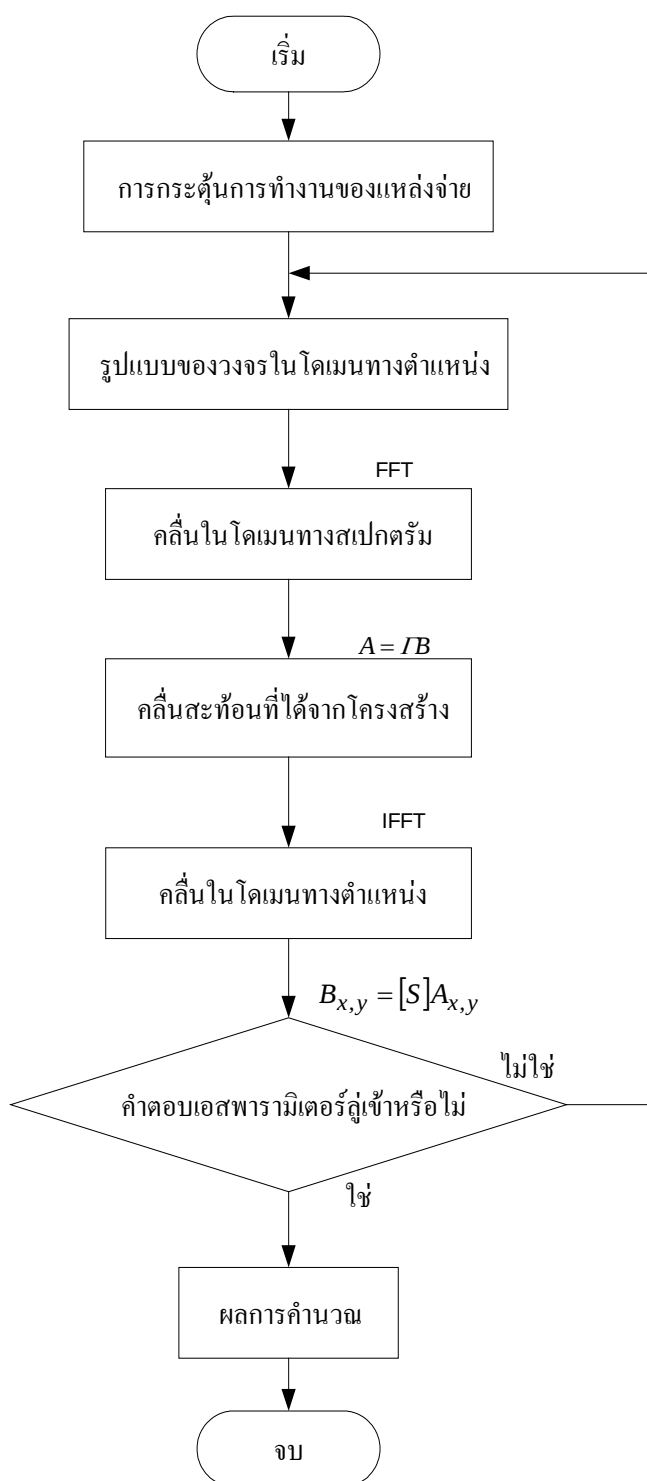
$$Z = \frac{1}{Y} = \sum_{x,y} \left(\frac{E_{i_{x,y}}}{J_{i_{x,y}}} \right) \quad (3-15)$$

และสามารถหาค่าเอสพารามิเตอร์ได้ จากการแปลงอิมพีแดนซ์พารามิเตอร์ดังนี้

$$S = \left\{ \frac{Z - [U]}{Z + [U]} \right\} \quad (3-16)$$

เมื่อ $[U]$ คือ เมตริกซ์เอกลักษณ์

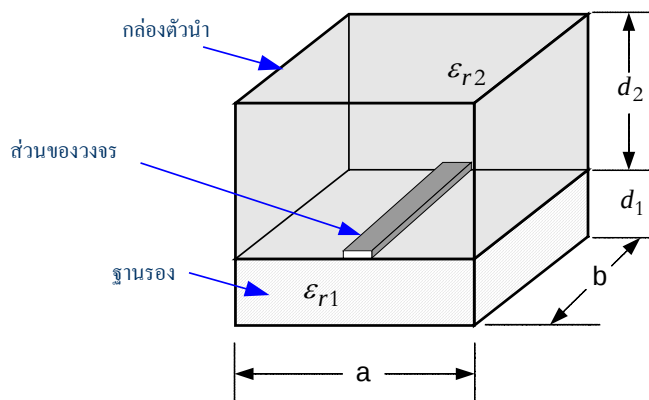
ดังนั้นจากขั้นตอนดังกล่าวทั้ง 4 ขั้นตอน สามารถสรุปผังงานของการคำนวณด้วยวิธีการ
กระบวนการทำซ้ำของคลื่นได้ดังนี้



ภาพที่ 3-6 ขั้นตอนการคำนวณของวิธีกระทำซ้ำของคลื่น

3.2 การคำนวณความถี่เรโซแนนซ์ในโครงสร้างวงจรไมโครเวฟ

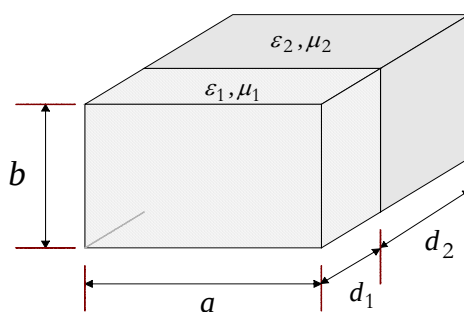
ในส่วนนี้เป็นการศึกษาและวิเคราะห์หาความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นในวงจรความถี่สูง ซึ่งเป็นผลกระทบส่วนหนึ่งที่สำคัญต่อการทำงานของวงจรไมโครเวฟ โดยผลดังกล่าวอาจทำให้เกิดความผิดพลาดในการทำงานของวงจรในช่วงความถี่นั้น ซึ่งจะทำความเสียหายต่อวงจรได้ ดังนั้นในการออกแบบวงจรไมโครเวฟ จึงจำเป็นต้องมีการคำนวณถึงค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่จะเกิดขึ้นในวงจรก่อน ซึ่งจะช่วยลดเวลาที่เสียไปจากการสร้างที่ไม่ได้คำนึงถึงผลกระทบในส่วนนี้ โดยที่ผลกระทบในส่วนนี้เป็นผลจากขนาดของกล่องปิด และชั้นของไดอิเล็กทริกภายในโครงสร้าง รายละเอียดโครงสร้างของวงจรที่นำมาศึกษาในส่วนนี้ แสดงได้ในภาพที่ 3-7 ซึ่งจะประกอบไปด้วยส่วนของวงจรความถี่สูงและฐานรองของวงจรภายในกล่องตัวนำที่คลุมส่วนของวงจรไว้เป็นผนังปิดทั้ง 6 ด้าน โดยมีความกว้าง ความยาวและความสูง a , b และ d ตามลำดับ



ภาพที่ 3-7 โครงสร้างของวงจรความถี่สูง

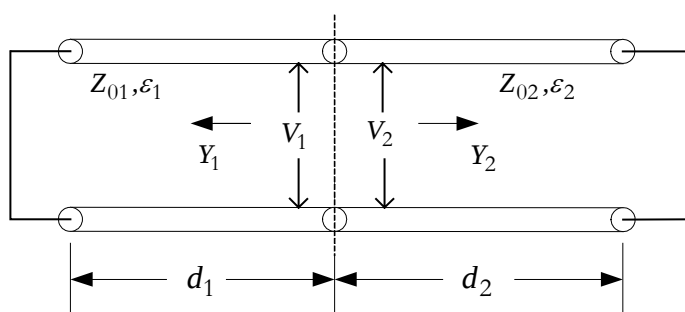
3.2.1 ขั้นตอนและวิธีการคำนวณ

จากโครงสร้างดังที่ได้กล่าวมาแล้ว เมื่อพิจารณาชั้นไดอิเล็กทริกและขนาดของกล่องโครงสร้าง โดยไม่คำนึงถึงส่วนที่เป็นวงจรภายใน สามารถเขียนโครงสร้างใหม่ได้ในรูปแบบของท่อนำคลื่นที่มีชั้นไดอิเล็กทริกต่างชนิดกัน 2 ชั้น ที่มีค่าสภาพยอมไฟฟ้า (Permittivity : ϵ) และค่าความซึมแม่เหล็ก (Permeability : μ) ต่างกันตามคุณลักษณะของไดอิเล็กทริกที่นำมาใช้ และมีความยาวของชั้นตามความยาว d_1 และ d_2 ต่อกันตามลำดับ ดังแสดงได้ในภาพที่ 3-8 สามารถเรียกโครงสร้างดังกล่าวได้ว่าเป็นโครงสร้างท่อนำคลื่นแบบผสม (Hybrid Waveguide)



ภาพที่ 3-8 โครงสร้างท่อนำคลื่นแบบผสม

วงจรท่อนำคลื่นแบบผสมเมื่อทำการปิดผนังของท่อด้วยตัวนำทั้งสองด้าน จะพบว่าปลายทั้งสองด้านของท่อนำคลื่นทั้งสองจะเสมือนการต่อแบบลัดวงจร (Short Circuit) สามารถเขียนวงจรเทียบเคียงในรูปของวงจรสายส่งได้ดังภาพที่ 3-9



ภาพที่ 3-9 วงจรเทียบเคียงของท่อนำคลื่นแบบผสม

เมื่อพิจารณาถึงผนังปิดทั้ง 2 ด้านของท่อนำคลื่น ซึ่งสามารถมองได้ว่าเป็นวงจรที่ต่อด้านปลายสายแบบลัดวงจรต่อกันโดยมีค่าอิมพีแดนซ์และค่าสภาพยอมไฟฟ้าของวงจร คือ Z_{01} , ϵ_1 , Z_{02} และ ϵ_2 ตามลำดับ เมื่อพิจารณาถึงเงื่อนไขขอบเขตของระบบวงจรปิดทั้งสองสามารถเขียนสมการที่รอยต่อของชั้นวงจรตัวนำได้ดังนี้

$$\begin{aligned} V_1 &= V_2 \\ I_1 + I_2 &= 0 \\ \frac{I_1}{V_1} + \frac{I_2}{V_2} &= 0 \end{aligned} \quad (3-17ก)$$

หรือ

$$Y_1 + Y_2 = 0 \quad (3-17ข)$$

$$Y_1 = \frac{1}{Z_1} = \frac{1}{Z_{01} \tanh \gamma_1 d_1} \quad (3-18ก)$$

$$Y_2 = \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_{02} \tanh \gamma_2 d_2} \quad (3-18ข)$$

เมื่อ $Z_{0z(TE)} = \frac{j\omega\mu}{\gamma}$

จะได้ความสัมพันธ์ของสมการในวงจรสำหรับโหมด TE ดังนี้

$$\frac{\tanh \gamma_2 d_2}{\tanh \gamma_1 d_1} + \frac{\gamma_2}{\gamma_1} = 0 \quad (3-19)$$

เมื่อ $Z_{0z(TM)} = \frac{\gamma}{j\omega\epsilon_r}$

จะได้ความสัมพันธ์ของสมการในวงจรสำหรับโหมด TM ดังนี้

$$\frac{\tanh \gamma_2 d_2}{\tanh \gamma_1 d_1} + \frac{\gamma_1 \epsilon_2}{\gamma_2 \epsilon_1} = 0 \quad (3-20)$$

เมื่อ $\gamma_i = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2 - (\omega_c)^2 \mu \epsilon_0 \epsilon_i}$ (3-21)

i คือ ลำดับชั้น 1, 2

โดยมีค่า wave number ของกล่องควิตี่สี่เหลี่ยม คือ

$$k_{mnl} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2} \quad (3-22)$$

จากสมการที่ (3-21) ข้างต้น เป็นค่าคงตัวการแพร่กระจายของคลื่นในกล่องโครงสร้างแบบเนื้อเดียว เมื่อนำมาวิเคราะห์ถึงโครงสร้างจริงของวงจรต้องมีการเพิ่มค่าสัมประสิทธิ์ของชั้นฐานรองที่ใช้ในการคำนวณด้วยการคูณกับค่าของ wave number ดังสมการที่ (3-23)

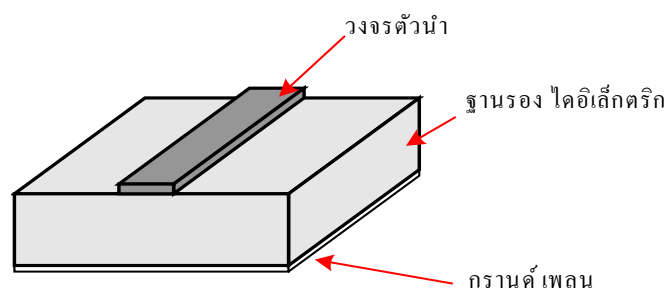
$$\frac{1}{\epsilon_{rc}} = 1 - \frac{d_1}{d_2} \left(1 - \frac{1}{\epsilon_r} \right) \quad (3-23)$$

ดังนั้นจะได้ค่าของ γ_i ดังนี้ คือ

$$\gamma_i = \sqrt{\left\{ \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d} \right)^2 \right\} \left\{ 1 - \frac{d_1}{d_2} \left(1 - \frac{1}{\epsilon_r} \right) \right\} - (\omega_c)^2 \mu \epsilon_0 \epsilon_i} \quad (3-24)$$

3.3 การสูญเสียในวงจรไมโครเวฟ

ภายในวงจรไมโครเวฟความถี่สูงที่อยู่ในรูปแบบของวงจรไมโครสตริป จะประกอบไปด้วยชั้นของตัวนำหรือส่วนของวงจร และชั้นไดอิเล็กตริกซึ่งเป็นฐานรอง (Substrate) ดังแสดงในภาพที่ 3-10 ซึ่งเป็นโครงสร้างที่เห็นได้ทั่วไปของวงจรไมโครสตริป โดยทั่วไปการศึกษาและวิเคราะห์เพื่อหาคุณสมบัติเฉพาะของวงจรไมโครเวฟ มักกำหนดให้โครงสร้างของวงจรไม่มีค่าของการสูญเสีย (Lossless) เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์และคำนวณผล แต่ในทางปฏิบัติการออกแบบและสร้างวงจรไมโครเวฟเหล่านี้ จะไม่สามารถหลีกเลี่ยงค่าของการสูญเสีย (Lossy) ที่เกิดขึ้นภายในของวัสดุต่างๆ ที่นำมาใช้ได้ ทั้งนี้เป็นผลจากการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของวัสดุที่ใช้เมื่อนำมาใช้งานในย่านความถี่สูง



ภาพที่ 3-10 โครงสร้างวงจรไมโครสตริป

ดังนั้นการวิเคราะห์เพื่อหาคุณสมบัติเฉพาะที่แท้จริงของวงจรไมโครเวฟ จึงมีค่าของการสูญเสียรวมอยู่ด้วยซึ่งจะทำให้การคำนวณมีความยุ่งยากและซับซ้อนมากยิ่งขึ้น โดยสามารถที่จะจำแนกถึงค่าการสูญเสียในวงจรไมโครสตริปได้เป็น 2 ส่วน คือ การสูญเสียที่เกิดขึ้นจากตัวนำและการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากชั้นของฐานรองไดอิเล็กตริก ดังที่จะได้กล่าวอธิบายถึงหลักการขั้นตอนการคำนวณตามลำดับ ดังต่อไปนี้

3.4 การคำนวณการสูญเสียที่เกิดจากตัวนำ (Conductor Loss)

เมื่อพิจารณาคลื่นระนาบที่เดินทางในตัวกลางที่มีค่าการสูญเสีย จะพบว่าจำนวนจริงของปริมาณเชิงซ้อนของค่าคงที่การแพร่กระจายคลื่นจะมีค่าไม่เท่ากับศูนย์ ($\alpha \neq 0$) ดังนั้นสามารถพิจารณาถึงคุณลักษณะค่าคงที่การแพร่กระจายคลื่นในตัวกลางที่มีค่าการสูญเสียได้ดังนี้

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)} \quad (3-25)$$

เมื่อกำหนดให้ $\frac{\sigma}{\omega\epsilon} \gg 1$

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu\sigma\left(1 + j\frac{\omega\epsilon}{\sigma}\right)} \approx \sqrt{j\omega\mu\sigma} \quad (3-26)$$

เพราะว่า $\sqrt{j} = \frac{(1+j)}{\sqrt{2}}$ และเมื่อแทนลงในสมการที่ (3-25) จะได้

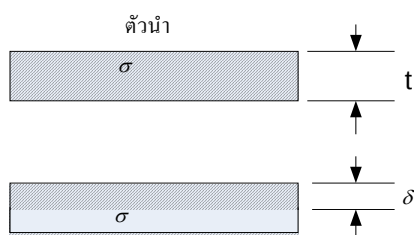
$$\gamma = \sqrt{\omega\mu\sigma}\left(\frac{1+j}{\sqrt{2}}\right) \quad (3-27)$$

จะได้ค่าคงที่การลดทอน (Attenuation Constant : α) เท่ากับ

$$\alpha = \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} \quad [\text{Np/m}] \quad (3-28)$$

ฉะนั้นสามารถกล่าวได้ว่าค่าคงที่การลดทอนจะเป็นส่วนผกผันตรงกับค่าความถี่ซึ่งเป็นผลทำให้คลื่นระนาบเมื่อเดินทางผ่านตัวกลางนั้นขนาดของคลื่นจะถูกลดทอนด้วยตัวประกอบของค่าคง

ที่การลดทอน (Attenuation Constant : α) หรือกล่าวในอีกกรณีหนึ่งได้ว่าเป็นผลทำให้กระแสที่เคลื่อนที่ผ่านตัวนำจะถูกลดทอนไปด้วยตัวประกอบของความลึกผิวของตัวนำ (Skin Depth : δ) โดยความลึกผิวจะเป็นส่วนกลับของความถี่ดังแสดงในภาพที่ 3-11



ภาพที่ 3-11 โครงสร้างของตัวนำจากความลึกผิว

สามารถคำนวณค่าความลึกผิวของตัวนำได้ดังนี้

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu \sigma f}} \quad [\text{m}] \quad (3-29)$$

เมื่อ μ = permeability (H/m)
 σ = ค่าความนำ (S/m)
 f = ความถี่ (Hz)

เมื่อพิจารณาสมการคลื่นระนาบในตัวนำของสมการแมกซ์เวลล์ ค่าอิมพีแดนซ์เชิงผิว Z_s สามารถหาได้จากสมการคลื่นระนาบในตัวนำ ซึ่งเป็นอัตราส่วนองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสกับความหนาแน่นของกระแสในตัวนำดังนี้

$$Z_s = \frac{E_t}{J_s} \quad [\text{Ohm}] \quad (3-30)$$

เมื่อเขียนในเทอมของค่าอิมพีแดนซ์และพิจารณาค่าว่าเป็นอิมพีแดนซ์เชิงผิวในตัวกลางที่เป็นตัวนำที่ดี สามารถแทนค่าได้ดังนี้

$$Z_s = R_s + jX_s = (1 + j) \sqrt{\frac{\pi \mu f}{\sigma}} \quad (3-31)$$

ทำให้ได้ค่าความต้านทานเชิงผิวต่อหน่วยความยาวดังนี้

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi \mu f}{\sigma}} = \frac{1}{\delta \sigma} \quad [\text{Ohm}] \quad (3-32)$$

การคำนวณค่าสูญเสียที่เกิดขึ้นในผิวดำนำในวงจรสายส่งในไมโครสตริป โดยส่วนมากแล้วนิยมพิจารณาในรูปของความต้านทานเชิงผิวที่เกิดขึ้นซึ่งจะเป็นความสัมพันธ์กับค่าการสูญเสียในตัวนำคือ

$$\alpha_c = \frac{8.686 \times R_s}{W} \times Z_0 \quad \text{dB/unit length} \quad (3-33)$$

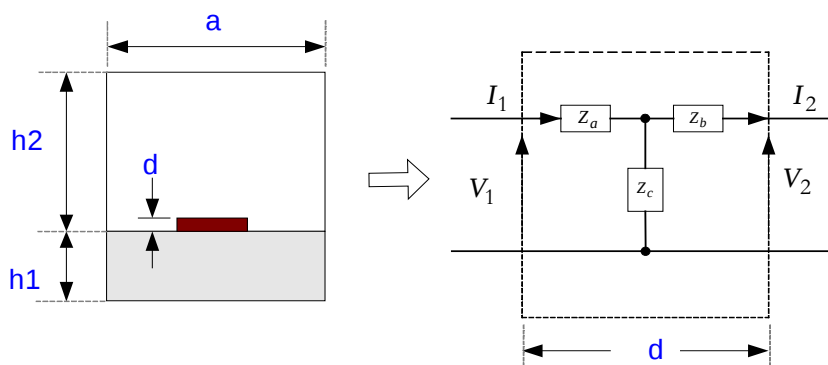
เมื่อ W = ค่าความกว้างของไมโครสตริป

Z_0 = ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสาย

R_s = ความต้านทานเชิงผิวของสาย

3.4.1 รูปแบบจำลองการสูญเสียภายในชั้นตัวนำ

ในการคำนวณคลื่นระนาบในวงจรไมโครสตริป สามารถคำนวณหาค่าคงที่การสูญเสียภายในตัวนำเมื่อพิจารณาเฉพาะโครงสร้างของตัวนำที่มีการสูญเสีย โดยแสดงในเทอมของค่าความนำ (Conductivity) และขนาดความหนา (d) ของแผ่นตัวนำที่นำมาออกแบบใช้ สามารถเขียนวงจรเทียบเคียงของชั้นของตัวนำได้ดังภาพที่ 3-12



ภาพที่ 3-12 วงจรเทียบเคียงการสูญเสียของชั้นตัวนำ

จากวงจรเทียบเคียง เป็นการนำเสนอส่วนของแผ่นตัวนำที่แสดงได้ในรูปแบบวงจรข่ายงานแบบที (T-Network) สามารถเขียนสมการในรูปแบบเมทริกซ์ของอิมพีแดนซ์พารามิเตอร์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (3-34)$$

เมื่อส่วนประกอบของอิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับ

$$Z_{11} = Z_{12} = -Z_0 \coth \gamma d \quad (3-35ก)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = -Z_0 \frac{1}{\sinh \gamma d} \quad (3-35ข)$$

ความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์ที่มีค่าความหนา Z_a , Z_b ของตัวนำได้ดังนี้

$$Z_a = Z_{11} - Z_{12} = \frac{j\omega\mu}{\gamma} \left\{ \coth(\gamma d) - \frac{1}{\sinh(\gamma d)} \right\} \quad (3-36ก)$$

$$Z_b = Z_{22} - Z_{21} = \frac{j\omega\mu}{\gamma} \left\{ \coth(\gamma d) - \frac{1}{\sinh(\gamma d)} \right\} \quad (3-36ข)$$

และอิมพีแดนซ์ของพื้นผิว (Surface Impedance) มีค่า ดังนี้

$$Z_c = Z_{12} = \frac{j\omega\mu}{\gamma} \left\{ \frac{1}{\sinh(\gamma d)} \right\} \quad (3-36ค)$$

เมื่อพิจารณาจากวงจรเทียบเคียง กำหนดให้ค่าความหนาของแผ่นตัวนำมีค่ามากกว่าค่าความลึกของผิว ดังนั้นสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนในเทอมของเอสพารามิเตอร์ (S-Parameter) โดยอาศัยการแปลงจาก อิมพีแดนซ์พารามิเตอร์ ได้ดังนี้

$$S = \begin{bmatrix} \frac{(Z_a + Z_b - Z_1)(Z_b + Z_c + Z_2) - Z_c^2}{D} & \frac{2Z_c\sqrt{Z_1Z_2}}{D} \\ \frac{2Z_c\sqrt{Z_1Z_2}}{D} & \frac{(Z_a + Z_c + Z_1)(Z_b + Z_c - Z_2) - Z_c^2}{D} \end{bmatrix} \quad (3-37)$$

$$\text{เมื่อ } D = (Z_a + Z_c + Z_1)(Z_b + Z_c + Z_2) - Z_c^2$$

สมการดังกล่าวเป็นการอธิบายถึงความสัมพันธ์ของคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายบนส่วนของตัวนำที่มีการสูญเสียภายในวงจรไมโครสตริป

3.5 การคำนวณการสูญเสียที่เกิดจากชั้นไดอิเล็กตริก (Dielectric Loss)

การสูญเสียที่เกิดขึ้นจากชั้นไดอิเล็กตริกในวงจรไมโครเวฟ จะกำหนดในเทอมของค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Dielectric Constant) ซึ่งประกอบไปด้วยค่าสภาพยอมไฟฟ้า (Permittivity : ϵ) และค่าการนำไฟฟ้า (σ) ของไดอิเล็กตริก โดยที่ค่าสภาพยอมไฟฟ้าเป็นคุณสมบัติเฉพาะที่เป็นตัวกำหนดถึงความสามารถในการเก็บรักษาพลังงานไฟฟ้าสถิตซึ่งเป็นค่าที่สำคัญต่อการเคลื่อนที่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โดยที่วัสดุแต่ละตัวจะมีคุณลักษณะเฉพาะที่แตกต่างกันโดยถูกกำหนดด้วยค่าของสัมประสิทธิ์การนำไฟฟ้า (ϵ_r) ของชั้นไดอิเล็กตริกแต่ละตัว ซึ่งค่าตัวแปรทั้งสองส่วนดังกล่าวจะเป็นตัวแปรในการกำหนดถึงค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในชั้นไดอิเล็กตริกดังแสดงในสมการที่ (3-38) ที่เรียกว่าแทนเจนต์การสูญเสีย (Loss Tangent)

$$\tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \epsilon} \quad (3-38)$$

เมื่อ σ = ค่าการนำของไดอิเล็กตริก (S/m)

ϵ = ค่าสภาพยอมไฟฟ้าของไดอิเล็กตริก (F/m)

ω = ความถี่เชิงมุม (rad/s)

3.5.1 รูปแบบจำลองการสูญเสียภายในชั้นไดอิเล็กตริก

การกำหนดรูปแบบของการสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในชั้นไดอิเล็กตริกของวงจรไมโครสตริป เพื่อใช้คำนวณหาคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร สามารถทำได้โดยการเขียนวงจรเทียบเคียงเป็นวงจรแอดมิตแตนซ์ (Admittance) ดังแสดงในภาพที่ 3-13

การวิเคราะห์สมการคลื่นที่เกิดขึ้นในโครงสร้างของวงจร จะพิจารณาบนชั้นรอยต่อระหว่างชั้นไดอิเล็กตริกทั้งสอง และคุณลักษณะของสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่เกิดขึ้นจากชั้นไดอิเล็กตริกที่ปิดด้วยกล่องโลหะทั้งบนและล่าง สามารถเขียนความสัมพันธ์ของสมการคลื่นตามโครงสร้างของวงจรได้ คือ เมื่อคลื่นสะท้อนที่ผ่านชั้นรอยต่อระหว่างไดอิเล็กตริกทั้งสอง จากรูปแบบของวงจรเขียนเป็นรูปแบบของเมตริกซ์ในโดเมนทางตำแหน่งได้ คือ

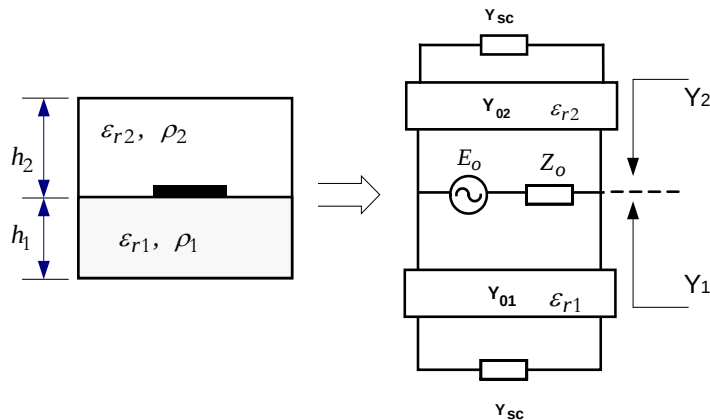
$$\begin{bmatrix} B_{1(x,y)} \\ B_{2(x,y)} \end{bmatrix}^k = [S_{d(1,2)}] \cdot \begin{bmatrix} A_{1(x,y)} \\ A_{2(x,y)} \end{bmatrix}^k + \begin{bmatrix} B_{01} \\ B_{02} \end{bmatrix}$$

เมื่อ $S_{d(1,2)}$ คือ เอสพารามีเตอร์ระหว่างชั้นรอยต่อ
 k คือ จำนวนรอบของการคำนวณ

เมื่อทำการแปลงไปยังโดเมนทางสเปกตรัม โดยพิจารณาจากสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่เกิดขึ้นจากชั้นไดอิเล็กตริกทั้งสอง จะได้เมทริกซ์ของโดเมนทางสเปกตรัม ดังนี้

$$\begin{bmatrix} A_{1(m,n)} \\ A_{2(m,n)} \end{bmatrix}^k = \begin{bmatrix} \Gamma_1^\alpha & 0 \\ 0 & \Gamma_2^\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_{1(m,n)} \\ B_{2(m,n)} \end{bmatrix}^{k-1}$$

เมื่อ Γ_i^α คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนในชั้นไดอิเล็กตริกในโหมด ($\alpha = TE \text{ or } TM$)



ภาพที่ 3-13 วงจรเทียบเคียงการสูญเสียของชั้นไดอิเล็กตริก

สำหรับความสัมพันธ์ที่ได้จากชั้นไดอิเล็กตริกทั้งสอง จะพิจารณาจากค่าแอดมิตแตนซ์รวมของวงจรเทียบเคียง ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการแอดมิตแตนซ์ที่พิจารณาจากส่วนของชั้นไดอิเล็กตริกด้านบนและด้านล่างที่ต่อกับกล่องซึ่งเป็นวงจรปิด (Short Circuit) โดยที่สมการของแอดมิตแตนซ์ของวงจรปิด (Y_{sc}) แสดงได้ดังนี้

$$Y_{sc} = Y_{0i} \tanh(\gamma_i h_i) \quad (3-39)$$

และเมื่อพิจารณาจากชั้นด้านบนและด้านล่างของส่วนไดอิเล็กตริกที่ 1 และ 2 ที่อยู่ระหว่างบริเวณรอยต่อของวงจรเทียบเคียงที่แสดงในภาพที่ 3-13 จะสามารถเขียนสมการแอดมิตแดนซ์โดยใช้สมการของสายส่งที่มีความยาวของสายส่งเท่ากับ h_1 และ h_2 ตามลำดับ ได้ดังนี้

$$Y_1 = Y_{01} \frac{Y_{sc} + Y_{01} \cdot \tanh(\gamma_1 h_1)}{Y_{01} + Y_{sc} \cdot \tanh(\gamma_1 h_1)} \quad (3-40)$$

$$Y_2 = Y_{02} \frac{Y_{sc} + Y_{02} \cdot \tanh(\gamma_2 h_2)}{Y_{02} + Y_{sc} \cdot \tanh(\gamma_2 h_2)} \quad (3-41)$$

โดยที่ $Y_{0i} = \frac{\gamma_i}{j\omega\mu} : TE \text{ mode}$

$$Y_{0i} = \frac{j\omega\epsilon_i}{\gamma_i} : TM \text{ mode}$$

$$\gamma_i = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - k_c^2 \epsilon_i}$$

เมื่อ i คือ ลำดับชั้นของไดอิเล็กตริก

h_1 และ h_2 คือความสูงของชั้นที่ 1 และ 2 ตามลำดับ

a และ b คือ ความกว้างและความยาวของฐานชั้นรองของวงจร

m และ n คือ อันดับของโหมด TE และ TM

k_c คือ ค่า space wave number

สำหรับชั้นไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสีย ค่าของสัมประสิทธิ์จำเพาะ (ϵ_r) จะเป็นค่าเชิงซ้อน (Complex value) ดังนั้น ซึ่งสามารถเขียนในรูปแบบเชิงซ้อนได้ดังนี้

$$\epsilon_c = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (3-42)$$

และสามารถแสดงถึงความสัมพันธ์กับค่าแทนเจนต์การสูญเสียได้ คือ

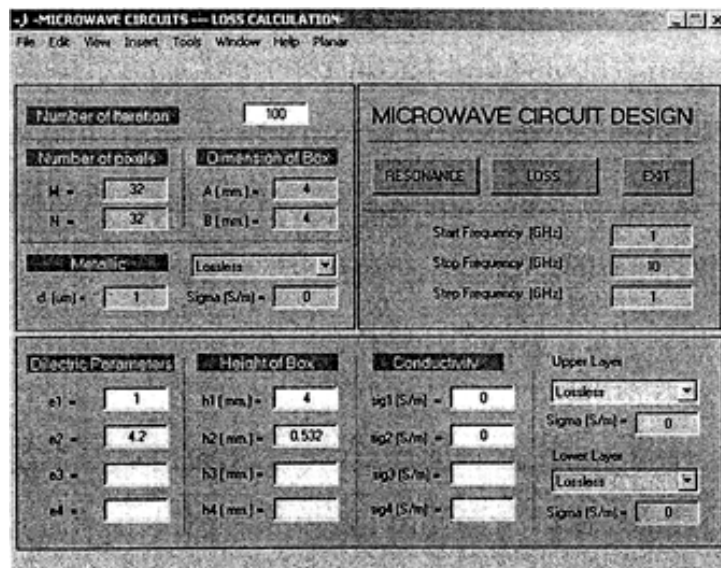
$$\frac{\epsilon''}{\epsilon'} = \tan \delta \quad (3-43)$$

ที่กล่าวมาเป็นการนำเสนอรูปแบบของการคำนวณ เพื่อหาคุณสมบัติของชั้นไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสีย โดยแทนด้วยวงจรของแอดมิตแดนซ์ ที่ได้จากความสัมพันธ์ของสมการของสายส่ง

บทที่ 4

ผลของงานวิจัย

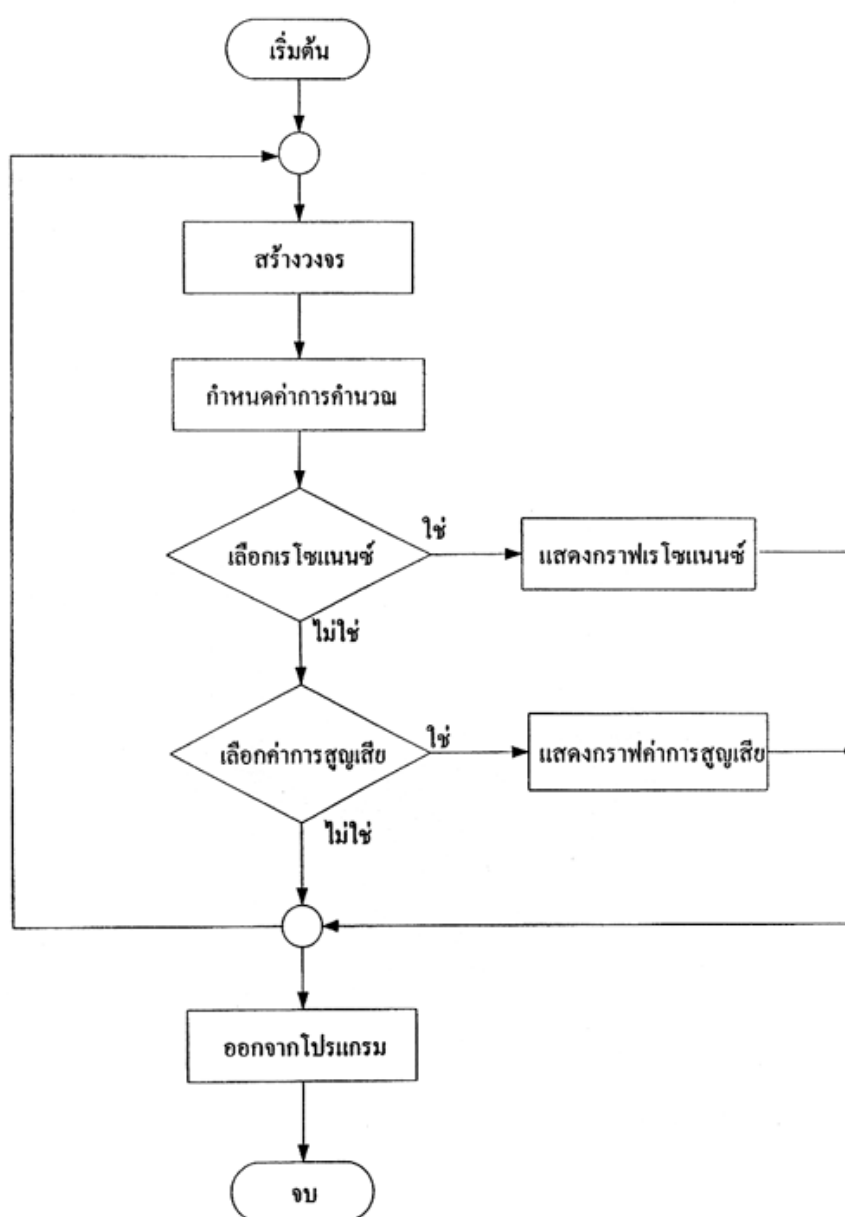
ผลการวิเคราะห์ปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรไมโครเวฟ ในงานวิจัยนี้ แบ่งออกได้เป็น 2 ส่วน โดยในส่วนแรก เป็นการคำนวณหาความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นในโครงสร้างตัวนำของวงจรไมโครเวฟ โดยอาศัยรูปแบบโมเดลจำลองการเกิดสถานะเรโซแนนซ์ในกล่องโครงสร้างที่มีลักษณะเป็นท่อนำคลื่นแบบปิด (Box Resonance) ที่มีส่วนประกอบและขนาดของวงจรต่างกัน ในส่วนที่สองเป็นการคำนวณค่าการสูญเสีย (Losses) ในวงจรไมโครสตริปที่เป็นผลมาจากวัสดุชนิดต่างๆ ที่ใช้ในการออกแบบและสร้างวงจร ทั้งที่เกิดขึ้นจากส่วนของตัวนำและส่วนที่เกิดขึ้นจากชั้นฐานรองวงจร โดยอาศัยวิธีการกระทำซ้ำของคลื่น (Wave Iterative Method : WIM) มาใช้ในการคำนวณ ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบโปรแกรมในส่วนของการติดต่อกับผู้ใช้งานในรูปแบบของ Graphic User Interface ภายใต้การทำงานของโปรแกรม MATLAB โดยผลการวิจัยที่ได้ทั้งสองส่วน ได้นำไปเปรียบเทียบกับทฤษฎีและการจำลองโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูปอื่นๆ ในการตรวจสอบความถูกต้อง



ภาพที่ 4-1 โปรแกรมจำลองการคำนวณผลกระทบที่เกิดขึ้นในวงจรไมโครเวฟ

โปรแกรมจำลองการคำนวณผลกระทบที่มีต่อวงจรไมโครเวฟ ที่ได้ออกแบบไว้ดังแสดงในภาพที่ 4-1 ซึ่งเป็นส่วนในการติดต่อกันระหว่างโปรแกรมกับผู้ใช้งาน โดยลักษณะการทำงานเริ่มต้น

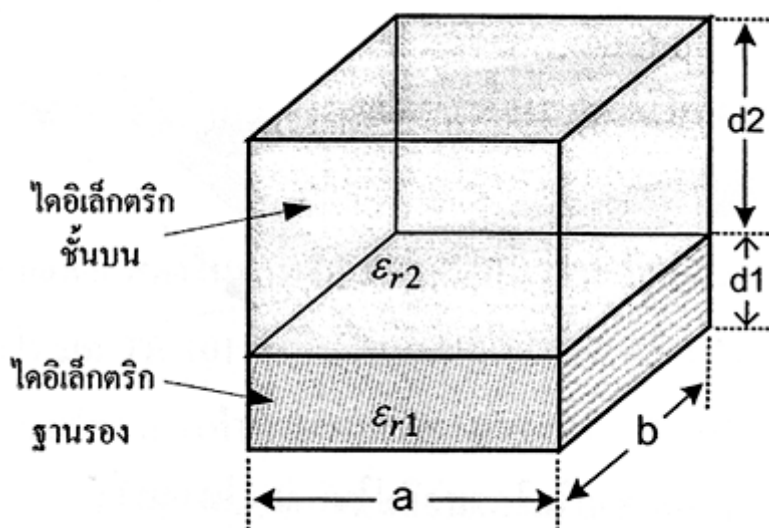
จะเป็นส่วนของการสร้างวงจร ซึ่งพื้นที่ในการสร้างวงจรจะถูกกำหนดขนาดเป็นพิกเซล (Number of Pixel) แล้วทำการสร้างวงจรตามที่ได้ออกแบบไว้ จากนั้นทำการกำหนดโครงสร้างขนาดของกล่อง (Dimension of Box) คือ ขนาดมิติความกว้าง ความยาว และความสูง จากนั้นทำการกำหนดพารามิเตอร์และคุณลักษณะของส่วนประกอบต่างๆ เช่น คุณลักษณะของกล่องโลหะ ความหนาตัวนำ ความสูงของฐานรอง ชนิดของตัวนำและไดโอดีเล็คทริก เมื่อกำหนดส่วนโครงสร้างของวงจรเรียบร้อยแล้ว จึงกำหนดความถี่ของการวิเคราะห์และจำนวนรอบของการวนรอบในการคำนวณ จากนั้นทำการเลือกการวิเคราะห์ถึงผลการคำนวณต่างๆ ที่ต้องการต่อไป ซึ่งสามารถสรุปขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมคำนวณดังแสดงในภาพที่ 4-2



ภาพที่ 4-2 ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมการคำนวณ

4.1 การวิเคราะห์ผลกระทบของความถี่เรโซแนนซ์ภายในกล่องตัวนำ (Box Resonance)

ในการวิเคราะห์หาค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นภายในกล่องตัวนำ จะอาศัยรูปแบบโมเดลโครงสร้างของกล่องควิตี้เรโซแนนซ์ตามการคำนวณที่ได้นำเสนอไว้แล้ว ซึ่งจะทำให้การคำนวณให้เห็นว่ารูปแบบโมเดลการคำนวณที่ใช้ในการวิเคราะห์มีความถูกต้อง เป็นไปตามทฤษฎีของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในกล่องควิตี้เรโซแนนซ์หรือไม่ โดยทำการเปรียบเทียบผลของการคำนวณที่ได้จากงานวิจัยกับโปรแกรม Sonnet โดยที่วงจรทดสอบได้กำหนดขนาดของกล่องโครงสร้างที่ใช้ในการสร้างวงจรออกเป็นความยาว (a) ความกว้าง (b) และความสูง (d) รวมถึงกำหนดความสูงของชั้นไดอิเล็กตริกในแต่ละชั้น ($d1$ และ $d2$) และค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์ (ϵ_r) ของชั้นไดอิเล็กตริกทั้งสองดังแสดงรายละเอียดในภาพที่ 4-3



ภาพที่ 4-3 โครงสร้างของกล่องวงจรความถี่สูง

4.1.1 ผลจำลองการคำนวณความถี่เรโซแนนซ์ภายในกล่องตัวนำ

การวิเคราะห์ผลกระทบที่เกิดขึ้นกับวงจรไมโครเวฟในส่วนนี้ จะตรวจสอบความถูกต้องด้วยการเปรียบเทียบผลการคำนวณของโครงสร้างวงจรในลักษณะต่างๆ ที่กำหนดขึ้น ระหว่างผลที่ได้จากโปรแกรมโมเดลเรโซแนนซ์และผลที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม Sonnet โดยรูปแบบการเปรียบเทียบการคำนวณทดสอบหาค่าความถี่เรโซแนนซ์นั้น จะใช้วงจรในการคำนวณ 2 วงจรในการตรวจสอบ โดยวงจรแรกเป็นวงจรสายไมโครสตริปที่มีค่าอิมพีแดนซ์ของสายเท่ากับ 50 โอห์ม และวงจรที่สองเป็นวงจรกรองขจัดเฉพาะแถบความถี่ (Band Stop Filter) ในช่วงแถบหยุดความถี่คัทออฟเท่ากับ 2.5 GHz โดยทั้งสองวงจรจะบรรจุอยู่ในกล่องขนาดต่างๆ กัน ตามที่ได้กำหนดในโครงสร้างของวงจรทดสอบทั้ง 2 วงจรตามลำดับ ดังนี้

วงจรที่ 1 สายไมโครสตริป

ขนาดของกล่อง

ด้านยาว (a) = 8.47 มิลลิเมตร

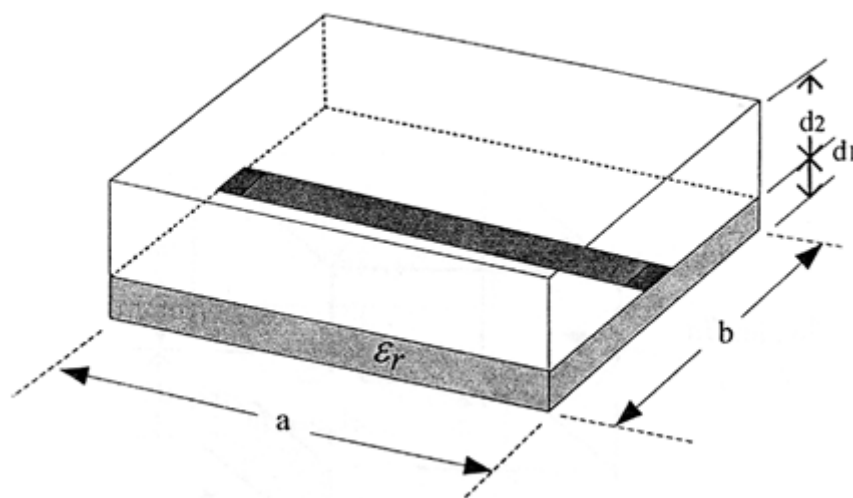
ด้านกว้าง (b) = 8.45 มิลลิเมตร

ความสูงของชั้นไดอิเล็กตริกด้านบน (d_2) = 0.881 มิลลิเมตร

ความสูงฐานรองวงจร (d_1) = 0.254 มิลลิเมตร

สัมประสิทธิ์เฉพาะของฐานรอง $\epsilon_r = 9.0$, ชั้นไดอิเล็กตริกด้านบน $\epsilon_r = 1$

ขนาดความกว้างของสายไมโครสตริป = 0.2685 มิลลิเมตร



ภาพที่ 4-4 สายไมโครสตริปในกล่องโครงสร้าง

ตามรูปแบบของวงจรทดสอบที่ 1 วงจรภายในเป็นสายไมโครสตริปที่มีค่าอิมพีแดนซ์ประจำสาย 50 โอห์ม กำหนดช่วงของความถี่ในการวิเคราะห์เท่ากับ 5-40 GHz โดยวัสดุที่ใช้ในการสร้างวงจรเป็นแบบไม่มีค่าการสูญเสีย เมื่ออาศัยรูปแบบการคำนวณด้วยโมเดลเรโซแนนซ์ตามที่ได้ออกแบบไว้ โดยขนานที่นำมาแสดงผลเป็นกราฟของเทอมตัวแปรในสมการจำลองตามโมเดลเรโซแนนซ์ คือ

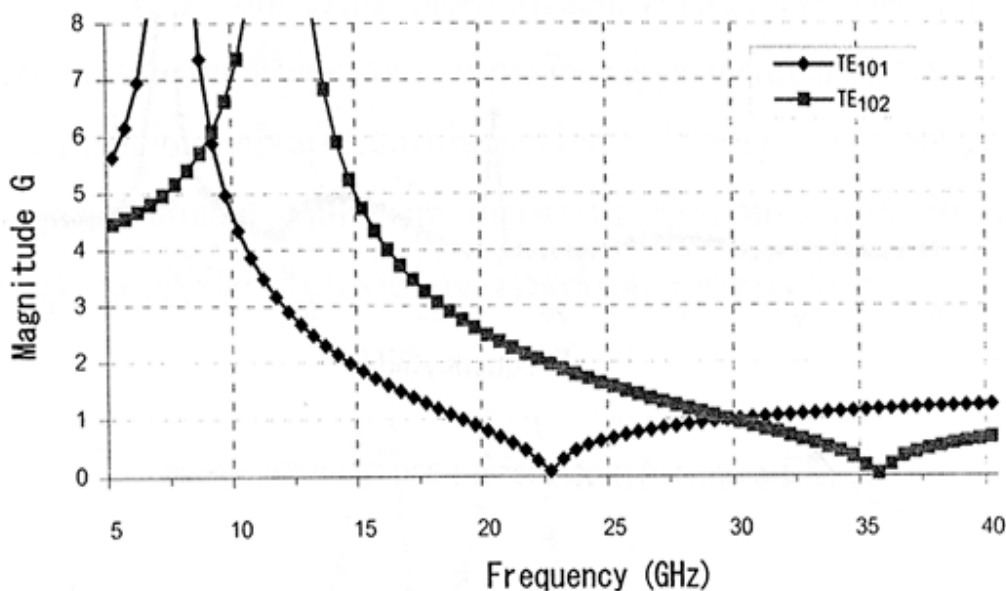
$$A(\gamma) + B(\gamma) = G(\gamma)$$

$$\gamma \rightarrow f_r \because A + B = G = 0$$

เมื่อ กำหนดให้ γ ตัวแปรตามความถี่

f_r คือ ความถี่เรโซแนนซ์

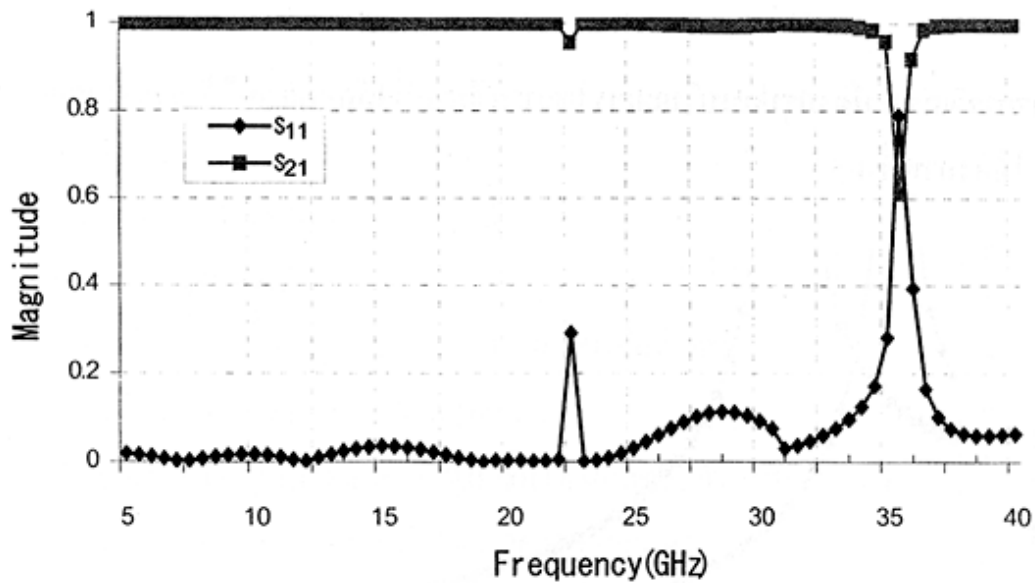
เมื่อทำการวิเคราะห์ตามรูปแบบโมเดลเรโซแนนซ์ตามที่ได้ออกแบบไว้ สามารถแสดงกราฟของ $G(y)$ ได้ดังภาพที่ 4-5



ภาพที่ 4-5 ผลการคำนวณวงจรที่ 1 จากโปรแกรมโมเดลเรโซแนนซ์

จากผลการคำนวณดังแสดงในภาพที่ 4-5 พบว่าจะเกิดความถี่เรโซแนนซ์แรกในวงจรที่ความถี่ 22.4 GHz ในโหมด TE 101 ที่เป็นโหมดหลัก (Dominant Mode) สังเกตได้ว่าที่ความถี่นี้ค่าที่ได้จากการพล็อตกราฟของการคำนวณตามโมเดลจากการออกแบบ จะมีค่าเท่ากับศูนย์ซึ่งก็คือตำแหน่งของการเกิดสถานะเรโซแนนซ์ในโครงสร้างวงจรนั่นเอง สำหรับตำแหน่งของการเกิดสถานะเรโซแนนซ์ในความถี่ถัดไปจะเกิดขึ้นในโหมด TE 102 ที่ความถี่ 35.4 GHz

ภาพที่ 4-6 เป็นผลการแสดงขนาดของเอสพารามิเตอร์ (S-Parameter) โดยเป็นการแสดงถึงพารามิเตอร์ของการส่งผ่านและการสะท้อนกลับคือ พารามิเตอร์ S11 และ S21 ของวงจรสายส่งที่มีอิมพีแดนซ์ประจำสาย 50 โอห์ม ต่อเข้ากับจุดต่อของสายที่มีค่า 50 โอห์มทั้งสองด้าน โดยในกรณีนี้สายส่งจะถือว่าเป็นการทำงานในแบบแมตซ์อิมพีแดนซ์ (Impedance matching) โดยผลที่ได้จากโปรแกรมสำเร็จรูป Sonnet โดยใช้โครงสร้างของวงจรเดียวกันในการคำนวณจะพบว่าจะเกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ ณ ตำแหน่งเดียวกัน ซึ่งจะเป็นผลกระทบที่เกิดขึ้นโดยตรงกับการทำงานของวงจร ที่เห็นได้ชัด คือ จะเกิดการลดทอนการส่งผ่านหรือเกิดการสะท้อนกลับอย่างมาก ณ ความถี่เรโซแนนซ์นั่นเอง โดยความถี่ที่เกิดผลกระทบนี้จะเกิดขึ้นที่ความถี่ 22.5 GHz และ 35.6 GHz ตามลำดับ



ภาพที่ 4-6 ผลการคำนวณวงจรที่ 1 จากโปรแกรม Sonnet

วงจรที่ 2 วงจรกรองขจัดเฉพาะแถบความถี่ (Band Stop Filter)

ขนาดของกล่อง

ด้านยาว (a) = 44 มิลลิเมตร

ด้านกว้าง (b) = 30 มิลลิเมตร

ความสูงของชั้นไดอิเล็กตริกด้านบน ($d2$) = 2 มิลลิเมตร

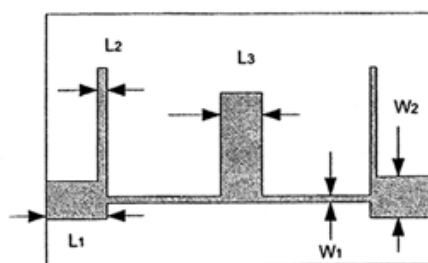
ความสูงฐานรองวงจร ($d1$) = 1.27 มิลลิเมตร

สัมประสิทธิ์เฉพาะของฐานรอง $\epsilon_r = 6.15$, ชั้นไดอิเล็กตริกด้านบน $\epsilon_r = 1$

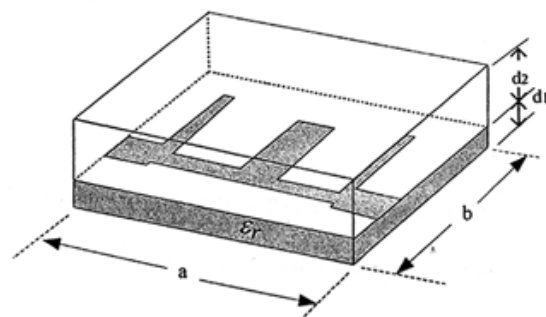
กำหนดขนาดของวงจร ดังนี้

$$L1 = 6.8 \text{ มม.} \quad L2 = 0.3 \text{ มม.} \quad L3 = 2.3 \text{ มม.}$$

$$W1 = 0.4 \text{ มม.} \quad W2 = 1.8 \text{ มม.}$$



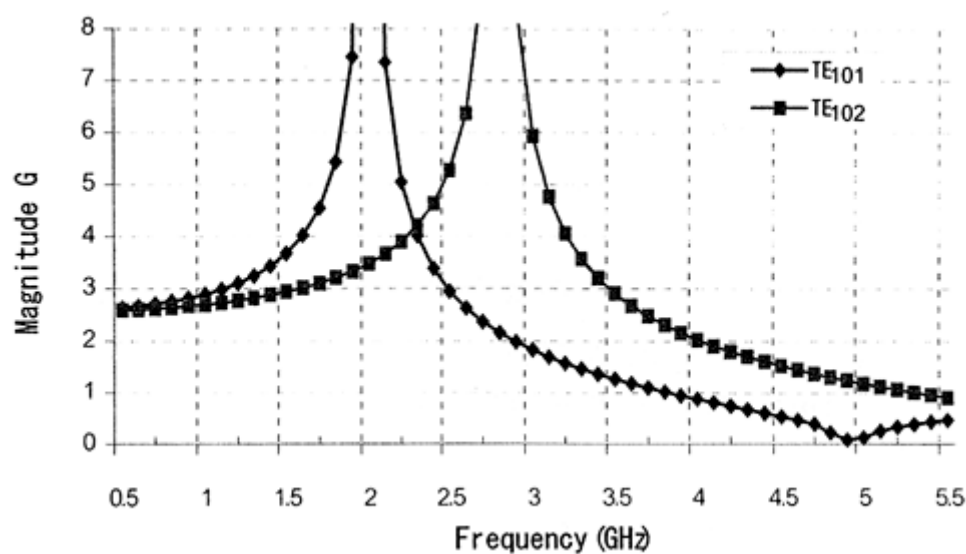
(ก)



(ข)

ภาพที่ 4-7 วงจรขจัดเฉพาะแถบความถี่ (ก) วงจรด้านบน (ข) โครงสร้างกล่องวงจร

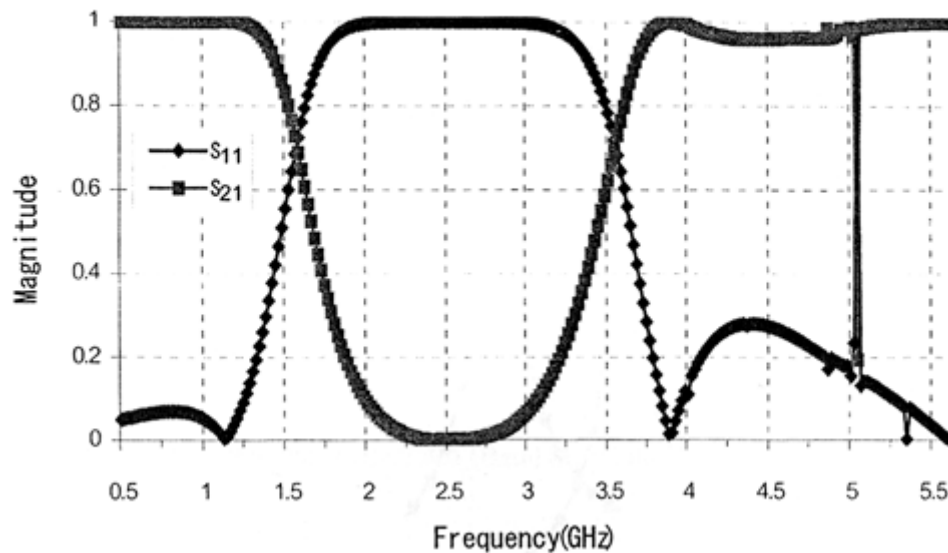
วงจรทดสอบที่ 2 เป็นวงจรจัดเฉพาะแถบความถี่ มีแถบหยุดความถี่ (stop Band) ที่จุดตัดความถี่เท่ากับ 2.5 GHz กำหนดแบนด์วิธเท่ากับ 2 GHz ความถี่ในการทำงานและวิเคราะห์มีค่าเท่ากับ 0.5-5.5 GHz โดยที่วงจรกรองขจัดเฉพาะแถบความถี่เป็นวงจรที่มีคุณสมบัติในการตัดสัญญาณออก ณ ช่วงความถี่ที่ไม่ต้องการ เช่น การตัดสัญญาณรบกวนออกจากระบบ โดยเมื่อทำการคำนวณความถี่เรโซแนนซ์จากโปรแกรมโมเดลเรโซแนนซ์จะพบว่า ขนาดของกราฟมีค่าเท่ากับ ศูนย์ ณ จุดตัดกับเส้นสแกน X ที่ความถี่เท่ากับ 4.97 GHz ที่โหมดหลัก TE₁₀₁ ซึ่งเป็นตำแหน่งของความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นในโครงสร้างของวงจรข้างต้น ดังแสดงในภาพที่ 4-8



ภาพที่ 4-8 ผลการคำนวณวงจรที่ 2 จากโปรแกรมโมเดลเรโซแนนซ์

ส่วนผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของโปรแกรมสำเร็จรูป Sonnet ในวงจรทดสอบที่ 2 ซึ่งแสดงผลในรูปของขนาดค่าเอสพารามีเตอร์ที่เป็นค่าการส่งผ่านและค่าการสะท้อนกลับ S₁₁ และ S₂₁ ตามลำดับ โดยสามารถอธิบายได้ว่าวงจรจะทำหน้าที่ตัดผ่านสัญญาณทางไฟฟ้าที่มีความถี่ในช่วงความถี่ที่ต้องการ สังเกตได้ว่าสัญญาณความถี่ที่ไม่ต้องการจะถูกลดทอนในช่วงแถบความถี่หยุด (Stop Band) และสัญญาณความถี่ที่ต้องการจะถูกส่งผ่านไปในช่วงแถบความถี่ผ่าน (Pass band) ดังแสดงให้เห็นถึงค่าพารามิเตอร์ S₂₁ ซึ่งเป็นค่าของการส่งผ่านจะมีค่าเท่ากับหนึ่งหรือศูนย์ เดซิเบลตลอดช่วงความถี่ที่ต้องการและจะลดลงเป็น 0.707 หรือ -3 dB ที่ความถี่ตัดด้านต่ำเท่ากับ 1.55 GHz และค่าการส่งผ่านจะเพิ่มขึ้นเป็นหนึ่งอีกครั้งในช่วงความถี่ที่ต้องการที่ตำแหน่งความถี่ตัดด้านสูงที่ความถี่ 3.55 GHz ส่วนตำแหน่งที่เกิดผลกระทบต่อการทำงานของวงจร ซึ่งส่งผลให้การทำงานที่ได้ไม่เป็นไปตามเงื่อนไขของวงจรจัดเฉพาะแถบความถี่ดังกล่าวจะเกิดที่ความถี่ 4.96 GHz ซึ่งจะสังเกตได้ชัดถึงค่าพารามิเตอร์ S₁₁ และ S₂₁ จะเกิดการเปลี่ยนแปลงค่าขนาดของการ

ส่งคลื่นในวงจรอย่างรวดเร็ว ซึ่งเป็นผลที่เกิดจากความถี่เรโซแนนซ์ในวงจรนั่นเอง ดังแสดงผลของเอสพารามีเตอร์ในภาพที่ 4-9



ภาพที่ 4-9 ผลการคำนวณวงจรที่ 2 จากโปรแกรม Sonnet

ต่อไปจะแสดงตารางเปรียบเทียบผลจากการคำนวณด้วยโปรแกรมโมเดลเรโซแนนซ์ กับผลการคำนวณที่ได้จากโปรแกรม Sonnet โดยเปรียบเทียบความถี่เรโซแนนซ์ที่ส่งผลกระทบต่อวงจรทดสอบทั้งสองดังกล่าวข้างต้น ดังแสดงใน ตารางที่ 4-1 และตารางที่ 4-2 ตามลำดับ

ตารางที่ 4-1 แสดงความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นในโครงสร้างของวงจรที่ 1

ขนาดของโครงสร้าง (mm.)	ฐานรองวงจร	โหมด	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	
			ผลคำนวณ	Sonnet
ยาว (a) = 8.47 มม. กว้าง (b) = 8.45 มม. สูง (d) = 1.135 มม.	$d1=0.254$ มม. $d2 = 0.881$ มม. $\epsilon_r = 9.0$	TE101 (dominant)	22.4	22.5
		TE102	35.4	35.6

โดยผลที่ได้จากการคำนวณจากวงจรทดสอบที่ 1 ผลเปรียบเทียบดังแสดงในตารางที่ 4-1 จะพบค่าความถี่เรโซแนนซ์ในโครงสร้างวงจรที่ 1 ที่ได้จากโปรแกรมโมเดลเรโซแนนซ์ ค่าความถี่เรโซแนนซ์ของโมเดลที่ได้ เกิดขึ้นที่ความถี่ 22.4 GHz ในโหมด TE101 และที่ความถี่ 35.4 GHz ในโหมด TE102 ส่วนค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้จากโปรแกรม Sonnet คือ 22.5 GHz และ

35.6 GHz ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าความถี่ที่ได้ทั้งสองโหมดจากการเปรียบเทียบ มีความถูกต้องและใกล้เคียงกันโดยมีค่าความแตกต่างกันของความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้น้อยกว่า 0.02 GHz

ตารางที่ 4-2 แสดงความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นในโครงสร้างของวงจรที่ 2

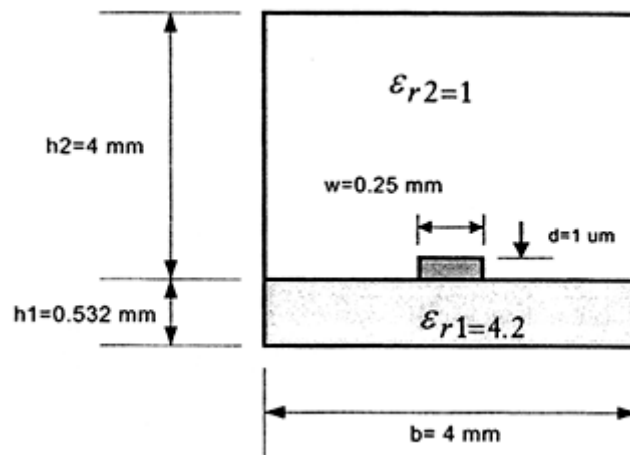
ขนาดของโครงสร้าง	ฐานรองวงจร	โหมด	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	
			ผลคำนวณ	Sonnet
ยาว (a) = 44 มม. กว้าง (b) = 30 มม. สูง (d) = 3.27 มม.	$d1 = 1.27$ มม. $d2 = 2$ มม. $\epsilon_r = 6.15$	TE ₁₀₁ (dominant)	4.97	4.96

ส่วนผลเปรียบเทียบการคำนวณของวงจรทดสอบที่ 2 จากตารางที่ 4-2 ผลที่ได้จากโปรแกรมโมเดลเรซแนนซ์ จะเกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 4.97 GHz ในโหมด TE₁₀₁ ส่วนความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้จากโปรแกรม Sonnet ที่ได้อีกคือ 4.96 GHz ผลที่ได้จากการคำนวณทั้งสองโปรแกรมแตกต่างกันเล็กน้อย ซึ่งจะเห็นได้ว่าการคำนวณที่ได้จากโปรแกรมโมเดลเรโซแนนซ์มีความใกล้เคียง และถูกต้องตามการคำนวณจากโปรแกรมสำเร็จรูป Sonnet

4.2 การวิเคราะห์ค่าการสูญเสียที่เกิดจากวัสดุในวงจรไมโครเวฟ

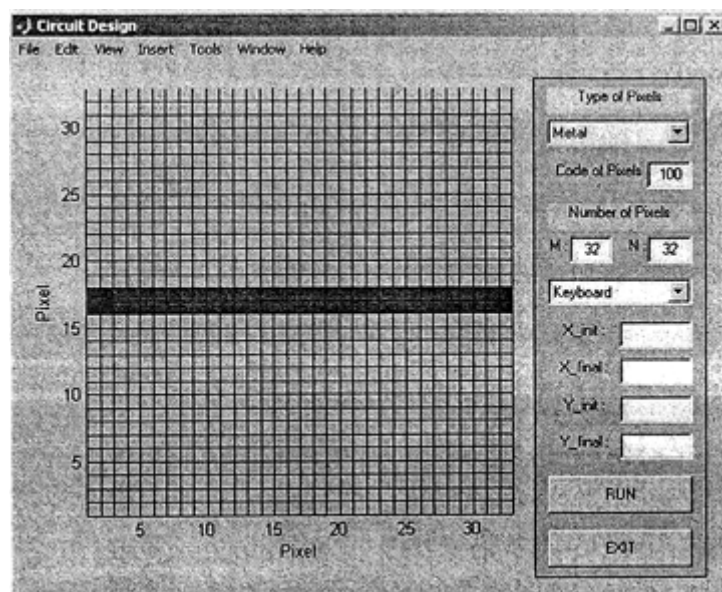
การศึกษาถึงผลที่ได้จากการนำวัสดุชนิดต่างๆ มาใช้ในการสร้างวงจรมีความสำคัญเป็นอย่างมากต่อการออกแบบวงจรไมโครเวฟ โดยเฉพาะผลกระทบที่เกิดขึ้นในรูปแบบของการสูญเสีย (Losses) ซึ่งมีทั้งการสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวนำ (Conductor Loss) และการสูญเสียจากฐานรองวงจร (Substrate Loss) โดยการวิเคราะห์หาการสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในวงจรไมโครเวฟในส่วนนี้จะอาศัยการคำนวณด้วยวิธีการทำซ้ำของคลื่นที่สร้างขึ้น ในรูปแบบของโปรแกรมการคำนวณ (โปรแกรม WIM : Wave Iterative Method Program) มาใช้ร่วมกับรูปแบบจำลองการสูญเสียของตัวนำและไดอิเล็กตริกตามรูปแบบที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 ผลที่ได้มีการตรวจสอบความถูกต้องกับการคำนวณทางทฤษฎีหรือโปรแกรมสำเร็จรูป โดยมีการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของวัสดุที่นำมาใช้ในการออกแบบและสร้างวงจร โดยที่ผู้วิจัยได้เลือกวงจรสายไมโครสตริปที่มีค่าอิมพีแดนซ์ประจำตัวของสาย 100 โอห์ม ซึ่งเป็นโครงสร้างแบบง่ายๆ ที่ออกแบบให้มีวงจรตัวนำวางอยู่บนแผ่นรอง (Substrate) และอีกด้านเป็นอากาศ โดยวงจรดังกล่าวอยู่ภายในกล่องตัวนำที่มีขนาด $4 \times 4 \times 4.532$ ลูกบาศก์มิลลิเมตร ส่วนตัวนำที่เป็นสายไมโครสตริปมีความกว้าง 0.25 มิลลิเมตร มีความสูงของฐานรองเท่ากับ 0.532 มิลลิเมตร ดังนั้นสัดส่วนความกว้างต่อความสูงของฐานรอง

$\frac{w}{h}$ เท่ากับ 0.496 และกำหนดให้สัมประสิทธิ์เฉพาะของฐานรอง ϵ_r มีค่าเท่ากับ 4.2 ชั้นไดอิเล็กตริกด้านบนเป็นอากาศ และมีการกำหนดถึงวัสดุที่นำมาใช้ในการสร้างวงจรต่างกัน โดยมีรายละเอียดของวงจรทดสอบที่นำมาใช้ดังแสดงในภาพที่ 4-10



ภาพที่ 4-10 วงจรทดสอบไมโครสตริป

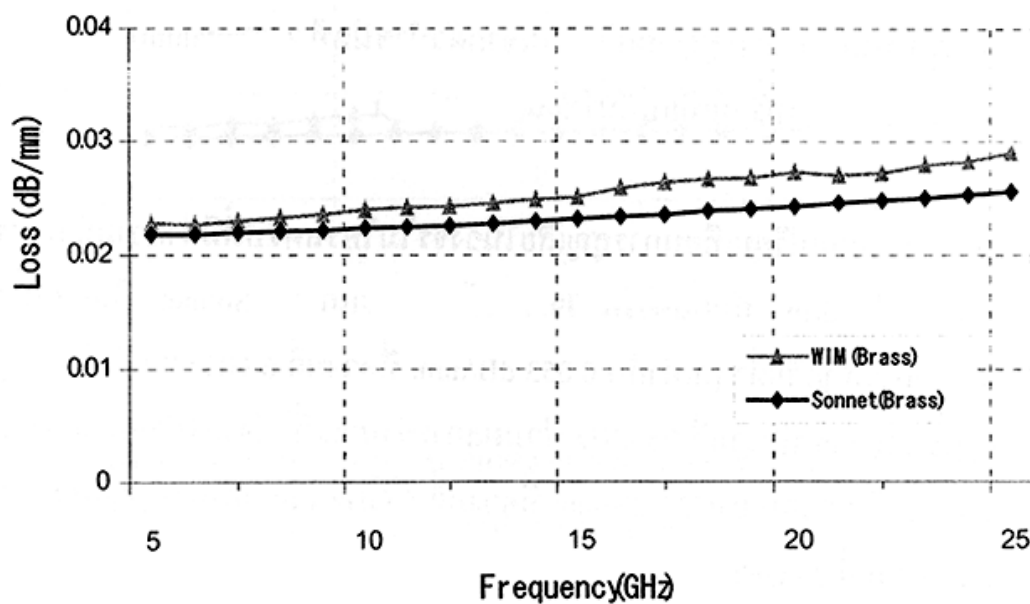
สำหรับหน้าจอของวงจรทดสอบที่ได้จากการสร้างด้วยโปรแกรมในงานวิจัย ในส่วนนี้มีการกำหนดขนาดของวงจรเท่ากับ 32×32 พิกเซล ตั้งค่าการวนรอบของวิธีการทำซ้ำของคลื่นไว้ 2000 รอบ ในช่วงความถี่ของการคำนวณเท่ากับ 5-25 GHz ดังแสดงได้ในภาพที่ 4-11



ภาพที่ 4-11 หน้าจอของวงจรทดสอบค่าการสูญเสียในวงจรไมโครสตริป

4.2.1 ผลการคำนวณค่าการสูญเสียในตัวนำ (Conductor Loss)

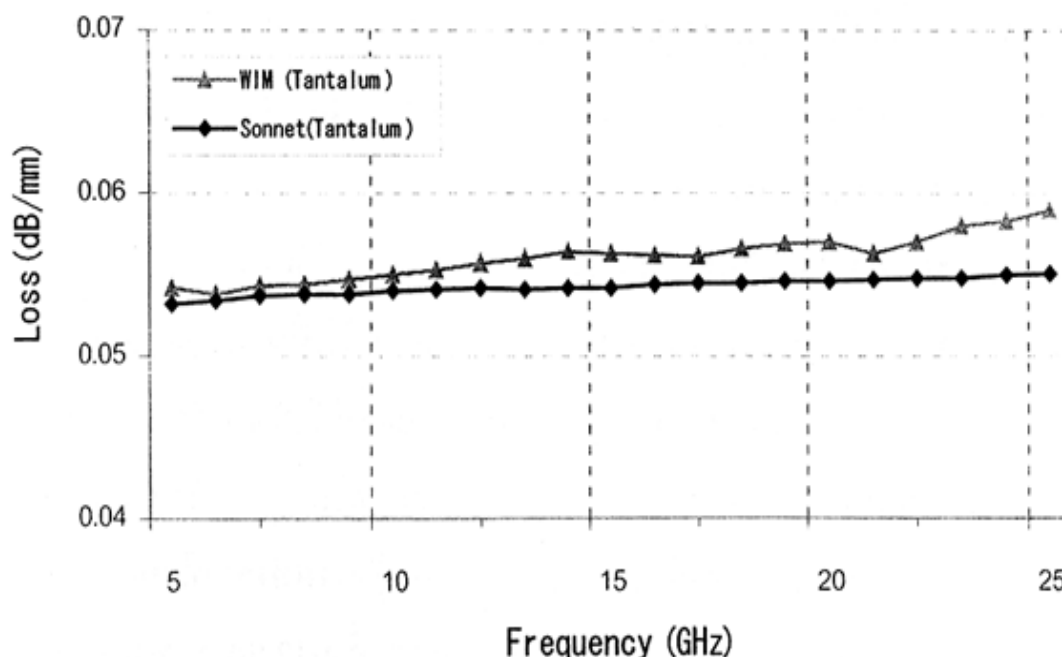
การหาค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจรไมโครสตริปที่เป็นผลจากตัวนำที่ใช้ในการออกแบบ และสร้างวงจรในส่วนนี้ จะทำการเปลี่ยนแปลงค่าความนำจำเพาะของตัวนำ (Conductance) ที่ใช้เพื่อคำนวณค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้น การคำนวณที่ได้จะแสดงผลในรูปของค่าคงที่การลดทอนในตัวนำ (Attenuation Constant : α_c) ที่เป็นส่วนประกอบของค่าคงที่การเคลื่อนที่ของคลื่น (Propagation Constants) โดยแสดงในรูปของเดซิเบลต่อหน่วยความยาว (dB/mm) โดยกำหนดให้ตัวนำที่ใช้ของวงจรทดสอบมีค่าดังต่อไปนี้ คือ ตัวนำชนิดที่ 1 วัสดุที่ใช้เป็นสีทองเหลือง (Brass) มีค่าความนำจำเพาะเท่ากับ 1.57×10^7 S/m และตัวนำชนิดที่ 2 วัสดุที่ใช้เป็น Tantalum มีค่าความนำจำเพาะเท่ากับ 6.45×10^6 S/m โดยตัวนำทั้งสองมีความหนาของชั้นตัวนำเท่ากับ 1 ไมโครเมตร และกำหนดให้วงจรที่ออกแบบไม่มีค่าความนำจำเพาะของไดอิเล็กตริก ทำการวิเคราะห์โดยกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นในการคำนวณดังที่ได้กล่าวมาแล้ว โดยทำการเปรียบเทียบผลการคำนวณด้วยโปรแกรม WIM กับโปรแกรม Sonnet ดังแสดงผลที่ได้ในภาพที่ 4-12 และภาพที่ 4-13



ภาพที่ 4-12 ค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากตัวนำชนิดที่ 1 (Brass)
เปรียบเทียบกับโปรแกรม Sonnet

ภาพที่ 4-12 เป็นผลเปรียบเทียบการสูญเสียในวงจรไมโครสตริปที่มีค่าความนำจำเพาะในตัวนำเท่ากับ 1.57×10^7 S/m ด้วยโปรแกรม WIM กับผลการคำนวณที่ได้จากโปรแกรม Sonnet โดยผลที่ได้จากโปรแกรม WIM มีค่าต่ำสุดของการสูญเสียเท่ากับ 0.024 dB/mm ที่ความถี่ 5 GHz และมีค่าการสูญเสียมากที่สุดเท่ากับ 0.029 dB/mm ที่ความถี่ 25 GHz และผลการคำนวณที่ได้จาก

โปรแกรม Sonnet จะได้ค่าต่ำสุดของการสูญเสียเท่ากับ 0.022 dB/mm ที่ความถี่ 5 GHz และมีค่าการสูญเสียมากที่สุดเท่ากับ 0.026 dB/mm ที่ความถี่ 25 GHz



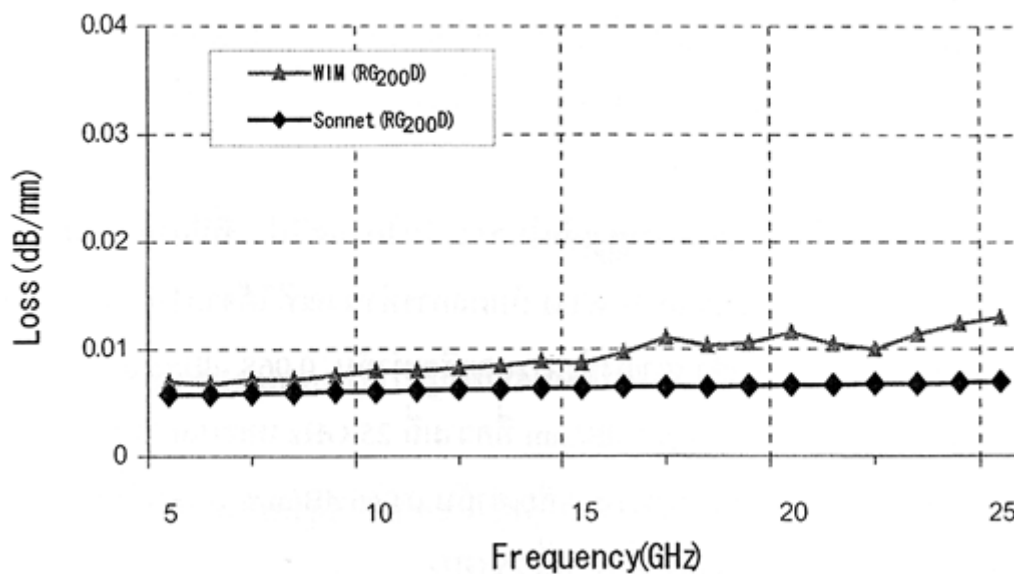
ภาพที่ 4-13 ค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากตัวนำชนิดที่ 2 (Tantalum)
เปรียบเทียบกับโปรแกรม Sonnet

ภาพที่ 4-13 เป็นผลเปรียบเทียบการสูญเสียในวงจรไมโครสตริปที่มีค่าความนำจำเพาะในตัวนำเท่ากับ 6.45×10^6 S/m กับผลการคำนวณที่ได้จากโปรแกรม Sonnet โดยผลที่ได้จากโปรแกรม WIM มีค่าการสูญเสียต่ำสุดเท่ากับ 0.053 dB/mm ที่ความถี่ 6 GHz และมีค่าการสูญเสียมากที่สุดเท่ากับ 0.059 dB/mm ที่ความถี่ 25 GHz ส่วนผลการคำนวณที่ได้จากโปรแกรม Sonnet ได้ค่าต่ำสุดของค่าการสูญเสียเท่ากับ 0.0532 dB/mm ที่ความถี่ 5 GHz และมีค่าการสูญเสียมากที่สุดเท่ากับ 0.055 dB/mm ที่ความถี่ 25 GHz

จากการวิเคราะห์ผลเปรียบเทียบการคำนวณของวงจรทดสอบทั้งสอง ที่มีการแปรค่าความนำจำเพาะของตัวนำที่ได้จากโปรแกรม WIM และโปรแกรม Sonnet ผลที่ได้จากโปรแกรม WIM มีค่าสูงกว่าค่าที่ได้จากโปรแกรม Sonnet ตลอดช่วงความถี่ของการวิเคราะห์ โดยมีความแตกต่างมากที่สุดของผลการคำนวณที่ได้จากวงจรที่ 1 เท่ากับ 0.003 dB/mm และในวงจรที่ 2 เท่ากับ 0.004 dB/mm ที่ความถี่ 25 GHz ของทั้งสองวงจร ซึ่งเป็นตำแหน่งความถี่ที่มีค่าการสูญเสียมากที่สุดที่เกิดขึ้นในวงจรไมโครสตริป

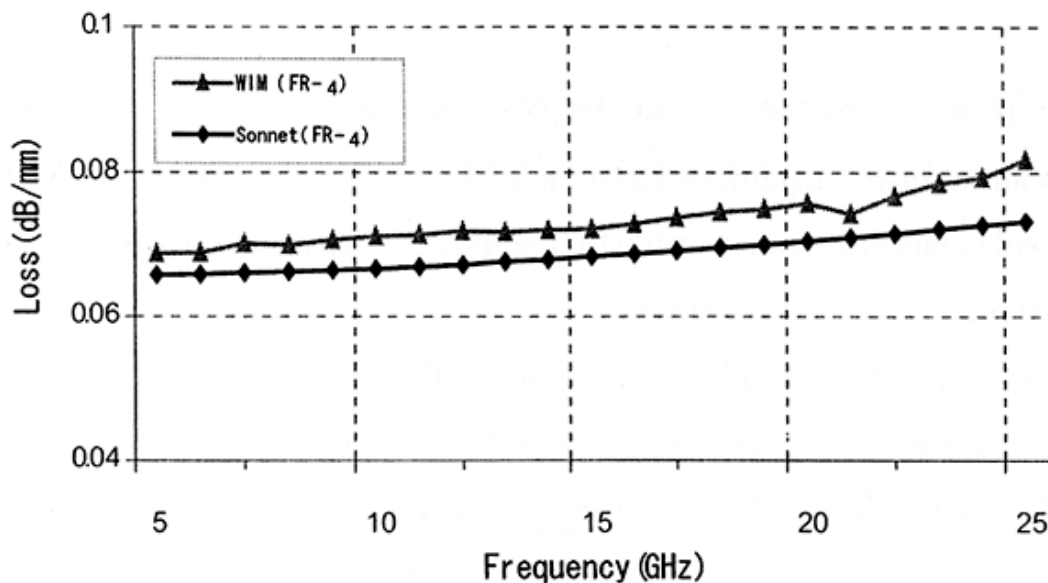
4.2.2 ผลคำนวณค่าการสูญเสียไดอิเล็กตริก (Dielectric Loss)

ผลการวิเคราะห์ค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากชั้นไดอิเล็กตริกของวงจรไมโครสตริป ในส่วนนี้จะแสดงผลการคำนวณของค่าคงที่การลดทอนในไดอิเล็กตริก (Attenuation Constant : α_d) โดยวงจรที่ใช้ในการทดสอบจะกำหนดให้ค่าความนำจำเพาะของตัวนำมีค่านันต์ หรือไม่มีค่าการสูญเสียในตัวนำ โดยกำหนดให้ชั้นไดอิเล็กตริกในการออกแบบมีค่าดังต่อไปนี้ คือ วงจรทดสอบที่ 1 กำหนดไดอิเล็กตริกที่ใช้คือ RG200D มีค่าความนำจำเพาะเท่ากับ 5.24×10^{-3} S/m และวงจรทดสอบที่ 2 กำหนดไดอิเล็กตริกที่ใช้คือ FR-4 มีค่าความนำจำเพาะเท่ากับ 0.0584 S/m โดยเปรียบเทียบผลโปรแกรม WIM กับโปรแกรม Sonnet ดังแสดงในภาพที่ 4-14 และภาพที่ 4-15



ภาพที่ 4-14 ค่าการสูญเสียที่เกิดจากไดอิเล็กตริกชนิดที่ 1 (RG200D)
เปรียบเทียบกับโปรแกรม Sonnet

ในภาพที่ 4-14 เป็นผลเปรียบเทียบการสูญเสียในวงจรไมโครสตริปที่มีค่าความนำจำเพาะไดอิเล็กตริกเท่ากับ 5.24×10^{-3} S/m ด้วยโปรแกรม WIM กับผลการคำนวณที่ได้จากโปรแกรม Sonnet โดยมีค่าการสูญเสียต่ำสุดเท่ากับ 0.006 dB/mm ที่ความถี่ 6 GHz และมีค่าการสูญเสียมากที่สุดเท่ากับ 0.013 dB/mm ที่ความถี่ 25 GHz ส่วนผลการวิเคราะห์ที่ได้จากโปรแกรม Sonnet จะได้ค่าต่ำสุดของค่าการสูญเสียเท่ากับ 0.006 dB/mm ที่ความถี่ 5 GHz และมีค่าการสูญเสียมากที่สุดเท่ากับ 0.007 dB/mm ที่ความถี่ 25 GHz โดยผลที่ได้จากโปรแกรมการคำนวณทั้งสองมีความสอดคล้องและใกล้เคียงกัน



ภาพที่ 4-15 ค่าการสูญเสียที่เกิดจากไดอิเล็กตริกชนิดที่ 2 (FR-4)
เปรียบเทียบกับโปรแกรม Sonnet

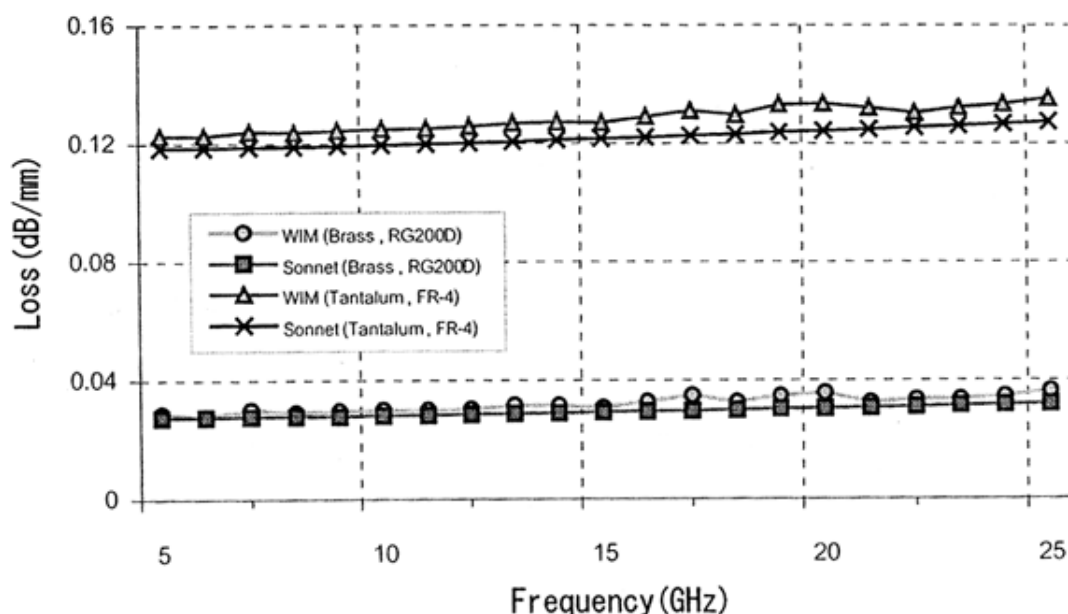
ภาพที่ 4-15 เป็นผลเปรียบเทียบการสูญเสียในวงจรไมโครสตริป ที่มีค่าความนำจำเพาะไดอิเล็กตริกเท่ากับ 0.0584 S/m ด้วยโปรแกรม WIM มีค่าต่ำสุดของการสูญเสียเท่ากับ 0.068 dB/mm ที่ความถี่ 5 GHz และมีค่าการสูญเสียมากที่สุดเท่ากับ 0.081 dB/mm ที่ความถี่ 25 GHz และผลการวิเคราะห์ที่ได้จากโปรแกรม Sonnet จะได้ค่าต่ำสุดของค่าการสูญเสียเท่ากับ 0.066 dB/mm ที่ความถี่ 5 GHz และมีค่าการสูญเสียมากที่สุดเท่ากับ 0.073 dB/mm ที่ความถี่ 25 GHz

จากผลข้อมูลเปรียบเทียบการวิเคราะห์ผลการคำนวณของวงจรทดสอบทั้งสอง ที่มีการแปรค่าความนำจำเพาะของไดอิเล็กตริกตามวัสดุที่นำมาใช้ ที่ได้จากโปรแกรม WIM และโปรแกรม Sonnet ผลที่ได้จากโปรแกรม WIM มีค่าสูงกว่าค่าที่ได้จากโปรแกรม Sonnet ตลอดช่วงของการวิเคราะห์ โดยมีความแตกต่างของผลการคำนวณที่ได้ของวงจรทดสอบที่ 1 เท่ากับ 0.006 dB/mm และในวงจรทดสอบที่ 2 เท่ากับ 0.008 dB/mm ที่ความถี่ 25 GHz ซึ่งเป็นความถี่สูงสุดของการวิเคราะห์โดยผลที่ได้จากโปรแกรมการคำนวณทั้งสองมีความสอดคล้อง และใกล้เคียงกันตรงตามรูปแบบของทฤษฎีการสูญเสียในสายส่งความถี่สูง

4.2.3 การวิเคราะห์ค่าการสูญเสียทั้งหมดที่เกิดจากตัวนำและไดอิเล็กตริก

ในส่วนนี้ จะเป็นการวิเคราะห์รูปแบบการสูญเสียในวงจรไมโครสตริป ทั้งที่เป็นผลจากตัวนำและไดอิเล็กตริกของวงจร ที่มีโครงสร้างของวงจรทดสอบดังกล่าวข้างต้น ทำการวิเคราะห์ผลที่ได้จากการใช้วัสดุที่มีค่าการสูญเสียทั้งสองแบบ คือ วงจรทดสอบที่ 1 ตัวนำที่ใช้เป็นทองเหลือง (Brass) มีค่าความนำจำเพาะเท่ากับ 1.57×10^7 S/m และไดอิเล็กตริกเป็น RG200D มีค่าความนำ

จำเพาะเท่ากับ 5.24×10^{-3} S/m วงจรทดสอบที่ 2 ตัวนำที่ใช้คือ Tantalum มีค่าความนำจำเพาะเท่ากับ 6.45×10^6 S/m และไดอิเล็กตริก คือ FR-4 มีค่าความนำจำเพาะเท่ากับ 0.0584 S/m ผลเปรียบเทียบกับการคำนวณที่ได้จากโปรแกรม WIM กับโปรแกรม Sonnet ดังแสดงในภาพที่ 4-16



ภาพที่ 4-16 แสดงค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจรจากวัสดุที่ 1 และวัสดุที่ 2

เมื่อเปรียบเทียบค่าสูญเสียที่เกิดจากวัสดุในการออกแบบของวงจรทดสอบที่ 1 ที่ได้จากโปรแกรม WIM กับโปรแกรม Sonnet จะได้ค่าของการสูญเสียของโปรแกรม WIM มีค่าการสูญเสียต่ำสุดมีค่าเท่ากับ 0.027 dB/mm ที่ความถี่ 6 GHz และมีค่าการสูญเสียมากที่สุดเท่ากับ 0.036 dB/mm ที่ความถี่สูงสุดของการวิเคราะห์ เมื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากโปรแกรม Sonnet จะมีค่าแตกต่างเล็กน้อย โดยค่าการสูญเสียต่ำสุดที่ได้คือ 0.027 dB/mm และค่ามากที่สุดคือ 0.032 dB/mm ที่ความถี่ต่ำสุดและสูงสุดตามลำดับ โดยมีความแตกต่างมากที่สุดระหว่างโปรแกรมทั้งสองอยู่ที่ 0.004 dB/mm

เมื่อเปรียบเทียบค่าสูญเสียที่เกิดจากวัสดุในการออกแบบของวงจรทดสอบที่ 2 ที่ได้จากโปรแกรม WIM กับโปรแกรม Sonnet จะได้ค่าของการสูญเสียของโปรแกรม WIM มีค่าการสูญเสียต่ำสุดเท่ากับ 0.122 dB/mm และมีค่ามากที่สุดเท่ากับ 0.135 dB/mm และผลที่ได้จากโปรแกรม Sonnet จะมีค่าการสูญเสียต่ำสุดคือ 0.118 dB/mm และค่ามากที่สุดคือ 0.127 dB/mm ที่ความถี่ต่ำสุดและความถี่สูงสุดของการวิเคราะห์ตามลำดับ ผลที่ได้จากโปรแกรมทั้งสองมีค่าแตกต่างกันมากที่สุดเท่ากับ 0.008 dB/mm ที่ความถี่ 250 GHz ของการคำนวณ

โดยสรุปได้ว่าวงจรทดสอบทั้งสองที่มีการนำวัสดุต่างชนิดมาในการคำนวณเปรียบเทียบผลการคำนวณด้วยโปรแกรม WIM กับโปรแกรม Sonnet จะให้ค่าความแตกต่างไม่เกิน 0.008 dB/mm ตลอดช่วงความถี่ของการคำนวณ ซึ่งตามปกติของวงจรที่ทำงานในย่านความถี่สูง จะพบว่าการส่งผ่านกำลังงานจะถูกลดทอนลงในลักษณะเชิงเส้นที่แปรผันตามความถี่ เนื่องจากผลของการสูญเสียตามผิวดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 2 ซึ่งสามารถกล่าวแบบง่ายๆ ได้ว่า ค่าการสูญเสียจะสูงขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของวัสดุที่ใช้เป็นตัวกลางและตามความถี่ใช้งานเป็นหลัก ดังนั้นจากการสูญเสีย Loss (dB/mm) ของวัสดุแบบที่ 1 ซึ่งมีค่าความนำจำเพาะของตัวนำเท่ากับ 1.57×10^7 S/m และค่าความนำจำเพาะไดอิเล็กตริกเท่ากับ 5.24×10^{-3} S/m และวัสดุแบบที่ 2 ซึ่งมีค่าความนำจำเพาะของตัวนำเท่ากับ 6.45×10^6 S/m ค่าความนำจำเพาะไดอิเล็กตริกเท่ากับ 0.0584 S/m ที่ได้จากการคำนวณด้วยโปรแกรม WIM ในวงจรไมโครสตริป ได้ผลการวิเคราะห์ถูกต้องเป็นไปตามทฤษฎีของการสูญเสีย รวมถึงยังมีผลการคำนวณที่ได้ใกล้เคียงและสอดคล้องกับผลการคำนวณที่ได้จากโปรแกรม Sonnet

4.3 การวิเคราะห์วงจรไมโครสตริป

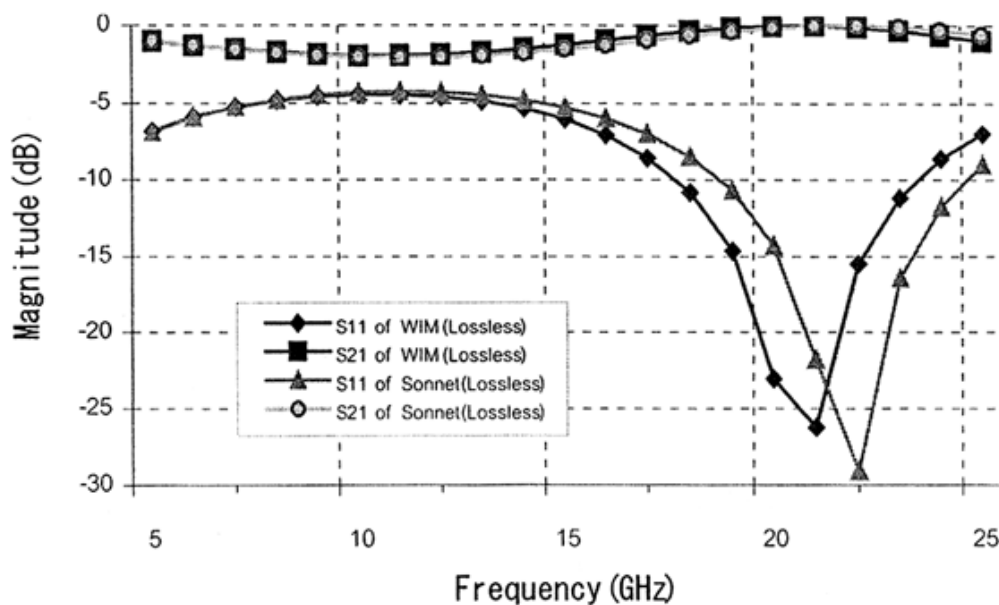
การวิเคราะห์ในส่วนนี้ จะเป็นการหาคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่ได้จากการคำนวณของวงจรไมโครสตริปที่มีอิมพีแดนซ์ภายใน 100 โอห์ม ดังรายละเอียดของวงจรในภาพที่ 4-10 โดยกำหนดให้มีเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของวัสดุที่นำมาใช้ต่างกัน ตั้งแต่การใช้วัสดุที่ไม่มีค่าการสูญเสีย (Lossless) และวัสดุที่มีการค่าสูญเสียทั้งจากตัวนำ (Conductor Loss) และไดอิเล็กตริก (Dielectric Loss) มาใช้ในการสร้างวงจร จากนั้นทำการวิเคราะห์เพื่อทำการคำนวณหาพารามิเตอร์เอสและการสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในเพื่อเปรียบเทียบผลการทำงานของทั้ง 2 รูปแบบ โดยมีรายละเอียดของวัสดุที่นำมาใช้ในการออกแบบดังต่อไปนี้

- วัสดุที่ 1 ไม่มีการสูญเสียในวัสดุ ($\sigma_{cond} = \alpha, \sigma_{diel} = 0$)
- วัสดุที่ 2 ตัวนำคือ Brass มีค่าความนำจำเพาะเท่ากับ 1.57×10^7 S/m และชั้นไดอิเล็กตริกคือ RG200D มีค่าความนำจำเพาะเท่ากับ 5.24×10^{-3} S/m
- วัสดุที่ 3 ตัวนำคือ Tantalum มีค่าความนำจำเพาะเท่ากับ 6.45×10^6 S/m และไดอิเล็กตริกคือ FR-4 มีค่าความนำจำเพาะเท่ากับ 0.0584 S/m

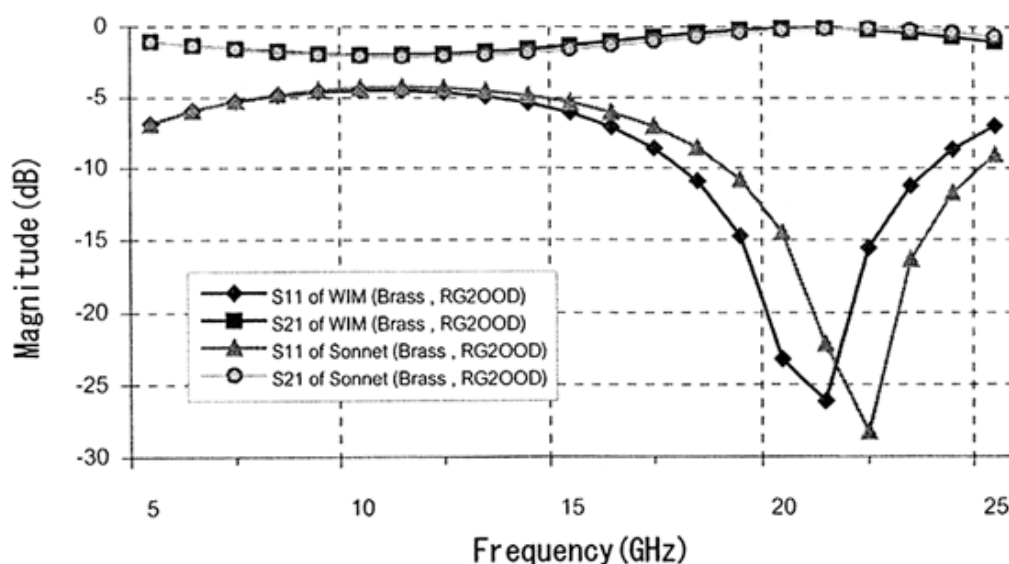
4.3.1 การวิเคราะห์เอสพารามิเตอร์

จากวงจรไมโครสตริปดังกล่าว เมื่อทำการวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าของการส่งผ่านและการสะท้อนกลับในรูปของเอสพารามิเตอร์ (S-Parameter) เปรียบเทียบผลการคำนวณด้วยวิธีการทำซ้ำของคลื่นด้วยโปรแกรม WIM และผลการคำนวณด้วยโปรแกรม Sonnet โดยใช้วงจรทดสอบดังกล่าวข้างต้นที่สร้างจากวัสดุแบบที่ 1 แบบไม่มีการสูญเสีย

และวัสดุแบบที่ 2 (Brass, RG200D) เพื่อตรวจสอบการคำนวณทั้งสองด้วยการเปรียบเทียบ
ผลของพารามิเตอร์ S11 และ S21 ดังแสดงผลการเปรียบเทียบในภาพที่ 4-17 และ 4-18



ภาพที่ 4-17 S11 และ S21 ของวงจรที่สร้างจากวัสดุที่ 1 ของโปรแกรม WIM
เปรียบเทียบกับโปรแกรม Sonnet



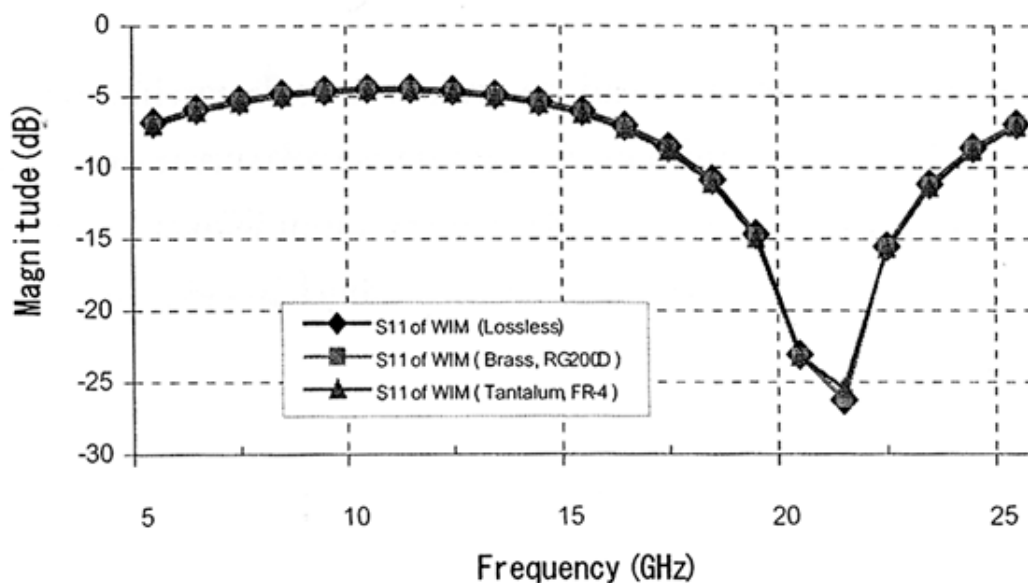
ภาพที่ 4-18 S11 และ S21 ของวงจรที่สร้างจากวัสดุที่ 2 ของโปรแกรม WIM
เปรียบเทียบกับโปรแกรม Sonnet

ผลการคำนวณจากวงจรที่สร้างด้วยวัสดุแบบที่ 1 และวัสดุแบบที่ 2 ด้วยวิธีกระทำซ้ำของคลื่น (โปรแกรม WIM) เปรียบเทียบกับการคำนวณด้วยโปรแกรม Sonnet ในช่วงของการคำนวณที่ความถี่ 5-25 GHz เมื่อนำผลการคำนวณมาเปรียบเทียบกันดังแสดงในภาพที่ 4.17 และภาพที่ 4.18 ตามลำดับ ค่าที่ได้ของพารามิเตอร์ S21 จากวัสดุแบบที่ 1 จากทั้งสองโปรแกรมมีความใกล้เคียงสอดคล้องกันตลอดช่วงความถี่ของการวิเคราะห์ โดยมีขนาดความแตกต่างกันของแมกนิจูดเท่ากับ 0.4 dB ที่ความถี่ 25 GHz และค่าที่ได้ของพารามิเตอร์ S11 จากโปรแกรม WIM มีค่าแมกนิจูดต่ำสุดเท่ากับ -26 dB ที่ความถี่ 21 GHz ส่วนโปรแกรม Sonnet มีค่าแมกนิจูดของพารามิเตอร์ S11 ต่ำสุดเท่ากับ -29 dB ที่ความถี่ 22 GHz โดยมีค่าแตกต่างกัน 3 dB ในขณะที่ค่าของพารามิเตอร์ S21 จากวัสดุแบบที่ 2 มีความใกล้เคียงสอดคล้องกันตลอดช่วงความถี่ที่ทำการวิเคราะห์เช่นเดียวกัน โดยมีความแตกต่างกันของแมกนิจูดสูงสุดเท่ากับ 0.3 dB ที่ความถี่ 25 GHz และค่าของพารามิเตอร์ S11 จากโปรแกรม WIM มีค่าแมกนิจูดต่ำสุดเท่ากับ -26 dB ที่ความถี่ 21 GHz ส่วนโปรแกรม Sonnet มีค่าแมกนิจูดของพารามิเตอร์ S11 ต่ำสุดเท่ากับ -28.2 dB ที่ความถี่ 22 GHz โดยมีค่าความแตกต่างกันเท่ากับ 2.2 dB

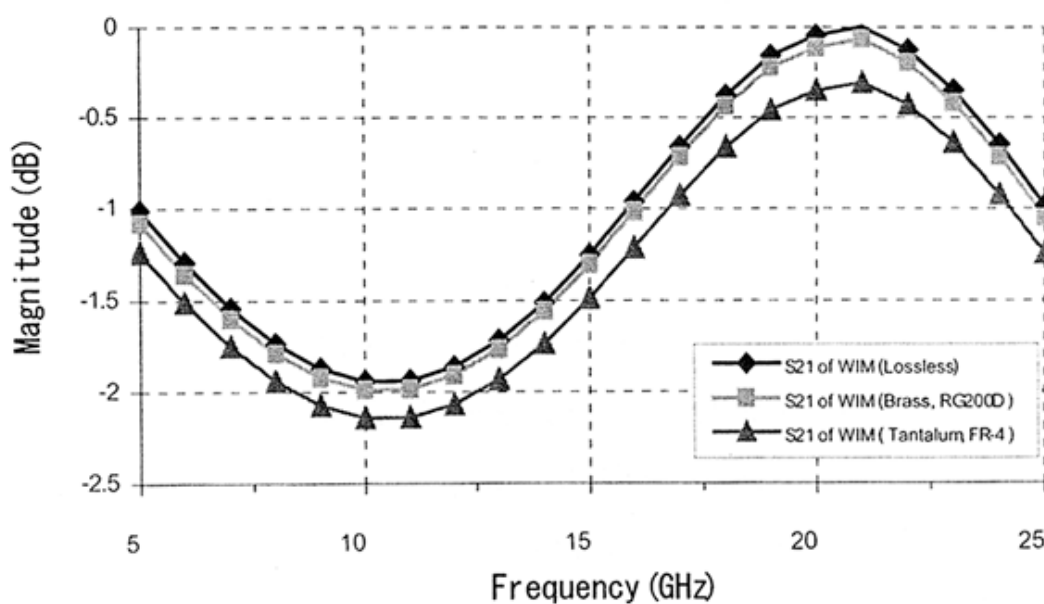
ดังนั้นจากผลการคำนวณทั้งสอง ที่เป็นการวิเคราะห์คุณลักษณะทางไฟฟ้าของวงจรไมโครสตริปในรูปของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและการส่งผ่าน สามารถกล่าวได้ว่าไม่ว่าวัสดุที่นำมาใช้ในการสร้างวงจรเป็นแบบมีค่าการสูญเสีย (Lossy) หรือแบบไม่มีค่าการสูญเสีย (Lossless) ก็ตาม ผลการคำนวณที่ได้จากโปรแกรม WIM มีความสอดคล้องและมีค่าที่ได้ใกล้เคียงกับผลที่ได้จากโปรแกรม Sonnet

4.3.2 การวิเคราะห์การสูญเสียในวงจรไมโครสตริป

เพื่อให้การวิเคราะห์ถึงค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากวัสดุชนิดต่างๆ ที่ใช้ในการออกแบบสามารถอธิบายผลที่เกิดขึ้นได้อย่างชัดเจน วงจรที่ใช้ในการทดสอบและเงื่อนไขของวัสดุที่นำมาใช้ในการคำนวณดังที่ได้กำหนดไว้ในตอนต้น คือ วงจรทดสอบที่ 1 เป็นวงจรแบบไม่มีการสูญเสียภายใน ส่วนวงจรทดสอบที่ 2 และ 3 เป็นแบบที่มีการสูญเสียภายในจากค่าของวัสดุที่นำมาใช้ คือ Brass, RG200D และ Tantalum, FR-4 ตามลำดับ ผลการเปรียบเทียบการคำนวณพารามิเตอร์ S11 และ S21 ที่ได้จากโปรแกรม WIM ดังแสดงในภาพที่ 4.19 และภาพที่ 4.20



ภาพที่ 4-19 S11 ของโปรแกรม WIM เมื่อวัสดุที่ใช้ในการสร้างวงจรต่างกัน



ภาพที่ 4-20 S21 ของโปรแกรม WIM เมื่อวัสดุที่ใช้ในการสร้างวงจรต่างกัน

วงจรที่มีการสูญเสียจากตัวนำและไดอิเล็กตริกจะให้ค่าการสูญเสียสูงขึ้นตามลำดับ ดังแสดงผลได้จากค่าเอสพารามิเตอร์ของวงจรทดสอบในแต่ละแบบ โดยในวัสดุแบบที่ 2 มีค่าความนำจำเพาะของตัวนำเท่ากับ 1.57×10^7 S/m และค่าความนำจำเพาะไดอิเล็กตริกเท่ากับ 5.24×10^{-3} S/m จะได้ค่าแมกนิจูดของพารามิเตอร์ S11 เท่ากับ -4.48 GHz และแมกนิจูดของ

พารามิเตอร์ S21 เท่ากับ -1.99 dB ที่ความถี่ 10 GHz ในขณะที่วงจรที่ไม่มีค่าการสูญเสียเลย จะให้ค่าแอมป์นิจูดของพารามิเตอร์ S11 เท่ากับ -4.4 dB และแอมป์นิจูดของพารามิเตอร์ S21 เท่ากับ -1.93 dB ซึ่งแสดงให้เห็นว่าค่าความนำของวัสดุแต่ละแบบที่นำมาใช้ในการสร้างวงจรมีผลอย่างมากต่อการทำงานของวงจร โดยค่าสัมประสิทธิ์ของการส่งผ่านที่ได้จากผลการวิเคราะห์ของวัสดุทั้ง 3 แบบ มีลักษณะกราฟของพารามิเตอร์ S21 ที่ได้คล้ายกัน แต่จะมีค่าแตกต่างกันตามค่าการสูญเสียของวัสดุแต่ละชนิด

บทที่ 5

สรุปผล อภิปรายผลและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผล

งานวิจัยนี้ได้ทำการศึกษาและวิเคราะห์ถึงปัจจัยที่ส่งผลกระทบในรูปแบบต่างๆ ต่อการทำงานของวงจรไมโครเวฟ โดยในงานวิจัยส่วนแรกเป็นการวิเคราะห์หาค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นในวงจรไมโครเวฟ (Box Resonance) โดยได้นำรูปแบบโมเดลเรโซแนนซ์ในท่อนำคลื่นมาใช้ในการวิเคราะห์หาค่าความถี่เรโซแนนซ์ในโครงสร้างของวงจร ผลที่ได้ของการคำนวณจะแสดงในรูปแบบของกราฟที่แสดงตำแหน่งของการเกิดสภาวะเรโซแนนซ์ในวงจรไมโครเวฟ งานวิจัยในส่วนนี้ได้เลือกใช้วงจรทดสอบที่เป็นวงจรสายไมโครสตริป และวงจรกรองขจัดเฉพาะแถบความถี่ ในกล่องโครงสร้างขนาด $8.45 \times 8.47 \times 1.135$ ลูกบาศก์มิลลิเมตร และขนาด $30 \times 44 \times 3.27$ ลูกบาศก์มิลลิเมตรตามลำดับ ผลที่ได้จากโมเดลเรโซแนนซ์เปรียบเทียบกับโปรแกรม Sonnet สามารถคำนวณค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้แตกต่างกันไม่เกิน 0.2 GHz ทั้งในโหมดหลักและโหมดในลำดับถัดไป ซึ่งสามารถสรุปได้ว่าผลจากงานวิจัยที่ได้ที่เป็นรูปแบบโมเดลแบบง่ายๆ ให้ผลการคำนวณถูกต้องและสอดคล้องกับโปรแกรมสำเร็จรูป Sonnet เหมาะสำหรับการเป็นเครื่องมือในการออกแบบวงจรไมโครเวฟได้เป็นอย่างดี

ส่วนการคำนวณค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจรไมโครสตริป จะอาศัยการคำนวณโดยการกระทำซ้ำของคลื่นแบบวนรอบ (WIM : Wave Iterative Method) ร่วมกับแบบจำลองการสูญเสียในตัวนำและไดอิเล็กตริก ผลที่ได้จะแสดงในเทอมของการสูญเสียต่อหน่วยความยาว ที่เกิดขึ้นในวงจร โดยได้ออกแบบวงจรทดสอบที่เป็นวงจรสายไมโครสตริปที่มีค่าอิมพีแดนซ์ประจำสาย 100 โอห์ม มีการจำลองการทำงานโดยกำหนดเงื่อนไขของวัสดุที่ใช้ในการออกแบบ ทั้งวัสดุที่มีการสูญเสียภายใน (Lossy) และแบบไม่มีการสูญเสีย (Lossless) เพื่อเปรียบเทียบถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นในวงจรไมโครเวฟทั้งในด้านของคุณลักษณะทางไฟฟ้าและค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้น ผลที่ได้จากการวิเคราะห์ในบทที่ 4 มีการเปรียบเทียบผลการคำนวณที่ได้กับโปรแกรมสำเร็จรูป Sonnet จากวงจรทดสอบในการใช้วัสดุแบบต่างๆ ผลที่ได้จากโปรแกรม WIM และโปรแกรม Sonnet มีค่าการคำนวณใกล้เคียงกันและสอดคล้องกันตลอดช่วงความถี่ในการวิเคราะห์ โดยมีความแตกต่างของผลการคำนวณน้อยกว่า 0.01 dB/mm ดังนั้นผลจากโปรแกรมการคำนวณหาการสูญเสียในงานวิจัยนี้ สามารถนำมาใช้ในการออกแบบและสร้างวงจรไมโครเวฟได้ ซึ่งข้อดีคือ สามารถตรวจสอบ

คุณสมบัติของวงจรในการออกแบบได้ โดยผลที่ได้มีความถูกต้องสอดคล้องกับโปรแกรมสำเร็จรูปอื่นๆ ที่มีราคาสูงได้เป็นอย่างดี

นอกจากนี้ผู้วิจัยได้ทำการออกแบบให้การคำนวณสามารถใช้งานในรูปแบบของเมนูเลือก โดยใช้ GUI (Graphic User Interface) เพื่อให้การวิเคราะห์วงจรนั้นสามารถทำได้อย่างสะดวกและรวดเร็ว เข้าใจง่ายเหมาะสำหรับการนำไปใช้งานจริง

5.2 อภิปรายผลการวิจัย

ในการวิเคราะห์ถึงปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรไมโครเวฟทั้งสองส่วน จากการวิจัยสามารถสรุปผลที่ได้จากความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรและคุณลักษณะต่างๆ ที่ใช้ในการออกแบบโปรแกรมการคำนวณ ได้ดังนี้

5.2.1 การกำหนดขนาดของกล่องวงจรมีผลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้เปลี่ยนไป โดยขนาดของกล่องโครงสร้างตัวนำคือ ด้านยาว (a), ด้านกว้าง (b) และความสูง (d) มีความสัมพันธ์กับโหมดของคลื่นในการคำนวณความถี่เรโซแนนซ์ซึ่งเรียงตามลำดับได้คือ m, n และ p

5.2.2 วงจรภายในที่ใช้ในการทดสอบเพื่อหาค่าความถี่เรโซแนนซ์ จะไม่ส่งผลใดๆ ต่อการคำนวณค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้

5.2.3 กรณีที่ขนาดความยาวคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ในวงจรการคำนวณ มีค่าใกล้เคียงกับขนาดของโครงสร้างของวงจร (Dimension) จะทำให้เกิดโหมดการแพร่กระจายคลื่นที่แตกต่างกันมากขึ้น

5.2.4 โหมดของคลื่นในการเกิดความถี่เรโซแนนซ์แรกจะเรียกว่าโหมดหลัก (Dominant Mode) ซึ่งก็คือความถี่คัทออฟที่ต่ำที่สุดที่คลื่นสามารถแพร่กระจายไปได้ โดยโหมดหลักในโครงสร้างคาวิตีเรโซเนเตอร์แบบสี่เหลี่ยมคือ TE₁₀₁

5.2.5 การกำหนดค่าคุณลักษณะของวัสดุที่ใช้ในการวิเคราะห์ค่าการสูญเสีย มีความแตกต่างกันระหว่างโปรแกรมที่ใช้ในงานวิจัยกับโปรแกรม Sonnet ทำให้ผลการคำนวณที่ได้มีความแตกต่างกันเล็กน้อย

5.2.6 ผลคำนวณการสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจรไมโครสตริปที่ใช้ทดสอบโดยเปรียบเทียบผลระหว่างการสร้างโดยใช้วัสดุต่างชนิดกัน ที่แปรค่าตามความนำของตัวนำและไดอิเล็กตริกของวัสดุ แต่ละชนิดจะพบว่า เมื่อค่าความนำของวัสดุตัวนำมีค่าสูงขึ้น การสูญเสียในวงจรก็จะน้อยลงขึ้นตามลำดับ แต่เมื่อค่าความนำของชั้นไดอิเล็กตริกสูงขึ้น การสูญเสียในวงจรก็จะสูงขึ้นตามด้วย

5.2.7 การเลือกวงจรสายส่งไมโครสตริปในการคำนวณการสูญเสีย เนื่องจากผลการคำนวณที่ได้อยู่ในรูปแบบของการสูญเสียต่อหน่วยความยาว (dB/mm) ทำให้สามารถเข้าใจผลการคำนวณได้ง่ายกว่าการเลือกใช้วงจรรูปแบบอื่นในการคำนวณ

5.3 ปัญหาและแนวทางแก้ไข

ปัญหาในการออกแบบส่วนใหญ่ในงานวิจัย จะเกี่ยวข้องกับการเลือกวงจรที่เหมาะสมในการวิเคราะห์เพื่อหาค่าการสูญเสียในวงจรไมโครเวฟ เพื่อแสดงค่าการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากโปรแกรมสำเร็จรูปที่ให้ผลการวิเคราะห์สอดคล้องกัน เนื่องจากการออกแบบหาคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรที่เลือกใช้ในการคำนวณ จำเป็นต้องกำหนดขนาดวงจรและเซลล์หรือพิกเซลของวงจรที่มีความละเอียดสูง ทำให้ต้องใช้เวลาในการคำนวณค่อนข้างสูงและจำเป็นต้องใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ในการคำนวณที่มีประสิทธิภาพสูงตามไปด้วย นอกจากนี้ในงานวิจัยยังมีข้อจำกัดที่ต้องพิจารณาดังต่อไปนี้

5.3.1 ในการคำนวณค่าความถี่เรโซแนนซ์ในกล่องโครงสร้างของวงจรไมโครเวฟนั้น ไม่สามารถกำหนดจำนวนของชั้นไดอิเล็กตริกของวงจรได้มากกว่าสองชั้นได้ เนื่องจากไม่สามารถใช้โมเดลจำลองการหาสถานะเรโซแนนซ์ในสายส่งที่ต่อกันมากกว่าสองสายได้

5.3.2 ผลการคำนวณที่ได้จากการคำนวณด้วยวิธีวนรอบที่ใช้นี้เป็นกระบวนการคำนวณทางคณิตศาสตร์ภายใต้โปรแกรม MATLAB เศษทศนิยมของผลการคำนวณที่ได้มีการปรับหรือตัดตามการคำนวณที่ออกแบบไว้ในกระบวนการคำนวณ ทำให้ผลลัพธ์ในบางครั้งหรือบางข้อมูลมีโอกาสเกิดการผิดพลาดเกิดขึ้นได้ การแก้ไขอาจทำได้โดยการกำหนดจำนวนรอบของการวนรอบให้มากขึ้นหรืออาจเพิ่มในส่วนของการปรับค่าการคำนวณก็ได้

5.3.3 การออกแบบเพื่อคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ และสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจำเป็นต้องพิจารณาถึงอิมพีแดนซ์ในส่วนของการออกแบบ ให้เหมาะสมกับอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายของโปรแกรมการคำนวณด้วย โดยโปรแกรมในงานวิจัยจะกำหนดอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดเท่ากับ 50 โอห์ม

5.3.4 การกำหนดแหล่งจ่ายในโปรแกรมการคำนวณค่าการสูญเสียในวงจรไมโครเวฟเพื่อเป็นค่าเริ่มต้นในการทำงานของวิธีวนรอบของโปรแกรมจำลองค่าการสูญเสีย มีการกำหนดแหล่งจ่ายให้กับวงจรในลักษณะที่อยู่บนพื้นที่ของวงจร ซึ่งแตกต่างจากกับโปรแกรม Sonnet ที่ใช้แหล่งจ่ายในอุดมคติ ทำให้ผลการวิเคราะห์ที่ได้ออกมาแตกต่างกันบ้างเล็กน้อย

5.4 ข้อเสนอแนะ

การวิจัยครั้งนี้ได้นำเสนอถึงปัจจัยหลักที่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรไมโครเวฟ ทำให้ผู้ออกแบบหรือสร้างวงจรไมโครเวฟสามารถรู้ถึงปัญหาที่จะเกิดขึ้นต่อการทำงานของวงจรจากการจำลองการทำงานในสถานะต่างๆ ตามที่ได้ออกแบบได้ ทำให้สามารถนำมาช่วยในการออกแบบและสร้างวงจรไมโครเวฟได้อย่างถูกต้อง ลดเวลาที่เสียไปจากการที่ไม่ได้คำนึงถึงปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรไมโครเวฟเหล่านี้ได้เป็นอย่างดี ทั้งยังสามารถนำไปใช้เป็นเครื่องมือสำหรับการเรียนการสอนในวิชาที่เกี่ยวข้องกับวงจรไมโครเวฟความถี่สูงได้

บรรณานุกรม

ภาษาไทย

- พูนศักดิ์ เอื้อดุลเดชา. คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพมหานคร : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2542.
- สมศักดิ์ อรรถทิมากุล และคมศักดิ์ หอมทอง. “การวิเคราะห์รูปแบบการสูญเสียของวงจรไมโครเวฟโดยใช้การจำลองสนามแม่เหล็กไฟฟ้า.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26. ณ โรงแรมโกลเด้นท์แลนด์ จ. เพชรบุรี, 6-7 พฤศจิกายน 2546.
- สมศักดิ์ อรรถทิมากุล. “การวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่สำหรับวงจรไมโครเวฟโดยใช้หลักการของคลื่น.” การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25. จ. สงขลา, พฤศจิกายน 2545.
- _____. “การออกแบบวงจรไมโครเวฟและวงจรขยาย.” กรุงเทพมหานคร : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2547. (อัครสำเนา)

ภาษาอังกฤษ

- Devendra K. Misra. Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits: Analysis and Design. Second Edition. Wiley & Sons, Inc., 2004.
- Fred Gardiol. Microstrip Circuits. John Wiley & Sons, Inc., 1994.
- Reinhold Ludwig and Pavel Bretchko. RF Circuit Design Theory and Applications. New Jersey : Prentice-Hall International, Inc., c2000.
- Samuel Y. Liao. Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design. New Jersey : Prentice-Hall international, Inc., 1987.
- Simon Ramo, John R. Whinnery and Theodore Van Duzer. Field and Waves in Communication Electronics. Third Edition. John Wiley & Sons, Inc.
- James C. Rautio and Veysel Demir. “Microstrip Conductor Loss Models for Electromagnetic Analysis.” IEEE Trans. On Microwave Theory and Technique. Vol.51, No.3, March 2003.

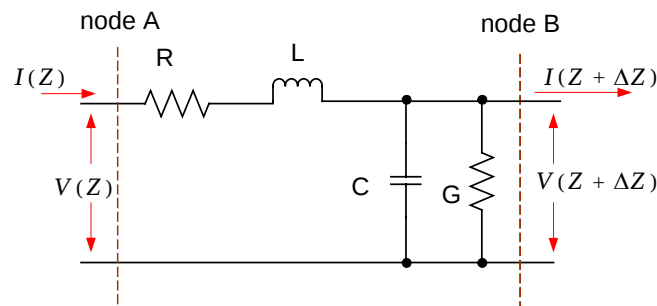
- S. Aktimagool, D. Baujon and H. Baudrand. "Analysis of Multi-Layer Integrated Inductor with Wave Concept iterative Procedure." IEEE MTT-S Intern. Microwave Sym. Diest., Arizona, USA, May 2001.
- Didier Cottet, Janusz Grzyb and Gerhard Tröster. Accurate Prediction of Microstrip and Attenuation at Millimeter-Wave Frequencies. Electronic Lab, ETH Zürich Switzerland, 2001.
- Liam Devlin. RF IC's For Commercial Wireless Application. Plextek Communication Technology Consultants, London Rd., Great Chesterford, Essex, CB10 1NY.
- William J. D. Stich. Mitigating the Effects of Cavity Resonance in Ceramic Millimetre - Wave Package. Carleton University, January 2002.
- Math Works Inc. MATLAB's Help Release 13 with Service Pack 1. The MathWorks Inc., August 2003.
- Sonnet Software Inc. Sonnet User's Guide, Version 9.0. Liverpool, NY, May 2003.

ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์พารามิเตอร์ของสายส่งและการแปลงค่าพารามิเตอร์

ก.1 วงจรสมมูลของสายส่ง

การวิเคราะห์สายส่งที่ใช้งานในย่านความถี่สูง จะพิจารณาองค์ประกอบของสายในรูปแบบของ อุปกรณ์ชนิดกระจาย (Distribution Element) กล่าวคือ ภายในจะมีอุปกรณ์แฝงจำพวกลำความต้านทาน ค่าความเหนี่ยวนำ และค่าความจุไฟฟ้ากระจายอยู่ตลอดสายนั้น ที่เรียกว่าค่าของพารามิเตอร์ประจำสายปฐมนิยาม และสามารถเขียนวงจรสมมูลแทนได้ดังแสดงในรูปที่ ก-1



ภาพที่ ก-1 วงจรสมมูลของสายส่ง

จากวงจรในภาพที่ ก-1 สามารถทำการวิเคราะห์สมการทั่วไปของสายส่ง โดยใช้หลักการวิเคราะห์วงจรแบบโนด (Node Analysis) ได้ดังนี้

เมื่อพิจารณาแรงดันที่โนด A จะได้ค่าแรงดัน $V(z)$ จาก

$$V(z) = (R + j\omega L)I(z)\Delta z + V(z + \Delta z)$$

โดยที่ $\lim_{\Delta z \rightarrow 0} \left\{ \frac{f(z + \Delta z) - f(z)}{\Delta z} \right\} = \frac{df}{dz}$

$$-\left\{ \frac{V(z + \Delta z) - V(z)}{\Delta z} \right\} = (R + j\omega L)I(z)$$

$$-\frac{dV(z)}{dz} = (R + j\omega L)I(z) \quad (\text{ก-1})$$

เมื่อพิจารณากระแสที่ผ่านโนด A จะได้กระแส $I(z)$

$$I(z) = V(z)(G + j\omega C)\Delta z + I(z + \Delta z)$$

$$\begin{aligned}
-\left\{\frac{I(z+\Delta z)-I(z)}{\Delta z}\right\} &= (G+j\omega C)V(z) \\
-\frac{dI(z)}{dz} &= (G+j\omega C)V(z)
\end{aligned}
\tag{ก-2}$$

จะได้สมการของ $I(z)$ ดังนี้

$$I(z) = -\int (G+j\omega C)V(z) \tag{ก-3}$$

แทนค่าสมการที่ (ก-3) ลงในสมการที่ (ก-1) จะได้

$$\begin{aligned}
-\frac{dV(z)}{dz} &= -\int (G+j\omega C)(R+j\omega L)V(z) \\
\frac{d^2V(z)}{dz^2} &= (G+j\omega C)(R+j\omega L) \\
\frac{d^2V(z)}{dz^2} - k^2V(z) &= 0
\end{aligned}
\tag{ก-4}$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - k^2I(z) = 0 \tag{ก-5}$$

เมื่อ $k = \sqrt{(G+j\omega C)(R+j\omega L)}$

เมื่อทำการหาคำตอบของสมการอนุพันธ์ ในสมการที่ (ก-4) และสมการที่ (ก-5) จะได้

$$V(z) = V^+e^{-kz} + V^-e^{kz} \tag{ก-6}$$

$$I(z) = I^+e^{-kz} + I^-e^{kz} \tag{ก-7}$$

นำค่า $V(z)$ ในสมการที่ (ก-6) แทนในสมการที่ (ก-1) จะได้

$$-\frac{dV^+ e^{-kz}}{dz} - \frac{dV^- e^{-kz}}{dz} = (R + j\omega L)I(z)$$

$$I(z) = K \frac{(V^+ e^{-kz} - V^- e^{kz})}{(R + j\omega L)}$$

$$I(z) = \frac{V^+ e^{-kz} - V^- e^{kz}}{Z_0}$$

เมื่อ $Z_0 = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}}$

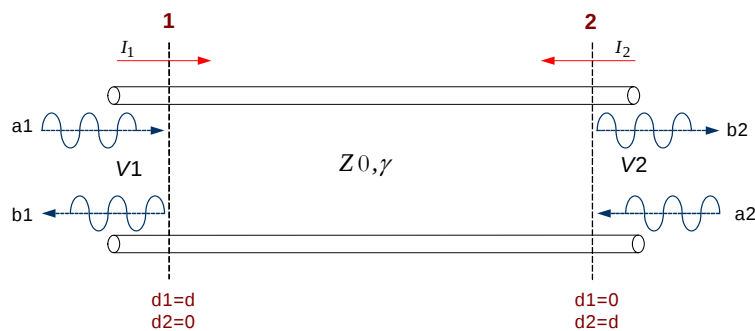
จะได้สมการทั่วไปของสายส่งความถี่สูงดังนี้

$$V(z) = V^+ e^{-kz} + V^- e^{kz} \quad (\text{ก-8})$$

$$I(z) = \frac{V^+ e^{-kz} - V^- e^{kz}}{Z_0} \quad (\text{ก-9})$$

ก.2 การวิเคราะห์พารามิเตอร์ของสายส่งความถี่สูง

จากรูปแบบของสมการทั่วไปของคลื่นในสายส่งความถี่สูงที่ได้กล่าวมา เมื่อทำการวิเคราะห์สมการของพารามิเตอร์ในแบบต่างๆ ของสายส่งที่มีความยาวของสายเท่ากับระยะ d โดยมีค่าคุณสมบัติประจำสายคือ Z_0 และค่าคงที่การแพร่กระจายคลื่น γ เมื่อพิจารณาลักษณะของคลื่นตามภาพที่ ก-2 จะได้พารามิเตอร์ต่างๆ ของสายส่งตามการวิเคราะห์ดังต่อไปนี้



ภาพที่ ก-2 สายส่งความถี่สูง

ก.2.1 การวิเคราะห์อินพุทอิมพีแดนซ์ $Z_{in}(d)$

สายส่งเมื่อต่อเข้ากับภาระโหลดจะปรากฏค่าอิมพีแดนซ์ซึ่งเป็นค่าระดับแรงดันต่อกระแส ณ ตำแหน่งบนสายที่ทำการวัดซึ่งเรียกว่าค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสาย สามารถทำการคำนวณได้ดังนี้

$$Z_{in}(d) = \frac{V(d)}{I(d)} = \frac{V^+(e^{\gamma d} + \Gamma_0 e^{-\gamma d})}{\frac{V^+}{Z_0}(e^{\gamma d} - \Gamma_0 e^{-\gamma d})} \quad (\text{ก-10})$$

เมื่อ $\Gamma_0 = \frac{V^-}{V^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$

$$Z_{in}(d) = Z_0 \frac{e^{\gamma d} + \left(\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}\right)e^{-\gamma d}}{e^{\gamma d} - \left(\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}\right)e^{-\gamma d}} \quad (\text{ก-11})$$

$$Z_{in}(d) = Z_0 \frac{Z_L(e^{\gamma d} + e^{-\gamma d}) + Z_0(e^{\gamma d} - e^{-\gamma d})}{Z_L(e^{\gamma d} - e^{-\gamma d}) + Z_0(e^{\gamma d} + e^{-\gamma d})}$$

$$Z_{in}(d) = Z_0 \frac{Z_L \cosh(\gamma d) + Z_0 \sinh(\gamma d)}{Z_0 \cosh(\gamma d) + Z_L \sinh(\gamma d)} \quad (\text{ก-12})$$

ทำการหารสมการที่ (ก-12) ทั้งเศษและส่วน ด้วย $\cosh(\gamma d)$ สามารถเขียนสมการของอินพุทอิมพีแดนซ์ใหม่ ได้ดังนี้

$$Z_{in}(d) = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma d)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma d)} \quad (\text{ก-13})$$

ก.2.2 การวิเคราะห์อิมพีแดนซ์พารามิเตอร์ (Z-Parameter)

สมการทางเมตริกซ์ของอิมพีแดนซ์พารามิเตอร์มีรูปแบบดังนี้ คือ

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{ก-14})$$

โดยสามารถหาค่าพารามิเตอร์ของอิมพีแดนซ์ได้ ดังต่อไปนี้ เมื่อกำหนด $I_2 = 0$ จะได้ $\Gamma_0 = 1$ หาค่าพารามิเตอร์ Z_{11} และ Z_{21} ได้ดังนี้

$$Z_{11} = \frac{V_1(d_1 = d)}{I_1(d_1 = d)} \Big|_{I_2=0} = Z_0 \frac{(e^{\gamma d} + e^{-\gamma d})}{(e^{\gamma d} - e^{-\gamma d})}$$

$$Z_{11} = Z_0 \frac{\cosh \gamma d}{\sinh \gamma d}$$

$$Z_{11} = Z_0 \coth \gamma d \quad (\text{ก-15})$$

$$Z_{21} = \frac{V_2(d_1 = 0)}{I_1(d_1 = d)} \Big|_{I_2=0} = Z_0 \frac{(e^{\gamma(0)} + e^{-\gamma(0)})}{(e^{\gamma(d)} - e^{-\gamma(d)})}$$

$$Z_{21} = Z_0 \frac{1}{\sinh \gamma d}$$

$$Z_{21} = Z_0 \csc h \gamma d \quad (\text{ก-16})$$

และเมื่อกำหนด $I_1 = 0$ จะได้ $\Gamma_0 = 1$ หาค่าพารามิเตอร์ Z_{22} และ Z_{12} ได้ดังนี้

$$Z_{22} = \frac{V_2(d_2 = d)}{I_2(d_2 = d)} \Big|_{I_1=0} = Z_0 \frac{(e^{\gamma d} + e^{-\gamma d})}{(e^{\gamma d} - e^{-\gamma d})}$$

$$Z_{22} = Z_0 \frac{\cosh \gamma d}{\sinh \gamma d}$$

$$Z_{22} = Z_0 \coth \gamma d \quad (\text{ก-17})$$

$$Z_{12} = \frac{V_1(d_2 = 0)}{I_2(d_2 = d)} \Big|_{I_1=0} = Z_0 \frac{(e^{\gamma(0)} + e^{-\gamma(0)})}{(e^{\gamma(d)} - e^{-\gamma(d)})}$$

$$Z_{12} = Z_0 \frac{1}{\sinh \gamma d}$$

$$Z_{12} = Z_0 \csc h \gamma d \quad (\text{ก-18})$$

จะได้เมตริกซ์พารามิเตอร์อิมพีแดนซ์ ดังนี้

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_0 \coth \gamma d & Z_0 \operatorname{csch} \gamma d \\ Z_0 \operatorname{csch} \gamma d & Z_0 \coth \gamma d \end{bmatrix} \quad (\text{ก-19})$$

ก.2.3 การวิเคราะห์เอสพารามิเตอร์ (S-Parameter)

พิจารณาที่ โหนด 2 จะได้สมการแรงดันและกระแสได้ดังต่อไปนี้

$$V_2 = V^+ + V^- \quad (\text{ก-20})$$

$$I_2 = -\left(\frac{V^+ - V^-}{Z_0} \right) \quad (\text{ก-21})$$

ทำการหาค่าแรงดันของคลื่นกระทบและคลื่นสะท้อนได้ ดังนี้

$$V^+ = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2} \quad (\text{ก-22})$$

$$V^- = \frac{V_2 + Z_0 I_2}{2} \quad (\text{ก-23})$$

เมื่อพิจารณาที่ โหนด 1 จะได้สมการแรงดันและกระแสในเทอมของคลื่นกระทบและคลื่นสะท้อนได้ดังต่อไปนี้

$$V_1 = V^+ e^{\gamma d} + V^- e^{-\gamma d} \quad (\text{ก-24})$$

$$I_1 = \frac{1}{Z_0} (V^+ e^{\gamma d} - V^- e^{-\gamma d}) \quad (\text{ก-25})$$

ทำการแทนค่าสมการที่ (ก-22) และ (ก-23) ลงในสมการที่ (ก-24) และ (ก-25) จะได้

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{V_2}{2} (e^{\gamma d} + e^{-\gamma d}) + \frac{I_2 Z_0}{2} (-e^{\gamma d} + e^{-\gamma d}) \\ \frac{V_1}{\sqrt{Z_0}} &= \frac{V_2}{2\sqrt{Z_0}} (e^{\gamma d} + e^{-\gamma d}) - \frac{I_2 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} (e^{\gamma d} - e^{-\gamma d}) \\ I_1 &= \frac{V_2}{2Z_0} (e^{\gamma d} - e^{-\gamma d}) - \frac{I_2 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} (e^{\gamma d} - e^{-\gamma d}) \end{aligned} \quad (\text{ก-26})$$

$$I_1\sqrt{Z_0} = \frac{V_2}{2\sqrt{Z_0}}(e^{\gamma d} - e^{-\gamma d}) - \frac{I_2\sqrt{Z_0}}{2}(e^{\gamma d} + e^{-\gamma d}) \quad (\text{ก-27})$$

แทนค่าสมการที่ (ก-26) และ (ก-27) ในรูปแบบของสมการคลื่น ได้ดังนี้

$$a_1 + b_1 = (a_2 + b_2)\cos \gamma d - (a_2 - b_2)\sin \gamma d \quad (\text{ก-28})$$

$$a_1 - b_1 = -(a_2 - b_2)\cos \gamma d + (a_2 + b_2)\sin \gamma d \quad (\text{ก-29})$$

เมื่อทำการพิจารณาพารามิเตอร์ S_{11} และ S_{21} จะกำหนดสถานะแมตซ์ระหว่างสายส่งกับโหลดที่โนด 2 ($Z_0 = Z_{L2}$) ทำให้คลื่นทั้งหมดจะถูกดูดซับที่โหลด ส่งผลให้คลื่น a_2 เท่ากับศูนย์ จากสมการ (ก.28) และ (ก.29) จะได้สมการใหม่คือ

$$\begin{aligned} a_1 + b_1 &= b_2 \cos \gamma d + b_2 \sin \gamma d \\ a_1 + b_1 &= b_2 e^{\gamma d} \end{aligned} \quad (\text{ก-30})$$

$$\begin{aligned} a_1 - b_1 &= b_2 \cos \gamma d + b_2 \sin \gamma d \\ a_1 - b_1 &= b_2 e^{\gamma d} \end{aligned} \quad (\text{ก-31})$$

เมื่อ $\cos \gamma d + \sin \gamma d = e^{\gamma d}$

ทำการหารสมการที่ (ก-30) และ (ก-31) ด้วย a_1 จะได้สมการดังนี้

$$\begin{aligned} 1 + S_{11} &= S_{21} e^{\gamma d} \\ 1 - S_{11} &= S_{21} e^{\gamma d} \end{aligned}$$

เมื่อคลื่นไม่มีการสะท้อนกลับในการพิจารณาเอสพารามิเตอร์ ทำให้พารามิเตอร์ S_{11} เท่ากับศูนย์ ดังนั้นจะได้พารามิเตอร์ $S_{21} = e^{-\gamma d}$

เมื่อพิจารณาพารามิเตอร์ S_{22} และ S_{12} จะกำหนดสถานะแมตซ์ระหว่างสายส่งกับโหลดที่โนด 1 ($Z_0 = Z_{L1}$) ทำให้คลื่นทั้งหมดจะถูกดูดซับที่โหลด ทำให้คลื่น a_1 เท่ากับศูนย์จากสมการ (ก-28) และ (ก-29) จะได้สมการใหม่คือ

$$b_1 = (a_2 + b_2)\cos \gamma d - (a_2 - b_2)\sin \gamma d \quad (\text{ก-32})$$

$$-b_1 = -(a_2 - b_2)\cos \gamma d - (a_2 + b_2)\sin \gamma d \quad (\text{ก-33})$$

นำสมการที่ (ก-32) ลบด้วยสมการที่ (ก-33) จะได้

$$2b_1 = 2a_2 \cos \gamma d - 2a_2 \sin \gamma d$$

$$\frac{b_1}{a_2} = \cos \gamma d - \sin \gamma d$$

$$\therefore S_{12} = e^{-\gamma d}$$

ทำการหารสมการที่ (ก-32) ด้วยค่า a_2 จะได้

$$\frac{b_1}{a_2} = \left(1 + \frac{b_2}{a_2}\right) \cos \gamma d - \left(1 - \frac{b_2}{a_2}\right) \sin \gamma d$$

$$S_{12} = (\cos \gamma d - \sin \gamma d) + S_{22}(\cos \gamma d + \sin \gamma d)$$

$$e^{-\gamma d} = e^{-\gamma d} + S_{22}e^{\gamma d}$$

$$\therefore S_{22} = 0$$

ดังนั้นจะได้เมทริกซ์ของเอสพารามิเตอร์ ดังนี้

$$S = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\gamma d} \\ e^{-\gamma d} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{ก-34})$$

ตารางที่ ก-1 การแปลงพารามิเตอร์ Z, Y, h และ ABCD ไปยังพารามิเตอร์ S

[Z]	$S_{11} = \frac{(Z_{11} - Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{\phi_1} \quad S_{12} = \frac{2Z_{12}Z_0}{\phi_1}$ $S_{22} = \frac{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} - Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{\phi_1} \quad S_{21} = \frac{2Z_{21}Z_0}{\phi_1}$ เมื่อ $\phi_1 = (Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}$
[Y]	$S_{11} = \frac{(1 - Z_0Y_{11})(1 + Z_0Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}Z_0^2}{\phi_2} \quad S_{12} = \frac{-2Y_{12}Z_0}{\phi_2}$ $S_{22} = \frac{(1 + Z_0Y_{11})(1 - Z_0Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}Z_0^2}{\phi_2} \quad S_{21} = \frac{-2Y_{21}Z_0}{\phi_2}$ เมื่อ $\phi_2 = (1 + Z_0Y_{11})(1 + Z_0Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}Z_0^2$
[h]	$S_{11} = \frac{\left(\frac{h_{11}}{Z_0} - 1\right)(h_{22}Z_0 + 1) - h_{12}h_{21}}{\phi_3} \quad S_{12} = \frac{2h_{12}}{\phi_3}$ $S_{22} = \frac{\left(\frac{h_{11}}{Z_0} + 1\right)(h_{22}Z_0 - 1) + h_{12}h_{21}}{\phi_3} \quad S_{21} = -\frac{2h_{21}}{\phi_3}$ เมื่อ $\phi_3 = \left(\frac{h_{11}}{Z_0} + 1\right)(h_{22}Z_0 + 1) - h_{12}h_{21}$
[ABCD]	$S_{11} = \frac{A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 - D}{\phi_4} \quad S_{12} = \frac{2(AD - BC)}{\phi_4}$ $S_{22} = \frac{-A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 + D}{\phi_4} \quad S_{21} = \frac{2}{\phi_4}$ เมื่อ $\phi_4 = A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 + D$

ตารางที่ ก-2 การแปลงพารามิเตอร์ S ไปยังพารามิเตอร์ Z, Y, h และ ABCD

[Z]	$Z_{11} = Z_o \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{\phi_5} \quad Z_{12} = Z_o \frac{2S_{12}}{\phi_5}$ $Z_{22} = Z_o \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{\phi_5} \quad Z_{21} = Z_o \frac{2S_{21}}{\phi_5}$ เมื่อ $\phi_5 = (1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}$
[Y]	$Y_{11} = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{Z_o \phi_6} \quad Y_{12} = \frac{-2S_{12}}{Z_o \phi_6}$ $Y_{22} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{Z_o \phi_6} \quad Y_{21} = \frac{-2S_{21}}{Z_o \phi_6}$ เมื่อ $\phi_6 = (1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}$
[h]	$h_{11} = \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{\phi_7} \quad h_{12} = \frac{2S_{12}}{\phi_7}$ $h_{22} = \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{\phi_7} \quad h_{21} = -\frac{2S_{21}}{\phi_7}$ เมื่อ $\phi_7 = (1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}$
[ABCD]	$A = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad B = Z_o \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$ $C = \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}Z_o} \quad D = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$

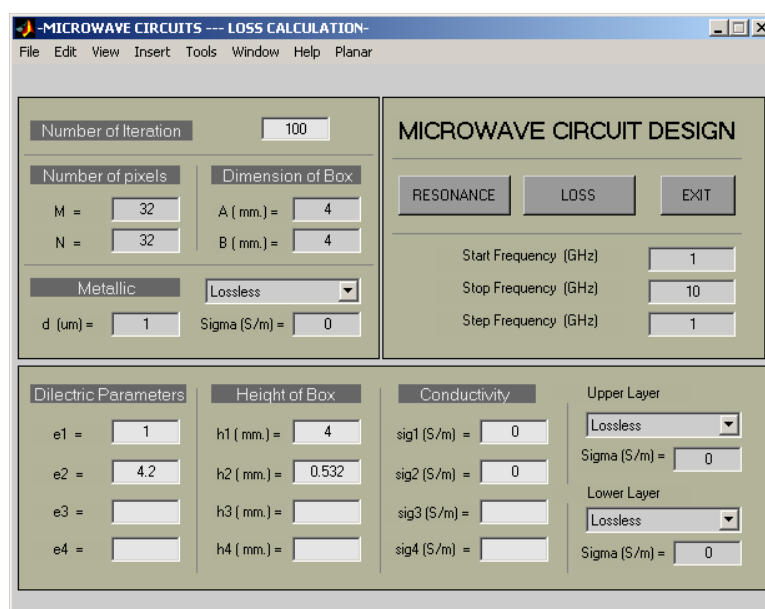
ภาคผนวก ข

การใช้งานโปรแกรมจำลองการคำนวณ

การใช้งานโปรแกรมจำลองการคำนวณ

1. โปรแกรมจำลองการคำนวณผลกระทบที่เกิดขึ้นในวงจรไมโครเวฟ

โปรแกรมจำลองการคำนวณผลกระทบที่เกิดขึ้นในวงจรไมโครเวฟ เป็นโปรแกรมที่ทำงานภายใต้โปรแกรมสำเร็จรูป MATLAB ที่ถูกเขียนขึ้นในโครงสร้างของ M-file มีชื่อโปรแกรมว่า Loss Calculation.m ที่อยู่รวมภายในโฟลเดอร์ที่มีโปรแกรมย่อย (Sub Programs) หลายๆ ฟังก์ชันในการทำงานร่วมกัน การทำงานติดต่อระหว่างผู้ใช้งานกับโปรแกรมจะถูกสร้างขึ้นในรูปแบบของ GUI (Graphic User Interface) เพื่อสะดวกในการใช้งาน โดยมีหน้าจอหลักดังแสดงในภาพที่ ข-1



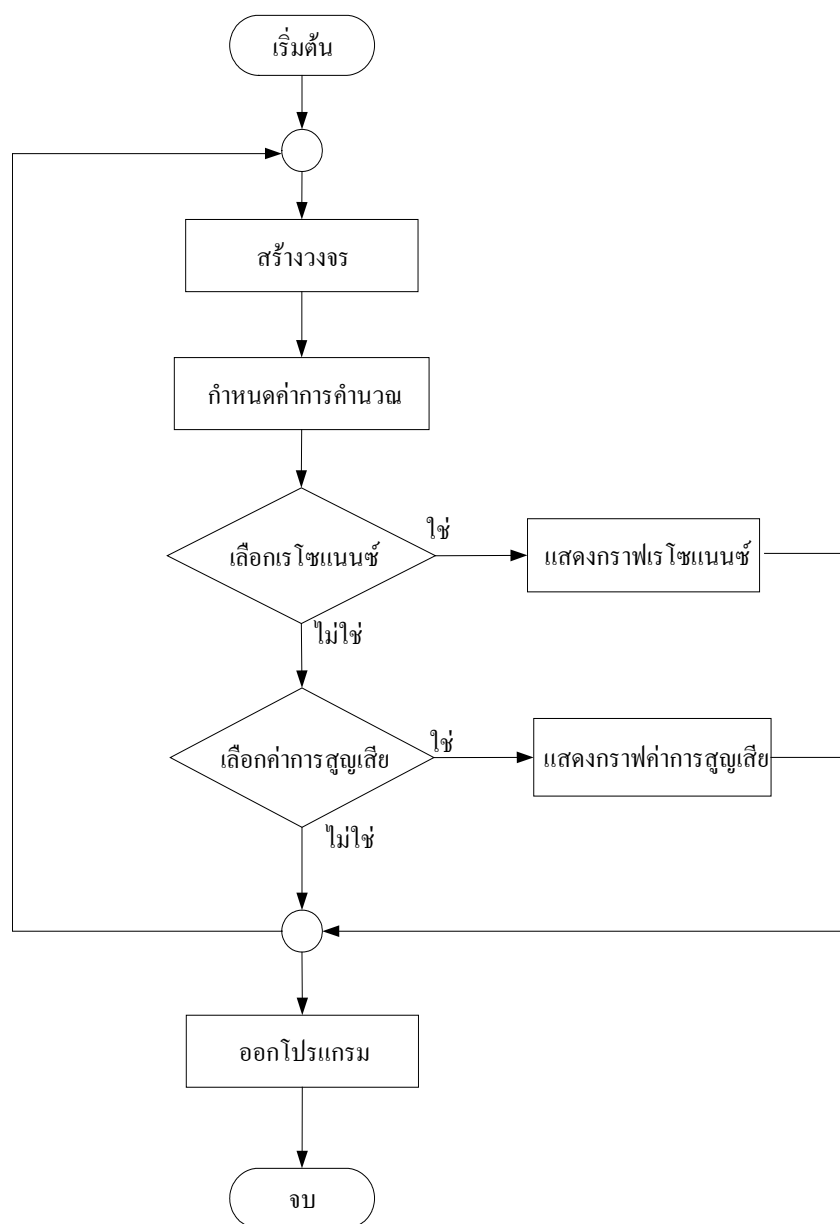
ภาพที่ ข-1 โปรแกรมจำลองการคำนวณผลกระทบที่เกิดขึ้นในวงจรไมโครเวฟ

2. การทำงานของโปรแกรม

ลักษณะการทำงานเริ่มต้นจะเป็นส่วนของการสร้างวงจร ซึ่งพื้นที่ในการสร้างวงจรจะถูกกำหนดขนาดเป็นพิกเซล (Number of Pixel) แล้วทำการสร้างวงจรตามที่ได้ออกแบบไว้ จากนั้นทำการกำหนดโครงสร้างขนาดของกล่อง (Dimension of Box) คือ ขนาดมิติความกว้าง ความยาว และความสูง จากนั้นทำการกำหนดพารามิเตอร์และคุณลักษณะของส่วนประกอบต่างๆ เช่น คุณลักษณะของกล่องโลหะ ความหนาตัวนำ ความสูงของฐานรอง ชนิดของตัวนำและไดอิเล็กตริก

เมื่อกำหนดส่วนของโครงสร้างของวงจรเรียบร้อยแล้ว จึงกำหนดความถี่ของการวิเคราะห์และจำนวนรอบของการวนรอบในการคำนวณ

เมื่อกำหนดค่าต่างๆ ให้กับวงจรที่ต้องการคำนวณเรียบร้อยแล้ว จากนั้นทำการเลือกการวิเคราะห์ถึงผลต่างๆ ที่ต้องการ ซึ่งแบ่งได้เป็นการคำนวณความเรโซแนนซ์ภายในโครงสร้าง (Box Resonance) และค่าการสูญเสีย (Losses) ในวงจรไมโครเวฟที่เกิดจากวัสดุที่นำมาออกแบบสร้างวงจร สามารถสรุปขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมคำนวณดังแสดงในภาพที่ ข-2

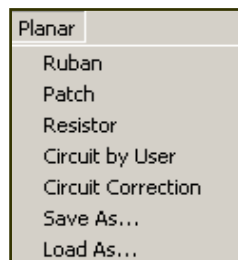


ภาพที่ ข-2 ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมการคำนวณ

3. การสร้างและกำหนดคุณสมบัติของวงจรในการคำนวณ

3.1 เมนู Planar

ใช้สำหรับการเริ่มต้นในการกำหนดวงจรในการวิเคราะห์ ประกอบไปด้วยเมนูย่อยต่างๆ มีลักษณะที่เป็นเมนูบาร์ในโปรแกรมการคำนวณ ดังแสดงในภาพที่ ข-3



ภาพที่ ข-3 เมนูในการสร้างวงจร Planar

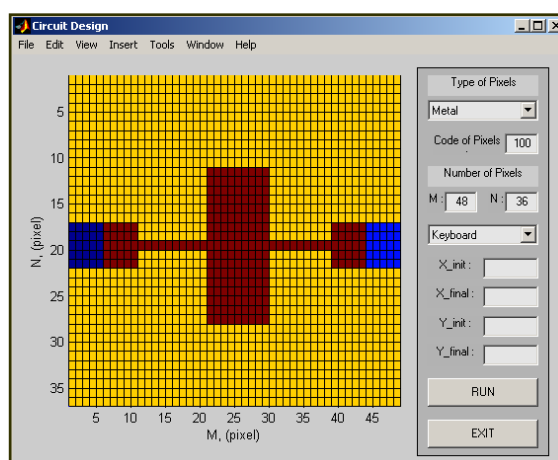
เมนูพลานาร์สามารถแบ่งได้ตามที่มาของวงจรที่ได้ 3 แบบ คือ

3.1.1 การสร้างวงจรขึ้นมาใหม่ อาศัยเมนูย่อย Circuit by User.

3.1.2 การโหลดโปรแกรมเดิมที่ได้สร้างไว้แล้ว อาศัยเมนูย่อย Load As...

3.1.3 โปรแกรมตัวอย่าง ประกอบไปด้วย วงจร Ruban, Patch และ Resistor.

หน้าต่างสำหรับการสร้างวงจรแสดงได้ในภาพที่ ข-4 โดยรูปแบบการสร้างโปรแกรมทั้ง 3 แบบ สามารถที่จะแก้ไขโปรแกรมด้วยเมนูย่อย Circuit Correction และสามารถทำการเก็บข้อมูลของโปรแกรมได้ด้วยเมนูย่อย Save As...(วงจรที่ได้จะทำการเก็บข้อมูลในรูปแบบไฟล์นามสกุล *.mat)



ภาพที่ ข-4 หน้าจอการสร้างโปรแกรมในการคำนวณ

3.2 การกำหนดคุณสมบัติของวงจร

การกำหนดคุณสมบัติของวงจรในส่วนนี้จะประกอบไปด้วย

3.2.1 ขนาดของวงจร

เป็นการกำหนดขนาดความยาว (A) และความกว้าง (B) ของวงจร โดยที่จำนวนของพื้นที่เซลล์ ($M \times N$) ในการสร้างวงจรจะถูกกำหนดเป็นพิกเซลในขณะทำการสร้างวงจร

Number of pixels		Dimension of Box	
M =		A (mm.) =	
N =		B (mm.) =	

ภาพที่ ข-5 ส่วนกำหนดขนาดของวงจร

3.2.2 คุณลักษณะของตัวนำ

เป็นการกำหนดชนิดตัวนำและความหนาตัวนำ (d) ของวงจรที่ทำการสร้าง โดยสามารถแบ่งชนิดตัวนำได้เป็น ตัวนำที่มีการสูญเสีย (Lossy) และแบบที่ไม่มีการสูญเสีย (Lossless) โดยเมื่อกำหนดตัวนำเป็นแบบที่มีค่าการสูญเสีย จะต้องกำหนดค่าความนำของตัวนำด้วย (σ : S/m)

Metallic		Lossless v	
d (um) =	1	Sigma (S/m) =	0

ภาพที่ ข-6 ส่วนกำหนดของชั้นตัวนำ

3.2.3 คุณลักษณะของชั้นไดอิเล็กตริก

เป็นการกำหนดคุณลักษณะเฉพาะและความหนาของชั้นไดอิเล็กตริกที่ใช้ในการสร้างวงจร สามารถกำหนดชั้นของไดอิเล็กตริกได้ทั้งหมด 4 ชั้นสำหรับการวิเคราะห์ค่าการสูญเสีย และ 2 ชั้นสำหรับการวิเคราะห์ความถี่เรโซแนนซ์ โดยมีการกำหนดในส่วนของความสูง (h) และค่าคุณลักษณะเฉพาะของไดอิเล็กตริก คือ ค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์ (Relative Permeability : ϵ_r) และค่าความนำของไดอิเล็กตริก (σ : S/m)

Dielectric Parameters	Height of Box	Conductivity
e1 =	h1 (mm.) =	sig1 (S/m) = 0
e2 =	h2 (mm.) =	sig2 (S/m) = 0
e3 =	h3 (mm.) =	sig3 (S/m) =
e4 =	h4 (mm.) =	sig4 (S/m) =

ภาพที่ ข-7 ส่วนกำหนดของชั้นไดอิเล็กตริก

3.2.4 คุณลักษณะกล่องปิดของวงจร

เป็นการกำหนดคุณสมบัติของฝาปิดบนและล่างของกล่องวงจร โดยสามารถแบ่งชนิดตัวนำได้เป็น ตัวนำที่มีการสูญเสีย (Lossy) และแบบไม่มีการสูญเสีย (Lossless) โดยสามารถกำหนดค่าความนำของตัวนำได้ เมื่อใช้กล่องปิดแบบมีค่าการสูญเสีย

Upper Layer	
Lossless	0
Sigma (S/m) =	
Lower Layer	
Lossless	0
Sigma (S/m) =	

ภาพที่ ข-8 ส่วนกำหนดกล่องปิดบนและล่าง

3.3 กำหนดค่าเริ่มต้นในการคำนวณ

ในส่วนนี้จะเป็นการกำหนดค่าเริ่มต้นในการวิเคราะห์คำนวณผล ซึ่งสามารถแบ่งได้เป็น

3.3.1 จำนวนรอบในการคำนวณของวิธีวนรอบ (WIM) โปรแกรมจะใช้เวลาในการคำนวณมากตามจำนวนรอบที่กำหนด ข้อดีคือทำให้ผลการคำนวณมีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น นอกจากนี้เวลาที่ใช้ยังขึ้นอยู่กับจำนวนพื้นที่ (พิทเชล) ที่กำหนดใช้ในการสร้างวงจรด้วย

Number of Iteration	100
---------------------	----------------------------------

ภาพที่ ข-9 ส่วนกำหนดจำนวนรอบการคำนวณของโปรแกรม

3.3.2 ช่วงความถี่ในการคำนวณ เป็นการกำหนดช่วงความถี่ในการคำนวณ โดยเป็นการกำหนด ค่าความถี่เริ่มต้น (Start Frequency) ค่าความถี่สิ้นสุด (Stop Frequency) และขั้นความถี่ในการคำนวณ (Step Frequency)

Start Frequency (GHz)	1
Stop Frequency (GHz)	10
Step Frequency (GHz)	1

ภาพที่ ข-10 ส่วนกำหนดช่วงความถี่ในการคำนวณ

4. การวิเคราะห์ผลจำลองการทำงาน

เมื่อทำการสร้าง กำหนดคุณสมบัติของวงจรและค่าเริ่มต้นในการคำนวณเรียบร้อยแล้ว สามารถเลือกวิเคราะห์ได้สองแบบคือ

4.1 การวิเคราะห์ความถี่เรโซแนนซ์

เลือกได้โดยการกดปุ่ม RESONANCE

4.2 การวิเคราะห์ค่าการสูญเสีย

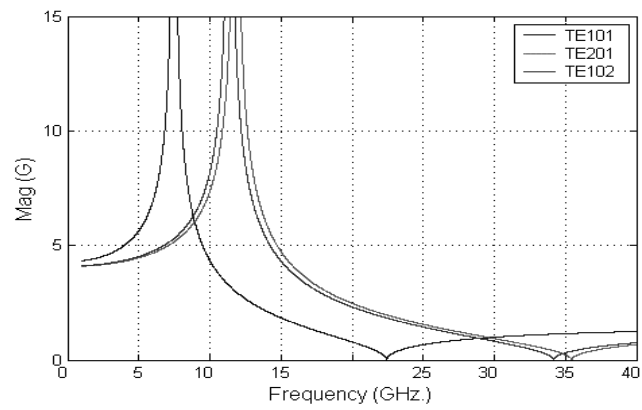
เลือกได้โดยการกดปุ่ม LOSS

MICROWAVE CIRCUIT DESIGN		
RESONANCE	LOSS	EXIT

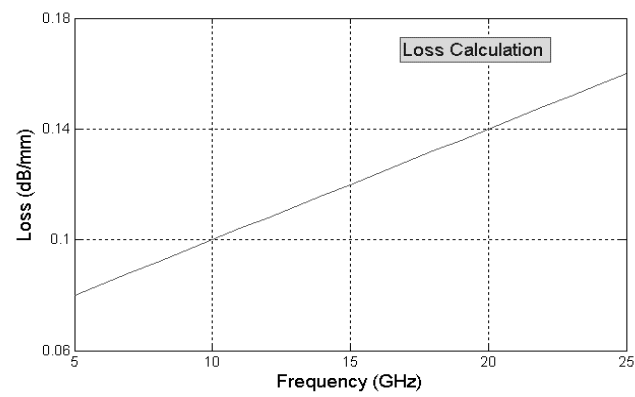
ภาพที่ ข-11 การเลือกวิเคราะห์ผลการคำนวณ

4. การออกจากโปรแกรม

ทำได้โดยการกดปุ่ม EXIT โดยที่โปรแกรมจะทำการปิดหน้าต่างการคำนวณทั้งหมดพร้อมทั้งรีเซ็ตตัวแปรที่ใช้ในการคำนวณด้วย



(ก.)



(ข.)

ภาพที่ ข-12 ตัวอย่างผลการคำนวณจากโปรแกรมจำลองการคำนวณ

(ก.) ผลการคำนวณความถี่เรโซแนนซ์

(ข.) ผลการคำนวณค่าการสูญเสีย

ประวัติผู้วิจัย

ชื่อ : นายอัคริน ปานขาว
 ชื่อวิทยานิพนธ์ : การศึกษาและวิเคราะห์ปัจจัยที่มีอิทธิพลต่อการออกแบบวงจรไมโครเวฟ
 สาขาวิชา : ไฟฟ้า

ประวัติ

เกิดเมื่อวันที่ 31 ตุลาคม พ.ศ.2518 อำเภอลำลูกกา จังหวัดปทุมธานี เป็นบุตรคนที่ 2 จากพี่น้อง 3 คน บิดาชื่อ พ.อ.อ.สงบ ปานขาว มารดาชื่อนางสังเวียน ปานขาว

สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูงจากโรงเรียนเซนต์จอห์น โปล์เทคนิค ในปี พ.ศ.2539 และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาอิเล็กทรอนิกส์ จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปี พ.ศ.2542

ผ่านงานในระดับช่างเทคนิคและวิศวกรในฝ่ายทดสอบวงจรรวมอิเล็กทรอนิกส์ (Integrated Circuit) จากบริษัทอัลฟาเทคเซมิคอนดักเตอร์ ตั้งแต่ปี พ.ศ. 2539 ถึง พ.ศ.2543

ปัจจุบันทำงานในตำแหน่งวิศวกรฝ่ายบริการ แผนกเครื่องมือวัดทางอุตสาหกรรม บริษัท แรงค์ พี.ที. โอคอร์เนอร์ จำกัด จังหวัดปทุมธานี