

การศึกษาระบบการให้ความร้อนแก่วัตถุด้วยคลื่นไมโครเวฟแบบต่อเนื่อง
โดยใช้วิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา

STUDY ON CONTINUOUS MICROWAVE HEATING SYSTEM
BY USING FINITE-DIFFERENCE TIME-DOMAIN METHOD



ดวงอาทิตย์ ศรีมูล
DUANG-ARTHIT SRIMOON

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2544

ISBN 974-648-199-1

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 39753
วัน, เดือน, ปี 21 ต.ย. 2544

b.....
i.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**STUDY ON CONTINUOUS MICROWAVE HEATING SYSTEM
BY USING FINITE-DIFFERENCE TIME-DOMAIN METHOD**

DUANG-ARTHIT SRIMOON

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2001
ISBN 974-648-199-1**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2001

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาระบบการให้ความร้อนแก่วัตถุด้วยคลื่นไมโครเวฟแบบต่อเนื่องโดยใช้วิธีผลต่างสี่บ่งเนื่องเชิงเวลา
นักศึกษา	นายดวงอาทิตย์ ศรีมูล
รหัสประจำตัว	41061162
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2544
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการศึกษาระบบการให้ความร้อนแก่วัตถุด้วยคลื่นไมโครเวฟแบบต่อเนื่องโดยใช้วิธีผลต่างสี่บ่งเนื่องเชิงเวลา การศึกษาเริ่มจากจำลองบริเวณที่จะให้ความร้อนแก่วัตถุเป็นกล่องตัวนำสี่เหลี่ยมเพื่อหาค่าความถี่เรโซแนนซ์และค่าตัวประกอบคุณภาพอันเป็นคุณลักษณะของกล่องโลหะสี่เหลี่ยม จากนั้นศึกษาช่องเปิดสำหรับสายพานลำเลียงวัตถุเข้า-ออกให้สามารถป้องกันการไหลรั่วของคลื่นโดยจำลองเป็นท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก ซึ่งแสดงด้วยค่าการสูญเสียย้อนกลับและค่าการสูญเสียการส่งผ่าน แล้วจึงศึกษาระบบรวมเมื่อกำหนดให้มีท่อนำคลื่นปลายเปิดหน้าตัดสี่เหลี่ยมจำนวนสองท่อที่ภายในมีแหล่งกำเนิดคลื่นจากโพรบ และคำนวณค่าสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายจากแหล่งกำเนิดดังกล่าว พร้อมทั้งค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า ค่าการเชื่อมต่อร่วมและค่าการสูญเสียการส่งผ่าน จากนั้นวิเคราะห์ลักษณะการกระจายอุณหภูมิ ภายในวัตถุที่มีการสูญเสียกับพารามิเตอร์ของสนามไฟฟ้าและความสามารถในการแพร่กระจายอุณหภูมิ ผลการวิเคราะห์จะได้ข้อมูลสำหรับการออกแบบระบบการให้ความร้อนด้วยคลื่นไมโครเวฟที่มีการกระจายความร้อนอย่างสม่ำเสมอตลอดทั้งก้อนภายในวัตถุที่มีการสูญเสียรูปร่างสามมิติอันเป็นสิ่งที่ต้องการ นอกจากนี้ยังได้สร้างเครื่องในระดับห้องปฏิบัติการจากข้อมูลที่ได้ทำการศึกษามาข้างต้น ซึ่งถือเป็นเครื่องต้นแบบที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในภาคอุตสาหกรรมหรือเกษตรกรรมต่อไป

Thesis Title	Study on Continuous Microwave Heating System by Using Finite-Difference Time-Domain method
Student	Mr.Duang-arthit Srimoon
Student ID.	41061162
Degree	Mater of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2001
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Monai Krairiksh

ABSTRACT

This thesis presents the study of the continuous microwave heating system by using Finite-Difference Time-Domain method (FD-TD). First, resonant frequency and quality factor of a conducting box is investigated. Then, the gateway of a moving conveyer which the lossy dielectric place on is realized, the yield can be applied to design the corrugated wave-guide for protecting the radiation leakage. It is illustrated by return loss and transmission loss. Next, combining to full system and added with rectangular open-ended wave-guides that has a probe inside make it to the multi-energy source, and calculate the electric field which radiated form them, together with input impedance, mutual coupling and transmission loss. By using electric field from many rectangular open-end wave-guide as a heat source, temperature distribution in such a lossy dielectric can be analyzed in a parameter of electric field and temperature diffusivity. The result of the analysis can be applied to design the continuous microwave heating system that provide the uniform temperature distribution in the thick lossy dielectric, which is desirable. In addition, the laboratory model heating system from the study is constructed. It is the prototype machine that can be applied to use in the area of industrial or agricultural applications.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์ ที่ให้ความช่วยเหลือในการชี้แนะ แก้ไขปัญหาและถ่ายทอดความรู้ประสบการณ์แก่ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ อ.สมผล โกศลวิตร ที่ให้การวิเคราะห์, คุณชาญชัย ทองโสภา ที่ให้ความสะดวก, อ.รังสรรค์ วงศ์สร ที่ให้เทคนิค, คุณวศกร วัชรานานันท์ ที่ปูทางให้, และคุณอานัติ เหมือนชู ที่ให้แรงกายแรงใจ ในการสร้างเครื่องต้นแบบจนสำเร็จได้

ขอขอบคุณ คุณชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์ ที่ให้ความรู้ทางวิชาการและเส้นทางของนักวิจัย, คุณคมศักดิ์ เมฆสมุทร, คุณเอกจิต คุ่มวงศ์ และคุณไพศาล งามจรยาภรณ์ ที่รวมกลุ่มอภิปราย FD-TD ร่วมกับข้าพเจ้า และคุณอภิชาติ อินทรพาณิชย์ ที่ให้คำแนะนำและข้อมูลเกี่ยวกับ FD-TD

ขอขอบคุณ คุณชัยวัฒน์ หลีกภัย ที่เป็นเพื่อนมาตลอดและจุดประกายการศึกษาต่อระดับ ป.โท แก่ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ น้อง ๆ ในห้องปฏิบัติการทุกคน โดยเฉพาะ แพรพรรณ ตอพล, สุชาลินี ละมุลศรี, วัลย์ธิดา บัวสมบุญ, ปณิดา แก้วสวัสดิ์, และศักดิ์ชัย ทองเทพ ที่ช่วยงาน

ขอขอบคุณ สำนักรวิจัยและบริการคอมพิวเตอร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้ที่พักพิงในการทำงาน เครื่องคอมพิวเตอร์ และอุปกรณ์ต่าง ๆ ในงานเอกสาร

คุณความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ขอมอบให้กับบิดาและมารดา ซึ่งเป็นที่รักยิ่งของข้าพเจ้า ตลอดจนอาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทความรู้และประสบการณ์แก่ข้าพเจ้า

ดวงอาทิตย์ ศรีมูล

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญภาพ.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 'ไมโครเวฟ'กับการประยุกต์ใช้.....	1
1.3 ที่มาของผลต่างสปีบเนื่องเชิงเวลา.....	3
1.4 วัตถุประสงค์และขอบเขตในการศึกษา.....	4
บทที่ 2 วิธีการแบบผลต่างสปีบเนื่องเชิงเวลา.....	7
2.1 กล่าวนำ.....	7
2.2 วิธีการแบบผลต่างสปีบเนื่อง.....	7
2.3 ผลต่างสปีบเนื่องเชิงเวลาในพิกัดมุมฉาก.....	12
2.4 เื่อนไขขอบเขตดุดกลื่นแบบชั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์.....	25
2.5 การจำลองสายอากาศและการกระตุ้นด้วยพัลส์.....	36
2.6 การแปลงฟูรีเยร์ในผลต่างสปีบเนื่องเชิงเวลา.....	43
2.7 สรุป.....	44
บทที่ 3 ความถี่เรโซแนนซ์และตัวประกอบคุณภาพ.....	46
3.1 กล่าวนำ.....	46
3.2 ความถี่เรโซแนนซ์.....	46
3.3 ตัวประกอบคุณภาพ.....	53
3.4 ผลการคำนวณและผลการทดลอง.....	59
3.5 สรุป.....	71

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

บทที่ 4 ท่อนาคลื่นที่มีการสูญเสีย.....	73
4.1 กล่าวนำ.....	73
4.2 ระบบโซ้ค.....	73
4.3 การสูญเสียย้อนกลับและส่งผ่าน.....	85
4.4 การจำลองท่อนาคลื่น.....	87
4.5 ผลการคำนวณและผลการทดลอง.....	88
4.6 สรุป.....	97
บทที่ 5 ค่าการเชื่อมต่อร่วม.....	99
5.1 กล่าวนำ.....	99
5.2 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า.....	99
5.3 ค่าการเชื่อมต่อร่วม.....	102
5.4 ผลการคำนวณและผลการทดลอง.....	104
5.5 สรุป.....	119
บทที่ 6 การวิเคราะห์และออกแบบระบบ.....	120
6.1 กล่าวนำ.....	120
6.2 โครงสร้างโดยรวมของระบบ.....	120
6.3 วิเคราะห์ตำแหน่งแหล่งกำลังงาน.....	121
6.4 หลอดแมกนีตรอนและแหล่งจ่ายกำลังงาน.....	126
6.5 ชุดขับเคลื่อนและสายพานลำเลียง.....	129
6.6 ผลการคำนวณและผลการทดลอง.....	130
6.7 สรุป.....	134
บทที่ 7 การคำนวณอุณหภูมิ.....	135
7.1 กล่าวนำ.....	135
7.2 การส่งผ่านความร้อน.....	135
7.3 สมการผลต่างสืบเนื่องกับการส่งผ่านความร้อน.....	136

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
7.4 การหาอนุหภูมิด้วยวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา.....	138
7.5 ผลการคำนวณและผลการทดลอง.....	145
7.6 สรุป.....	152
 บทที่ 8 บทสรุปและวิจารณ์.....	153
8.1 สรุปและวิจารณ์.....	153
8.2 ข้อเสนอแนะ.....	154
บรรณานุกรม.....	155
ภาคผนวก.....	158
ประวัติผู้เขียน.....	167

สารบัญตาราง

ตารางที่

หน้า

- 3.1 การเปรียบเทียบความถี่เรโซแนนซ์และตัวประกอบคุณภาพระหว่างผลจากวิธีวิเคราะห์เชิง
ทฤษฎี, วิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาและผลการวัด ของโพรงตัวนำสี่เหลี่ยมวางเปล่า.....68
- 3.2 การเปรียบเทียบค่าตัวประกอบคุณภาพระหว่างผลจากวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีและวิธีผลต่างสืบ
เนื่องเชิงเวลาของโพรงตัวนำสี่เหลี่ยมที่มีวัตถุบรรจุอยู่ภายใน.....70
- 4.1 ขนาดท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผืนผ้าถูกผูกค้ำข้าง.....89
- 4.2 ขนาดท่อนำคลื่นผืนผ้าหน้าตัดสี่เหลี่ยมถูกผูกค้ำบน.....92



สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
1.1 แสดงฮิสโตแกรมจำนวนสิ่งพิมพ์ที่เกี่ยวข้องกับวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาตามปี ค.ศ.....	3
2.1 การประมาณสำหรับ $f(x)$ ที่จุด P โดยใช้ผลต่างแบบสลับเนื่องไปข้างหน้า ข้างหลัง และตรงกลาง ตามลำดับ.....	8
2.2 ความผิดพลาดในฟังก์ชันของขนาดกริดเซลล์.....	11
2.3 โครงสร้างส่วนประกอบสนามในหน่วยเซลล์ของ Yee.....	13
2.4 ช่วงเวลาตามอัลกอริทึมของ Yee ในการแพร่กระจายคลื่นมิติเดียว แบบผลต่างตรงกลางเชิงตำแหน่งกระโดดข้าม ที่เวลาเริ่มต้นสนาม $\bar{E}$ และ $\bar{H}$ ถูกกำหนดให้มีค่าเป็นศูนย์.....	14
2.5(ก) แสดง $1/8$ ของหนึ่งหน่วยเซลล์.....	18
2.5(ข) แสดงสนาม $\bar{E}$ และ $\bar{H}$ ในระนาบเดียวกัน.....	18
2.6 ส่วนประกอบของสนามในแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวางแบบ PML	26
2.7 เทคนิคของเงื่อนไขขอบเขตดูดกลืนแบบขั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์.....	31
2.8 มุมบนขวาของกริดผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาในตัวกลาง PML	32
2.9 สายอากาศโมโนโพลทรงกระบอกตั้งอยู่บนระนาบเงาที่ต่ออยู่กับสายส่งแกนร่วม.....	36
2.10 การจำลองสายอากาศโมโนโพลแบบ Delta Gap	37
2.11 เส้นคอนทัวร์ตามกฎของฟาราเดย์บนเส้นลวด.....	39
2.12 การจำลองสายอากาศแบบโมโนโพลอย่างง่ายตามกฎของแอมแปร์.....	40
2.13 สัญญาณพัลส์แบบเกาส์.....	41
2.14 แอมพลิจูดที่ได้จากการแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่องของสัญญาณพัลส์แบบเกาส์.....	43
3.1 โพรงตัวนำสี่เหลี่ยมในพิกัดคาร์ทีเซียน.....	47
3.2 โครงสร้างโพรงตัวนำสี่เหลี่ยมว่างเปล่า.....	60
3.3 โครงสร้างโพรงตัวนำที่จำลองด้วยกริดเซลล์แบบผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลา.....	61
3.4 สเปกตรัมของความถี่ที่ได้จากการแปลงฟูริเยร์สนามภายในโพรงตัวนำด้วยวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลา.....	62
3.5 สนามไฟฟ้า E_z ภายในโพรงจากการแปลงฟูริเยร์ด้วยวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลา.....	63
3.6 สเปกตรัมที่ได้จากการวัดโดยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย.....	64
3.7 ผลการวัดความถี่เรโซแนนซ์เมื่อเติมน้ำในโพรงระดับต่าง ๆ.....	66
3.8 การเปลี่ยนแปลงความถี่เรโซแนนซ์ของแบบแผนคลื่นต่อระดับน้ำภายในโพรง.....	67
3.9 โครงสร้างโพรงตัวนำสี่เหลี่ยมมีวัตถุบรรจุอยู่ภายใน.....	69

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ(ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.10 การกำหนดค่าสภาพยอมบนก้อนวัตถุตามวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา.....	70
4.1 โครงสร้างท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก.....	74
4.2 การแบ่งพิจารณาท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก 1 ช่วงความไม่ต่อเนื่อง.....	75
4.3 การรวมท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกหลายช่วงความไม่ต่อเนื่อง.....	80
4.4 การพิจารณาท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกในคลื่นระนาบสนามไฟฟ้า.....	82
4.5 แบบจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับและค่าการสูญเสียการส่งผ่าน.....	85
4.6 โครงสร้างโดยรวมการจำลองท่อนำคลื่นแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา.....	87
4.7 โครงสร้างท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผนังลูกฟูกด้านข้าง.....	89
4.8 ค่าการสูญเสียย้อนกลับเปรียบเทียบระหว่างวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีและวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาในโครงสร้างท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผนังลูกฟูกด้านข้าง.....	90
4.9 แสดงค่าการสูญเสียการส่งผ่านเปรียบเทียบกันระหว่างวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีและวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาในโครงสร้างท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผนังลูกฟูกด้านข้าง.....	91
4.10 แสดงโครงสร้างท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผนังลูกฟูกด้านบน.....	92
4.11 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ โครงสร้างท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผนังลูกฟูกด้านบน.....	93
4.12 การจัดวางอุปกรณ์สำหรับการวัดค่าวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับและส่งผ่าน.....	93
4.13 การจัดวางอุปกรณ์สำหรับการวัดค่าวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับและส่งผ่าน.....	94-95
4.14 ผลการวัดท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผนังลูกฟูกด้านบน.....	96
5.1 โครงข่ายแบบสองพอร์ตและวงจรสมมูล.....	103
5.2 การจัดวางท่อนำคลื่นบนโพรง.....	105
5.3 ค่าสนาม E_z บนระนาบ yz ที่ 200 ชั้นเวลาหรือ 1.67 ns ภายในโครงสร้างการจัดวางท่อนำคลื่นแบบขนานและตั้งฉาก.....	107
5.4 ค่าความต้านทานของสายอากาศตัวส่ง.....	108
5.5 ค่ารีแอกแตนซ์ของสายอากาศตัวส่ง.....	109
5.6 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศตัวส่ง.....	110
5.7 ค่าเฟสอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศตัวส่ง.....	111
5.8 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศตัวส่ง.....	112
5.9 ค่าอิมพีแดนซ์เชื่อมต่อร่วม.....	113
5.10 เฟสของอิมพีแดนซ์เชื่อมต่อร่วม.....	114

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ(ต่อ)

ภาพที่	หน้า
5.11 ค่าสูญเสียการส่งผ่านของสายอากาศโมโนโพล.....	115
5.12 ภาพขณะทำการวัดค่าการสูญเสียการส่งผ่านในเครื่องต้นแบบ.....	116
5.13 ค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการวัด.....	117
5.14 ค่าการสูญเสียการส่งผ่านเชื่อมต่อกันรวม (S_{21}) ที่ได้จากการทดลอง.....	118
6.1 ระบบการให้ความร้อนด้วยไมโครเวฟ.....	121
6.2 โครงสร้างของแอฟฟลิเคเตอร์.....	121
6.3 โพรงตัวนำส่วนประกอบของแอฟฟลิเคเตอร์.....	122
6.4 โครงสร้างโดยรวมของแอฟฟลิเคเตอร์.....	126
6.5 วงจรแหล่งจ่ายกำลังงานสำหรับป้อนให้หลอดแมกนีตรอน.....	128
6.6 ภาพวงจรการต่อแหล่งจ่ายกำลังงานสำหรับป้อนให้หลอดแมกนีตรอนในเครื่องต้นแบบ.....	129
6.7 สายพานลำเลียงและลูกกลิ้ง.....	130
6.8 โครงสร้างแอฟฟลิเคเตอร์ที่ประกอบด้วยท่อนำคลื่นตัวส่ง โพรงและท่อนำคลื่นผนัง.....	130
6.9 ค่าการสูญเสียการส่งผ่านของแอฟฟลิเคเตอร์ที่ปล่อยคลื่นจากสายอากาศโมโนโพลภายในท่อ แหล่งกำเนิดที่วางในแนวขนานกับท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก.....	131
6.10 ค่าการสูญเสียการส่งผ่านของแอฟฟลิเคเตอร์ที่ปล่อยคลื่นจากสายอากาศโมโนโพลภายในท่อ แหล่งกำเนิดที่วางในแนวตั้งฉากกับท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก.....	134
7.1 การกำหนดจุดบนก้อนวัตถุตามวิธีผลต่างสี่เหลี่ยม.....	137
7.2 โครงสร้างแอฟฟลิเคเตอร์และวัตถุสำหรับให้ความร้อน.....	145
7.3 ขั้นตอนการคำนวณการกระจายอุณหภูมิภายในก้อนวัตถุ.....	146
7.4 วัตถุจำลองสำหรับให้ความร้อน.....	147
7.5 การเปลี่ยนแปลงส่วนจินตภาพค่าสภาพยอมสัมพัทธ์เชิงซ้อนเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น.....	148
7.6 การเปลี่ยนแปลงค่าสภาพยอมคงที่เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น.....	148
7.7 การเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิ.....	149
7.8 ผลการคำนวณการกระจายอุณหภูมิภายในก้อนวัตถุเมื่อเวลาผ่านไป 2 นาที.....	150
7.9 การกระจายอุณหภูมิภายในก้อนวัตถุความลึก 0.5 cm จากผิวด้านบน ที่ได้จากการวัด เมื่อเวลา ผ่านไป 2 นาที.....	151

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

ไมโครเวฟถูกนำมาประยุกต์ใช้หลายด้าน เช่น ในวงการอุตสาหกรรมได้ใช้คลื่นไมโครเวฟสำหรับเป็นแหล่งกำเนิดความร้อนเพื่อการแปรรูปเป็นผลิตภัณฑ์ต่าง ๆ ด้านการแพทย์ได้ใช้คลื่นไมโครเวฟสำหรับแพร่เข้าไปในกล้ามเนื้อเพื่อบำบัดความปวดเมื่อยหรือรักษาโรคบางชนิดโดยไม่ต้องทำการผ่าตัด ด้านโทรคมนาคมเป็นที่รู้จักกันว่าคลื่นไมโครเวฟได้ถูกใช้เป็นตัวสื่อสารติดต่อสื่อสารระหว่างสถานีภาคพื้นดินหรือสื่อสารผ่านดาวเทียม นอกจากนี้ไมโครเวฟยังเกี่ยวข้องกับงานวิจัยอีกหลายด้านโดยเฉพาะทางวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี อย่างไรก็ตามจากความหลากหลายในการนำไมโครเวฟมาใช้งานนี้ สิ่งหนึ่งที่ผู้วิจัยมีความสนใจคือการใช้คลื่นไมโครเวฟในงานอุตสาหกรรมซึ่งเคยมีผู้ศึกษามาก่อนแล้ว [1, 2] ดังนั้นจึงได้นำเสนอการศึกษาระบบการให้ความร้อนแก่วัตถุด้วยคลื่นไมโครเวฟแบบต่อเนื่อง โดยเริ่มต้นจากการพิจารณาส่วนประกอบต่าง ๆ ทางภาคทฤษฎีก่อน จากนั้นรวบรวมข้อมูลทั้งหลายที่ได้ เป็นแนวทางในการสร้างเครื่องต้นแบบทางภาคปฏิบัติต่อไป ขณะที่ในภาคทฤษฎีนั้นได้นำวิธีการคำนวณเชิงเลขแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา (Finite-Difference Time-Domain, FD-TD) เข้ามาประยุกต์ ที่ถือได้ว่าเป็นวิธีการคำนวณแนวใหม่และเป็นวิธีที่นิยมแพร่หลายมากในแวดวงการวิจัยกลุ่มแม่เหล็กไฟฟ้าปัจจุบัน เนื่องจากมีข้อดีหลายประการดังจะได้กล่าวต่อไป

1.2 ไมโครเวฟกับการประยุกต์ใช้

การใช้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับอุตสาหกรรมมีมานานแล้ว [3] โดยมีการทดลองและวิจัยกันมาอย่างต่อเนื่องตั้งแต่ประมาณ ค.ศ. 1930 จากนั้นอีก 20 ปีถัดมา จึงได้เริ่มมีการประยุกต์ใช้ในรูปแบบการให้ความร้อนแก่วัตถุ เช่น การอบแห้งอาหารทำเป็นอาหารสำเร็จรูปเป็นต้น ช่วงแรกความถี่ที่ใช้อยู่ในย่าน 1-15 MHz ต่อมาคลื่นในย่านความถี่ 800-3,000 MHz เริ่มเป็นที่สนใจโดยเฉพาะการนำมาใช้ในเตาอบไมโครเวฟตามครัวเรือน สังเกตได้จากที่มีการผลิตขึ้นมามากมายและเป็นที่นิยมแพร่หลายมาจนถึงปัจจุบัน เพราะสะดวกในเรื่องของประโยชน์ใช้สอย ขนาดเล็กกระทัดรัด ให้ความร้อนสูงในระยะเวลาอันสั้น และทุกวันนี้เมื่อความสามารถของแหล่งจ่ายกำลังงานไมโครเวฟสามารถจ่ายกำลังงานได้สูงเพิ่มมากขึ้น ไมโครเวฟจึงได้ถูกนำมาใช้ในอุตสาหกรรมอย่างจริงจังมากขึ้น และมีเพียงความถี่ไมโครเวฟย่าน 915 MHz และ 2,450 MHz เท่านั้น ที่ถูกนำมาใช้ในทางอุตสาหกรรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การให้ความร้อนแก่วัตถุด้วยวิธีทั่วไป เช่น การให้ความร้อนด้วยลมร้อนหรือการให้ความร้อนด้วยการอบไอน้ำ ความร้อนจะถูกส่งผ่านไปที่ผิวของวัตถุโดยการพาความร้อน (Convection) และ/หรือการแผ่รังสีความร้อน (Radiation) จากนั้นความร้อนจะแพร่จากผิวด้านนอกเข้าไปในเนื้อวัตถุด้านในด้วยการนำความร้อน (Conduction) ซึ่งจะเกิดขึ้นภายในวัตถุที่มีของเหลวเป็นองค์ประกอบ ในทางกลับกันสำหรับการให้ความร้อนด้วยคลื่นไมโครเวฟ ความร้อนจะเกิดขึ้นภายในเนื้อวัตถุนั้นโดยตรงจากสนามไฟฟ้าเป็นฟลักซ์ความร้อน (Heat Flux) ลักษณะเช่นนี้การเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิจะมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าวิธีการให้ความร้อนแบบอื่น ๆ ทั้งหมด

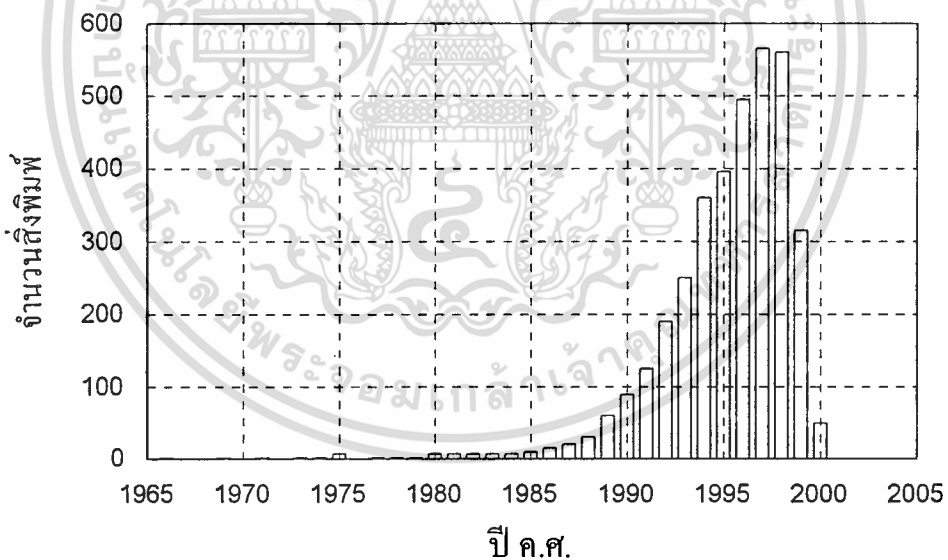
กระบวนการให้ความร้อนด้วยไมโครเวฟในอุตสาหกรรมจึงมีความได้เปรียบกว่าวิธีการให้ความร้อนแบบทั่วไปอยู่หลายประการ [4] กล่าวคือ มีประสิทธิภาพสูงในการให้ความร้อนช่วงเวลาดสั้น ๆ เนื่องจากความร้อนเกิดขึ้นในเนื้อวัตถุ พลังงานสามารถแพร่กระจายเข้าไปในเนื้อวัตถุได้อย่างรวดเร็วทำให้เพิ่มผลผลิตได้มาก ระบบมีขนาดเล็กทำให้ประหยัดพื้นที่ในการติดตั้ง ผลผลิตขั้นต่อภาคและคุณภาพดี อุณหภูมิสะสมในระบบมีน้อย เนื่องจากความร้อนเกิดจากสนามไฟฟ้าโดยตรง การให้ความร้อนแก่ผลิตภัณฑ์อาหารจะช่วยลดปัญหาการไหม้เกรียมที่ผิวโดยที่เนื้ออาหารภายในสุกดี ระบบสามารถป้องกันการให้ความร้อนเกินความต้องการได้ง่ายเพียงควบคุมการปิด-เปิดแหล่งจ่ายกำลังงานเท่านั้น ซึ่งเมื่อแหล่งจ่ายกำลังงานไมโครเวฟถูกปิดลง การแพร่กระจายคลื่นก็จะไม่เกิดขึ้น ง่ายในการติดตั้งเป็นสายการผลิตและสามารถนำมาใช้ร่วมกับการให้ความร้อนด้วยกระบวนการอื่นได้โดยไม่ยุ่งยาก ซ่อมบำรุงระบบได้ง่ายโดยที่ค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาต่ำ

คลื่นไมโครเวฟสามารถนำมาใช้ในโรงงานอุตสาหกรรมได้หลายประเภท กรณีอุตสาหกรรมทั่วไปได้แก่ อุตสาหกรรมกระดาษและสิ่งพิมพ์ อุตสาหกรรมสิ่งทอและเครื่องหนัง อุตสาหกรรมการหล่อแบบ อุตสาหกรรมยางและพลาสติก อุตสาหกรรมการทำยาหรือเภสัชกรรม อุตสาหกรรมการบิยาสูบ ใบชาและกาแฟ นอกจากนี้ยังใช้ในอุตสาหกรรมการก่อสร้าง เช่น อบแห้งไม้ ทำไม้อัด พลาสติก คอนกรีต และเซรามิก อีกประเภทหนึ่งคืออุตสาหกรรมอาหาร ได้แก่ การทำแห้งเนื้อสัตว์และผักผลไม้ การทำเส้นบะหมี่ การละลายเนื้อแช่แข็ง การทำละลายไขมัน การทำช็อคโกแลต การทำไอศกรีม การอบโคนัทและขนมปัง เป็นต้น

จากที่กล่าวมาข้างต้นเป็นตัวอย่างซึ่งแสดงถึงประโยชน์ของไมโครเวฟที่นำมาใช้ในอุตสาหกรรมที่เกี่ยวข้องในชีวิตประจำวัน และอาจถือเป็นอุปกรณ์มาตรฐานในอุตสาหกรรมสายการผลิตที่ต้องการการให้ความร้อนอย่างรวดเร็วและกระจายความร้อนที่ดี สม่าเสมอ อย่างไรก็ตามการให้ความร้อนด้วยวิธีอื่นก็ได้ถูกนำมาใช้ร่วมกับการให้ความร้อนโดยวิธีไมโครเวฟด้วยเช่นกัน ในกรณีที่เนื้อวัตถุมีความหนามาก ๆ และต้องการการกระจายอุณหภูมิเพิ่มขึ้นซึ่งคลื่นไมโครเวฟอย่างเดียวทำได้ไม่เพียงพอ

1.3 ที่มาของผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา

หลังจากสามสิบปีที่แล้ววิธีการคำนวณแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาหรือที่เรียกกันสั้น ๆ ว่า FD-TD ได้ถูกคิดค้นขึ้น การปรับปรุงและพัฒนาวิธีการดังกล่าวนี้ก็มีมาอย่างต่อเนื่องจากหลายนักวิจัยที่มีความสนใจและเชื่อมั่นในวิธีการนี้ เพื่อให้เหมาะสมและให้มีประสิทธิภาพในทุกแง่มุมกับปัญหาที่พิจารณา วิธีการแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาคือวิธีการคำนวณเชิงเลขเพื่อหาผลเฉลยของปัญหาทางแม่เหล็กไฟฟ้า [5] ผู้ริเริ่มคือ Kane S. Yee โดยเขาได้นำเสนอแนวความคิดการใช้วิธีประมาณการคำนวณเชิงเลขแบบผลต่างสืบเนื่องสำหรับการแก้ปัญหาคอมพิวเตอร์ในฟิสิกส์จากกระบวนการวิเคราะห์ที่มีลักษณะเป็นการแก้ปัญหาแบบสองมิติด้วยการใส่แทรกคลื่นระนาบเข้าไปในกล่องสี่เหลี่ยมตัวหนา ที่สามารถจำลองได้เฉพาะกับปัญหาโครงสร้างที่ล้อมรอบด้วยตัวหนาเท่านั้น ซึ่งเป็นสาเหตุให้วิธีการนี้ไม่ได้รับความสนใจในตอนแรกเริ่มนี้ กระทั่งเมื่อการวิเคราะห์โครงสร้างปัญหาแบบเปิดสามารถกระทำได้ วิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาจึงเริ่มเป็นที่รู้จักกันมากขึ้นซึ่ง Allen Taflov [6] เป็นบุคคลที่จุดประกายความสนใจนี้ขึ้นและมีบทบาทเป็นอย่างมากในเวลาต่อมา โดยเขาได้ศึกษาและวิเคราะห์อย่างจริงจัง จนสามารถตีพิมพ์หนังสือและบทความออกเผยแพร่มากมายเป็นที่ยอมรับกันอย่างกว้างขวาง



รูปที่ 1.1 แสดงฮิสโตแกรมจำนวนสิ่งพิมพ์ที่เกี่ยวข้องกับวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาตามปี ค.ศ.

ในการสำรวจสิ่งพิมพ์ [7, 8] ที่เกี่ยวข้องกับวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา ไม่ว่าจะเป็นหนังสือ รายงาน และบทความต่าง ๆ จากอดีตจนถึงปี ค.ศ. 2000 สามารถแสดงเป็นฮิสโตแกรมได้ดังรูปที่ 1.1 [9] จากฮิสโตแกรมแสดงให้เห็นทราบว่า ที่ปี ค.ศ. 1966 สิ่งพิมพ์เพียงฉบับเดียวคือ บทความของ Yee ได้รับการตีพิมพ์ จากนั้นมาจนถึงปี ค.ศ. 1980 จำนวนสิ่งพิมพ์ในแต่ละปีมีอย่างประปราย ประมาณ 1 ผลงานต่อปีหรือบางปีก็ไม่มีเลย อาจกล่าวได้ว่าช่วงนี้คือช่วงแรก ที่ยังไม่มีผู้ให้ความสนใจ

ใจวิธีการคำนวณแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลานี้นานัก ในปี ค.ศ. 1985 สิ่งพิมพ์ได้เพิ่มมากขึ้นประมาณ 7 สิ่งพิมพ์ต่อปี หรือเป็นช่วงที่เริ่มมีนักวิจัยให้ความสนใจและศึกษาวิธีการแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลานี้กันบ้างแล้ว และหลังจากปี ค.ศ. นี้ไปแล้ว สังเกตเห็นว่าสิ่งพิมพ์ได้ทวีจำนวนเพิ่มมากขึ้นเรื่อย ๆ ทุกปีจนกระทั่งในปี ค.ศ. 1997 คือปีที่จำนวนสิ่งพิมพ์มีมากที่สุดเท่าที่ได้เคยรวบรวมสถิติไว้คือมากกว่า 500 สิ่งพิมพ์ รวมแล้วทั้งหมดในตอนนั้นมีสิ่งพิมพ์ที่ถูกตีพิมพ์ออกเผยแพร่กว่า 2,300 สิ่งพิมพ์ กระทั่งถึงปัจจุบันนี้จำนวนสิ่งพิมพ์ได้ลดลงมาบ้างแล้ว

1.4 วัตถุประสงค์และขอบเขตในการศึกษา

โดยทั่วไปแล้วระบบการให้ความร้อนด้วยคลื่นไมโครเวฟที่ใช้ในอุตสาหกรรม มักจะเป็นแบบสายการผลิตหรือระบบการให้ความร้อนแบบต่อเนื่องคือ การนำวัตถุที่ต้องการให้ความร้อนวางอยู่บนสายพานลำเลียงแล้วให้เคลื่อนที่ผ่านบริเวณที่มีการแพร่กระจายคลื่นหรือที่มีชื่อเรียกโดยรวมว่าแอฟฟลิเคเตอร์ (Applicator) เพื่อให้วัตถุเกิดความร้อน แอฟฟลิเคเตอร์จึงเป็นส่วนที่มีความสำคัญที่สุดของระบบ คุณภาพของผลิตภัณฑ์จึงขึ้นกับคุณสมบัติของแอฟฟลิเคเตอร์เป็นสำคัญ ซึ่งจะต้องออกแบบให้เหมาะสมกับการให้ความร้อนแก่วัตถุนั้นๆ อย่างเป็นไป เช่น วัตถุที่เป็นแผ่นบางทางเข้า-ออกก็อาจจะต้องกว้างตามความกว้างของแผ่นนั้นแต่ไม่จำเป็นต้องสูงมากนัก สำหรับวัตถุที่มีความหนา เช่น ก้อนเนื้อ ผลไม้ หรือท่อนไม้ ทางเข้า-ออกในการลำเลียงอาจจะต้องกว้างเล็กน้อยตามขนาดของชิ้นงาน เป็นต้น นอกจากนี้อาจมีเงื่อนไขของเวลาเข้ามาเกี่ยวข้องด้วย เช่น ระบบที่ใช้ความร้อนสำหรับการฆ่าเชื้อการจับเคลื่อนของสายพานลำเลียงย่อมต้องเร็วกว่าระบบสำหรับการอบแห้ง ส่งผลให้สายพานลำเลียงต้องทนความร้อนเป็นพิเศษ เป็นต้น จากเหตุผลต่าง ๆ ดังที่ได้กล่าวมารูปทรงของแอฟฟลิเคเตอร์ย่อมต้องมีรูปร่างต่างกันไป วัตถุประสงค์หลักในการออกแบบคือพยายามให้มีการกระจายสนามไฟฟ้าให้สม่ำเสมอ ตลอดทั่วเนื้อวัตถุที่ต้องการให้ความร้อนนั้น ซึ่งถือว่าเป็นเงื่อนไขสำคัญในการออกแบบระบบสายอากาศแพร่กระจายคลื่น ดังนั้นในการศึกษาและออกแบบสร้างระบบให้ความร้อนด้วยคลื่นไมโครเวฟจำเป็นต้องทราบองค์ประกอบหลักของระบบ 3 ส่วน [10] เสียก่อน ส่วนแรกคือ ส่วนของแหล่งกำเนิดงานที่คลื่นไมโครเวฟจะถูกส่งแพร่กระจายออกมาในเวลาที่ช่วงที่ต้องการ ส่วนประกอบที่สองคือ ส่วนของแอฟฟลิเคเตอร์อันเป็นส่วนประกอบสำคัญ เมื่อวัสดุที่ใช้สร้างส่วนใหญ่คือโลหะที่มีหน้าที่บังคับรูปแบบการกระจายคลื่นภายใน แต่มีข้อเสียเพียงแค่งอโลหะเท่านั้นแอฟฟลิเคเตอร์ยังได้รวมอุปกรณ์พวกปั๊มเข้าไว้ด้วย เช่น ปั๊มอัดหรือดูดอากาศเพื่อปรับแรงดัน หรือการเป่าลมร้อนเพื่อช่วยให้วัตถุร้อนเร็วขึ้น หรือทางเดินของของไหลเพื่อระบายความร้อน เป็นต้น ส่วนประกอบสุดท้ายคือ ส่วนของวงจรควบคุมในระบบไมโครเวฟ เช่น ควบคุมการป้อนกระแส ควบคุมการเดินของสายพาน เป็นต้น

ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงเป็นการศึกษาระบบการให้ความร้อนแก่วัตถุด้วยคลื่นไมโครเวฟ

แบบต่อเนื่อง การศึกษาเริ่มจากจำลองบริเวณที่จะให้ความร้อนแก่วัตถุเป็นกล่องตัวนำสี่เหลี่ยมต่อ
เอกสารแนบต่อเนื่องที่สืบเนื่องกันมาเรื่อยๆ ซึ่งถ้าหากเราไม่เข้าใจเนื้อหาจริงๆ แล้วก็จะทำให้การนำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คำปรึกษา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อยู่กับท่อนำคลื่นปลายเปิดหน้าตัวรูปสี่เหลี่ยมที่ภายในมีแหล่งกำเนิดคลื่นจากโพรบเพื่อหาค่าความถี่เรโซแนนซ์และค่าตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor) อันเป็นคุณลักษณะของกล่องโลหะ จากนั้นศึกษาช่องเปิดสำหรับสายพานลำเลียงวัตถุเข้า-ออก ให้สามารถป้องกันการไหลรั่วของคลื่น โดยจำลองเป็นท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก (Corrugated Wave-guide) เพื่อการลดทอนกำลังงานของคลื่น แล้วจึงศึกษาระบบรวมเมื่อกำหนดให้มีแหล่งกำเนิดกำลังงานหลายแหล่งด้วยท่อนำคลื่นปลายเปิดหน้าตัวรูปสี่เหลี่ยม และคำนวณค่าสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายจากแหล่งกำเนิดดังกล่าว พร้อมทั้งค่าการเชื่อมต่อกัน (Mutual Coupling) ค่าการสูญเสียย้อนกลับและส่งผ่าน และค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า (Input Impedance) ของสายอากาศที่มีการกระตุ้นด้วยสัญญาณพัลส์แบบเกาส์ (Gaussian Pulse) จากนั้นวิเคราะห์ลักษณะการกระจายอนุกรมในวัตถุที่มีการสูญเสียกับพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้แก่ สนามไฟฟ้าและความสามารถในการแพร่กระจายอนุกรม ผลการวิเคราะห์จะได้ข้อมูลสำหรับการออกแบบระบบให้สามารถกระจายความร้อนแก่วัตถุที่มีการสูญเสียรูปร่างสามมิติได้อย่างสม่ำเสมอตลอดทั้งก้อนอันเป็นสิ่งที่ต้องการ จากการศึกษาข้างต้นได้ใช้วิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาจำลองโครงสร้างทั้งหมด ไม่ว่าจะเป็นเงื่อนไขขอบเขตดुकคลื่นแบบขั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์เพื่อการจำลองขอบเขตในระยะอนันต์ การกระตุ้นสายอากาศ (Antenna Excitation) ด้วยสัญญาณคลื่นไซน์ เป็นต้น เมื่อเสร็จสิ้นการคำนวณแล้วได้สร้างระบบให้ความร้อนในระดับห้องปฏิบัติการจากข้อมูลที่ได้ทำการศึกษามาข้างต้น ซึ่งถือเป็นเครื่องต้นแบบที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในภาคอุตสาหกรรมหรือเกษตรต่อไป

สำหรับเนื้อหาแบ่งเป็น 8 บท บทที่ 1 นี้เป็นบทนำ กล่าวถึงความเป็นมาของการนำคลื่นไมโครเวฟประยุกต์ใช้ในอุตสาหกรรม ข้อดีของระบบให้ความร้อนด้วยไมโครเวฟ และประวัติความเป็นมาของวิธีการคำนวณเชิงเลขแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา หัวข้อสุดท้ายเป็นวัตถุประสงค์ของการศึกษาและรายละเอียดของเนื้อหาต่าง ๆ ที่ประกอบรวมเป็นวิทยานิพนธ์ภายในเล่ม

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับเนื้อหาในงานวิจัยนี้ โดยเริ่มจากหลักการของวิธีผลต่างสืบเนื่อง ประกอบไปด้วยเงื่อนไขความผิดพลาดและความเสถียรที่จะนำไปสู่ความถูกต้องในผลเฉลยของคำตอบที่ได้ จากนั้นจึงเข้าสู่วิธีการแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาในพิกัดมุมฉากที่เป็นโครงสร้างและเงื่อนไขเบื้องต้น ตลอดจนเงื่อนไขขอบเขตดुकคลื่นแบบขั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์ สำหรับใช้จำลองบริเวณที่เสมือนคลื่นเดินทางไปในระยะอนันต์เนื่องจากมีการสะท้อนกลับน้อยมาก นอกจากนี้ยังได้กล่าวถึงการจำลองสายอากาศและบริเวณที่ใช้สำหรับปล่อยคลื่น ตลอดจนการแทรกใส่คลื่นตกกระทบด้วยพัลส์ที่เป็นความถี่ช่วงกว้าง และช่วงท้ายได้อธิบายถึงการแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่องที่ใช้สำหรับแปลงขนาดสเปกตรัมในโดเมนของเวลาไปเป็นสเปกตรัมในโดเมนของความถี่

บทที่ 3 กล่าวถึงความถี่เรโซแนนซ์และตัวประกอบคุณภาพอันเป็นคุณสมบัติของโพรง (Cavity) ที่มีคลื่นแพร่กระจายอยู่ภายใน โดยได้ทำการวิเคราะห์โครงสร้างของโพรงตัวนำสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารสำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่าย หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามทฤษฎีเชิงวิเคราะห์และโดยวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา จากนั้นวิเคราะห์และเปรียบเทียบผลการคำนวณและผลการทดลอง

บทที่ 4 กล่าวถึงการลดทอนกำลังงานคลื่นที่มาจากแหล่งกำเนิดภายในแอปพลิเคชันภายนอกตามทางลำเลียงที่ใช้สำหรับลำเลียงวัตถุ เมื่อทางลำเลียงคือท่อนำคลื่นดังนั้นจึงต้องพยายามออกแบบท่อนำคลื่นให้ลดทอนกำลังงานให้ได้มากที่สุดในช่วงความถี่ที่ต้องการ เป็นลักษณะของการสะท้อนคลื่นกลับหรือระบบโซ่ (Choke) โดยแสดงผลในรูปของค่าการสูญเสียย้อนกลับและค่าการสูญเสียการส่งผ่าน ซึ่งได้ทำการคำนวณทั้งจากวิธีทฤษฎีเชิงวิเคราะห์และวิธีเชิงเลขแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาจากนั้นนำผลดังกล่าวเปรียบเทียบกับผลการทดลองที่ได้จากการวัดกับเครื่องต้นแบบ

บทที่ 5 กล่าวถึงค่าการเชื่อมต่อรวม โดยค่าดังกล่าวจะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อมีสายอากาศตั้งแต่สองตัวขึ้นไปวางอยู่ใกล้กัน ซึ่งหากพิจารณาในองค์ประกอบของโครงข่ายสายส่งที่ประกอบด้วยแรงดันไฟฟ้าและกระแสแล้ว จะได้ค่าการเชื่อมต่อรวมแสดงในรูปของค่าอิมพีแดนซ์หรือแอดมิตแตนซ์ แต่กรณีที่แทรกใส่พัลส์ผ่านพอร์ต เช่น ท่อนำคลื่น ค่าการเชื่อมต่อรวมสามารถแสดงได้ในเทอมของการส่งผ่านและสะท้อนกลับ และในตอนท้ายของบทค่าต่าง ๆ เหล่านี้จะถูกคำนวณและเปรียบเทียบกับผลการวัดจากเครื่องต้นแบบ

บทที่ 6 กล่าวถึงการวิเคราะห์และออกแบบระบบโครงสร้างโดยรวม เมื่อข้อมูลส่วนหนึ่งได้จากการวิเคราะห์ค่าความถี่เรโซแนนซ์ ค่าตัวประกอบคุณภาพ ค่าการสูญเสียย้อนกลับและส่งผ่าน และค่าการเชื่อมต่อรวมจากบทที่ผ่านมา ซึ่งโดยหลักของการออกแบบแล้วต้องการให้กำลังงานจากแหล่งกำเนิดส่งผ่านไปยังวัตถุได้ดี จนถึง ดังนั้นสิ่งที่ต้องกระทำคือการวิเคราะห์ตำแหน่งแหล่งกำลังงานหรือการจัดวางองค์ประกอบต่าง ๆ ให้สมบูรณ์แบบ นอกจากนี้ยังจะต้องคำนึงถึงความเป็นไปได้ในการสร้างอีกด้วย และเนื้อหาซึ่งได้กล่าวถึงหลอดแมกนีตรอน แหล่งจ่ายกำลังงานชุดขับเคลื่อนและสายพานลำเลียง ในหลักการและคุณสมบัติต่าง ๆ สำหรับช่วงท้ายยังได้กล่าวถึงผลการคำนวณและผลการทดลองอีกด้วย

บทที่ 7 กล่าวถึงการวิเคราะห์การกระจายอุณหภูมิภายในวัตถุที่เกิดขึ้นจากสนามไฟฟ้าจากแหล่งกำเนิดคลื่นไมโครเวฟด้วยสมการการส่งผ่านความร้อนในรูปของสมการผลต่างสืบเนื่อง โดยได้ทำการคำนวณหาสนามภายในก้อนวัตถุจากนั้นแปลงเป็นอุณหภูมิในสภาวะแบบชั่วคราว แล้วเปรียบเทียบกับผลการคำนวณที่ได้กับผลจากการวัด

บทที่ 8 สรุปและวิจารณ์ โดยการประมวลรวมผลลัพธ์ทั้งหมดที่ได้ ทั้งในภาคทฤษฎีและภาคปฏิบัติ ตลอดจนข้อเสนอแนะต่าง ๆ เพื่อเป็นแนวทางประกอบการพิจารณาสำหรับการพัฒนาและออกแบบสร้างระบบการให้ความร้อนแก่วัตถุด้วยคลื่นไมโครเวฟแบบต่อเนื่องในอนาคตต่อไป

บทที่ 2

วิธีการแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา

2.1 กล่าวนำ

ในปัญหาทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยทั่วไปจะสามารถทำการแก้ปัญหาก็สองรูปแบบคือ โดยการใช้วิธีเชิงวิเคราะห์และโดยวิธีเชิงเลข ซึ่งวิธีการแบบเชิงวิเคราะห์นั้นได้มีการทำมาเป็นเวลานานแล้ว การวิเคราะห์จะเริ่มจากสมการของแมกซ์เวลล์แต่เนื่องจากสมการของแมกซ์เวลล์มีคุณลักษณะเป็นสมการเชิงอนุพันธ์ย่อยอันดับหนึ่งที่มีการคัปปลิงระหว่างสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ซึ่งไม่สามารถแก้สมการหาคำตอบได้โดยตรง จำเป็นต้องกำจัดการคัปปลิงระหว่างสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าโดยการเพิ่มอันดับ สมการที่ได้ใหม่นี้รู้จักกันในชื่อของสมการคลื่น ซึ่งเป็นสมการเชิงอนุพันธ์ย่อยอันดับสองที่ไม่มีการคัปปลิงระหว่างสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ซึ่งสามารถนำไปแก้ได้โดยวิธีแยกตัวแปร แต่ในบางกรณีการแก้สมการโดยวิธีเชิงวิเคราะห์ไม่สามารถกระทำได้เนื่องจากเหตุผลที่ว่า รูปแบบสมการเชิงอนุพันธ์ย่อยไม่เป็นเชิงเส้น, เงื่อนไขขอบเขตและรูปแบบปัญหาที่มีความซับซ้อน, เงื่อนไขขอบเขตเป็นชนิดผสมหรือขึ้นกับเวลา, ตัวกลางเป็นสารเนื้อผสม เป็นต้น ด้วยเหตุผลต่าง ๆ ดังกล่าววิธีเชิงเลขจึงถูกนำมาใช้เพื่อแก้ปัญหาลักษณะนี้ วิธีเชิงเลขที่เรียกว่าผลต่างสืบเนื่องก็เป็นอีกวิธีหนึ่ง โดยใช้หลักการแปลงอนุพันธ์เป็นผลต่างสืบเนื่อง สำหรับปัญหาทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้านั้นการแก้สมการจะต้องแปลงสมการแมกซ์เวลล์ให้เป็นสมการคลื่นก่อน จากนั้นจึงนำวิธีการผลต่างสืบเนื่องแทนลงไปในสมการอนุพันธ์อันดับสอง ซึ่งนับว่าไม่สะดวกในการแก้ปัญหาดังนั้นในปี ค.ศ. 1966 Kane S. Yee จึงได้นำเสนอวิธีการแทนสมการแมกซ์เวลล์ขึ้นใหม่ มีชื่อเต็มว่าวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา ซึ่งเป็นที่นิยมกันอย่างแพร่หลายดังที่ได้นำเสนอไปแล้วในบทนำ ด้วยวิธีการแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลานี้เราสามารถจะสังเกตพฤติกรรมของสนามได้ทั้งโดเมนของตำแหน่งและโดเมนของเวลาก็คือ เมื่อพิจารณาที่เวลาหนึ่ง ๆ จะสามารถสังเกตพฤติกรรมของสนามที่ตำแหน่งต่าง ๆ ทั้งในหนึ่งมิติ สองมิติและสามมิติ ในทางกลับกันเมื่อพิจารณาที่ตำแหน่งหนึ่ง ๆ ก็สามารถจะเลือกสังเกตค่าของสนามที่เวลาใดก็ได้ อย่างไรก็ตามเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีไฟไนต์อีลิเมนต์แล้ว หากรูปทรงของปัญหาที่มีความซับซ้อน วิธีการแบบไฟไนต์อีลิเมนต์จะได้เปรียบกว่า แต่เมื่อใดที่ปัญหาที่มีการเปลี่ยนแปลงแปรผันกับเวลาแล้ว วิธีการแบบไฟไนต์อีลิเมนต์จะไม่สามารถแก้ปัญหาก็ ซึ่งจำเป็นต้องหันมาใช้วิธีการแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาแทน

2.2 วิธีการแบบผลต่างสืบเนื่อง

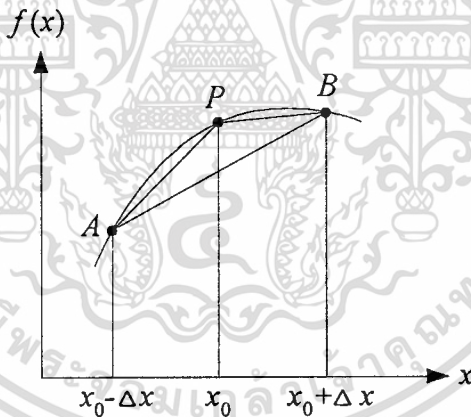
วิธีการแบบผลต่างสืบเนื่องถูกพัฒนาขึ้นครั้งแรกโดย A. Tom [11] ในปี ค.ศ. 1920 ภายใต้ชื่อว่าวิธีกำลังสอง (Method of Squares) เพื่อที่จะแก้สมการไฮโดรไดนามิกที่ไม่เป็นเชิงเส้น เทคนิคนี้ไม่จำกัดทั้งด้านมิติของปัญหาและขนาดของปัญหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีผลต่างสี่บะนั้นจะเป็นไปในลักษณะของการประมาณที่สามารถแทนสมการเชิงอนุพันธ์ด้วยสมการผลต่างสี่บะนั้นได้ วิธีการประมาณผลต่างสี่บะนั้นจะมีรูปแบบเป็นพีชคณิตขึ้นกับค่าในขอบเขตของผลเฉลยกับจุดข้างเคียง วิธีการแก้สมการผลต่างสี่บะนั้นประกอบอยู่ด้วยกัน 3 ขั้นตอน คือ ขั้นแรก แบ่งขอบเขตของผลเฉลยในรูปตาราง ขั้นที่สองคือ ประมาณสมการเชิงอนุพันธ์ที่นำมาโดยใช้ผลต่างสี่บะนั้น ซึ่งจะขึ้นกับตำแหน่งในขอบเขตของผลเฉลยและตำแหน่งของจุดข้างเคียง ขั้นที่สามคือ แก้สมการเชิงอนุพันธ์โดยใช้เงื่อนไขขอบเขตหรือเงื่อนไขเริ่มต้น

2.2.1 รูปแบบของผลต่างสี่บะนั้น

ก่อนที่จะเริ่มแก้สมการเชิงอนุพันธ์ด้วยวิธีการแบบผลต่างสี่บะนั้น จะต้องศึกษาว่าจะสร้างการประมาณค่าผลต่างสี่บะนั้นจากสมการเชิงอนุพันธ์ที่นำมาได้อย่างไร จากฟังก์ชัน $f(x)$ ที่ให้มาดังแสดงในรูปที่ 2.1 เราสามารถจะประมาณโดยใช้อนุพันธ์อันดับหนึ่ง โดยใช้ความชันของเส้นโค้ง PB ให้เป็นสูตรผลต่างสี่บะนั้นไปข้างหน้า (Forward Difference Formula)

$$f'(x_0) \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0)}{\Delta x} \quad (2.1)$$



รูปที่ 2.1 แสดงการประมาณสำหรับ $f(x)$ ที่จุด P โดยใช้ผลต่างแบบสี่บะนั้นไปข้างหน้า ข้างหลัง และตรงกลาง ตามลำดับ

หรือความชันของเส้นโค้ง AP ให้เป็นสูตรผลต่างสี่บะนั้นไปข้างหลัง (Backward Difference Formula)

$$f'(x_0) \approx \frac{f(x_0) - f(x_0 - \Delta x)}{\Delta x} \quad (2.2)$$

หรือความชันของเส้นโค้ง AB ให้เป็นสูตรผลต่างสี่บะนั้นตรงกลาง (Central Difference Formula)

$$f'(x_0) \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0 - \Delta x)}{2\Delta x} \quad (2.3)$$

และเราสามารถจะประมาณอนุพันธ์อันดับสองของ $f(x)$ ที่จุด P ได้อีก เป็น

$$\begin{aligned} f''(x_0) &\approx \frac{f'(x_0 + \frac{\Delta x}{2}) - f'(x_0 - \frac{\Delta x}{2})}{\Delta x} \\ &\approx \frac{1}{\Delta x} \left\{ \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0)}{\Delta x} - \frac{f(x_0) - f(x_0 - \Delta x)}{\Delta x} \right\} \end{aligned}$$

หรือ

$$f''(x_0) \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - 2f(x_0) + f(x_0 - \Delta x))}{(\Delta x)^2} \quad (2.4)$$

อีกแนวทางหนึ่งที่จะได้มาซึ่งสมการผลต่างสืบเนื่องคือ การวิเคราะห์ด้วยสมการอนุกรมเทเลอร์ (Taylor's series) ที่ว่า

$$f(x_0 + \Delta x) = f(x_0) + \Delta x f'(x_0) + \frac{1}{2!} (\Delta x)^2 f''(x_0) + \frac{1}{3!} (\Delta x)^3 f'''(x_0) + \dots \quad (2.5)$$

และ

$$f(x_0 - \Delta x) = f(x_0) - \Delta x f'(x_0) + \frac{1}{2!} (\Delta x)^2 f''(x_0) - \frac{1}{3!} (\Delta x)^3 f'''(x_0) + \dots \quad (2.6)$$

เมื่อนำสมการ (2.5) และ (2.6) รวมกันจะได้

$$f(x_0 + \Delta x) + f(x_0 - \Delta x) = 2f(x_0) + (\Delta x)^2 f''(x_0) + O(\Delta x)^4 \quad (2.7)$$

เมื่อ $O(\Delta x)^4$ คือค่าความผิดพลาดที่อยู่ในรูปของความผิดพลาดที่เกิดจากการตัดปลาย (Truncation Errors) โดยการตัดพจน์ $O(\Delta x)^4$ ออก เนื่องจากมีค่าน้อยมาก จะได้

$$f''(x_0) \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - 2f(x_0) + f(x_0 - \Delta x))}{(\Delta x)^2}$$

ซึ่งพบว่าตรงกับสมการ (2.4)

นำสมการ (2.5) ลบด้วย (2.6) และตัดพจน์ที่ยกกำลังมากกว่าหรือเท่ากับสามออก ด้วยเหตุผลเดียวกันจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f'(x_0) \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0 - \Delta x)}{2\Delta x}$$

ซึ่งตรงกับสมการ (2.3)

2.2.2 ความถูกต้องและเสถียรภาพของผลการแก้สมการแบบผลต่างสลับเนื่อง

การคำนึงถึงความถูกต้องและเสถียรภาพคือสิ่งที่ขาดไม่ได้ในวิธีการคำนวณเชิงเลข หากต้องการให้ผลการแก้สมการมีความเชื่อถือและนำไปใช้ได้ ความถูกต้องเกิดขึ้นได้จากการประมาณค่าให้ใกล้เคียงกับคำตอบจริงมากที่สุด (สมมติมีคำตอบที่แท้จริงอยู่) ในขณะที่เสถียรภาพก็คือการไม่ต้องการให้ผลของคำตอบที่ได้มีขนาดใหญ่มหาศาลผิดปกติเมื่อเวลาเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นไป

มีความผิดพลาดอยู่ 3 ประเภทที่มีอาจจะมองข้ามไปได้ในการหาผลเฉลยของคำตอบการคำนวณเชิงเลขในทางปฏิบัติคือ

- (1) ความผิดพลาดเนื่องจากการจำลองรูปทรง (Modeling Errors)
- (2) ความผิดพลาดเนื่องจากการตัดปลาย (Truncation Errors)
- (3) ความผิดพลาดเนื่องจากการปัดเศษ (Round off Errors)

ซึ่งแต่ละประเภทของความผิดพลาดจะมีผลต่อความถูกต้องและเป็นสาเหตุให้คุณภาพของคำตอบลดลง

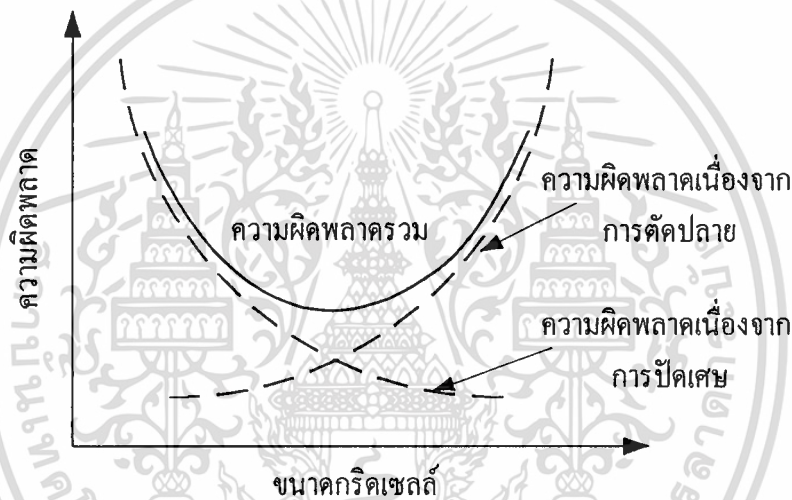
ความผิดพลาดเนื่องจากการจำลองรูปทรงจะขึ้นอยู่กับบางสมมติฐานที่นำมาจำลองรูปทรงทางคณิตศาสตร์ ตัวอย่างเช่น ระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น ที่มักจะถูกนำเสนอในรูปของสมการอนุพันธ์ย่อย ในขณะที่ความผิดพลาดเนื่องจากการตัดปลายเกิดขึ้นจากข้อเท็จจริงที่ว่า การวิเคราะห์เชิงเลขสามารถจะดำเนินการได้เพียงกับตัวเลขที่มีค่าแน่นอน จากกระบวนการที่ปกติถูกอธิบายไว้ด้วยอนุกรมอนันต์ ตัวอย่างเช่น ในรูปแบบของการแก้สมการผลต่างสลับเนื่องบางเทอมที่มีอันดับสูงของอนุกรมเทเลอร์จะต้องถูกตัดทิ้งไป ซึ่งตรงนี้เองเป็นที่มาของความผิดพลาดเนื่องจากการตัดปลาย ความผิดพลาดจากการตัดปลายสามารถทำให้ลดน้อยลงด้วยการแบ่งให้กริดมีขนาดเล็กลง หรือทำให้การเพิ่มขึ้นของเวลา (Δt) มีช่วงที่น้อยลง นอกเหนือจากนี้สำหรับการลดความผิดพลาดเนื่องจากการตัดปลายอาจทำได้โดย ใช้หลายเทอมของสมการในการคำนวณหรือเรียกว่าการใช้การประมาณอันดับสูง ซึ่งจะได้สมการที่มีขนาดใหญ่ อย่างไรก็ตามจะต้องให้ความสนใจเป็นพิเศษกับการใช้วิธีการประมาณอันดับสูงนี้ เนื่องจากเสถียรภาพมักจะไม่มีเกิดขึ้น สมการอนุพันธ์อันดับสูงมักจะถูกนำเสนอในรูปแบบของผลเฉลยเทียมน

สำหรับความผิดพลาดเนื่องจากการปัดเศษ จะเป็นตัวสะท้อนให้เห็นถึงความจริงที่ว่าค่าบนเครื่องคอมพิวเตอร์จะต้องแน่นอนอยู่กับค่าใดค่าหนึ่ง สาเหตุความผิดพลาดที่หลีกเลี่ยงไม่ได้นี้เป็นผลมาจากขนาดของรีจิสเตอร์ที่จำกัดอยู่จำนวนใดจำนวนหนึ่งในหน่วยคำนวณของเครื่องคอมพิวเตอร์ ความผิดพลาดจากการปัดเศษนี้สามารถทำให้ลดน้อยลงได้โดยใช้การจองหน่วยความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำที่เรียกว่าดับเบิลพรีซีชัน (Double Precision) แต่ถ้าต้องการหลีกเลี่ยงความผิดพลาดเนื่องจากการปัดเศษนี้ได้โดยสิ้นเชิง มีอยู่ทางเดียว นั่นคือ ต้องทำให้จำนวนที่จะมาดำเนินการทางคณิตศาสตร์ทุกตัวเป็นเลขจำนวนเต็ม ซึ่งเป็นเรื่องยากมากในทางปฏิบัติ

ถึงแม้จะกล่าวไว้ว่าการลดขนาดกริดคือการเพิ่มความถูกต้อง แต่ก็ไม่ได้หมายความว่า การลดขนาดของกริดมาก ๆ จะได้ผลเฉลี่ยของคำตอบที่ดีและถูกต้องเสมอไป การลดลงของความผิดพลาดเนื่องจากการตัดปลายโดยการใส่กริดขนาดเล็กอาจส่งผลในทางตรงข้าม นั่นคือส่งผลให้เพิ่มความผิดพลาดจากการปัดเศษได้ เนื่องจากหากมีการแบ่งกริดมากย่อมต้องมีการดำเนินการทางคณิตศาสตร์มากขึ้นไปด้วย ดังนั้นเมื่อต้องการให้เกิดความผิดพลาดน้อยที่สุดจะต้องนำความผิดพลาดทั้งสองพิจารณาารวมกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงความผิดพลาดในฟังก์ชันของขนาดกริดเซลล์

อัลกอริทึมของการคำนวณเชิงเลขจะถือว่าเสถียรก็ต่อเมื่อความผิดพลาดเล็กน้อยที่เกิดขึ้นในแต่ละสถานะสร้างความผิดพลาดสะสมที่น้อย ๆ หากสะสมความผิดพลาดมากขึ้นเรื่อย ๆ จนมหาศาลก็ถือว่าไร้เสถียรภาพ ซึ่งความต่อเนื่องของการไร้เสถียรภาพจะก่อให้เกิดความเสียหายอย่างมาก ความมีเสถียรภาพของวิธีการแบบผลต่างสืบเนื่องเริ่มจาก กำหนดให้ความผิดพลาดเป็น e^n ที่ช่วงเวลา n โดยสมมติว่าตอนนี้มีตัวแปรอิสระอยู่ค่าหนึ่ง ดังนั้นจึงกำหนดให้การขยายของความผิดพลาดที่ช่วงเวลา $n+1$ จึงสามารถเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$e^{n+1} = ge^n \quad (2.8)$$

เมื่อ g รู้จักกันในชื่อของปัจจัยการขยาย และเมื่อไรก็ตามที่ความซับซ้อนเริ่มมีมากขึ้น ตัวแปรอิสระอีก 2 หรือมากกว่าจะถูกกำหนดขึ้น สมการ (2.8) จึงเปลี่ยนเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[e]^{n+1} = [G][e]^n \quad (2.9)$$

เมื่อ $[G]$ คือเมตริกซ์การขยาย สำหรับเสถียรภาพรูปแบบความต่างของสมการ (2.8) จะต้องกำหนดให้ $|e^{n+1}| \leq |e^n|$ หรือ $|g| \leq 1$ ส่วนกรณีของสมการ (2.9) ดีเทอร์มิแนนซ์ของ $[G]$ ต้องมีค่าเป็นศูนย์

2.3 ผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาในพิกัดมุมฉาก

เป็นที่ทราบกันดีว่าสนามไฟฟ้านั้นสามารถอยู่ได้โดยไม่มีสนามแม่เหล็ก ตัวอย่างคือตัวเก็บประจุสถิต (Q) เช่นเดียวกับตัวเหนี่ยวนำที่มีกระแสคงที่ (I) ซึ่งจะมีสนามแม่เหล็กได้โดยไม่มีสนามไฟฟ้า แต่เมื่อใดที่สนามแปรผันตามเวลา สนามแม่เหล็กก็ไม่สามารถมีได้โดยไม่มีสนามไฟฟ้าและสนามไฟฟ้าก็ไม่สามารถจะมีได้โดยไม่มีสนามแม่เหล็กเช่นกัน ค่าของข้อมูลเหล่านี้ได้มาจากทฤษฎีสถานะสถิต เฉพาะสนามที่แปรผันตามเวลาเท่านั้นที่จะให้ค่าเป็นไปตามทฤษฎีสถานะแม่เหล็กไฟฟ้าที่สามารถพิสูจน์ได้จากผลการทดลองของฟาราเดย์และเฮิร์ตซ์ ส่วนการวิเคราะห์ทางทฤษฎีของแมกซ์เวลล์ ก็พบว่ามีความเกี่ยวข้องกับสนามที่แปรผันตามเวลา

2.3.1 อัลกอริธึมของ Yee

K. S. Yee เป็นบุคคลแรกที่ได้กำหนดสมการผลต่างสืบเนื่องในระบบสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ที่แปรผันตามเวลาดังที่แสดงไว้ในสมการที่ (2.11) อัลกอริธึมของ Yee ที่จะนำเสนอต่อไปนี้มีมีความสำคัญเป็นอย่างยิ่ง ซึ่งจะเป็นรากฐานสำคัญในการจะนำไปประยุกต์ใช้ต่อไปโดยมีข้อดีดังต่อไปนี้

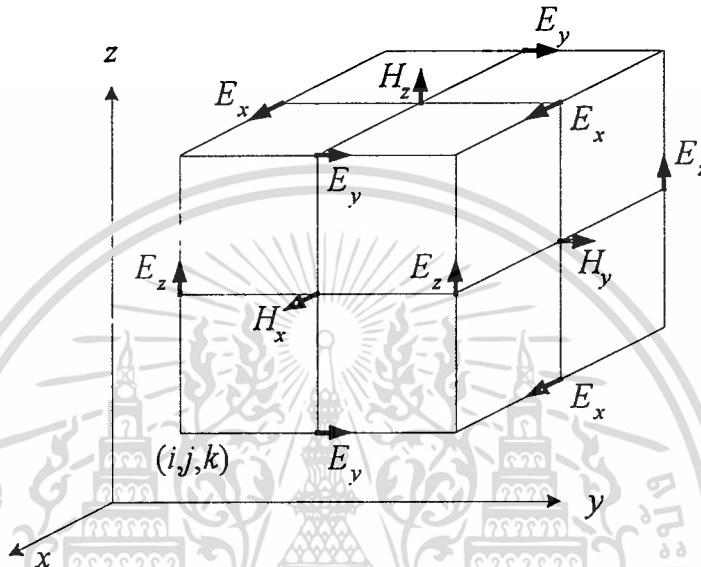
(1) อัลกอริธึมของ Yee ใช้แก้สมการหาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กพร้อมกันในเชิงเวลาและตำแหน่งโดยการผนวกสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์เข้ากับสมการคลื่น แทนที่จะแก้สมการหาสนามไฟฟ้าหรือสนามแม่เหล็กอย่างใดอย่างหนึ่ง ซึ่งสามารถแยกอธิบายได้ว่า

(1.1) เปรียบเสมือนการแปลงสนามรวมของสมการอินทิกรัล โดยเงื่อนไขขอบเขตของทั้ง $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ จะถูกบังคับให้อยู่ในพื้นที่ผิวของโครงสร้างตัวกลางนั้น ๆ

(1.2) การใช้ข้อมูลทั้ง $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ ด้วยกันจะได้ผลเฉลยที่แน่นอนกว่าใช้สนามอย่างใดอย่างหนึ่งเพียงลำพัง คุณสมบัติของตัวกลางที่ใช้คำนวณหาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสามารถจำลองได้โดยตรง ๆ ซึ่งจะเป็นประโยชน์อย่างยิ่งในการจำลองเพื่อลดค่าภาคตัดขวางเป้าเรดาร์ (Radar Cross Section, RCS)

(1.3) สำหรับบริเวณที่สามารถมีสนามได้เพียงสนามเดียวเช่น สนามสัมผัส $\vec{H}$ ณ ขอบหรือมุม หรือรอบ ๆ แกนเส้นลวด สนาม $\vec{E}$ ใกล้จุดหรือขอบของเส้นลวด ก็สามารถจำลองแยกออกมาได้ ถ้าสนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าสามารถจะมีได้

(2) ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.3 อันเป็นแบบจำลองที่สร้างขึ้นเพื่ออธิบายอัลกอริทึมของ Yee จากรูป ส่วนประกอบของสนาม $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ ถูกจัดวางไว้ระหว่างกลางของกันและกันในสามมิติ ดังนั้นส่วนประกอบของสนาม $\vec{E}$ ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบของสนาม $\vec{H}$ ที่ค่าของส่วนประกอบของสนาม และส่วนประกอบของสนาม $\vec{H}$ ก็จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบของสนาม $\vec{E}$ ที่สนามด้วยเช่นกัน ซึ่งสามารถแยกอธิบายได้ว่า



รูปที่ 2.3 แสดงโครงสร้างส่วนประกอบสนามในหน่วยเซลล์ของ Yee

(2.1) จะได้รูปจำลองอย่างง่ายในโครงสร้างสามมิติที่เป็นไปตามกฎของฟาราเดย์ และ แอมแปร์ นั่นคือสามารถที่จะระบุส่วนประกอบของสนาม $\vec{E}$ สำหรับกริดเซลล์ของ Yee ที่สัมผัสกับฟลักซ์กระแสกระจัดที่เชื่อมเป็นวงรอบ $\vec{H}$ ได้ ในทำนองเดียวกัน ส่วนประกอบของสนาม $\vec{H}$ ก็จะสัมผัสกับฟลักซ์สนาม $\vec{E}$ ได้ ซึ่งความจริงแล้วการจำลองทั้งสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าไปพร้อมกันในอัลกอริทึมของ Yee นี้ จะเป็นสิ่งที่บอกลถึงความแตกต่างระหว่างจุดและรูปแบบทางจุลภาคของสมการแมกซ์เวลล์ ซึ่งกรณีหลังนี้มีประโยชน์มากในการอธิบายถึงเงื่อนไขขอบเขตของสนามและความเป็นเอกฐาน

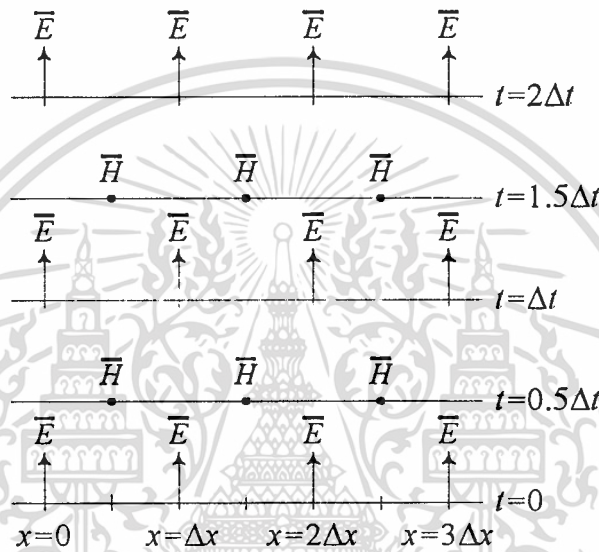
(2.2) จะได้สมการผลต่างสืบเนื่องสำหรับแก้ปัญหาทางตำแหน่งที่อยู่ในรูปของเคิร์ล เป็นแบบผลต่างสืบเนื่องตรงกลางและเป็นผลต่างสืบเนื่องอันดับสอง

(2.3) ความต่อเนื่องของสนาม $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ ในแนวสัมผัสระหว่างรอยต่อของสองตัวกลางสามารถกระทำได้อย่างเหมือนจริงเป็นธรรมชาติถ้ารอยต่อนั้นทับกับกริดในตำแหน่งของแกนพอดิ ซึ่งจะได้ผลเฉลยของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่นำไปใช้งานได้เลยโดยไม่ต้องมีการเข้าคู่ลงเงื่อนไขขอบเขตสนามที่รอยต่อ โดยที่เราจะต้องกำหนดค่าความซึมซาบได้สนามแม่เหล็กและค่าสภาพยอม

สนามไฟฟ้าไว้ ณ ตำแหน่งที่สมมติเป็นเนื้อของตัวกลางนั้น ๆ ไว้ก่อน ส่วนค่าภายในกริดเซลล์รูป

ร่างสี่เหลี่ยมของ Yee สามารถจะหาผลเฉลยได้จากการประมาณระหว่างผิวหน้ากับเนื้อของตัวกลางภายในโครงสร้างด้วยผลเฉลยทางตำแหน่งที่กำหนดให้มีขนาดเป็นหนึ่งหน่วยเซลล์

(2.4) ตำแหน่งส่วนประกอบสนาม $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ ในกริดเซลล์แบบ Yee และการดำเนินการแบบผลต่างสลับเนื่องตรงกลางภายใต้ส่วนประกอบนั้น จะบังคับโดยนัยกับสองกฎความสัมพันธ์แบบเกาส์ ดังนั้นตาข่ายของ Yee จะปราศจากการถู้ออก (Divergence-free) เมื่อพิจารณาที่สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก และจากความสัมพันธ์ของสมการดังกล่าวส่งผลให้มีการจำลองประจุไฟฟ้าและแม่เหล็กที่ไม่มีแหล่งกำเนิดขึ้น



รูปที่ 2.4 แสดงช่วงเวลาตามอัลกอริธึมของ Yee ในการแพร่กระจายคลื่นมิติเดียว แบบผลต่างตรงกลางเชิงตำแหน่งกระโดดข้าม ที่เวลาเริ่มต้นสนาม $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ ถูกกำหนดให้มีค่าเป็นศูนย์

(3) ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.4 อัลกอริธึมของ Yee จะสลับระหว่างส่วนประกอบของสนาม $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ ด้วยระยะห่างของเวลา เรียกการจัดวางแบบนี้ว่าการจัดวางแบบกระโดดข้าม (leapfrog) โดยที่การคำนวณสนาม $\vec{E}$ ทุกตำแหน่งแบบสามมิติจะต้องแล้วเสร็จและเก็บไว้ในหน่วยความจำเพื่อที่จะให้การคำนวณสนาม $\vec{H}$ นำไปใช้ในเวลาลัดไป จากนั้นทุกส่วนประกอบของสนาม $\vec{H}$ ในโครงสร้างที่จำลองขึ้นจะถูกคำนวณจนเสร็จและเก็บไว้ในหน่วยความจำโดยใช้ค่าของสนาม $\vec{E}$ ที่เพิ่งได้จากการคำนวณก่อนหน้านี้ ซึ่งขั้นตอนการคำนวณจะกระทำซ้ำเป็นวงรอบกลับมาที่ส่วนประกอบของสนาม $\vec{E}$ อีกครั้ง ซึ่ง $\vec{E}$ ที่ได้นี้ จะถูกใช้เป็นตัวกำหนดแหล่งก็จะเป็นองค์ประกอบตัวใหม่ที่จะใช้เป็นข้อมูลสำหรับคำนวณหาสนาม $\vec{H}$ ตัวใหม่ต่อไปอีก กระบวนการจะดำเนินต่อไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งสิ้นสุดการคำนวณที่ได้กำหนดเงื่อนไขไว้

(3.1) กระบวนการช่วงเวลาแบบกระโดดข้ามนี้เป็นลักษณะการคำนวณเชิงเลขแบบชัดแจ้งอย่างสมบูรณ์ ดังนั้นจึงไม่มีปัญหาสมการที่มีโครงสร้างที่เป็นการเวียนแบบหรือการแปลงเมตริกซ์เข้ามาเกี่ยวข้อง

(3.2) ผลลัพธ์ของสมการผลต่างสืบเนื่องที่มีการเปลี่ยนแปลงขึ้นกับเวลา สำหรับที่ใช้ในสมการแบบเคิร์ลจะเป็นผลต่างสืบเนื่องแบบตรงกลางอยู่แล้วโดยธรรมชาติ และเป็นสมการความถูกต้องอันดับสองด้วย

(3.3) ผลลัพธ์อัลกอริทึมช่วงเวลาจะไม่มีภาระงานหาย นั่นคือการแพร่กระจายของโหนดคลื่นเชิงเลขในดาข่ายจะไม่ลดหายไปเลย ๆ ในโครงร่างที่สมมตินี้ตามอัลกอริทึมช่วงเวลา

2.3.2 สมการคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ากับผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา

ในตัวกลางที่มีคุณสมบัติทางกายภาพเหมือนกันตลอดจะได้สมการของแมกซ์เวลล์เป็น

$$\nabla \times \bar{E} = -\mu \frac{\partial \bar{H}}{\partial t}, \quad \nabla \times \bar{H} = \sigma \bar{E} + \varepsilon \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \quad (2.10)$$

เมื่อ $\bar{E}$ และ $\bar{H}$ เป็นความเข้มของสนามไฟฟ้าและแม่เหล็กตามลำดับ ขณะที่ μ คือค่าความซึมซาบได้สนามแม่เหล็ก ε คือค่าสภาพยอมสนามไฟฟ้าและ σ คือค่าความนำสนามไฟฟ้า จากสมการ (2.10) สามารถแสดงในระบบพิกัดคาร์ทีเซียนได้ดังนี้ [13]

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \quad (2.11ก)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} \right) \quad (2.11ข)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \right) \quad (2.11ค)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (2.11ง)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (2.11จ)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (2.11ฉ)$$

ตามเงื่อนไขรูปแบบของ Yee แล้ว จะได้ตำแหน่งกริดในพื้นที่ของผลเฉลยเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(i, j, k) = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \quad (2.12)$$

และฟังก์ชันทางตำแหน่งและเวลาเป็น

$$F^n(i, j, k) = F(i\delta, j\delta, k\delta, n\Delta t) \quad (2.13)$$

โดย $\delta = \Delta x = \Delta y = \Delta z$ เป็นช่วงความต่างของตำแหน่งและ Δt แทนช่วงความต่างของเวลา ในกรณีที่ i, j, k และ n เป็นเลขจำนวนเต็ม โดยที่การประมาณผลต่างสืบเนื่องแบบตรงกลางในรูปทรงของปัญหาขึ้นอยู่กับระยะทางและเวลาอันดับที่สอง สามารถหาได้จาก

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial x} = \frac{F^n(i+1/2, j, k) - F^n(i-1/2, j, k)}{\delta} + O(\delta^2) \quad (2.14)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial t} = \frac{F^{n+1/2}(i, j, k) - F^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} + O(\Delta t^2) \quad (2.15)$$

โดยการประยุกต์สมการ (2.14) กับทุกอนุพันธ์ตามระยะทางในสมการ (2.11) ตำแหน่งของส่วนประกอบ $\bar{E}$ และ $\bar{H}$ จะเป็นไปตามรูปที่ 2.3 และเมื่อรวมสมการ (2.15) เข้าไปด้วย ส่วนประกอบของ $\bar{E}$ และ $\bar{H}$ จะถูกคำนวณหาในทุกครึ่งของช่วงเวลา ดังนั้นจากสมการ (2.11) จะได้การประมาณผลต่างสืบเนื่องที่เป็นแบบโดยชัดแจ้งดังนี้

$$H_x^{n+1/2}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) = H_x^{n-1/2}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) + \frac{\delta t}{\mu(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2})\delta} \left[E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k + 1) - E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k) \right] + \frac{\delta t}{\mu(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2})\delta} \left[E_z^n(i, j, k + \frac{1}{2}) - E_z^n(i, j + 1, k + \frac{1}{2}) \right] \quad (2.16ก)$$

$$H_y^{n+1/2}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) = H_y^{n-1/2}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) + \frac{\delta t}{\mu(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2})\delta} \left[E_z^n(i + 1, j, k + \frac{1}{2}) - E_z^n(i, j, k + \frac{1}{2}) \right] + \frac{\delta t}{\mu(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2})\delta} \left[E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k) - E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k + 1) \right] \quad (2.16ข)$$

$$H_z^{n+1/2}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) = H_z^{n-1/2}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) + \frac{\delta t}{\mu(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k)\delta} \left[E_x^n(i + \frac{1}{2}, j + 1, k) - E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k) \right] + \frac{\delta t}{\mu(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k)\delta} \left[E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k) - E_y^n(i + 1, j + \frac{1}{2}, k) \right] \quad (2.16ค)$$

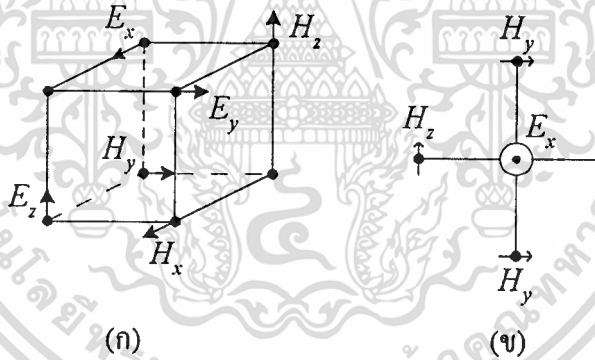
$$E_x^{n+1}(i + \frac{1}{2}, j, k) = \left[1 - \frac{\sigma(i + \frac{1}{2}, j, k)\delta t}{\varepsilon(i + \frac{1}{2}, j, k)} \right] E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k) + \frac{\delta t}{\varepsilon(i + \frac{1}{2}, j, k)\delta} \left[H_z^{n+1/2}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) - H_z^{n+1/2}(i + \frac{1}{2}, j - \frac{1}{2}, k) \right] + \frac{\delta t}{\varepsilon(i + \frac{1}{2}, j, k)\delta} \left[H_y^{n+1/2}(i + \frac{1}{2}, j, k - \frac{1}{2}) - H_y^{n+1/2}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) \right] \quad (2.16ง)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_y^{n+1}(i, j + \frac{1}{2}, k) = \left[1 - \frac{\sigma(i, j + \frac{1}{2}, k)\delta t}{\varepsilon(i, j + \frac{1}{2}, k)} \right] E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k) + \frac{\delta t}{\varepsilon(i, j + \frac{1}{2}, k)\delta} \left[\begin{aligned} &H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k - \frac{1}{2}) \\ &+ H_z^{n+\frac{1}{2}}(i - \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) \end{aligned} \right] \quad (2.16\text{ง})$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k + \frac{1}{2}) = \left[1 - \frac{\sigma(i, j, k + \frac{1}{2})\delta t}{\varepsilon(i, j, k + \frac{1}{2})} \right] E_z^n(i, j, k + \frac{1}{2}) + \frac{\delta t}{\varepsilon(i, j, k + \frac{1}{2})\delta} \left[\begin{aligned} &H_y^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i - \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) \\ &+ H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j - \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) \end{aligned} \right] \quad (2.16\text{ด})$$

จากสมการ (2.16) และรูปที่ 2.3 สังเกตว่าส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจะสลับหว่างกันอยู่ในหนึ่งหน่วยเซลล์และจะถูกคำนวณหาค่าในแต่ละครึ่งช่วงเวลา ซึ่งทุกส่วนประกอบของสนามจะถูกนำเสนอใน 1/8 ของหนึ่งหน่วยเซลล์ดังแสดงในรูปที่ 2.5 (ก) ส่วนรูปที่ 2.5 (ข) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแต่ละส่วนประกอบของสนามในเชิงระนาบ ซึ่งจะมีประโยชน์มากเมื่อรวมพิจารณาเข้าไปด้วยกับเงื่อนไขขอบเขต



รูปที่ 2.5 (ก) แสดง 1/8 ของหนึ่งหน่วยเซลล์
(ข) แสดงสนาม $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ ในระนาบเดียวกัน

2.3.3 สถิติรภาพกับผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาในสมการคลื่น

เนื่องจากการคำนวณหาค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าโดยใช้วิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลานั้นจะต้องมีการกำหนดขอบเขตที่จะไม่ทำให้ค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเพิ่มขึ้นอย่างไร้ขีดจำกัด ซึ่งขอบเขตสำคัญที่สัมพันธ์กับ Δx , Δy และ Δz ก็คือ Δt การวิเคราะห์สถิติรภาพจะเริ่มพิจารณาในสองมิติที่เป็นส่วนหนึ่งของสมการเคิร์ลเต็มรูปแบบก่อนในคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวาง (TM) เมื่อได้คำตอบแล้วจึงประยุกต์ใช้กับกรณีของสามมิติต่อไป ซึ่งสมการในสองมิติเริ่มจาก

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (2.17ก)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (2.17ข)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) \quad (2.17ค)$$

สมมติว่าส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้านี้ไม่มีการสูญเสียและเป็นวัตถุเนื้อเดียวกันตลอด ซึ่งค่าของความซึมซาบได้หรือสภาพยอมจะเท่ากันตลอดทุกตำแหน่ง ดังนั้นสามารถเขียนสมการผลต่างสืบเนื่องแบบ Yee สำหรับคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวางได้ดังนี้

$$\frac{H_x|_{i,j}^{n+\frac{1}{2}} - H_x|_{i,j}^{n-\frac{1}{2}}}{\Delta t} = -\frac{1}{\mu} \left(\frac{E_z|_{i,j+\frac{1}{2}}^n - E_z|_{i,j-\frac{1}{2}}^n}{\Delta y} \right) \quad (2.18ก)$$

$$\frac{H_y|_{i,j}^{n+\frac{1}{2}} - H_y|_{i,j}^{n-\frac{1}{2}}}{\Delta t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{E_z|_{i+\frac{1}{2},j}^n - E_z|_{i-\frac{1}{2},j}^n}{\Delta x} \right) \quad (2.18ข)$$

$$\frac{E_z|_{i,j}^{n+1} - E_z|_{i,j}^n}{\Delta t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{H_y|_{i+\frac{1}{2},j}^{n+\frac{1}{2}} - H_y|_{i-\frac{1}{2},j}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta x} - \frac{H_x|_{i,j+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_x|_{i,j-\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} \right) \quad (2.18ค)$$

ระเบียบวิธีการของสมการผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาตามสมการ (2.18) จะพิจารณาให้เป็นปัญหาที่มีค่าไอเกนของเวลาและระยะทาง นั่นคือคลื่นระนาบโหมดไอเกนจะถูกสมมติให้แพร่เข้าไปในพื้นที่การคำนวณ สเปกตรัมของค่าไอเกนในโหมดที่ขึ้นกับกระบวนการหาอนุพันธ์เชิงเลขเทียบกับระยะทางจะถูกหาและเปรียบเทียบกับสเปกตรัมคงที่ของค่าไอเกนที่หาได้จากกระบวนการหาอนุพันธ์เชิงเลขเทียบกับเวลา เพื่อที่จะให้ได้สเปกตรัมสมบูรณ์ของค่าไอเกนระยะทางเป็นดังช่วงที่มีความเสถียร ก่อนอื่นต้องแน่ใจว่าทุกโหมดคลื่นการคำนวณเชิงเลขในกริดมีความเสถียร (ไม่เพิ่มขึ้นอย่างไร้ขอบเขต) ซึ่งคือการคงไว้ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างช่วงของเวลากับการแบ่งระยะของกริด

ปัญหาค่าไอเกนเริ่มจากการหาช่วงเสถียรภาพของโหมดค่าไอเกน ขั้นแรกจะแยกแต่ละการดำเนินการในการหาอนุพันธ์เทียบตามเวลาของสมการ (2.18) ด้านซ้ายมือเป็นปัญหาค่าไอเกน ดังนี้

$$\frac{H_x|_{i,j}^{n+\frac{1}{2}} - H_x|_{i,j}^{n-\frac{1}{2}}}{\Delta t} = \Lambda H_x|_{i,j}^n \quad (2.19ก)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{H_y |_{i,j}^{n+\frac{1}{2}} - H_y |_{i,j}^{n-\frac{1}{2}}}{\Delta t} = \Lambda H_y |_{i,j}^n \quad (2.19\text{ข})$$

$$\frac{E_z |_{i,j}^{n+1} - E_z |_{i,j}^n}{\Delta t} = \Lambda E_z |_{i,j}^{n+\frac{1}{2}} \quad (2.19\text{ค})$$

จะเห็นได้ว่าทุกการดำเนินการทางผลต่างเกี่ยวข้องกับที่ความสมมาตร ณ $1/2$ ช่วงเวลา จากจุดที่หาค่า ดังนั้นจากสมการ (2.19) จึงสามารถเขียนใหม่ให้อยู่ในรูปของ V ซึ่งใช้แทนเป็นส่วนประกอบเวกเตอร์ของสนามทั่วไปดังนี้

$$\frac{V |_{i,j}^{n+\frac{1}{2}} - V |_{i,j}^{n-\frac{1}{2}}}{\Delta t} = \Lambda V |_{i,j}^n \quad (2.20)$$

และกำหนดให้มีปัจจัยเติบโตผลเฉลี่ยสำหรับทุกค่า n เป็น

$$q_{i,j} = \frac{V |_{i,j}^{n+\frac{1}{2}}}{V |_{i,j}^n} = \frac{V |_{i,j}^n}{V |_{i,j}^{n-\frac{1}{2}}} \quad (2.21)$$

และสิ่งที่ต้องการคือ $|q_{i,j}| < 1$ สำหรับทุกตำแหน่งในกริดเซลล์ของผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา และสำหรับทุกจุด (i,j) เพื่อหลีกเลี่ยงโหมดที่มีการเพิ่มขึ้นอย่างไม่มีขีดจำกัดระหว่างช่วงของเวลา ซึ่งจำเป็นสำหรับความเสถียร ดังนั้นแทน $q_{i,j}$ ลงใน (2.20) จะได้

$$\frac{q_{i,j} V |_{i,j}^n - (V |_{i,j}^n / q_{i,j})}{\Delta t} = \Lambda V |_{i,j}^n \quad (2.21\text{ก})$$

หลังแยกองค์ประกอบ $V |_{i,j}^n$ ออก จะได้สมการกำลังสองของ $q_{i,j}$ เป็น

$$\frac{(q_{i,j})^2 - 1}{q_{i,j} \Delta t} = \Lambda \quad \text{หรือ} \quad (q_{i,j})^2 - \Lambda \Delta t q_{i,j} - 1 = 0 \quad (2.21\text{ข})$$

หาผลลัพท์โดยใช้สูตรสมการกำลังสอง

$$q_{i,j} = \frac{\Lambda \Delta t \pm \sqrt{(\Lambda \Delta t)^2 + 4}}{2} = \frac{\Lambda \Delta t}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\Lambda \Delta t}{2}\right)^2 + 1} \quad (2.21\text{ค})$$

เมื่อกำหนดให้ $a = \Lambda \Delta t / 2$ พบว่า $|q_{i,j}| = 1$ เสมอ (เนื่องจากจะเสถียรภาพได้นั้น $|q_{i,j}| \leq 1$) ถ้า a เป็นจำนวนจินตภาพแท้และมีลิมิตอยู่ระหว่าง $-j$ และ $+j$ ก่อนอื่นสมมติให้

$$\text{Re}(a) = 0 \quad \text{หรือ} \quad a = j \text{Im}(a) \quad (2.22\text{ก})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $-1 \leq \text{Im}(a) \leq 1$ ภายใต้ภาวะนี้จะได้

$$\sqrt{a^2 + 1} = \sqrt{[j \text{Im}(a)]^2 + 1} = \sqrt{1 - [\text{Im}(a)]^2} = \text{จำนวนจริง} \quad (2.22ข)$$

และสามารถเขียนเป็น

$$q_{i,j} = j \text{Im}(a) \pm \sqrt{a^2 + 1} \quad (2.22ค)$$

$$q_{i,j} = \sqrt{\left(\sqrt{1 - [\text{Im}(a)]^2}\right)^2 + [\text{Im}(a)]^2} = \sqrt{1 - [\text{Im}(a)]^2 + [\text{Im}(a)]^2} = 1 \quad (2.22ง)$$

เมื่อ $a = \Lambda \Delta t / 2$ จะได้ว่า a เป็นจำนวนจินตภาพแท้ จาก (2.22ก) ก็แสดงได้ชัดแล้วว่า Λ เป็นจำนวนจินตภาพแท้ นั่นคือ $\Lambda = j \text{Im}(\Lambda)$ โดยมีขอบเขตเป็น

$$-1 \leq \frac{\Delta t}{2} \text{Im}(a) \leq 1 \quad \text{หรือ} \quad -\frac{2}{\Delta t} \leq \text{Im}(a) \leq \frac{2}{\Delta t} \quad (2.23)$$

ทุกโหมกระยะทางที่เป็นไปได้ต้องมีค่าไอเกนซึ่งจะตกอยู่ในช่วงเสถียรบนแกนจินตภาพ เพื่อให้มั่นใจว่าเสถียรภาพแน่นอน จะกระทำการหาค่าไอเกนตามระยะทางต่อไปนี้

แต่การดำเนินการของอนุพันธ์เทียบกับตำแหน่งจากสมการ (2.18) ด้านขวามือเป็นปัญหาค่าไอเกนดังนี้

$$-\frac{1}{\mu} \left(\frac{E_z |_{i,j+\frac{1}{2}}^n - E_z |_{i,j-\frac{1}{2}}^n}{\Delta y} \right) = \Lambda H_x |_{i,j} \quad (2.24ก)$$

$$\frac{1}{\mu} \left(\frac{E_z |_{i+\frac{1}{2},j}^n - E_z |_{i-\frac{1}{2},j}^n}{\Delta x} \right) = \Lambda H_y |_{i,j} \quad (2.24ข)$$

$$\frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{H_y |_{i+\frac{1}{2},j}^n - H_y |_{i-\frac{1}{2},j}^n}{\Delta x} - \frac{H_x |_{i,j+\frac{1}{2}}^n - H_x |_{i,j-\frac{1}{2}}^n}{\Delta y} \right) = \Lambda E_z |_{i,j} \quad (2.24ค)$$

สังเกตได้ว่าทุกชั้นเวลา n ค่าสนามไฟฟ้าและแม่เหล็กที่กระจายในกริดสามารถจะแปลงฟูริเยร์ได้ตามตำแหน่ง i และ j เพื่อให้ได้สเปกตรัมเป็นโหมครูปไซน์ ผลที่ได้เรียกว่าสเปกตรัมความถี่ระยะทาง 2 มิติของกริด หรือคลื่นระนาบโหมคไอเกนของกริด กำหนดให้สเปกตรัมความถี่ระยะทางของแต่ละโหมคเป็น $\tilde{k}_x$ และ $\tilde{k}_y$ ตามลำดับ ของส่วนประกอบ x และ y ในการคำนวณเชิงเลขของเวกเตอร์คลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสาร $E_z |_{i,j} = E_{z,0} e^{j(\tilde{k}_x \Delta x + \tilde{k}_y \Delta y)}$ สำหรับการศึกษานี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (2.25ก) ราคา

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_x|_{I,J} = H_{x_0} e^{j(\tilde{k}_x I \Delta x + \tilde{k}_y J \Delta y)} \quad (2.25ข)$$

$$H_y|_{I,J} = H_{y_0} e^{j(\tilde{k}_x I \Delta x + \tilde{k}_y J \Delta y)} \quad (2.25ค)$$

แทนค่าไอเจนโหมดสมการ (2.25) ลงในสมการ (2.24ก) จะได้

$$-\frac{1}{\mu} \left(\frac{E_{z_0} e^{j(\tilde{k}_x I \Delta x + \tilde{k}_y (J+\frac{1}{2}) \Delta y)} - E_{z_0} e^{j(\tilde{k}_x I \Delta x + \tilde{k}_y (J-\frac{1}{2}) \Delta y)}}{\Delta y} \right) = \Lambda H_{x_0} e^{j(\tilde{k}_x I \Delta x + \tilde{k}_y J \Delta y)} \quad (2.26ก)$$

แยกองค์ประกอบของ $e^{j(\tilde{k}_x I \Delta x + \tilde{k}_y J \Delta y)}$ จะได้รูปสมการอย่างง่ายของสมการ (2.19ก) เป็น

$$-\frac{E_{z_0}}{\mu \Delta y} \left(e^{j[\tilde{k}_y (\Delta y/2)]} - e^{-j[\tilde{k}_y (\Delta y/2)]} \right) = \Lambda H_{x_0} \quad (2.26ข)$$

ประยุกต์หลักการของออยเลอร์กับเอกซ์โพเนนเชียลเชิงซ้อนจะให้ความสัมพันธ์รูปไซน์เป็น

$$-\frac{2jE_{z_0}}{\mu \Delta y} \sin\left(\frac{\tilde{k}_y \Delta y}{2}\right) = \Lambda H_{x_0} \quad \text{หรือ} \quad H_{x_0} = -\frac{2jE_{z_0}}{\Lambda \mu \Delta y} \sin\left(\frac{\tilde{k}_y \Delta y}{2}\right) \quad (2.27ก)$$

ในทำนองเดียวกันแทนค่าไอเจนโหมดจาก (2.25) ลงใน (2.24ข) และ (2.24ค) ก็จะได้รูปแบบสมการอย่างง่ายเช่นเดียวกันคือ

$$H_{y_0} = -\frac{2jE_{z_0}}{\Lambda \mu \Delta x} \sin\left(\frac{\tilde{k}_x \Delta x}{2}\right) \quad (2.27ข)$$

$$E_{z_0} = \frac{2j}{\Lambda \varepsilon} \left[\frac{H_{y_0}}{\Delta x} \sin\left(\frac{\tilde{k}_x \Delta x}{2}\right) - \frac{H_{x_0}}{\Delta y} \sin\left(\frac{\tilde{k}_y \Delta y}{2}\right) \right] \quad (2.27ค)$$

แทนค่า H_{x_0} ของสมการ (2.27ก) และ H_{y_0} ของสมการ (2.27ข) ลงในสมการ (2.27ค) ได้

$$E_{z_0} = \frac{2j}{\Lambda \varepsilon} \left[\frac{1}{\Delta x} \cdot \frac{2jE_{z_0}}{\Lambda \mu \Delta x} \cdot \sin\left(\frac{\tilde{k}_x \Delta x}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\tilde{k}_x \Delta x}{2}\right) - \frac{1}{\Delta y} \cdot \frac{-2jE_{z_0}}{\Lambda \mu \Delta y} \cdot \sin\left(\frac{\tilde{k}_y \Delta y}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\tilde{k}_y \Delta y}{2}\right) \right] \quad (2.28ก)$$

แยกองค์ประกอบที่เป็น E_{z_0} ด้วยการหารตลอดและทำให้อยู่ในรูปอย่างง่าย แล้วแก้สมการหา Λ^2 จะได้

$$E_{z_0} = -\frac{4}{\mu\epsilon} \left[\frac{1}{(\Delta x)^2} \sin^2 \left(\frac{\tilde{k}_x \Delta x}{2} \right) + \frac{1}{(\Delta y)^2} \sin^2 \left(\frac{\tilde{k}_y \Delta y}{2} \right) \right] \quad (2.28ข)$$

จากคุณสมบัติพื้นฐานของฟังก์ชันไซน์ สำหรับทุกค่า $\tilde{k}_x$ และ $\tilde{k}_y$ แล้วจะได้

$$-1 \leq \sin \left(\frac{\tilde{k}_x \Delta x}{2} \right) \leq 1, \quad -1 \leq \sin \left(\frac{\tilde{k}_y \Delta y}{2} \right) \leq 1 \quad (2.29)$$

เพราะฉะนั้นเทอมของ $\sin^2$ ในสมการ (2.28ข) มีค่าเป็นบวกและมีลิมิตอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 ส่งผลให้ Λ^2 เป็นค่าลบ เป็นนัยว่า Λ เป็นจำนวนจินตภาพแท้ด้วย ความจริงแล้วเมื่อกำหนดขอบเขตในเทอมของ $\sin^2$ เราก็สามารถกำหนดขอบเขตของ Λ สำหรับทุกเวกเตอร์คลื่น $\tilde{k}$ ได้

$$\text{Re}(\Lambda) = 0 \quad (2.30ก)$$

$$-2c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2}} \leq \text{Im}(\Lambda) \leq 2c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2}} \quad (2.30ข)$$

เมื่อ $c = 1/\sqrt{\mu\epsilon}$ เป็นความเร็วแสงในตัวกลางที่เป็นเนื้อเดียวกันตลอดดังที่ได้จำลองไว้

การที่จะรับรองเสถียรภาพการคำนวณเชิงเลขในโหมกระยะทางใด ๆ ช่วงของค่าไอเกนสำหรับโหมกระยะทางที่กำหนดโดยสมการ (2.30) นั้น จะต้องประกอบด้วยคุณสมบัติช่วงเสถียรของค่าไอเกนขั้นเวลาที่กำหนดโดยสมการ (2.23) สังเกตได้ว่าทุกค่าไอเกนของเวลาและระยะทางถูกจัดวางอยู่บนแกนจินตภาพที่มีความสมมาตรอยู่ที่ 0 ซึ่งเพียงพอที่จะเซตให้ขอบบนของสมการ (2.30ข) มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับค่าขอบบนของสมการ (2.23) ดังนั้นจะได้ว่า

$$2c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2}} \leq \frac{2}{\Delta t} \quad \text{หรือ} \quad \Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2}}} \quad (2.31)$$

ถ้า $\Delta x = \Delta y = \Delta$ เงื่อนไขเสถียรภาพจะสามารถเขียนในรูปอย่างง่ายเป็น

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{\Delta^2} + \frac{1}{\Delta^2}}} = \frac{1}{c \sqrt{\frac{2}{\Delta^2}}} = \frac{\Delta}{c\sqrt{2}} \quad (2.32ก)$$

อีกแนวทางหนึ่ง ถ้าเรากำหนดให้ระยะทางแกนใดแกนหนึ่งเพิ่มขึ้นอย่างมากเมื่อเทียบกับระยะทางอีกแกนหนึ่ง เงื่อนไขความเสถียรภาพก็จะลดรูปเป็น

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y \rightarrow \infty)^2}}} = \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2}}} = \frac{\Delta x}{c} \quad (2.32ข)$$

การวิเคราะห์เสถียรภาพใน 2 มิตินั้นสามารถนำมาประยุกต์ใช้ได้กับกรณีของ 3 มิติ โดยการรวม 6 ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเข้าไป ซึ่งเราจะใช้เวกเตอร์เข้ามาช่วยในการวิเคราะห์ด้วย จากสมการของแมกซ์เวลล์เขียนโดยย่อได้เป็น

$$j\nabla \times (\vec{H} + j\vec{E}) = \frac{\partial}{\partial t}(\vec{H} + j\vec{E}) \quad (2.33ก)$$

เมื่อ $\mu=1, \varepsilon=1, \sigma=0, \rho=0$ และ $c=1$ หลังจากทำการนอร์มัลไลซ์แล้ว และแทน $(\vec{H} + j\vec{E})$ ด้วย $\vec{V}$ จะได้

$$j\nabla \times \vec{V} = \frac{\partial}{\partial t} \vec{V} \quad (2.33ข)$$

ความเสถียรภาพของการคำนวณเชิงเลขดังที่มีในสมการ (2.33ข) นี้สามารถแก้สมการได้โดยการพิจารณาปัญหาของสองค่าไอเกนดังนี้

$$\left. \frac{\partial}{\partial t} \right|_{\text{การคำนวณเชิงเลข}} \vec{V} = \Lambda \vec{V} \quad (2.34ก)$$

$$j\nabla \left|_{\text{การคำนวณเชิงเลข}} \times \vec{V} = \Lambda \vec{V} \quad (2.34ข)$$

โดยการคำนวณสลับกันระหว่างสนามไฟฟ้ากับสนามแม่เหล็ก เราจะพบว่าสมการ (2.34ก) เหมือนกับสมการ (2.20) ดังนั้นค่าสเปกตรัมของค่าไอเกนสำหรับการคำนวณเชิงเลขความเสถียรภาพโทมดระยะทางใน 3 มิติ จึงมีแต่จำนวนจินตภาพเช่นเดียวกับสมการ (2.23) ดังนั้น

$$-\frac{2}{\Delta t} \leq \text{Im}(\Lambda) \leq \frac{2}{\Delta t} \quad (2.35)$$

และกำหนดให้

$$\vec{V}_{I,J,K} = \vec{V}_0 e^{j(\vec{k}_x I \Delta x + \vec{k}_y J \Delta y + \vec{k}_z K \Delta z)} \quad (2.36)$$

เป็นโทมดระยะทางหนึ่งหน่วยใด ๆ โดยใช้วิธีประมาณค่าแบบผลต่างสลับเนื่องตรงกลางสมการ (2.34ข) สามารถเขียนได้เป็น

$$-2 \left[\frac{\hat{x}}{\Delta x} \sin\left(\frac{\tilde{k}_x \Delta x}{2}\right) + \frac{\hat{y}}{\Delta y} \sin\left(\frac{\tilde{k}_y \Delta y}{2}\right) + \frac{\hat{z}}{\Delta z} \sin\left(\frac{\tilde{k}_z \Delta z}{2}\right) \right] \times \vec{V}|_{I,J,K} = \Lambda \vec{V}|_{I,J,K} \quad (2.37)$$

เมื่อ $\hat{x}$, $\hat{y}$ และ $\hat{z}$ คือเวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศ x , y และ z ตามลำดับ หลังจากคูณไขว้ (cross product) เวกเตอร์สมการ (2.37) และเขียนสมการใหม่ในรูปของส่วนประกอบ x , y และ z เพื่อที่จะแก้สมการหา Λ^2 ได้ผลลัพธ์เป็น

$$\Lambda^2 = -4 \left[\frac{1}{(\Delta x)^2} \sin^2\left(\frac{\tilde{k}_x \Delta x}{2}\right) + \frac{1}{(\Delta y)^2} \sin^2\left(\frac{\tilde{k}_y \Delta y}{2}\right) + \frac{1}{(\Delta z)^2} \sin^2\left(\frac{\tilde{k}_z \Delta z}{2}\right) \right] \quad (2.38)$$

สำหรับทุกความเป็นไปได้ของ $\tilde{k}_x$, $\tilde{k}_y$ และ $\tilde{k}_z$ ก็แน่นอนแล้วว่า

$$\text{Re}(\Lambda) = 0 \quad (2.39ก)$$

$$-2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \leq \text{Im}(\Lambda) \leq 2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \quad (2.39ข)$$

เพื่อยืนยันเสถียรภาพการคำนวณเชิงเลขสำหรับโหมดระยะทางใด ๆ ช่วงของค่าไอเกนสำหรับโหมดระยะทางที่กำหนดโดยสมการ (2.39) จะต้องประกอบไว้อย่างสมบูรณ์ด้วยช่วงเสถียรของค่าไอเกนขั้นเวลาที่กำหนดโดยสมการ (2.23) สังเกตอีกครั้งว่าทุกค่าไอเกนของเวลาและระยะทางจะอยู่บนแกนจินตภาพ จุดสมมาตรจะอยู่ประมาณที่ศูนย์ซึ่งเพียงพอที่จะกำหนดขอบบนในสมการ (2.39ข) ให้น้อยกว่าหรือเท่ากับที่มีอยู่ในสมการ (2.23) ซึ่งจะได้

$$2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \leq \frac{2}{\Delta t} \quad (2.40)$$

และขอบบนของ Δt จะได้เป็น

$$\Delta t \leq \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (2.41ก)$$

ทำการคืนอร์มัลไลซ์ใส่ความเร็วแสง c กลับคืนทำให้สมการ (2.41ก) เปลี่ยนแปลงเล็กน้อยเป็น

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (2.41ข)$$

และเมื่อ $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta$ เราก็สามารถจะลดรูปสมการ (2.41ข) ได้เป็น
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta l \leq \frac{1}{c\sqrt{\frac{1}{\Delta^2} + \frac{1}{\Delta^2} + \frac{1}{\Delta^2}}} = \frac{1}{c\sqrt{\frac{3}{\Delta^2}}} = \frac{\Delta}{c\sqrt{3}} \quad (2.42)$$

ซึ่งก็จะสอดคล้องกับสมการ (2.32)

2.4 เงื่อนไขขอบเขตดुकคลื่นแบบชั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์

ข้อจำกัดหนึ่งของวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาคือต้องพิจารณาในขอบเขตที่แน่นอน อันสืบเนื่องมาจากลักษณะของการกำหนดขนาดในโปรแกรมเป็นอาร์เรย์ ซึ่งจะต้องเป็นขนาดที่แน่นอนเท่านั้น อย่างไรก็ตามในการใช้วิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาเพื่อจำลองคุณลักษณะของชิ้นงาน ตัวกลาง หรืออื่นใดก็ตาม ย่อมมีส่วนเปิดหรือช่องทางที่จะให้คลื่นแพร่กระจายออกไปสู่บริเวณกว้างเมื่อเป็นเช่นนี้การจะจำลองให้ครอบคลุมได้ทั้งหมดคงเป็นไปได้ แนวทางที่กระทำกันอยู่คือการสร้างขอบเขตการดุกคลื่นเพื่อดุกจับคลื่นดังกล่าวไว้ หมายความว่าหากคลื่นเดินทางมาถึงบริเวณที่เป็นขอบเขตการดุกคลื่น แอมพลิจูดของคลื่นจะถูกทำให้มีขนาดลดลงจนมีค่าน้อยมาก ก่อนที่จะสะท้อนกลับเข้าไปมีผลต่อการคำนวณอีกครั้ง ในทางตรงข้ามหากไม่มีบริเวณขอบเขตดุกคลื่น จะเปรียบเสมือนพื้นที่ในการคำนวณล้อมรอบด้วยผนังโลหะ นั่นคือคลื่นจะมีการสะท้อนกลับไปที่กลับมา

ขอบเขตดุกคลื่นได้มีผู้นำเสนอหลากหลายรูปแบบ [6] รูปแบบหนึ่งที่ได้ผลและง่ายต่อการใช้งานเรียกว่าเงื่อนไขขอบเขตดุกคลื่นแบบชั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์ (Perfectly Matched Layer) หรือเรียกสั้น ๆ ว่า PML นำเสนอครั้งแรกโดย Jean-Pierre Berenger [13] การกำหนดขอบเขตแบบ PML เริ่มจากการพิจารณาโครงสร้างแบบ 2 มิติในแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวาง (TE) และแบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวาง (TM) จากนั้นจึงพัฒนาไปสู่รูปแบบที่เป็น 3 มิติต่อไป

2.4.1 PML ในแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวาง

ในตัวกลาง PML ตามพิกัดของคาร์ทีเซียนจะพิจารณาปัญหาที่ไม่มีส่วนประกอบของสนามตามแกน z เมื่อสนามไฟฟ้าตั้งอยู่บนระนาบ x, y ดังรูปที่ 2.6 สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกี่ยวข้องมีอยู่ด้วยกัน 3 ส่วนประกอบคือ E_x, E_y และ H_z ทำให้สมการของแมกซ์เวลล์ที่นำมาใช้พิจารณาลดเหลือ 3 สมการคือ

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma E_x = \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (2.43ก)$$

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_y}{\partial t} + \sigma E_y = -\frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (2.43ข)$$

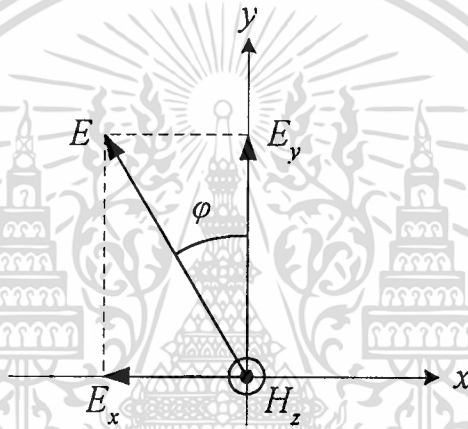
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\mu_0 \frac{\partial H_z}{\partial t} + \sigma^* H_z = \frac{E_x}{\partial y} - \frac{E_y}{\partial x} \quad (2.43ค)$$

เมื่อ σ คือความนำทางไฟฟ้าและ σ^* คือความนำทางแม่เหล็ก และกำหนดให้

$$\frac{\sigma}{\varepsilon_0} = \frac{\sigma^*}{\mu_0} \quad (2.44)$$

ซึ่งจะทำให้สมการของตัวกลางในสมการ (2.43) เท่ากับในสุญญากาศและไม่มีการสะท้อนกลับเกิดขึ้นเมื่อคลื่นระนาบเดินทางตกกระทบตั้งฉากกับผิวหน้าตัวกลางสุญญากาศ ซึ่งตรงนี้เป็นเทคนิคที่จะนำไปใช้สำหรับดูดกลืนคลื่นที่แพร่กระจายออกมา



รูปที่ 2.6 แสดงส่วนประกอบของสนามในแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวางแบบ PML

การกำหนดให้เป็นตัวกลาง PML ในแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวาง หลักการสำคัญของนิยามคือ การแบ่งส่วนประกอบสนามแม่เหล็ก H_z ออกเป็นสองส่วนประกอบย่อย H_{zx} และ H_{zy} ดังนั้นในตัวกลาง PML จะมี 4 ส่วนประกอบของสนามคือ E_x, E_y, H_{zx} และ H_{zy} ดังต่อไปนี้

$$\varepsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma_y E_x = \frac{\partial (H_{zx} + H_{zy})}{\partial y} \quad (2.45ก)$$

$$\varepsilon_0 \frac{\partial E_y}{\partial t} + \sigma_x E_y = -\frac{\partial (H_{zx} + H_{zy})}{\partial x} \quad (2.45ข)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_{zx}}{\partial t} + \sigma_x^* H_{zx} = -\frac{E_y}{\partial x} \quad (2.45ค)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_{zy}}{\partial t} + \sigma_y^* H_{zy} = \frac{E_x}{\partial y} \quad (2.45ง)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อตัวแปร σ_x , σ_x^* , σ_y และ σ_y^* คือความนำทางไฟฟ้าและแม่เหล็กที่เอกพันธ์ (homogeneous) ในแกน x และแกน y ตามลำดับ

จากสมการ (2.45) ตั้งข้อสังเกตประการแรกได้ว่า ถ้า $\sigma_x^* = \sigma_y^*$ แล้ว จะสามารถรวมสมการ (2.45ค) และ (2.45ง) เข้าไว้ด้วยกันได้ ทำให้ลดเหลือ 3 สมการที่มีส่วนประกอบของ E_x , E_y , และ $H_z = H_{zx} + H_{zy}$ อย่างไรก็ตามไม่ว่าในกรณีใด ตัวกลาง PML ก็สามารถที่จะเป็นไปได้ ครอบคลุมกรณีต่างๆ ทั้งสิ้น นั่นคือถ้า $\sigma_x = \sigma_x^* = \sigma_y = \sigma_y^* = 0$ แล้วจะทำให้สมการ (2.45) กลายเป็นสมการแมกซ์เวลล์ในสูญญากาศ ถ้า $\sigma_x = \sigma_y$ และ $\sigma_x^* = \sigma_y^* = 0$ ก็จะกลายเป็นสมการของตัวกลางที่มีความนำ และประการสุดท้ายถ้า $\sigma_x = \sigma_y$ และ $\sigma_x^* = \sigma_y^*$ ก็จะกลายเป็นสมการของตัวกลางดुकกลืนดังสมการ (2.43) เป็นต้น

ข้อสังเกตประการที่สองคือ ถ้าสามารถทำการกำหนดเงื่อนไขก่อนที่จะมีการคำนวณดังนี้ คือ $\sigma_y = \sigma_y^* = 0$ ตัวกลาง PML จะสามารถดुकกลืนคลื่นระนาบ (E_y , H_{zy}) ที่เดินทางไปตามทิศ x แต่จะไม่ดुकกลืนคลื่นระนาบ (E_x , H_{zx}) ที่เดินทางไปตามทิศ y ทั้งนี้เนื่องจากการดुकกลืนจะเป็นไปตามกฎของสมการ (2.45ข) และ (2.45ค) สำหรับกรณีที่ไม่ดुकกลืนทิศ x นั้นจะเป็นไปตามกฎของสมการ (2.45ก) และ (2.45ง) และรวมถึงคลื่นระนาบ (E_y , H_{zx}) และ (E_x , H_{zy}) เมื่อ $\sigma_x = \sigma_x^* = 0$ ด้วย ส่วนกรณีของคุณสมบัติในตัวกลาง PML ที่ $(\sigma_x, \sigma_x^*, 0, 0)$ และ $(0, 0, \sigma_y, \sigma_y^*)$ นั่นคือความสัมพันธ์ที่สองตัวกลางอยู่ติดกัน ซึ่งถ้าความนำเป็นไปตามสมการ (2.44) จะทำให้ ที่รอยต่อระหว่างสูญญากาศกับตัวกลางตั้งฉากซึ่งกันและกันพอดี จะทำให้ไม่เกิดการสะท้อนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งเงื่อนไขของตัวกลาง PML นี้จะเป็นพื้นฐานของเทคนิคแบบ PML

2.4.1.1 การเดินทางของคลื่นระนาบในตัวกลาง PML

โดยการเริ่มพิจารณาคลื่นจากสนามไฟฟ้าที่มีขนาด E_0 ทำมุม φ กับแกน y ดังรูปที่ 2.6 และกำหนดให้ H_{zx0} และ H_{zy0} เป็นแมกนิจูดของส่วนประกอบสนามแม่เหล็ก H_{zx} และ H_{zy} ถ้าการเดินทางของคลื่นระนาบผ่านเข้าไปในตัวกลาง PML ที่ส่วนประกอบของสนามจะเขียนได้เป็น

$$E_x = -E_0 \sin \varphi e^{j\omega(t-\alpha_x-\beta_y)} \quad (2.46ก)$$

$$E_y = E_0 \cos \varphi e^{j\omega(t-\alpha_x-\beta_y)} \quad (2.46ข)$$

$$H_{zx} = H_{zx0} e^{j\omega(t-\alpha_x-\beta_y)} \quad (2.46ค)$$

$$H_{zy} = H_{zy0} e^{j\omega(t-\alpha_x-\beta_y)} \quad (2.46ง)$$

เมื่อ ω คือความถี่เชิงมุม t คือเวลา α และ β คือค่าคงที่เชิงซ้อน เนื่องจากกำหนดแมกนิจูด E_0 ให้ ดังนั้นสมการ (2.46) จะมีตัวแปรที่ไม่ทราบค่าอยู่ 4 ตัวแปรคือ α , β , H_{zx0} และ H_{zy0} โดยการกำหนดให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

E_x, E_y, H_{x0}, H_{y0} จากสมการ (2.46) อยู่ในรูปของสมการ PML ตามสมการ (2.45) จะได้สมการที่มีตัวแปรไม่ทราบค่าดังต่อไปนี้

$$\varepsilon_0 E_0 \sin \varphi - i \frac{\sigma_y}{\omega} E_0 \sin \varphi = \beta (H_{x0} + H_{y0}) \quad (2.47ก)$$

$$\varepsilon_0 E_0 \cos \varphi - i \frac{\sigma_x}{\omega} E_0 \cos \varphi = \alpha (H_{x0} + H_{y0}) \quad (2.47ข)$$

$$\mu_0 H_{x0} - i \frac{\sigma_x^*}{\omega} H_{x0} = \alpha E_0 \cos \varphi \quad (2.47ค)$$

$$\mu_0 H_{y0} - i \frac{\sigma_y^*}{\omega} H_{y0} = \beta E_0 \sin \varphi \quad (2.47ง)$$

จะสามารถหาค่า H_{x0} และ H_{y0} ได้จากสมการ (2.47ค) และ (2.47ง) แต่สมการดังกล่าวยังอยู่ในรูปตัวแปรที่ไม่ทราบค่า ดังนั้นจึงนำค่าที่ได้แทนกลับลงในสมการ (2.47ก) และ (2.47ข) ตามลำดับจะได้

$$\varepsilon_0 \mu_0 \left(1 - i \frac{\sigma_y}{\varepsilon_0 \omega} \right) \sin \varphi = \beta \left[\frac{\alpha \cos \varphi}{(1 - i(\sigma_x^* / \mu_0 \omega))} + \frac{\beta \sin \varphi}{(1 - i(\sigma_y^* / \mu_0 \omega))} \right] \quad (2.48ก)$$

$$\varepsilon_0 \mu_0 \left(1 - i \frac{\sigma_x}{\varepsilon_0 \omega} \right) \cos \varphi = \alpha \left[\frac{\alpha \cos \varphi}{(1 - i(\sigma_x^* / \mu_0 \omega))} + \frac{\beta \sin \varphi}{(1 - i(\sigma_y^* / \mu_0 \omega))} \right] \quad (2.48ข)$$

จากระบบสองสมการที่มีตัวแปรไม่ทราบค่าคือ α และ β สามารถที่จะแก้สมการได้โดยหาอัตราส่วนของสมการ (2.48ก) ต่อสมการ (2.48ข)

$$\frac{\beta}{\alpha} = \frac{\sin \varphi}{\cos \varphi} \frac{1 - i(\sigma_y / \varepsilon_0 \omega)}{1 - i(\sigma_x / \varepsilon_0 \omega)} \quad (2.49)$$

จะได้ α^2 จากสมการ (2.49) และ (2.48ข) และ β^2 จากสมการ (2.49) และ (2.48ก) ผลของทั้ง α และ β จะเป็นพจน์ที่ติดเครื่องหมายทั้งลบและบวก ในที่นี้จะเลือกเอาพจน์ที่เป็นเครื่องหมายบวก

$$\alpha = \frac{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}}{G} \left(1 - i \frac{\sigma_x}{\varepsilon_0 \omega} \right) \cos \varphi, \quad \beta = \frac{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}}{G} \left(1 - i \frac{\sigma_y}{\varepsilon_0 \omega} \right) \sin \varphi \quad (2.50)$$

เมื่อ

$$G = \sqrt{w_x \cos^2 \varphi + w_y \sin^2 \varphi} \quad (2.51)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$w_x = \frac{1 - i(\sigma_x / \varepsilon_0 \omega)}{1 - i(\sigma_x^* / \mu_0 \omega)}, \quad w_y = \frac{1 - i(\sigma_y / \varepsilon_0 \omega)}{1 - i(\sigma_y^* / \mu_0 \omega)} \quad (2.52)$$

เมื่อกำหนดให้ ψ เป็นส่วนประกอบของทุกสนามโดยมี ψ_0 เป็นขนาดของสนามนั้นและ c เป็นความเร็วแสงและจากสมการ (2.46) และ (2.50) จะได้

$$\psi = \psi_0 e^{i\omega \left(t - \frac{x \cos \varphi + y \sin \varphi}{cG} \right)} e^{-\left(\frac{\sigma_x \cos \varphi}{\varepsilon_0 cG} \right) x} e^{-\left(\frac{\sigma_y \sin \varphi}{\varepsilon_0 cG} \right) y} \quad (2.53)$$

เหลืออีกสองตัวแปรไม่ทราบค่าคือ H_{zx0} และ H_{zy0} ซึ่งสามารถหาได้จากฟังก์ชันของ α และ β ในสมการ (2.47ค) และ (2.47ง) แล้วใช้ค่าของ α และ β จากสมการ (2.50) จะได้

$$H_{zx0} = E_0 \sqrt{(\varepsilon_0 / \mu_0)} \frac{1}{G} w_x \cos^2 \varphi \quad (2.54ก)$$

$$H_{zy0} = E_0 \sqrt{(\varepsilon_0 / \mu_0)} \frac{1}{G} w_y \sin^2 \varphi \quad (2.54ก)$$

โดยประยุกต์ให้เป็นดังสมการ (2.51) จะได้ผลรวมของ H_{zx0} และ H_{zy0} เป็น

$$H_0 = E_0 \sqrt{(\varepsilon_0 / \mu_0)} G \quad (2.55)$$

และอัตราส่วนระหว่างขนาดของสนามไฟฟ้าต่อขนาดของสนามแม่เหล็ก (Z) แทนด้วย

$$Z = \sqrt{(\mu_0 / \varepsilon_0)} \frac{1}{G} \quad (2.56)$$

สำหรับสมการ (2.53) และ (2.56) จะมีบทบาทเมื่อ (σ_x, σ_x^*) และ (σ_y, σ_y^*) เป็นไปตามเงื่อนไขสมการ (2.44) ดังนั้นค่าของ w_x, w_y, G จะกลายเป็นหนึ่งในทุกความถี่ และจะทำให้สมการของส่วนประกอบคลื่นในสมการ (2.53) และอิมพีแดนซ์สมการ (2.56) ลดรูปเหลือเป็น

$$\psi = \psi_0 e^{i\omega \left(t - \frac{x \cos \varphi + y \sin \varphi}{c} \right)} e^{-\left(\frac{\sigma_x \cos \varphi}{\varepsilon_0 c} \right) x} e^{-\left(\frac{\sigma_y \sin \varphi}{\varepsilon_0 c} \right) y} \quad (2.57)$$

$$Z = \sqrt{(\mu_0 / \varepsilon_0)} \quad (2.58)$$

เอกซ์โพเนนเชียลแรกของสมการ (2.57) บอกให้ทราบว่าเฟสของคลื่นเดินทางตั้งฉากกับสนามไฟฟ้า ด้วยความเร็วของแสง c ส่วนอีกสองเอกซ์โพเนนเชียลหลัง เป็นกฎแมกนีจูดของคลื่นที่ลดลงอย่างต่อเนื่องแบบเอกซ์โพเนนเชียลตลอด x และ y สมการ (2.58) บอกให้ทราบว่าอิมพีแดนซ์ของตัวกลางมีค่าเท่ากับในสุญญากาศ การแมตช์อิมพีแดนซ์ตามเงื่อนไขสมการ (2.44) จะเป็นไปตาม

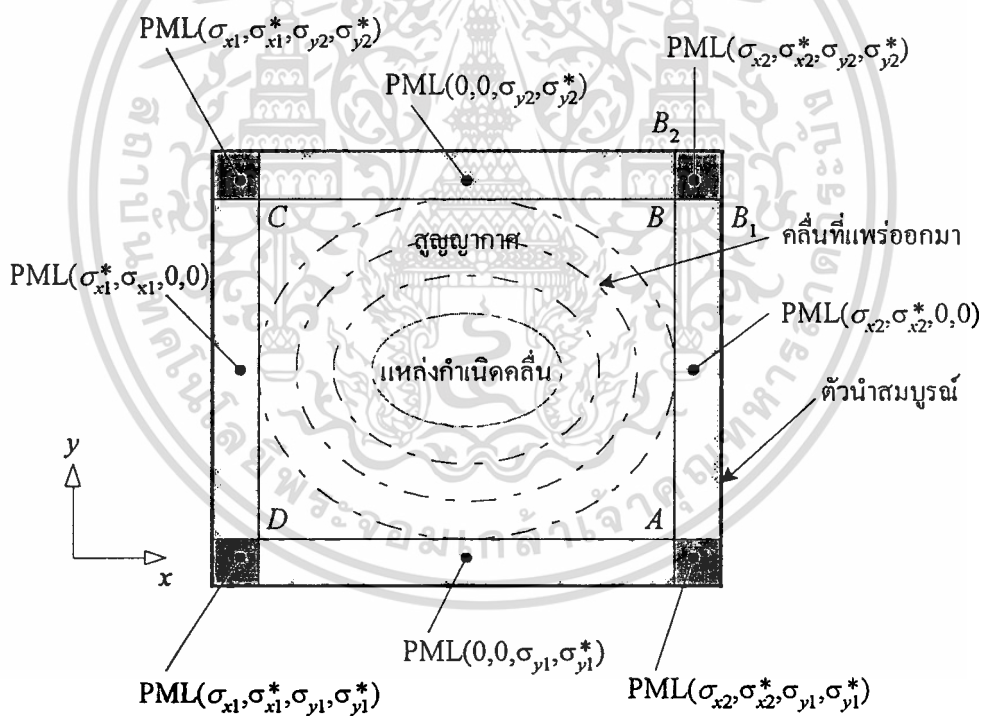
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เงื่อนไขการแมตซ์สำหรับตัวกลาง PML ด้วย ความแตกต่างอยู่ที่ในกรณีของตัวกลาง PML ทั้งสอง ความนำ (σ_x, σ_x^*) และ (σ_y, σ_y^*) จะต้องเป็นไปตามเงื่อนไขสมการ (2.44)

ข้อสังเกตอื่นที่อาจมีได้เมื่อพิจารณาสมการ (2.53) และ (2.57) คือกรณีทั่วไปของ (2.53) ถ้าการเดินทางของคลื่นไปตามทิศ y จะทำให้ $\cos\varphi=0$ และถ้าประกอบกับ $\sigma_y=\sigma_y^*=0$ แล้วจะไม่มีการดูดกลืนเกิดขึ้น ซึ่งก็จะพ้องกับข้อสังเกตที่สองที่จะเกิดขึ้นกับ PML ในสมการที่ (2.45) ส่วนกรณีของการแมตซ์ตัวกลางในสมการ (2.57) ถ้า $\sigma_y=\sigma_y^*=0$ แล้วค่าเอกซ์โพเนนเชียลของสมการ (2.57) จะเท่ากับหนึ่งและการดูดกลืนจะเป็นฟังก์ชันในฟังก์ชันของแกน x เท่านั้น

2.4.1.2 PML สำหรับผลต่างสี่เหลี่ยม

ลักษณะของเทคนิคแบบ PML เป็นดังรูปที่ 2.7 โดยที่สมการของแมกซ์เวลล์ถูกแก้ด้วยวิธีการแบบผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา โดยมีแหล่งกำเนิดคลื่นอยู่ตรงกลาง ล้อมรอบด้วยตัวกลางแบบ PML เพื่อกันคลื่นที่แพร่กระจายออกมา โดยที่ชั้นนอกสุดเป็นชั้นของตัวนำสมบูรณ์



รูปที่ 2.7 แสดงเทคนิคของเงื่อนไขขอบเขตดูดกลืนแบบขั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์

โดยที่ด้านซ้ายและด้านขวาเป็นการจำลองเพื่อคำนวณขั้นการดูดกลืนที่แมตซ์ด้วยตัวกลาง PML ที่ความนำเป็น $(\sigma_x, \sigma_x^*, 0, 0)$ ดังนั้นที่รอยต่อระหว่างสุญญากาศกับชั้นดูดกลืน AB และ CD ที่ตั้งฉากกับแกน x บังคับสะท้อนกลับตามทฤษฎีจะมีค่าเป็นศูนย์ คลื่นที่แพร่ออกมาสามารถเดินทาง

โดยปราศจากการสะท้อนผ่านรอยต่อ AB และ CD ในทำนองเดียวกันตัวกลางที่แมตซ์แบบ PML ที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความน่าเป็น $(0, 0, \sigma_x, \sigma_y^*)$ หรือการใช้ขอบด้านบนและด้านล่างสำหรับการคำนวณ คลื่นที่แพร่กระจายออกมาสามารถเดินทางโดยไม่มีการสะท้อนผ่านรอยต่อ BC และ DA ที่ตั้งฉากกับแกน y สำหรับมุมทั้งสี่ของชั้นการดูดกลืนที่เป็นตัวกลาง PML จะได้ความน่าเป็นแบบ $(\sigma_x, \sigma_x^*, \sigma_y, \sigma_y^*)$ ซึ่งก็จะเป็นเหมือนกับชั้นตัวกลางแบบ $(\sigma_x, \sigma_x^*, 0, 0)$ และ $(0, 0, \sigma_y, \sigma_y^*)$ รวมกัน นั่นก็คือตามทฤษฎีแล้วจะไม่มีมีการสะท้อนกลับที่รอยต่อระหว่างด้านข้างและมุมของชั้น ตัวอย่างดังในภาพคือคลื่นสามารถเดินทางโดยปราศจากการสะท้อนกลับผ่านรอยต่อ BB_1 และ BB_2 ดังในรูปที่ 2.7 เป็นต้น

ข้อสังเกตในทางปฏิบัติคือที่ชั้น PML นั้นความเร็วในการเดินทางก็คือความเร็วของแสงตลอดการคำนวณนั่นเองและจะเป็นไปตามกฎของ Snell-Descartes [13] ที่ทุกรอยต่อ เพราะฉะนั้นเมื่อคลื่นเดินทางจากตัวกลางหนึ่งไปสู่อีกตัวกลางหนึ่งผ่านรอยต่อ รูปร่างของคลื่นจะยังคงเหมือนเดิม

ในชั้นการดูดกลืน แมกนิจูดของคลื่นจะเป็นไปตามกฎของสองปัจจัยเอกซ์โพเนนเชียลตามสมการ (2.57) ในชั้นด้านข้างที่ตัวกลางเป็น $(\sigma_x, \sigma_x^*, 0, 0)$ หรือ $(0, 0, \sigma_y, \sigma_y^*)$ จะมีปัจจัยหนึ่งที่เท่ากับ 1 ดังนั้นที่ระยะห่าง ρ จากรอยต่อ ขนาดแมกนิจูดคลื่นระนาบที่แพร่กระจายออกมาสามารถเขียนได้เป็น

$$\psi(\rho) = \psi(0) \exp[-(\sigma \cos \theta / \varepsilon_0 c) \rho] \quad (2.59)$$

เมื่อ θ คือ มุมตกกระทบที่กำหนดให้ทำมุมกับระนาบรอยต่อและ σ คือ σ_x หรือ σ_y อย่างใดอย่างหนึ่ง หลังจากผ่านชั้นของ PML แล้ว คลื่นจะถูกทำให้สะท้อนด้วยชั้นของเงื่อนไขตัวนำสมบูรณ์ซึ่งจะเป็นชั้นสุดท้ายของตัวกลางแบบ PML จากนั้น คลื่นจะผ่านรอยต่อเป็นครั้งที่สองกลับเข้าไปในสุญญากาศอีกครั้ง ดังนั้นสำหรับชั้นที่มีความหนา δ ปัจจัยสะท้อนกลับ $R(\theta)$ ที่เกิดขึ้นสามารถกำหนดได้ดังนี้

$$R(\theta) = \exp[-2(\sigma \cos \theta / \varepsilon_0 c) \delta] \quad (2.60)$$

สูตรดังกล่าวเป็นไปตามข้อสังเกต หากคลื่นตกกระทบมีมุม $\theta \sim \pi/2$ จะทำให้ปัจจัย R เป็นหนึ่งและ σ ทุกตัวก็จะกลายเป็นหนึ่งด้วย ซึ่งการคำนวณก็ไม่ยุ่งยากอะไรในทางปฏิบัติ ความจริงแล้วก็ไม่แปลกอะไรเนื่องจากใกล้ ๆ รอยต่อของคลื่นด้านขวาของโดเมนการคำนวณจะตั้งฉากกับแนวด้านบน (หรือด้านล่าง) อยู่แล้วขณะที่ดูดกลืน

จากสมการ (2.60) ผลของการสะท้อนกลับ เป็นฟังก์ชันของผลคูณของ $\sigma\delta$ ดังนั้นสำหรับชั้นการสูญเสียที่ได้ ตามทฤษฎีแล้วความหนา δ ของชั้น สามารถทำให้บางลงได้ตามความต้องการซึ่งในวิธีการแบบผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาแล้วคือหนึ่งเซลล์ ความจริงแล้วความแปรผันของความน่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้เพื่อการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความหนาของเซลล์ โดยที่ค่าความนำจะเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ จากศูนย์ จากระยะต่อระหว่างศูนย์กลางกับชั้นตัวกลาง PML ไปจนถึงขอบนอกสุดของชั้น PML ซึ่งมีค่าความนำเป็น σ_m สำหรับค่าความนำเป็น $\sigma(\rho)$ ทำให้ปัจจัยการสะท้อนกลับเป็น

$$R(\theta) = \exp \left[-2(\sigma \cos \theta / \varepsilon_0 c) \int_0^\delta \sigma(\rho) d\rho \right] \quad (2.61)$$

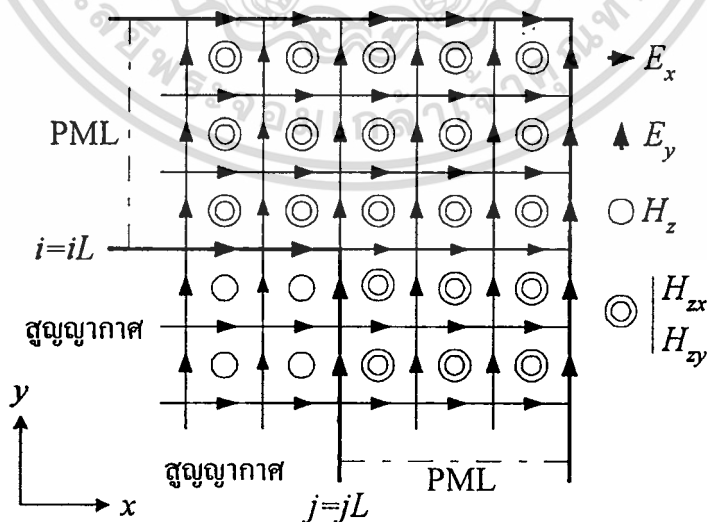
จะใช้ค่าความนำเป็น

$$\sigma(\rho) = \sigma_m \left(\frac{\rho}{\sigma} \right)^n \quad (2.62)$$

ด้วยการแทนสมการ (2.62) ลงในสมการ (2.61) ปัจจัยสะท้อนกลับที่ได้จะกลายเป็น

$$R(\theta) = \exp \left[- \left(\frac{2}{n+1} \right) \left(\frac{\sigma_m \delta}{\varepsilon_0 c} \right) \cos \theta \right] \quad (2.63)$$

อย่างไรก็ตามการนำเสนอด้านการคำนวณเชิงเลขของชั้นแบบ PML ตามเทคนิคแบบผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลานั้นไม่ได้มีอะไรที่แปลกเป็นพิเศษเลย พิจารณามุมบนด้านขวาดังตัวอย่างในรูปที่ 2.8 ในตัวกลางที่เป็นชั้นแบบ PML สมการจะถูกแยกส่วนประกอบดังในสมการ (2.45) ส่วนด้านในที่เป็นอากาศและแหล่งกำเนิด สมการ (2.45) ที่ถูกแยกส่วนประกอบก็ยังคงใช้เหมือนเดิม จะอย่างไรก็ตาม การเก็บค่าในหน่วยความจำของคอมพิวเตอร์ให้มีประสิทธิภาพนั้น จะต้องให้สมการของแมกซ์เวลล์เก็บสนามไว้เพียงสามส่วนประกอบ แทนที่จะเป็นสี่ส่วนประกอบดังในสมการที่ (2.45)



รูปที่ 2.8 แสดงมุมบนขวาของกริดผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาในตัวกลาง PML

สำหรับภายในตัวกลางที่ $i < iL$ และ $j < jL$ ดังในรูปที่ 2.8 ปกติแล้วสมการผลต่างสี่เหลี่ยมจะถูกรวบรวมตามสมการของแมกซ์เวลล์ สำหรับในตัวของ PML สองส่วนประกอบย่อยของสนามแม่เหล็กจะถูกคำนวณที่จุดเดียวกัน แล้วแทนไว้ในส่วนประกอบของสนามแม่เหล็ก H_z ค่าเดียว การแบ่งส่วนประกอบดังในสมการ (2.45) จะถูกดำเนินการต่อไป และตามรูปแบบของวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา ผลของสมการ (2.45b) และ (2.45c) จะเป็นดังสมการต่อไปนี้ในทุกชั้น ยกเว้นที่รอยต่อของ E_y

$$E_y^{n+1}(i, j + \frac{1}{2}) = e^{-\sigma_x(i)\Delta t/\epsilon_0} E_y^n(i, j + \frac{1}{2}) - \frac{(1 - e^{-\sigma_x(i)\Delta t/\epsilon_0})}{\sigma_x(i)\Delta x} \times [H_{zx}^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}) + H_{zy}^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}) - H_{zx}^{n+\frac{1}{2}}(i - \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}) - H_{zy}^{n+\frac{1}{2}}(i - \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2})] \quad (2.64)$$

$$H_{zx}^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}) = e^{-\sigma_x^*(i+\frac{1}{2})\Delta t/\mu_0} H_{zx}^{n-\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}) - \frac{(1 - e^{-\sigma_x^*(i+\frac{1}{2})\Delta t/\mu_0})}{\sigma_x^*(i + \frac{1}{2})\Delta x} [E_y^n(i + 1, j + \frac{1}{2}) - E_y^n(i, j + \frac{1}{2})] \quad (2.65)$$

เมื่อ σ_x และ σ_x^* คือฟังก์ชันของ $x(i)$ ทางด้านซ้าย ด้านขวาและมุมของชั้น โดยทั้งหมดมีค่าเป็นศูนย์ที่ชั้นด้านบนและด้านล่าง สำหรับส่วนประกอบของ E_y ที่อยู่บนรอยต่อ สนามแม่เหล็กจะประกอบด้วยหนึ่งส่วนประกอบ H_z ด้านหนึ่งและอีกสองส่วนประกอบ H_{zx} รวมกับ H_{zy} อีกด้านที่เหลือ ดังนั้นจากสมการ (2.63) รอยต่อด้านขวาที่ตั้งฉากกับแกน x จะเปลี่ยนเป็น

$$E_y^{n+1}(i, j + \frac{1}{2}) = e^{-\sigma_x(i)\Delta t/\epsilon_0} E_y^n(i, j + \frac{1}{2}) - \frac{(1 - e^{-\sigma_x(i)\Delta t/\epsilon_0})}{\sigma_x(i)\Delta x} \times [H_{zx}^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}) + H_{zy}^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}) - H_{zx}^{n+\frac{1}{2}}(i - \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2})] \quad (2.66)$$

2.4.2 ตัวกลาง PML ในแบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวาง

ปัญหาในกรณี TM สนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะลดเหลือ 3 ส่วนประกอบคือ E_z , H_x , H_y ในตัวกลางแบบ PML ส่วนประกอบของสนามที่จะถูกแยกออกเป็นส่วนประกอบย่อยคือสนามไฟฟ้า E_z สมการตัวกลาง PML สำหรับแบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวางเป็นดังนี้

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_{zx}}{\partial t} + \sigma_x E_{zx} = \frac{\partial H_y}{\partial x} \quad (2.67ก)$$

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_{zy}}{\partial t} + \sigma_y E_{zy} = -\frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (2.67ข)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าการใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\mu_0 \frac{\partial H_x}{\partial t} + \sigma_y * H_x = - \frac{\partial(E_{zx} + E_{zy})}{\partial y} \quad (2.67ค)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_y}{\partial t} + \sigma_x * H_y = \frac{\partial(E_{zx} + E_{zy})}{\partial x} \quad (2.67ง)$$

การคำนวณเป็นดังเช่นในกรณีของแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวาง แตกต่างกันเพียงเล็กน้อยเท่านั้น สิ่งที่แตกต่างกันคือ ในสมการ (2.50), (2.52) เปลี่ยนจาก ϵ_0 ไปเป็น μ_0 และจาก σ ที่มีเครื่องหมายดอกจันกลายเป็น σ ที่ไม่มีดอกจัน ในสมการ (2.56) $1/G$ ให้เปลี่ยนเป็น G นอกจากนี้ก็ไม่มีอะไรต่างไปจากในกรณีของแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวาง ดังนั้นจะสามารถสร้างชั้นดูดกลืนที่ไร้การสะท้อนกลับได้ดังในกรณีของแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวาง

2.4.3 เงื่อนไขขอบเขตดูดกลืนแบบชั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์ในสามมิติ

จากการพิสูจน์ในหัวข้อที่ผ่านมาคือการวิเคราะห์ในเชิงสองมิติตามเงื่อนไขขอบเขตดูดกลืนแบบชั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์ อย่างไรก็ตามสามารถจะประยุกต์เป็นสามมิติได้โดย จากส่วนประกอบสนามในพิกัดคาร์ทีเซียนทั้งหก สร้างเป็นสมการแบบ PML เชิงสมการของแมกซ์เวลล์ได้ 12 สมการดังนี้

$$\mu_0 \frac{\partial H_{xy}}{\partial t} + \sigma_y * H_{xy} = - \frac{\partial(E_{zx} + E_{zy})}{\partial y} \quad (2.68ก)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_{xz}}{\partial t} + \sigma_z * H_{xz} = \frac{\partial(E_{yx} + E_{yz})}{\partial z} \quad (2.68ข)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_{yx}}{\partial t} + \sigma_x * H_{yx} = \frac{\partial(E_{zy} + E_{zx})}{\partial x} \quad (2.68ค)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_{yz}}{\partial t} + \sigma_z * H_{yz} = - \frac{\partial(E_{xy} + E_{xz})}{\partial z} \quad (2.68ง)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_{zx}}{\partial t} + \sigma_x * H_{zx} = - \frac{\partial(E_{yz} + E_{yx})}{\partial x} \quad (2.68จ)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_{xy}}{\partial t} + \sigma_y * H_{xy} = \frac{\partial(E_{xz} + E_{xy})}{\partial y} \quad (2.68ฉ)$$

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_{xy}}{\partial t} + \sigma_y E_{xy} = \frac{\partial(H_{zx} + H_{zy})}{\partial y} \quad (2.68ช)$$

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_{xz}}{\partial t} + \sigma_z E_{xz} = - \frac{\partial(H_{yx} + H_{yz})}{\partial z} \quad (2.68ซ)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\varepsilon_0 \frac{\partial E_{yx}}{\partial t} + \sigma_x E_{yx} = -\frac{\partial(H_{zy} + H_{zx})}{\partial x} \quad (2.68\text{ณ})$$

$$\varepsilon_0 \frac{\partial H_{yz}}{\partial t} + \sigma_z E_{yz} = \frac{\partial(H_{xy} + H_{xz})}{\partial z} \quad (2.68\text{ญ})$$

$$\varepsilon_0 \frac{\partial E_{zx}}{\partial t} + \sigma_x E_{zx} = \frac{\partial(H_{yz} + H_{yx})}{\partial x} \quad (2.68\text{ฎ})$$

$$\varepsilon_0 \frac{\partial E_{zy}}{\partial t} + \sigma_y E_{zy} = -\frac{\partial(H_{xz} + H_{xy})}{\partial y} \quad (2.68\text{ฏ})$$

และในรูปแบบของผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา จากสมการ (2.68) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$H_{xy}^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = e^{-\sigma_y^*(j)\Delta t/\mu_0} H_{xy}^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) - \frac{(1 - e^{-\sigma_y^*(j)\Delta t/\mu_0})}{\sigma_y^*(j)\Delta y} \quad (2.69\text{ก})$$

$$\times [E_z^n(i, j + \frac{1}{2}, k) - E_z^n(i, j - \frac{1}{2}, k)]$$

$$H_{xz}^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = e^{-\sigma_z^*(k)\Delta t/\mu_0} H_{xz}^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) - \frac{(1 - e^{-\sigma_z^*(k)\Delta t/\mu_0})}{\sigma_z^*(k)\Delta z} \quad (2.69\text{ข})$$

$$\times [-E_y^n(i, j, k + \frac{1}{2}) + E_y^n(i, j, k - \frac{1}{2})]$$

$$H_{yx}^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = e^{-\sigma_x^*(i)\Delta t/\mu_0} H_{yx}^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) - \frac{(1 - e^{-\sigma_x^*(i)\Delta t/\mu_0})}{\sigma_x^*(i)\Delta x} \quad (2.69\text{ค})$$

$$\times [-E_z^n(i + \frac{1}{2}, j, k) + E_z^n(i - \frac{1}{2}, j, k)]$$

$$H_{yz}^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = e^{-\sigma_z^*(k)\Delta t/\mu_0} H_{yz}^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) - \frac{(1 - e^{-\sigma_z^*(k)\Delta t/\mu_0})}{\sigma_z^*(k)\Delta z} \quad (2.69\text{ง})$$

$$\times [E_x^n(i, j, k + \frac{1}{2}) - E_x^n(i, j, k - \frac{1}{2})]$$

$$H_{zx}^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = e^{-\sigma_x^*(i)\Delta t/\mu_0} H_{zx}^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) - \frac{(1 - e^{-\sigma_x^*(i)\Delta t/\mu_0})}{\sigma_x^*(i)\Delta x} \quad (2.69\text{จ})$$

$$\times [E_y^n(i + \frac{1}{2}, j, k) - E_y^n(i - \frac{1}{2}, j, k)]$$

$$H_{zy}^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = e^{-\sigma_y^*(j)\Delta t/\mu_0} H_{zy}^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) - \frac{(1 - e^{-\sigma_y^*(j)\Delta t/\mu_0})}{\sigma_y^*(j)\Delta y} \quad (2.69\text{ฉ})$$

$$\times [-E_z^n(i, j + \frac{1}{2}, k) + E_z^n(i, j - \frac{1}{2}, k)]$$

$$E_{xy}^{n+1}(i, j, k) = e^{-\sigma_y(j)\Delta t/\varepsilon_0} E_{xy}^n(i, j, k) - \frac{(1 - e^{-\sigma_y(j)\Delta t/\varepsilon_0})}{\sigma_y(j)\Delta y} \quad (2.69\text{ซ})$$

$$\times [H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j - \frac{1}{2}, k)]$$

$$E_{xz}^{n+1}(i, j, k) = e^{-\sigma_z(k)\Delta t/\varepsilon_0} E_{xz}^n(i, j, k) - \frac{(1 - e^{-\sigma_z(k)\Delta t/\varepsilon_0})}{\sigma_z(k)\Delta z} \quad (2.69\text{ฌ})$$

$$\times [-H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k + \frac{1}{2}) + H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k - \frac{1}{2})]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_{yx}^{n+1}(i, j, k) = e^{-\sigma_x(i)\Delta t/\epsilon_0} E_{yx}^n(i, j, k) - \frac{(1 - e^{-\sigma_x(i)\Delta t/\epsilon_0})}{\sigma_x(i)\Delta x} \times \left[-H_z^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k) + H_z^{n+\frac{1}{2}}(i - \frac{1}{2}, j, k) \right] \quad (2.69\text{ณ})$$

$$E_{yz}^{n+1}(i, j, k) = e^{-\sigma_z(k)\Delta t/\epsilon_0} E_{yz}^n(i, j, k) - \frac{(1 - e^{-\sigma_z(k)\Delta t/\epsilon_0})}{\sigma_z(k)\Delta z} \times \left[H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k + \frac{1}{2}) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k - \frac{1}{2}) \right] \quad (2.69ญ)$$

$$E_{zx}^{n+1}(i, j, k) = e^{-\sigma_x(i)\Delta t/\epsilon_0} E_{zx}^n(i, j, k) - \frac{(1 - e^{-\sigma_x(i)\Delta t/\epsilon_0})}{\sigma_x(i)\Delta x} \times \left[H_y^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i - \frac{1}{2}, j, k) \right] \quad (2.69ฉ)$$

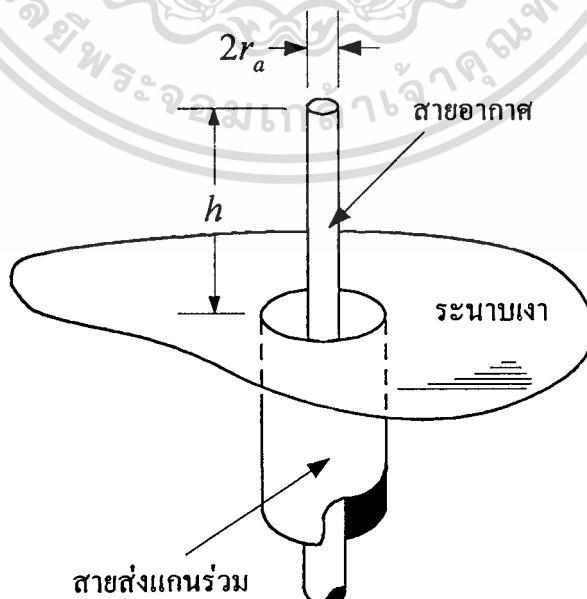
$$E_{zy}^{n+1}(i, j, k) = e^{-\sigma_y(j)\Delta t/\epsilon_0} E_{zy}^n(i, j, k) - \frac{(1 - e^{-\sigma_y(j)\Delta t/\epsilon_0})}{\sigma_y(j)\Delta y} \times \left[-H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k) + H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j - \frac{1}{2}, k) \right] \quad (2.69ฎ)$$

โดยที่ $H_x = H_{xy} + H_{xz}$, $H_y = H_{yx} + H_{yz}$, $H_z = H_{zx} + H_{zy}$ และ $E_x = E_{xy} + E_{xz}$, $E_y = E_{yx} + E_{yz}$, $E_z = E_{zx} + E_{zy}$,

2.5 การจำลองสายอากาศและการแทรกใส่พัลส์

2.5.1 การจำลองสายอากาศ

สายอากาศที่มีใช้มากได้แก่สายอากาศแบบโมนโพล ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.9 ซึ่งสายอากาศดังกล่าวนี้จะถูกสมมติให้เป็นตัวนำสมบูรณ์ ทำจากเส้นลวดทรงกระบอก รัศมี a และยาว h วางอยู่บนระนาบเงาและเชื่อมต่อกับสายส่งแกนร่วม



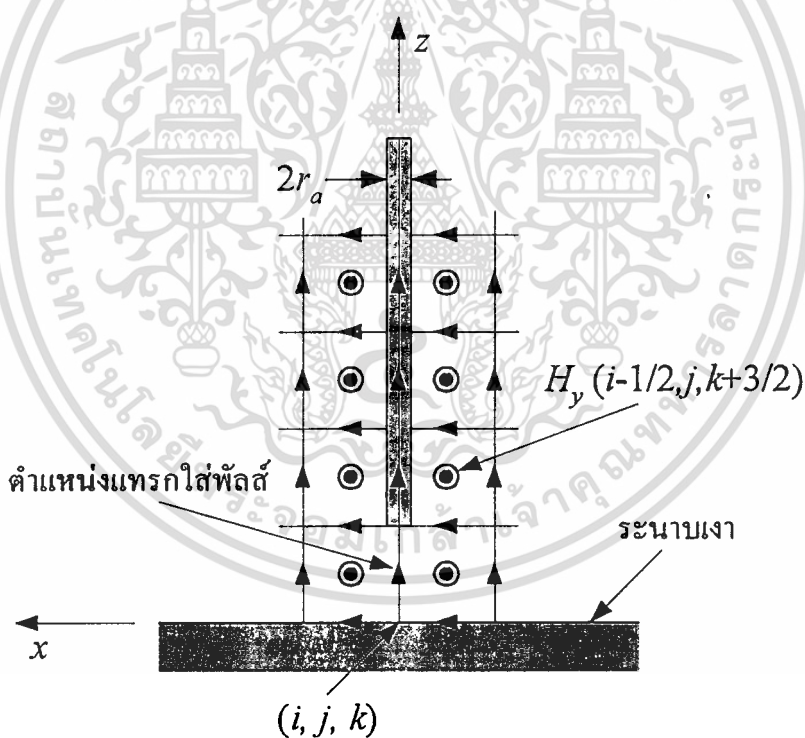
รูปที่ 2.9 แสดงสายอากาศโมนโพลทรงกระบอกตั้งอยู่บนระนาบเงาที่ต่ออยู่กับสายส่งแกนร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศแบบโมโนโพลข้างต้นสามารถจำลองด้วยวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาได้หลายรูปแบบไม่ว่าจะเป็น การจำลองแบบ Jensen [16, 17], การจำลองแบบ Delta Gap [8, 14] หรือการจำลองเพื่อหาคำตอบสนองเพียงชั่วขณะ [15] สำหรับในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะนำเสนอการจำลองสายอากาศโมโนโพลแบบ Delta Gap เนื่องจากเป็นวิธีการจำลองที่สามารถกระทำได้ไม่ยากนักในรูปแบบโครงสร้างตามวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาแต่ให้ผลเฉลยของคำตอบเป็นที่น่าพอใจ ซึ่งเมื่อความซับซ้อนมีไม่มากแล้วก็สามารถจะลดความผิดพลาดอันเนื่องมาจากการจำลองได้ ซึ่งอาจเกิดขึ้นเสมอ ทั้งจากการมองข้ามหรือคาดไม่ถึง

วิธีการจำลองสายอากาศเพื่อที่จะหาการตอบสนองเพียงชั่วขณะนั้น ก็คือการจำลองเพื่อหาแรงดันไฟฟ้าหรือกระแสไฟฟ้าของสายอากาศที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา สำหรับในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ไม่จำเป็นต้องพิจารณา เนื่องจากจะสนใจเพียงการตอบสนองเชิงความถี่ที่สมบูรณ์แล้ว ซึ่งจะต้องมีการแปลงฟูริเยร์จากโดเมนของเวลาไปเป็นโดเมนของความถี่ ที่พิจารณาการตอบสนองตลอดทั้งช่วงการคำนวณ



รูปที่ 2.10 แสดงการจำลองสายอากาศโมโนโพลแบบ Delta Gap

การจำลองสายอากาศโมโนโพลด้วยวิธีการแบบ Delta Gap แสดงไว้ดังในรูปที่ 2.10 จากรูปเป็นมุมมองในสองมิติ ที่ประกอบไปด้วยตำแหน่งการแทรกใส่ฟลักซ์ในทีนี้คือฟลักซ์แบบเกาส์ ซึ่งจะได้กล่าวในหัวข้อถัดไป สังเกตว่าการแทรกใส่ฟลักซ์จะกระทำเพียงจุดเดียว ณ ตำแหน่งช่องว่าง (Gap) ระหว่างส่วนประกอบสนามที่ถูกสมมติเป็นสายอากาศโมโนโพลและระนาบเงา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการสงวนสิทธิ์ในเนื้อหาเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการพิจารณาสายอากาศเริ่มจากส่วนของเส้นลวดที่โผล่พ้นออกมาจากระนาบเงาดังแสดงในรูปที่ 2.11 ด้วยการประยุกต์กฎของฟาราเดย์ และกำหนดให้ C คือเส้นคอนทัวร์ที่ล้อมรอบสนามแม่เหล็กและ S คือแผ่นระนาบผิวปิดที่เหลี่ยมที่ด้านหนึ่งแนบติดอยู่กับเส้นลวด ตามรูป สนามแม่เหล็ก H_y ที่อยู่ทางด้านขวามือของเส้นลวดจะล้อมรอบไปด้วยคอนทัวร์ C และอยู่กลางระนาบ S ซึ่งสามารถจะอธิบายการจำลองสายอากาศเส้นลวดในระเบียบวิธีการแบบผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาตามกฎของฟาราเดย์กับสนามระยะใกล้ได้ดังนี้

(1) ส่วนประกอบสนามแม่เหล็ก H_y ที่อยู่ตรงกลางและ ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้า E_x ที่อยู่ที่อยู่รอบ ๆ บนเส้นคอนทัวร์ C จะแปรผันตาม $1/r$ เมื่อ r คือรัศมีที่วัดออกมาจากจุดศูนย์กลางของเส้นลวด โดย r จะต้องมีความไม่เกิน $1/10$ ของความยาวคลื่นความถี่ที่ใช้ ตามเงื่อนไขที่เป็นจริงของค่าเอกฐานสถิต [18] หมายความว่ารัศมีของเส้นลวดจะกำหนดให้ขยายออกกว้างเกินกริดเซลล์ที่แบ่งไม่ได้ ซึ่งจะตรงกับสิ่งจำเป็นพื้นฐานในการแบ่งกริดเซลล์ตามวิธีการแบบผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาด้วย และการแปรตามค่า r นี้จะมีได้กับทุกส่วนประกอบของสนามที่อยู่ติดกับเส้นลวดที่เป็นสายอากาศแบบโมโนโพลนี้

(2) การประพฤติตัวเป็นเอกฐานของ $1/r$ ของส่วนประกอบสนาม E_x และ H_y ที่ได้ มาจากสนามตกกระทบเป็นองค์ประกอบสำคัญ ดังนั้นสนามรวม E_x และ H_y ที่อยู่บนหรือภายในเส้นคอนทัวร์ C จะประพฤติตัวเป็นเอกฐานตาม $1/r$ ด้วย

(3) สนามรวม E_x และ H_y สามารถหาได้ ณ ตำแหน่งกึ่งกลางตามแนวแกน z ของเส้นคอนทัวร์ C และแผ่นระนาบ S หรือคือค่าเฉลี่ยของแต่ละสนามที่อยู่ระหว่างแกน z นั้นเอง

จากสมมติฐานทั้งสามข้างต้นสามารถจะสรุปรวมได้เป็นสมการ ที่สมมติให้มีการประยุกต์สนามรวมไปบนเส้นและภายในคอนทัวร์ C ดังรูปที่ 2.11

$$H_y(x,z) = H_y|_{\Delta/2,z_0} \cdot \frac{(\Delta/2)}{x} \cdot [1 + c_1(z - z_0)] \quad (2.70ก)$$

$$E_x(x,z_0 \pm \Delta/2) = E_x|_{\Delta/2,z_0 \pm \Delta/2} \cdot \frac{(\Delta/2)}{x} \quad (2.70ข)$$

$$E_z(0,z) = 0 \quad (2.70ค)$$

$$E_z(\Delta,z) = E_z|_{\Delta,z_0} \cdot [1 + c_2(z - z_0)] \quad (2.70ง)$$

เมื่อ c_1 และ c_2 เป็นค่าคงที่ใด ๆ ที่ไม่จำเป็นต้องทราบค่ามาก่อน

ด้วยการใช้สมการของสนามใน (2.70) จึงสามารถประยุกต์กฎของฟาราเดย์ไปบนคอนทัวร์ C และแผ่นระนาบ S ได้เป็น

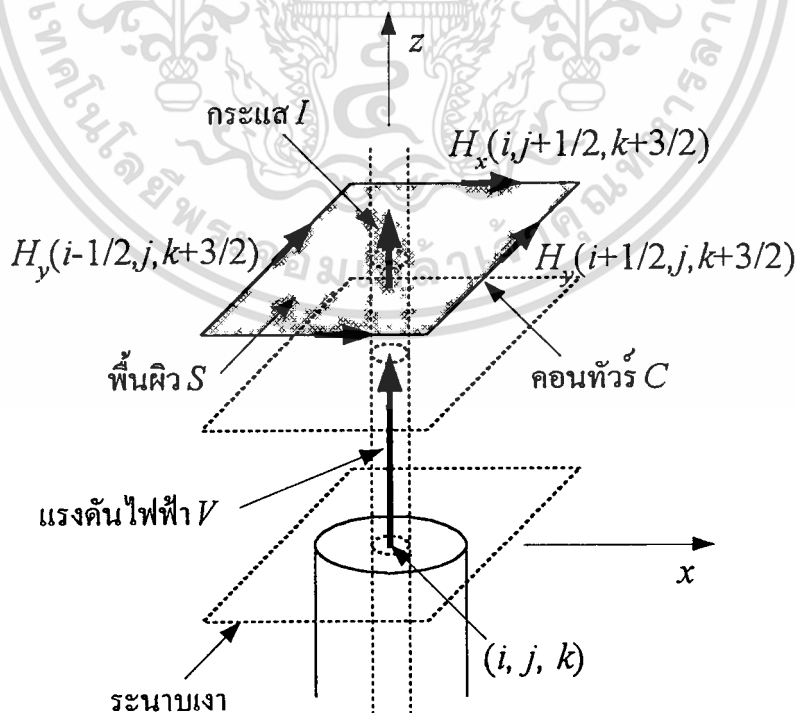
หลังจากที่ได้สนามแม่เหล็กบริเวณรอบแกนสายอากาศโดยการประยุกต์กฎของฟาราเดย์แล้ว จะสามารถหากระแสที่อยู่บนเส้นลวดหรือบนแกนสายอากาศโมโนโพลต่อไปได้โดยการประยุกต์กฎของแอมแปร์ดังในสมการ (2.74) ทั้งนี้เนื่องจากในบางกรณีเราต้องการที่จะทราบค่าที่เป็นตัวแปรทางโครงข่ายสายส่ง ไม่ว่าจะเป็นค่าแรงดันไฟฟ้า (V) หรือค่ากระแส (I) ที่ตำแหน่งฐานของสายอากาศสายส่ง และจะนำไปสู่การหาค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าต่อไป

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint_S \vec{J} \cdot d\vec{S} + \epsilon_0 \iint_S \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \cdot d\vec{S} \quad (2.74)$$

จากสมการ (2.74) การพิจารณาจะกำหนดให้มีระนาบ S และเส้นคอนทัวร์ C เช่นเคย ดังแสดงในรูปที่ 2.12 แต่ระนาบพื้นผิวและเส้นคอนทัวร์ตามการประยุกต์กฎของแอมแปร์จะวางอยู่ในอีกระนาบหนึ่ง และกระแสบนสายอากาศสามารถหาได้จาก

$$I \Big|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} = \Delta x \left(H_x \Big|_{(i,j-1/2,k)}^{n+1/2} - H_x \Big|_{(i,j+1/2,k)}^{n+1/2} \right) + \Delta y \left(H_y \Big|_{(i+1/2,j,k)}^{n+1/2} - H_y \Big|_{(i-1/2,j,k)}^{n+1/2} \right) \quad (2.75)$$

ในกรณีที่จะใช้สายอากาศเป็นสายอากาศตัวรับหรือสายอากาศตัวส่งจะต้องหาคุณสมบัติเพิ่มเติมซึ่งจะได้กล่าวต่อไปในบทของการเชื่อมต่อรวม



รูปที่ 2.12 แสดงการจำลองสายอากาศแบบโมโนโพลอย่างง่ายตามกฎของแอมแปร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

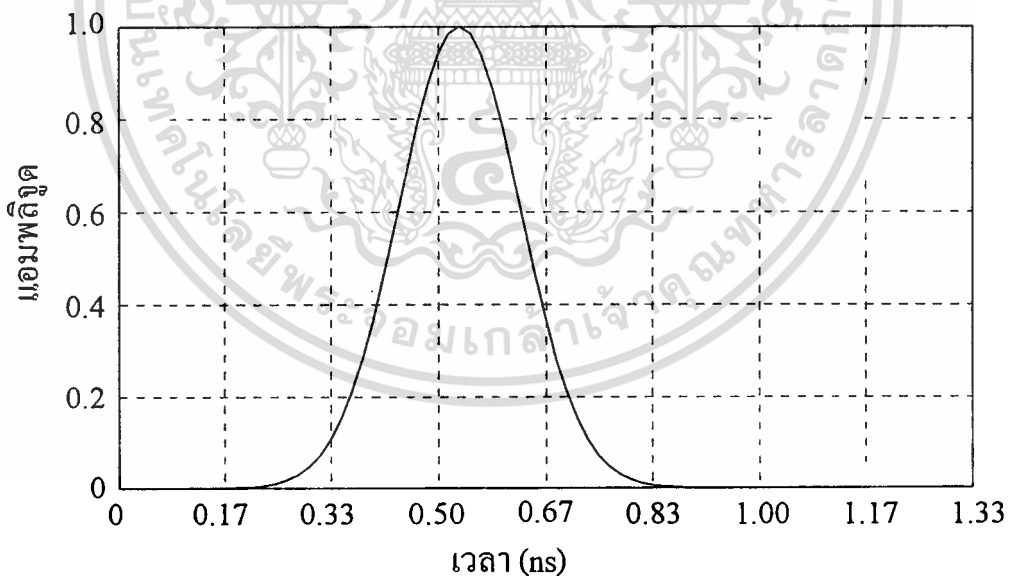
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 การแทรกใส่พัลส์

การแทรกใส่พัลส์ขึ้นอยู่กับโครงสร้างและรูปทรงของปัญหาที่พิจารณาตลอดจนตำแหน่งการวางสายอากาศที่เหมาะสมด้วยเช่น หากรูปทรงของปัญหาเป็นโครงสร้างที่เชื่อมต่ออยู่กับท่อนำคลื่น จะสามารถแทรกใส่ด้วยระยะนาบของพัลส์ตลอดทั้งหน้าตัดท่อนำคลื่นดังกล่าวนั้น สำหรับโครงสร้างที่มีลักษณะเป็นแผ่นระนาบบางเช่น สายอากาศแบบ Patch การแทรกใส่พัลส์จะกระทำที่สายส่งแผ่นบาง (Strip Line) ที่ต่ออยู่กับสายอากาศแบบ Patch นั้น เป็นระยะนาบเล็ก ๆ เหนือและต่ำกว่าสายส่งเล็กน้อย เป็นต้น ส่วนในกรณีที่เป็นกรงจำลองสายอากาศแบบโมโนโพลจะกระทำการแทรกใส่พัลส์ในช่องตามแนวแกนของสายอากาศเหนือระนาบเงาเล็กน้อยเพียงจุดเดียวตามที่ได้นำเสนอไปในหัวข้อที่แล้ว การแทรกใส่พัลส์มักจะใช้พัลส์ที่เรียกว่าสัญญาณพัลส์แบบเกาส์ (Gaussian Pulse) ซึ่งจะมีค่าเป็นแรงดันอยู่ช่วงสั้น ๆ ในระหว่างเวลาการคำนวณ พ้นจากช่วงเวลานี้ไปแล้วแรงดันจะมีค่าเป็นศูนย์ดังแสดงในรูปที่ 2.13

สัญญาณพัลส์แบบเกาส์ที่ใช้แทรกใส่ลงไปบนสายอากาศที่ทำหน้าที่เป็นสายอากาศตัวส่ง จะมีแรงดันไฟฟ้าเป็น [19]

$$V_{inc} = V_0 \exp[-\alpha(\tau - \beta\Delta t^2)] \quad (2.76)$$

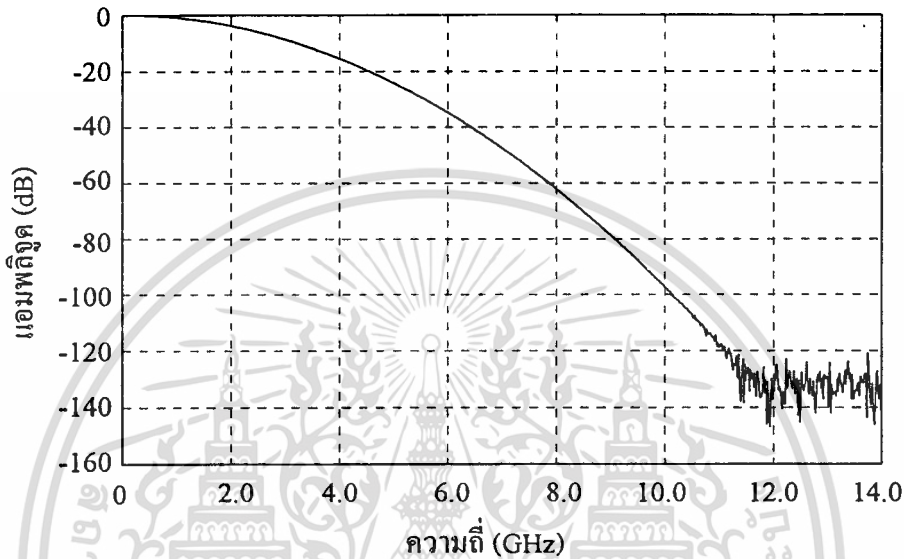


รูปที่ 2.13 แสดงสัญญาณพัลส์แบบเกาส์

เมื่อ V_0 คือขนาดของแรงดันสูงสุดและ τ คือค่าคุณสมบัติทางเวลา จากสมการ (2.76) ตัวแปรที่จะต้องมีการกำหนดค่าคือ α , β และ τ เพื่อที่จะให้ได้พัลส์ที่มีคุณสมบัติเหมาะสมตามต้องการกับฟังก์ชันของขึ้นเวลาที่ได้กำหนดไว้ก่อนแล้ว ถึงแม้ตามทฤษฎีแล้วสัญญาณพัลส์แบบเกาส์จะมีค่าแปรผันไปตามเวลาไม่มีที่สิ้นสุดก็ตาม แต่พบว่าค่าจะลดน้อยลงไปเรื่อย ๆ เมื่อเวลาเพิ่มมากขึ้นซึ่ง

เอกสารนี้เผยแพร่โดยไม่มีการแก้ไขใดๆทั้งสิ้น ไม่สามารถนำข้อมูลไปใช้ซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสาร

ว่าจะเสถียรเพียงพอหรือไม่ เนื่องจากสัญญาณรบกวนนี้อาจจะอยู่ในช่วงของความถี่ที่สูงมาก ที่การแบ่งขนาดของกริดเซลล์ต่อความยาวคลื่นรบกวนตกอยู่ที่ประมาณ 4 กริดเซลล์หรือน้อยกว่า นั่นคือที่ความถี่ตอบสนอง 7.5 GHz จากปัญหาที่กล่าวมา เมื่อพิจารณาในรูปที่ 2.14 พบว่า สเปกตรัมที่ความถี่ 7.5 GHz จะอยู่ที่ประมาณ -60 dB ซึ่งก็เพียงพอจะบอกได้ว่าที่ความถี่สูง ๆ ของสัญญาณรบกวนนี้การแทรกใส่ด้วยสัญญาณพัลส์ในช่วงความกว้างดังกล่าวนี้มีความเสถียรพอ



รูปที่ 2.14 แสดงแอมพลิจูดที่ได้จากการแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่องของสัญญาณพัลส์แบบเกาส์

2.6 การแปลงฟูริเยร์ในผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา

ในการที่จะได้มาซึ่งข้อมูลของโดเมนเชิงความถี่แถบกว้างจากการจำลองด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา พัลส์แถบกว้างจะถูกนำมาใช้เป็นสนามตกกระทบ ข้อมูลในโดเมนของเวลาจะถูกแปลงไปเป็นข้อมูลในโดเมนของความถี่โดยการแปลงฟูริเยร์ซึ่งอาจเป็นแบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform, DFT) หรือแบบเร็ว (Fast Fourier Transform, FFT) อย่างใดอย่างหนึ่ง ในที่นี้จะกล่าวเฉพาะการแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่องเท่านั้นเนื่องจากมีความเหมาะสมและมีข้อดีที่เหนือกว่าหลายอย่างกับวิธีการคำนวณเชิงเลขแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา [20] สมการแบบอนุกรมผลรวมของการแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่องเป็นดังนี้

$$F(\Delta f_m) = \sum_{n=0}^{N_{\text{DFT}}-1} A(\Delta t_n) \exp \left[\frac{-j2\pi m n \Delta t}{N_{\text{DFT}}} \right] \quad (2.77)$$

โดยที่ $m = 0, 1, 2, \dots, N_{\text{DFT}} - 1$ และเมื่อ

$F(\Delta f_m)$ คือ สเปกตรัมเชิงซ้อนที่เป็นทั้งขนาดและเฟสคลื่นไซน์ในสถานะคงที่สมมูลที่

ความถี่ Δf_m การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$A(\Delta t_n)$	คือ ค่าในโดเมนของเวลาของพัลส์ที่เวลา Δt_n
Δf	คือ ความถี่ของการคำนวณในโดเมนของความถี่
m	คือ ดัชนีความถี่
Δt	คือ คาบการสุ่มตัวอย่างของการแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่อง
N_{DFT}	คือ ขนาดทั้งหมดของการรวมการแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่อง มีค่าเป็น $1/(\Delta f \Delta t)$

การรวมค่าในสมการ (2.77) จะต้องมีการอัปเดตที่ทุกชั้นเวลาตามวิธีการของผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาเสมอ ดังนั้นการเก็บค่าจำนวนเชิงซ้อนที่ $F(m\Delta f)$ จึงเป็นหัวใจสำคัญของการแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่องนี้ และโดยทั่วไปการใช้พัลส์ในการแทรกใส่ จะได้สเปกตรัมของความถี่ตอบสนองที่ไม่แน่นอน ดังนั้นค่าของคำตอบสุดท้ายมักต้องถูกนอร์มอไลซ์ด้วยพัลส์ตกกระทบ แต่ถ้าได้ใช้พัลส์ที่แรงดันเป็น 1 V/m อยู่แล้วก็ไม่ต้องทำการนอร์มอไลซ์อีก ค่าที่แปลงออกมาได้จะสามารถใช้เป็นผลเฉลยของคำตอบได้เลย

2.7 สรุป

เนื้อหาที่ได้กล่าวถึงและพิสูจน์ไปแล้วในบทนี้เริ่มจากหลักการของวิธีผลต่างสี่เหลี่ยม ที่ประกอบไปด้วยรูปแบบและความผิดพลาด เมื่อรูปแบบนั้นคือการประมาณค่าจากฟังก์ชันของอนุพันธ์อันดับหนึ่งหรืออันดับสองจากผลต่างสี่เหลี่ยมไปข้างหน้า ผลต่างสี่เหลี่ยมไปข้างหลังหรือผลต่างสี่เหลี่ยมตรงกลาง ซึ่งฟังก์ชันดังกล่าวยังสอดคล้องกับฟังก์ชันอนุกรมของเทเลอร์อีกด้วย สำหรับความผิดพลาดนั้นประกอบด้วยความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากการจำลองรูปทรง ความผิดพลาดจากการตัดปลายและความผิดพลาดจากการปิดเศษ ซึ่งการจำลองปัญหาในวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมด้วยคอมพิวเตอร์นั้นจะหลีกเลี่ยงความผิดพลาดจากการตัดปลายและปิดเศษไม่ได้ ดังนั้นแนวทางที่สามารถกระทำได้คือพยายามเลือกความผิดพลาดรวมจากทั้งสองให้เหมาะสม

เมื่อมีเวลาเข้ามาเกี่ยวข้องกับวิธีการแบบผลต่างสี่เหลี่ยม จึงได้นำไปสู่วิธีการแบบผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา ซึ่งสิ่งที่จำเป็นต้องทราบคือหลักการพื้นฐานและที่มาในเงื่อนไขของแม่เหล็กไฟฟ้าด้วย ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงพอสรุปได้ว่าวิธีการผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลานั้นมาจากแนวคิดของ K. S. Yee ทำให้กริดที่ได้จากการจำลองถูกเรียกว่า “Yee กริด” โดยมีหลักการอยู่ว่าโครงสร้างของปัญหาที่สนใจทั้งหมดจะถูกจำลองด้วยหน่วยความจำบนความพิวเตอร์ ซึ่งจะเก็บแยกเป็นส่วนประกอบของสนามไฟฟ้า E_x, E_y, E_z และส่วนประกอบของสนามแม่เหล็ก H_x, H_y, H_z จากนั้นกำหนดเงื่อนไขขอบเขตให้เป็นไปตามโครงสร้างในปัญหาที่พิจารณาในโดเมนของตำแหน่งและกำหนดเงื่อนไขของเวลาที่สัมพันธ์กับตำแหน่งเพื่อเสถียรภาพของค่าสนาม ก่อนวิ่งโปรแกรมทุกตำแหน่งจะถูกกำหนดให้มีค่าเป็นศูนย์ ขณะที่วิ่งโปรแกรมแต่ละส่วนประกอบของสนามทุกตำแหน่งจะถูก

ที่ได้ทำการแทรกใส่เข้าไปเป็นคลื่นตกกระทบ การเปลี่ยนค่าส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าในอีกครึ่งช่วงเวลาในอนาคตจะได้จากส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กที่อยู่รอบ ๆ ณ เวลาปัจจุบันรวมกับค่าส่วนประกอบสนามไฟฟ้าตำแหน่งเดียวกันในอดีตครึ่งช่วงเวลา และส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กในอนาคตอีกครึ่งช่วงเวลาจะได้จากส่วนประกอบของสนามไฟฟ้า ณ ครึ่งช่วงเวลาในอนาคตที่อยู่รอบ ๆ กับค่าของส่วนประกอบสนามแม่เหล็กจุดเดียวกันที่เวลาปัจจุบันรวมกัน การคำนวณจะวนเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ จนสิ้นสุดการวิ่งโปรแกรม รูปแบบเช่นนี้เรียกว่าการคำนวณผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาแบบกระโดดข้าม

ในเงื่อนไขขอบเขตคลื่นแบบขั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์นั้นคือ วิธีการที่ใช้สำหรับจำลองบริเวณที่ไม่มีการสะท้อนกลับของคลื่นซึ่งหลักการจะอยู่ที่การทำให้อิมพีแดนซ์ในตัวกลาง PML เท่ากับในสูญญากาศ เมื่อกำหนดให้มีสองความน่าคือ ความน่าทางแม่เหล็กและความน่าทางไฟฟ้า และแตกส่วนประกอบของสนามออกเป็นสองส่วนประกอบในทิศที่ตั้งฉากกับส่วนประกอบของสนามนั้น

สำหรับการจำลองสายอากาศแบบโมโนโพลก็เพื่อเลียนแบบโครงสร้างจริงของสายอากาศ ทั้งนี้เนื่องจากบางครั้งการแบ่งกริดจำเป็นต้องให้มีขนาดใหญ่กว่าเส้นลวดที่ใช้ทำสายอากาศมาก เพื่อให้ครอบคลุมโครงสร้างส่วนอื่นด้วย การจำลองจะใช้กฎของฟาราเดย์และแอมแปร์เข้าช่วย หลังจากจำลองเสร็จแล้วจึงทำการแทรกใส่คลื่นตกกระทบด้วยพัลส์ เพื่อสังเกตพฤติกรรมที่เกิดขึ้น อันเป็นคุณสมบัติของสายอากาศนั้น ๆ เช่นค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า เป็นต้น พัลส์ดังกล่าวคือค่าแรงดันไฟฟ้าที่สามารถแปลงเป็นสนามไฟฟ้าได้โดยง่าย และจะปรากฏเพียงช่วงเวลาสั้น ๆ เมื่อเทียบกับเวลาการคำนวณทั้งหมด ซึ่งหลังจากแปลงฟูริเยร์แล้วจะให้ความถี่ช่วงกว้าง ซึ่งเราสามารถที่จะกำหนดช่วงความถี่ที่ต้องการได้จากความกว้างของหนึ่งพัลส์

การแปลงฟูริเยร์ที่ได้กล่าวถึงในบทนี้คือการแปลงขนาดสเปกตรัมในโดเมนของเวลาไปเป็นสเปกตรัมในโดเมนของความถี่ เนื่องจากในบางกรณีการแสดงผลในโดเมนของความถี่จะมีความชัดเจนมากกว่า แต่โดยหลักและวิธีการของผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาแล้วจะอยู่ในโดเมนของเวลาดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการแปลง

จากหลักการพื้นฐานที่ได้นำเสนอไว้แล้วนี้ จะใช้สำหรับอ้างอิงและอธิบายในบทต่อ ๆ ไป

ความถี่เรโซแนนซ์และตัวประกอบคุณภาพ

3.1 กล่าวนำ

ระบบให้ความร้อนแก่วัตถุโดยใช้คลื่นไมโครเวฟมีการพัฒนาและออกแบบให้เหมาะสมกับการใช้งานมานานซึ่งสามารถแยกประเภทตามลักษณะของโครงสร้างคือ ระบบเปิดหรือระบบที่มีสายพานลำเลียงวัตถุเคลื่อนเข้า-ออกอย่างต่อเนื่องเป็นสายการผลิตแบบอัตโนมัติและอีกระบบหนึ่งคือระบบปิดเช่นตู้อบไมโครเวฟตามครัวเรือนทั่วไป อย่างไรก็ตามบริเวณที่มีการแพร่กำลังงานเพื่อให้วัตถุได้รับนั้นมักจะมีโครงสร้างที่เป็นโพรงตัวนำ (Cavity) รูปแบบต่าง ๆ ขึ้นอยู่กับการออกแบบ ดังนั้นคลื่นที่ถูกปล่อยออกมาจากแหล่งกำเนิดจึงสะท้อนกลับไป-มาอยู่ภายในทำให้เกิดแนวของคลื่นนิ่งขึ้น กลายเป็นแบบแผนคลื่นที่มีความถี่ค่าหนึ่ง ๆ ซึ่งจะถูกเรียกว่า ความถี่เรโซแนนซ์ และเมื่อมีความถี่เรโซแนนซ์เกิดขึ้นสิ่งที่จะต้องพิจารณาเป็นลำดับต่อไปคือ กำลังงานที่สูญเสียในการสะท้อนอยู่ภายในนั้นเมื่อมีวัตถุบรรจุอยู่หรือไม่ก็ตาม ซึ่งเป็นที่ทราบกันในชื่อของตัวประกอบคุณภาพ (Q-factor) ดังนั้นการที่จะให้กำลังงานจากแหล่งกำเนิดส่งไปยังวัตถุในโพรงตัวนำดังกล่าวนี้ได้จะต้องทราบความถี่เรโซแนนซ์และค่าตัวประกอบคุณภาพของระบบ ซึ่งค่าตัวประกอบคุณภาพนี้จะได้นำไปใช้ในการกำหนดปริมาณของกำลังงานที่จะใช้ขับป้อนเข้าไปในแอพพลิเคชันให้เพียงพอต่อการใช้งานซึ่งจะได้กล่าวต่อไปในหัวข้อของการออกแบบ

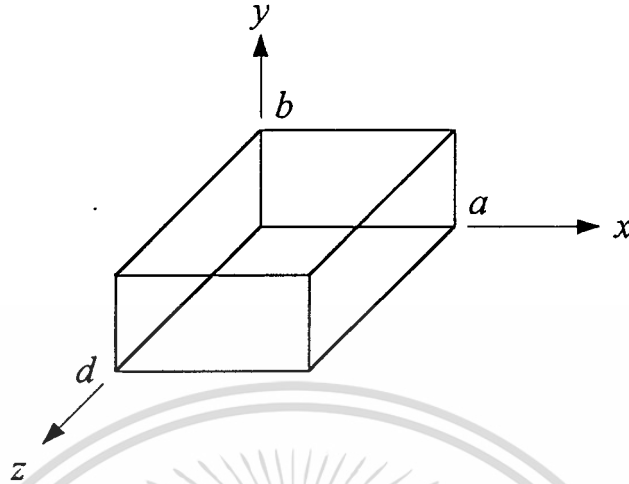
ดังนั้นในบทนี้จะแสดงการหาความถี่เรโซแนนซ์และค่าตัวประกอบคุณภาพของโพรงตัวนำสี่เหลี่ยมทั้งโดยวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีและวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา โดยได้ทำการเปรียบเทียบผลการคำนวณในโครงสร้างที่ไม่มีแหล่งป้อนกำลังงานเพื่อชี้ให้เห็นถึงความแม่นยำที่ได้รับ จากนั้นทำการทดลองกับโครงสร้างจริงแล้วเปรียบเทียบผลอีกครั้งหนึ่ง

3.2 ความถี่เรโซแนนซ์

3.2.1 หลักการของความถี่เรโซแนนซ์

ความถี่เรโซแนนซ์สามารถหาได้จากการพิจารณาสมการคลื่นภายในโพรง [21] โดยการหาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่สอดคล้องกับเงื่อนไขขอบเขตโดยใช้หลักการแยกตัวแปร ซึ่งโพรงดังกล่าวนี้จะป็นโลหะหรือไม้ก็ได้และรูปทรงก็อาจเป็นได้ทั้งทรงสี่เหลี่ยม ทรงกระบอก หรือทรงกลม แต่ในที่นี้จะกล่าวเฉพาะโครงสร้างที่เป็นโลหะทรงสี่เหลี่ยมเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 3.1 เนื่องจากสอดคล้องและเหมาะสมกับโครงสร้างของแอพพลิเคชันที่ออกแบบสำหรับใช้เป็นเครื่องให้ความร้อนด้วยกำลังงานจากไมโครเวฟ อย่างไรก็ตามจะต้องแยกพิจารณาเป็นแบบแผนคลื่นสนามเอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟฟ้าตามขวาง (Transverse Electric, TE) และแบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวาง (Transverse Magnetic, TM)



รูปที่ 3.1 แสดงโพรงตัวนำสี่เหลี่ยมในพิกัดคาร์ทีเซียน

3.2.1.1 ความถี่เรโซแนนซ์ในแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวาง

ความถี่เรโซแนนซ์ในแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวางเริ่มต้นด้วยการพิจารณาสนามไฟฟ้าและแม่เหล็กดังในสมการ (3.1) ซึ่งจะต้องสอดคล้องกับสมการสัจยวекเตอร์ F [22]

$$\begin{aligned} E_x &= -\frac{1}{\epsilon} \frac{\partial F_z}{\partial y} & H_x &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 F_z}{\partial x \partial z} \\ E_y &= \frac{1}{\epsilon} \frac{\partial F_z}{\partial x} & H_y &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 F_z}{\partial y \partial z} \\ E_z &= 0 & H_z &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + \beta^2 \right) F_z \end{aligned} \quad (3.1)$$

โดยที่ F_z คือฟังก์ชันสัจยวекเตอร์ที่อยู่ในส่วนประกอบของ z ที่จะต้องเป็นไปตามเงื่อนไขของสมการคลื่นแบบสเกลาร์

$$\nabla^2 F_z(x, y, z) + \beta^2 F_z(x, y, z) = 0 \quad (3.2ก)$$

หรือ

$$\frac{\partial^2 F_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 F_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 F_z}{\partial z^2} + \beta^2 F_z = 0 \quad (3.2ข)$$

เอกสารจากสมการ (3.2) สามารถหาคำตอบได้ด้วยวิธีการแยกตัวแปร โดยจะกำหนดให้ข้อประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F_z(x, y, z) = f(x)g(y)h(z) \quad (3.3)$$

โดยที่

$$f_1(x) = A_1 e^{-j\beta_x x} + B_1 e^{+j\beta_x x}$$

$$g_1(y) = A_2 e^{-j\beta_y y} + B_2 e^{+j\beta_y y}$$

$$h_1(z) = A_3 e^{-j\beta_z z} + B_3 e^{+j\beta_z z}$$

จะเป็นตัวแปรที่ใช้สำหรับแทนการเดินทางของคลื่นเช่นในกรณีที่เป็นการเดินทางของคลื่นในท่อนำคลื่น เป็นต้น และ

$$f_2(x) = C_1 \cos(\beta_x x) + D_1 \sin(\beta_x x)$$

$$g_2(y) = C_2 \cos(\beta_y y) + D_2 \sin(\beta_y y)$$

$$h_2(z) = C_3 \cos(\beta_z z) + D_3 \sin(\beta_z z)$$

จะเป็นตัวแปรที่ใช้สำหรับแทนเงื่อนไขขอบเขตหรือไม่ใช่เป็นการเดินทางของคลื่น ดังนั้นสมการ (3.3) จึงสามารถแทนตามตัวแปรได้เป็น

$$F_z(x, y, z) = [C_1 \cos(\beta_x x) + D_1 \sin(\beta_x x)] [C_2 \cos(\beta_y y) + D_2 \sin(\beta_y y)] \times [C_3 \cos(\beta_z z) + D_3 \sin(\beta_z z)] \quad (3.4)$$

ในขณะที่

$$\beta_x^2 + \beta_y^2 + \beta_z^2 = \beta^2 = \omega^2 \mu \epsilon \quad (3.5)$$

เงื่อนไขขอบเขตของโครงสร้างโพรงตัวนำสี่เหลี่ยมคือการที่ค่าของสนามมีค่าเป็นศูนย์ที่ผนังของโพรงตัวนำนั้น ซึ่งจะเป็นสนามในแนวสัมผัส จากรูปที่ 3.1 จะได้ว่าที่ผนังด้านบนและด้านล่าง

$$E_x(0 \leq x \leq a, y = 0, z) = E_x(0 \leq x \leq a, y = b, z) = 0 \quad (3.6ก)$$

$$E_z(0 \leq x \leq a, y = 0, z) = E_z(0 \leq x \leq a, y = b, z) = 0 \quad (3.6ข)$$

ที่ผนังด้านซ้ายและด้านขวา

$$E_y(x = 0, 0 \leq y \leq b, z) = E_y(x = a, 0 \leq y \leq b, z) = 0 \quad (3.6ค)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_z(x=0, 0 \leq y \leq b, z) = E_z(x=a, 0 \leq y \leq b, z) = 0 \quad (3.6g)$$

ที่ผนังด้านหน้าและด้านหลัง

$$E_x(0 \leq x \leq a, 0 \leq y \leq b, z=0) = E_x(0 \leq x \leq a, 0 \leq y \leq b, z=d) = 0 \quad (3.6h)$$

$$E_y(0 \leq x \leq a, 0 \leq y \leq b, z=0) = E_y(0 \leq x \leq a, 0 \leq y \leq b, z=d) = 0 \quad (3.6k)$$

เมื่อได้เงื่อนไขขอบเขตแล้วต่อไปจะเป็นการแก้สมการเพื่อหาตัวแปรที่ยังไม่ทราบค่า เริ่มจากแทนสมการ (3.4) ลงในสมการ (3.1) ในกรณีของ E_x ซึ่งจะสามารถเขียนส่วนประกอบ x ของสนามไฟฟ้าได้เป็น

$$E_x^+(x, y, z) = -\frac{\beta_y}{\varepsilon} [C_1 \cos(\beta_x x) + D_1 \sin(\beta_x x)] [-C_2 \sin(\beta_y y) + D_2 \cos(\beta_y y)] \times [C_3 \cos(\beta_z z) + D_3 \sin(\beta_z z)] \quad (3.7)$$

ให้สมการ (3.7) เป็นไปตามเงื่อนไขขอบเขตในสมการ (3.6ก) ณ ผนังด้านล่างจะได้

$$E_x^+(0 \leq x \leq a, y=0, z) = -\frac{\beta_y}{\varepsilon} [C_1 \cos(\beta_x x) + D_1 \sin(\beta_x x)] [-C_2(0) + D_2(1)] \times [C_3 \cos(\beta_z z) + D_3 \sin(\beta_z z)] = 0 \quad (3.8)$$

จะได้ผลเฉลยของสมการ (3.8) ที่สอดคล้องและเป็นจริง เมื่อ $D_2=0$ และจากนี้ กำหนดให้สมการ (3.7) เป็นไปตามเงื่อนไขขอบเขตในสมการ (3.6ก) ณ ผนังด้านบนจะได้

$$E_x^+(0 \leq x \leq a, y=b, z) = -\frac{\beta_y}{\varepsilon} [C_1 \cos(\beta_x x) + D_1 \sin(\beta_x x)] [-C_2 \sin(\beta_y b)] \times [C_3 \cos(\beta_z z) + D_3 \sin(\beta_z z)] = 0 \quad (3.9)$$

สำหรับคำตอบที่เป็นจริงแล้ว สมการ (3.9) จะสอดคล้องเมื่อ $\sin(\beta_y b) = 0$ ส่งผลให้

$$\beta_y b = \sin^{-1}(0) = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.10ก)$$

หรือ

$$\beta_y = \frac{n\pi}{b}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.10ข)$$

ทำนองเดียวกันนี้สามารถประยุกต์เงื่อนไขขอบเขตไปบนผนังด้านซ้ายและขวาในสมการ (3.6ค) ได้ อีก ซึ่งจะได้ว่า $D_1=0$ และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\beta_x = \frac{m\pi}{a}, \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (3.11)$$

และเช่นเดียวกันสำหรับผนังด้านหน้าและด้านหลังก็สามารถจะประยุกต์เงื่อนไขขอบเขตและแก้สมการได้เป็น

$$\beta_z = \frac{p\pi}{d}, \quad p = 1, 2, 3, \dots \quad (3.12)$$

เมื่อ $C_3=0$ และจากสมการที่ (3.4) จะสามารถลดรูปเหลือเพียง

$$F_z(x, y, z) = A_{mnp} \cos(\beta_x x) \cos(\beta_y y) \sin(\beta_z z) \quad (3.13)$$

โดยที่ $A_{mnp} = C_1 C_2 D_3$ และ

$$\left. \begin{aligned} \beta_x &= \frac{m\pi}{a} & m &= 0, 1, 2, \dots \\ \beta_y &= \frac{n\pi}{b} & n &= 0, 1, 2, \dots \\ \beta_z &= \frac{p\pi}{d} & p &= 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \right\} m = n \neq 0 \quad (3.13ก)$$

ซึ่งจะได้ว่าในแบบแผนคลื่นหนึ่ง ๆ จะต้องมีย่านจำนวนเต็มของครึ่งความยาวคลื่นเพื่อแสดงถึงแบบแผนคลื่นนั้น และจากสมการที่ (3.13ก) พบว่าค่า m และ n จะต้องไม่เป็นศูนย์พร้อมกันเพราะจะทำให้สมการใดสมการหนึ่งใน (3.1) มีค่าเป็นศูนย์ซึ่งจะไม่เป็นจริง และ p จะต้องเริ่มต้นด้วย 1 ในกรณีที่มี m หรือ n ค่าใดค่าหนึ่งมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งก็หมายความว่าแบบแผนคลื่นต่ำสุดของคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวางเป็น 101 หรือ 011

ดังนั้นส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าหรือแม่เหล็กตามสมการ (3.1) จึงเขียนได้เป็น

$$E_x = \frac{\beta_y}{\varepsilon} A_{mnp} \cos(\beta_x x) \sin(\beta_y y) \sin(\beta_z z) \quad (3.14ก)$$

$$E_y = -\frac{\beta_x}{\varepsilon} A_{mnp} \sin(\beta_x x) \cos(\beta_y y) \sin(\beta_z z) \quad (3.14ข)$$

$$E_z = 0 \quad (3.14ค)$$

$$H_x = j \frac{\beta_x \beta_z}{\omega \mu \varepsilon} A_{mnp} \sin(\beta_x x) \cos(\beta_y y) \cos(\beta_z z) \quad (3.14ง)$$

$$H_y = j \frac{\beta_y \beta_z}{\omega \mu \varepsilon} A_{mnp} \cos(\beta_x x) \sin(\beta_y y) \cos(\beta_z z) \quad (3.14จ)$$

$$H_z = -j \frac{A_{mnp}}{\omega \mu \epsilon} (\beta_x^2 + \beta_y^2) \cos(\beta_x x) \cos(\beta_y y) \sin(\beta_z z) \quad (3.14ก)$$

โดยใช้สมการ (3.13ก) สามารถเขียนสมการ (3.5) ได้เป็น

$$\beta_x^2 + \beta_y^2 + \beta_z^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2 = \beta_r^2 = \omega_r^2 \mu \epsilon = (2\pi f_r)^2 \mu \epsilon \quad (3.15)$$

ซึ่งจากสมการ (3.15) ทำให้หาความถี่เรโซแนนซ์ในแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวางได้เป็น

$$(f_r)_{mnp}^{\text{TE}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\mu \epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2} \quad (3.16)$$

3.2.1.2 ความถี่เรโซแนนซ์ในแบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวาง

การหาความถี่เรโซแนนซ์ในแบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวางมีขั้นตอนและวิธีการดังเช่นกับการหาความถี่เรโซแนนซ์ในแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวาง แต่จะมีความแตกต่างกันอยู่บ้าง โดยจะต้องสอดคล้องกับศักย์เวกเตอร์ A ที่มีค่าเป็น $\hat{a}_z A_z(x, y, z)$ ซึ่งจะได้ส่วนประกอบของสนามในแกนต่างๆ ดังต่อไปนี้

$$E_x = -j \frac{\beta_x \beta_z}{\omega \mu \epsilon} B_{mnp} \cos(\beta_x x) \sin(\beta_y y) \sin(\beta_z z) \quad (3.17ก)$$

$$E_y = -j \frac{\beta_y \beta_z}{\omega \mu \epsilon} B_{mnp} \sin(\beta_x x) \cos(\beta_y y) \sin(\beta_z z) \quad (3.17ข)$$

$$E_z = -j \frac{B_{mnp}}{\omega \mu \epsilon} (\beta_x^2 + \beta_y^2) \cos(\beta_x x) \cos(\beta_y y) \sin(\beta_z z) \quad (3.17ค)$$

$$H_x = \frac{\beta_y}{\mu} B_{mnp} \sin(\beta_x x) \cos(\beta_y y) \cos(\beta_z z) \quad (3.17ง)$$

$$H_y = -\frac{\beta_x}{\mu} B_{mnp} \cos(\beta_x x) \sin(\beta_y y) \cos(\beta_z z) \quad (3.17จ)$$

$$H_z = 0 \quad (3.17ฉ)$$

โดยมีเงื่อนไขว่า

$$\beta_x = \frac{m\pi}{a}, \quad m = 1, 2, 3, \dots \quad (3.18ก)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\beta_y = \frac{n\pi}{b}, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (3.18\text{ข})$$

$$\beta_z = \frac{p\pi}{d}, \quad p = 0, 1, 2, \dots \quad (3.18\text{ค})$$

ซึ่งจะทำให้การหาความถี่เรโซแนนซ์ในแบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวางได้เป็น

$$(f_r)_{mnp}^{\text{TM}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2} \quad (3.19)$$

3.2.2 ความถี่เรโซแนนซ์โดยวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา

ความถี่เรโซแนนซ์โดยวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาสามารถหาโดยการกระตุ้นพัลส์เข้าไปในโครงสร้างที่ได้สร้างแบบจำลองกริดของผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาเอาไว้ ซึ่งอาจจะเป็นพัลส์แบบเกาส์ อนุพัลส์พัลส์แบบเกาส์หรืออาจเป็นพัลส์จตุรัสก็ได้ หลังจากที่เราใส่พัลส์เข้าไปยังโครงสร้างที่เป็นเรโซเนเตอร์ที่ได้จำลองไว้แล้ว จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าขึ้นภายใน จากนั้นอีกไม่นานสนามที่ไม่ใช่เป็นส่วนประกอบของความถี่เรโซแนนซ์จะถูกกำจัดทิ้งไป และท้ายที่สุดก็จะเหลือแต่เพียงสนามที่ออสซิลเลตอยู่ภายในโครงสร้างดังกล่าวเป็นแบบแผนคลื่นเรโซแนนซ์ที่เราต้องการ

โดยทั่วไปแล้วผลรวมของสนามแม่เหล็กและไฟฟ้าที่ความถี่ต่าง ๆ จะได้ค่าสนามแม่เหล็กและไฟฟ้าในเวลาหนึ่งตามสมการต่อไปนี้

$$A(x, y, z, t) = \sum_s \Phi(x, y, z, f_s) \exp[-j2\pi f_s t] \quad (3.20)$$

เมื่อ A แทนด้วย E_x, E_y, E_z, H_x, H_y หรือ H_z ตัวใดตัวหนึ่ง และด้วยการแปลงฟูริเยร์สนามจากโดเมนเชิงเวลาจะได้สเปกตรัมในโดเมนเชิงความถี่ จากสมการ (3.20) สามารถเขียนได้เป็น

$$F(i, j, k, \Delta f_m) = \sum_{n=0}^{N_{\text{DFT}}-1} A(i, j, k, \Delta t_n) \exp\left[\frac{-j2\pi mn\Delta t}{N_{\text{DFT}}}\right] \quad (3.21)$$

ในสมการ (3.21) การแปลงฟูริเยร์ที่จุด (i, j, k) จะได้สเปกตรัม F จากความถี่ f_m ซึ่งหากเขียนกราฟระหว่างสเปกตรัมและความถี่ที่ได้นี้ โดยเปลี่ยนค่า m จะสังเกตเห็นสเปกตรัมหนึ่งที่มีค่ามากกว่าสเปกตรัมอื่นข้าง ๆ ซึ่งก็คือความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) นั่นเอง แสดงดังสมการ (3.22)

$$\Phi(x, y, z, f_r) \propto F(x, y, z, f_m) \quad (3.22)$$

3.3 ตัวประกอบคุณภาพ

การศึกษาเกี่ยวกับคลื่นที่สะท้อนอยู่ในแอปพลิเคชันที่มีลักษณะเป็นโพรงตัวนำซึ่งที่ขาดไม่ได้คือตัวประกอบคุณภาพซึ่งจะเป็นค่าที่บ่งบอกถึงคุณสมบัติของโพรงตัวนำนั้น เนื่องจากคืออัตราการสูญเสียพลังงานของสนามภายในโพรงที่เกิดจากการเรโซแนนซ์ ตัวประกอบคุณภาพสามารถหาได้จากตัวนำที่นำมาสร้างเป็นเรโซเนเตอร์นั้น ใช้สัญลักษณ์ Q และจากวัตถุหรือตัวกลางที่บรรจุอยู่ในใช้สัญลักษณ์ Q_c โดยตัวประกอบคุณภาพสามารถหาได้จากสมการพื้นฐานดังนี้

$$Q = 2\pi \frac{\text{พลังงานสะสม}}{\text{กำลังงานสูญเสีย}} = \frac{\omega W}{P} \quad (3.23)$$

เมื่อ W คือพลังงานสะสม P คือกำลังงานสูญเสีย

3.3.1 ตัวประกอบคุณภาพที่เกิดจากการสูญเสียบนผนังตัวนำ

พลังงานสะสมภายในโพรงตัวนำว่างเปล่าคือสนามที่ออสซิลเลตอยู่นั้นหรือคือความหนาแน่นของพลังงานที่เกิดขึ้นร่วมกันระหว่างสนามไฟฟ้าและแม่เหล็ก [23] ซึ่งพลังงานไฟฟ้าและแม่เหล็กที่สะสมอยู่ในเรโซเนเตอร์ปริมาตร V สามารถเขียนได้เป็น

$$W_e = \frac{\epsilon}{4} \int_V |E|^2 dV \quad (3.24ก)$$

$$W_m = \frac{\mu}{4} \int_V |H|^2 dV \quad (3.24ข)$$

เมื่อ W_e และ W_m คือพลังงานของสนามไฟฟ้าและพลังงานของสนามแม่เหล็ก ตามลำดับ สำหรับตัวนำสมบูรณ์แล้วสนามไฟฟ้า E จะตั้งฉากและสนามแม่เหล็ก H จะสัมผัสกับผนัง และเมื่อมีความถี่เรโซแนนซ์เกิดขึ้นพลังงานไฟฟ้าและแม่เหล็กจะมีค่าเท่ากัน ซึ่งถ้าพลังงานไฟฟ้ามีค่ามากที่สุดพลังงานแม่เหล็กจะมีค่าน้อยสุดและในทางกลับกันเมื่อพลังงานแม่เหล็กมีค่ามากที่สุดพลังงานไฟฟ้าจะมีค่าน้อยสุด พลังงานสะสมรวมภายในโพรงตัวนำจึงเป็น

$$\begin{aligned} W &= 2W_e = 2W_m \\ &= \frac{\mu}{2} \int_V |H|^2 dV = \frac{\epsilon}{2} \int_V |E|^2 dV \end{aligned} \quad (3.25)$$

3.3.1.1 ตัวประกอบคุณภาพในแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวาง

จากสมการ (3.25) พลังงานสะสมรวมภายในโพรงตัวนำในแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวางก็คือสนามไฟฟ้าที่กระจายอยู่ในโพรงตัวนำตามสมการ (3.14ก) และ (3.14ข)

$$\begin{aligned}
W &= \frac{\varepsilon}{2} \int_V |E|^2 dV = \frac{\varepsilon}{2} \iiint_V (|E_x|^2 + |E_y|^2) dV \\
&= \frac{\varepsilon}{2} \left[\frac{\beta_y^2}{\varepsilon^2} A_{mnp}^2 \int_0^d \int_0^b \int_0^a \cos^2(\beta_x x) \sin^2(\beta_y y) \sin^2(\beta_z z) dx dy dz \right. \\
&\quad \left. + \frac{\beta_x^2}{\varepsilon^2} A_{mnp}^2 \int_0^d \int_0^b \int_0^a \sin^2(\beta_x x) \cos^2(\beta_y y) \sin^2(\beta_z z) dx dy dz \right] \\
&= \frac{\varepsilon}{2} \left[\frac{\beta_y^2}{\varepsilon^2} A_{mnp}^2 \frac{a}{2} \frac{b}{2} \frac{d}{2} + \frac{\beta_x^2}{\varepsilon^2} A_{mnp}^2 \frac{a}{2} \frac{b}{2} \frac{d}{2} \right] \\
&= \frac{abd}{16\varepsilon} A_{mnp}^2 (\beta_x^2 + \beta_y^2) \tag{3.26}
\end{aligned}$$

และกำลังงานที่สูญเสียรวมสามารถหาได้จากกำลังงานที่สูญเสียจากผนังทั้งหกด้านภายในโพรงตัวนำนั้นและเนื่องจากกำลังงานที่สูญเสียบนผนังด้านล่างจะเท่ากับบนผนังด้านบน บนผนังด้านซ้ายเท่ากับบนผนังด้านขวา และบนผนังด้านหน้าเท่ากับบนผนังด้านหลัง ดังนั้นจึงสามารถเขียนกำลังงานที่สูญเสียบนผนังได้เป็น

$$\begin{aligned}
P &= \frac{R_s}{2} \left[2 \iint_{\text{ด้านบน}} J_b \cdot J_b^* ds + 2 \iint_{\text{ด้านซ้าย}} J_l \cdot J_l^* ds + 2 \iint_{\text{ด้านหน้า}} J_f \cdot J_f^* ds \right] \\
&= R_s \left[\iint_{\text{ด้านบน}} J_b \cdot J_b^* ds + \iint_{\text{ด้านซ้าย}} J_l \cdot J_l^* ds + \iint_{\text{ด้านหน้า}} J_f \cdot J_f^* ds \right] \\
P &= P_{\text{ด้านบน}} + P_{\text{ด้านซ้าย}} + P_{\text{ด้านหน้า}} \tag{3.27}
\end{aligned}$$

เมื่อ

$$P_b = R_s \iint_{\text{ด้านบน}} J_b \cdot J_b^* ds = R_s \int_0^d \int_0^a |J_b|^2 dx dz \tag{3.27ก}$$

$$P_l = R_s \iint_{\text{ด้านซ้าย}} J_l \cdot J_l^* ds = R_s \int_0^d \int_0^b |J_l|^2 dy dz \tag{3.27ข}$$

$$P_f = R_s \iint_{\text{ด้านหน้า}} J_f \cdot J_f^* ds = R_s \int_0^b \int_0^a |J_f|^2 dx dy \tag{3.27ค}$$

และ

$$\begin{aligned}
J_b &= \hat{n} \times H|_{y=0} = -\hat{a}_z j \frac{\beta_x \beta_z}{\omega \mu \varepsilon} A_{mnp} \sin(\beta_x x) \cos(\beta_y y) \cos(\beta_z z) \\
&\quad - \hat{a}_x j \frac{(\beta_x^2 + \beta_y^2)}{\omega \mu \varepsilon} A_{mnp} \cos(\beta_x x) \cos(\beta_y y) \sin(\beta_z z) \tag{3.28ก}
\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานทางวิชาการเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$J_l = \hat{n} \times H|_{x=0} = \hat{a}_z j \frac{\beta_y \beta_z}{\omega \mu \epsilon} A_{mnp} \cos(\beta_x x) \sin(\beta_y y) \cos(\beta_z z) \\ + \hat{a}_y j \frac{(\beta_x^2 + \beta_y^2)}{\omega \mu \epsilon} A_{mnp} \cos(\beta_x x) \cos(\beta_y y) \sin(\beta_z z) \quad (3.28\text{ข})$$

$$J_f = \hat{n} \times H|_{z=0} = \hat{a}_y j \frac{\beta_x \beta_z}{\omega \mu \epsilon} A_{mnp} \sin(\beta_x x) \cos(\beta_y y) \cos(\beta_z z) \\ - \hat{a}_x j \frac{\beta_y^2 \beta_z^2}{\omega \mu \epsilon} A_{mnp} \cos(\beta_x x) \sin(\beta_y y) \cos(\beta_z z) \quad (3.28\text{ค})$$

โดยที่ J_b, J_p, J_f คือกระแสที่กระจายอยู่บนผนัง ณ ผนังด้านล่าง ด้านซ้ายและด้านหน้า ตามลำดับ ดังนั้นหลังจากทำการอินทิเกรตและแทนค่าตัวแปรแล้วจะได้

$$P_b = R_s \left[\frac{\beta_x^2 \beta_z^2}{\omega^2 \mu^2 \epsilon^2} A_{mnp}^2 \frac{a d}{2} + \frac{(\beta_x^2 + \beta_y^2)^2}{\omega^2 \mu^2 \epsilon^2} A_{mnp}^2 \frac{a d}{2} \right] \quad (3.29\text{ก})$$

$$P_l = R_s \left[\frac{\beta_y^2 \beta_z^2}{\omega^2 \mu^2 \epsilon^2} A_{mnp}^2 \frac{b d}{2} + \frac{(\beta_x^2 + \beta_y^2)^2}{\omega^2 \mu^2 \epsilon^2} A_{mnp}^2 \frac{b d}{2} \right] \quad (3.29\text{ข})$$

$$P_f = R_s \left[\frac{\beta_x^2 \beta_z^2}{\omega^2 \mu^2 \epsilon^2} A_{mnp}^2 \frac{a b}{2} + \frac{\beta_y^2 \beta_z^2}{\omega^2 \mu^2 \epsilon^2} A_{mnp}^2 \frac{a b}{2} \right] \quad (3.29\text{ค})$$

เพราะฉะนั้น

$$P = \frac{R_s A_{mnp}^2}{4 \omega^2 \mu^2 \epsilon^2} \left[(\beta_x^2 \beta_z^2 + (\beta_x^2 + \beta_y^2)^2) a d + (\beta_y^2 \beta_z^2 + (\beta_x^2 + \beta_y^2)^2) b d + (\beta_x^2 \beta_z^2 + \beta_y^2 \beta_z^2) a b \right] \quad (3.29\text{ง})$$

จากสมการ (3.22), (3.25) และ (3.29ง)

$$Q = \frac{a b d \omega^3 \mu^2 \epsilon (\beta_x^2 + \beta_y^2)}{4 R_s \left[(\beta_x^2 \beta_z^2 + (\beta_x^2 + \beta_y^2)^2) a d + (\beta_y^2 \beta_z^2 + (\beta_x^2 + \beta_y^2)^2) b d + (\beta_x^2 \beta_z^2 + \beta_y^2 \beta_z^2) a b \right]} \quad (3.30)$$

จากสมการ (3.15) และ (3.16) และ $\eta = \sqrt{\mu / \epsilon}$

$$Q = \frac{a b d (2 \pi f_r)^3 \mu^2 \epsilon (\beta_x^2 + \beta_y^2)}{4 R_s \left[(\beta_x^2 \beta_z^2 + (\beta_x^2 + \beta_y^2)^2) a d + (\beta_y^2 \beta_z^2 + (\beta_x^2 + \beta_y^2)^2) b d + (\beta_x^2 \beta_z^2 + \beta_y^2 \beta_z^2) a b \right]}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{abd\eta\beta_r^3(\beta_x^2 + \beta_y^2)}{4R_s \left[(\beta_x^2\beta_z^2 + (\beta_x^2 + \beta_y^2)^2)ad + (\beta_y^2\beta_z^2 + (\beta_x^2 + \beta_y^2)^2)bd + (\beta_x^2\beta_z^2 + \beta_y^2\beta_z^2)ab \right]} \quad (3.31)$$

จะได้ว่าสมการ (3.31) นี้คือสมการที่ใช้หาตัวประกอบคุณภาพที่เกิดจากการสูญเสียบนผนังตัวนำในแบบแผ่นคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวาง โดยมีเงื่อนไขว่า m, n และ p จะต้องไม่เท่ากับศูนย์ แต่ถ้าเมื่อใดก็ตามที่ m ค่าเป็นศูนย์จะใช้สมการต่อไปนี้แทน

$$Q_{0np}^{TE} = \frac{abd\eta(\beta_y^2 + \beta_z^2)^{\frac{3}{2}}}{2R_s \left[(\beta_y^2 + \beta_z^2)bd + 2ad\beta_y^2 + 2ab\beta_z^2 \right]} \quad (3.32)$$

หรือเมื่อ n มีค่าเป็นศูนย์จะใช้สมการต่อไปนี้แทน

$$Q_{m0p}^{TE} = \frac{abd\eta(\beta_x^2 + \beta_z^2)^{\frac{3}{2}}}{2R_s \left[(\beta_x^2 + \beta_z^2)ad + 2bd\beta_x^2 + 2ab\beta_z^2 \right]} \quad (3.33)$$

3.3.1.2 ตัวประกอบคุณภาพในแบบแผ่นคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวาง

จากสมการ (3.24) พลังงานสะสมรวมภายในโพรงตัวนำในแบบแผ่นคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวางก็คือสนามแม่เหล็กที่กระจายอยู่ภายในโพรงตัวนำตามสมการ (3.17ง) และ (3.17จ)

$$W = \frac{\mu}{2} \int_V |H|^2 dV = \frac{\mu}{2} \iiint_V (|H_x|^2 + |H_y|^2) dV \quad (3.34)$$

อย่างไรก็ตาม จะใช้การพิสูจน์สมการดังเช่นตัวประกอบคุณภาพในแบบแผ่นคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวาง ซึ่งจะได้ค่าตัวประกอบคุณภาพที่เกิดจากการสูญเสียบนผนังตัวนำเป็น

$$Q_{mnp}^{TM} = \frac{abd\eta(\beta_x^2 + \beta_y^2)\beta_r}{4R_s [b(a+d)\beta_x^2 + a(b+d)\beta_y^2]} \quad (3.35)$$

และมีเงื่อนไขว่า m, n และ p จะต้องไม่เท่ากับศูนย์เช่นกัน แต่ถ้าเมื่อใดก็ตามที่ p ค่าเป็นศูนย์จะใช้สมการต่อไปนี้แทน

$$Q_{mn0}^{TM} = \frac{abd\eta(\beta_x^2 + \beta_y^2)^{\frac{3}{2}}}{2R_s [ab(\beta_x^2 + \beta_y^2) + 2bd\beta_x^2 + 2ad\beta_y^2]} \quad (3.36)$$

3.3.2 ตัวประกอบคุณภาพที่เกิดจากการสูญเสียกำลังงานให้กับเนื้อวัสดุ

ถ้าโพรงตัวนำมีวัตถุบรรจุอยู่เต็มจะได้พลังงานสะสมดังสมการที่ (3.24) และจะได้พลังงานที่สูญเสียในวัตถุจาก

$$P_d = \frac{1}{2} \int_V \vec{J} \cdot |E|^2 dV = \frac{\omega \varepsilon''}{2} \int_V |E|^2 dV \quad (3.37)$$

เมื่อแทนสมการ (3.24) และ (3.37) ลงในสมการ (3.22) จะได้ตัวประกอบคุณภาพที่เกิดจากการสูญเสียกำลังงานให้กับวัตถุเป็น

$$Q_d = \frac{\omega W}{P_d} = \frac{\varepsilon'}{\varepsilon''} = \frac{1}{\tan \delta} \quad (3.38)$$

โดยที่ $\tan \delta$ คือค่าแทนเจนต์การสูญเสีย และสมการ (3.38) ใช้สำหรับหาค่าตัวประกอบคุณภาพเมื่อโพรงตัวนำมีวัตถุบรรจุอยู่เต็มเท่านั้น ค่าตัวประกอบคุณภาพดังกล่าวนี้จะไม่ขึ้นกับค่าคงตัววัตถุ ทั้งนี้เพราะพลังงานที่สะสมและพลังงานที่สูญเสียต่างก็แปรไปตามค่าคงที่วัตถุเดียวกันนี้ทั้งสิ้น

เมื่อใดก็ตามที่โพรงตัวนำบรรจุวัตถุไว้บางส่วน การวิเคราะห์จะเพิ่มความซับซ้อนมากขึ้น ดังต่อไปนี้ กำหนดให้ v คืออัตราส่วนการบรรจุของก้อนวัตถุ เมื่อ V_L คือปริมาตรวัตถุ และ V คือปริมาตรของโพรงตัวนำ ดังนั้นจะได้ $v = V_L/V$ และกำหนดให้ E_{int} และ E_{ext} คือสนามไฟฟ้าภายในและด้านนอกของก้อนวัตถุ ตามลำดับ สามารถที่จะหาค่าตัวประกอบคุณภาพได้จาก

$$\begin{aligned} Q_d &= 2\pi \frac{\int_{V_L} \frac{1}{2} \varepsilon |E_{\text{int}}|^2 dV + \int_{V'} \frac{1}{2} \varepsilon_0 |E_{\text{ext}}|^2 dV}{\int_{V_L} \frac{1}{2} \omega \varepsilon |E_{\text{int}}|^2 dV \tan \delta} \cdot \frac{\omega}{2\pi} \\ &= \frac{1}{\tan \delta} + \frac{1}{\varepsilon' \tan \delta} \cdot \frac{\int_{V'} \frac{1}{2} |E_{\text{ext}}|^2 dV}{\int_{V_L} \frac{1}{2} |E_{\text{int}}|^2 dV} \end{aligned} \quad (3.39)$$

เมื่อ V' คือปริมาตรการอินทิกรัลภายในโพรงตัวนำที่ไม่รวมปริมาตรของวัตถุหรือ $(V - V_L)$ จากสมการพบว่าหากภายในโพรงตัวนำมีชิ้นงานบรรจุอยู่เต็มจะทำให้ V' เป็นศูนย์ ซึ่งก็คือสมการ (3.38) ในทางตรงข้ามหากภายในโพรงตัวนำไม่มีวัตถุบรรจุอยู่ การอินทิกรัลปริมาตรของวัตถุจะเป็นศูนย์ ผลคือทำให้ Q มีค่าเป็นอนันต์ สาเหตุเนื่องจากสมการดังกล่าวไม่ได้นำค่าการสูญเสียที่เกิดจากผนังมาพิจารณาด้วย

เพื่อการหาคำตอบในเชิงวิเคราะห์ให้ง่ายลง จากสมการที่ (3.39) จึงกำหนดให้ [4]

$$E_{\text{int}} = E_{\text{ext}} \left(\frac{3}{\varepsilon' + 2} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการ (3.39) ได้ใหม่เป็น

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \left(1 + \frac{(\varepsilon' + 2)^2}{9\varepsilon'} \cdot \frac{1-v}{v} \right) = \frac{f''}{\tan \delta} \quad (3.40)$$

เมื่อ f'' คือองค์ประกอบการคำนวณที่ขึ้นกับปริมาตรภายในโพรงตัวนำและขนาดของวัตถุที่บรรจุอยู่ จากสมการที่ (3.40) จะประมาณค่า Q ได้ง่ายขึ้น

เมื่อหาผลเฉลี่ยของตัวประกอบคุณภาพทั้งตัวประกอบคุณภาพที่เกิดจากการสูญเสียบนผนังตัวนำของโครงสร้างนั้นและตัวประกอบคุณภาพที่เกิดจากการสูญเสียในเนื้อวัตถุแล้ว สามารถที่จะหาคำตอบของตัวประกอบคุณภาพรวมได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \quad (3.41)$$

3.4.3 ตัวประกอบคุณภาพโดยวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา

หลังจากหาผลเฉลี่ยของความถี่เรโซแนนซ์ด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาได้แล้ว จากนั้นนำความถี่ดังกล่าวคำนวณหาค่าตัวประกอบคุณภาพ โดยในกรณีที่เป็นตัวประกอบคุณภาพที่เกิดจากการสูญเสียบนผนังตัวนำสามารถหาได้จาก

$$\begin{aligned} Q_c &= \omega_0 \frac{W}{P} = \frac{2}{\delta} \frac{\int_V \mu |H|^2 dV}{\int_S \mu |H_{\tan}|^2 dS} \\ &= \frac{2}{\delta} \frac{\sum_{\Delta V} \mu(i, j, k) |F_H(i, j, k)|^2 \Delta V}{\sum_{\Delta S} \mu(i, j, k) |F_{H_{\tan}}(i, j, k)|^2 \Delta S} \end{aligned} \quad (3.42)$$

และในกรณีที่เป็นตัวประกอบคุณภาพที่เกิดจากการสูญเสียจากเนื้อของวัตถุสามารถหาได้จาก

$$\begin{aligned} Q_d &= \omega_0 \frac{W}{P_d} = \omega_0 \frac{\int_V \varepsilon |E|^2 dV}{\int_V \sigma |E|^2 dV} \\ &= \omega_0 \frac{\sum_{\Delta V} \varepsilon(i, j, k) |F_E(i, j, k)|^2 \Delta V}{\sum_{\Delta V} \sigma(i, j, k) |F_E(i, j, k)|^2 \Delta V} \end{aligned} \quad (3.43)$$

โดยที่ $H_{\tan}$ คือสนามแม่เหล็กที่สัมผัสกับผนัง, δ คือค่าความลึกผิว (skin depth) ของตัวนำมีค่าเป็น $\sqrt{\pi f_r \mu \sigma}$ เมื่อ σ คือค่าความนำของโลหะที่ใช้ทำโพรงเรโซแนนซ์นั้น ๆ สำหรับ $F_{EH}(i, j, k)$ คือค่า

การแปลงฟูริเยร์ของสนามไฟฟ้าหรือแม่เหล็ก ณ จุด (i, j, k) และ $F_{H_{\tan}}(i, j, k)$ คือค่าการแปลงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟูรีเยร์ของสนามแม่เหล็กที่สัมผัสกับผนังตัวนำ ซึ่งจากสมการ (3.42) และ (3.43) คือค่าตัวประกอบคุณภาพที่ใช้หลักการของเพอร์เทอร์เบชัน [23, 25] และด้วยวิธีการของผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา มีข้อได้เปรียบอยู่ที่สามารถจะรวมสนามไฟฟ้าหรือแม่เหล็กได้เลย ณ ตำแหน่งที่สนามไฟฟ้าหรือแม่เหล็กอยู่บนกริดเซลล์นั้น โดยตำแหน่งดังกล่าวจะอยู่ภายในหรือภายนอกก้อนวัตถุก็ตาม

3.4 ผลการคำนวณและผลการทดลอง

ผลการคำนวณและผลการทดลองแบ่งออกเป็นผลการคำนวณและผลการทดลองเพื่อหาความถี่เรโซแนนซ์และผลการคำนวณเพื่อหาค่าตัวประกอบคุณภาพ โดยผลการคำนวณจะได้จากวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีและวิธีเชิงเลขแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา ส่วนผลการทดลองจะได้จากการวัดในเครื่องต้นแบบ จากนั้นจึงการวิเคราะห์และเปรียบเทียบผลเฉลยของคำตอบที่ได้

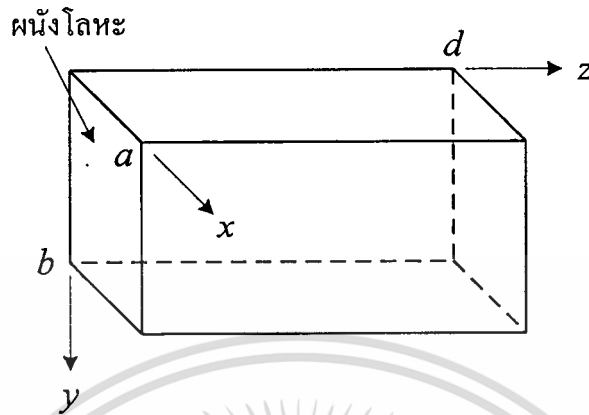
การคำนวณเริ่มต้นด้วยการหาความถี่เรโซแนนซ์จากวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีก่อนโดยการกำหนดขนาดให้เป็นโครงสร้างอย่างง่ายกล่าวคือ เป็นโครงสร้างของโพรงตัวนำสี่เหลี่ยมว่างเปล่า แล้วนำความถี่ที่ได้ หาค่าตัวประกอบคุณภาพต่อไป ขณะเดียวกันตามวิธีการของผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาได้ทำการจำลองโพรงตัวนำเป็นโครงสร้างแบบเดียวกัน แล้วทำการหาความถี่เรโซแนนซ์และค่าตัวประกอบคุณภาพอีกครั้ง จากนั้นภายในโครงสร้างได้บรรจุวัตถุลงไปบางส่วนเพื่อศึกษาและเปรียบเทียบความถี่เรโซแนนซ์และค่าตัวประกอบคุณภาพเมื่อโครงสร้างมีวัตถุบรรจุอยู่ หลังจากคำนวณเสร็จแล้วจึงได้ทำการวัดค่าความถี่เรโซแนนซ์ต่อไป

ความถี่เรโซแนนซ์สามารถที่จะหาค่าได้จากทั้งวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎี วิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาและการวัด สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพนั้นไม่สามารถที่จะหาได้โดยตรงจากการวัดผล เนื่องจากค่าตัวประกอบคุณภาพคำนวณได้จากความถี่และลักษณะของโครงสร้าง ซึ่งเป็นการคำนวณเชิงทฤษฎีทั้งสิ้น อย่างไรก็ตามขั้นตอนการหาค่าตัวประกอบคุณภาพนั้นสามารถทำได้โดย วัดค่าความถี่จากโครงสร้างจริงแล้วนำความถี่ดังกล่าวคำนวณหาค่าตัวประกอบคุณภาพอีกครั้งหนึ่ง

3.5.1 โพรงตัวนำสี่เหลี่ยมว่างเปล่า

โครงสร้างของโพรงตัวนำสี่เหลี่ยมว่างเปล่าแสดงไว้ในรูปที่ 3.2 โดยมีขนาดความกว้างเป็น a สูง b และยาว d ในพิกัดแกน x, y และ z ตามลำดับ ในที่นี้จะกำหนดให้ $a=19.0$ cm, $b=31.0$ cm และ $d=57.0$ cm ซึ่งเป็นขนาดที่ได้ออกแบบไว้สำหรับเครื่องต้นแบบ จากขนาดที่ได้กำหนดไว้แล้วนี้สามารถคำนวณค่าความถี่เรโซแนนซ์ในแบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวาง TM_{mnp} จากวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีตามสมการที่ (3.19) ได้ดังตารางที่ 3.1 ตอนท้ายของหัวข้อนี้ ซึ่งในที่นี้จะแสดงเฉพาะความถี่เรโซแนนซ์และตัวประกอบคุณภาพของแบบแผนคลื่นในช่วงความถี่ระหว่าง 2.2 GHz ถึง 2.7 GHz เท่านั้น เนื่องจากความถี่ที่สนใจและนำไปใช้งานจริงคือความถี่ที่มาจากหลอด

แมกนีตรอนหรือแหล่งกำเนิดที่ 2.45 GHz และอาจมีการเบี่ยงเบนไปได้อีกมากหรือน้อยกว่าจากความถี่กลางนี้อีก 50 MHz



รูปที่ 3.2 แสดงโครงสร้างโพรงตัวนำสี่เหลี่ยมว่างเปล่า

สำหรับโครงสร้างโพรงตัวนำแบบง่ายที่จำลองด้วยกริดเซลล์แบบผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลา แสดงไว้ในรูปที่ 3.3 จากรูป เป็นมุมมองสองมิติในระนาบ yz โดยมีองค์ประกอบคือ ผนังตัวนำทั้งหกด้าน, ตำแหน่งที่แทรกใส่พัลส์และตำแหน่งที่ใช้เป็นจุดสังเกตซึ่งเป็นตำแหน่งเดียวกัน

ตำแหน่งที่สมมติให้เป็นผนังของโพรงตัวนำ ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสจะถูกกำหนดให้มีค่าเป็นศูนย์ [26] นั่นคือในระนาบ xy ส่วนประกอบของสนาม E_x และ E_y จะเท่ากับศูนย์หรือ

$$E_x(i,j,k_r)=0, \quad E_y(i,j,k_r)=0, \quad E_z(i,j,k_r)=0, \quad E_z(i,j,k_r)=0$$

เมื่อ k_r คือตำแหน่งผนังด้านซ้าย k_r คือตำแหน่งผนังด้านขวา

ในระนาบ xz ส่วนประกอบของสนาม E_x และ E_z จะเท่ากับศูนย์หรือ

$$E_x(i,j_b,k)=0, \quad E_y(i,j_b,k)=0, \quad E_z(i,j_b,k)=0, \quad E_z(i,j_b,k)=0$$

เมื่อ j_b คือตำแหน่งผนังด้านบน j_b คือตำแหน่งผนังด้านล่าง

ในระนาบ yz ส่วนประกอบของสนาม E_y และ E_z จะเท่ากับศูนย์หรือ

$$E_x(i_{jk},k)=0, \quad E_y(i_{hkj},k)=0, \quad E_z(i_{jk},k)=0, \quad E_z(i_{hkj},k)=0$$

เมื่อ i_{jk} คือตำแหน่งผนังด้านหน้า i_{hk} คือตำแหน่งผนังด้านหลัง

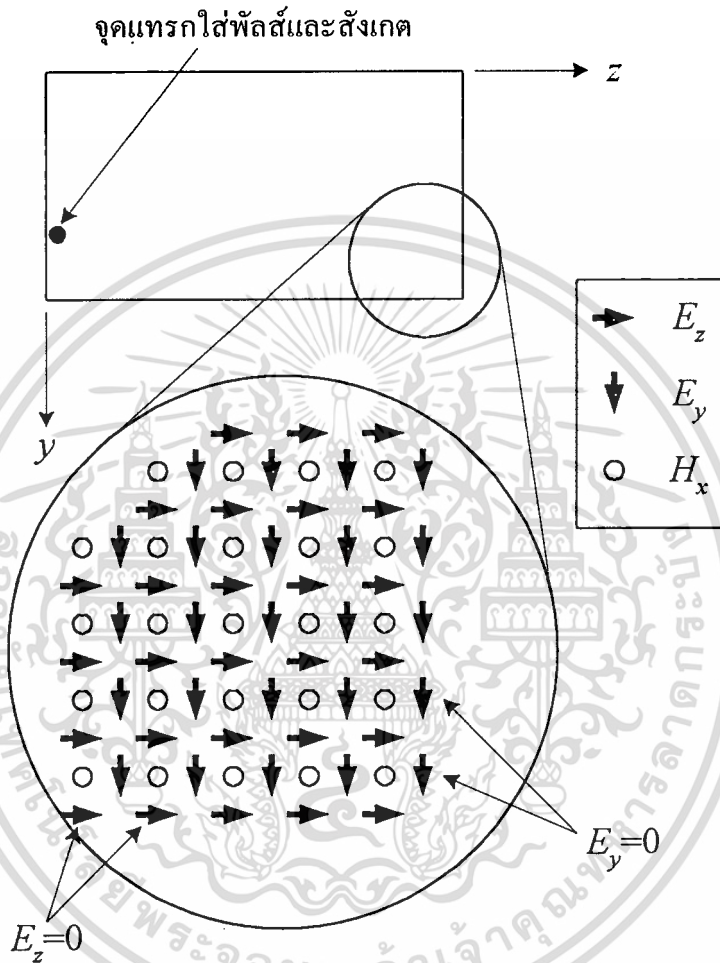
ณ ตำแหน่ง $x=9.0$ cm และ $y=24.0$ cm และ $z=2.0$ cm ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าใน

แนวแกน z (E_z) จะถูกกำหนดให้เป็นแหล่งกำเนิดคลื่นหรือตำแหน่งที่จะมีการแทรกใส่พัลส์แบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งแหล่งกำเนิดคลื่นดังกล่าวจะเป็นเพียงจุด ๆ เดียวหรือที่เรียกว่าแหล่งกำเนิดจุด (Point Source) โดยที่ไม่ได้มีการจำลองเป็นสายอากาศตัวส่งแต่อย่างใด ทั้งนี้เพื่อให้ใกล้เคียงกับการวิเคราะห์ที่เป็นลักษณะแบบไร้แหล่งกำเนิด (Source Free) มากที่สุด และหลังจากที่แทรกใส่พัลส์เรียบร้อยแล้ว ตำแหน่งดังกล่าวก็จะเปลี่ยนเป็นกริดเซลล์ที่ใช้สำหรับคำนวณสนามไฟฟ้าธรรมดาทั่วไป



รูปที่ 3.3 แสดงโครงสร้างโปรแกรมที่จำลองด้วยกริดเซลล์แบบผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลา

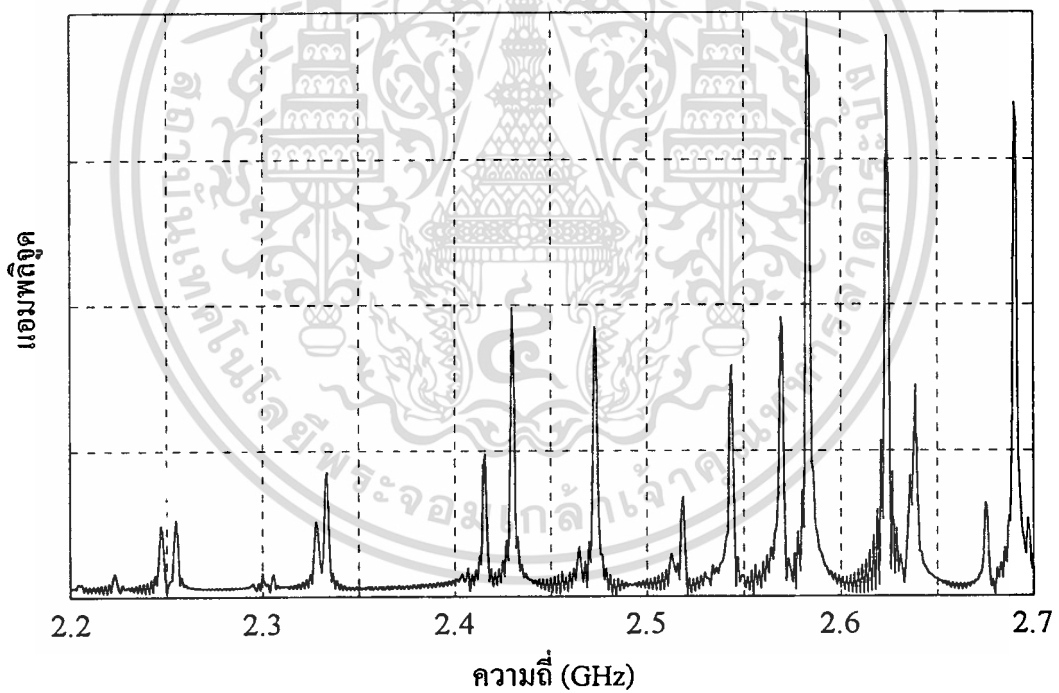
ขณะเดียวกันภายในโปรแกรมที่สมมติขึ้นนี้จุดใดจุดหนึ่งจะถูกสมมติให้เป็นจุดสังเกต ซึ่งปกติแล้วจะเลือกเอาจุดไหนก็ได้ โดยจะได้ค่าของความถี่เรโซแนนซ์เป็นคำตอบเดียวกัน แต่สเปกตรัมอาจจะได้ไม่เท่ากัน สำหรับในการคำนวณนี้จะกำหนดให้จุดสังเกตเป็นจุดเดียวกันกับจุดที่ใช้เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณพัลส์ โดยค่าของส่วนประกอบสนามในตำแหน่งดังกล่าวจะถูกสะสมตั้งแต่เริ่มแทรกใส่พัลส์ ไปจนถึงสิ้นสุดการทำงานของโปรแกรม ตามรูปแบบการแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่อง ซึ่งค่าในโดเมนของเวลาที่สะสมได้นี้จะถูกแปลงไปเป็นสเปกตรัมในโดเมนของความถี่ อย่างไรก็ตามการสังเกตความถี่เรโซแนนซ์สามารถจะให้ค่าของสนามในแนวอื่นนอกจาก E_z ได้เช่นกัน ไม่ว่าจะเป็น E_x , E_y , H_x , H_y หรือ H_z ก็ตาม ยกเว้นในกรณีที่เป็นแบบแผนคลื่นตามขวางของแกน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั้น ๆ เช่น TE ในแกน z เราก็ไม่สามารถที่จะสังเกตได้จากส่วนประกอบสนาม E_z เนื่องจากค่าของสนามมีค่าเป็นศูนย์ เป็นต้น

การกำหนดตัวแปรอย่างอื่นเป็นดังนี้ ความกว้างของกริดเซลล์ทั้งสามทิศเท่ากัน ($\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta s$) คือ 1.0 cm ขึ้นเวลา (Δt) มีค่าเป็น $\Delta s/2c$ หรือ 1.667×10^{-11} วินาที เมื่อ c คือความเร็วคลื่นในตัวกลาง ในที่นี้สมมติให้เป็นการเดินทางของคลื่นในสุญญากาศหรือ 2.998×10^8 m/s และช่วงความกว้างของครึ่งพัลส์แบบเกาส์ตั้งแต่ค่าต่ำสุดไปจนถึงค่าสูงสุดมีค่าเป็น 32 ช่วงเวลา

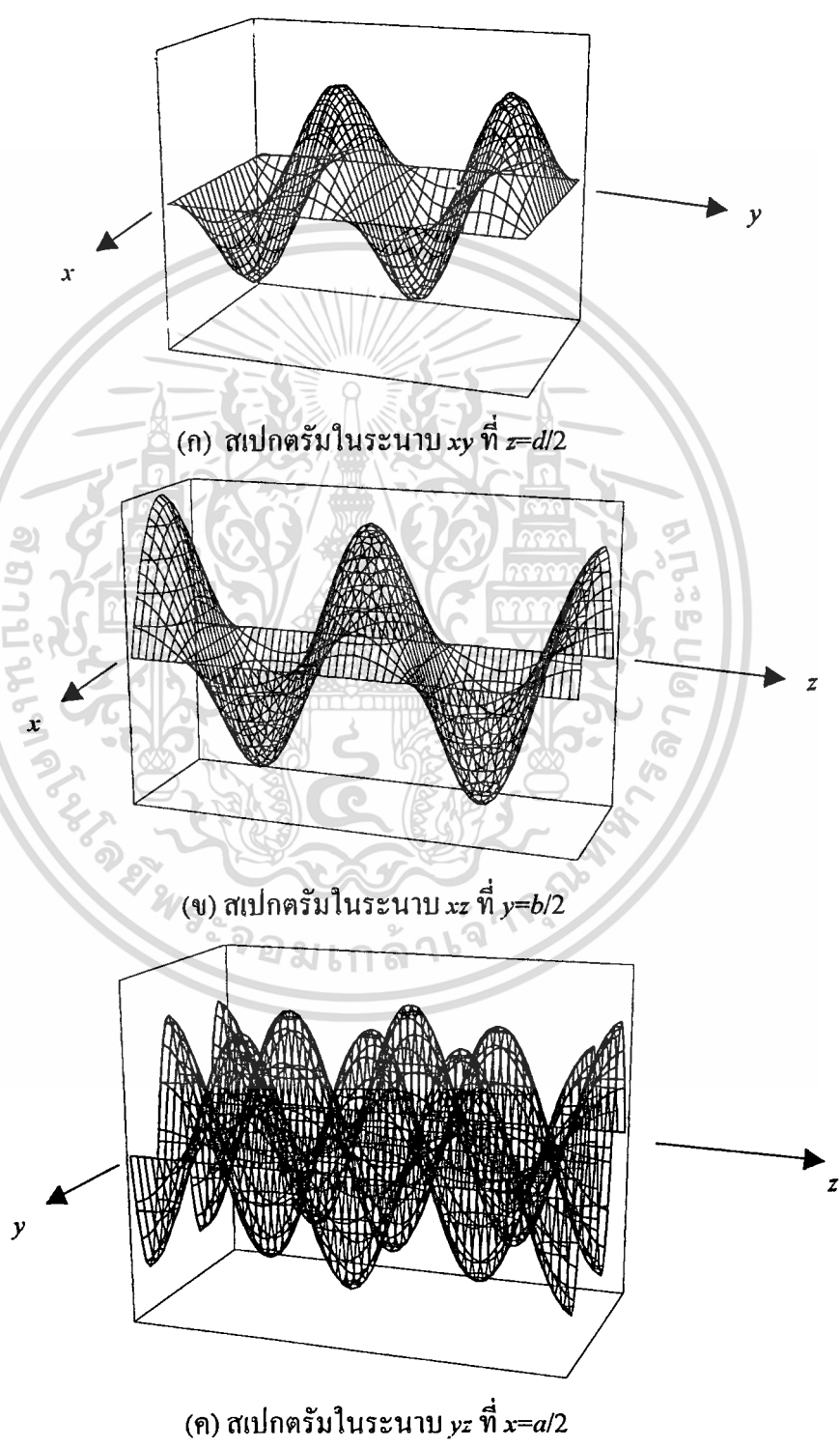
เมื่อเริ่มวิ่งโปรแกรมพัลส์แบบเกาส์จะถูกแทรกใส่เข้าไป จากนั้นจะปรากฏสนามที่ได้รับอิทธิพลจากพัลส์แบบเกาส์กระจายอยู่ทั่วไป อีกไม่นานนักสนามที่ไม่เป็นค่าของความถี่เรโซแนนซ์จะจางหายไป คงเหลือไว้เฉพาะสนามที่เป็นค่าของความถี่เรโซแนนซ์เท่านั้น สนามที่คงอยู่นี้จะถูกสะสมไว้ที่ทุกชั้นของเวลาด้วยวิธีการของการแปลงฟูริเยร์ ผลการแปลงฟูริเยร์จะได้สเปกตรัมดังรูปที่ 3.4 โดยที่ใช้เวลาในการวิ่งโปรแกรม 30,000 ขึ้นเวลา ซึ่งจากรูปพบว่าขึ้นเวลาดังกล่าวเพียงพอที่จะสังเกตเห็นความถี่เรโซแนนซ์



รูปที่ 3.4 แสดงสเปกตรัมของความถี่ที่ได้จากการแปลงฟูริเยร์สนามภายในโพรงตัวนำด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา

รูปที่ 3.4 คือสเปกตรัมของสนาม E_y ที่ทำการนอร์มัลไลซ์เรียบร้อยแล้ว สังเกตว่าสเปกตรัมที่ได้ในแต่ละความถี่จะมีค่าไม่เท่ากัน โดยมีบางความถี่ที่สเปกตรัมมีค่าสูงโดดเด่นกว่าสเปกตรัมของความถี่ที่อยู่ข้าง ๆ เมื่อมองโดยรวมแล้วจะกลายเป็นปลายแหลม ซึ่งยอดปลายแหลมของสเปกตรัมนี้เองที่จะถูกเลือกมาเป็นความถี่เรโซแนนซ์ อย่างไรก็ตามจากความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้เอกสารเอกสารนี้เองที่จะถูกเลือกมาเป็นความถี่เรโซแนนซ์ อย่างไรก็ตามจากความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เรายังไม่ทราบว่าเป็นความถี่ของแบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวางใด แนวทางที่สามารถจะทราบได้คือ ต้องทำการแปลงฟูรีเยร์ในทุกตำแหน่งของส่วนประกอบสนามใดสนามหนึ่ง อาจเป็น E_x, E_y, E_z, H_x, H_y หรือ H_z ก็ได้ โดยใช้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้มา จากนั้นสังเกตผลของการแปลงฟูรีเยร์ที่ได้ในระนาบต่าง ๆ ตามตำแหน่ง ดังรูปที่ 3.5

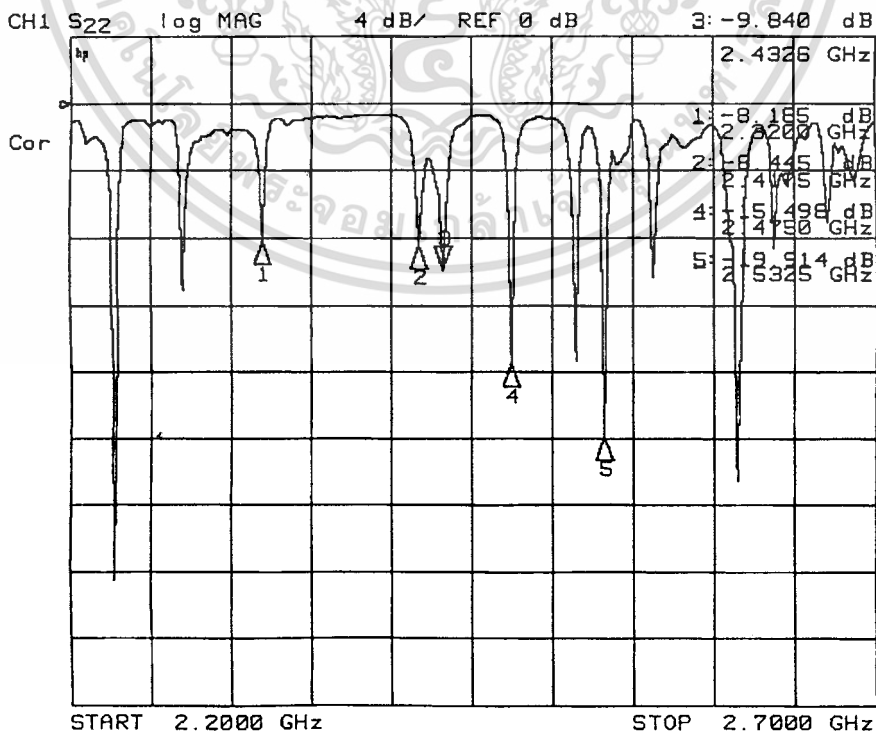


รูปที่ 3.5 แสดงสนามไฟฟ้า E ภายในโพรงจากการแปลงฟูรีเยร์ด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารทสวทศสำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.5 (ก) คือส่วนจริงของสนามไฟฟ้า E_x ในระนาบ xy ที่ตำแหน่ง $z=d/2$ จากระนาบในทิศทางดังกล่าวนี้พบว่า มี 1 ครั้งความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์ตามแนวแกน x และ 4 ครั้งความยาวคลื่นตามแนวแกน y สำหรับรูปที่ 3.5 (ข) คือส่วนจริงของสนามไฟฟ้า E_x ระนาบ xz ที่ตำแหน่ง $y=b/2$ โดยมี 1 ครั้งความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์ตามแนวแกน x และ 4 ครั้งความยาวคลื่นตามแนวแกน z ดังนั้น จากรูปที่ 3.5 (ก) และ (ข) ประกอบกัน จะสามารถบอกได้ว่าแบบแผนคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์ในโพรงตัวนำนี้คือ 144 หรือ TM_{144} อย่างไรก็ตามเพื่อให้แน่ใจมากขึ้น ก็สามารถสังเกตได้อีกในระนาบ yz ที่เหลือ ดังเช่นในรูปที่ 3.5 (ค) ที่ได้แสดงส่วนจริงของสนามไฟฟ้า E_x ในระนาบ yz ที่ตำแหน่ง $x=a/2$ เอาไว้

เพื่อยืนยันผลการคำนวณจึงได้ทำการทดลองเพื่อวัดความถี่เรโซแนนซ์ ด้วยการประยุกต์เครื่องต้นแบบให้เป็นโพรงปิด เมื่อท่อนำคลื่นปลายเปิดที่ผนังด้านบนอันเป็นแหล่งกำเนิดพลังงานและทางลำเลียงเข้า-ออก ถูกปิดลง และวัสดุที่นำมาปิดทางลำเลียงเข้า-ออก ด้านหนึ่งจะต่ออยู่กับโพรบซึ่งตำแหน่งจะอยู่สูงจากผนังด้านล่าง 7.0 cm พอดี ตามแนวแกน z ห่างจากผนังด้านหนึ่ง 10.0 cm โดยโพรบจะถูกเชื่อมต่อไปยังเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyser) เพื่อวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) โดยจะหมายความว่าที่ความถี่ของคลื่นใดมีการสะท้อนกลับคืนมาน้อย แสดงว่าผ่านเข้าไปในโพรงโลหะได้ดี และจะสะท้อนกลับไม่มาอยู่ภายในจนมีการสูญเสียขึ้นเป็นแบบแผนที่ความถี่ค่าหนึ่งหรือคือความถี่เรโซแนนซ์ ผลการวัดเป็นดังรูปที่ 3.6 ซึ่งใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายรุ่น HP 8720 C



เอกสารรูปที่ 3.6 แสดงสเปกตรัมที่ได้จากการวัดโดยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

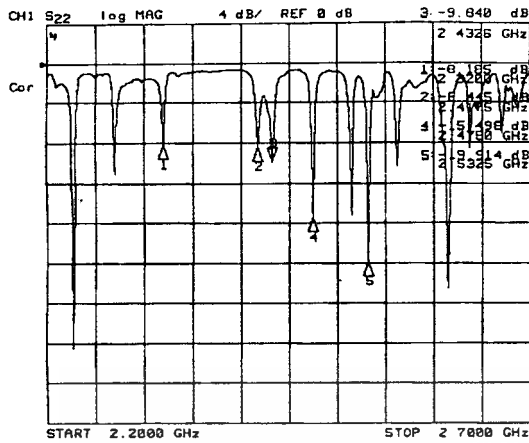
ความถี่เรโซแนนซ์ที่วัดได้จากโพรงตัวนำนั้น จะไม่สามารถทราบได้เลยว่าเป็นของแบบแผนคลื่นใด แนวทางที่สามารถกระทำได้ในการปฏิบัติคือ เปรียบเทียบค่าการวัดกับทางทฤษฎี โดยใช้หลักของการเปลี่ยนแปลงปริมาตรโพรงตัวนำที่พิจารณานั้น

การเปลี่ยนแปลงปริมาตรโพรงตัวนำสามารถกระทำได้ง่าย ๆ โดยการเติมน้ำลงไปภายในโพรงที่ต้องการทราบความถี่และแบบแผนคลื่นดังกล่าว [4] ซึ่งเมื่อปริมาตรน้ำเพิ่มมากขึ้น ก็จะทำให้ปริมาตรช่องว่างภายในโพรงดังกล่าวลดลง เมื่อปริมาตรของโพรงลดลงก็จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์มีค่าเพิ่มมากขึ้น แต่จะเพิ่มขึ้นในอัตราที่มากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับแบบแผนคลื่นในแกนการเปลี่ยนแปลงระดับน้ำนั้น

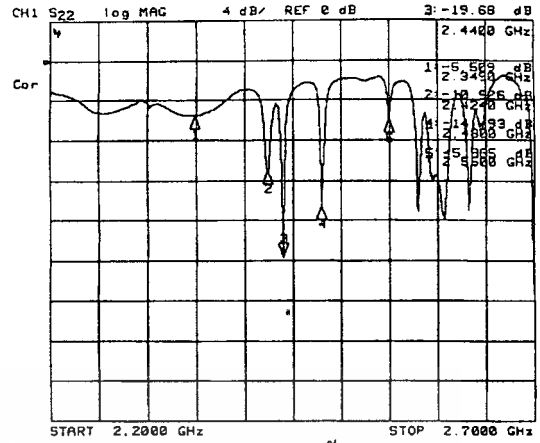
อย่างไรก็ตามโดยหลักการของวัตถุรบกวน (Material Perturbations) [21] ที่ว่าเมื่อค่าสภาพยอม (ϵ) หรือค่าความซึมซาบได้ (μ) ภายในโพรงค่าใดค่าหนึ่ง มีค่าเพิ่มมากขึ้น จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์มีค่าลดลงนั้น ก็ยังเป็นจริงอยู่ซึ่งจะเป็นความถี่ในระบบรวม แต่ความถี่ที่ได้จากโพรงที่เติมน้ำนั้นเป็นลักษณะของการพิจารณาความถี่ที่เรโซแนนซ์เหนือผิวน้ำรูปที่ 3.7 แสดงการวัดค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ภายในโพรงเติมน้ำลงไประดับต่าง ๆ ตั้งแต่ 1 cm จนถึง 5 cm จากรูปถึงแม้สเปกตรัมของแต่ละความถี่เรโซแนนซ์จะเปลี่ยนแปลงทุกระดับการเพิ่มขึ้นของน้ำก็ตาม แต่ก็ยังคงไว้ซึ่งแบบแผนคลื่นนั้น ๆ ไว้ และเพิ่มขึ้นอย่างสม่ำเสมอ

การเปรียบเทียบจะใช้ข้อมูลทางทฤษฎีตามวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา โดยทำการจำลองโครงสร้างให้มีระดับน้ำสูงขึ้นครั้งละ 1 cm เมื่อน้ำมีค่าสภาพยอมเชิงซ้อนส่วนจริงเป็น 80 และค่าความนำในตัวกลางของน้ำเป็น $0.01 \text{ } \Omega/\text{m}$ ค่าการเปลี่ยนแปลงความถี่เมื่อระดับน้ำเพิ่มขึ้นแสดงไว้ในรูปที่ 3.8 (ก)

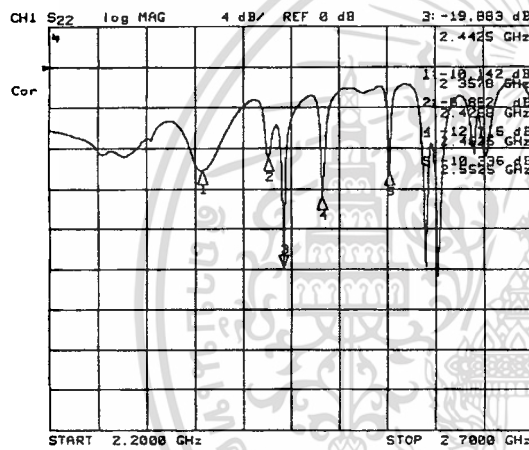
รูปที่ 3.8 (ก) คือผลที่ได้จากการคำนวณโดยวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา ซึ่งเราสามารถทราบแบบแผนคลื่นโดยการแปลงฟูริเยร์อยู่ก่อนแล้วว่า ที่ความถี่เรโซแนนซ์ค่าหนึ่ง ๆ นั้น เป็นของแบบแผนคลื่นใด จากกราฟพบว่าอัตราการเพิ่มขึ้นของค่าความถี่ขึ้นอยู่กับแบบแผนคลื่นเช่น แบบแผนคลื่น TM_{144} จะเพิ่มขึ้นเร็วกว่า TM_{312} เป็นต้น โดยสังเกตได้จากตัวเลขที่แสดงถึงแบบแผนคลื่นแกน y คือ 4 ใน TM_{144} และ 1 ใน TM_{312} โดยจะเป็นค่าที่สอดคล้องกับการเพิ่มขึ้นของระดับน้ำตามแกน y สำหรับการเก็บผลจากการวัดแสดงดังรูปที่ 3.8 (ข) เมื่อเปรียบเทียบกับผลจากวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาแล้ว สามารถทราบได้ทันทีว่าความถี่ที่วัดได้เป็นของแบบแผนคลื่นใด ในแนวโน้มของเส้นกราฟที่เกิดขึ้น



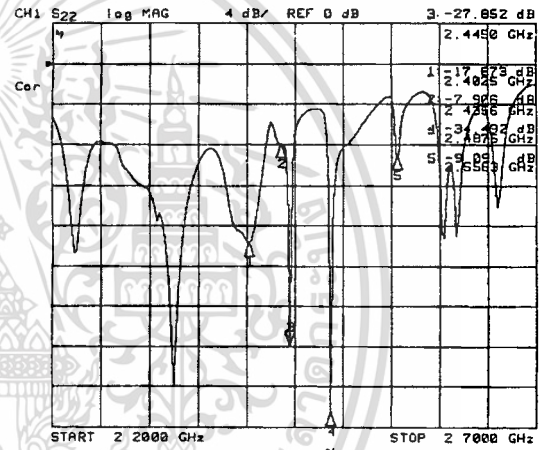
(ก) โพรงว่างเปล่า



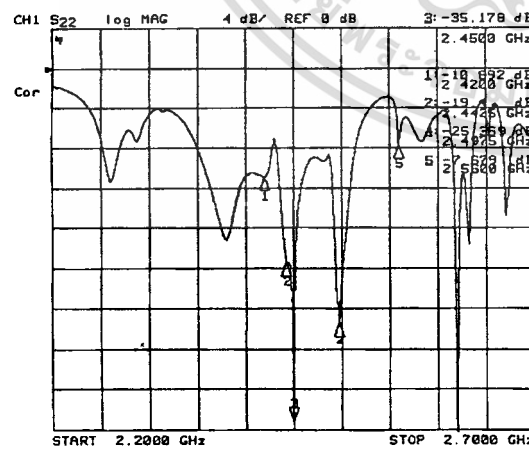
(ข) ระดับน้ำ 1.0 cm



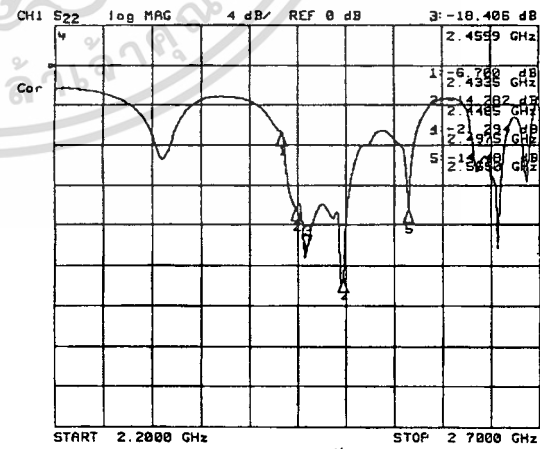
(ค) ระดับน้ำ 2.0 cm



(ง) ระดับน้ำ 3.0 cm



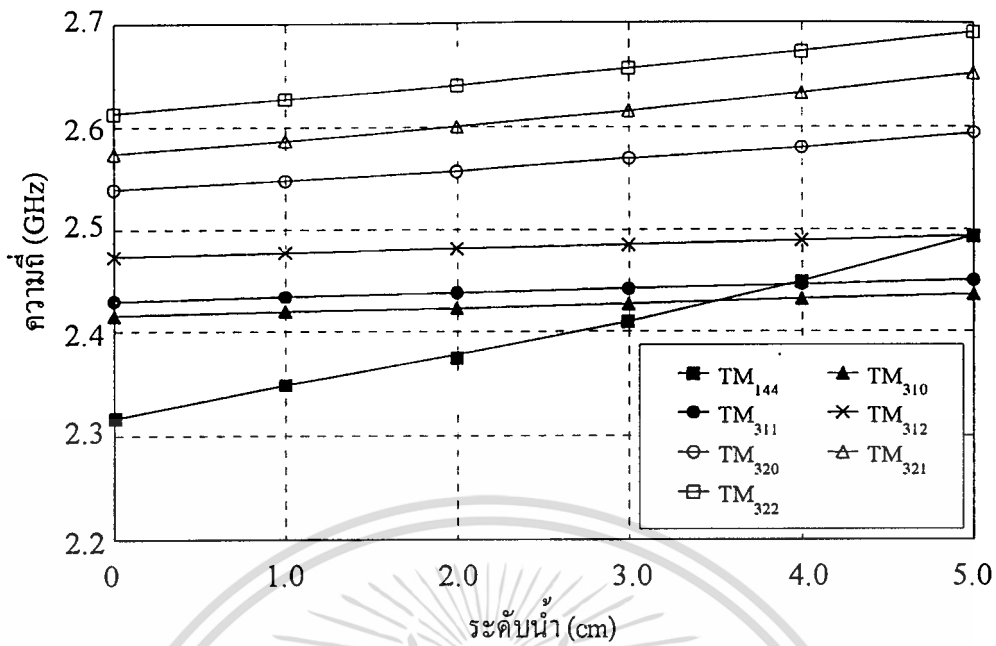
(จ) ระดับน้ำ 4.0 cm



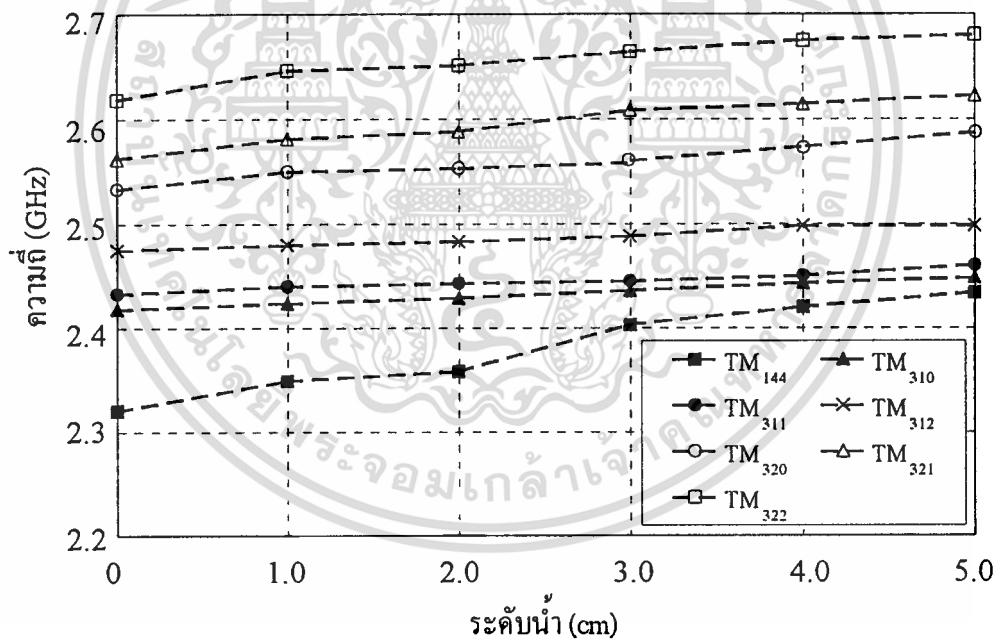
(ฉ) ระดับน้ำ 5.0 cm

รูปที่ 3.7 แสดงผลการวัดความถี่เรโซแนนซ์เมื่อเติมน้ำในโพรงระดับต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ผลการคำนวณโดยวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา



(ข) ผลการวัดจากโพรงคันแบบ

รูปที่ 3.8 แสดงการเปลี่ยนแปลงความถี่เรโซแนนซ์ของแบบแผนคลื่นต่อระดับน้ำภายในโพรง

ค่าของความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้จะถูกนำไปคำนวณค่าตัวประกอบคุณภาพอีกครั้ง เนื่องจากโพรงตัวนำมีรูปทรงเป็นที่เหลี่ยม และเมื่อกำหนดให้ภายในมีการกระจายสนามเป็นแบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวาง ดังนั้นค่าตัวประกอบคุณภาพตามวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีจึงเป็นไปตามสมการ (3.35) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพตามวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาสามารถคำนวณได้จากสมการ (3.35) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพตามวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาสามารถคำนวณได้จากสมการ (3.35) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพตามวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาสามารถคำนวณได้จากสมการ (3.35)

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การ (3.42) เพียงสมการเดียว เนื่องจากเป็นโครงสร้างที่ไม่มีวัตถุบรรจุอยู่ภายใน ผลการคำนวณค่าตัวประกอบคุณภาพด้วยหลักการของวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีและวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาในโพรงตัวนำสี่เหลี่ยมที่ไม่มีวัตถุบรรจุอยู่ภายในแสดงไว้ในตารางที่ 3.1 เมื่อวัสดุที่ใช้ในการสร้างโพรงคือแผ่นเหล็กที่มีค่าความนำเป็น $1.03 \times 10^7 \text{ S/m}$

สนามไฟฟ้าที่ตั้งฉากกับผนัง ขณะเมื่อเกิดการเรโซแนนซ์นั้นจะมีค่าเท่ากับสนามแม่เหล็กบนผนัง ซึ่งโดยวิธีการผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาแล้วสนามไฟฟ้าที่ตั้งฉากกับผนังทุกจุดจะถูกรวมค่ากลายเป็นสนามแม่เหล็กในแนวสัมผัสผนัง จากนั้นนำไปหาค่าตัวประกอบคุณภาพต่อไป

ตารางที่ 3.1 แสดงการเปรียบเทียบความถี่เรโซแนนซ์และตัวประกอบคุณภาพระหว่างผลจากวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎี, วิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาและผลการวัด ของโพรงตัวนำสี่เหลี่ยมว่างเปล่า

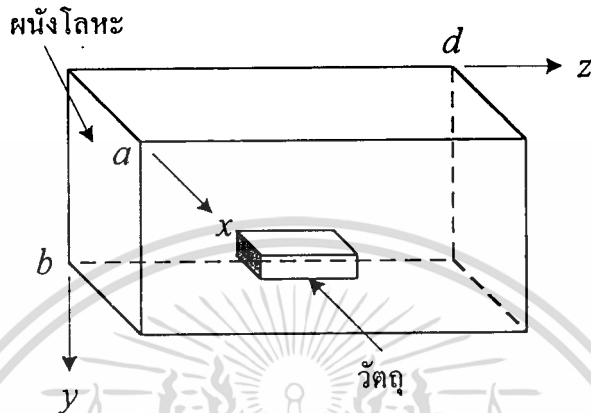
แบบแผนคลื่น	วิเคราะห์เชิงทฤษฎี		ผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา		ผลการวัด
	ความถี่(GHz)	ตัวประกอบคุณภาพ	ความถี่(GHz)	ตัวประกอบคุณภาพ	ความถี่(GHz)
TM ₁₄₄	2.340	29,265	2.334	26,456	2.320
TM ₃₁₀	2.417	25,874	2.416	21,359	2.418
TM ₃₁₁	2.432	22,669	2.430	22,618	2.433
TM ₃₁₂	2.474	22,865	2.473	20,858	2.475
TM ₃₂₀	2.559	24812	2.544	22,105	2.533
TM ₃₂₁	2.572	24,041	2.570	24,118	2.564
TM ₃₂₂	2.612	24,228	2.624	20,510	2.620

จากตารางที่ 3.1 พบว่าความถี่ที่ได้จากวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎี, วิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา และการทดลองมีค่าใกล้เคียงกัน แต่มีบางแบบแผนคลื่นที่ความถี่เรโซแนนซ์มีค่าแตกต่างกันออกไป โดยเฉพาะผลการวัดซึ่งอาจเกิดจากโครงสร้าง ไม่ว่าจะเป็นรอยต่อหรือพื้นผิวผนังที่อาจไม่เรียบสนิท สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพจากทั้งวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีและวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลานั้นมีความใกล้เคียงกันเช่นกัน อย่างไรก็ตามอาจมีบางแบบแผนคลื่นที่ค่าอาจแตกต่างออกไป แต่แนวโน้มก็ยังเป็นไปในแนวทางเดียวกัน

3.5.2 โพรงตัวนำสี่เหลี่ยมมีวัตถุบรรจุอยู่ภายใน

จากโครงสร้างของโพรงตัวนำสี่เหลี่ยมว่างเปล่าในหัวข้อที่ผ่านมา เมื่อบรรจุวัตถุไว้ภายในจะกลายเป็นโพรงตัวนำที่มีวัตถุบรรจุอยู่ภายใน ทั้งนี้เพื่อคำนวณหาและสังเกตตัวประกอบคุณภาพเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังรูปที่ 3.9 โดยกำหนดให้ก้อนวัตถุมีขนาดกว้าง 7.0 cm สูง 7.0 cm และยาว 7.0 cm มีค่าสภาพยอมเชิงซ้อนส่วนจริง (ϵ_r') เป็น 50 เหมือนกันตลอดทั้งก้อนหรือเป็นวัตถุที่มีความเป็นเอกพันธ์ (homogeneous) และแทนเจนต์การสูญเสียมีค่าเป็น $\sigma/\omega_0\epsilon_r'$ เมื่อ ω_0 คือความถี่เชิงมุมเรโซแนนซ์ และ σ คือค่าความนำภายในเนื้อวัตถุมีค่าเป็น 1.5



รูปที่ 3.9 แสดงโครงสร้างโพรงตัวนำสี่เหลี่ยมมีวัตถุบรรจุอยู่ภายใน

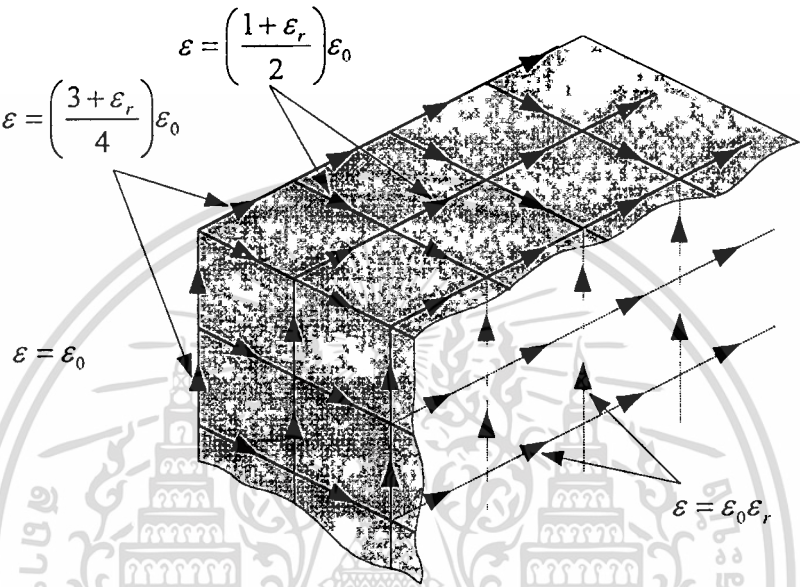
เนื่องจากโพรงตัวนำมีลักษณะเป็นสี่เหลี่ยม และกำหนดให้ภายในมีการกระจายสนามเป็นแบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวาง และบรรจุบางส่วนไว้ด้วยวัตถุดูดซับคลื่น ดังนั้นสามารถหาค่าตัวประกอบคุณภาพจากวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีได้ตามสมการ (3.35), (3.40) และ (3.41) อย่างไรก็ตามความถี่ที่ใช้ในการคำนวณค่าตัวประกอบคุณภาพยังคงต้องใช้ความถี่ที่ได้จากการคำนวณขณะเมื่อไม่มีวัตถุบรรจุอยู่ภายใน ผลการคำนวณค่าตัวประกอบคุณภาพตามวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีแสดงไว้ในตารางที่ 3.2

การจำลองวัตถุตามวิธีการของผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาแสดงไว้ดังรูปที่ 3.10 โดยตำแหน่งที่จะบ่งบอกก็คือสูญญากาศหรือเนื้อของวัตถุนั้น แสดงโดยกริดเซลล์ที่มีค่าสภาพยอมเป็น ϵ และความนำของวัตถุ σ ณ ตำแหน่งนั้น ๆ จากรูป บริเวณภายในก้อนวัตถุค่าสภาพยอมจะมีค่าเป็น $\epsilon_0\epsilon_r$ ส่วนบริเวณพื้นผิวของก้อนวัตถุจะได้ค่าสภาพยอมที่เป็นค่าเฉลี่ยระหว่างค่าสภาพยอมของอากาศและค่าสภาพยอมของตัวกลางในเนื้อวัตถุ ซึ่งมีค่าเป็น $(1 + \epsilon_r)\epsilon_0/2$ สำหรับบริเวณพื้นผิวเช่นกัน แต่เป็นบริเวณขอบของก้อนวัตถุจะได้ค่าสภาพยอมมีค่าเป็น $(3 + \epsilon_r)\epsilon_0/4$ โดยจะหมายความว่าค่าสภาพยอมดังกล่าวคือค่าเฉลี่ยระหว่างเนื้อของวัตถุ 1 ส่วน และเนื้อของตัวกลางที่เป็นอากาศ 3 ส่วน และบริเวณภายนอกก้อนวัตถุ จะได้ค่าสภาพยอมที่เป็นค่าสภาพยอมของสูญญากาศหรือ $\epsilon = \epsilon_0$ ซึ่งลักษณะของการพิจารณาค่าสภาพยอมนี้จะใช้กับค่าความนำของเนื้อวัตถุที่ตำแหน่งต่าง ๆ ด้วย

ตำแหน่งการวางก้อนวัตถุกำหนดให้อยู่ตรงกลางจากผนังด้านข้างของโพรงตัวนำทั้งหกด้าน หลังจากจำลองโครงสร้างตามวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาเสร็จเรียบร้อยแล้ว จึงทำการวิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมเพื่อคำนวณค่าตัวประกอบคุณภาพโดยใช้สมการ (3.42) เพื่อหาตัวประกอบคุณภาพที่เกิดจากการสูญเสียเนื่องจากผนังตัวนำและสมการ (3.43) เพื่อหาตัวประกอบคุณภาพที่เกิดจากการสูญเสียเนื่องจากตัวกลางที่บรรจุอยู่ภายใน แล้วรวมค่าที่ได้จากสมการทั้งสองตามสมการ (3.41) โดยใช้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้จากครั้งแรกเมื่อโพรงว่างเปล่า ผลการคำนวณค่าตัวประกอบคุณภาพด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาแสดงไว้ในตารางที่ 3.2



รูปที่ 3.10 แสดงการกำหนดค่าสภาพยอมบนก่อนวัตถุตามวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา

ตารางที่ 3.2 แสดงการเปรียบเทียบค่าตัวประกอบคุณภาพระหว่างผลจากวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีและวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาของโพรงตัวนำสี่เหลี่ยมที่มีวัตถุบรรจุอยู่ภายใน

แบบแผนคลื่น	วิเคราะห์เชิงทฤษฎี				ผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา			
	ความถี่ (GHz)	ตัวประกอบคุณภาพ			ความถี่ (GHz)	ตัวประกอบคุณภาพ		
		Q_c	Q_d	Q		Q_c	Q_d	Q
TM ₁₄₄	2.340	29,265	2,527	2,326	2.334	26,456	1,772	1,661
TM ₃₁₀	2.417	25,874	2,610	2,371	2.416	21,359	2,068	1,885
TM ₃₁₁	2.432	22,669	2,626	2,353	2.430	22,618	1,873	1,730
TM ₃₁₂	2.474	22,865	2,627	2,392	2.473	20,858	2,016	2,016
TM ₃₂₀	2.559	24,812	2,763	2,511	2.544	22,105	2,119	1,983
TM ₃₂₁	2.572	24,041	2,778	2,490	2.570	24,118	2,072	2,597
TM ₃₂₂	2.612	24,228	2,821	2,527	2.624	20,510	2,044	2,044

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการคำนวณค่าตัวประกอบคุณภาพที่ได้ในตารางที่ 3.2 พบว่าค่าตัวประกอบคุณภาพที่ได้จากวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีจะมีค่ามากกว่าวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาทั้งนี้เนื่องจากวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีคือการประมาณค่าซึ่งจากสมการที่ใช้ประมาณนั้นมีข้อแม้ว่าวัตถุดิบจะต้องเป็นก้อนกลมและมีขนาดใหญ่พอสมควร สำหรับการจำลองตามวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลานั้นเป็นเรื่องที่ยุ่งยากพอสมควรในการที่จะจำลองรูปทรงให้เป็นทรงกลม ดังนั้นเพื่อลดความยุ่งยาก การหาค่าตัวประกอบคุณภาพนี้จึงกำหนดให้เป็นเพียงทรงสี่เหลี่ยมเท่านั้น อย่างไรก็ตามจากผลของคำตอบที่ได้ พบว่ามีความแตกต่างกันเล็กน้อย

3.5 สรุป

การคำนวณหาค่าตัวประกอบคุณภาพตามวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาสามารถกระทำตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

(1) แทรกใส่พัลส์เข้าไปในโปรแกรมโซแนกซ์ด้วยพัลส์แบบเกาส์ จากนั้นทำการแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่อง (DFT) เพื่อหาความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) การแปลงจะเริ่มตั้งแต่การแทรกใส่พัลส์ เมื่อการวิ่งโปรแกรมสิ้นสุดลงก็จะสามารถทราบความถี่เรโซแนนซ์ได้ทันที

(2) ทำการวิ่งโปรแกรมอีกครั้ง โดยคราวนี้ในทุกขั้นของเวลาการวิ่งโปรแกรม ให้ทำการแปลงฟูริเยร์สนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าทุกจุดภายในโปรแกรมโซแนกซ์ ตามวิธีการแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่องดังนี้

$$E_{\text{DFT}}(i, j, k) = E_{\text{DFT}}(i, j, k) + E(i, j, k) \cdot \exp(-j\omega_r \cdot 2\pi f_r \cdot N \cdot \Delta t)$$

$$H_{\text{DFT}}(i, j, k) = H_{\text{DFT}}(i, j, k) + H(i, j, k) \cdot \exp(-j\omega_r \cdot 2\pi f_r \cdot N \cdot \Delta t)$$

เมื่อ $E_{\text{DFT}}(i, j, k)$ และ $H_{\text{DFT}}(i, j, k)$ คือค่าของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในการแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่องที่ตำแหน่ง (i, j, k) ตามลำดับ ส่วน $E(i, j, k)$ และ $H(i, j, k)$ คือสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในโดเมนเวลา, $j\omega_r$ คือสัญลักษณ์ที่บอกความเป็นเชิงซ้อน, f_r คือความถี่เรโซแนนซ์, N คือลำดับของขั้นเวลาและ Δt คือขั้นของเวลา

(3) ทำการคำนวณหาค่าตัวประกอบคุณภาพโดยใช้สมการ (3.42) หรือ (3.43)

จากผลของวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีในโครงสร้างโพรงตัวนำสี่เหลี่ยมเมื่อเทียบกับวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาไม่ว่าจะเป็นความถี่เรโซแนนซ์หรือตัวประกอบคุณภาพก็ตาม ทำให้ทราบว่าวิธีการแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาเป็นวิธีการคำนวณเชิงเลขที่ให้ผลแม่นยำ

ความถี่เรโซแนนซ์และค่าตัวประกอบคุณภาพสามารถหาได้โดยง่ายหากโครงสร้างของรูปทรงที่พิจารณาเป็นแบบง่ายเช่น รูปทรงของเรขาคณิต เป็นต้น แต่หากรูปทรงที่พิจารณามีความซับซ้อน การวิเคราะห์ด้วยวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีคงไม่ใช่วิธีที่ทำได้ง่ายนัก ดังนั้นวิธีการคำนวณเชิง

เลขจึงเป็นทางเลือกหนึ่งที่สามารถนำมาใช้ได้ แอปพลิเคชันที่จะสร้างต้องมีการออกแบบเสียก่อนแน่นอนว่าโครงสร้างต้องมีความซับซ้อนทั้งนี้เพราะต้องการให้มีความเป็นไปได้และตรงกับความต้องการในการนำไปใช้งานจริง การจำลองทางทฤษฎีได้ขีมีวัตถุประสงค์เพื่อหาคุณสมบัติของคลื่นภายใน มีความจำเป็นที่จะต้องมีการขึ้นเสียก่อน เมื่อวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาเป็นวิธีการคำนวณที่ให้ผลเป็นที่น่าพอใจ ใกล้เคียงกับผลการคำนวณแบบเชิงวิเคราะห์ หากแต่ยากกว่าในรูปแบบของการคำนวณเพื่อที่จะให้ได้มาซึ่งคำตอบ ดังนั้นจึงสามารถนำเอาวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลานี้มาประยุกต์ใช้กับการออกแบบแอปพลิเคชันได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ท่อนำคลื่นที่มีการสูญเสีย

4.1 กล่าวนำ

ในอุตสาหกรรมที่ใช้คลื่นไมโครเวฟ ลักษณะการใช้งานส่วนใหญ่จะเป็นแบบล่อเลียนสายพาน เพื่อลำเลียงวัตถุผ่านบริเวณการแพร่กระจายคลื่นกำลังงานสูงอย่างต่อเนื่อง ทั้งนี้เพื่อต้องการปริมาณการผลิตจำนวนมาก ดังนั้นระบบการให้ความร้อนด้วยคลื่นไมโครเวฟดังกล่าวจะต้องมีช่องเปิดสำหรับเป็นทางให้วัตถุเคลื่อนเข้า-ออกอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ ซึ่งทางเข้า-ออกนี้คลื่นไมโครเวฟอาจลอดผ่านออกมาได้หากไม่มีการจัดการที่ดี ซึ่งอาจเป็นอันตรายแก่ผู้ใช้งานและสิ่งแวดล้อมบริเวณใกล้เคียงได้ แนวทางป้องกันคือการพยายามหาวิธีลดทอนกำลังงานคลื่นที่จะแพร่กระจายออกมาให้ได้มากที่สุด เพื่อความปลอดภัยจากคลื่นไมโครเวฟกำลังงานสูงนี้ในระดับหนึ่ง [4]

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงท่อนำคลื่นที่ได้ออกแบบไว้สำหรับใช้ลดทอนกำลังงานคลื่นด้วยการวิเคราะห์เชิงทฤษฎี จากนั้นทำการจำลองท่อนำคลื่นดังกล่าวด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา โดยกำหนดให้เงื่อนไขการวิเคราะห์ทั้งสองเป็นแบบเดียวกัน แล้วทำการเปรียบเทียบผลการคำนวณจากค่าการส่งผ่านและค่าการสูญเสียย้อนกลับ ซึ่งค่าทั้งสองเป็นสิ่งที่บ่งบอกได้ว่าคลื่นสามารถผ่านไปได้หรือสะท้อนกลับในอัตราส่วนเท่าไร เมื่อภายในท่อนำคลื่นที่วิเคราะห์นี้ถูกกำหนดให้มีช่วงที่เป็นลูกฟูกซึ่งเชื่อว่าจะสามารถกักขังคลื่นในช่วงความถี่ที่ได้ออกแบบไว้หรือมีคุณลักษณะเป็นตัวกรองสัญญาณนั่นเอง ผลของวิธีเชิงเลขแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาและวิธีเชิงวิเคราะห์ที่ได้ จะถูกเปรียบเทียบกับผลการทดลองอีกครั้งหนึ่ง

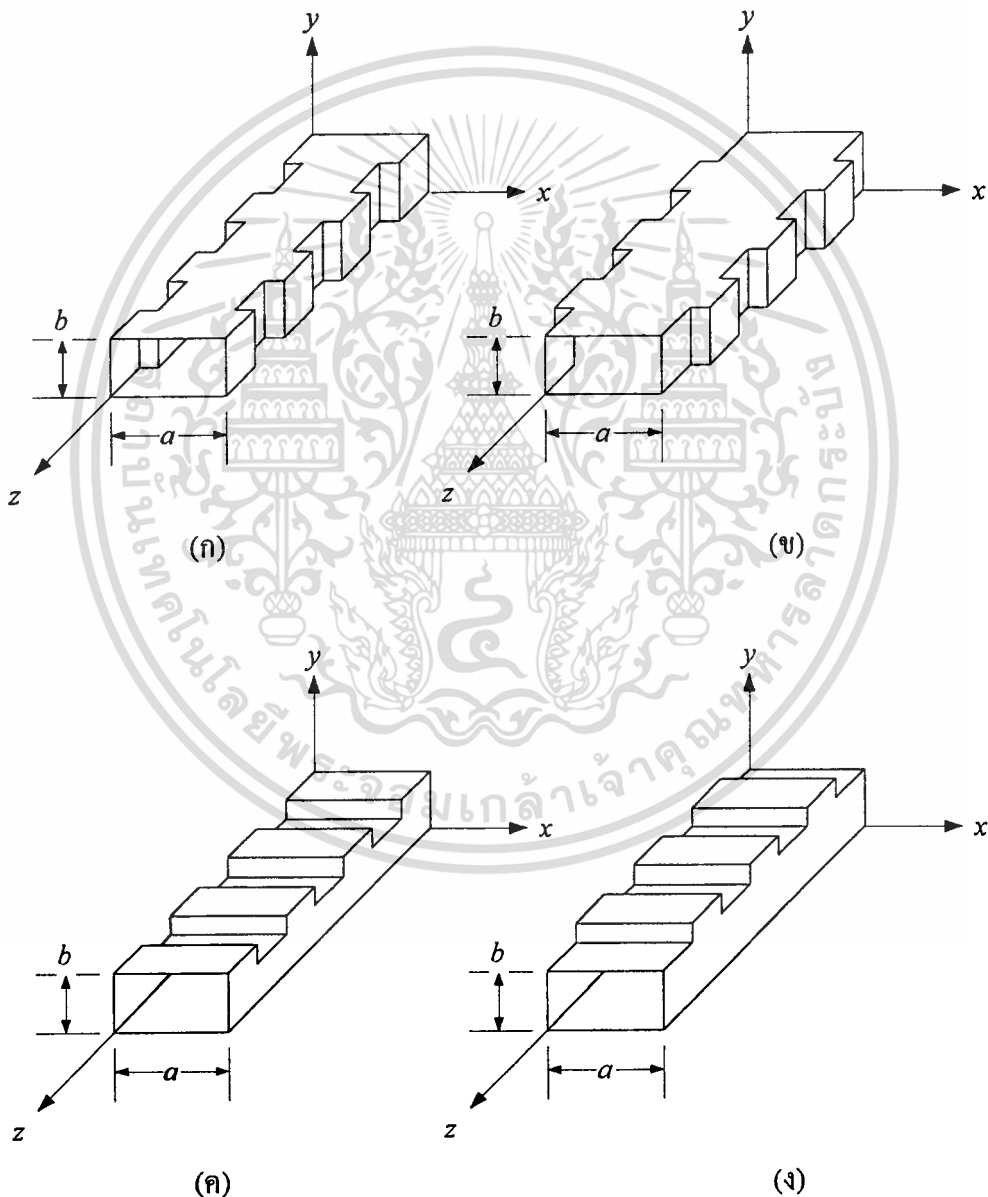
4.2 ระบบโซ้ค

การออกแบบระบบป้องกันคลื่นรั่วของการให้ความร้อนแก่วัตถุด้วยคลื่นไมโครเวฟถือว่ามีความสำคัญในแง่ของความปลอดภัยขณะปฏิบัติงาน การควบคุมการไหลรั่วของคลื่นสามารถทำได้หลายวิธี แบ่งออกเป็นสองประเภทใหญ่ ๆ คือการใช้วัตถุดูดซับกำลังงานและการสะท้อนกำลังงานกลับเข้าไปในระบบ ในทางปฏิบัติสามารถใช้ทั้งสองประเภทนี้ร่วมกันได้ โดยที่การสะท้อนกำลังงานกลับเข้าไปในระบบมักใช้สำหรับทางเข้าออกที่ขนาดของวัตถุลำเลียงไม่โตมากเกินไป มิเช่นนั้นแล้วจะต้องใช้วัตถุดูดซับคลื่นไมโครเวฟเข้าช่วย ในที่นี้จะกล่าวถึงเพียงวิธีแอคทีฟโซ้ค ซึ่งจัดอยู่ในประเภทการควบคุมการไหลรั่วของคลื่นแบบสะท้อนกำลังงานกลับ ที่โครงสร้างมีลักษณะเป็นท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก

ท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกในที่นี้คือท่อนำคลื่นหน้าตัดรูปสี่เหลี่ยมที่ภายในท่อนี้มีความไม่ต่อ

เนื่องกล่าวคือ มีผนังท่อนบางส่วนยื่นเข้าไปภายในหรือโผล่พ้นออกมาภายนอกจากแนวของท่อนอย่างสม่ำเสมอ กล่าวคือ มีผนังท่อนบางส่วนยื่นเข้าไปภายในหรือโผล่พ้นออกมาภายนอกจากแนวของท่อนอย่างสม่ำเสมอ กล่าวคือ มีผนังท่อนบางส่วนยื่นเข้าไปภายในหรือโผล่พ้นออกมาภายนอกจากแนวของท่อนอย่างสม่ำเสมอ

เป็นระเบียบหลายส่วนเรียงต่อเนื่องกันไป หรืออาจเรียกโครงสร้างแบบนี้ว่าโครงสร้างแบบเป็นคาบ (Periodic Structure) ก็ได้ ซึ่งเป็นที่รู้จักกันดีในการนำไปใช้ออกแบบวงจรองสัญญาณดังรูปที่ 4.1 โดยท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมปกติจะมีขนาด กว้าง a สูง b ในแนวแกน x และ y และทอดยาวไปตามแกน z ดังรูปที่ 4.1 โดยรูปที่ 4.1 (ก) และ (ข) จะถูกเรียกว่าเป็นชั้นระนาบสนามแม่เหล็ก (H-Plane) เนื่องจากในการคำนวณส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กจะถูกลดทอน ส่วนรูปที่ 4.1 (ค) และ (ง) เรียกว่าชั้นระนาบสนามไฟฟ้า (E-Plane) เนื่องจากส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าจะถูกลดทอน

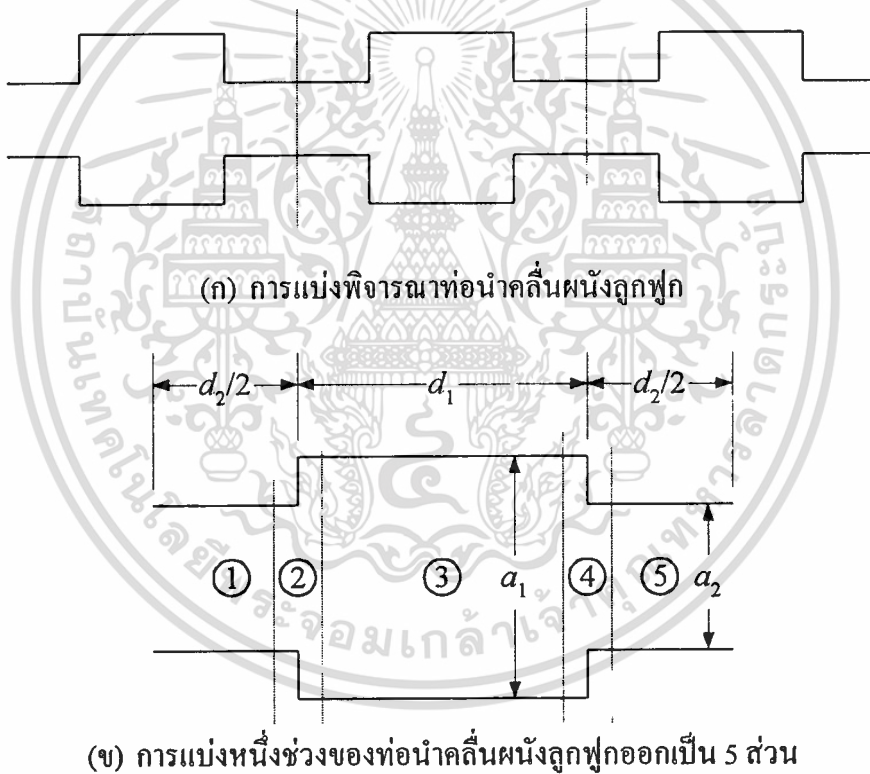


รูปที่ 4.1 แสดงโครงสร้างท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก (ก) และ (ข) ชั้นระนาบสนามแม่เหล็ก
(ค) และ (ง) ชั้นระนาบสนามไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.1 ท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกโหลลดด้านข้าง

การวิเคราะห์ท่อนำคลื่นที่มีความไม่ต่อเนื่องในแนวนอนหรือการกรองสนามแม่เหล็ก แสดงไว้ในรูปที่ 4.2 ซึ่งเป็นมุมมองใน 2 มิติจากรูปที่ 4.1 (ก) หรือ (ข) โดยที่ท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก 1 ช่วงความไม่ต่อเนื่องในรูปที่ 4.2 (ก) ถูกแบ่งออกเป็น 5 ส่วน ดังรูปที่ 4.2 (ข) เมื่อส่วนที่ 1 และ 5 พิจารณาว่าเป็นท่อนำคลื่นที่มีความกว้าง a_2 สม่่าเสมอไปตลอดช่วง d_2 ท่อนำคลื่นในส่วนที่ 3 จะถูกพิจารณาเหมือนดังเช่นช่วงที่ 1 และ 5 ต่างกันที่จะเป็นท่อนำคลื่นที่มีความกว้างสม่ำเสมอ a_1 ตลอดทั้ง ช่วง d_1 สำหรับส่วนที่ 2 และ 4 นั้นคือรอยต่อระหว่างท่อนำคลื่นระหว่างสองท่อนำคลื่นที่หน้าตัดไม่เท่ากัน การพิจารณาจะสมมติให้ท่อนำคลื่นแต่ละส่วนแทนด้วยโครงข่ายของสายส่งที่มีการสูญเสียกำลังงาน [28] ซึ่งจะมีคลื่นเดินทางตกกระทบและสะท้อนกลับระหว่างแต่ละโครงข่ายสายส่งนั้น ดังรูปที่ 4.2 (ค)



รูปที่ 4.2 แสดงการแบ่งพิจารณาท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก 1 ช่วงความไม่ต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.2 (ค) β และ Z คือค่าคงตัวทางเฟสและค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ตามลำดับ โดยที่ β สามารถหาได้จาก

$$\beta = \sqrt{\omega^2 \mu \varepsilon - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (4.1ก)$$

เมื่อ ω คือความถี่เชิงมุม μ และ ε คือค่าความซึมซาบได้และค่าสภาพยอมของตัวกลางภายในท่อนำคลื่น ตามลำดับ m และ n คือเลขจำนวนเต็มที่แสดงถึงแบบแผนคลื่นในท่อนำคลื่นหน้าตัดรูปสี่เหลี่ยม ในขณะที่ a และ b คือขนาดของท่อนำคลื่น และ Z สามารถหาได้จาก

$$Z = \frac{\omega\mu}{\beta} \quad (4.1ข)$$

หลังจากทำการแบ่งท่อนำคลื่นเป็นส่วน ๆ ดังรูปที่ 4.2 (ค) แล้ว สามารถแยกพิจารณาได้ดังนี้

ส่วนที่ 1 คือการแพร่กระจายคลื่นผ่านโครงข่ายหมายเลข 1 แสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$c_{12}^+ = c_1^+ \exp\left(-\frac{\gamma d_2}{2}\right) \quad (4.2ก)$$

$$c_{12}^- = c_1^- \exp\left(\frac{\gamma d_2}{2}\right) \quad (4.2ข)$$

โดยที่ c_1^+ คือคลื่นที่เดินทางตกกระทบโครงข่ายหมายเลข 1, c_1^- คือคลื่นที่สะท้อนกลับออกไปจากโครงข่ายหมายเลข 1, c_{12}^+ คือคลื่นที่เดินทางออกไปจากโครงข่ายหมายเลข 1 และเดินทางต่อไปตกกระทบโครงข่ายหมายเลข 2, c_{12}^- คือคลื่นที่เดินทางสะท้อนกลับมาจากโครงข่ายหมายเลข 2 แล้วมาตกกระทบโครงข่ายหมายเลข 1 และตัวแปร γ คือค่าคงตัวการแพร่กระจายที่สามารถหาได้จาก $\alpha + j\beta$ เมื่อ α คือค่าคงตัวการลดทอน แต่เนื่องจากการคำนวณจะพิจารณาเฉพาะการเดินทางของคลื่นเท่านั้น ดังนั้นโครงข่ายสายส่งจึงไม่มีการลดทอน ส่งผลทำให้ $\gamma = j\beta$ เพราะฉะนั้นสมการ (4.2) จึงสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$c_{12}^+ = c_1^+ \exp\left(-\frac{j\beta_2 d_2}{2}\right) \quad (4.3ก)$$

$$c_{12}^- = c_1^- \exp\left(\frac{j\beta_2 d_2}{2}\right) \quad (4.3ข)$$

หรือเขียนในรูปของเมตริกซ์ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} c_1^+ \\ c_1^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp\left(\frac{j\beta_2 d_2}{2}\right) & 0 \\ 0 & \exp\left(\frac{-j\beta_2 d_2}{2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{12}^+ \\ c_{12}^- \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

ส่วนที่ 2 เมื่อกระแสและศักดาไฟฟ้าระหว่างรอยต่อของโครงข่ายหมายเลข 2 และ 3 ต่อเนื่องกัน ดังนั้นจะได้รับความสัมพันธ์ของกระแสเป็น [29]

$$\frac{1}{\sqrt{z_2}}(c_{12}^+ - c_{12}^-) = \frac{1}{\sqrt{z_1}}(c_{23}^+ - c_{23}^-), \quad \sqrt{z_1}(c_{12}^+ - c_{12}^-) = \sqrt{z_2}(c_{23}^+ - c_{23}^-) \quad (4.5ก)$$

และศักดาไฟฟ้าเป็น

$$\sqrt{z_2}(c_{12}^+ + c_{12}^-) = \sqrt{z_1}(c_{23}^+ + c_{23}^-) \quad (4.5ข)$$

โดยที่ c_{23}^+ คือคลื่นที่เดินทางตกกระทบโครงข่ายหมายเลข 3 และ c_{23}^- คือคลื่นที่สะท้อนกลับออกมาจากโครงข่ายหมายเลข 3 จากนั้นคูณสมการ (4.5ก) ด้วย $\sqrt{z_2}$ และสมการ (4.5ข) ด้วย $\sqrt{z_1}$ จะได้ผลรวมจากสมการ (4.5ก) และ (4.5ข) เป็น

$$c_{12}^+ = \frac{(z_1 + z_2)}{2\sqrt{z_1 z_2}} c_{23}^+ + \frac{(z_1 - z_2)}{2\sqrt{z_1 z_2}} c_{23}^- \quad (4.6ก)$$

และได้ผลต่างเป็น

$$c_{12}^- = \frac{(z_1 - z_2)}{2\sqrt{z_1 z_2}} c_{23}^+ + \frac{(z_1 + z_2)}{2\sqrt{z_1 z_2}} c_{23}^- \quad (4.6ข)$$

เขียนในรูปของเมตริกซ์จากสมการ (4.6ก) และ (4.6ข) ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} c_{12}^+ \\ c_{12}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(z_1 + z_2)}{2\sqrt{z_1 z_2}} & \frac{(z_1 - z_2)}{2\sqrt{z_1 z_2}} \\ \frac{(z_1 - z_2)}{2\sqrt{z_1 z_2}} & \frac{(z_1 + z_2)}{2\sqrt{z_1 z_2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{23}^+ \\ c_{23}^- \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

ส่วนที่ 3 สามารถพิจารณาได้เช่นเดียวกับส่วนที่ 1 ดังนั้นสมการในรูปเมตริกซ์ของโครงข่ายหมายเลข 3 จึงเขียนได้เป็น

$$\begin{bmatrix} c_{23}^+ \\ c_{23}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp(j\beta_1 d_1) & 0 \\ 0 & \exp(-j\beta_1 d_1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} c_{34}^+ \\ c_{34}^- \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

โดยที่ c_{34}^+ คือคลื่นที่เดินทางตกกระทบโครงข่ายหมายเลข 4 และ c_{34}^- คือคลื่นที่สะท้อนกลับออกมาจากโครงข่ายหมายเลข 4

ส่วนที่ 4 สามารถพิจารณาได้เช่นเดียวกับโครงข่ายที่ 2 ได้สมการในรูปของเมตริกซ์ดังนี้

$$\begin{bmatrix} c_{34}^+ \\ c_{34}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(z_1 + z_2)}{2\sqrt{z_1 z_2}} & \frac{(z_2 - z_1)}{2\sqrt{z_1 z_2}} \\ \frac{(z_2 - z_1)}{2\sqrt{z_1 z_2}} & \frac{(z_1 + z_2)}{2\sqrt{z_1 z_2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} c_{45}^+ \\ c_{45}^- \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

โดยที่ c_{45}^+ คือคลื่นที่เดินทางตกกระทบโครงข่ายหมายเลข 5 และ c_{45}^- คือคลื่นที่สะท้อนกลับออกมาจากโครงข่ายหมายเลข 5

ส่วนที่ 5 สามารถพิจารณาได้ในลักษณะเช่นเดียวกับโครงข่ายส่วนที่ 1 จะได้สมการในรูปของเมตริกซ์ดังนี้

$$\begin{bmatrix} c_{45}^+ \\ c_{45}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp\left(\frac{j\beta_2 d_2}{2}\right) & 0 \\ 0 & \exp\left(\frac{-j\beta_2 d_2}{2}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} c_2^+ \\ c_2^- \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

โดยที่ c_2^+ คือคลื่นที่เดินทางออกจากโครงข่ายหมายเลข 5 และ c_2^- คือคลื่นที่สะท้อนกลับเข้าไปในโครงข่าย 5

เมื่อได้เมตริกซ์ความสัมพันธ์ของทั้ง 5 ส่วน สำหรับท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก 1 ช่วงความไม่ต่อเนื่องแล้ว จากนั้นนำเมตริกซ์ทั้ง 5 คูณเข้าด้วยกัน เมื่อการคูณเมตริกซ์คือการต่อแคสเคดนั่นเอง ดังนั้นจากสมการ (4.4), (4.7), (4.8), (4.9) และ (4.10) สามารถเขียนในรูปของการคูณเมตริกซ์ได้เป็น [29, 30]

$$\begin{bmatrix} c_1^+ \\ c_1^- \end{bmatrix} = [(1)(2)(3)(4)(5)] \cdot \begin{bmatrix} c_2^- \\ c_2^- \end{bmatrix} \quad (4.11ก)$$

เมื่อ (1), (2), (3), (4) และ (5) แทนเมตริกซ์หมายเลขต่าง ๆ ดังกล่าว ทำการแก้สมการโดยแทนเมตริกซ์ [(1)(2)(3)(4)(5)] ด้วยเมตริกซ์ [A] ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A = (1)(2)(3) \begin{bmatrix} \frac{(z_1 + z_2)}{2\sqrt{z_1 z_2}} \exp\left(\frac{j\beta_2 d_2}{2}\right) & \frac{(z_2 - z_1)}{2\sqrt{z_1 z_2}} \exp\left(-\frac{j\beta_2 d_2}{2}\right) \\ \frac{(z_2 - z_1)}{2\sqrt{z_1 z_2}} \exp\left(\frac{j\beta_2 d_2}{2}\right) & \frac{(z_1 + z_2)}{2\sqrt{z_1 z_2}} \exp\left(-\frac{j\beta_2 d_2}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (4.11\text{ห})$$

$$A = (1)(2) \begin{bmatrix} \frac{(z_1 + z_2)}{2\sqrt{z_1 z_2}} \cdot e^{j\beta_2 d_2 / 2} \cdot e^{j\beta_1 d_1} & \frac{(z_2 - z_1)}{2\sqrt{z_1 z_2}} \cdot e^{-j\beta_2 d_2 / 2} \cdot e^{j\beta_1 d_1} \\ \frac{(z_2 - z_1)}{2\sqrt{z_1 z_2}} \cdot e^{j\beta_2 d_2 / 2} \cdot e^{-j\beta_1 d_1} & \frac{(z_1 + z_2)}{2\sqrt{z_1 z_2}} \cdot e^{-j\beta_2 d_2 / 2} \cdot e^{-j\beta_1 d_1} \end{bmatrix} \quad (4.11\text{ค})$$

$$A = (1) \begin{bmatrix} \frac{(z_1 + z_2)^2}{4z_1 z_2} \cdot e^{j\beta_2 d_2 / 2} \cdot e^{j\beta_1 d_1} & \frac{(z_1 + z_2)(z_2 - z_1)}{4z_1 z_2} \cdot e^{-j\beta_2 d_2 / 2} \cdot e^{j\beta_1 d_1} \\ + \frac{(z_1 - z_2)(z_2 - z_1)}{4z_1 z_2} \cdot e^{j\beta_2 d_2 / 2} \cdot e^{-j\beta_1 d_1} & + \frac{(z_1 - z_2)(z_1 + z_2)}{4z_1 z_2} \cdot e^{-j\beta_2 d_2 / 2} \cdot e^{-j\beta_1 d_1} \\ \frac{(z_1 + z_2)(z_2 - z_1)}{4z_1 z_2} \cdot e^{j\beta_2 d_2 / 2} \cdot e^{j\beta_1 d_1} & \frac{(z_1 - z_2)(z_2 - z_1)}{4z_1 z_2} \cdot e^{-j\beta_2 d_2 / 2} \cdot e^{j\beta_1 d_1} \\ + \frac{(z_1 + z_2)(z_2 - z_1)}{4z_1 z_2} \cdot e^{j\beta_2 d_2 / 2} \cdot e^{-j\beta_1 d_1} & + \frac{(z_1 + z_2)^2}{4z_1 z_2} \cdot e^{-j\beta_2 d_2 / 2} \cdot e^{-j\beta_1 d_1} \end{bmatrix} \quad (4.11\text{ง})$$

$$A = \begin{bmatrix} \left\{ \begin{array}{l} \frac{(z_1 + z_2)^2}{4z_1 z_2} \cdot e^{j\beta_1 d_1} \\ - \frac{(z_1 - z_2)^2}{4z_1 z_2} \cdot e^{-j\beta_1 d_1} \end{array} \right\} \cdot e^{-j\beta_2 d_2} & - \frac{(z_1^2 - z_2^2)}{4z_1 z_2} \cdot e^{j\beta_1 d_1} + \frac{(z_1^2 - z_2^2)}{4z_1 z_2} \cdot e^{-j\beta_1 d_1} \\ \frac{(z_1^2 - z_2^2)}{4z_1 z_2} \cdot e^{j\beta_1 d_1} - \frac{(z_1^2 - z_2^2)}{4z_1 z_2} \cdot e^{-j\beta_1 d_1} & \left\{ \begin{array}{l} - \frac{(z_1 - z_2)^2}{4z_1 z_2} \cdot e^{j\beta_1 d_1} \\ + \frac{(z_1 + z_2)^2}{4z_1 z_2} \cdot e^{-j\beta_1 d_1} \end{array} \right\} \cdot e^{-j\beta_2 d_2} \end{bmatrix} \quad (4.11\text{จ})$$

กำหนดให้ $\begin{bmatrix} c_1^+ \\ c_1^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} c_2^+ \\ c_2^- \end{bmatrix}$ ดังนั้นจะได้

$$A_{11} = e^{j\beta_2 d_2} \cdot \frac{1}{4z_1 z_2} \left[z_1^2 (e^{j\beta_1 d_1} - e^{-j\beta_1 d_1}) + z_2^2 (e^{j\beta_1 d_1} - e^{-j\beta_1 d_1}) + 2z_1 z_2 (e^{j\beta_1 d_1} + e^{-j\beta_1 d_1}) \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

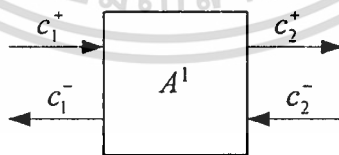
$$\begin{aligned}
&= (\cos \beta_2 d_2 + j \sin \beta_2 d_2) \left[\cos \beta_1 d_1 + \frac{1}{2} j \left(\frac{z_1}{z_2} + \frac{z_2}{z_1} \right) \sin \beta_1 d_1 \right] \\
&= \left[\cos \beta_1 d_1 \cos \beta_2 d_2 - \frac{1}{2} \left(\frac{z_1}{z_2} + \frac{z_2}{z_1} \right) \sin \beta_1 d_1 \sin \beta_2 d_2 \right] \\
&\quad + j \left[\cos \beta_1 d_1 \sin \beta_2 d_2 + \frac{1}{2} \left(\frac{z_1}{z_2} + \frac{z_2}{z_1} \right) \sin \beta_1 d_1 \cos \beta_2 d_2 \right] \quad (4.12)
\end{aligned}$$

$$A_{12} = \frac{(z_1^2 - z_2^2)}{4z_1 z_2} [-e^{j\beta_1 d_1} + e^{-j\beta_1 d_1}] = -\frac{1}{2} j \left(\frac{z_1}{z_2} - \frac{z_2}{z_1} \right) \sin \beta_1 d_1 \quad (4.13)$$

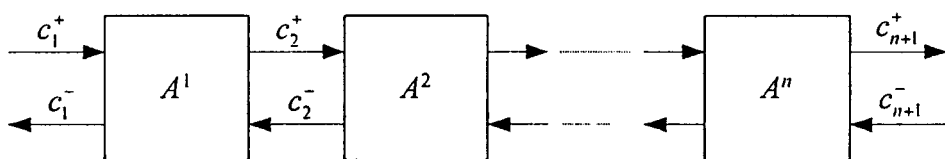
$$A_{21} = \frac{(z_1^2 - z_2^2)}{4z_1 z_2} [e^{j\beta_1 d_1} - e^{-j\beta_1 d_1}] = \frac{1}{2} j \left(\frac{z_1}{z_2} - \frac{z_2}{z_1} \right) \sin \beta_1 d_1 \quad (4.14)$$

$$\begin{aligned}
A_{22} &= e^{-j\beta_2 d_2} \cdot \frac{1}{4z_1 z_2} [z_1^2 (-e^{j\beta_1 d_1} + e^{-j\beta_1 d_1}) + z_2^2 (-e^{j\beta_1 d_1} + e^{-j\beta_1 d_1}) + 2z_1 z_2 (e^{j\beta_1 d_1} + e^{-j\beta_1 d_1})] \\
&= (\cos \beta_2 d_2 - j \sin \beta_2 d_2) \left[\cos \beta_1 d_1 - \frac{1}{2} j \left(\frac{z_1}{z_2} + \frac{z_2}{z_1} \right) \sin \beta_1 d_1 \right] \\
&= \left[\cos \beta_1 d_1 \cos \beta_2 d_2 - \frac{1}{2} \left(\frac{z_1}{z_2} + \frac{z_2}{z_1} \right) \sin \beta_1 d_1 \sin \beta_2 d_2 \right] \\
&\quad - j \left[\cos \beta_1 d_1 \sin \beta_2 d_2 + \frac{1}{2} \left(\frac{z_1}{z_2} + \frac{z_2}{z_1} \right) \sin \beta_1 d_1 \cos \beta_2 d_2 \right] \quad (4.15)
\end{aligned}$$

การแก้สมการจะได้สมการสำหรับโครงข่ายแบบ 2 พอร์ต สำหรับท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก 1 ช่วงความไม่ต่อเนื่องดังรูปที่ 4.3 (ก) แต่ท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกประกอบไปด้วยหลายช่วงความไม่ต่อเนื่อง ถ้ามีท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก n ช่วง จะสามารถแทนโครงข่ายที่ต่อกัน n โครงข่ายดังรูปที่ 4.3 (ข)



(ก) โครงข่ายท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก 1 ช่วงความไม่ต่อเนื่อง



(ข) โครงข่ายท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกโหลดไว้จำนวน n ช่วง

รูปที่ 4.3 แสดงการรวมท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกหลายช่วงความไม่ต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.3 (ข) สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้เป็น

$$A = A^1 \cdot A^2 \cdot A^3 \cdot \dots \cdot A^n \quad \text{หรือ} \quad A = \prod_{i=1}^n A' \quad (4.16)$$

เมื่อ A แทนด้วยเมตริกซ์ $\begin{bmatrix} \hat{A}_{11} & \hat{A}_{12} \\ \hat{A}_{21} & \hat{A}_{22} \end{bmatrix}$ หรือเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$c_1^+ = \hat{A}_{11} c_{n+1}^+ + \hat{A}_{12} c_{n+1}^- \quad (4.17ก)$$

$$c_1^- = \hat{A}_{21} c_{n+1}^+ + \hat{A}_{22} c_{n+1}^- \quad (4.17ข)$$

นำ $\hat{A}_{11}$ หารสมการ (4.17ก) ตลอดแล้วจัดสมการใหม่จะได้

$$c_{n+1}^+ = \left(\frac{1}{\hat{A}_{11}} \right) c_1^+ - \left(\frac{\hat{A}_{12}}{\hat{A}_{11}} \right) c_{n+1}^- \quad (4.18ก)$$

แทนสมการ (4.18ก) ลงในสมการ (4.17ข) จะได้

$$c_1^- = \left(\frac{\hat{A}_{21}}{\hat{A}_{11}} \right) c_1^+ + \left(\frac{1}{\hat{A}_{11}} \right) c_{n+1}^- \quad (4.18ข)$$

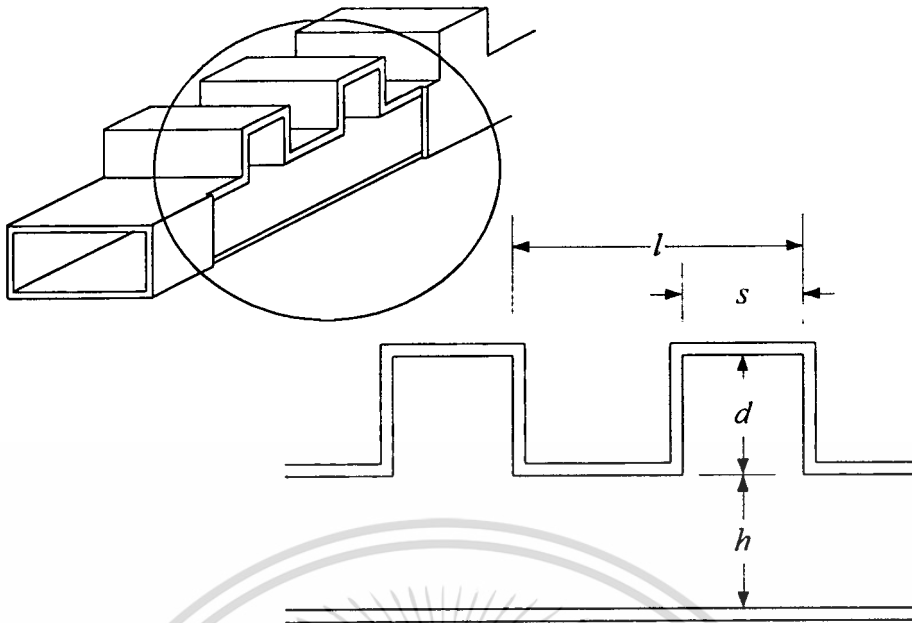
จากสมการ (4.18) เขียนเป็นเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} c_1^- \\ c_{n+1}^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\hat{A}_{21}}{\hat{A}_{11}} & \frac{1}{\hat{A}_{11}} \\ \frac{1}{\hat{A}_{11}} & -\frac{\hat{A}_{12}}{\hat{A}_{11}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} c_1^+ \\ c_{n+1}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} c_1^+ \\ c_{n+1}^- \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

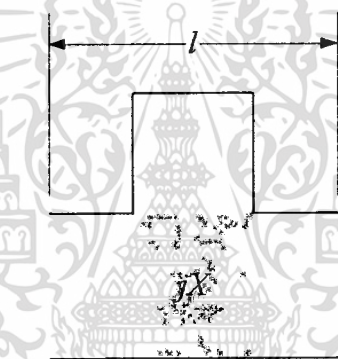
4.2.2 ท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกโหลดด้านบน

การวิเคราะห์ท่อนำคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กจากหัวข้อที่ผ่านมา จะมีความถูกต้องและรองรับสำหรับความไม่ต่อเนื่องของท่อนำคลื่นที่ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะแตกต่างกันหรือหน้าตัดท่อนำคลื่นด้านกว้างไม่เท่ากัน หรือในแบบแผนคลื่นลำดับสูงขึ้นไป (Higher Mode) สำหรับท่อนำคลื่นระนาบสนามไฟฟ้าแบบแผนคลื่นพื้นฐาน (TE_{10}) การจะพิจารณาเช่นเดียวกับท่อนำคลื่นระนาบสนามแม่เหล็กคงไม่ใช่วิธีการที่ถูกต้องนัก [27, 29, 32] ดังนั้นจึงได้มีการนำเสนอการพิจารณาในรูปแบบอื่นนอกเหนือไปจากนี้ [35, 36] เพื่อผลเฉลยของคำตอบที่เป็นจริงใกล้เคียงในทางปฏิบัติให้มากที่สุด โครงสร้างการพิจารณาเป็นดังรูปที่ 4.4

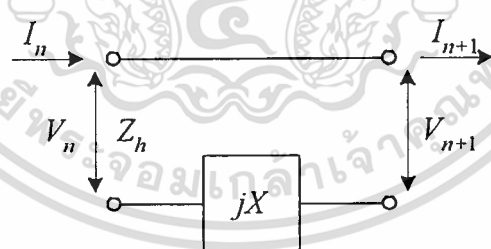
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกโหลดด้านบน



(ข) วงจรสมมูลหนึ่งหน่วยเซลล์



(ค) วงจรสมมูลหนึ่งหน่วยเซลล์ที่แทนด้วยรีแอคแตนซ์

รูปที่ 4.4 แสดงการพิจารณาท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกในคลื่นระนาบสนามไฟฟ้า

รูปที่ 4.4 (ก) คือท่อนำคลื่นกรงสัญญาณผนังลูกฟูกโหลดด้านบน ลักษณะเป็นคาบต่อแคสเคดกันไป l คือ ระยะห่างระหว่างแต่ละคาบ, s คือ ระยะห่างระหว่างลูกฟูก, d คือ ความสูงของลูกฟูก, h คือ ความสูงระหว่างผนังท่อนำคลื่นด้านล่างถึงลูกฟูก ซึ่งอาจมีค่าเท่ากับ b ท่อนำคลื่นดังกล่าวเป็นระบบท่อนำคลื่นปลายเปิดแบบแผนคลื่นพื้นฐาน (Fundamental Mode) และการวิเคราะห์โครงสร้างโดยปกติแล้ว จะอยู่บนพื้นฐานของแบบแผนคลื่นเดี่ยว (Monomode) ดังนั้นการนำเสนอเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะอยู่ในรูปของระนาบสนามไฟฟ้าที่เป็นการเชื่อมต่อแบบตัวที (T-Junction) เมื่อโครงสร้างถูกจำลองด้วยวงจรสมมูลย์โครงข่ายสายส่ง

การแบ่งโครงสร้างที่เรียงต่อกันเป็นคาบมาพิจารณาเพียงหนึ่งส่วน เป็นวงจรกรองสัญญาณสมมูลย์เพื่อใช้สำหรับหาค่าการลดทอนแสดงดังรูปที่ 4.4 (ข) การแพร่กระจายของคลื่นจาก n ไปยัง $n+1$ จะได้ความสัมพันธ์ของศักดา V และกระแส I ดังรูปที่ 4.4 (ค) เป็น

$$V_{n+1} = V_n e^{-\gamma l} \quad (4.20ก)$$

$$I_{n+1} = I_n e^{-\gamma l} \quad (4.20ข)$$

เมื่อ $e^{-\gamma l}$ คือ ปัจจัยการการแพร่กระจายคลื่น และ $\gamma = \alpha + j\beta$ คือ ค่าคงที่การแพร่กระจายคลื่น ซึ่งถ้าพิจารณาโครงสร้างแบบคาบในโดเมนของความถี่แล้วจะประกอบด้วยช่วงของความถี่แถบผ่าน (Pass Band) และแถบหยุด (Stop Band) โดยในย่านของแถบผ่าน $\alpha = 0$ ทำให้ $\gamma = j\beta$ สมการ (4.20) จึงสามารถเขียนได้เป็น

$$V_{n+1} = V_n e^{-j\beta l} \quad (4.21ก)$$

$$I_{n+1} = I_n e^{-j\beta l} \quad (4.21ข)$$

และในย่านของแถบหยุด $\beta = 0$ ทำให้ $\gamma = \alpha$ สมการ (4.20) จึงสามารถเขียนได้เป็น

$$V_{n+1} = V_n e^{-\alpha l} \quad (4.22ก)$$

$$I_{n+1} = I_n e^{-\alpha l} \quad (4.22ข)$$

ในโครงสร้างที่พิจารณาสามารถแทนความสัมพันธ์ด้วยเมตริกซ์สายส่ง [30] (Transmission Metrix) แบบ $ABCD$ ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

เมื่อ

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\cos kl - \frac{\bar{X}}{2} \sin kl \right) & j \left(\frac{\bar{X}}{2} \cos kl + \sin kl - \frac{\bar{X}}{2} \right) \\ j \left(\frac{\bar{X}}{2} \cos kl + \sin kl + \frac{\bar{X}}{2} \right) & \left(\cos kl - \frac{\bar{X}}{2} \sin kl \right) \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $\bar{X}$ คือ ค่ารีแอคแตนซ์สมมูลย์, k คือ ค่าคงที่ทางเฟสมีค่าเป็น $\omega_0 \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ ซึ่งจากสมการเมตริกซ์สายส่งที่มีการสูญเสียโดยทั่วไป

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l & Z_0 \sinh \gamma l \\ \frac{\sinh \gamma l}{Z_0} & \cosh \gamma l \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

โดยการเปรียบเทียบสมการ (4.24) และ (4.25) จะได้

$$\cosh \gamma l = \cos kl - \frac{\bar{X}}{2} \sin kl \quad (4.26)$$

จากสมการ (4.26) จะได้ความสัมพันธ์สำหรับย่านแถบหยุดเป็น

$$\cosh \alpha l = \left| \cos kl - \frac{\bar{X}}{2} \sin kl \right| > 1 \quad (4.27)$$

และสำหรับย่านแถบผ่านจะได้ความสัมพันธ์

$$\cosh \beta l = \left| \cos kl - \frac{\bar{X}}{2} \sin kl \right| < 1 \quad (4.28)$$

ย้อนกลับไปพิจารณารูปที่ 4.4 (ข) จะสมมติให้พื้นที่ได้ช่องว่างระหว่างลูกฟูกเป็นสายแถบแคบ (Strip Line) ที่มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเป็น Z_h ซึ่ง

$$Z_h = Z_0 (b - d) = Z_0 (h) \quad (4.29)$$

และช่องว่างระหว่างลูกฟูกจะถูกกลัดวงจร ทำให้กลายเป็นรีแอคแตนซ์ที่มีความสัมพันธ์ดังนี้

$$j\bar{X} = jZ_0 s \tan kd \quad (4.30)$$

แทนสมการ (4.30) ลงในสมการ (4.27) และจากความสัมพันธ์ในสมการ (4.29) ที่ $Z_h=1$ จะได้

$$\cosh \alpha l = \left| \cos kl - \frac{s}{2h} (\tan kd)(\sin kl) \right| > 1 \quad (4.31)$$

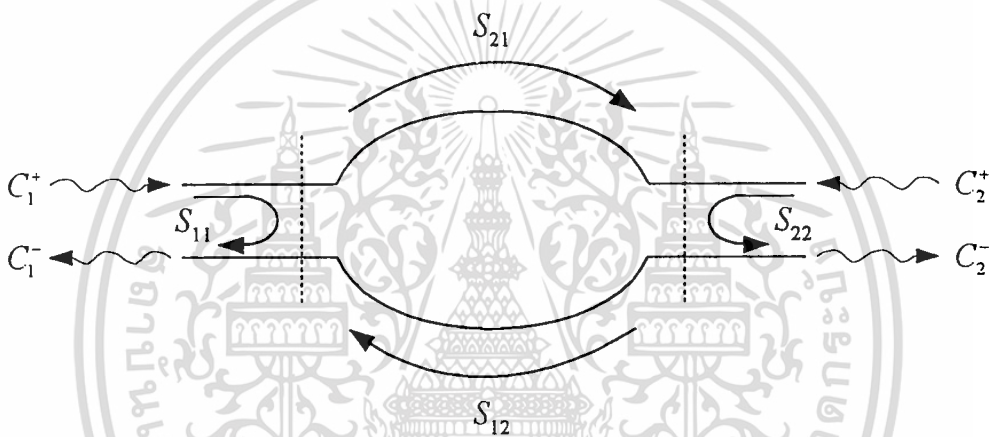
และแทนค่าลงในสมการ (4.28) จะได้

$$\cosh \beta l = \left| \cos kl - \frac{s}{2h} (\tan kd)(\sin kl) \right| < 1 \quad (4.32)$$

เอกสารสิทธิ์ที่ (4.31) และ (4.32) จะถูกนำไปใช้ในการออกแบบระบบต่อไปตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การสูญเสียย้อนกลับและส่งผ่าน

ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss) และค่าการสูญเสียการส่งผ่าน (Transmission Loss) จะเป็นตัวอธิบายถึงการลดลงของคลื่นไมโครเวฟ เมื่อเดินทางผ่านอุปกรณ์ไมโครเวฟ โดยขณะที่คลื่นเดินทางจากจุดหนึ่งไปสู่อีกจุดหนึ่งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กกระหว่างสองจุดจะไม่เท่ากัน ทำให้มีคลื่นบางส่วนเดินทางผ่านเข้าไปในอุปกรณ์ไมโครเวฟ และขณะเดียวกันคลื่นอีกส่วนหนึ่งจะสะท้อนกลับออกมายังจุดเดิม จึงทำให้เกิดอัตราส่วนระหว่างกำลังงานของคลื่นที่ส่งผ่านเข้าไปและกำลังงานของคลื่นที่สะท้อนกลับออกมาเป็นค่าการสูญเสียการส่งผ่านและค่าการสูญเสียย้อนกลับ ตามลำดับ ดังรูปที่ 4.5 ค่าการสูญเสียย้อนกลับและค่าการสูญเสียการส่งผ่านนิยมแสดงในหน่วยเดซิเบล โดยการแปลงจากหน่วยวัตต์ไปเป็นหน่วยเดซิเบล ด้วยการทำเป็นค่า $\log$ ฐาน 10



รูปที่ 4.5 แสดงแบบจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับและค่าการสูญเสียการส่งผ่าน

ดังนั้นจากสมการ (4.19) จะได้ค่าการสูญเสียย้อนกลับของคลื่นเป็น

$$R = \frac{c_1^-}{c_1^+} \quad \text{หรือ} \quad R = \frac{\hat{A}_{21}}{\hat{A}_{11}} \quad (4.33ก)$$

หรือในหน่วยเดซิเบลสามารถเขียนได้เป็น

$$20 \log_{10} R \quad (\text{dB}) \quad (4.33ข)$$

เมื่อแทน R เป็นค่าการสูญเสียย้อนกลับของคลื่นหรือ S_{11} นั้นเอง ในขณะเดียวกันจะได้ค่าการสูญเสียการส่งผ่านของคลื่นเป็น

$$T = \frac{c_{n+1}^+}{c_1^+} \quad \text{หรือ} \quad T = \frac{1}{\hat{A}_{11}} \quad (4.34ก)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือในหน่วยเดซิเบลสามารถเขียนได้เป็น

$$20\log_{10} T \quad (\text{dB}) \quad (4.34\text{ข})$$

เมื่อแทน T เป็นค่าการสูญเสียการส่งผ่านของคลื่นหรือ S_{21}

ค่าการสูญเสียย้อนกลับและส่งผ่านที่ได้จากสมการ (4.33) และ (4.34) สามารถนำไปใช้เป็นแนวทางในการออกแบบท่อนำคลื่นแบบโพลัดด้านข้าง ให้สามารถลดทอนกำลังงานคลื่นให้ได้มากที่สุด โดยการลดทอนจะขึ้นอยู่กับขนาดหน้าตัดของท่อนำคลื่น ขนาดความกว้างของลูกฟูก d_1 ช่วงห่างระหว่างแต่ละลูกฟูก d_2 เป็นสำคัญ

สำหรับท่อนำคลื่นแบบโพลัดด้านบนหรือท่อนำคลื่นที่เป็นระนาบสนามไฟฟ้าสมการที่ใช้สำหรับหาค่าการสูญเสียการส่งผ่านคือสมการที่ (4.31) และ (4.32) โดยการแก้สมการทั้งสองจะได้สมการสำหรับการออกแบบสร้าง ที่สามารถจะกำหนดขนาด หรือช่วงความถี่การลดทอนดังนี้ [4, 33]

$$\alpha \text{ (dB)} = 8.686 n \cosh^{-1} \left(\left| \cos \beta l - \frac{s}{2h} (\tan \beta d) (\sin \beta l) \right| \right) \quad (4.35)$$

สมการ (4.35) คือสมการลดทอนกำลังงานคลื่นที่มีหน่วยเป็นเดซิเบล ซึ่งสามารถบอกได้ว่าที่หนึ่งหน่วยคาบของโครงสร้างแบบคาบสามารถลดกำลังงานคลื่นได้ $8.686\alpha l'$ dB และเมื่อมี n คาบเรียงต่อกัน ก็จะสามารถลดทอนกำลังงานคลื่นได้ n เท่า เป็น $n8.686\alpha l'$ อย่างไรก็ตามการออกแบบโดยใช้สมการ (4.35) มีข้อแนะนำดังต่อไปนี้ [4] $h < 0.2\lambda_g$, $l = \lambda_g/4$, $d = \lambda_g/4$, $s = l - h$ เมื่อ λ_g คือ ความยาวคลื่นที่ผ่านตัวกลางในท่อนำคลื่น ทั้งนี้เพื่อประสิทธิภาพในการลดทอนที่ดี

การหาค่าการสูญเสียย้อนกลับในท่อนำคลื่นแบบระนาบสนามไฟฟ้า จะเป็นดังเช่นสมการ (4.33ก) ซึ่ง $\hat{A}_{21}$ สามารถหาได้จากสมการ (4.24) และ (4.25) ดังนี้

$$\sinh \gamma l = \frac{\bar{X}}{2} \cos kl + \sin kl \quad (4.36)$$

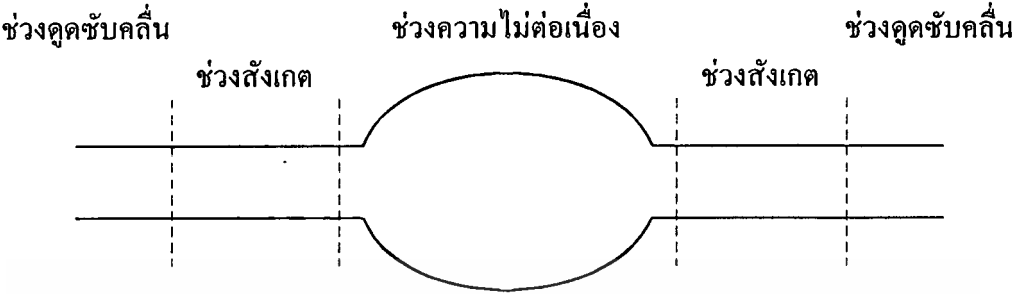
เมื่อแทนความสัมพันธ์ตามสมการ (4.29) และ (4.30) จะได้

$$\sinh \gamma l = \frac{s}{2h} (\tan kd) (\cos kl) + \sin kl \quad (4.37)$$

เมื่อหาสมการ (4.37) ด้วยสมการ (4.31) แล้ว จะสามารถหาการสูญเสียย้อนกลับได้ตามต้องการ ซึ่งจะเป็นส่วนกลับของค่าการสูญเสียการส่งผ่านนั่นเอง

4.4 การจำลองท่อนำคลื่น

โครงสร้างโดยรวมการจำลองท่อนำคลื่นตามวิธีผลต่างสปีบนี้องเชิงเวลาแสดงดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 แสดงโครงสร้างโดยรวมการจำลองท่อนำคลื่นแบบผลต่างสปีบนี้องเชิงเวลา

จากรูปที่ 4.6 โครงสร้างประกอบไปด้วยช่วงดูดซับคลื่น, ช่วงสังเกต, และช่วงความไม่ต่อเนื่อง โดยช่วงดูดซับคลื่นปรกติแล้วจะเป็นการจำลองบริเวณที่คลื่นสามารถเดินทางได้อย่างอิสระไม่มีสิ่งกีดขวาง ทั้งนี้เพื่อไม่ให้เกิดการสะท้อนกลับของคลื่นจากบริเวณดังกล่าว ท่อนำคลื่นที่พิจารณาหากเป็นช่องเปิดสองทาง บริเวณที่จะต้องจำลองด้วยช่วงดูดซับก็ต้องมีสองทางเช่นกัน ณ ตำแหน่งหัวและท้าย วิธีการจำลองช่วงดูดซับคลื่นที่เป็นที่นิยมนักมากที่สุดมีอยู่สองวิธีคือ แบบลำดับชั้นของ Mur และวิธีเงื่อนไขขอบเขตดูดกลืนแบบขั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์หรือ PML ซึ่งทั้งสองวิธีมีข้อดีและความได้เปรียบแตกต่างกันไปกล่าวคือ วิธีการของ Mur สามารถที่จะกำหนดเงื่อนไขการดูดซับได้กับกริดเซลล์แบบ Yee ได้เลย และสามารถจะแบ่งพื้นที่หรือปริมาตรการคำนวณออกเป็นสองส่วน, สี่ส่วน หรืออาจได้ถึงแปดส่วน หากโครงสร้างนั้นมีความสมมาตร แล้วทำการคำนวณเพียงส่วนเดียว ซึ่งจะช่วยให้ในเรื่องของความประหยัดเวลา และทรัพยากรในการวิ่งโปรแกรม อย่างไรก็ตาม แม้แต่วิธีการของ Mur นี้สามารถจะดูดซับหรือลดการสะท้อนกลับของคลื่นได้เพียง 40-50 dB เท่านั้นเอง ซึ่งในโครงสร้างปัญหาที่ต้องการความถี่ตอบสนองน้อย ๆ แล้ววิธีการแบบ Mur จะไม่เหมาะสม สำหรับวิธีการดูดซับคลื่นแบบ PML เป็นวิธีการที่สามารถดูดซับคลื่นได้มากที่สุดถึง 90 dB [13] เมื่อกำหนดชั้นการดูดซับที่ 8 ชั้น สาเหตุที่สามารถดูดซับกำลังงานคลื่นได้มากเนื่องจากคลื่นจะต้องเดินทางผ่านเข้าไปและกลับตัวกลางที่สมมติเป็นชั้นการดูดซับแบบ PML นี้ จึงเหมือนเป็นการลดทอนถึงสองครั้ง แต่วิธีการแบบ PML จะมีความซับซ้อนเพิ่มมากขึ้นในการจำลอง โดยจะต้องทำการแบ่งส่วนประกอบของสนามบริเวณตัวกลาง PML นี้ออกเป็น 2 ส่วนประกอบ ทำให้ต้องใช้ทรัพยากรบนเครื่องคอมพิวเตอร์เพิ่มมากขึ้น ประกอบกับบริเวณที่จำลองเป็นตัวกลาง PML หากต้องการให้สามารถดูดซับคลื่นได้มากถึง 90 dB ต้องกันเนื้อที่ไว้อย่างน้อย 8 ชั้นของอาร์เรย์

ช่วงที่สองคือ ช่วงสังเกต เป็นส่วนที่ถัดจากช่วงดูดซับคลื่นเข้าไปภายใน ปกติแล้วจะเป็นทางเข้า-ออกหรือพอร์ต กรณีที่เป็นท่อนำคลื่นแบบเปิดปลายสองด้าน ช่วงดังกล่าวนี้จะมีอยู่สองส่วนด้วยกัน ซึ่งเป็นบริเวณที่จะใช้สำหรับตรวจจับหรือสังเกตพฤติกรรมการตอบสนองของคลื่น หากเป็นตำแหน่งเดียวกันอาจนำเสนอในค่าของการสะท้อนกลับ S_{11} และ S_{22} หรืออยู่ต่างตำแหน่งกันจะได้ค่าการส่งผ่าน S_{21} และ S_{12} นอกจากนี้หากเป็นกรณีสายอากาศอาจแสดงออกในรูปของอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศตัวส่งเองหรือ ค่าการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศ เป็นต้น การแทรกใส่พัลส์จะอยู่ในช่วงดังกล่าวนี้ด้วย ซึ่งท่อนำคลื่นส่วนใหญ่จะเป็นท่อนำคลื่นแบบแผ่นคลื่นพื้นฐาน ดังนั้นการแทรกใส่พัลส์จะต้องเป็นไปตามเงื่อนไขของคลื่นภายในท่อแบบแผ่นคลื่นพื้นฐานนี้ด้วย ปกติแล้วจะแทรกใส่พัลส์เป็นคลื่นระนาบแบบแผ่นคลื่น TE_{10} ตลอดหน้าตัดของท่อนำคลื่น แต่จะแทรกใส่พัลส์ในส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กแทนที่จะเป็นส่วนประกอบสนามไฟฟ้า [6] เนื่องจากในบางกรณีที่ทำการแทรกใส่พัลส์ด้วยองค์ประกอบสนามไฟฟ้าภายในท่อนำคลื่น จากนั้นทำการแปลงฟูริเยร์เพื่อเก็บผล คำนวณหาค่าการสูญเสียย้อนกลับ ปรากฏว่าอัตราการสะท้อนกลับของคลื่นมีมากเกินไป ซึ่งไม่เป็นจริง

ช่วงที่สามเรียกว่า ช่วงความไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous) หรือช่วงที่มีการจำลองโครงสร้างให้เป็นไปตามเงื่อนไขของปัญหาที่ต้องการพิจารณา สำหรับท่อนำคลื่นผนังถูกฟูกนั้นคือ ช่วงที่มีการโหลดท่อนำคลื่นอาจเป็นด้านข้างในระนาบสนามแม่เหล็กหรือ ท่อนำคลื่นโหลดด้านบนในระนาบสนามไฟฟ้า เป็นต้น โดยช่วงนี้เองจะมีบทบาทสำคัญในการที่จะเป็นเงื่อนไขในผลเฉลยของคำตอบที่จะได้รับ หากจำลองโครงสร้างและกำหนดเงื่อนไขในการคำนวณที่ถูกต้อง คำตอบที่ได้ย่อมมีความถูกต้องและแม่นยำ เมื่อเทียบกับผลการวัดในทางปฏิบัติ

โครงสร้างท่อนำคลื่นที่พิจารณานี้ภายในไม่ได้บรรจุวัตถุอะไรไว้ จึงเป็นตัวอย่างที่เป็นการเดินทางของคลื่นผ่านอากาศ ดังนั้นส่วนประกอบโครงสร้างมีแต่โลหะเพียงอย่างเดียวเท่านั้น และในที่นี้จะจำลองเป็นโลหะตัวนำสมบูรณ์ (PEC) นั่นคือตำแหน่งที่สมมติขึ้นให้เป็นโลหะจะเป็นตำแหน่งบนกริดเซลล์สนามไฟฟ้าที่สมมติขึ้นพอดี ซึ่งสนามไฟฟ้าจะมีค่าเป็นศูนย์

4.5 ผลการคำนวณและผลการทดลอง

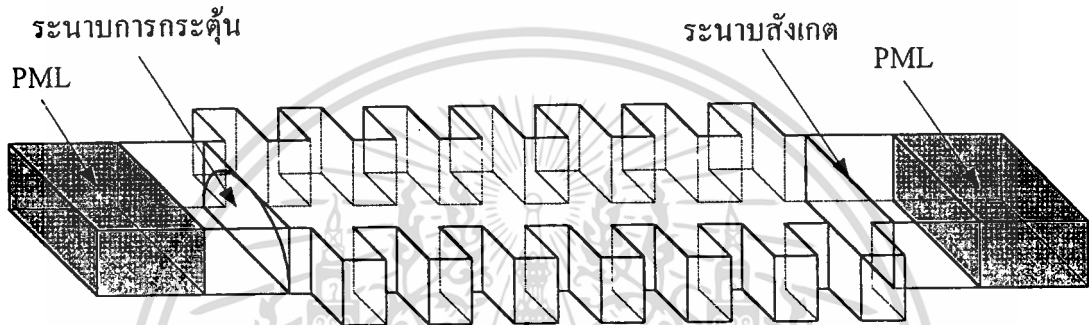
ผลการคำนวณและผลการทดลองแบ่งเป็น ผลการคำนวณของท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผนังถูกฟูกด้านข้างซึ่งจะเป็นผลการคำนวณโดยทั้งวิธีทฤษฎีเชิงวิเคราะห์และผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาโดยที่ไม่มีผลการวัดจากการทดลอง เนื่องจากโครงสร้างนี้ไม่มีความเหมาะสมในการลดทอนกำลังงานคลื่นในการออกแบบสร้างแอปพลิเคชัน ซึ่งสามารถทราบได้จากผลการคำนวณที่จะพิสูจน์ให้เห็นในลำดับอันใกล้นี้ เพราะฉะนั้นจึงไม่มีการออกแบบการทดลองเพื่อวัดผลเปรียบเทียบสำหรับหัวข้อที่สองคือ ท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผนังถูกฟูกด้านบน ในหัวข้อนี้จะมีผลของทั้งวิธี

เชิงวิเคราะห์เชิงทฤษฎี, ผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลา, และผลการทดลอง เพราะโครงสร้างของท่อนำคลื่นนี้
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถูกเลือกเข้ามาใช้เป็นตัวลดทอนสัญญาณในเครื่องต้นแบบ ด้วยเหตุผลที่น่าสนใจดังได้กล่าวไว้ในหัวข้อ สรุป

4.5.1 ท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผนังลูกฟูกด้านข้าง

โครงสร้างการจำลองท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผนังลูกฟูกด้านข้างด้วยวิธีผลต่างสปีบนี้องเชิงเวลาเป็นดังรูปที่ 4.7 เมื่อกำหนดให้ปากท่อนำคลื่นมีขนาด 3.5×8.5 cm และหน้าตัดส่วนของผนังลูกฟูกมีขนาด 15.5×3.5 cm ทำให้ลูกฟูกมีขนาดยาว 3.5 cm โดยหนึ่งลูกมีขนาด 2.5 cm ห่างกัน 2.5 cm โดยกำหนดให้มี 7 คาบลูกฟูกเรียงต่อกัน รายละเอียดได้แจ้งไว้ดังตารางที่ 4.1



รูปที่ 4.7 แสดงโครงสร้างท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผนังลูกฟูกด้านข้าง

ตารางที่ 4.1 แสดงขนาดท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผนังลูกฟูกด้านข้าง

ตัวแปร	ขนาด (mm)
a_1	155
a_2	85
b	35
d_1	25
d_2	25

เงื่อนไขในวิธีของผลต่างสปีบนี้องเชิงเวลากำหนดไว้โดย ให้กริดเซลล์มีขนาดทั้งสามทิศเท่ากัน ($\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta s$) คือ 0.5 cm ขั้นเวลา (Δt) มีค่าเป็น $\Delta s/2c$ หรือ 8.333×10^{-12} วินาที เมื่อ c คือความเร็วคลื่นผ่านตัวกลางในสุญญากาศมีค่าเป็น 2.998×10^8 m/s ช่วงความกว้างของพัลส์แบบเกาส์มีค่าเป็น 64 ช่วงเวลา และตัวกลาง PML ใช้ 8 กริดเซลล์ในการจำลองที่เป็น -50 dB ลดทอนไปกลับ ระนาบกระตุ้นห่างจากลูกฟูกลูกแรกทางด้านซ้าย 2 cm และระนาบสังเกตห่างจากลูกฟูกลูกสุดท้ายไปทางด้านขวา 2 cm เช่นกัน

หลังจากจำลองโครงสร้างเรียบร้อยแล้วจึงเริ่มทำการวิ่งโปรแกรม ด้วยการป้อนพัลส์แบบเกาส์ ณ ระยะเวลาการกระตุ้นและระยะนาบของพัลส์นี้จะถูกแปลงฟูรีเยร์ตามวิธีการแปลงฟูรีเยร์แบบไม่ต่อเนื่องจากโดเมนของเวลาไปเป็นโดเมนของความถี่ซึ่งจะได้ค่าเป็นศักดาตกกระทบ V_{mc} ขณะเดียวกัน ณ ระยะเวลาตำแหน่งเดียวกันนี้และที่ระยะนาบสนามสั่นเกิด จะเริ่มถูกสะสมค่าไปจนสิ้นสุดการวิ่งโปรแกรมและจะถูกแปลงฟูรีเยร์เป็นศักดารวม V_{total} และศักดาที่ตำแหน่งสั่นเกิด V_{obs} ตามลำดับ

ผลการคำนวณด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาจะได้ค่าการสูญเสียย้อนกลับดังแสดงไว้ในรูปที่ 4.8 ซึ่งค่าการสูญเสียย้อนกลับดังกล่าวได้จากศักดาสะท้อนกลับ V_{ref} ต่อศักดาตกกระทบ

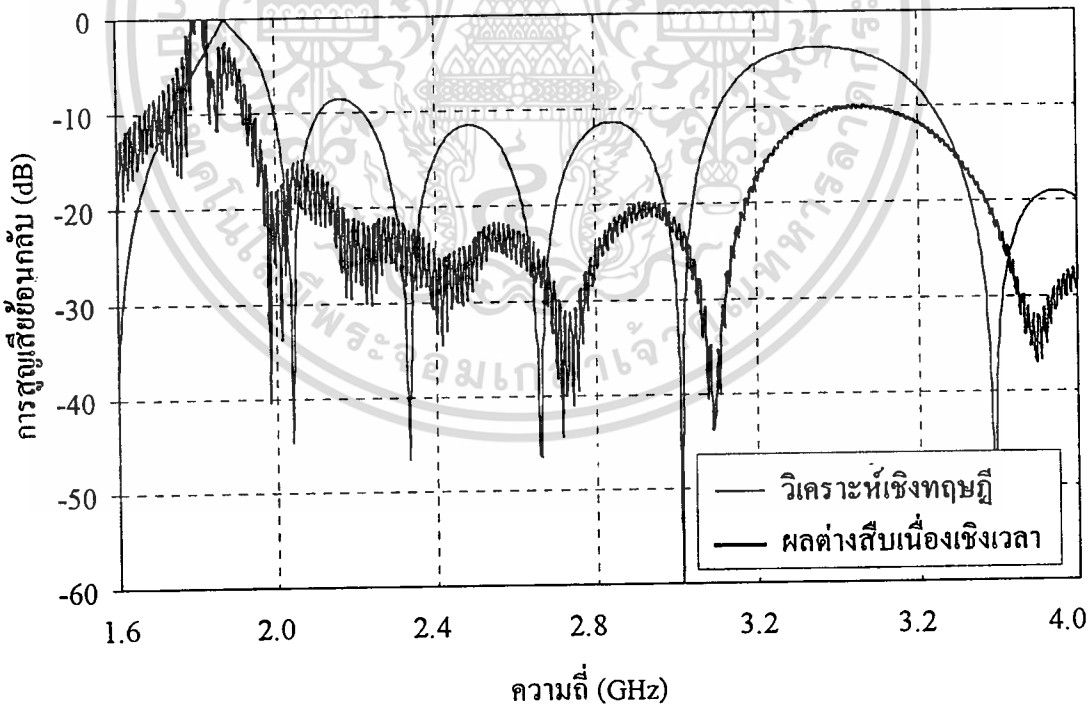
$$S_{11} = \frac{V_{ref}}{V_{inc}}$$

(4.38)

เมื่อศักดาสะท้อนกลับหาได้จากศักดารวมลบด้วยศักดาตกกระทบ

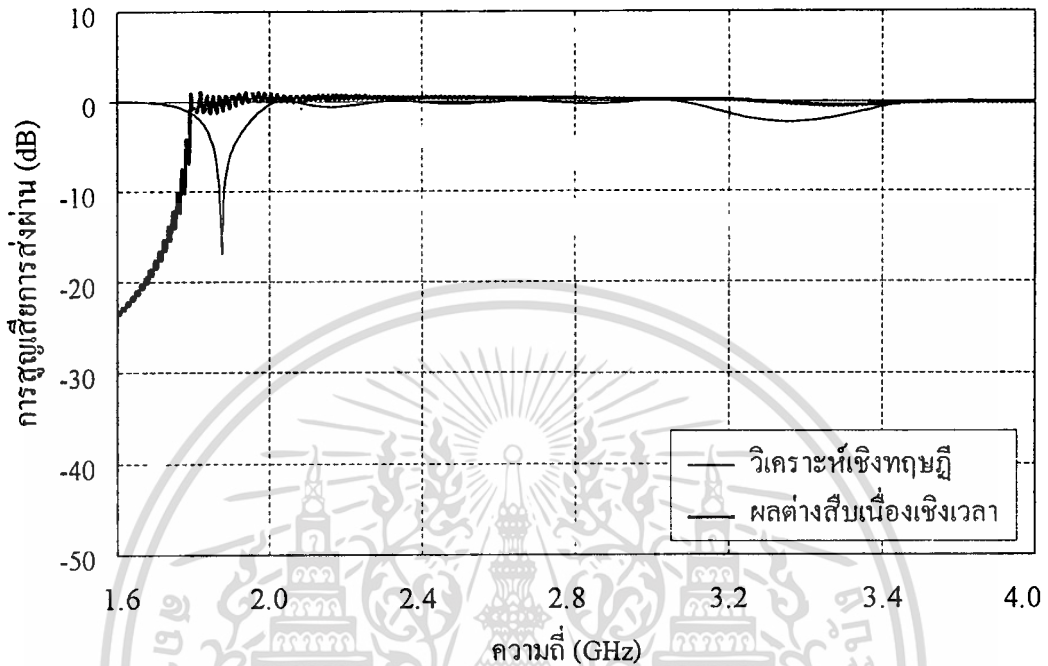
$$V_{ref} = V_{total} - V_{inc}$$

(4.39)



รูปที่ 4.8 แสดงค่าการสูญเสียย้อนกลับเปรียบเทียบระหว่างวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีและวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาในโครงสร้างท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผืนผ้าถูกฟูกด้านข้าง

จากรูปที่ 4.8 คือค่าการสูญเสียย้อนกลับของท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผืนผ้าถูกฟูกด้านข้างที่ได้จากวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีและวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาที่ 20,000 ขั้นตอน จากกราฟพบว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับจากทั้งสองวิธีมีแนวโน้มไปในทางเดียวกัน



รูปที่ 4.9 แสดงค่าการสูญเสียการส่งผ่านเปรียบเทียบกันระหว่างวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีและวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาในโครงสร้างท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผืนผ้าถูกฟูกด้านข้าง

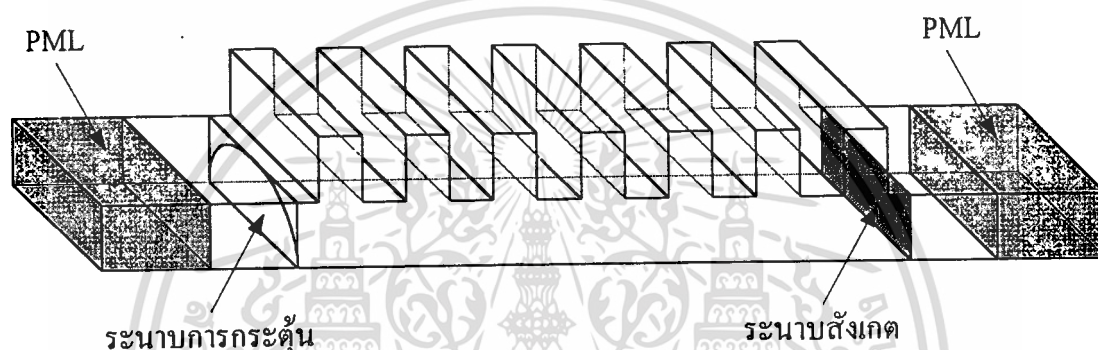
จากรูปที่ 4.9 คือค่าการสูญเสียการส่งผ่านของท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผืนผ้าถูกฟูกด้านข้าง ที่ได้จากวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีและวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา จากกราฟพบว่าท่อนำคลื่นผืนผ้าถูกแบบดังกล่าวนี้สามารถลดทอนกำลังงานคลื่นได้น้อย สังเกตได้จากค่าการสูญเสียการส่งผ่านที่หลังจากความถี่ตัด ($f_{cut\ off}$) ไปแล้วนั้น มีค่าน้อย ๆ แสดงว่า คลื่นสามารถผ่านไปได้ดี และสามารถจะลดทอนคลื่นได้อีกช่วงหนึ่งที่ความถี่ประมาณ 3.2-3.4 GHz แต่ก็น้อยมากแค่ประมาณ 5 dB ซึ่งจากช่วงความถี่ดังกล่าวนี้ในการออกแบบเราสามารถที่จะบังคับให้อยู่ในช่วงความถี่กลางที่ 2.45 ได้ โดยการลดขนาดของลูกฟูกลง

อย่างไรก็ตามลักษณะของโครงสร้างแบบนี้พบว่า ที่ช่วงของความถี่ใกล้ ๆ ความถี่ตัดจะสามารถลดทอนกำลังงานได้ดี สังเกตได้จากกราฟรูปที่ 4.9 แต่ก็เป็นช่วงของความถี่ที่ไม่กว้างเท่าไร เพราะฉะนั้นในการออกแบบเพื่อที่จะนำท่อนำคลื่นชนิดนี้ไปใช้งานขนาดช่วงความถี่ที่สามารถจะลดทอนได้จะอยู่ที่ความถี่ตัดของท่อผืนผ้าด้านในที่สุด

4.5.2 ท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผืนผ้าถูกผูกด้านบน

4.5.2.1 ผลการคำนวณ

โครงสร้างการจำลองท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผืนผ้าถูกผูกด้านบนด้วยวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาเป็นดังรูปที่ 4.10 เมื่อกำหนดให้ปากท่อนำคลื่นมีขนาด 3.5×8.5 cm และถูกผูกสูง 3.5 cm กว้าง 2.5 cm ห่างกัน 2.5 cm และกำหนดให้มี 7 คาบถูกผูกเรียงต่อกัน รายละเอียดได้แจ้งไว้ดังตารางที่ 4.2 ส่วนรายละเอียดของการกำหนดเงื่อนไขในผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลานั้น เป็นดังโครงสร้างท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผืนผ้าถูกผูกด้านข้าง

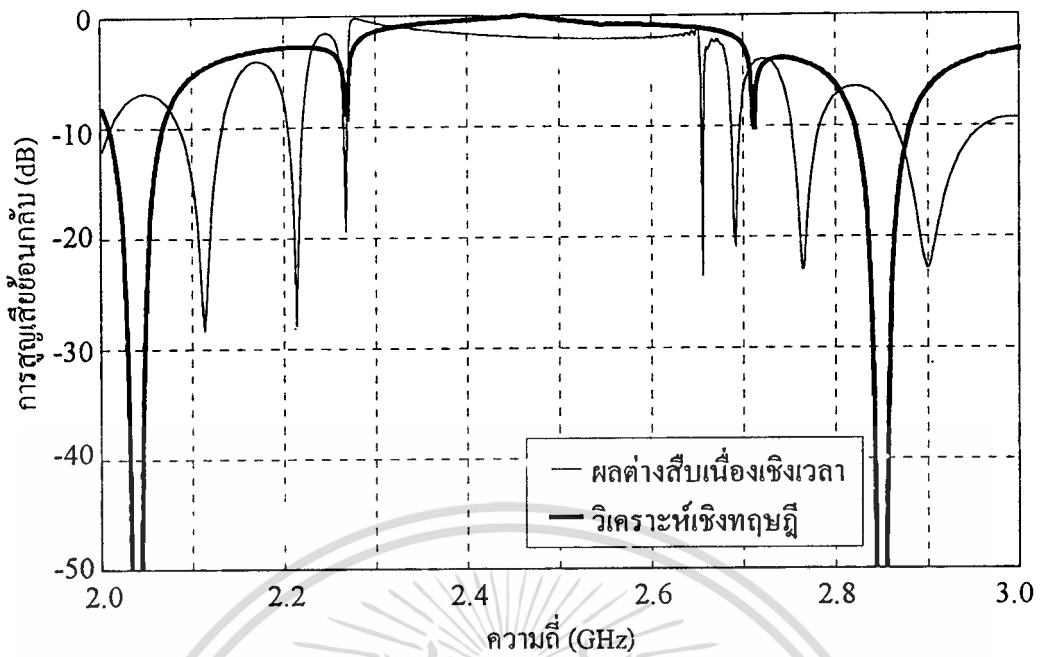


รูปที่ 4.10 แสดงโครงสร้างท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผืนผ้าถูกผูกด้านบน

ตารางที่ 4.2 แสดงขนาดท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผืนผ้าถูกผูกด้านบน

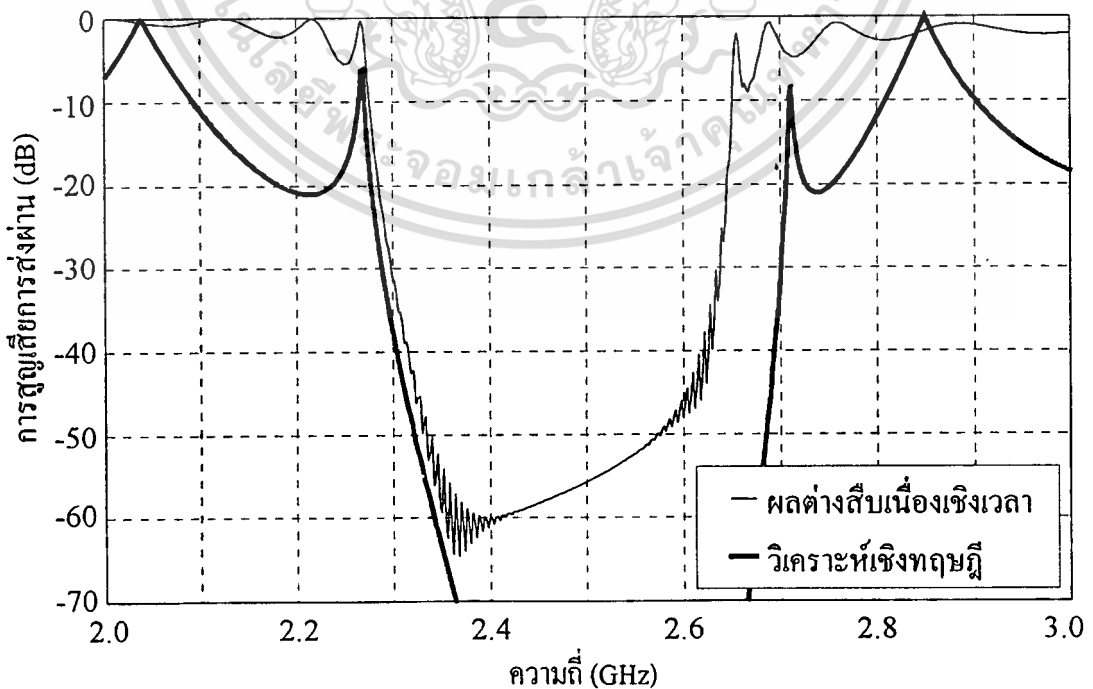
ตัวแปร	ขนาด (mm)
a	85
b	35
l	50
s	25
h	35
d	35

ผลการคำนวณได้ค่าการสูญเสียย้อนกลับของท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผืนผ้าถูกผูกด้านบนจากวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีและวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาดังรูปที่ 4.11 จากกราฟพบว่าทั้งสองวิธีมีแนวโน้มไปในทางเดียวกัน



รูปที่ 4.11 แสดงค่าการสูญเสียย้อนกลับ โครงสร้างท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผืนผ้าถูกผูกด้านบน

จากกราฟค่าการสูญเสียย้อนกลับทั้งสองวิธีสามารถสะท้อนคลื่นกลับได้มากที่สุดที่ความถี่ประมาณ 2.3-2.7 GHz ในช่วงความถี่ที่ได้ออกแบบไว้จากความถี่กลาง 2.45 GHz แต่วิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีช่วงการสะท้อนกลับมากที่สุดจะกว้างกว่าประมาณ 50 MHz คือที่ 2.65-2.70 GHz โดยเริ่มที่ประมาณ 2.25 GHz เท่ากัน



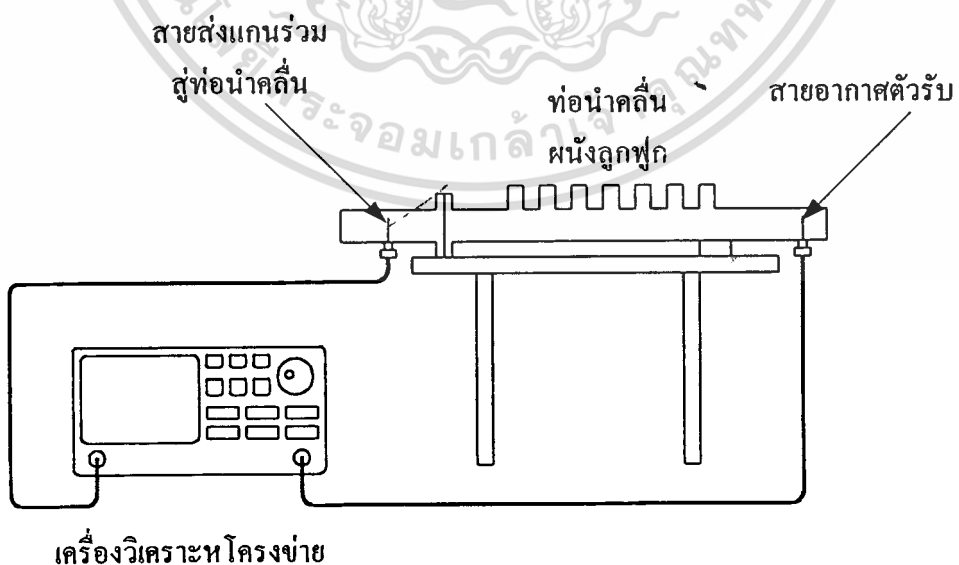
รูปที่ 4.12 แสดงค่าการสูญเสียการส่งผ่าน โครงสร้างท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผืนผ้าถูกผูกด้านบน

และได้ผลการคำนวณเป็นค่าการสูญเสียการส่งผ่านของท่อนำคลื่นผนังถูกผูกด้านบนดังรูปที่ 4.12 จากกราฟการสูญเสียการส่งผ่านพบว่า ท่อนำคลื่นแบบดังกล่าวนี้สามารถลดทอนคลื่นได้มากที่สุดที่ความถี่ประมาณ 2.3-2.7 GHz ในช่วงความถี่ที่ได้ออกแบบไว้ แต่วิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีช่วงการลดทอนมากที่สุดจะกว้างกว่าประมาณ 50 MHz คือที่ 2.65-2.70 GHz โดยเริ่มที่ประมาณ 2.25 GHz เท่ากัน

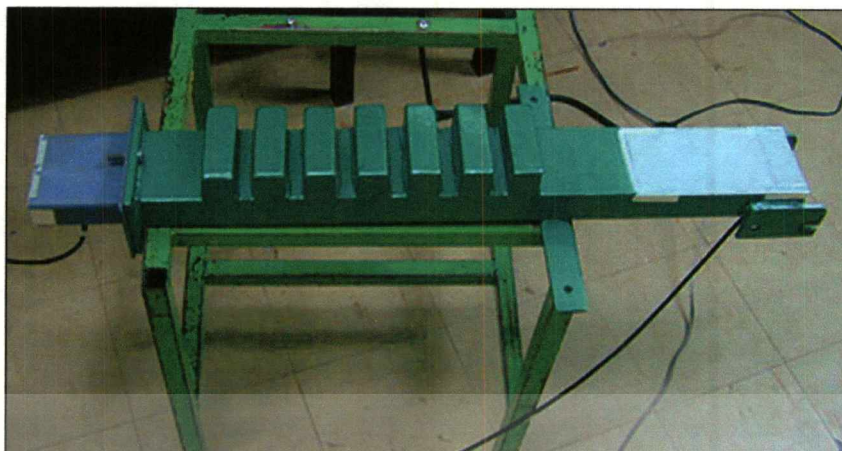
สำหรับขนาดการลดทอนนั้นวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาที่ความถี่ 2.45 GHz สามารถลดทอนได้ประมาณ 58 dB แต่สำหรับวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีสามารถลดได้มากกว่านี้มาก คือมากกว่า 120 dB

4.5.2.2 ผลการทดลอง

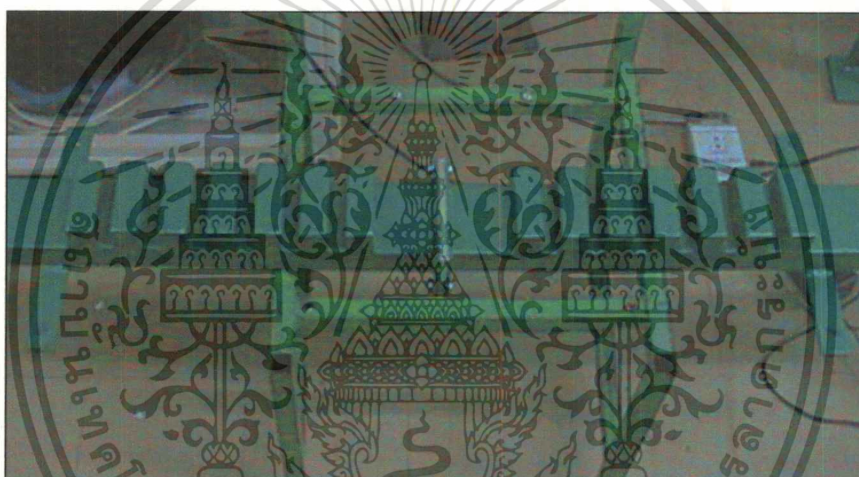
เพื่อยืนยันผลการคำนวณจากหัวข้อที่ผ่านมา กับค่าการสูญเสียการส่งผ่านจากทั้งสองวิธี ที่ให้ผลใกล้เคียงกันเป็นอย่างมาก ว่าจะสามารถลดทอนกำลังงานได้จริงถึง 60 dB ในทางปฏิบัติหรือไม่ ดังที่ได้ออกแบบไว้ ดังนั้นจึงได้จัดการทดลองขึ้นดังรูปที่ 4.13 (ก) จากรูป ท่อนำคลื่นผนังถูกผูกทางด้านซ้าย ต่ออยู่กับสายส่งแกนร่วมสู่ท่อนำคลื่นหรือท่อนำคลื่นปลายปิดหนึ่งด้านที่เชื่อมต่อด้วยสายอากาศแบบโมโนโพล เพื่อใช้เป็นแหล่งกำเนิดคลื่น โดยหน้าตัดของท่อนำคลื่นทั้งสองเท่ากัน และสายอากาศดังกล่าวเชื่อมต่ออยู่กับเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายพอร์ต 1 ขณะเดียวกัน ปลายท่อนำคลื่นผนังถูกผูกทางด้านขวาจะต่ออยู่กับสายอากาศแบบโมโนโพล ซึ่งสายอากาศนี้จะถูกต่อเข้ากับเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายเช่นกันทางด้านพอร์ต 2 รูปที่ 4.13 (ข) คือภาพแสดงท่อนำคลื่นผนังถูกผูกจริงขณะทำการวัด เมื่อระยะห่างระหว่างสายอากาศโมโนโพลภายในท่อนำคลื่นเป็น 66 cm



(ก) การเชื่อมต่ออุปกรณ์



(ข) ท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกขณะทำการวัด



(ค) ท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกต่อกัน 2 ช่วง ขณะทำการวัด

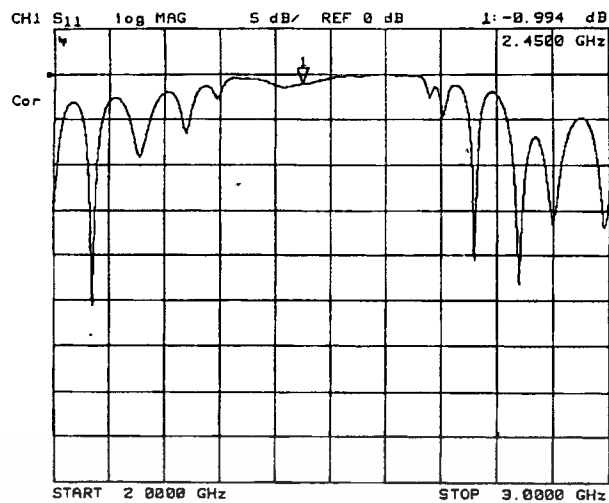
รูปที่ 4.13 แสดงการจัดวางอุปกรณ์สำหรับการวัดค่าวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับและส่งผ่าน

ขณะที่รูปที่ 4.13 (ค) คือ การต่อท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก 2 ช่วงเข้าด้วยกัน จากช่วงที่ได้ออกแบบไว้เดิม ทั้งนี้เพื่อศึกษาการลดทอนกำลังงานคลื่นให้ได้มากขึ้นในกรณีที่แหล่งกำเนิดมีกำลังเพิ่มมากขึ้น ซึ่งการลดทอนของท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกเพียงช่วงเดียวอาจไม่เพียงพอ

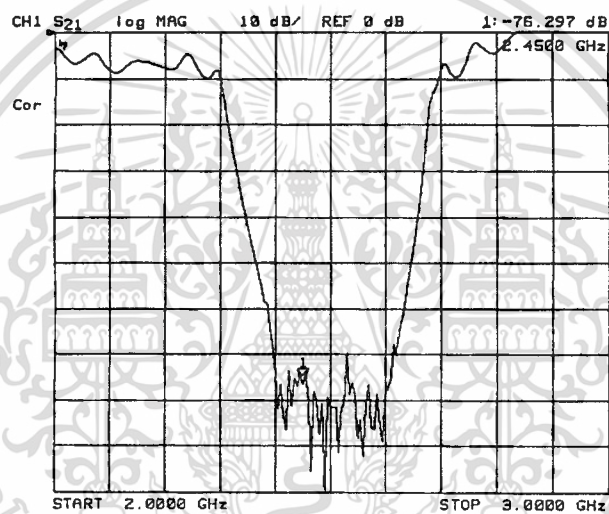
ผลการวัดค่าต่าง ๆ แสดงดังรูปที่ 4.14 ซึ่งประกอบด้วยค่าการสูญเสียย้อนกลับในรูป (ก) ค่าการสูญเสียการส่งผ่านแสดงไว้ในรูป (ข) และรูป (ค) คือค่าการสูญเสียการส่งผ่านสำหรับท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกต่อกัน 2 ช่วง

จากกราฟพบว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับและค่าการสูญเสียการส่งผ่านที่ได้ในรูปที่ 4.14 (ก) และรูปที่ 4.14 (ข) มีลักษณะใกล้เคียงกับผลการคำนวณทั้งจากวิธีผลต่างสิบเนื่องเชิงเวลาและวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎี

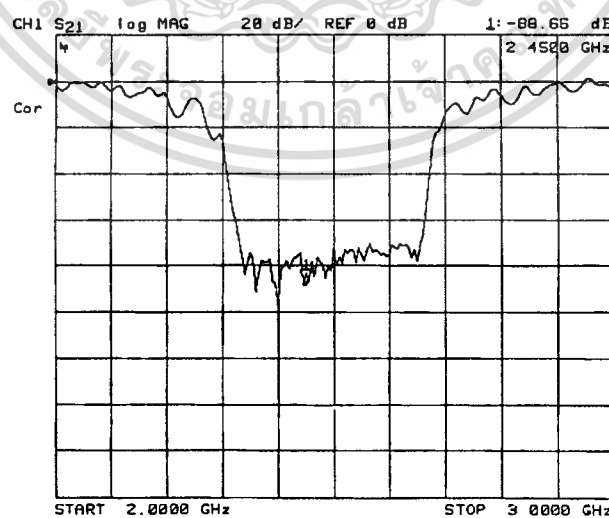
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ



(ข) ค่าการสูญเสียการส่งผ่าน



(ค) ค่าการสูญเสียการส่งผ่านสำหรับท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกต่อกัน 2 ช่วง

รูปที่ 4.14 แสดงผลการวัดท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผนังลูกฟูกด้านบน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าการสูญเสียย้อนกลับที่วัดได้จากท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผืนผ้าถูกผูกด้านบน พบว่าที่ความถี่ประมาณ 2.3-2.7 GHz คลื่นจะสะท้อนกลับได้มากที่สุด เป็นไปตามช่วงความถี่ที่ได้ออกแบบไว้จากความถี่กลาง 2.45 GHz

เช่นเดียวกับค่าการสูญเสียการส่งผ่านนั่นคือ ที่ความถี่ประมาณ 2.3-2.7 GHz คลื่นจะถูกลดทอนลงไปที่หลังจากที่ผ่านช่วงของถูกผูกไปแล้ว เป็นไปตามช่วงความถี่ที่ได้ออกแบบไว้จากความถี่กลาง 2.45 GHz แต่ช่วงความถี่ที่ได้ดังกล่าวจะแคบลงกว่าวิธีการที่ได้จากการคำนวณเล็กน้อยไม่ว่าจะเป็นวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาหรือวิธีวิเคราะห์เชิงทฤษฎีก็ตาม และช่วงความถี่ที่สามารถลดทอนได้จะขยับสูงขึ้นเล็กน้อยประมาณ 50 MHz และสามารถลดได้ถึงประมาณ 75 dB ซึ่งถือว่าได้ผลเป็นที่น่าพอใจ เนื่องจากการลดทอนที่สามารถยอมรับได้อยู่ที่ประมาณ 60 dB

สำหรับค่าการสูญเสียการส่งผ่านของการต่อท่อนำคลื่นผืนผ้าถูกผูกให้ยาวขึ้นนั้น คลื่นจะถูกลดทอนที่ความถี่ประมาณ 2.3-2.7 GHz เช่นกัน โดยช่วงความถี่ที่สามารถลดทอนได้มากที่สุดอยู่ระหว่าง 2.35-2.65 GHz ที่ค่าประมาณ 85 dB ซึ่งช่วงการลดทอนมากที่สุดดังกล่าวจะกว้างกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับท่อนำคลื่นผืนผ้าถูกผูกที่สั้นกว่า โดยจะอยู่ระหว่าง 2.4-2.6 GHz ที่ค่าประมาณ 75 dB ดังนั้นจากผลที่วัดได้นี้ทำให้ทราบว่า การต่อท่อดังกล่าวทำให้มีความสามารถในการลดทอนกำลังงานเพิ่มขึ้นไปอีกประมาณ 10 dB อย่างไรก็ดีตาม เส้นกราฟช่วงการลดทอนกำลังงานคลื่นมากที่สุดนั้นจะเป็นเส้นที่ไม่คงที่ สังเกตได้จากขณะทำการวัด ค่าของเส้นกราฟนี้จะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่เสมอ ซึ่งเป็นลักษณะของสัญญาณรบกวน (noise) เพราะฉะนั้นจึงอาจกล่าวได้ว่าค่าที่วัดได้นั้นไม่ใช่ค่าที่เกิดจากการลดทอนคลื่นจากแหล่งกำเนิด แต่กลับเป็นค่าของสัญญาณรบกวนแทน ซึ่งเป็นค่าที่มากกว่าสัญญาณคลื่นที่มาจากสายอากาศตัวส่งหลังจากถูกลดทอนไปแล้ว การออกแบบการวัดดังกล่าวนี้มีความเป็นไปได้ที่จะมีสัญญาณรบกวนจากภายนอกเข้ามาปะปนเนื่องจากไม่ได้ทำการวัดในห้องป้องกันสัญญาณรบกวน แต่การที่ช่วงของการลดทอนมากที่สุดกว้างขึ้นในการต่อท่อนำคลื่นนี้ อาจอนุมานได้ว่าการกว้างขึ้น ย่อมส่งผลให้ความสามารถในการลดทอนมีมากขึ้นด้วย

4.4 สรุป

เมื่อเปรียบเทียบกันระหว่างท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผืนผ้าถูกผูกด้านข้างกับท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผืนผ้าถูกผูกด้านบนแล้ว ท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผืนผ้าถูกผูกด้านบนมีความเหมาะสมที่จะนำไปใช้ประโยชน์ให้สะท้อนคลื่นกลับหมดในแอปพลิเคชันหรือลดทอนกำลังงานมากกว่า เนื่องจากโครงสร้างของท่อนำคลื่นดังกล่าวสามารถที่จะลดทอนกำลังงานได้ถึง 75 dB และมีช่วงการลดทอนได้กว้างคือประมาณ 300 MHz ซึ่งจะตรงข้ามกับท่อนำคลื่นแบบตัดสี่เหลี่ยมผืนผ้าถูกผูกด้านข้างที่สามารถลดทอนกำลังงานในช่วงความถี่ที่แคบ ๆ เท่านั้น

จากผลการคำนวณและผลการทดลองทำให้ทราบว่าท่อนำคลื่นผนังถูกฟูกลสามารถลดกำลังงานของคลื่นได้จริง โดยสังเกตจากค่ากำลังงานที่ลดน้อยลงเมื่อผ่านช่วงที่เป็นผนังท่อนำคลื่นที่มีความไม่ต่อเนื่องไปแล้ว ซึ่งความถี่ช่วงหนึ่งเท่านั้นที่ท่อนำคลื่นจะลดทอนกำลังงานได้ ซึ่งทั้งผลการคำนวณและการทดลองที่ได้แสดงไปแล้วในบทนี้คงพอยืนยันได้ แม้ช่วงความถี่จากการทดลองจะสูงกว่าการคำนวณเล็กน้อยก็ตาม แต่ก็ในช่วงความถี่ที่สามารถจะยอมรับได้

วิธีผลต่างสี่บ่งเนื่องเชิงเวลาเป็นวิธีการคำนวณที่ให้ผลเป็นที่น่าพอใจ ใกล้เคียงกับผลการคำนวณแบบเชิงวิเคราะห์โดยตรง หากแต่ง่ายกว่าในลักษณะและวิธีการคำนวณเพื่อที่จะให้ได้มาซึ่งคำตอบ ดังนั้นจึงสามารถนำเอาวิธีผลต่างสี่บ่งเนื่องเชิงเวลานี้ประยุกต์ใช้ได้กับการออกแบบท่อนำคลื่นที่มีวัตถุประสงค์เพื่อลดทอนกำลังงานของคลื่นได้ ซึ่งจะมีความได้เปรียบกว่าเมื่อโครงสร้างที่จะออกแบบมีความซับซ้อน

จากผลการคำนวณและการทดลองที่ได้นำเสนอในบทนี้ คงจะเพียงพอและมั่นใจได้ว่า แอปพลิเคชันที่ได้สร้างขึ้นนี้ไม่มีการรั่วไหลของกำลังงานออกมาภายนอก



บทที่ 5

ค่าการเชื่อมต่อร่วม

5.1 กล่าวนำ

แอฟฟลิเคเตอร์โดยทั่วไปมักจะมีโครงสร้างขนาดใหญ่ ทำให้ต้องการขนาดของกำลังงานในการป้อนเข้าสู่ระบบมากขึ้นตามไปด้วย การใช้แมกนีตรอนมากกว่าหนึ่งหลอดให้เป็นแหล่งกำเนิดในระบบหนึ่ง ๆ จึงมักมีอยู่เสมอ แทนที่จะให้มีแหล่งกำเนิดกำลังงานเพียงแหล่งเดียวเพราะอาจมีปัญหาเกี่ยวกับขนาดของหลอดแมกนีตรอนที่ต้องใหญ่เป็นพิเศษ ซึ่งหาได้ยากและใช้ไฟฟ้ากำลังสูง ๆ สำหรับการป้อน ดังนั้นการออกแบบแอฟฟลิเคเตอร์ที่มีหลายแหล่งกำเนิดจึงมีความสำคัญเพื่อให้กำลังงานถ่ายทอดไปสู่วัตถุให้ได้อย่างเต็มที่ และสิ่งที่ต้องคำนึงถึงเป็นพิเศษในแอฟฟลิเคเตอร์ที่มีหลายแหล่งกำลังงานคือค่าการเชื่อมต่อร่วม (Mutual Coupling) หรือค่าที่บอกถึงอิทธิพลของสายอากาศจากแหล่งกำเนิดหนึ่งมีต่อกับอีกสายอากาศหนึ่ง ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วอิทธิพลนี้อาจทำความเสียหายแก่แหล่งจ่ายของสายอากาศที่อยู่รอบข้างในระบบเดียวกันได้

5.2 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า

5.2.1 โครงสร้างแบบพอร์ตเดียว

โครงสร้างแบบพอร์ตเดียวคือโครงสร้างที่ กำลังสามารถผ่านเข้า-ออกได้ทางเดียว อาจเป็นท่อนำคลื่นที่ปิดไว้ด้านหนึ่งหรือสายส่งแกนร่วมที่ลัดวงจร เป็นต้น ซึ่งจะแทนด้วยวงจรแบบพอร์ตเดียวที่ประกอบด้วยศักดาตกกระทบ V^+ ศักดาสะท้อนกลับ V^- ศักดารวม $V = V^+ + V^-$ และกระแสรวม $I = I^+ - I^-$ โดยในวงจรแบบพอร์ตเดียวนี้ สิ่งที่จะต้องทราบคือค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าซึ่งหาได้จากแรงดันไฟฟ้าและกระแสดังนี้

$$V = V^+ + V^- \quad (5.1ก)$$

$$I = I^+ - I^- = Y_c(V^+ - V^-) \quad (5.1ข)$$

เมื่อ Y_c คือค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะสมมูล ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าสามารถหาได้จาก

$$Z_{in} = \frac{V}{I} = \frac{V^+ + V^-}{V^+ - V^-} Z_c = R + jX \quad (5.2)$$

โดยที่ R คือค่าความต้านทานและ X คือค่ารีแอ็กแตนซ์ ซึ่งในวงจรแบบพอร์ตเดียวนี้ถ้าไม่มีการสูญเสียกำลังงานค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าจะมีเฉพาะแต่ค่ารีแอ็กแตนซ์ที่สามารถหาได้จาก [27]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$jX = \frac{4j\omega(W_m - W_e)}{I I^*} \quad (5.3)$$

เมื่อ ω คือความถี่เชิงมุม W_e คือพลังงานของสนามไฟฟ้าและ W_m คือพลังงานของสนามแม่เหล็ก ซึ่งตามสมมติฐานแล้วโครงสร้างที่ไม่มีการสูญเสียคือโครงสร้างที่เป็นไปตามการประมาณแบบวงจรทางไมโครเวฟ จากสมการถ้า $W_m = W_e$ ค่ารีแอ็กแตนซ์ด้านเข้าก็จะหมดไป กลายเป็นการเรโซแนนซ์แทนดังได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 3 อย่างไรก็ตามการเท่ากันของพลังงานที่เกิดจากสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้านี้อาจพิจารณาได้เป็นสองกรณีคือ $W_m = W_e$ แต่ $I \neq 0$ และ $W_m = W_e$ แต่ $V \neq 0$ การตอบสนองในกรณีแรกจะทำให้ค่ารีแอ็กแตนซ์ด้านเข้าเป็นศูนย์ส่วนในกรณีที่สองค่าชัศเชิงปแดนซ์จะมีค่าเป็นศูนย์เป็นไปดังความสัมพันธ์

$$jB = \frac{4j\omega(W_e - W_m)}{V V^*} \quad (5.4)$$

พบว่าเมื่อค่ารีแอ็กแตนซ์ด้านเข้ามีค่าเป็นศูนย์ค่าชัศเชิงปแดนซ์ด้านเข้าจะมีค่าเป็นอนันต์ หรือเป็นนัยว่า $V=0$ ซึ่งก็มีโอกาสเป็นไปได้เมื่อกำลังที่ใส่ไปจะสะท้อนกลับหมด ส่วนในกรณีค่าชัศเชิงปแดนซ์เป็นศูนย์ ส่งผลให้ค่ารีแอ็กแตนซ์ X มีค่าเป็นอนันต์เกิดเป็นโพลขึ้นและ I จะหมดไป จากที่กล่าวมาสามารถทำนายได้ว่าฟังก์ชันของรีแอ็กแตนซ์และชัศเชิงปแดนซ์จะมีทั้งโพลและศูนย์ประกอบอยู่ด้วย หมายความว่าที่ความถี่ต่าง ๆ จะมีทั้งค่าที่เป็นศูนย์และเป็นอนันต์ ลักษณะเช่นนี้เป็นที่ทราบกันว่า มีเกิดขึ้นในการลัดวงจรของรีแอ็กแตนซ์สายส่งแแกนร่วมตามสมการ

$$jX = jZ_c \tan k_0 l = jZ_c \tan \frac{\omega l}{c} \quad (5.5)$$

5.2.2 อิมพีแดนซ์ด้านเข้าแบบผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลา

การวิเคราะห์ด้วยวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาจะได้แวกเตอร์ของการกระจายสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเชิงเวลาและตำแหน่งทั้งหมด การเชื่อมโยงสนามที่กระจายอยู่นั้นไปสู่วงจรสมมูลย์อันประกอบด้วยขนาดของกระแสและแรงดันไฟฟ้า สามารถทำได้จากสมการพื้นฐานต่อไปนี้ [6]

$$V(t, x_i) = \int_{C_v} \vec{E}(t, x_i) \cdot d\vec{l} \quad (5.6ก)$$

$$I(t, x_i) = \int_{C_l} \vec{H}(t, x_i) \cdot d\vec{l} \quad (5.6ข)$$

เมื่อ C_v คือคอนทัวร์ที่ขยายออกไปจากจุดที่กำหนดให้เป็นแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง (ปกติคือระนาบเงา, Ground Plane) จนถึงตำแหน่ง x_i ซึ่งโดยทั่วไป x_i มักจะเป็นจุด ๆ หนึ่งที่อยู่บนสายอากาศที่แพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตามขวางในแบบแผนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าพื้นฐาน ซึ่ง $V(x_i)$ จะไม่ขึ้นอยู่กับ

เอกสารนี้เป็นฉบับร่างของงานวิจัยที่ตีพิมพ์ในวารสารวิชาการของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่ควรนำข้อมูลไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากกองบรรณาธิการ

กับการเลือก C_r ถ้าขอบเขตของคอนทัวร์ขยายออกไปถึงระนาบตามขวางดังกล่าว และเราสามารถที่จะเลือก C_r ให้ขยายออกไปได้ตามต้องการ ดังฉากกับระนาบสร้างเงาไปจนถึงพื้นผิวของสายอากาศ ในทำนองเดียวกันการเลือกคอนทัวร์ C_i ห่อหุ้มแผ่นตัวนำให้หมดตลอดทั้งพื้นผิวระนาบแม่เหล็กไฟฟ้าตามขวาง ก็จะได้กระแสที่จุดนั้น ๆ

พารามิเตอร์ของสายส่งแอมป์รวมของความสัมพันธ์ช่วงกว้างสามารถหาได้โดยการประยุกต์การแปลงฟูริเยร์จากแรงดันไฟฟ้าและกระแสตอบสนองจากสมการ (5.6) ที่มีแหล่งกำเนิดมาจากการกระตุ้นด้วยพัลส์หรือคลื่นรูปไซน์ ดังนั้นในกรณีที่เป็นอิมพีแดนซ์ของเส้น ฟังก์ชันของความถี่สามารถหาได้จากค่าของศักดาต่อกระแส

$$Z_0(\omega, x_i) = F[V(t, x_i)] / F[I(t, x_i)] \quad (5.7)$$

เมื่อ $F[]$ คือสัญลักษณ์เครื่องหมายการแปลงฟูริเยร์ และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่มีสายส่งแอมป์รวมต่อโหลดอยู่ซึ่งสามารถหาได้จาก

$$\Gamma(\omega, x_i) = \frac{F[V_r(t, x_i)]}{F[V_i(t, x_i)]} \quad (5.8)$$

เมื่อ V_r คือแรงดันไฟฟ้าสะท้อนกลับและ V_i คือแรงดันไฟฟ้าตกกระทบสังเกตที่จุด x_i ซึ่งสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับนี้สามารถแปลงไปเป็นการสะท้อนกลับเนื่องจากโหลดได้โดย

$$\Gamma_L(\omega) = \Gamma(\omega, x_i) e^{2\gamma(\omega)l} \quad (5.9)$$

เมื่อ l คือระยะทางจาก x_i ถึงโหลดและ γ คือค่าคงตัวการแพร่กระจายซึ่งหาได้จาก

$$\gamma(\omega) = \frac{1}{d} \ln \left\{ \frac{F[g(t, x_i)]}{F[g(t, x_j)]} \right\} \quad (5.10)$$

โดยที่ $g(t, x_i)$ และ $g(t, x_j)$ คือรูปแบบของแรงดันไฟฟ้าหรือกระแสที่ตำแหน่ง $x=x_i$ และ $x=x_j$ ตามลำดับ วางห่างกัน d ดังนั้นจะได้อิมพีแดนซ์โหลดประสิทธิผลเป็น

$$Z_L(\omega) = Z_0(\omega, x_i) \left[\frac{1 + \Gamma_L(\omega)}{1 - \Gamma_L(\omega)} \right] \quad (5.11)$$

สำหรับสายอากาศแบบโมโนโพลดิ่งในรูปที่ 2.12 ณ ฐานของสายอากาศตัวส่งที่จำลองเป็นแบบ Delta Gap จะได้ความสัมพันธ์ของสนามกับแรงดันไฟฟ้าเป็น

$$E = - \frac{V(n\Delta l)}{\Delta d} \quad (5.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และหลังจากที่ได้ประยุกต์กฎของแอมแปร์ไปบนแกนของสายอากาศสามารถหากระแสได้ดังในสมการที่ (2.75) แล้วทำการแปลงฟูริเยร์ $V(t) \leftrightarrow V(\omega)$ และ $I(t) \leftrightarrow I(\omega)$ ก็สามารที่จะหาค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศได้เช่นกันจาก

$$Z(\omega) = V(\omega) / I(\omega) \quad (5.13)$$

ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับสามารถหาได้จาก

$$\Gamma(\omega) = \frac{Z(\omega) - Z_0}{Z(\omega) + Z_0} \quad (5.14)$$

และหลังจากที่ทำการแปลงฟูริเยร์แรงดันไฟฟ้าตกกระทบแล้ว จะสามารถหาแรงดันไฟฟ้าสะท้อนกลับได้จากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับโดย

$$V_{\text{ref}}(\omega) = \Gamma(\omega) V_{\text{inc}}(\omega) \quad (5.15)$$

ณ ฐานของสายอากาศโมโนโพลตัวรับ สามารถหาแรงดันไฟฟ้าได้จากสนามไฟฟ้าที่อยู่ใน Delta Gap ซึ่งจะมีลักษณะเป็นวงจรมีเปิด

$$V_{\text{oc}} = -\Delta dE \quad (5.16)$$

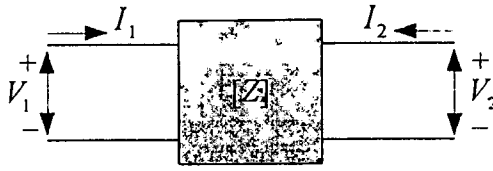
จากนั้นทำการแปลงฟูริเยร์แรงดันไฟฟ้าที่สายอากาศตัวรับจาก $V_{\text{rec}}(t) \leftrightarrow V_{\text{rec}}(\omega)$ โดยความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าใน Delta Gap บนสายอากาศตัวรับ ซึ่งหลังจากทำการแปลงฟูริเยร์ $V_{\text{oc}}(t) \leftrightarrow V_{\text{oc}}(\omega)$ ก็จะได้ศักดาไฟฟ้าที่สายอากาศตัวรับในโดเมนของความถี่เป็น

$$V_{\text{rec}}(\omega) = \left[\frac{Z_0}{Z(\omega) + Z_0} \right] V_{\text{oc}}(\omega) \quad (5.17)$$

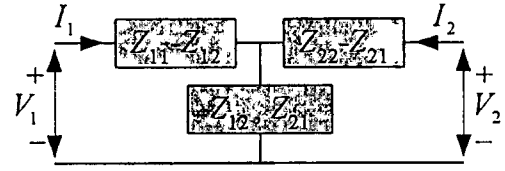
ซึ่งสมการที่ (5.17) คือศักดาไฟฟ้าบนสายอากาศตัวที่สองที่เกิดจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายมาจากสายอากาศตัวแรก ดังนั้นเราสามารถที่จะนำศักดาดังกล่าวหาค่าพารามิเตอร์การเชื่อมต่อร่วมต่าง ๆ ได้ต่อไป

5.3 ค่าการเชื่อมต่อร่วม

การวิเคราะห์ค่าการเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศ อย่างน้อยจะต้องมีสายอากาศในการพิจารณา 2 ตัว ดังนั้นโดยพื้นฐานแล้วค่าการเชื่อมต่อร่วมมักจะถูกนำเสนอเป็นโครงข่ายสายส่งแบบ 2 พอร์ตดังแสดงในรูปที่ 5.1



(ก) โครงข่ายแบบสองพอร์ต



(ข) โครงข่ายสมมูลแบบ T

รูปที่ 5.1 โครงข่ายแบบสองพอร์ตและวงจรสมมูล

จากภาพ (ก) คือโครงข่ายแบบสองพอร์ตและ (ข) คือวงจรสมมูลแบบ T ที่ใช้แทนโครงข่ายแบบสองพอร์ต ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ของความต่างศักย์และกระแสเป็น

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (5.18ก)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (5.18ข)$$

โดยที่

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad (5.19)$$

เมื่อ Z_{11} คือค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าที่พอร์ตหมายเลข 1 โดยที่พอร์ตหมายเลข 2 เป็ควงจรและ

$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad (5.20)$$

เมื่อ Z_{12} คือค่าอิมพีแดนซ์เชื่อมต่อยุ่ที่พอร์ตหมายเลข 1 ที่เกิดจากกระแสพอร์ตหมายเลข 2 โดยที่พอร์ตหมายเลข 1 เป็ควงจรและ

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad (5.21)$$

เมื่อ Z_{21} คือค่าอิมพีแดนซ์เชื่อมต่อยุ่ที่พอร์ตหมายเลข 2 ที่เกิดจากกระแสพอร์ตหมายเลข 1 โดยที่พอร์ตหมายเลข 2 เป็ควงจร

$$Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad (5.22)$$

เมื่อ Z_{22} คือค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าที่พอร์ตหมายเลข 2 โดยที่พอร์ตหมายเลข 1 เป็ควงจร และสำหรับวงจรข่ายภาวะย้อนกลับ (Reciprocal Network) แล้วจะได้ว่า $Z_{12}=Z_{21}$ อย่างไรก็ตามทั้งค่าอิมพีแดนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้านเข้าและค่าอิมพีแดนซ์เชื่อมต่อร่วมที่ได้ จะขึ้นอยู่กับหลายปัจจัยไม่ว่าจะเป็น ชนิดของสายอากาศ, ตำแหน่งการวางสายอากาศ หรือแม้แต่ลักษณะการป้อนกระแสให้สายอากาศแต่ละตัว

5.4 ผลการคำนวณและผลการวัด

5.4.1 ผลการคำนวณ

ผลการคำนวณจะเป็นการเปรียบเทียบกันตามลักษณะโครงสร้างของแอฟฟลิเคเตอร์ที่ต่างกันระหว่างโครงสร้างที่จัดวางท่อนำคลื่นขนานกันและโครงสร้างที่จัดวางท่อนำคลื่นตั้งฉากซึ่งกันและกัน โดยพารามิเตอร์ที่สนใจในสายอากาศตัวส่งประกอบไปด้วย ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า (Z_{11}), ค่าความต้านทาน (R), ค่ารีแอคแตนซ์ (X), ค่าเฟสของอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) และเมื่อมีการเชื่อมต่อร่วมค่าพารามิเตอร์ที่สนใจคือ ค่าอิมพีแดนซ์เชื่อมต่อร่วม (Z_{21}), เฟสของอิมพีแดนซ์เชื่อมต่อร่วม, และค่าการสูญเสียการส่งผ่าน (S_{21}) ระหว่างสายอากาศภายในโครงสร้างแอฟฟลิเคเตอร์ดังกล่าว ซึ่งค่าของการสูญเสียย้อนกลับและค่าการสูญเสียการส่งผ่านจะถูกนำไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองอีกครั้งหนึ่ง

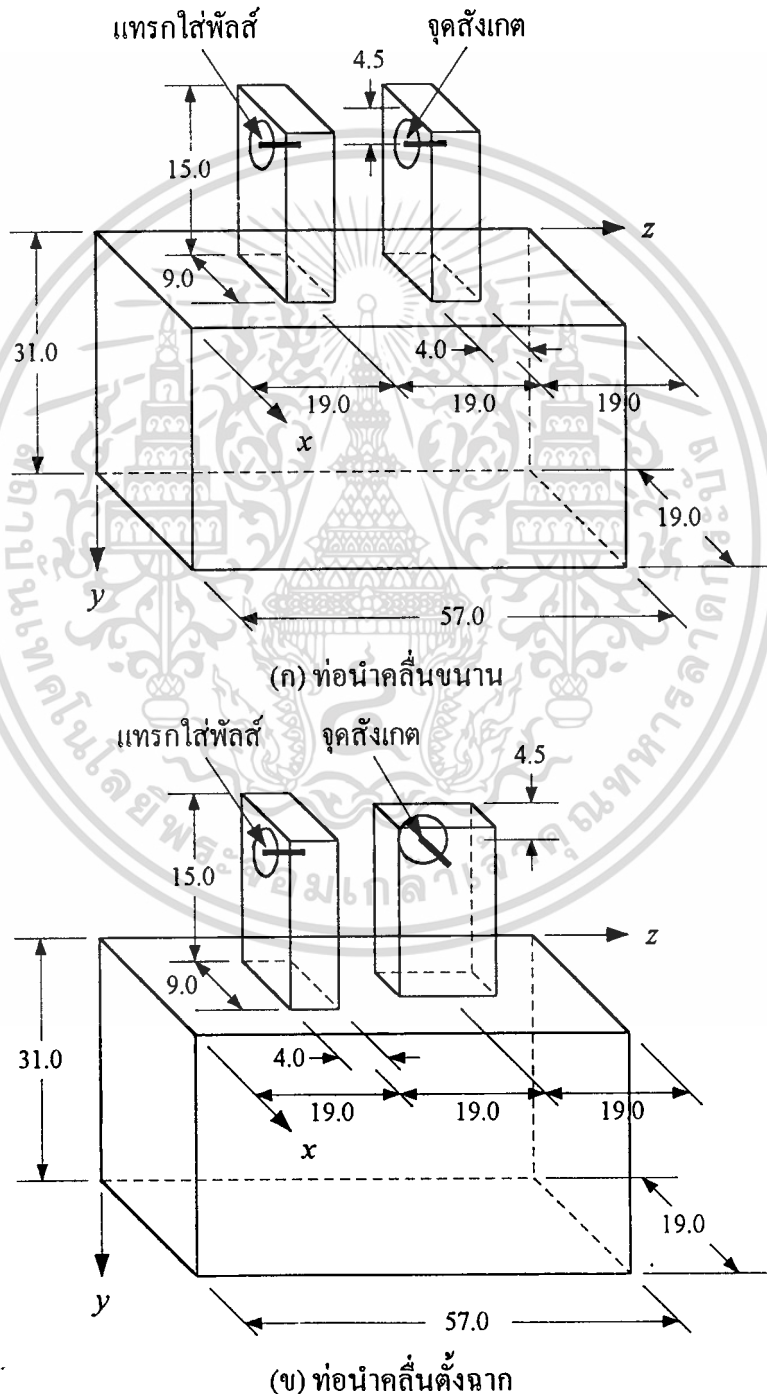
5.4.1.1 การจัดวางท่อนำคลื่น

โครงสร้างของแอฟฟลิเคเตอร์ที่จัดวางท่อนำคลื่นขนานกันแสดงดังรูป 5.2 (ก) โดยมีขนาดของโพรง กว้าง 19 cm สูง 31 cm ยาว 57 cm ในแกน x, y, z ตามลำดับ ซึ่งเป็นขนาดที่ได้ออกแบบไว้สำหรับเครื่องค้นแบบ และโพรงต่ออยู่กับท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมที่มีสายอากาศโมโนโพลติดตั้งอยู่ภายในเป็นแหล่งกำเนิดคลื่นจำนวน 2 ท่อ ที่วางขนานกันในระนาบ xz ด้านบนของโพรง ท่อนำคลื่นมีขนาดหน้าตัด 9.0×4.0 cm และสูง 15 cm จากลักษณะการวางสายอากาศโมโนโพลที่ชี้ไปตามแกน z ทำให้สนามภายในโพรงกระทำตัวเป็นแบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวาง TM_{mnp}

โครงสร้างของแอฟฟลิเคเตอร์ที่จัดวางท่อนำคลื่นตั้งฉากกันแสดงดังรูปที่ 5.2 (ข) โดยมีขนาดของโพรงและท่อนำคลื่นเท่ากับการจัดวางท่อนำคลื่นแบบขนานทุกประการ ต่างกันที่การจัดวางท่อนำคลื่น ที่เป็นแบบตั้งฉากกัน ทั้งนี้เพื่อลดอิทธิพลระหว่างสายอากาศไม่ให้มีการรบกวนกัน มิเช่นนั้นแล้วอาจเกิดความเสียหายบนตัวของสายอากาศเองหรือจากแหล่งจ่ายได้ ซึ่งหากเราทราบล่วงหน้าก่อนว่า การจัดวางสายอากาศ ณ ตำแหน่งไหน รูปแบบใด ที่อิทธิพลระหว่างสายอากาศด้วยกันมีน้อยแล้วย่อมจะเป็นประโยชน์ ทั้งนี้เพื่อลดการสูญเสียที่จะเกิดขึ้น

การจัดวางท่อนำคลื่นแบบตั้งฉากตามรูปที่ 5.2 เชื่อว่าเป็นลักษณะของการจัดวางที่กำลังงานคลื่นจากสายอากาศหนึ่งมีผลต่อกับอีกสายอากาศหนึ่งน้อยที่สุด เนื่องจากท่อนำคลื่นที่มีสายอากาศโมโนโพลอยู่ภายในเป็นแหล่งกำเนิดนั้นมีแบบแผนคลื่นภายในเป็นแบบแผนคลื่นพื้นฐานสนามที่แพร่กระจายออกมาจากส่วนปลายท่อจะมีเฉพาะส่วนประกอบของสนามในแนวขนานกับส่วนแคบของท่อเท่านั้น ในทางตรงกันข้ามสนามที่จะแพร่กระจายเข้าไปภายในท่อได้ย่อมที่จะต้อง

มีส่วนประกอบของสนามในแนวเดียวกับที่คลื่นแพร่กระจายออกมาด้วย เพราะฉะนั้นแล้วการที่ท่อนำคลื่นตั้งฉากซึ่งกันและกันอยู่ การกระทบกันควรที่จะมีน้อยที่สุด อย่างน้อยๆที่จะน้อยกว่าการจัดวางท่อนำคลื่นแบบขนานกัน ถึงแม้ภายในโพรงจะมีแบบแผนคลื่นเฉพาะของโพรงอยู่ก็ตาม โดยที่คลื่นจะเปลี่ยนรูปแบบไปตามรูปทรงของโพรงเอง และอีกกรณีหนึ่งคือการวางท่อนำคลื่นตั้งฉากกัน การแพร่กระจายคลื่นจากสองแหล่งอาจเป็นคลื่นแบบแผนคลื่นกันก็ได้ ซึ่งจะได้ความถี่ในการใช้งานต่างกันออกไปด้วย



รูปที่ 5.2 แสดงการจัดวางท่อนำคลื่นบนโพรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

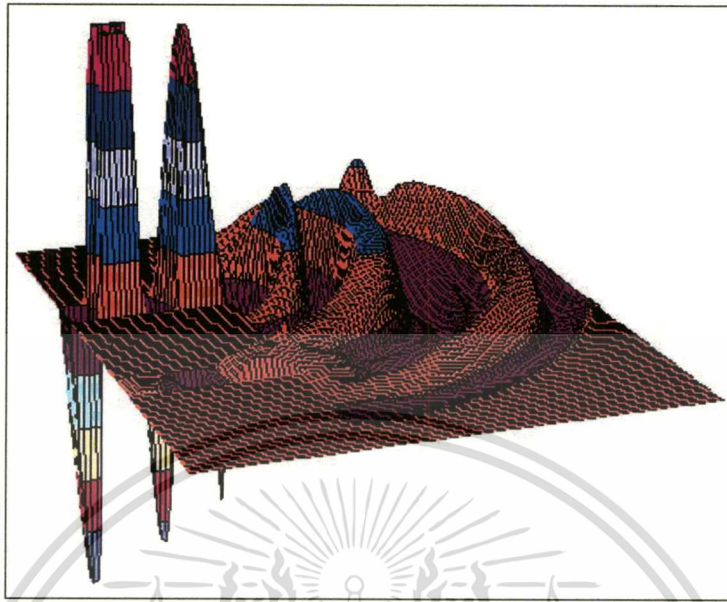
เงื่อนไขในการคำนวณตามวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลากำหนดโดย ให้กริดเซลล์ (Δs) มีขนาด 0.5 cm เท่ากันทั้งสามทิศทาง ดังนั้นจากขนาดที่ได้กำหนดไว้ จำนวนกริดเซลล์ที่ต้องจำลองในโปรแกรมจะมีจำนวนเป็น $38 \times 92 \times 114$ ในแกน x, y และ z ตามลำดับ สาเหตุที่ในแกน y มีขนาดเป็น 92 แทนที่จะเป็น 62 เนื่องจากในการจำลองต้องให้กริดเซลล์ครอบคลุมโครงสร้างทั้งหมด นั่นคือจะต้องทำการจำลองท่อนำคลื่นด้วย ขั้นตอนเวลา (Δt) มีขนาดเป็น $\Delta s/2c$ หรือ 8.333×10^{-12} วินาที ช่วงความกว้างพัลส์แบบเกาส์มีค่าเป็น 64 ช่วงเวลา

การจำลองสายอากาศโมโนโพล จะทำการจำลองแบบ Delta Gap และกำหนดให้ Gap มีขนาดความกว้าง 5 mm ซึ่งตามวิธีการแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาแล้ว Gap ดังกล่าว สามารถที่จะกำหนดให้แคบลงได้ [14] ซึ่งจะส่งผลให้การคำนวณถูกต้องมากขึ้น และกำหนดให้สายอากาศโมโนโพลยาว 3 cm และมีเส้นผ่านศูนย์กลางเล็กมาก

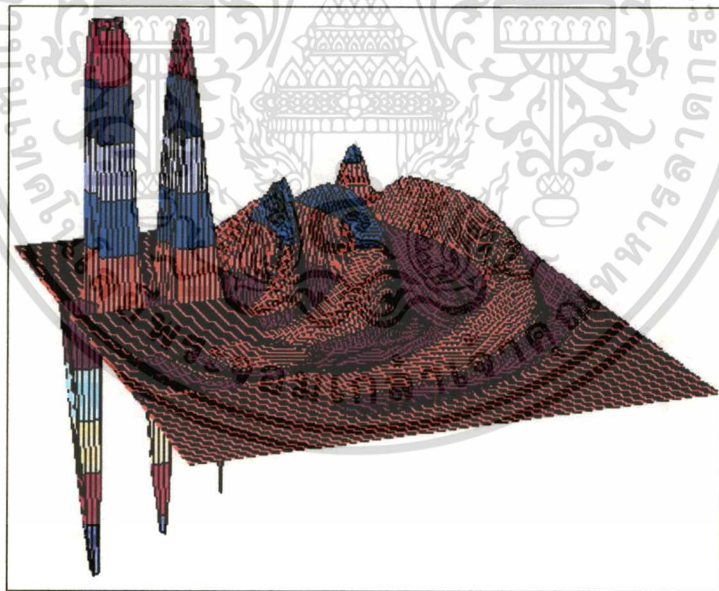
การกำหนดเงื่อนไขในวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาทั้งแบบการจัดวางท่อนำคลื่นแบบขนาน และท่อนำคลื่นแบบตั้งฉากส่วนใหญ่จะเหมือนกัน ต่างกันเล็กน้อยตรงที่แนวการจัดวางสายอากาศโมโนโพลของท่อนำคลื่นแบบตั้งฉาก จะมีอยู่สองแนวแกนคือ x และ z ส่วนการจัดวางท่อนำคลื่นแบบขนานจะอยู่ในแนวแกน z เพียงแนวเดียว

หลังจากทำการวิ่งโปรแกรมได้ 200 ขั้นตอนเวลาหรือ 1.67 ns สามารถสังเกตการเปลี่ยนแปลงของสนามภายในโครงสร้างได้ดังรูปที่ 5.3 เมื่อสนามดังกล่าวคือ E_x ในระนาบ yz โดยที่ x อยู่ตำแหน่งกึ่งกลางแอฟฟลิเคเตอร์ แม้ว่าเกรกใส่จะใช้พัลส์เพียงจุดเดียวและถูกเดี่ยวด้วยก็ตาม แต่สนามที่แพร่กระจายอยู่ภายในท่อนำคลื่นหรือออกมาจากท่อนำคลื่นจะมีลักษณะเป็นคลื่นรูปไซน์และท่อนำคลื่นดังกล่าวเป็นท่อนำคลื่นที่ปิดปลาย ดังนั้นเมื่อคลื่นเดินทางไปถึงผนังปลายสุดของท่อย่อมต้องสะท้อนกลับ ทำให้เกิดเป็นลักษณะของคลื่นนิ่งในท่อได้ อย่างไรก็ตามในลักษณะของการวางท่อนานกันนั้น เมื่อคลื่นเดินทางออกจากท่อนำคลื่นของตัวส่งได้ดีแล้ว ย่อมที่จะเดินทางเข้าไปในตัวรับได้ดีเช่นกัน เนื่องจากแบบแผนการเดินทางของคลื่นภายในท่อดังกล่าวจะเป็นแบบเดียวกัน

ในรูปที่ 5.3 (ก) ซึ่งเป็นการกระจายของสนามที่วางท่อนำคลื่นแบบขนาน เมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 5.3 (ข) ตามการวางท่อนแบบตั้งฉากแล้ว ลักษณะของรูปแบบการแพร่กระจายสนามไม่มีความแตกต่างใด ๆ เนื่องจากสนามดังกล่าวเป็นเพียงจุดเริ่มต้นของเวลาต้น ๆ เท่านั้น



(ก) ท่อนำคลื่นขนาน



(ข) ท่อนำคลื่นตั้งฉาก

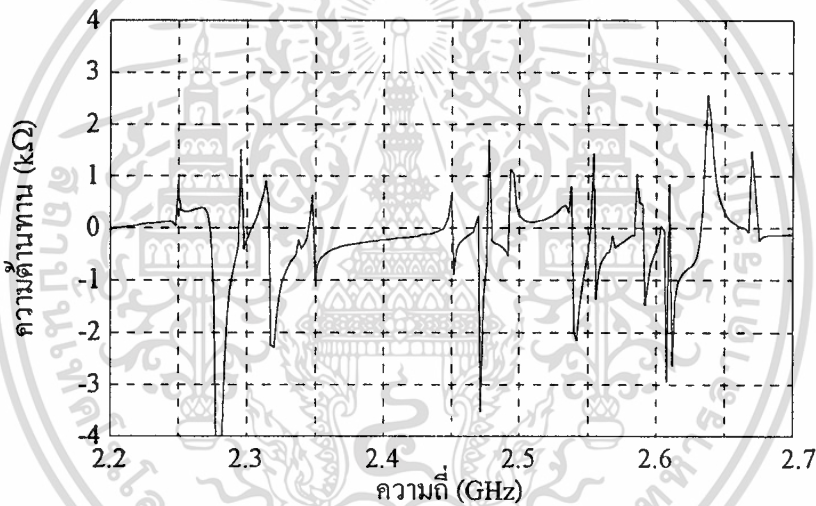
รูปที่ 5.3 แสดงค่าสนาม E_z บนระนาบ yz ที่ 200 ชั้นเวลาหรือ 1.67 ns ภายในโครงสร้างการจัดวาง
ท่อนำคลื่นแบบขนานและตั้งฉาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

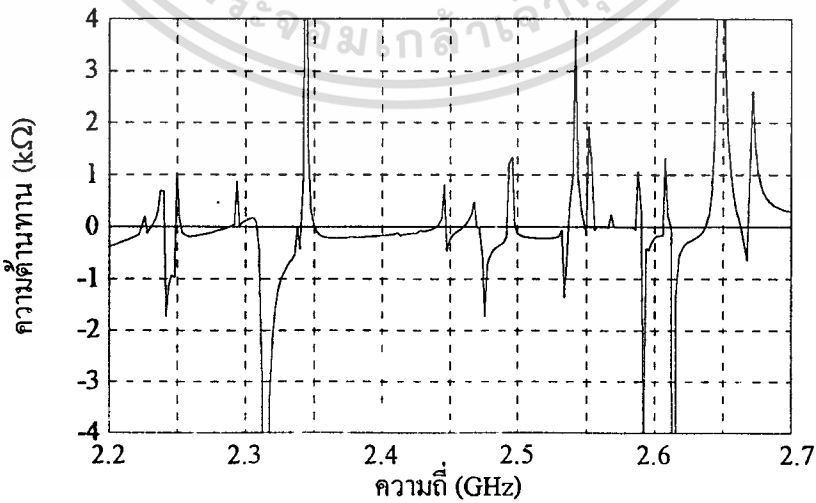
5.4.1.2 ความต้านทาน

หลังจากยุติการวิ่งโปรแกรมที่ 60,000 ชั่วโมง จะได้อ่านค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ตามต้องการ โดยใช้เวลาในการวิ่งโปรแกรมทั้งหมด 13 ชั่วโมง 55 นาที กับเครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล รุ่น Pentium II ความเร็ว 400 MHz ผลการคำนวณค่าความต้านทานของสายอากาศตัวส่งแสดงดังรูปที่ 5.4 โดยค่าความต้านทานดังกล่าวหาได้จากส่วนจริงของค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า

จากกราฟพบว่า ค่าความต้านทานที่ได้จะมีค่าเป็นลบด้วย มิใช่มีแต่เฉพาะค่าที่เป็นบวกเท่านั้น ทั้งนี้เพราะค่าความต้านทานดังกล่าวนี้เป็นค่าที่ได้จากโครงสร้างที่มีการเรโซแนนซ์ ค่าของความต้านทานทั้งสองจะเกาะกลุ่มอยู่ใกล้ ๆ ค่าศูนย์ และขนาดของความต้านทานบางความถี่จะเพิ่มสูงขึ้นหรือลดอย่างรวดเร็วเมื่อเทียบกับความถี่ใกล้เคียง ซึ่งจะแปรไปตามความถี่เรโซแนนซ์นั่นเอง และเมื่อเปรียบเทียบกันระหว่างรูปแบบการวางท่อแล้วพบว่า การวางท่อแบบขนานความต้านทานจะมีค่าน้อยกว่าโดยรวม



(ก) ท่อนำคลื่นขนาน



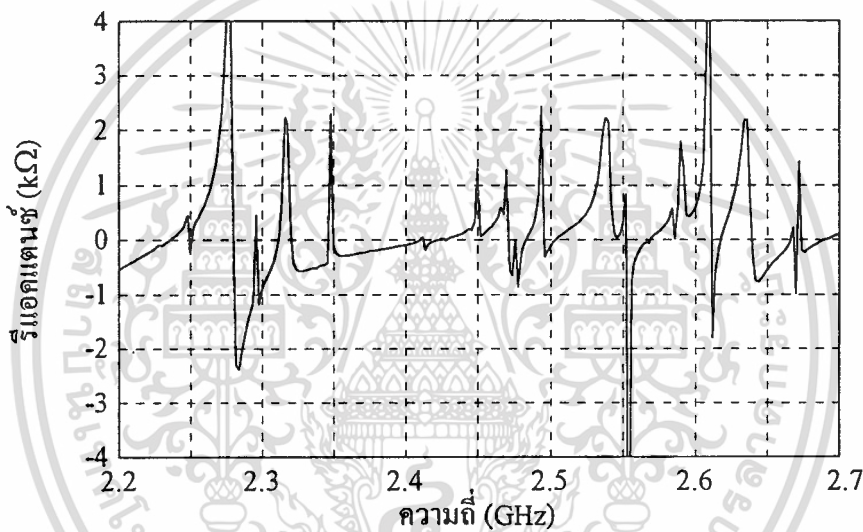
(ข) ท่อนำคลื่นตั้งฉาก

รูปที่ 5.4 แสดงค่าความต้านทานของสายอากาศตัวส่ง

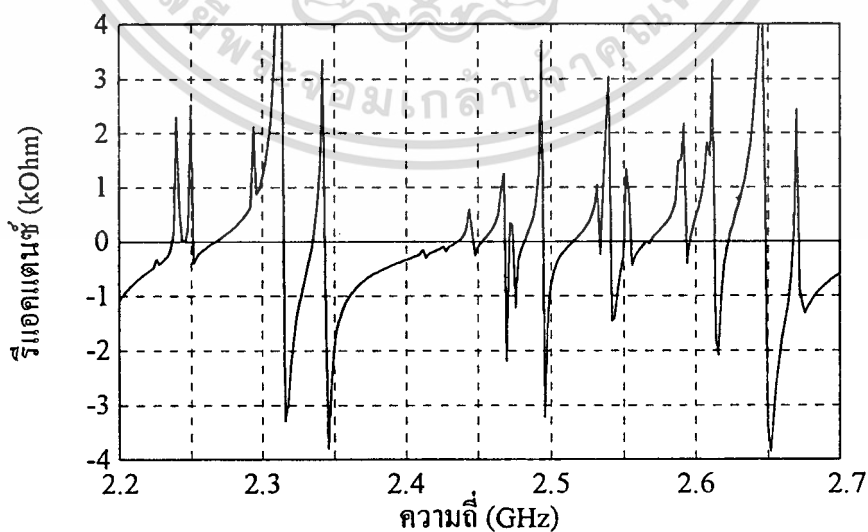
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4.1.3 รีแอกแตนซ์

สำหรับค่ารีแอกแตนซ์นั้นดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในหัวข้อของโครงสร้างแบบพอร์ดเดียวที่ว่า เปรียบเสมือนเป็นการลัดวงจรที่ส่วนปลายของโครงสร้าง กลายเป็นโครงสร้างที่มีการเรโซแนนซ์ เมื่อเกิดมีการเรโซแนนซ์ก็มีโอกาสเป็นไปได้ที่คลื่นบางความถี่จะสะท้อนกลับหมดหลังจากที่ได้ส่งไปแล้ว เส้นกราฟของรีแอกแตนซ์ในรูปที่ 5.5 มีลักษณะที่เริ่มจากค่าที่เป็นลบมาก ๆ ก่อนแล้วเพิ่มขึ้นเรื่อยไปจนถึงค่าที่บวกมากที่สุด โดยความชันของเส้นกราฟจะมีค่าเป็นบวกตลอด ลักษณะของเส้นกราฟเช่นนี้เป็นในลักษณะของค่า $\tan$ ในความถี่ค่าต่าง ๆ ซึ่งเมื่อโครงสร้างมีแบบแผนคลื่นที่แน่นอน คาบของเส้นกราฟก็จะคงที่ มิเช่นนั้นแล้วคาบจะมีความไม่แน่นอนโดยจะขึ้นอยู่กับความถี่เรโซแนนซ์ดังที่ได้แสดงไว้



(ก) ท่อนำคลื่นขนาน



(ข) ท่อนำคลื่นตั้งฉาก

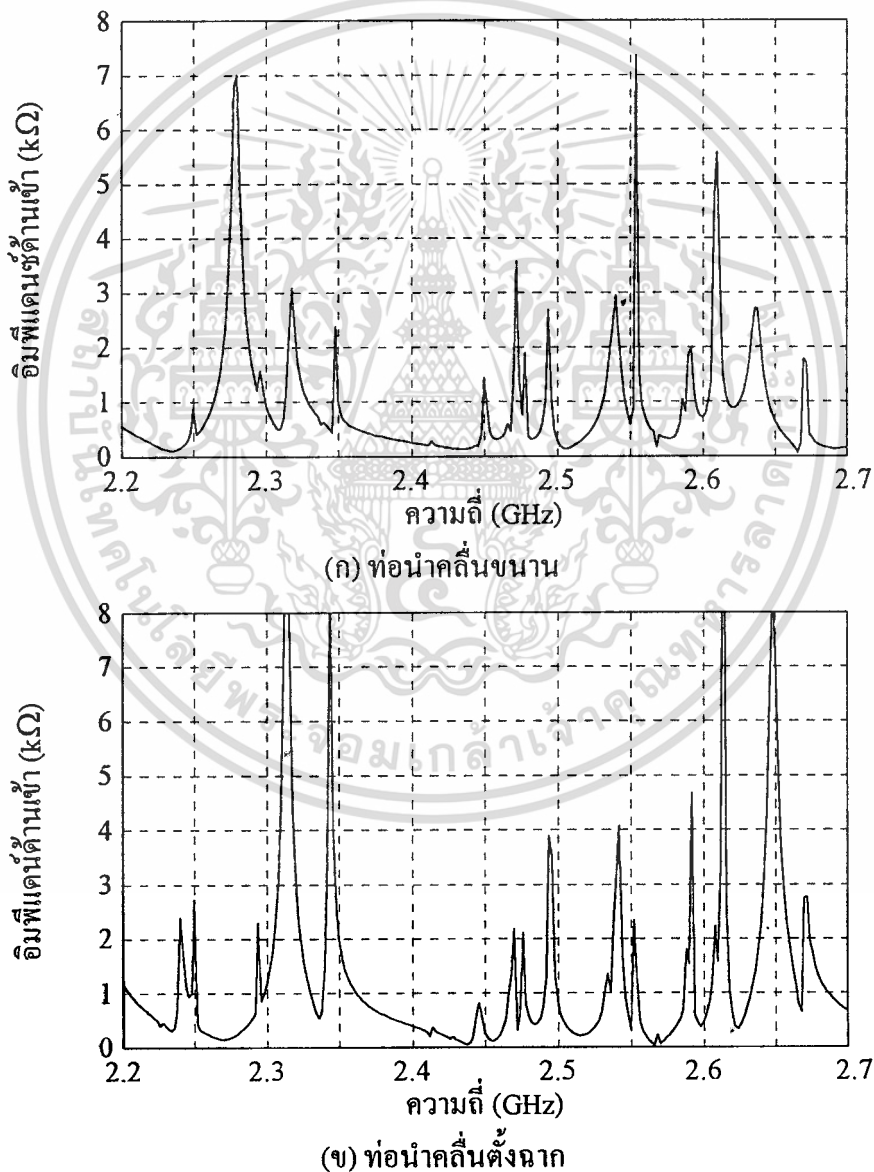
รูปที่ 5.5 แสดงค่ารีแอกแตนซ์ของสายอากาศตัวส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4.1.4 อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศตัวส่ง

ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าหาได้จากอัตราส่วนระหว่างศักดาต่อกระแสที่สายอากาศตัวส่ง โดยสายอากาศโมโนโพลตามวิธีผลต่างสี่เบื้องแล้วคือ ค่าศักดาที่ Gap และกระแสที่ได้จากการอินทิเกรตรอบเส้นลวดหรือองค์ประกอบของสนามแม่เหล็กรอบเส้นลวดที่เคยกล่าวไปในบทที่สอง

ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าที่ได้ในรูปที่ 5.4 นั้น จะมีรูปแบบที่ไม่แน่นอน โดยจะมียอดและปลายแหลมมากมายสลับกันไป โดยยอดและปลายแหลมนี้อาจขึ้นอยู่กับวิธีการเรโซแนนซ์ภายในโครงสร้างเป็นหลัก ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าที่ได้จะมีค่ามหาศาลที่ยอดของปลายแหลมนี้ ซึ่งจะมีค่าไม่แน่นอนเช่นกัน

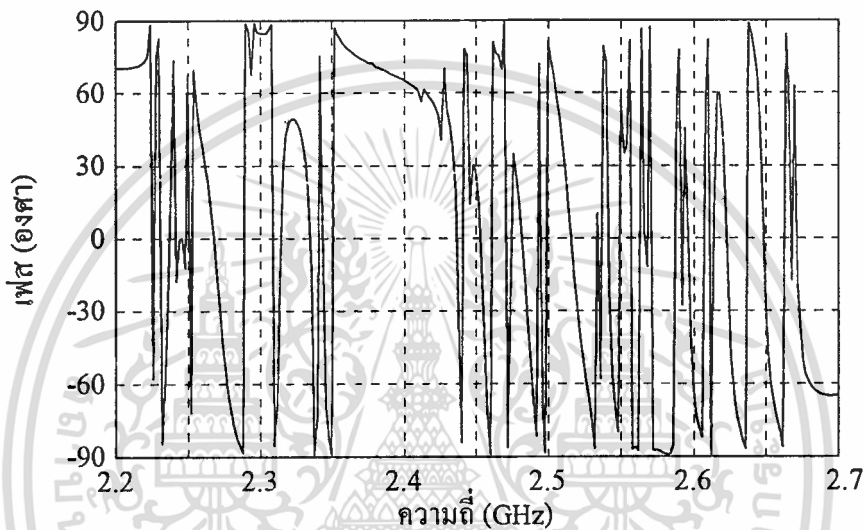


รูปที่ 5.6 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศตัวส่ง

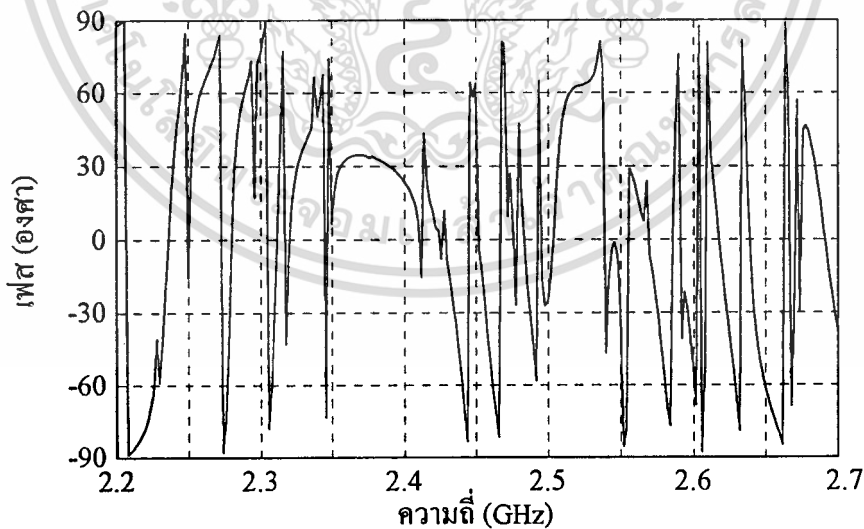
5.4.1.5 เฟสของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า

สำหรับค่าเฟสของอิมพีแดนซ์ด้านเข้าที่ได้นั้น จะมีความยุ่งเหยิงเช่นกัน โดยจะมีความไม่แน่นอนขึ้นอยู่กับการเรโซแนนซ์ภายในโครงสร้างเป็นหลัก โดยจะมีค่าเปลี่ยนแปลงที่รวดเร็วและไม่ต่อเนื่องเป็นอย่างมาก อยู่ระหว่างช่วงตั้งแต่ +90 องศา ไปจนถึง -90 องศา

เมื่อเปรียบเทียบระหว่างโครงสร้างทั้งสองแล้วจะมีลักษณะที่เป็นไปในแนวโน้มนเดียวกัน แต่พบว่าโครงสร้างแบบวางท่อนำคลื่นขนานกันจะมีการเพิ่มขึ้นและลดลงของเฟส ในช่วงที่กว้างกว่าภายใน +90 ถึง -90



(ก) ท่อนำคลื่นขนาน



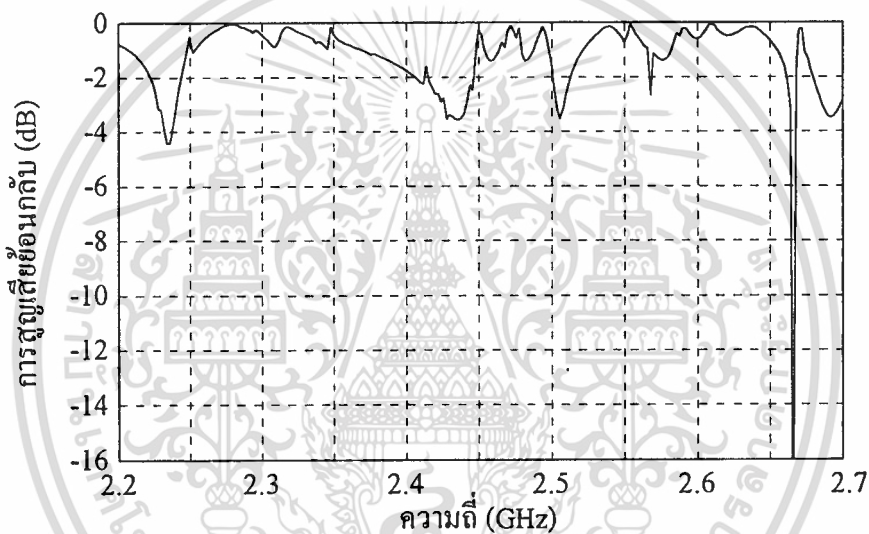
(ข) ท่อนำคลื่นตั้งฉาก

รูปที่ 5.7 แสดงค่าเฟสอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศตัวส่ง

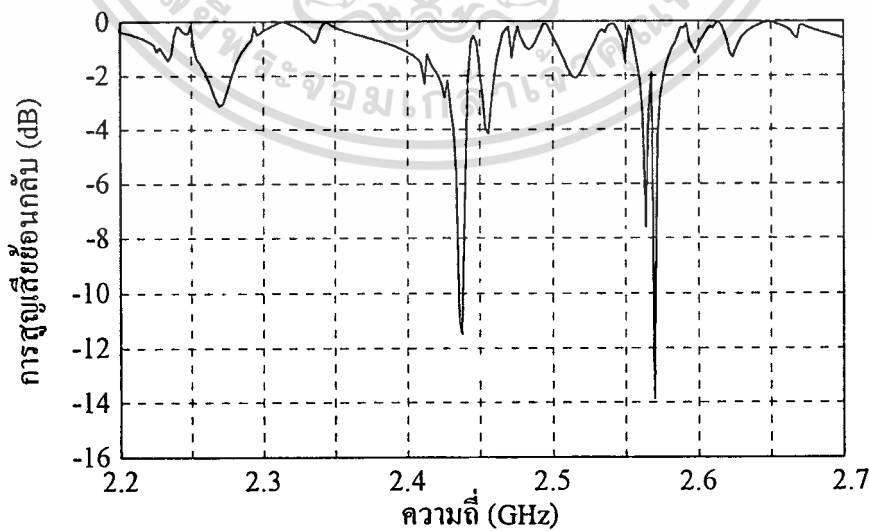
5.4.1.6 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ

รูปที่ 5.8 แสดงค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศตัวส่งที่ได้จากความสัมพันธ์ของ $(Z_{11}-Z_0)/(Z_{11}+Z_0)$ โดยค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า Z_{11} นั้นจะเป็นขนาดที่ขึ้นกับความถี่ ส่วนค่า Z_0 นั้นเป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะซึ่งจะมีค่าคงที่ตลอดไม่ขึ้นกับความถี่ ในที่นี้กำหนดให้มีค่าเป็น 50 Ohm ซึ่งเป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศโมนโพล

ค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากโครงสร้างที่วางท่อนำคลื่นแบบขนานกันนั้น ไม่ได้แสดงความถี่เรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ที่สนใจระหว่าง 2.4-2.5 GHz อย่างชัดเจนดังในรูปที่ 5.8 (ก) ต่างกับการวางท่อนำคลื่นแบบตั้งฉากดังรูปที่ 5.8 (ข) โดยในช่วงความถี่ที่สนใจจะปรากฏมีความถี่เรโซแนนซ์เกิดขึ้น หรือคือค่าการสูญเสียย้อนกลับที่มีการสูญเสียมากหรือสะท้อนกลับคืนมาน้อยนั่นเอง



(ก) ท่อนำคลื่นขนาน



(ข) ท่อนำคลื่นตั้งฉาก

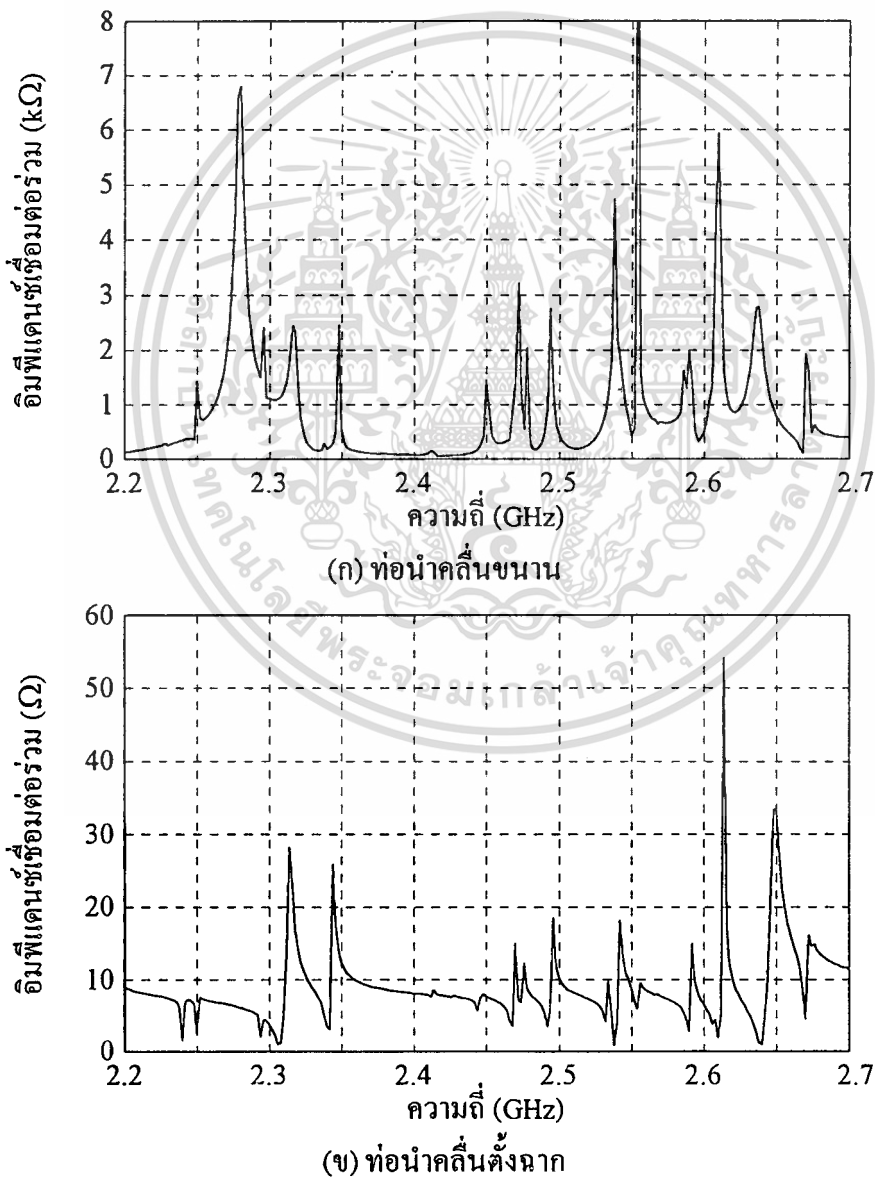
รูปที่ 5.8 แสดงค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศตัวส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าการสูญเสียย้อนกลับที่สนใจมีค่าประมาณ 11 dB ที่ความถี่ 2.44 GHz เนื่องจากค่าดังกล่าวอยู่ใกล้ความถี่ของแอฟฟลิเคเตอร์ที่ได้ออกแบบไว้ ณ 2.45 GHz ขนาดของค่าการสูญเสียย้อนกลับนี้จะมีความสัมพันธ์กับความถี่เรโซแนนซ์ ดังที่ได้ชี้หาและอธิบายไว้แล้วในบทที่ 3 โดยยิ่งค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่ามากเท่าไรก็แสดงว่าคลื่นภายในโพรงแสดงแบบแผนคลื่น (Mode) นั้น ๆ ได้ชัดเจนที่สุด และเป็นที่ทราบกันดีว่าภายในโพรงตัวนำนั้นสามารถที่จะมีได้หลายแบบแผนคลื่น ดังนั้นก็ไม่ใช่ว่าเรื่องแปลกอะไรที่เส้นกราฟค่าการสูญเสียย้อนกลับจะมีความไม่สม่ำเสมอ

5.4.1.7 ค่าอิมพีแดนซ์เชื่อมต่อรวม

ค่าอิมพีแดนซ์เชื่อมต่อรวมแสดงไว้ในรูปที่ 5.9



รูปที่ 5.9 แสดงค่าอิมพีแดนซ์เชื่อมต่อรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอิมพีแดนซ์เชื่อมต่อร่วมโดยวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาหาได้จากสมการ (5.21) เมื่อทราบ ศักดาที่สายอากาศตัวรับ ในที่นี้คือ Gap ที่ฐานของสายอากาศโมโนโพล จึงถูกเรียกเป็น Open Circuit อย่างไรก็ตามในอีกลักษณะหนึ่งของการหาค่าเชื่อมต่อร่วม คือการหาค่าแอดมิตแตนซ์ ซึ่งจะเป็นส่วนกลับของค่าอิมพีแดนซ์ เมื่อต้องการหาค่าแอดมิตแตนซ์ที่สายอากาศตัวรับ เราจะต้องทราบค่ากระแสบนสายอากาศเสียก่อน กรณีของสายอากาศโมโนโพลจะใช้การประยุกต์กฎของแอมแปร์ดังที่ได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 2 และอาจมีการพัฒนาขึ้นไปให้สายอากาศเป็นลูปก็ได้ [40]

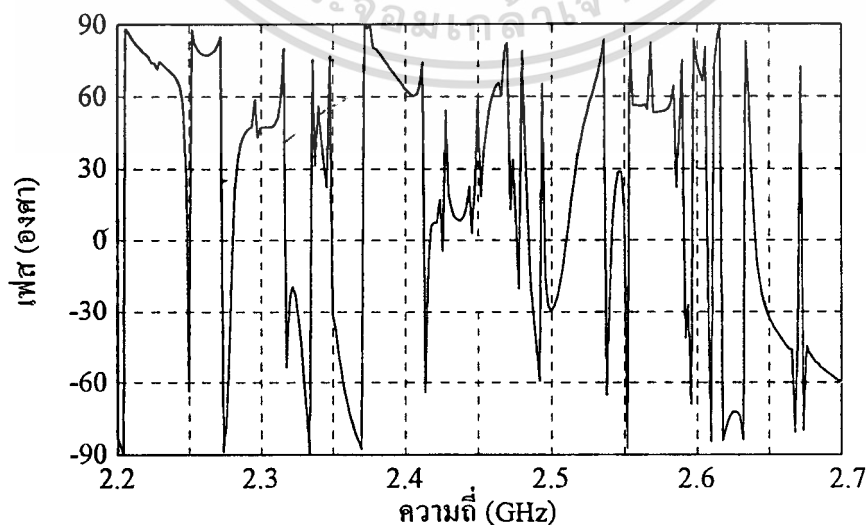
อิมพีแดนซ์เชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศโมโนโพลภายในโครงสร้างการจัดวางท่อนำคลื่นแบบขนานของแอปพลิเคชันแสดงไว้ในรูปที่ 5.9 (ก) โดยค่าที่ได้ดังกล่าวมีขนาดค่อนข้างใหญ่เมื่อเทียบกับอิมพีแดนซ์ด้านเข้าบนสายอากาศตัวส่งเองคืออยู่ในหน่วยของ $k\Omega$ ต่างกับค่าอิมพีแดนซ์เชื่อมต่อร่วมของการจัดวางท่อนำคลื่นแบบตั้งฉากที่แสดงไว้ในรูปที่ 5.9 (ข) อย่างชัดเจนคือจะอยู่ในหน่วยของ Ω ซึ่งแสดงว่าการคัปปลิงระหว่างสายอากาศโมโนโพลของการวางท่อนำคลื่นแบบขนานมีมากกว่าแบบตั้งฉาก

ส่วนเส้นกราฟนั้นจะมีรูปแบบที่ไม่แน่นอนเช่นกันอาจเป็นเพราะอยู่ภายในโครงสร้างที่มีการเรโซแนนซ์

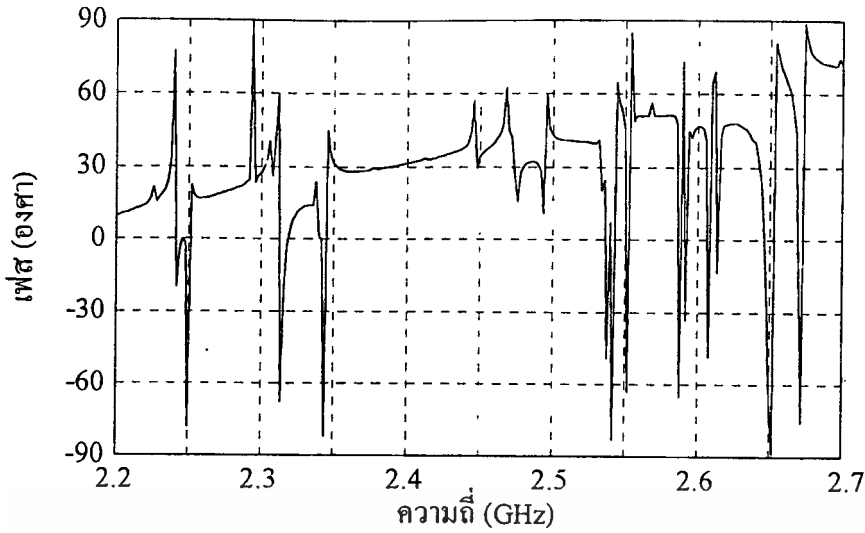
5.4.1.8 เฟสของค่าอิมพีแดนซ์เชื่อมต่อร่วม

สำหรับเฟสของค่าอิมพีแดนซ์การเชื่อมต่อร่วมในรูปที่ 5.10 นั้น จะมีรูปแบบที่ไม่แน่นอนเช่นกัน โดยพบว่าค่าเฟสของโครงสร้างที่ท่อนำคลื่นขนานกันจะมีความกว้างกวัดมากกว่า กล่าวคือเปลี่ยนจาก $+90$ ไปสู่ -90 ในจำนวนครั้งที่มากกว่า

สำหรับเฟสของค่าอิมพีแดนซ์การเชื่อมต่อร่วมของโครงสร้างท่อนำคลื่นตั้งฉากกัน ค่าที่ได้ส่วนใหญ่มีแนวโน้มจะเป็นค่าบวก และมีบ้างเหมือนกันที่เฟสจะเป็นค่าลบ



(ก) ท่อนำคลื่นขนาน

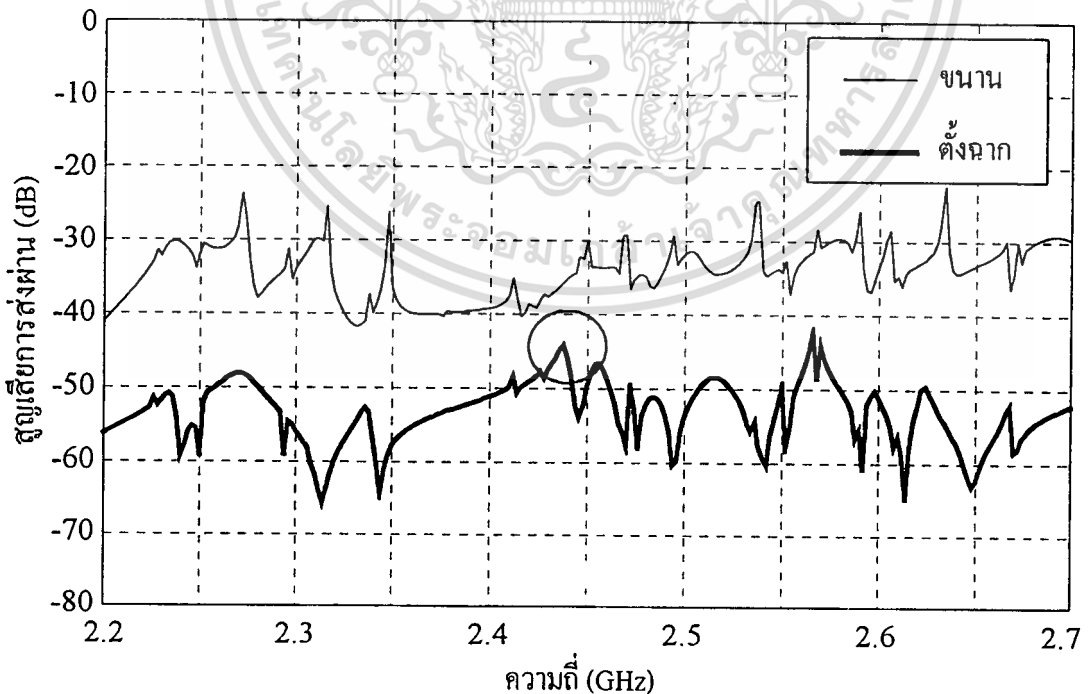


(ข) ท่อนำคลื่นตั้งฉาก

รูปที่ 5.10 แสดงเฟสของอิมพีแดนซ์เชื่อมต่อร่วม

5.4.1.9 ค่าการสูญเสียการส่งผ่าน

ค่าการสูญเสียการส่งผ่านหาได้จากสมการ (5.17) โดยมีส่วนประกอบของศักดาไฟฟ้าที่อยู่ระหว่างระนาบฉากกับฐานของสายอากาศตัวรับ และความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์ด้านเข้ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะในโคเมนของความถี่



รูปที่ 5.11 แสดงค่าสูญเสียการส่งผ่านของสายอากาศโมโนโพล

รูปที่ 5.11 คือ กราฟค่าการสูญเสียการส่งผ่านเปรียบเทียบกันระหว่างการวางท่อนำคลื่นแบบขนานและตั้งฉาก ซึ่งพบว่า การวางท่อนำคลื่นแบบตั้งฉาก จะทำให้การรบกวนระหว่างกันมีน้อยกว่าแบบวางท่อนาน ซึ่งเฉลี่ยแล้วประมาณ 15 dB อย่างไรก็ตามหากพิจารณาที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ค่าใดค่าหนึ่งก็สามารถที่จะเปรียบเทียบได้จากกราฟเช่นกัน เช่น ณ ที่ความถี่ 2.44 GHz ค่าการสูญเสียการส่งผ่านของการวางท่อนแบบตั้งฉากมีค่า -45 dB ขณะที่ความถี่เดียวกันนี้ การวางท่อนำคลื่นแบบขนานมีค่าการสูญเสียการส่งผ่านประมาณ -36 dB เพราะฉะนั้นแสดงว่าที่ความถี่เรโซแนนซ์นี้ ค่าการสูญเสียการส่งผ่านมีความต่างกัน 9 dB

5.4.2 ผลการวัด

เพื่อยืนยันผลการคำนวณที่ได้ เมื่อนำโครงสร้างการวางท่อนำคลื่นแบบตั้งฉากเป็นแนวทางในการออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบจนแล้วเสร็จในที่สุด จึงต้องทำการวัดเพื่อพิสูจน์ให้ทราบว่าสามารถลดการคัปปลิงต่อกันได้จริง

รูปแบบการวัดเป็นดังรูปที่ 5.12 เมื่อต่อสายอากาศโมโนโพลเข้ากับท่อนำคลื่นที่อยู่ในแนวตั้งฉากซึ่งกันและกัน โดยสายอากาศโมโนโพลทั้งสองจะถูกต่อเข้ากับเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย ผ่านสายส่งแกนร่วมด้วยตัวต่อแบบ SMA เมื่อสายอากาศโมโนโพลมีความยาว 3 cm และมีเส้นผ่านศูนย์กลาง 0.5 mm จากการออกแบบการวัดดังกล่าว พารามิเตอร์ที่สนใจคือ ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) และค่าการสูญเสียการส่งผ่าน (S_{21}) ผลการวัดแสดงไว้ในรูปที่ 5.13 และ 5.14



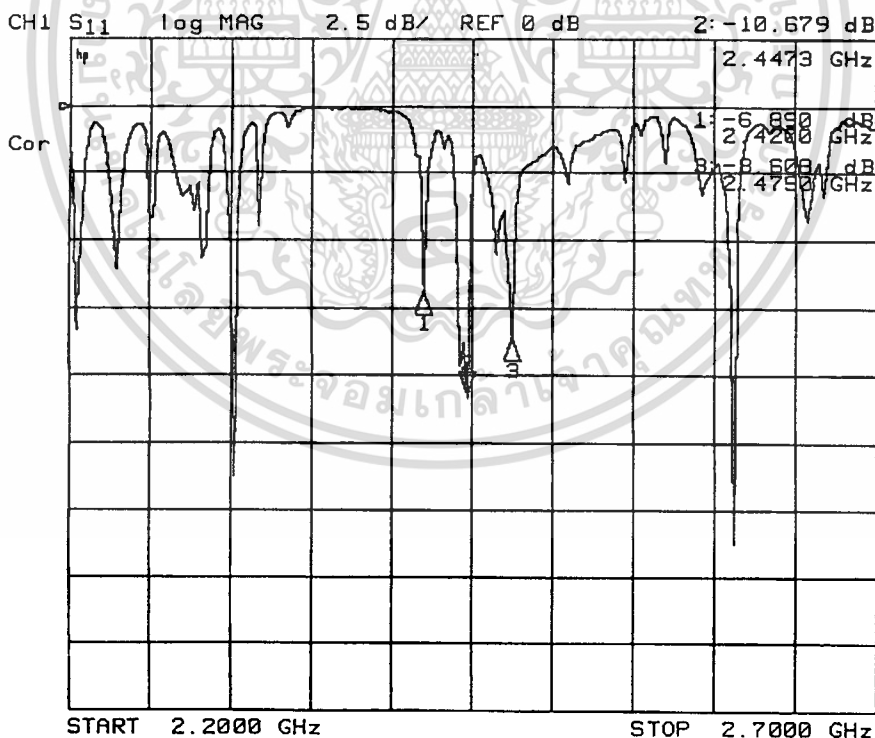
รูปที่ 5.12 แสดงภาพขณะทำการวัดค่าการสูญเสียการส่งผ่านในเครื่องต้นแบบ

5.4.2.1 ผลการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับ

ผลการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับกับโครงสร้างจริงในเครื่องต้นแบบเมื่อการวางท่อนำคลื่นเป็นแบบตั้งฉากแสดงดังรูปที่ 5.13 เมื่อสนใจเฉพาะความถี่ที่ใกล้เคียงกับความถี่กลางที่ได้ออกแบบไว้ จากผลการวัดที่ได้มีอยู่ 3 ความถี่คือที่ 2.420, 2.447 และ 2.479 GHz โดยค่าการสูญเสียย้อนกลับที่วัดได้คือ -6.890, -10.679 และ -8.609 dB ตามลำดับ

เมื่อเปรียบเทียบกับผลการคำนวณที่แสดงไว้ในรูปที่ 5.8 (ข) พบว่า ผลการคำนวณที่ได้จะแสดงแบบแผนคลื่นชัดเจนที่ความถี่ค่าหนึ่งในช่วงความถี่ที่สนใจคือที่ 2.44 GHz เพียงความถี่เรโซแนนซ์เดียวเท่านั้น อย่างไรก็ตามความถี่ดังกล่าวมีค่าประมาณ -11 dB ซึ่งก็ใกล้เคียงกับค่าการวัดที่ได้จากความถี่ 2.447 GHz เป็นอย่างมาก

อย่างไรก็ตามความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้จากค่าการสูญเสียย้อนกลับนี้ อาจต่างไปจากความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้จากการหาในบทที่ 3 เล็กน้อย ทั้งนี้เนื่องจากในบทที่ 3 เราหาความถี่ภายในโพรงตัวนำโดยการต่อสายอากาศเข้าไปโดยตรงซึ่งทางเข้า-ออก และท่อนำคลื่นที่เป็นแหล่งกำเนิดถูกปิดไว้สำหรับในบทนี้มีท่อนำคลื่นที่เป็นแหล่งกำเนิดเป็นองค์ประกอบเพิ่มเข้ามา ดังนั้นจึงทำให้มีความถี่เรโซแนนซ์บางค่าเพิ่มเข้ามา และบางค่าก็หายไป ทั้งนี้เนื่องจากการต่อท่อนำคลื่นเข้ามานั่นเอง



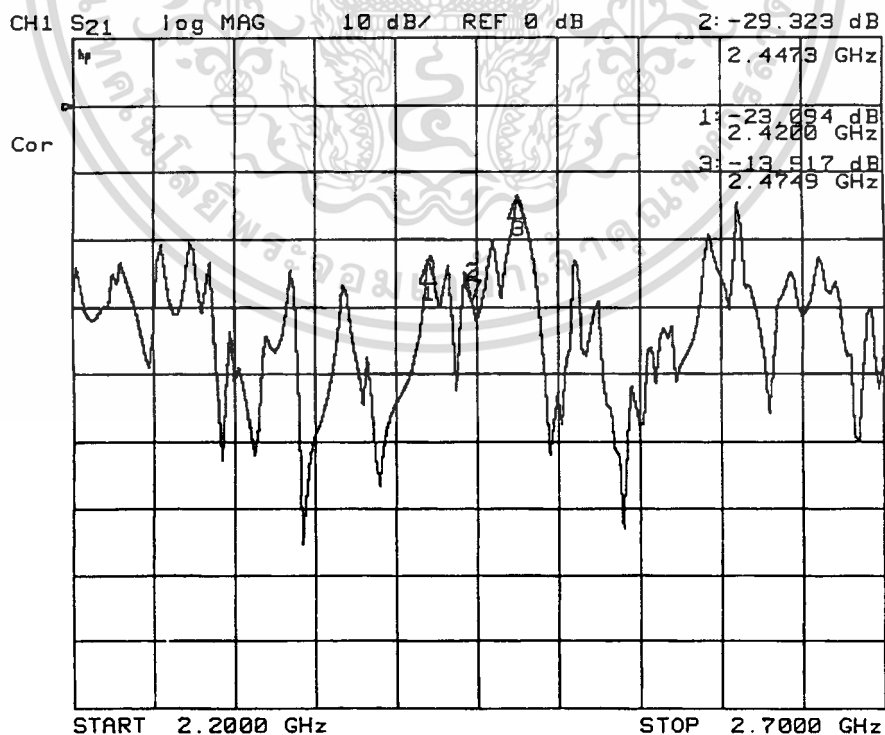
รูปที่ 5.13 แสดงค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการวัด

5.4.2.2 ผลการวัดค่าการสูญเสียการส่งผ่าน

ผลการวัดค่าการสูญเสียการส่งผ่านกับโครงสร้างจริงในเครื่องต้นแบบแสดงดังรูปที่ 5.14 ซึ่งความถี่ที่สนใจมีอยู่ 3 ค่า ซึ่งเป็นความถี่ที่ได้จากค่าการสูญเสียย้อนกลับนั่นเอง แต่ค่าซึ่งเป็นที่น่าสนใจมากที่สุดอยู่ที่ความถี่ 2.447 GHz ซึ่งค่าการสูญเสียการส่งผ่านที่วัดได้นั้นมีค่าเป็น -29.323 dB จากค่าที่ได้ดังกล่าวนี้เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับผลการคำนวณที่ได้จากวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาแล้วปรากฏว่าต่างกันถึง 15 dB และเมื่อเปรียบเทียบโดยรวมแล้ว ค่าของผลการวัดที่ได้จะอยู่ที่ประมาณ -35 dB เมื่อเทียบกับการคำนวณที่ค่าเฉลี่ยอยู่ที่ -45 dB ทำให้ต่างกันอยู่ 10 dB

ผลเฉลยของคำตอบที่ได้จากวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลามีค่าน้อยกว่าผลที่ได้จากการวัดถึง 10 dB นั้นอาจเนื่องมาจาก ในวิธีการคำนวณของผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาการสะสมค่าของสนามตามวิธีการแปลงฟูริเยร์เพื่อให้ได้ศักดา V_∞ นั้นนำเอาสนามต่างทิศทางมาใช้ กล่าวคือในสายอากาศตัวส่ง ศักดาได้จากสนามไฟฟ้าในแนวแกน z ส่วนสายอากาศตัวรับ ศักดาได้จากสนามไฟฟ้าในแนวแกน x เป็นต้น ในขณะที่การวัดนั้นสนามที่เกิดขึ้นเป็นสนามจริงที่ไม่ได้แบ่งเป็นส่วนประกอบของทิศทางแต่อย่างใด

นอกจากนี้ปัจจัยอื่น ๆ อีกหลายอย่างที่เกิดขึ้นจะทำให้การวัดก็อาจเป็นอีกสาเหตุหนึ่ง ไม่ว่าจะเป็นขนาดที่ถูกต้องตามที่จำลองไว้บนโปรแกรมกับขนาดจริง หรือแม้แต่วัสดุที่ใช้สร้างแอปพลิเคชันเตอร์ด้วยก็ตาม อาจมีความไม่สม่ำเสมอ ตลอดทั้งพื้นผิว เป็นต้น



รูปที่ 5.14 แสดงค่าการสูญเสียการส่งผ่านเชื่อมต่อกันรวม (S_{21}) ที่ได้จากการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 สรุป

ในบทนี้ได้ทราบถึงพารามิเตอร์สำคัญต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศไม่ว่าจะเป็นค่าความต้านทาน, ค่ารีแอคแตนซ์, ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า, ค่าเฟสของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า, ค่าอิมพีแดนซ์เชื่อมต่อกัน เป็นต้น สายอากาศดังกล่าวติดตั้งอยู่ในแอปพลิเคชันเดียวกัน ดังนั้นสิ่งที่มีอิทธิพลต่อพารามิเตอร์ดังกล่าวในสายอากาศตัวส่งเองหรือระหว่างสายอากาศด้วยกันก็คือโครงสร้างที่สายอากาศนั้น ๆ ติดตั้งอยู่ แม้ว่าโดยปกติแล้วสายอากาศจะมีคุณสมบัติเฉพาะตัวก็ตาม โครงสร้างที่ได้พิจารณาไปแล้วนี้เป็นโครงสร้างของโพรงตัวนำเชื่อมต่อด้วยท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยม ซึ่งโดยปกติแล้วคลื่นที่อยู่ภายในจะมีการเรโซแนนซ์และกระทำตัวเป็นแบบแผนคลื่น ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จะขึ้นกับสนามภายในที่เรโซแนนซ์อยู่เป็นสำคัญ

ตำแหน่งการจัดวางสายอากาศมีความสำคัญเป็นอย่างยิ่งในการออกแบบ ด้วยเหตุผลที่ว่าต้องการให้คลื่นจากแหล่งกำเนิดถ่ายทอดไปสู่ตัวดูภายในแอปพลิเคชันได้ดี และเมื่อมีสายอากาศมากขึ้นในระบบ เงื่อนไขสำคัญที่ต้องพิจารณาเพิ่มเติมคือ ทำอย่างไรให้อิทธิพลระหว่างสายอากาศที่มีมากกว่าหนึ่ง มีค่าน้อยที่สุด แต่ยังสามารถส่งถ่ายกำลังงานได้ดีอยู่ จากผลการคำนวณคงชี้ให้เห็นแล้วว่าการวางท่อนำคลื่นแบบดังกล่าวซึ่งกันและกันจะสามารถแก้ปัญหาได้ โดยสามารถลดการรบกวนกันของสนามได้ถึง 30 dB อย่างไรก็ตามเราสามารถที่จะลดการรบกวนนี้ได้อีก แต่จากหลักการที่ว่ายิ่งการถ่ายทอดกำลังงานจากสายอากาศสู่ระบบได้ดีเท่าไร การย้อนกลับของกำลังจากสายอากาศตัวรอบข้างก็ยิ่งดีเท่านั้น นั่นคือเราสามารถที่จะหลบมุมสายอากาศอย่างไรก็ได้ แต่ถ้าหลบมากไปกำลังก็จะส่งไปไม่ถึงวัตถุเป้าหมายได้เต็มที่

อย่างไรก็ตามจากการคำนวณและวัดผลไปแล้วนี้ เป็นเพียงกรณีศึกษาเท่านั้น ในการใช้งานจริงกับเครื่องต้นแบบแล้วไม่ได้ใช้สายอากาศโมโนโพลเป็นแหล่งกำเนิดคลื่นแต่อย่างใด แต่ใช้การติดหลอดแมกนีตรอนเข้ากับท่อนำคลื่นเป็นแหล่งกำเนิดกำลังงานโดยตรง ซึ่งกำลังจากหลอดแมกนีตรอนสามารถจะแพร่เข้าไปในแอปพลิเคชันโดยไม่ต้องผ่านสายส่งแกนร่วม หรือท่อนำคลื่นที่ยาว ๆ เลย ทั้งนี้เพราะต้องการให้กำลังจากหลอดแมกนีตรอนจะสามารถผ่านเข้าไปในระบบได้อย่างเต็มที่ ซึ่งแกนสำหรับการแพร่คลื่นของหลอดแมกนีตรอนมีความแข็งแรงและทนทานพอสมควร อย่างไรก็ตาม การได้รับอิทธิพลจากแหล่งกำเนิดคลื่นอื่นโดยตรงก็อาจเกิดความเสียหายได้เช่นกัน ซึ่งการคำนวณและการออกแบบที่ได้ในบทนี้จะเป็นประโยชน์ในการจัดวางหลอดแมกนีตรอนนี้แทน เพื่อป้องกันความเสียหายอีกระดับหนึ่ง

บทที่ 6

การวิเคราะห์และออกแบบระบบ

6.1 กล่าวนำ

ไมโครเวฟแอปพลิเคชันที่สามารถใช้งานได้หลากหลายที่สุดก็คือไมโครเวฟแอปพลิเคชันแบบหลายแบบแผนคลื่นหรือมัลติโหมดตัวอย่างเช่น ตู้อบไมโครเวฟที่ใช้กันอยู่ตามครัวเรือนทั่วไป เนื่องจากโครงสร้างไม่ซับซ้อนมากนักและยังสามารถจะรองรับกับวัตถุได้หลากหลายประเภท ถึงแม้จะมีปัญหาในเรื่องของความสม่ำเสมอในการกระจายอุณหภูมิบนก้อนวัตถุอยู่บ้างก็ตาม โดยหลักการแล้วแอปพลิเคชันแบบมัลติโหมดมักจะเป็นโพรงปิดที่เคลือบเพื่อขับปลั๊กกำลังงานจากแหล่งกำเนิดให้สะท้อนอยู่ภายใน ขนาดของกล่องมีได้หลายขนาดขึ้นอยู่กับวิธีการออกแบบ ซึ่งจะกว้างเป็นจำนวนเท่าของครึ่งความยาวคลื่นเรโซแนนซ์อย่างน้อยสองในสามด้าน โดยปกติแล้วจะสามารถทราบโหมดได้จากสเปกตรัมของความถี่ ซึ่งในแอปพลิเคชันที่วางแปลสเปกตรัมจะแสดงตัวเป็นช่วงแคบ ๆ แต่ถึงภายในแอปพลิเคชันบรรจุวัตถุไว้บางส่วน สเปกตรัมจะปรากฏเป็นช่วงกว้างขึ้นแต่ขนาดจะลดลง อย่างไรก็ตามสิ่งสำคัญในการออกแบบคือ ต้องพยายามให้โหมดที่ปรากฏมีความถี่ที่ใกล้เคียงกับความถี่จากแหล่งกำเนิดที่จะใช้สำหรับการป้อนให้มากที่สุดในที่นี้คือจากหลอดแมกนีตรอน

6.2 โครงสร้างโดยรวมของระบบ

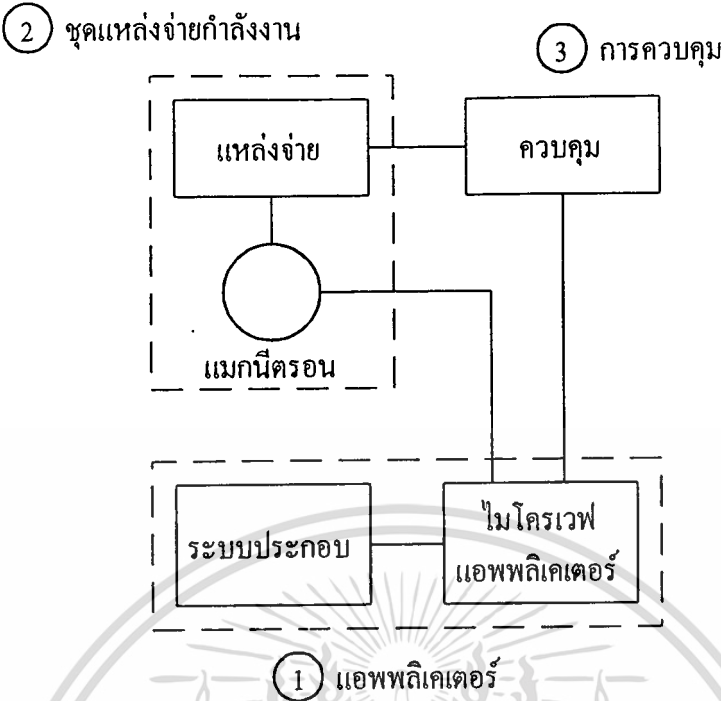
ระบบให้ความร้อนด้วยไมโครเวฟสามารถแบ่งออกเป็น 3 ส่วนประกอบพื้นฐาน [4] ดังแสดงในรูปที่ 6.1

(1) แอปพลิเคชัน (Applicator) หรือบริเวณที่จะให้วัตถุได้รับกำลังงานจากสนามคลื่นไมโครเวฟ ส่วนของแอปพลิเคชันนี้อาจมีระบบอื่นเข้ามาเกี่ยวข้องด้วย ตัวอย่างเช่น ระบบของปั๊มเพื่อทำให้เกิดสุญญากาศในโครงสร้างที่ปิดสนิท ทั้งนี้เพื่อปรับความดันอากาศให้เพิ่มมากขึ้น เป็นการเร่งให้ร้อนเร็วและเพิ่มอุณหภูมิให้สูงขึ้น, ระบบการเป่าลมเพื่อกระจายความร้อนให้ทั่วถึงหรือแม้แต่ระบายความชื้น, ระบบปั๊มน้ำวนเพื่อระบายความร้อน เป็นต้น โดยระบบดังที่ได้กล่าวมา จะต่อพ่วงอยู่กับโครงสร้างส่วนของแอปพลิเคชันนี้

(2) ชุดแหล่งจ่ายกำลังงาน (Power) หรือส่วนที่เป็นต้นกำเนิดของคลื่นไมโครเวฟที่จะถูกปล่อยออกมาในย่านความถี่ที่ต้องการ

(3) การควบคุม (Control) โดยส่วนของการควบคุมจะสัมพันธ์กับผลลัพธ์ของผลิตภัณฑ์ที่ผ่านระบบออกมา ไม่ว่าจะเป็นการควบคุมปริมาณของกำลังงานที่จะต้องจ่าย หรือควบคุมความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเพียงเอกสารตัวอย่างเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

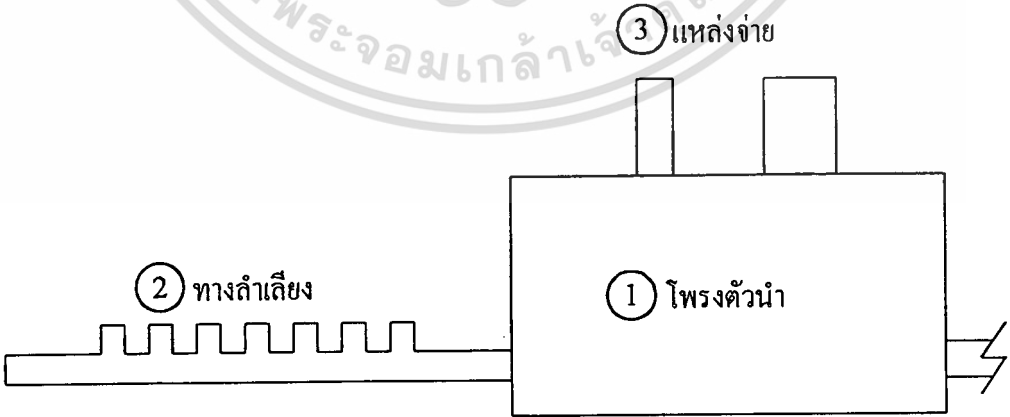


รูปที่ 6.1 แสดงระบบการให้ความร้อนด้วยไมโครเวฟ

6.3 วิเคราะห์ตำแหน่งแหล่งกำเนิดงาน

6.3.1 การวิเคราะห์โครงสร้าง

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงส่วนประกอบแรกของระบบ โดยเป็นเรื่องที่เกี่ยวข้องกับแอปพลิเคชันที่ได้สร้างขึ้น โครงสร้างของแอปพลิเคชันแสดงดังรูปที่ 6.2



รูปที่ 6.2 แสดงโครงสร้างของแอปพลิเคชัน

โครงสร้างของแอปพลิเคชันที่จะพิจารณาร่างมียู่ด้วยกัน 3 ส่วนประกอบคือ โครงตัวนำ ทางลำเลียง และแหล่งจ่าย ดังรูปที่ 6.2

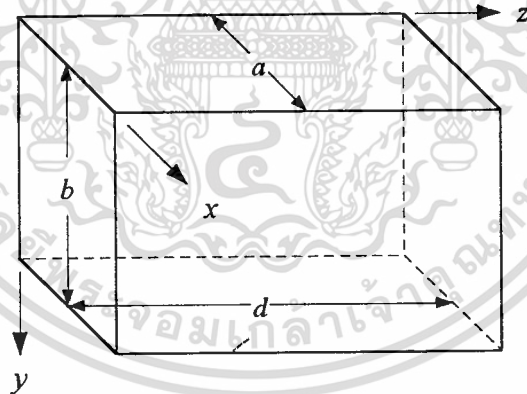
(1) โครงตัวนำ ส่วนประกอบนี้คือตัว (Body) หรือโครงสร้างหลัก ซึ่งจะมีความสำคัญที่สุดในแอปพลิเคชันแบบหลายแบบแผนคลื่น การกำหนดขนาดของโครงตัวนำขึ้นอยู่กับลักษณะการใช้งานเป็นหลัก เช่น ตู้อบไมโครเวฟที่ใช้งานกันอยู่ตามบ้าน จะมีขนาดเล็ก กะทัดรัด ทั้งนี้ก็เพราะต้องการความสะดวกในการใช้งานไม่ว่าจะเป็นการเคลื่อนย้ายที่ง่าย เนื่องจากเล็ก น้ำหนักเบา และต้องการเนื้อที่ในการเก็บน้อย ดูสวยงาม นอกจากนี้ความบอยในการใช้งานจะมีไม่มาก เพียงแค่อุ่นหรืออบอาหารที่ใช้เวลาไม่นานมากนัก ส่วนในโรงงานหรืออุตสาหกรรมการผลิตแล้ว ขนาดของแอปพลิเคชันจะใหญ่ขึ้นมาก เนื่องจากต้องการปริมาณการผลิตที่สูง เป็นต้น อย่างไรก็ตาม โครงสร้างที่ได้สร้างขึ้นและวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ จุดประสงค์เพื่อ

(1.1) ต้องการใช้ในอุตสาหกรรมขนาดเล็ก

(1.2) สามารถทำเป็นสายการผลิตแบบต่อเนื่องได้

(1.3) ใช้ได้กับหลากหลายวัสดุที่มีความหนาพอสมควร

จากเหตุผลดังกล่าวขนาดของโครงตัวนำจึงไม่จำเป็นต้องมีขนาดใหญ่มากนัก การเปลี่ยนแปลงขนาดเป็นดังรูปที่ 6.3



รูปที่ 6.3 แสดงโครงตัวนำส่วนประกอบของแอปพลิเคชัน

เมื่อ a คือ ความกว้างของโครง ซึ่งในแอปพลิเคชันที่จะทำการสร้างนี้ ไม่จำเป็นต้องที่ a จะต้องกว้างมาก ด้วยเหตุผลข้อที่ (1.3) ที่ต้องการความหนาของชิ้นงานเป็นหลัก แต่ไม่จำเป็นต้องกว้างดังเช่นการอบแผ่นผ้า หรือแผ่นกระดาษ ที่ต้องการขนาดของความกว้างมาก ๆ ดังนั้นการกำหนดให้ a มีความกว้างมาก ๆ จะไม่ทำให้เกิดประโยชน์อื่นใด ประกอบกับทางลำเลียงวัสดุเข้า-ออก มีขนาดความกว้างเพียง 8.5 cm ดังที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 4

b คือความสูงของโครง จากการออกแบบคาดว่าโครงนำจะมีขนาดใหญ่พอสมควร ดังนั้นหากใช้หลอดแมกนีตรอนเป็นแหล่งกำเนิดเพียงหลอดเดียวคงไม่เพียงพอและหากต้องออกแบบให้ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีหลายแหล่งกำเนิดแล้ว ความสูงของ b ต้องมีขนาดที่สูงพอสมควร เนื่องจากจะต้องมีท่อนำคลื่นมาต่อเพื่อให้เป็นทางเดินของคลื่นผ่านเข้ามาภายในโพรง ซึ่งจะต้องเหลือเนื้อที่ไว้สำหรับจัดวางพอสมควรเพื่อลดอิทธิพลระหว่างสายอากาศ ที่จะก่อให้เกิดความเสียหายได้ ดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 5

กรณีที่มีท่อนำคลื่นปลายเปิดต่ออยู่ด้านบนของโพรงเพื่อให้แพร่กระจายคลื่นลงมานั้น จำเป็นที่จะต้องให้มีระยะจากปลายท่อนำคลื่นที่ต่อ กับตำแหน่งที่จะให้วัตถุลำเลียงผ่านห่างกันพอสมควร ทั้งนี้เพื่อการกระจายสนามที่สม่ำเสมอทั่วถึงตลอดทั้งก้อนของวัตถุ ถึงแม้ภายในโพรงจะมีแบบแผนคลื่นที่แน่นอน ณ ความถี่เรโซแนนซ์หนึ่งอยู่ก็ตาม แต่ถ้าเป็นรูปแบบของการแพร่กระจายสนามจากปากท่อนำคลื่นปลายเปิดเข้าสู่โพรงแล้ว ลักษณะการกระจายสนามภายในโพรงจะเปลี่ยนไป ขึ้นอยู่กับปากท่อนำคลื่นที่ต่ออยู่ตามลักษณะการวาง ดังนั้นเมื่อ b มีขนาดสูงเพิ่มมากขึ้น การแพร่กระจายสนามจากปากท่อนำคลื่นไปสู่ก้อนวัตถุจะมีช่วงที่กว้างขึ้น ตั้งแต่เริ่มลำเลียงวัตถุเข้าไปในโพรง และผ่านออกมา ในทางตรงข้ามหากระยะ b แคบ การกระจายสนามที่แรงจะมีเฉพาะแต่บริเวณที่ใกล้ ๆ กับปากท่อเท่านั้น ดังนั้นเมื่อวัตถุลำเลียงผ่านเข้าไปในโพรง ช่วงการให้ความร้อนจะแคบ ส่งผลให้ช่วงเวลาการให้ความร้อนแก่วัตถุเป็นช่วงที่สั้น ๆ ซึ่งอาจไม่เพียงพอในการอบอาหารให้สุกได้

d คือความยาวของโพรง ด้วยเหตุผลที่จะนำเอาแอฟพลิคเคเตอร์ดังกล่าวไปใช้สำหรับอบอาหารให้สุก หรือลดความชื้นภายในวัตถุ ดังนั้นช่วงความยาวของ d ดังกล่าว ควรที่จะต้องมาก เพื่อให้เพียงพอจนอาหารสุกหรือลดความชื้นให้ได้มากพอสมควร ตั้งแต่วัตถุเริ่มเข้าไปภายในโพรงจนผ่านโพรงตัวนำออกมา ประกอบกับแอฟพลิคเคเตอร์ที่โครงการจะสร้างนี้ไม่มีส่วนของการทำให้ชิ้นวัตถุอุ่นขึ้นก่อน (Pre-Heating) จากวิธีการให้ความร้อนแบบอื่น เนื่องจากต้องการให้แอฟพลิคเคเตอร์ที่สร้างนี้มีความกระตือรือร้น ขนาดไม่ใหญ่มาก เคลื่อนย้ายสะดวก ดังเหตุผลในการสร้างข้อที่ (1.1) ดังนั้นการเกิดความร้อนในวัตถุจะได้จากคลื่นไมโครเวฟเพียงอย่างเดียวเท่านั้น

จากเหตุผลต่าง ๆ ข้างต้นจึงกำหนดให้โพรงของแอฟพลิคเคเตอร์มีขนาด กว้าง 19.0 cm, สูง 31.0 cm และยาว 57.0 cm ซึ่งขนาดดังกล่าวนี้มีความถี่ใกล้เคียงกับความถี่ที่ได้ออกแบบไว้ คือที่ 2.45 GHz ดังที่ได้เขียนและอธิบายไว้แล้วในบทที่ 3 ประกอบกับค่าความหนาแน่นภายในของแอฟพลิคเคเตอร์ดังกล่าวนี้มีความเหมาะสมด้วยโดยค่าความหนาแน่นหาได้จาก [4]

$$E_{\max} = \left[\frac{(P/V)Q_0}{\omega \epsilon_0} \right] \quad (6.1)$$

สมการ (6.1) คือการหาความหนาแน่นของโพรงแบบง่าย ๆ เมื่อ P คือกำลังที่ได้จากหลอดแมกนีตรอน, V คือปริมาตรของโพรงที่ได้ออกแบบไว้ Q_0 คือค่าตัวประกอบคุณภาพ ω คือค่าความถี่เชิงมุม ϵ_0 คือค่าสภาพยอม

โดยค่าความหนาแน่นดังกล่าวจะต้องมีค่าไม่มากเกินไปจนทำให้เกิดการทำลายในวัสดุ (Dielectric Breakdown) หรือน้อยเกินไปที่จะไม่ทำให้วัสดุเกิดความร้อน

(2) ทางลำเลียง ได้อธิบายถึงการออกแบบและทางเลือกไว้แล้วในบทที่ 4 อย่างไรก็ตามโดยทั่วไปแล้ว การออกแบบทางลำเลียงเข้า-ออก ขึ้นอยู่กับจุดประสงค์ของแอปพลิเคชันที่จะนำมาใช้งาน เช่นในกรณีที่ต้องการอบวัสดุแผ่นบาง ทางเข้าก็จะมีลักษณะความกว้างพอ ๆ กับขนาดของแผ่นวัสดุดังกล่าว และจะไม่สูงมากนัก ส่วนในกรณีที่ต้องการอบชิ้นงานที่มีขนาดใหญ่มาก ๆ การออกแบบจะเป็นลักษณะของฝาเปิด-ปิด 2 ชั้น โดยจะต้องออกแบบเป็นลักษณะของระบบอัตโนมัติเมื่อการลำเลียงมีตัวตรวจจับเพื่อคอยเปิด-ปิดทางลำเลียงเมื่อมีวัสดุเคลื่อนเข้า หรือกำลังจะเคลื่อนออก หรืออาจใช้การควบคุมการเปิด-ปิดหลอดแมกนีตรอนไม่ให้มีคลื่นแพร่กระจายออกมาขณะที่มีการผ่านเข้า-ออก หรือประตูกำลังเปิด เป็นต้น

การเจาะผนังของโพรงเพื่อวางตำแหน่งทางลำเลียงของแอปพลิเคชันที่ออกแบบนี้ พิจารณาจากลักษณะของสนามภายในโพรง ณ ตำแหน่งที่วัสดุวิ่งผ่านว่ามีความแรงดีและสนามมีความกระจายสม่ำเสมอ จากโครงสร้างได้เลือกให้ทางลำเลียงสูงจากผนังด้านล่าง 5 cm และใช้แผ่นกระจกเป็นวัสดุในการสร้างทั้งนี้ กระจกเป็นวัสดุที่ราคาไม่แพง แข็งแรงและคงทน ถึงแม้ในการคำนวณเพื่อหาการกระจายสนามไฟฟ้าภายในโพรงตัวนำสี่เหลี่ยมจะทราบว่าแนวตรงกลางโพรงจะมีสนามแรงที่สุดแต่สำหรับในโครงสร้างแอปพลิเคชันที่ได้ออกแบบนี้เป็น โครงสร้างที่ต่ออยู่กับท่อนำคลื่นปลายเปิดเป็นแหล่งกำเนิด ซึ่งพบว่าสนามมีได้แรงที่ตรงกลางเพียงจุดเดียว อิทธิพลของปากท่อนำคลื่นมีค่อนข้างมาก ดังนั้นต้องวางทางลำเลียงให้ระยะห่างจากปลายท่อ ด้านบนที่ได้ออกแบบ เป็นระยะห่างพอสมควร

(3) แหล่งจ่าย ได้อธิบายถึงการมีอิทธิพลต่อกันระหว่างสายอากาศไว้แล้วในบทที่ 5 ไรก็ตามตำแหน่งและการจัดวางในที่นี้ได้เลือกตำแหน่งและการจัดวางที่ระยะห่างเท่า ๆ กันระหว่างผนังทั้งสองและสองท่อนำคลื่น สำหรับในกรณีที่เป็นโพรงตัวนำดังแสดงในบทที่ 3 ที่ไม่มีท่อนำคลื่นแหล่งกำเนิดคั่นอยู่ ตำแหน่งบนผนังของโพรงจะมีความแรงของสนามไม่เท่ากันขึ้นอยู่กับแบบแผนคลื่น ดังนั้นเราสามารถที่จะเลือกตำแหน่งการวางเพื่อหลีกเลี่ยงความแรงของสนามได้ โดยดูได้จากแบบแผนคลื่นนี้ แต่ในทางปฏิบัติแล้วไม่ได้เป็นไปเช่นนั้น เนื่องจากการต่อท่อนำคลื่นแหล่งกำเนิด สนามภายในโพรงจะเปลี่ยนไปซึ่งบางครั้งอาจทำให้แบบแผนคลื่นนั้นเปลี่ยนแปลงไปด้วย ดังนั้นการเลือกตำแหน่งการวางด้านบนจะพิจารณาจากปากท่อนำคลื่นที่อยู่ต่างโพลาริซเป็นสำคัญ และให้ตรงกับตำแหน่งเคลื่อนผ่านของชิ้นงานเป็นหลัก

นอกจากนี้แล้วการจัดวางท่อนำคลื่นไม่จำเป็นที่จะต้องต่อหลอดแมกนีตรอนตรง ๆ ก็ได้ โดยจะเป็นลักษณะของการวางหลอดแมกนีตรอนที่เป็นแหล่งกำเนิดไว้ค่อนข้างไกล จากนั้นใช้การส่งผ่านคลื่นไมโครเวฟมาตามท่อนำคลื่น ลักษณะเช่นนี้เป็นแบบที่ใช้กันในโรงงานอุตสาหกรรม

ขนาดใหญ่และทันสมัย ที่มีการควบคุมระบบการส่งผ่านกำลังงานไปตามท่อได้ดี เพื่อลดการรั่วไหลในรอยต่อ หรือการสูญเสียกำลังงานในการเดินทางของคลื่นไปตามท่อ

6.3.2 การเลือกวัสดุในการทำแอฟฟลิเคเตอร์

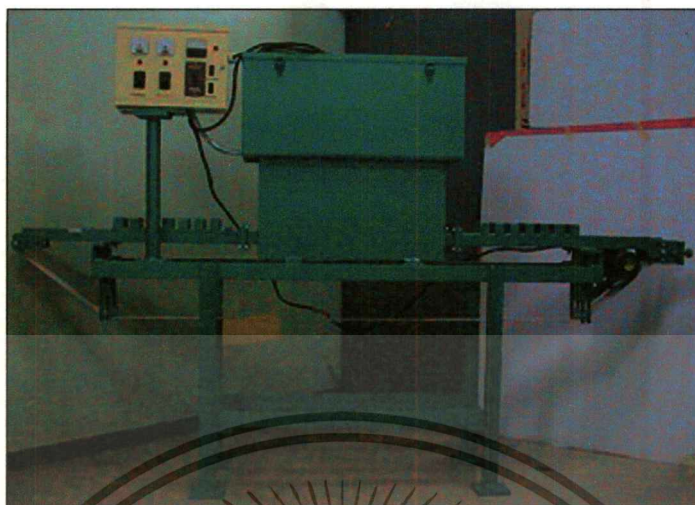
โครงสร้างของแอฟฟลิเคเตอร์แบบมัลติโหมดในอุดมคตินั้นจะต้องเป็นกล่องโลหะที่นำกระแสไฟฟ้าได้ดีและมีความนำเป็นอนันต์ในทุก ๆ ส่วน การไหลของกระแสบนผนังของแอฟฟลิเคเตอร์จะต้องไม่รวมอยู่ ณ จุดใดจุดหนึ่งเนื่องจากจะเป็นสาเหตุให้เกิดความร้อนขึ้นที่จุด ๆ นั้นเกินขนาด จนอาจเกิดการอาร์คเป็นประกายไฟขึ้นได้ ซึ่งจะเชื่อมโยงไปถึงการออกแบบภายในของแอฟฟลิเคเตอร์ให้ตะเข็บรอยต่อต่าง ๆ มีความปราณีต

การเลือกวัสดุในการสร้างแอฟฟลิเคเตอร์จะขึ้นอยู่กับข้อจำกัดของประสิทธิภาพในการใช้งานต่าง ๆ สิ่งที่มีความเกี่ยวพันสิ่งแรกคือ ค่าตัวประกอบคุณภาพของวัสดุที่จะนำมาให้ความร้อน นอกจากนี้แล้วยังจะต้องคำนึงถึงสัญลักษณ์ ความสะอาด และความคงทนในการใช้งานอีกด้วย ในวัสดุโลหะที่มีค่าตัวประกอบคุณภาพน้อย ๆ คือประมาณ 100 วัสดุที่มีความเหมาะสมจะนำมาสร้างเป็นอย่างมากคือ สแตนเลสไร้ความเป็นแม่เหล็ก เนื่องจากเป็นวัสดุที่มีความแข็งแรงและผิวเนื้อไม่มีปัญหาในเรื่องของการถูกกัดกร่อนหรือเป็นสนิม อย่างไรก็ตามสำหรับวัสดุโลหะที่มีค่าตัวประกอบคุณภาพมากกว่า 200 แล้ว จะทำให้กระแสนผนังมีค่ามากเป็นสาเหตุให้เกิดความร้อนขึ้นสูงมากไม่เหมาะสมที่จะนำมาใช้งาน ซึ่งในกรณีที่ค่าตัวประกอบคุณภาพมีค่าสูงนั้นการหันไปใช้โลหะที่มีค่าความต้านทานบนผนัง (R_s) ต่ำ ๆ เช่น อลูมิเนียม หรือทองแดงจะมีความเหมาะสมกว่า

อลูมิเนียมสามารถใช้ได้ทั้งที่เป็นแผ่น ๆ หรือใช้เป็นวัสดุพันทับหรือชุบเคลือบหุ้มแผ่นเหล็กไว้ก็ได้ ในกรณีที่ใช้งานจากแผ่นอลูมิเนียมมีข้อดีคือสามารถจะนำไฟฟ้าได้ดี แต่ในอุตสาหกรรมแล้วแผ่นอลูมิเนียมจะต้องมีความหนาพอสมควรทั้งนี้ด้วยเหตุผลทางกลของการรับน้ำหนัก สำหรับการพันทับหรือชุบเคลือบด้วยอลูมิเนียมนั้นก็สมารถที่จะกระทำได้เช่นกัน แต่ข้อเสียจะอยู่ที่พื้นผิวที่ได้จะไม่เรียบสนิทเพียงพอทำให้เสียคุณสมบัติของความต้านทานผิว หรืออาจจะมีปัญหาในเรื่องของความสะอาดตามมาได้ และอีกปัญหาหนึ่งคือความทนทานในการเกาะติดนั้นคือ เมื่อใช้งานไปอาจเกิดการหลุดลอกออกมาได้

ในกรณีของวัสดุที่เป็นทองแดงนั้น จะมีข้อดีในเรื่องของประสิทธิภาพด้านความนำและความต้านทานผิว แต่ก็มีข้อด้อยอยู่มากในเรื่องของการนำมาใช้งานจริงเนื่องจากทองแดงเป็นวัสดุที่สามารถเกิดการออกซิเดชันกลายเป็นออกไซด์และผุกร่อนได้ง่าย ดังนั้นหากจะกล่าวไปทองแดงจะเหมาะสมสำหรับนำมาสร้างเป็นชิ้นงานที่ใช้สำหรับการทดลองเท่านั้น

สำหรับเครื่องต้นแบบที่ได้สร้างขึ้นนี้ใช้หลักในการสร้างทั้งหมดแล้วพันทับด้วยสียเพื่อกันสนิม ส่วนภายในโพรงพันด้วยสียทนความร้อน โครงสร้างโดยรวมเป็นดังภาพที่ 6.4



รูปที่ 6.4 แสดงโครงสร้างโดยรวมของแอฟพลีเคเตอร์

6.4 หลอดแมกนีตรอนและแหล่งจ่ายกำลังงาน

6.4.1 หลอดแมกนีตรอน

หลอดแมกนีตรอนคือแหล่งกำเนิดสัญญาณไมโครเวฟที่มีประสิทธิภาพการให้กำลังงานสูง หลอดแมกนีตรอนถูกประดิษฐ์ขึ้นในปี ค.ศ. 1921 โดย Hull ซึ่งมีใช้เฉพาะในห้องทดลองเท่านั้น จนกระทั่งประมาณปี ค.ศ. 1940 ระหว่างสงครามโลกครั้งที่ 2 กองทัพอเมริกามีความต้องการที่จะใช้แหล่งกำเนิดคลื่นไมโครเวฟกำลังงานสูงและมีประสิทธิภาพดีในเครื่องส่งเรดาร์ ดังนั้นการเร่งพัฒนาหลอดแมกนีตรอนจึงมีขึ้นในช่วงนั้นจนได้เป็นแบบที่เราใช้งานกันอยู่ปัจจุบัน ซึ่งนักวิทยาศาสตร์ผู้ซึ่งมีส่วนสำคัญในการพัฒนาคือ Dr. Randall และ Dr. Boot

หลอดแมกนีตรอนมีอยู่ด้วยกัน 3 แบบ ๆ แรกได้แก่หลอดแมกนีตรอนที่อาศัยหลักความต้านทานลบที่เกิดขึ้นระหว่างขั้วแอโนด เป็นแมกนีตรอนที่ให้ความถี่ต่ำกว่าย่านไมโครเวฟ แบบที่สองคือหลอดแมกนีตรอนความถี่ไซโครตรอน จะทำงานในลักษณะที่สอดคล้องกันระหว่างสนามไฟฟ้าและคาบเวลาของสวิตช์เลตของอิเล็กตรอน ความถี่ที่ผลิตได้จะสูงกว่าความถี่ในย่านไมโครเวฟ แต่จะให้กำลังงานเอาต์พุตต่ำมากคือประมาณ 1 W ที่ความถี่ 3 GHz แมกนีตรอนแบบที่สามคือแมกนีตรอนคลื่นจร เป็นหลอดที่ให้กำลังงานสูงคือตั้งแต่ 10 mW ที่ย่านความถี่ UHF ไปจนถึง 10 kW ที่ความถี่ย่าน EHF ใช้กันมากในระบบเรดาร์หรือในงานที่ต้องการความถี่ที่เสถียรมาก ๆ ซึ่งระบบให้ความร้อนด้วยไมโครเวฟที่ใช้งานกันอยู่ปัจจุบันก็ใช้หลอดแมกนีตรอนแบบนี้ หลอดแมกนีตรอน

ทั้งสามแบบที่กล่าวมานี้มีโครงสร้างหลักเหมือนกันคือ มีส่วนที่ทำหน้าที่เป็นอาโนดและคาโทด และจะมีสนามแม่เหล็กถาวรตัดในแนวตั้งฉากกับสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างอาโนดกับคาโทดนั้น

การทำงานของหลอดแมกนีตรอนโดยหลักการแล้วจะอาศัยการถ่ายเทพลังงานจลน์จากอิเล็กตรอนที่เคลื่อนที่อยู่กับสนามไมโครเวฟ โดยทางด้านขั้วแอโนดจะมีวงจรเรโซแนนซ์แบบโพรงกระจายอยู่โดยรอบและในแนวแกนจะมีสนามแม่เหล็กสถิตความเข้มเหมาะสมกระทำอยู่ ในสภาพที่มีสนามแม่เหล็กทิศแนวแกน อิเล็กตรอนที่หลุดจากขั้วแคโทดแล้ว จะถูกสนามไฟฟ้าดึงไปยังขั้วแอโนด จากนั้นจะได้รับแรงกระทำจากสนามแม่เหล็กทำให้เส้นทางของอิเล็กตรอนเบี่ยงเบนไป ในช่วงที่สนามแม่เหล็กมีความเข้มต่ำ เส้นทางของอิเล็กตรอนจะเบี่ยงเบนจากเส้นตรงเป็นเส้นโค้งและอิเล็กตรอนจะสามารถเดินทางไปถึงขั้วแอโนดได้ แต่เมื่อสนามแม่เหล็กมีความเข้มสูงขึ้นเกินกว่าค่า ๆ หนึ่ง อิเล็กตรอนจะถูกงอโค้งกลับมายังขั้วแคโทดอย่างเดิม ทำให้ไม่มีกระแสไหล ความเข้มของสนามแม่เหล็กจากที่มีการเปลี่ยนแปลงสูงนี้เรียกว่าความเข้มวิกฤตของสนามแม่เหล็ก ซึ่งแมกนีตรอนในสภาพที่มีความเข้มวิกฤตของสนามแม่เหล็กนี้จะออกซิเลตได้ง่าย

ในเครื่องต้นแบบที่สร้างขึ้นนี้ ใช้แมกนีตรอนรุ่น RV-MZ 080 WREO 2M214 ของบริษัท SHARP ชนิดแม่เหล็กถาวร ให้กำลังงานเอาต์พุตประมาณ 600 W ที่ความถี่ 2.45 GHz มีวงจรกรอง LC รวมอยู่ภายในเพื่อป้องกันการแพร่กระจายคลื่นที่ขั้วไบอัส และทำหน้าที่กรองแรงดันขั้วครู่จากแหล่งจ่ายกำลังงานที่จะเข้าไปรบกวนการทำงานของหลอด

6.4.2 แหล่งจ่ายกำลังงาน

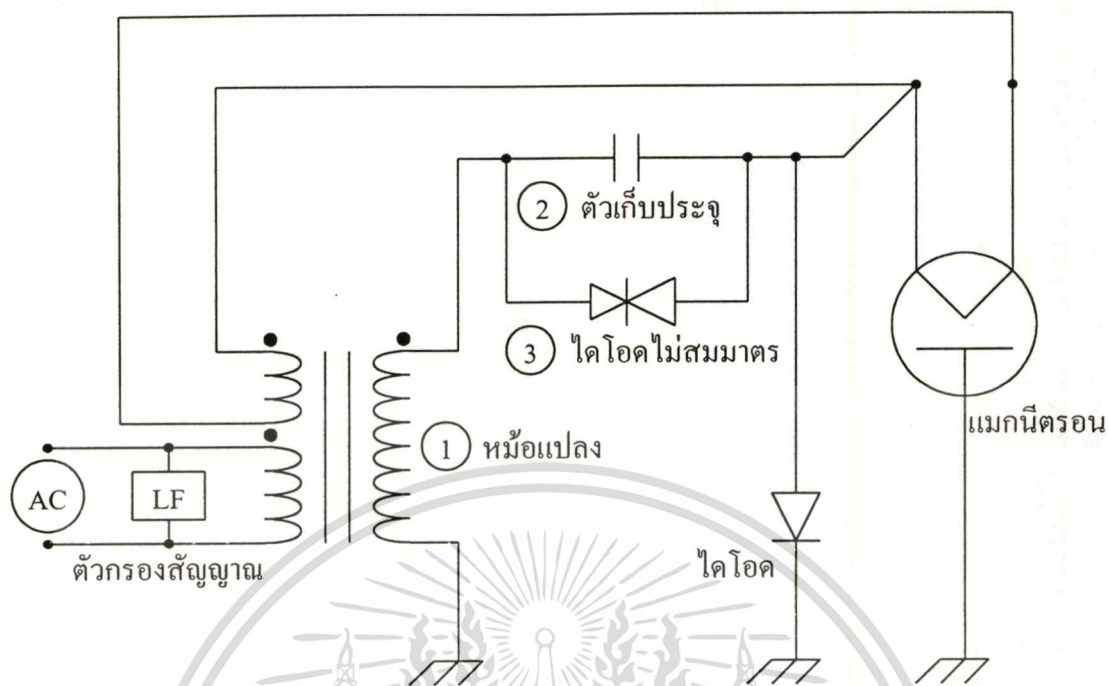
แหล่งจ่ายกำลังงานไฟฟ้าสำหรับแมกนีตรอนทั่วไปในเตาอบไมโครเวฟหรือระบบไมโครเวฟที่ใช้กำลังไม่สูงมากแสดงดังรูปที่ 6.5 ซึ่งประกอบไปด้วย

(1) หม้อแปลงไฟฟ้าความเหนี่ยวนำสูง ที่มี 2 ขดลวดทุติยภูมิ โดยจะทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้าลงเพื่อจุดให้หลอดที่แคโทดและแปลงแรงดันไฟฟ้าขึ้นเพื่อไบอัสให้กับอาโนดของแมกนีตรอน ขดลวดหม้อแปลงไฟฟ้าที่มีความเหนี่ยวนำสูงเมื่อนำมาต่ออนุกรมร่วมกับตัวเก็บประจุจะปฏิบัติตัวเป็นวงจรเรโซแนนซ์ที่มีความถี่ค่าหนึ่ง ดังนั้นถ้ามีการเปลี่ยนแปลงความถี่ทางด้านแรงดันไฟฟ้าอินพุตแล้ว จะช่วยให้แรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงของความถี่น้อยมาก ขณะเดียวกันจะทำหน้าที่เป็นตัวดูดกลืนแรงดันแปลกปลอมที่จะมีผลต่อการทำงานของแมกนีตรอนอีกด้วย

(2) ตัวเก็บประจุทนแรงดันสูง จะทำหน้าที่เป็นวงจรทวิแรงดันไฟฟ้าและสร้างพัลส์กระแสตรงสัปดาห์สูง ๆ ให้กับแมกนีตรอน ในบางวงจรจะต่อตัวต้านทานค่ามาก ๆ กับตัวเก็บประจุเพื่อคายประจุอย่างรวดเร็ว เป็นการเพิ่มความปลอดภัยแก่ผู้ปฏิบัติงานในการซ่อมบำรุงวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

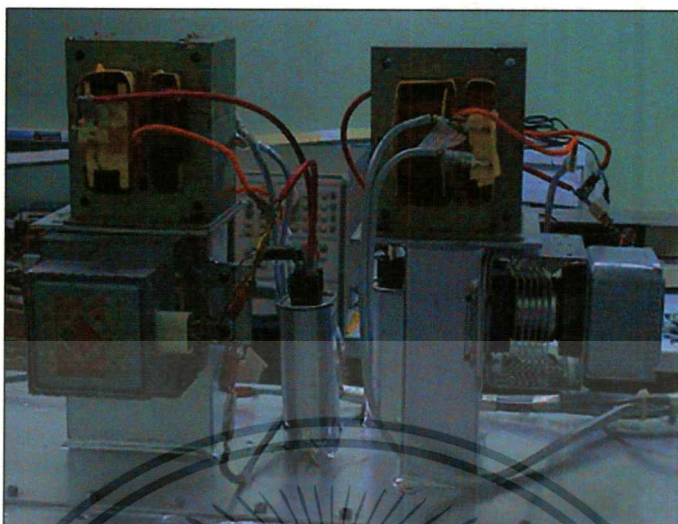


รูปที่ 6.5 แสดงวงจรแหล่งจ่ายกำลังงานสำหรับป้อนให้หลอดแมกนีตรอน

(3) ไดโอด 2 ด้านแบบไม่สมมาตร จะมีค่าแรงดันไฟฟ้าไบอัสย้อนกลับไม่เท่ากัน (ประมาณ 1.3-1.7 kV และ 7.2 kV) โดยจะทำหน้าที่ป้องกันแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุเกินกว่าที่จะทนได้ อันเนื่องมาจากแรงดันชั่วครู่ (เซอร์จ) หรือเนื่องมาจากการเดินสายในวงจรผิดเกิดการลัดวงจร โดยทั้งสองกรณีจะทำให้ไดโอดเกิดการเบรคดาวน์และลัดวงจรเป็นผลให้นากระแสสูงอย่างรวดเร็ว การคัปปลิงของหม้อแปลงทำให้เกิดการดึงกระแสทางด้านอินพุตของหม้อแปลงเป็นปริมาณสูงเกินกว่ากระแสที่ฟิวส์จะทนได้ส่งผลให้ฟิวส์เปิดวงจร ไดโอดชนิดนี้จะทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ป้องกัน

สังเกตว่าขดลวดหม้อแปลงทางด้านสัคคีต่ำ (จุดไส้หลอด) จะพันทางด้านปฐมภูมิและมีขั้วต่างจากขดลวดหม้อแปลงสัคคีสูง เนื่องจากในการเริ่มต้นของการทำงานของหลอดจำเป็นต้องจุดไส้หลอดก่อน เพื่อปลดปล่อยอิเล็กตรอนออกมา ก่อนที่จะมีศักดาไฟฟ้าสูงเร่งอิเล็กตรอนมาที่แอโนด เฟสของแรงดันไฟฟ้าจึงต่างกันอยู่ π เรเดียน สำหรับในระบบนี้แหล่งจ่ายกำลังงานสัคคีสูงจะประมาณ 2.2 kV และสัคคีต่ำประมาณ 3.3 V

ภาพการต่อวงจรในโครงสร้างจริงแสดงดังรูปที่ 6.6



รูปที่ 6.6 แสดงวงจรการต่อแหล่งจ่ายกำลังงานสำหรับป้อนให้หลอดแมกนีตรอนในเครื่องต้นแบบ



รูปที่ 6.7 แสดงชุดลำเลียงและสายพาน

6.5 ชุดขับเคลื่อนและสายพานลำเลียง

ในชุดขับเคลื่อนนั้นใช้มอเตอร์เป็นตัวขับเคลื่อนสายพาน ที่สามารถปรับความเร็วของมอเตอร์ได้ ในการเลือกใช้นั้นควรเลือกใช้น้ำมันที่มีแรงบิดค่อนข้างมาก เพื่อประสิทธิภาพในการขับเคลื่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

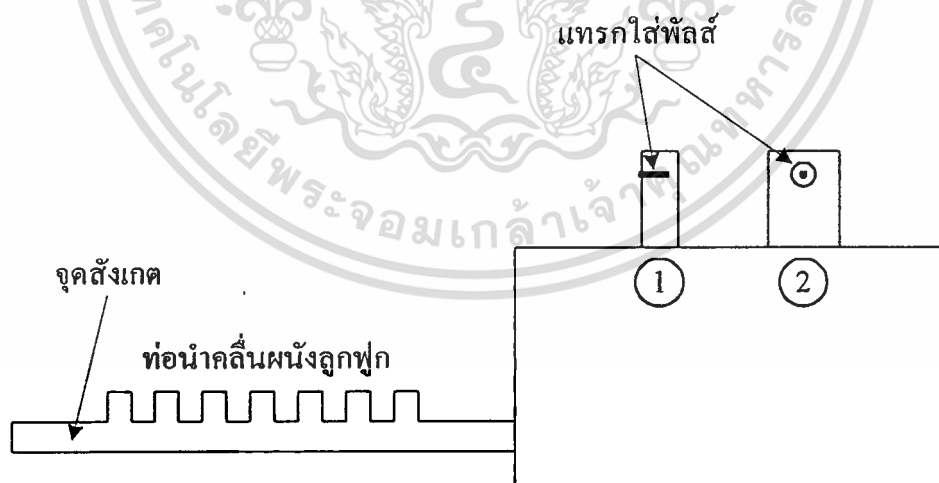
สายพานลำเลียงในเครื่องดันแบบทำด้วยเทฟลอน (Teflon) มีความหนาประมาณ 0.5 mm กว้าง 8.5 cm เท่ากับความกว้างของท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก ถูกม้วนที่ปลายทั้งสองด้านด้วยลูกกลิ้งเหล็ก ทำเป็นก้างปลา เส้นผ่านศูนย์กลาง 1.5 นิ้ว ความยาวของสายพานลำเลียงทั้งหมดประมาณ 4 m ใช้กาวชนิดพิเศษในการเชื่อมต่อ สามารถทนความร้อนได้สูงโดยไม่มีการหลุดลอกหรือแห้งเปราะ

สาเหตุที่ใช้สายพานลำเลียงเป็นเทฟลอนเพราะเทฟลอนไม่เป็นโลหะ เนื่องจากการเคลื่อนโลหะผ่านสนามแม่เหล็กไฟฟ้าความเข้มสูง จะเกิดการอาร์คขึ้น เป็นประกายไฟ อาจเป็นอันตรายได้ ถึงแม้จะอยู่ภายในแอปพลิเคชันก็ตามแต่ รวงลำเลียงดังกล่าวคือส่วนที่ติดกับชิ้นงาน ดังนั้นเมื่อเกิดการอาร์คอาจมีเศษโลหะหรือรอยไหม้ ทำให้อาหารไม่สะอาดได้ นอกจากนี้อาจทำให้แหล่งจ่ายเกิดความเสียหายได้

สำหรับลูกกลิ้งควรรออกแบบเป็นพิเศษสำหรับใช้หมุนดึงเทฟลอน เนื่องจากเทฟลอนมีความมันและลื่น ซึ่งการดึงเทฟลอนเพียงอย่างเดียวอาจไม่เพียงพอ ชุดขับเคลื่อนแสดงดังรูปที่ 6.7

6.6 ผลการคำนวณและผลการทดลอง

ผลการคำนวณและผลการทดลองในบทนี้คือ การรวมส่วนของโพรงตัวนำและท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกและท่อนำคลื่นแหล่งกำเนิด ที่แยกพิจารณาในบทที่ 3, 4 และ 5 เข้าด้วยกันเป็นระบบรวมเพื่อพิจารณาค่าการสูญเสียย้อนกลับ ที่ปล่อยคลื่นมาจากสายอากาศโมโนโพลในท่อนำคลื่นตัวส่ง จากนั้นวัดค่าสนามไฟฟ้าที่ปลายท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก โครงสร้างการคำนวณเป็นดังรูปที่ 6.8



รูปที่ 6.8 แสดงโครงสร้างแอปพลิเคชันที่ประกอบด้วยท่อนำคลื่นตัวส่ง โพรงและท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก

จากรูปที่ 6.8 เนื่องจากการจำลองด้วยวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาต้องใช้หน่วยความจำเป็นจำนวนมากในการจำลองให้ครบทุกส่วนของโครงสร้างที่ประกอบด้วยท่อนำคลื่นตัวส่ง 2 ท่อ โพรงและท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกทั้งสองด้าน ดังนั้นเพื่อประสิทธิภาพในการคำนวณและเพื่อความรวดเร็วจึงได้จำลองโดยลดท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกด้านหนึ่ง ซึ่งในทางการวัดนั้นก็ได้ทำการปิดท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกไว้ด้านหนึ่งเช่นกัน

โครงสร้างของแอฟฟลิเคเตอร์มีขนาดของโพรงกว้าง 19 cm สูง 31 cm ยาว 57 cm ในแกน x, y, z ตามลำดับ ซึ่งเป็นขนาดที่ได้ออกแบบไว้สำหรับเครื่องต้นแบบ และโพรงต่ออยู่กับท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมที่มีสายอากาศโมโนโพลติดตั้งอยู่ภายในเป็นแหล่งกำเนิดคลื่นจำนวน 2 ท่อ ที่วางตั้งฉากกันในระนาบ xz ด้านบนของโพรง ท่อนำคลื่นมีขนาดหน้าตัด 9.0×4.0 cm และสูง 15 cm

การจำลองท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมผนังลูกฟูกด้านบนด้วยวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาเมื่อกำหนดให้ปากท่อนำคลื่นมีขนาด 3.5×8.5 cm และลูกฟูกสูง 3.5 cm กว้าง 2.5 cm ห่างกัน 2.5 cm และกำหนดให้มี 7 คาบลูกฟูกเรียงต่อกัน

การจำลองสายอากาศโมโนโพล จะทำการจำลองแบบแกปเดสต้า (Delta Gap) และกำหนดให้ช่องว่างมีขนาดความกว้าง 5 mm สายอากาศโมโนโพลยาว 3 cm และมีเส้นผ่านศูนย์กลางเล็กมาก

เงื่อนไขในการคำนวณตามวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลากำหนดโดย ให้กริดเซลล์ (Δs) มีขนาด 0.5 cm เท่ากันทั้งสามทิศทาง ขั้นเวลา (Δt) มีขนาดเป็น $\Delta s/2c$ หรือ 8.333×10^{-12} วินาที ช่วงความกว้างพัลส์แบบเกาส์มีค่าเป็น 64 ช่วงเวลา

6.6.1 ท่อนำคลื่นตัวส่งขนาดกับท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก

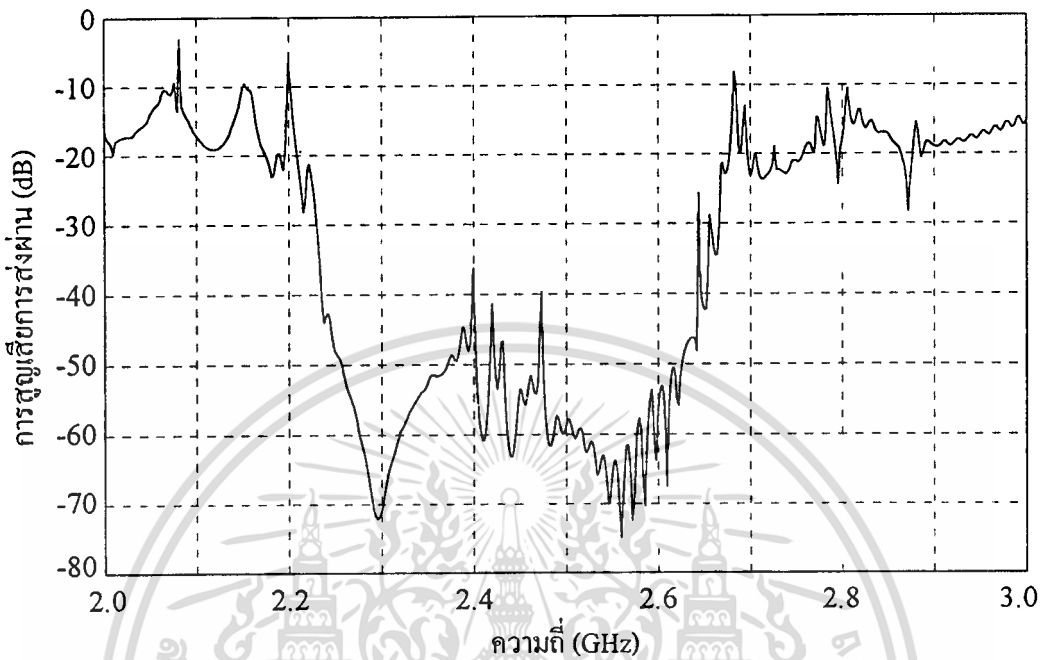
ผลการคำนวณค่าการสูญเสียการส่งผ่านท่อนำคลื่นตัวส่งขนาดกับท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกแสดงรูปที่ 6.9 เมื่อรูป (ก) คือค่าที่ได้จากวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลา ส่วนรูป (ข) คือค่าที่ได้จากการวัด เมื่อส่งคลื่นจากสายอากาศโมโนโพลที่อยู่ในท่อนำคลื่นหมายเลข 1 หรือท่อนำคลื่นเป็นแนวเดียวกันท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก จากกราฟค่าการสูญเสียการส่งผ่านพบว่า ระบบสามารถลดทอนคลื่นได้ในช่วงความถี่ประมาณ 2.3-2.65 GHz ภายในช่วงความถี่ที่ได้ออกแบบไว้ แต่การวัดช่วงการลดทอนจะแคบกว่าประมาณ 50 MHz คือที่ 2.65-2.70 GHz โดยเริ่มที่ประมาณ 2.25 GHz เท่ากัน

สำหรับขนาดการลดทอนนั้นวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาที่ความถี่ 2.45 GHz สามารถลดทอนได้ประมาณ 50 dB แต่สำหรับการวัดสามารถลดได้มากกว่าคือมากกว่าคือ 60 dB เพราะฉะนั้นแสดงว่าค่าที่ได้ออกแบบไว้ ได้ผลเกินกว่าที่ได้คาดหมายไว้

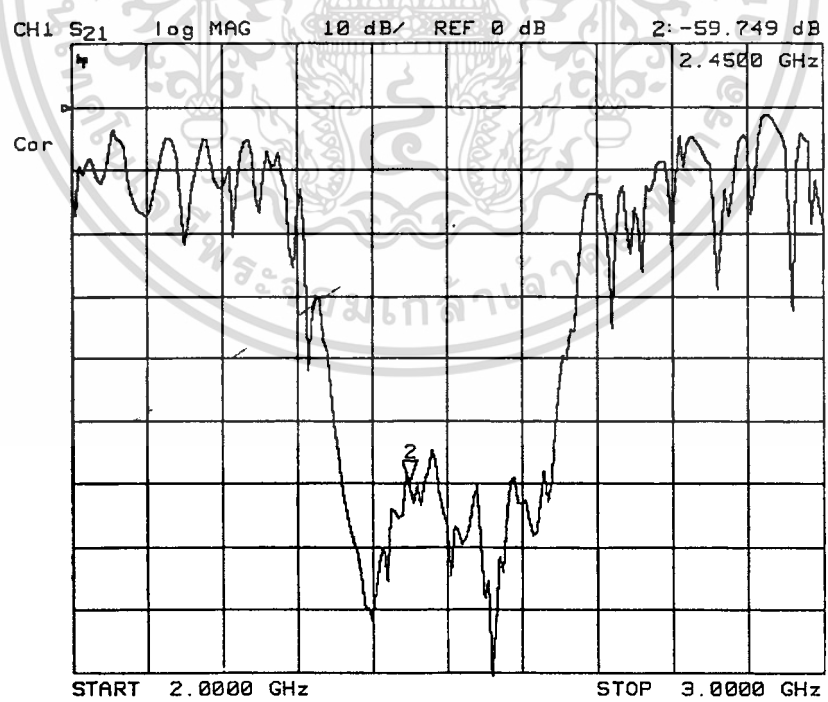
อย่างไรก็ตามจากกราฟสังเกตว่า ณ ตำแหน่งตรงกลางระหว่างช่วงการลดทอน ค่าการลดทอนจะลดลงทั้งนี้เนื่องจากว่าท่อนำคลื่นอยู่ในแนวเดียวกัน ซึ่งในกรณีที่ไม่มีผนังลูกฟูกแล้ว จะเหมือนกับเป็นท่อนำคลื่นเดียวกันดังนั้นคลื่นสามารถที่จะผ่านไปได้ดีในช่วงความถี่นี้อยู่แล้ว แต่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อมีพลังงานสูงในช่วงความถี่ดังกล่าวจะถูกลดทอนลง ทำให้เกิดปลายแหลมขึ้นที่ตรงกลางของช่วงการลดทอนดังกล่าว



(ก) ผลต่างสปีบน้องเชิงเวลา



(ข) ผลการวัด

รูปที่ 6.9 แสดงค่าการสูญเสียการส่งผ่านของแอฟฟลิเคเตอร์ที่ปล่อยคลื่นจากสายอากาศโมนโพล

ภายในท่อแหล่งกำเนิดที่วางในแนวนานกับท่อนำคลื่นพลังงานสูง

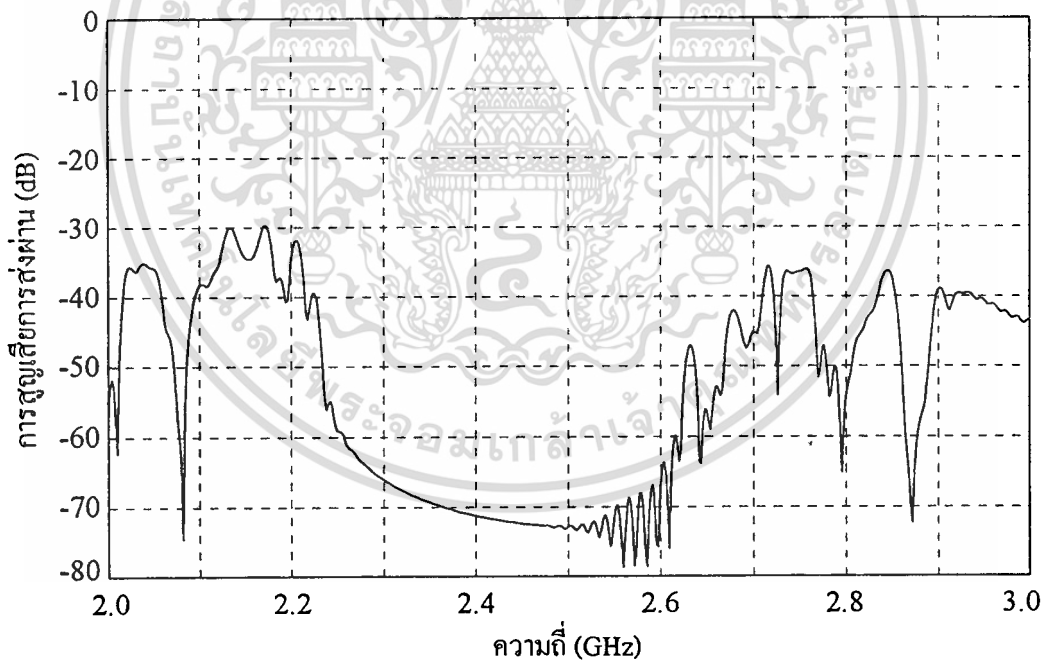
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.6.2 ท่อนำคลื่นตัวส่งตั้งฉากกับท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก

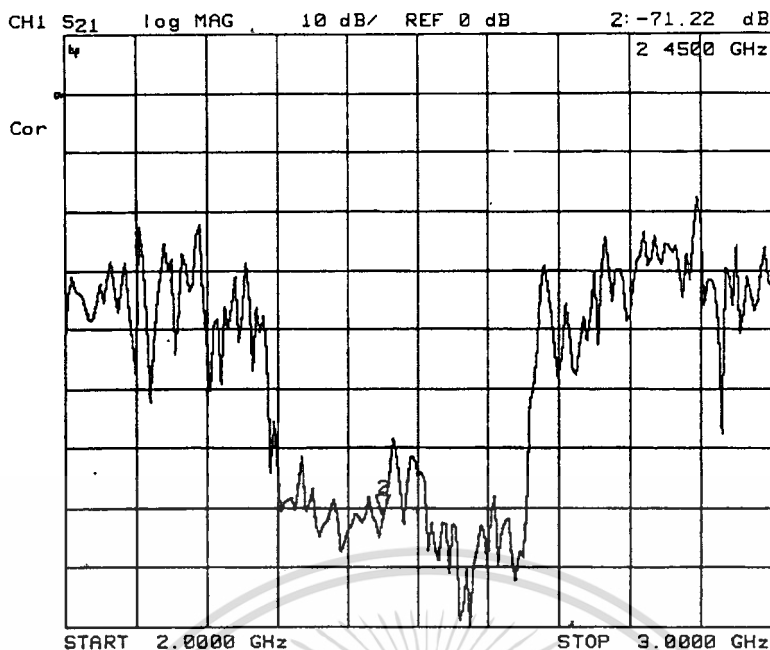
ผลการคำนวณค่าการสูญเสียการส่งผ่านท่อนำคลื่นตัวส่งตั้งฉากกับท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก แสดงรูปที่ 6.10 เมื่อรูป (ก) คือค่าที่ได้จากวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา ส่วนรูป (ข) คือค่าที่ได้จากการวัด เมื่อส่งคลื่นจากสายอากาศโมโนโพลที่อยู่ในท่อนำคลื่นหมายเลข 2 หรือท่อนำคลื่นที่เป็นแนวตั้งฉากกับท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก จากกราฟพบว่า ค่าการสูญเสียการส่งผ่านสามารถลดทอนคลื่นได้ใน ช่วงความถี่ประมาณ 2.25-2.65 GHz ภายในช่วงความถี่ที่ได้ออกแบบไว้ แต่การวัดช่วงการลดทอน จะแคบกว่าประมาณ 50 MHz คืออยู่ระหว่าง 2.3-2.65 GHz

สำหรับขนาดการลดทอนนั้นวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาที่ความถี่ 2.45 GHz สามารถลดทอนได้ถึง 73 dB สำหรับการวัดสามารถลดได้ถึง 71 dB โดยค่าทั้งสองมีความใกล้เคียงกันมาก เพราะฉะนั้นแสดงว่าค่าที่ได้ออกแบบไว้ได้ผลดีมาก

จากกราฟพบว่า การลดทอนทั้งหมดจะมากกว่า 30 dB ทุกค่าความถี่ สาเหตุเนื่องจากท่อนำคลื่นที่มีสายอากาศโมโนโพลอยู่ภายในตั้งฉากกับท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก ทำให้ค่าการลดทอนส่วนใหญ่ลดลงแต่รูปแบบของเส้นกราฟยังมีลักษณะเช่นเดิม



(ก) ผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา



(ข) ผลการวัด

รูปที่ 6.10 แสดงค่าการสูญเสียการส่งผ่านของแอฟฟลิเคเตอร์ที่ปล่อยคลื่นจากสายอากาศโมโนโพลภายในท่อแหล่งกำเนิดที่วางในแนวตั้งฉากกับท่อนำคลื่นผนังถูกผูก

6.7 สรุป

การออกแบบแอฟฟลิเคเตอร์เป็นหัวใจสำคัญในงานด้านระบบการให้ความร้อนด้วยไมโครเวฟ เนื่องจากเป็นจุดประสงค์ของงานวิจัยนี้และอีกหลายงานวิจัยที่ทำต่อเนื่องกันมา ซึ่งจากการวิเคราะห์และหาเงื่อนไขต่าง ๆ มาอ้างอิงก็เพื่อการออกแบบแอฟฟลิเคเตอร์ให้สามารถนำไปใช้งานได้จริงและมีประสิทธิภาพตามวัตถุประสงค์ที่ได้ตั้งสมมติฐานไว้ในตอนแรก อาจกล่าวได้ว่าการออกแบบคือ การก้าวไปสู่การปฏิบัติงานจริง ทำทฤษฎีที่ได้ศึกษาและค้นคว้ารวมถึงจินตนาการที่มีอยู่ในใจ ให้ถ่ายทอดออกมาเป็นชิ้นงาน

คงไม่ใช่เรื่องง่ายในการลงมือปฏิบัติหากไม่ทราบคุณสมบัติของวัสดุอุปกรณ์ ดังนั้นในบทนี้จึงได้นำเสนอคุณลักษณะของวัสดุที่เกี่ยวข้องในการจะนำมาใช้สร้าง, การทำงานของหลอดแมกนีตรอน และการป้อนกำลังงานให้กับหลอดแมกนีตรอน ตลอดจนระบบการลำเลียง ซึ่งจะเป็นประโยชน์อย่างยิ่งในการเลือกใช้วัสดุ การเตรียมงานและในเรื่องต้นทุน ค่าใช้จ่ายทั้งหมด

โครงสร้างโดยละเอียดดูได้จากภาคผนวก

บทที่ 7

การคำนวณอุณหภูมิ

7.1 กล่าวนำ

การแปลงพลังงานของสนามไฟฟ้าให้อยู่ในรูปของอุณหภูมิเป็นอีกประเด็นหนึ่งที่ต้องพิจารณา ซึ่งสามารถทำได้โดยการใช้สมการการถ่ายเทความร้อน วิเคราะห์การกระจายอุณหภูมิภายในก้อนวัตถุที่มีการสูญเสีย โดยที่อุณหภูมิดังกล่าวเกิดจากสนามไฟฟ้าที่อยู่ภายในเนื้อวัตถุนั้น ๆ ดังนั้นในบทนี้จึงได้แสดงการศึกษาลักษณะการกระจายอุณหภูมิภายในวัตถุรูปร่างสามมิติที่ได้รับพลังงานจากสนามไฟฟ้าซึ่งแพร่มาจากท่อนำคลื่นปลายเปิดหน้าตัดสี่เหลี่ยม โดยการแก้สมการการนำความร้อนแบบชั่วครู่ในวัตถุใด ๆ ผลเฉลยของสมการการนำความร้อนได้มาจากการคำนวณเชิงเลขชนิดผลต่างสืบเนื่องรูปแบบวิธีโดยชัดแจ้ง (Explicit) ณ ตำแหน่งต่าง ๆ ภายในวัตถุที่สัมพันธ์กับเวลา จากการวิเคราะห์ทำให้ทราบว่าตัวแปรสำคัญที่มีผลต่อการกระจายอุณหภูมิในวัตถุคือ ความสามารถในการกระจายอุณหภูมิ เวลาในการแผ่กระจายคลื่น และค่ากำลังงานของสนามไฟฟ้า

ในเบื้องต้นได้ทำการศึกษาลักษณะทั่วไปกับการกระจายอุณหภูมิภายในวัตถุเป็นฟังก์ชันของเวลาและตำแหน่งต่าง ๆ ตลอดทั้งก้อน โดยการแก้สมการการนำความร้อนแบบชั่วครู่ (Transient) เชิงสามมิติที่มีแหล่งกำเนิดพลังงานจากท่อนำคลื่นปลายเปิดหน้าตัดสี่เหลี่ยม จากนั้นจึงได้สร้างวัตถุจำลองขึ้นเพื่อทำการให้ความร้อนแล้วศึกษาและเก็บผลเปรียบเทียบ

7.2 การส่งผ่านความร้อน

การแพร่กระจายคลื่นไมโครเวฟเพื่อทำให้เกิดความร้อนแก่วัตถุใด ๆ สามารถแสดงด้วยสมการการถ่ายเทความร้อน (Heat Transport Equation) ดังนี้ [4]

$$\frac{\partial T}{\partial t} = R_T \nabla^2 T + \frac{\epsilon_v}{C_p} L_h \frac{\partial M_l}{\partial t} + \frac{P}{\rho C_p} \quad (7.1)$$

เมื่อ	T	คือ อุณหภูมิ ($^{\circ}\text{C}$)
	t	คือ เวลา (s)
	R_T	คือ ความสามารถในการกระจายอุณหภูมิ (m^2/s)
	ϵ_v	คือ อัตราส่วนการถ่ายเทของเหลวไอน้ำต่อการถ่ายเทความร้อนทั้งหมด (kg^{-1})
	C_p	คือ ความจุความร้อนจำเพาะของวัตถุ ($\text{kJ}/\text{kg}^{\circ}\text{C}$)
	L_h	คือ ความร้อนแฝงของการกลายเป็นไอของของเหลว (kJ/kg)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

M_l	คือ มวลของของเหลว (kg)
P	คือ ความหนาแน่นของกำลังงาน (W/m ³)
ρ	คือ ความหนาแน่นของวัตถุ (kg/m ³)

โดยที่ความสามารถในการกระจายอุณหภูมิ R_T มีความสัมพันธ์กับความนำความร้อน k , ดังนี้

$$R_T = \frac{k_l}{\rho C_p} \quad (7.2)$$

การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิที่เกิดจากสมการ (7.1) มีอยู่ 3 ปัจจัย ตามเทอมของสมการที่ได้แบ่งเอาไว้คือ เทอมแรกหมายถึงการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิที่เกิดขึ้นจากการนำความร้อน เทอมที่สองหมายถึงการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิที่เกิดขึ้นจากการพาความร้อน และเทอมที่สามหมายถึงการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิที่เกิดขึ้นจากกำลังงานภายนอกที่ป้อนให้แก่ระบบเช่น กำลังงานจากไมโครเวฟ เป็นต้น เมื่อพิจารณาการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิเป็นรูปทรงสามมิติในระบบพิกัดมุมฉาก สมการ (7.1) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{\partial T}{\partial t} = R_T \left[\frac{\partial T^2}{\partial x^2} + \frac{\partial T^2}{\partial y^2} + \frac{\partial T^2}{\partial z^2} \right] + \frac{\varepsilon_v}{C_p} L_h \frac{\partial M_l}{\partial t} + \frac{P}{\rho C_p} \quad (7.3)$$

7.3 สมการผลต่างสืบเนื่องกับการส่งผ่านความร้อน

การใช้สมการผลต่างสืบเนื่องดังที่ได้กล่าวไปในบทที่ 2 ประยุกต์ใช้กับสมการการส่งผ่านความร้อนในสมการ (7.1) สามารถกระทำได้ดังนี้

เทอมทางซ้ายมือใช้สมการผลต่างสืบเนื่องไปข้างหน้า (Forward Difference)

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \frac{T(t + \Delta t) - T(t)}{\Delta t} \quad (7.4)$$

สมการ (7.4) เป็นอนุพันธ์ย่อยของอุณหภูมิเทียบกับเวลา หรือผลต่างของอุณหภูมิที่เวลาปัจจุบัน $T(t)$ กับเวลาในอนาคต $T(t + \Delta t)$ ต่อขนาดของเวลา Δt วินาที

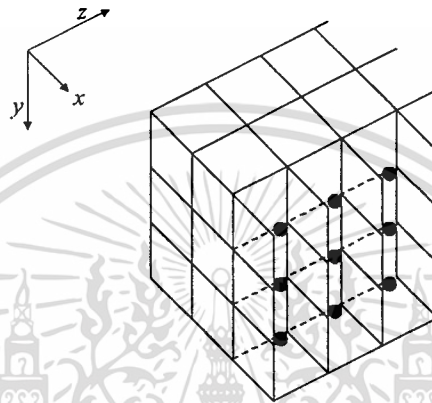
เทอมการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิที่เกิดจากการนำความร้อนแทนด้วยสมการผลต่างสืบเนื่องตรงกลาง (Central Difference) อันดับสอง จะได้

$$R_T \left[\frac{\partial T^2}{\partial x^2} + \frac{\partial T^2}{\partial y^2} + \frac{\partial T^2}{\partial z^2} \right] = R_T \left[\frac{T(x + \Delta x) - 2T(x) + T(x - \Delta x)}{(\Delta x)^2} \right]$$

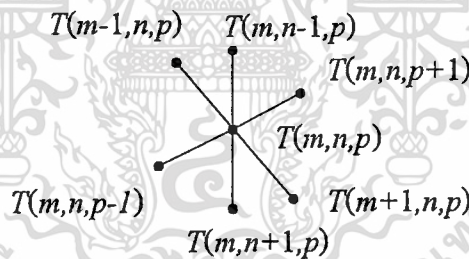
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 & + \frac{T(y + \Delta y) - 2T(y) + T(y - \Delta y)}{(\Delta y)^2} \\
 & + \frac{T(z + \Delta z) - 2T(z) + T(z - \Delta z)}{(\Delta z)^2} \Big] \quad (7.5)
 \end{aligned}$$

สมการ (7.5) เป็นการหาค่าเฉลี่ยของอุณหภูมิ ณ ตำแหน่งศูนย์กลางจากค่าของอุณหภูมิตำแหน่งใกล้เคียงดังรูปที่ 7.1



(ก) ตำแหน่งบนก้อนวัตถุ



(ข) ความสัมพันธ์ของตำแหน่ง

รูปที่ 7.1 แสดงการกำหนดจุดบนก้อนวัตถุตามวิธีผลต่างสี่บ้เนื่อง

รูปที่ 7.1 (ก) คือการแบ่งกริดเซลล์บนก้อนวัตถุเพื่อประยุกต์ใช้ตามวิธีผลต่างสี่บ้เนื่อง โดยกำหนดให้ระยะห่างของกริดเซลล์มีขนาดเท่ากันทั้งสามด้านคือ $\Delta x = \Delta y = \Delta z$ จากนั้น ณ ตำแหน่งกึ่งกลางกริดเซลล์จะถูกแทนด้วยจุด $T_{m,n,p}$ เมื่อ m , n และ p เป็นตำแหน่งในแนวแกน x , y และ z ตามลำดับ เมื่อพิจารณาคำแหน่งใด ๆ ที่สมมติขึ้นจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างจุด ดังรูปที่ 7.1 (ข)

สำหรับการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิที่เกิดจากการพาความร้อนนั้น จะใช้สำหรับการพิจารณาอุณหภูมิ ณ ตำแหน่งผิวของวัตถุ เงื่อนไขการพาความร้อนสามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้ [4, 37]

$$\frac{\partial T}{\partial n} = \frac{h}{k_r} (T_{\text{ext}} - T_{\text{surf}}) \quad (7.6)$$

เมื่อ	k_r	คือ ความนำความร้อนของวัตถุ ($\text{W}\cdot\text{m}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$)
	h	คือ สัมประสิทธิ์การพาความร้อน ($\text{W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{K}^{-1}$)
	n	คือ เวกเตอร์หนึ่งหน่วยตั้งฉากกับพื้นผิว ณ ตำแหน่งที่พิจารณา
	T_{surf}	คือ อุณหภูมิที่ผิวของวัตถุ (K)
	T_{ext}	คือ อุณหภูมิรอบ ๆ วัตถุ (K)

โดยใช้ความสัมพันธ์

$$L_h \rho \alpha \frac{\partial M_l}{\partial t} = -h(T_{\text{ext}} - T_{\text{surf}}) \quad (7.7)$$

7.4 การหาอุณหภูมิด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา

7.4.1 สมการกระจายอุณหภูมิกับวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา

การหาอุณหภูมิโดยใช้วิธีผลต่างสืบเนื่อง เมื่อแหล่งกำเนิดของอุณหภูมิได้จากการกำลังงานของสนามไฟฟ้าที่ไม่แปรตามเวลา เป็นวิธีการที่กระทำกันอยู่ทั่วไป ซึ่งค่ากำลังเฉลี่ย $\overline{P(\omega)}$ หาได้จาก

$$\overline{P(\omega)} = \frac{1}{2} \varepsilon_0 \omega \varepsilon''(\omega) |E|^2 \quad (7.8)$$

อย่างไรก็ตาม สนามไฟฟ้าที่ได้จากวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาคือสนามในโดเมนของเวลา ดังนั้น การหาอุณหภูมิที่ใช้สนามไฟฟ้าที่แปรตามเวลาย่อมทำได้เช่นกัน แต่สิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงถึงคือการสเกล (Scale) เวลาในอัตราส่วนที่เป็นจริง เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิในขบวนการให้ความร้อนจะช้ากว่าคืออยู่ในหน่วยของวินาที ขณะที่การเข้าสู่สภาวะคงที่ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะอยู่ในหน่วยของนาโนวินาที การสเกลเวลากระทำได้ไม่ยากนัก แต่ก่อนอื่นต้องพิสูจน์ให้ทราบก่อนว่าการสเกลสามารถทำได้จริง เริ่มจากกำหนดให้ปัจจัยการสเกลเวลาเป็น α และทำการคูณสมการ (7.3) ด้วยปัจจัยคงที่ α ที่กำหนดขึ้นนี้ จะได้

$$\alpha \frac{\partial T}{\partial t} = \alpha R_T \left(\frac{\partial T^2}{\partial x^2} + \frac{\partial T^2}{\partial y^2} + \frac{\partial T^2}{\partial z^2} \right) - \alpha \left(\frac{\varepsilon_v}{C_p} L_h \frac{\partial M_l}{\partial t} \right) + \alpha \left(\frac{P}{\rho C_p} \right) \quad (7.9)$$

และกำหนดให้ตัวแปร ρ , C_p และ k_r มีความเป็นอิสระจากกัน ในตำแหน่ง, อุณหภูมิและเวลาใด ๆ จากสมการที่ (7.9) เมื่อเราแยกตัวแปรร่วม จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\alpha \frac{\partial T}{\partial t} = \alpha R_i \left[\left(\frac{\partial T^2}{\partial x^2} + \frac{\partial T^2}{\partial y^2} + \frac{\partial T^2}{\partial z^2} \right) - \frac{\rho}{k_i} \left(\varepsilon_v L_h \frac{\partial M_i}{\partial t} \right) + \frac{P}{k_i} \right] \quad (7.10)$$

ในสมการ (7.10) จะหมายความว่า การเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิต่อเวลาในอัตราส่วน α จะเป็นการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิต่อตำแหน่งด้วย ดังนั้นจึงสามารถจะสเกลเวลาของการให้ความร้อนลงได้ในช่วงเวลาที่ยาวนานตามแม่เหล็กไฟฟ้าตามวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลา การคำนวณการกระจายอุณหภูมิสามารถกระทำได้เลยโดยไม่ต้องรอสนามเข้าสู่สถานะอยู่ตัว (Steady State)

การสเกลเวลากระทำได้นี้ สมมติว่าต้องการที่จะสเกลช่วงเวลาการให้ความร้อนจริงเป็น T_{heat} กับช่วงเวลาการคำนวณสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเป็น T_{FDTD} จะได้ปัจจัยคงที่การสเกล α เป็น

$$\alpha = \frac{T_{\text{heat}}}{T_{\text{FDTD}}} \quad (7.11)$$

เพราะฉะนั้นนำสมการ (7.4), (7.5) ประกอบกับ (7.11) แทนลงใน (7.10) จะได้สมการสำหรับการกระจายอุณหภูมิภายในวัตถุแต่ไม่รวมการพาความร้อน เป็น

$$\alpha \frac{T(t + \Delta t) - T(t)}{\Delta t} = \alpha R_i \left[\frac{T(x + \Delta x) - 2T(x) + T(x - \Delta x)}{(\Delta x)^2} + \frac{T(y + \Delta y) - 2T(y) + T(y - \Delta y)}{(\Delta y)^2} + \frac{T(z + \Delta z) - 2T(z) + T(z - \Delta z)}{(\Delta z)^2} \right] + \frac{P}{k_i} \quad (7.12)$$

การแบ่งกริดเซลล์ตามวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาสามารถจะนำมาใช้กับสมการ (7.12) ได้ ดังนั้นการแบ่งเวลาและระยะห่างของตำแหน่ง ($\Delta t, \Delta x, \Delta y, \Delta z$) ในการคำนวณหาอุณหภูมิ ก็คือเวลาและระยะห่างของตำแหน่งที่ใช้ในการหาค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าตามวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลานั่นเอง แต่จะอยู่ที่จุดกึ่งกลางของกริดเซลล์ดังนี้

$$T^{n+1}(i, j, k) = T^n(i, j, k) + \Delta t \alpha R_i \left[\frac{T^n(i+1, j, k) - 2T^n(i, j, k) + T^n(i-1, j, k)}{(\Delta x)^2} + \frac{T^n(i, j+1, k) - 2T^n(i, j, k) + T^n(i, j-1, k)}{(\Delta y)^2} + \frac{T^n(i, j, k+1) - 2T^n(i, j, k) + T^n(i, j, k-1)}{(\Delta z)^2} + \frac{P^n(i, j, k)}{k_i} \right] \quad (7.13)$$

ความเสถียรจากการหาอุณหภูมิตามสมการ (7.14) สามารถหาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta t \leq \frac{1}{2\alpha R_t} \left(\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right) \quad (7.14)$$

ซึ่งเป็นลักษณะเช่นเดียวกับความเสถียรในการคำนวณหาค่าแม่เหล็กไฟฟ้าตามวิธีการแบบผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลา

7.4.2 กำลังงานที่สูญเสีย

ในกรณีที่ต้องคำนวณหาการกระจายอุณหภูมิภายในก้อนวัตถุที่มีคุณสมบัติดูดซับกำลังงานจำเป็นที่จะต้องคำนวณกำลังงานที่สูญเสียไปภายในก้อนวัตถุนั้น การแก้สมการทางแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาก็คือการวิ่งโปรแกรมเพื่อให้ได้สนามในสถานะอยู่ตัว ไซนูซอยด์ จากนั้นจะเกิดสนามขึ้นบริเวณที่สมมติว่าเป็นก้อนวัตถุซึ่งจะถือเป็นตำแหน่งที่มีการสูญเสียกำลังงานและรูปแบบการแพร่กระจายความร้อนจึงถูกคำนวณหาในดัวกลางนี้ต่อไป เนื่องจากว่าค่าของอุณหภูมิจะขึ้นอยู่กับค่าสภาพยอมเชิงซ้อน $\epsilon^*(\omega)$ และค่าการสูญเสียกำลังงานและค่าการแพร่กระจายอุณหภูมิ จะต้องถูกคำนวณในระหว่างการหาผลเฉลยของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งจะเป็นการแพร่กระจายของคลื่นตกกระทบในโดเมนของเวลา ดังนั้นสมการ (7.8) ที่ใช้สำหรับการหาการสูญเสียกำลังงานเฉลี่ยสำหรับในสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เป็นฮาร์มอนิกคงที่จึงไม่สามารถใช้ได้ ดังนั้นการคำนวณหาการสูญเสียกำลังงานในโดเมนของเวลาจึงเปลี่ยนไปดังต่อไปนี้

จากสมการอนุรักษ์พลังงาน

$$\text{div} \bar{S} + \frac{\partial \rho_\omega}{\partial t} = -P \quad (7.15)$$

เมื่อ $\bar{S}$ คือเวกเตอร์ของพอยน์ติง (Poynting Vector) หาได้จาก $\bar{E} \times \bar{H}$, P คือการสูญเสียกำลังงานต่อหนึ่งหน่วยปริมาตรและ ρ_ω คือปริมาตรความหนาแน่นของพลังงานมีค่าเป็น $(\bar{E} \cdot \bar{D} + \bar{H} \cdot \bar{B})/2$ จากความสัมพันธ์ของ

$$\text{div}(\bar{E} \times \bar{H}) = \bar{H} \cdot \text{curl} \bar{E} - \bar{E} \cdot \text{curl} \bar{H} \quad (7.16)$$

และจากสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์

$$\text{curl} \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t}, \quad \text{curl} \bar{H} = \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} + \bar{J} \quad (7.17)$$

และสนใจเฉพาะเทอมที่เกี่ยวข้องกับเวลาในอนุพันธ์ของ ρ_ω สมการ (7.16) จึงสามารถเขียนได้เป็น

$$\text{div}(\bar{E} \times \bar{H}) + \frac{\partial \rho_\omega}{\partial t} = -\frac{1}{2} \left(\bar{E} \cdot \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} - \bar{D} \cdot \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \right) - \frac{1}{2} \left(\bar{H} \cdot \frac{\partial \bar{B}}{\partial t} - \bar{B} \cdot \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \right) - \bar{J} \cdot \bar{E} \quad (7.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจาก (7.16) และเทอมด้านขวาของสมการ (7.18) คือการสูญเสียกำลังงานรวมต่อหนึ่งหน่วยปริมาตร จึงสามารถแยกพิจารณาได้เป็น

$$P_e = \frac{1}{2} \left(\bar{E} \cdot \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} - \bar{D} \cdot \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \right) \quad (7.19)$$

ซึ่งก็คือการสูญเสียกำลังงานชั่วคราวด้วยฮีสเตอร์ซิสของวัตถุต่อหนึ่งหน่วยปริมาตรและ

$$P_m = \frac{1}{2} \left(\bar{H} \cdot \frac{\partial \bar{B}}{\partial t} - \bar{B} \cdot \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \right) \quad (7.20)$$

คือการสูญเสียกำลังงานชั่วคราวด้วยการสูญเสียแม่เหล็กต่อหนึ่งหน่วยปริมาตรและ

$$P_j = \bar{J} \cdot \bar{E} \quad (7.21)$$

คือการสูญเสียกำลังงานชั่วคราวด้วยการสูญเสียความนำต่อหนึ่งหน่วยปริมาตร

สมมติว่าพิจารณาในตัวกลางของวัตถุที่ไม่เป็นแม่เหล็กและไม่เป็นความนำ สมการการสูญเสียกำลังงานต่อหนึ่งหน่วยปริมาตรจะลดเหลือเพียง

$$P = P_e = \frac{1}{2} \left(\bar{E} \cdot \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} - \bar{D} \cdot \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \right) \quad (7.22)$$

ซึ่งสมการ (7.22) นี้จะถูกใช้เสมือนเป็นเทอมของแหล่งกำเนิดในขั้นตอนของการหาอุณหภูมิ และการสูญเสียกำลังงานต่อหนึ่งหน่วยปริมาตร ซึ่งจะถูกคำนวณหาที่ตำแหน่งจุดศูนย์กลางของทุกกริดเซลล์ตามวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา โดยใช้การเฉลี่ยค่าตามระยะทางในแต่ละส่วนประกอบของสนาม $\bar{E}$ และ $\bar{D}$

7.4.3 การเกิดความร้อนในวัตถุ

วัตถุหรือที่เรียกว่าไดอิเล็กตริกส่วนใหญ่แล้วจะประกอบรวมขึ้นมาจากอะตอมและโมเลกุลด้วยแรงยึดเหนี่ยวระหว่างกัน ตรึงอยู่กับที่ด้วยประจุผูกพันบวกและลบ ไม่มีประจุอิสระดังเช่นโลหะดังนั้นจึงมีคุณสมบัติเป็นกลางทางไฟฟ้า เมื่อป้อนสนามไฟฟ้าไมโครเวฟจากภายนอกให้กับวัตถุดังกล่าว ประจุผูกพันจะแยกตัวออกห่างจากจุดศูนย์กลางทำให้เกิดไดโพลไฟฟ้าขึ้น การที่สนามไฟฟ้าไมโครเวฟพยายามยึดประจุผูกพันออก ด้านกับแรงยึดเหนี่ยวของอะตอมและแรงดึงดูดของโมเลกุล ทำให้วัตถุกักเก็บพลังงานไว้ในตัวมันเอง คล้ายพลังงานศักย์ที่เก็บในสปริงขณะที่ถูกยืดออก แรงแจากภายนอกที่ทำให้มีการแยกกันระหว่างประจุตรงข้ามเรียกว่าการเกิดโพลาริเซชัน ซึ่งรูปแบบจะขึ้นอยู่กับความถี่ของสนามไฟฟ้ากระแสสลับที่ป้อนเข้าไป ตามความสัมพันธ์ [22, 37]

$$\bar{P}(\omega) = \varepsilon_0 \chi(\omega) \bar{E}(\omega) \quad (7.23)$$

เมื่อ ε_0 คือค่าสภาพยอม $\chi(\omega)$ คือค่าซัสเซพติบิลิตี้ (susceptibility) และ $\bar{E}(\omega)$ คือสนามไฟฟ้าที่ป้อนให้ สมการ (7.23) รู้จักกันในชื่อสมการของเดอบายซึ่งสามารถแยกออกได้เป็น

$$\bar{P}(\omega) = \varepsilon_0 [\varepsilon^*(\omega) - \varepsilon_\infty] \bar{E}(\omega) \quad (7.24)$$

เมื่อ $\varepsilon^*(\omega)$ คือค่าสภาพยอมสัมพัทธ์เชิงซ้อน ที่สามารถหาได้จาก

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \quad (7.25ก)$$

เมื่อ ε_∞ คือค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ความถี่ระยอนันต์หรือเป็นค่าเดียวกับค่าสภาพยอมทางแสงซึ่ง $\varepsilon_\infty = n^2$ โดยที่ n เป็นดัชนีทางแสงของตัวกลาง ε_s คือค่าสภาพยอมคงที่และ τ คือรีแลกเซชัน นอกจากนี้แล้วค่าสภาพยอมสัมพัทธ์เชิงซ้อนยังสามารถเขียนได้เป็น [4]

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (7.25ข)$$

เมื่อ ε' คือปัจจัยในการแพร่ ε'' คือปัจจัยการสูญเสีย และสมการ (7.25ก) สามารถแยกเป็นส่วนจริงและส่วนจินตภาพได้เป็น

$$\varepsilon' = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + \omega^2\tau^2} \quad (7.25ค)$$

$$\varepsilon'' = \frac{(\varepsilon_s - \varepsilon_\infty)\omega\tau}{1 + \omega^2\tau^2} \quad (7.25ง)$$

โดยที่สมการ (7.25ง) จะมีความสำคัญในการนำไปหาอุณหภูมิที่เกิดจากสนามไฟฟ้าฮาร์โมนิคคงที่ ตัวแปรที่ต้องพิจารณาต่อไปคือ ค่าสภาพยอมคงที่ ε_s และรีแลกเซชัน τ ซึ่งทั้งสองนี้จะมีค่าไม่คงที่เปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิโดยที่ค่าสภาพยอมคงที่เริ่มต้นมาจากสมการของ Onsager [32, 38, 39]

$$\frac{3(\varepsilon_s - \varepsilon_\infty)(2\varepsilon_s + \varepsilon_\infty)}{\varepsilon_s(2\varepsilon_\infty + 2)^2} T = N \frac{p_m^2}{3\varepsilon_0 k_B} \quad (7.26)$$

เมื่อ p_m คือโมเมนต์ไดโพล N คือจำนวนของไดโพลต่อหนึ่งหน่วยปริมาตร k_B คือค่าคงที่โบลต์ซมานน์และ T คืออุณหภูมิในหน่วยเคลวิน สมการ (7.26) ด้านขวามือ จำนวนไดโพลต่อหนึ่งหน่วยปริมาตรจะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิตามสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N = N_0 \exp(-U / k_B T) \quad (7.27)$$

โดยที่ U คือพลังงานศักย์ของไดโพลและ N_0 คือจำนวนไดโพลคงที่ในตัวกลาง อย่างไรก็ตามจากสมการ (7.26) สามารถแก้สมการหาค่าสภาพยอมคงที่ได้เป็น

$$\varepsilon_s(T) = \frac{3\varepsilon_\infty T + A(\varepsilon_\infty + 2)^2 + \sqrt{[3\varepsilon_\infty T + A(\varepsilon_\infty + 2)^2]^2 + 72\varepsilon_\infty^2 T^2}}{12T} \quad (7.28)$$

เมื่อ

$$A = N_0 \frac{p_m^2}{3\varepsilon_0 k_B} \exp(-U / k_B T)$$

และสำหรับรีแลกเซชันนั้นคือพฤติกรรมที่เกิดขึ้นช่วงหนึ่ง โดยสามารถอธิบายได้ว่า เมื่อสนามไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำให้เกิดโพลาริเซชันออกไป แล้วทำให้โมเลกุลของวัตถุกลับไปเป็นไดโพลที่วางตัวไม่เป็นระเบียบเช่นเดิม หรือในทางตรงข้ามเมื่อป้อนสนามเหนี่ยวนำเข้าไปใหม่แล้วทำให้โมเลกุลใช้เวลาช่วงหนึ่งสำหรับกลับมาเรียงตัวเป็นระเบียบอีกครั้ง ความสัมพันธ์เป็นดังสมการ

$$\tau = \tau_0 \exp(-W_a / k_B T) \quad (7.29)$$

เมื่อ τ_0 คือค่าคงที่รีแลกเซชันในตัวกลางและ W_a คือพลังงานกระตุ้น

7.4.4 สมการผลต่างสลับเนื่องที่ขึ้นอยู่กับความถี่

จากสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ที่ขึ้นกับเวลา (7.17) จะได้เวกเตอร์การกระจัด $\bar{D}$ สัมพันธ์กับสนามไฟฟ้า $\bar{E}$ ด้วยค่าสภาพยอมเชิงซ้อน $\varepsilon^*(\omega)$ ในเนื้อตัวกลางเป็นดัง

$$\bar{D} = \varepsilon^*(\omega) \bar{E} \quad (7.30)$$

และเนื่องจากสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ที่ขึ้นกับเวลาจะต้องถูกหาโดยการวนซ้ำในโดเมนของเวลา ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องให้ความสัมพันธ์ในสมการ (7.30) อยู่ในโดเมนของเวลาด้วย เพราะฉะนั้นจากสมการ (7.30) และสมการ (7.25ก) เขียนความสัมพันธ์ได้เป็น

$$\begin{aligned} \bar{D}(\omega) &= \varepsilon^*(\omega) \bar{E}(\omega) \\ &= \varepsilon_0 \left[\varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \right] \bar{E}(\omega) \end{aligned} \quad (7.31)$$

และเนื่องจากสมการที่ (7.31) อยู่ในรูปของความถี่ตามกระแสการกระจัด $\bar{D}$ ซึ่งหาได้จากความถี่ค่าหนึ่งในตัวแปรของสนามไซน์ซอซด์ ซึ่งสามารถเขียนได้ใหม่ตามเงื่อนไขของเวลาใด ๆ ในอนุพันธ์ของสมการดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tau \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} + \bar{D} = \varepsilon_0 \left[\varepsilon_s E(t) + \varepsilon_\infty \tau \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \right] \quad (7.32)$$

และเนื่องจากต้องการแก้สมการของแมกซ์เวลล์ที่ขึ้นกับเวลา ด้วยรูปแบบตามสมการ (7.32) ดังนั้นสามารถเขียนสมการในรูปแบบของผลต่างสืบเนื่องได้เป็น [41]

$$\left[\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_s}{2} + \frac{\varepsilon_\infty \tau}{\Delta t} \right] E_x^{n+1} = \left[\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_s}{2} - \frac{\varepsilon_\infty \tau}{\Delta t} \right] E_x^n + \left[\frac{1}{2} + \frac{\tau}{\Delta t} \right] D_x^{n+1} + \left[\frac{1}{2} - \frac{\tau}{\Delta t} \right] D_x^n \quad (7.33ก)$$

$$\left[\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_s}{2} + \frac{\varepsilon_\infty \tau}{\Delta t} \right] E_y^{n+1} = \left[\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_s}{2} - \frac{\varepsilon_\infty \tau}{\Delta t} \right] E_y^n + \left[\frac{1}{2} + \frac{\tau}{\Delta t} \right] D_y^{n+1} + \left[\frac{1}{2} - \frac{\tau}{\Delta t} \right] D_y^n \quad (7.33ข)$$

$$\left[\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_s}{2} + \frac{\varepsilon_\infty \tau}{\Delta t} \right] E_z^{n+1} = \left[\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_s}{2} - \frac{\varepsilon_\infty \tau}{\Delta t} \right] E_z^n + \left[\frac{1}{2} + \frac{\tau}{\Delta t} \right] D_z^{n+1} + \left[\frac{1}{2} - \frac{\tau}{\Delta t} \right] D_z^n \quad (7.33ค)$$

โดยที่สนามการกระจัด D ที่แปรตามเวลาสามารถหาได้จาก

$$\begin{aligned} D_x^{n+1}(i + \frac{1}{2}, j, k) &= D_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k) \\ &+ \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu}} \frac{\delta t}{\delta} \left[\tilde{H}_z^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) - \tilde{H}_z^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j - \frac{1}{2}, k) \right. \\ &\quad \left. + \tilde{H}_y^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k - \frac{1}{2}) - \tilde{H}_y^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) \right] \end{aligned} \quad (7.34ก)$$

$$\begin{aligned} D_y^{n+1}(i, j + \frac{1}{2}, k) &= D_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k) \\ &+ \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu}} \frac{\delta t}{\delta} \left[\tilde{H}_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) - \tilde{H}_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k - \frac{1}{2}) \right. \\ &\quad \left. + \tilde{H}_z^{n+\frac{1}{2}}(i - \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) - \tilde{H}_z^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) \right] \end{aligned} \quad (7.34ข)$$

$$\begin{aligned} D_z^{n+1}(i, j, k + \frac{1}{2}) &= D_z^n(i, j, k + \frac{1}{2}) \\ &+ \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu}} \frac{\delta t}{\delta} \left[\tilde{H}_y^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) - \tilde{H}_y^{n+\frac{1}{2}}(i - \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) \right. \\ &\quad \left. + \tilde{H}_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j - \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) - \tilde{H}_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) \right] \end{aligned} \quad (7.34ค)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} \tilde{H}_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) &= \tilde{H}_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) \\ &+ \frac{c \delta t}{\delta} \left[E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k + 1) - E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k) \right. \\ &\quad \left. + E_z^n(i, j, k + \frac{1}{2}) - E_z^n(i, j + 1, k + \frac{1}{2}) \right] \end{aligned} \quad (7.35ก)$$

$$\begin{aligned} \tilde{H}_y^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) &= \tilde{H}_y^{n-\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) \\ &+ \frac{c \delta t}{\delta} \left[E_z^n(i + 1, j, k + \frac{1}{2}) - E_z^n(i, j, k + \frac{1}{2}) \right. \\ &\quad \left. + E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k) - E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k + 1) \right] \end{aligned} \quad (7.35ข)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

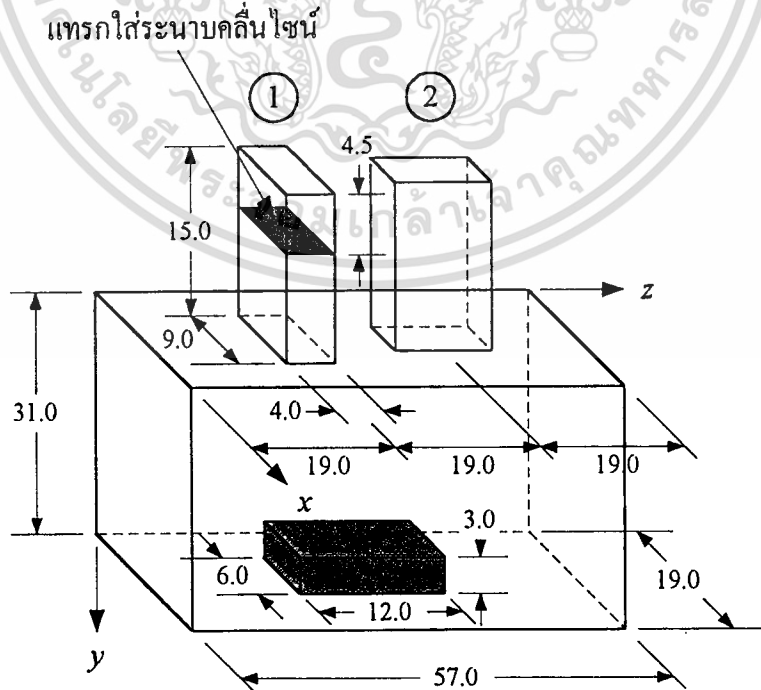
$$\begin{aligned} \tilde{H}_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) = & \tilde{H}_z^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) \\ & + \frac{c\delta t}{\delta} \left[E_x^n(i+\frac{1}{2}, j+1, k) - E_x^n(i+\frac{1}{2}, j, k) \right. \\ & \left. + E_y^n(i, j+\frac{1}{2}, k) - E_y^n(i+1, j+\frac{1}{2}, k) \right] \end{aligned} \quad (7.35\text{ค})$$

7.5 ผลการคำนวณและผลการทดลอง

ในการคำนวณได้จำลองโครงสร้างตามวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาเลียนแบบโครงสร้างของเครื่องต้นแบบแสดงดังรูปที่ 7.2 โดยมีขนาดของโพรง กว้าง 19 cm สูง 31 cm ยาว 57 cm ในแกน x, y, z ตามลำดับ ต่ออยู่กับท่อนำคลื่นหน้าตัดสี่เหลี่ยมจำนวน 2 ท่อ ที่วางตั้งฉากกันในระนาบ xz ด้านบนของโพรง ท่อนำคลื่นมีขนาดหน้าตัด 9.0×4.0 cm และสูง 15 cm และกำหนดให้ท่อนำคลื่นทางด้านซ้ายเป็นท่อนำคลื่นแหล่งกำเนิดหมายเลข 1 ทางด้านขวาเป็นท่อนำคลื่นแหล่งกำเนิดหมายเลข 2

เงื่อนไขในการคำนวณตามวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลากำหนดโดย ให้กริดเซลล์ (Δs) มีขนาด 0.5 cm เท่ากันทั้งสามทิศทาง ดังนั้นจะมีจำนวนกริดเซลล์ทั้งหมดเป็น $38 \times 92 \times 114$ ในแกน x, y และ z ตามลำดับ ขั้นตอนเวลา (Δt) มีขนาดเป็น $\Delta s/2c$ หรือ 8.333×10^{-12} วินาที และใช้ระนาบคลื่นไซน์เป็นแหล่งกำเนิด ซึ่งสนามจะแปรตามขั้นตอนเวลาดังสมการ (7.36)

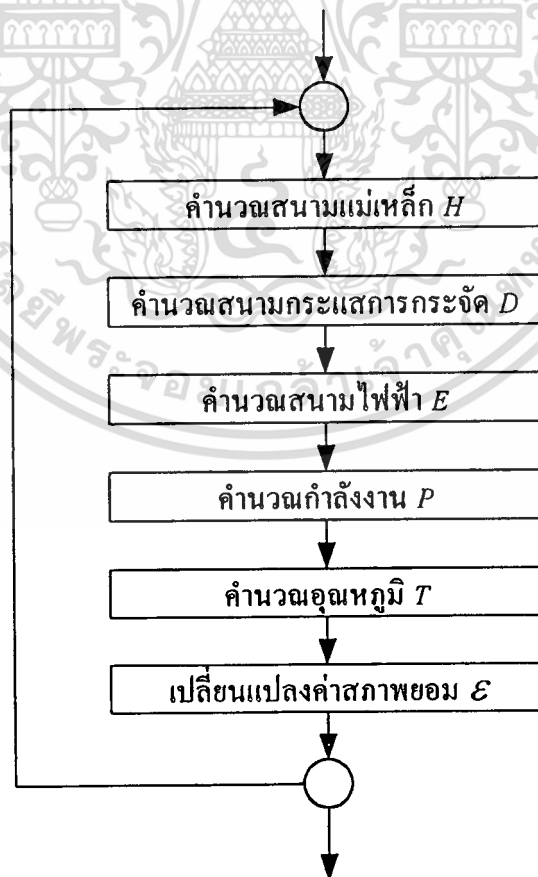
$$E_{inc} = \sin(2\pi f n \Delta t) \quad (7.36)$$



เมื่อ E_{inc} คือสนามไฟฟ้าที่ถูกแทรกใส่เข้าไปเป็นระนาบคลื่นไซน์ตกกระทบ, f คือความถี่ของคลื่น ไซน์กำหนดให้มีค่าเป็น 2.45 GHz และ n คือจำนวนชั้นเวลา

ขั้นตอนการคำนวณการกระจายอุณหภูมิเป็นดังรูปที่ 7.3 โดยขั้นตอนดังกล่าวนี้จะใช้เฉพาะภายในก้อนวัตถุที่มีการสูญเสียกำลังงานเท่านั้น เพราะฉะนั้นการเปลี่ยนแปลงค่าสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าภายนอกก้อนวัตถุจะมีเพียงส่วนประกอบของสนามไฟฟ้า E และสนามแม่เหล็ก H ในแนวแกนต่าง ๆ เท่านั้น

จากรูปที่ 7.3 ขั้นตอนการคำนวณเริ่มจาก คำนวณส่วนประกอบสนามแม่เหล็ก H โดยใช้ส่วนประกอบสนามไฟฟ้า E ดังสมการ (7.35) จากนั้นส่วนประกอบสนามกระแสกระจัด D จึงถูกคำนวณโดยใช้ส่วนประกอบสนามแม่เหล็ก H ที่ได้ ดังสมการ (7.34) และส่วนประกอบสนามไฟฟ้า E จึงถูกคำนวณในขั้นตอนต่อมาหลังจากที่ส่วนประกอบสนามกระแสกระจัดคำนวณเสร็จแล้ว โดยใช้สมการ (7.33) จากนั้นนำส่วนประกอบสนามไฟฟ้าและส่วนประกอบสนามกระแสกระจัดที่ได้ คำนวณหาค่ากำลังงาน P โดยใช้ความสัมพันธ์ของสมการ (7.22) โดยตำแหน่งกำลังงาน P ที่ได้จะ อยู่ ณ กึ่งกลางกริดเซลล์ ดังนั้นกำลัง P จึงเป็นกำลังเฉลี่ยจากส่วนประกอบสนามไฟฟ้า E และส่วนประกอบกระแสกระจัด D



รูปที่ 7.3 แสดงขั้นตอนการคำนวณการกระจายอุณหภูมิภายในก้อนวัตถุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อได้กำลัง P แล้วนำกำลังดังกล่าวนี้คำนวณหาค่าอุณหภูมิต่อไป ตามความสัมพันธ์ของสมการ (7.13) จากนั้นในขั้นตอนสุดท้าย นำอุณหภูมิที่ได้ใหม่นี้คำนวณค่าสภาพยอมเชิงซ้อน (ε^*) ต่อไป การคำนวณจะวนซ้ำเช่นนี้เรื่อยไปจนสิ้นสุดการวิ่งโปรแกรม

ในการคำนวณอุณหภูมิใช้ก้อนวัตถุจำลองเป็นกรณีศึกษา โดยวัตถุมีขนาดกว้าง 6.0 cm สูง 3 cm และยาว 12.0 cm ในแกน x , y และ z ตามลำดับ และวางอยู่ตำแหน่งกลางโพรง ห่างจากผนังด้านล่าง 5 cm ดังในรูปที่ 7.2 ส่วนภาพของวัตถุจำลองจริงที่ได้สร้างขึ้น แสดงดังรูปที่ 7.4 เมื่อวัตถุจำลองดังกล่าวถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วนที่ระยะความลึก 0.5 cm ในระนาบ xz เพื่อทำการวัดอุณหภูมิในระนาบดังกล่าวนี้



รูปที่ 7.4 แสดงวัตถุจำลองสำหรับให้ความร้อน

เมื่อค่าคงที่ต่าง ๆ ของวัตถุจำลองที่ใช้ในการคำนวณ มีค่าดังต่อไปนี้ [37]

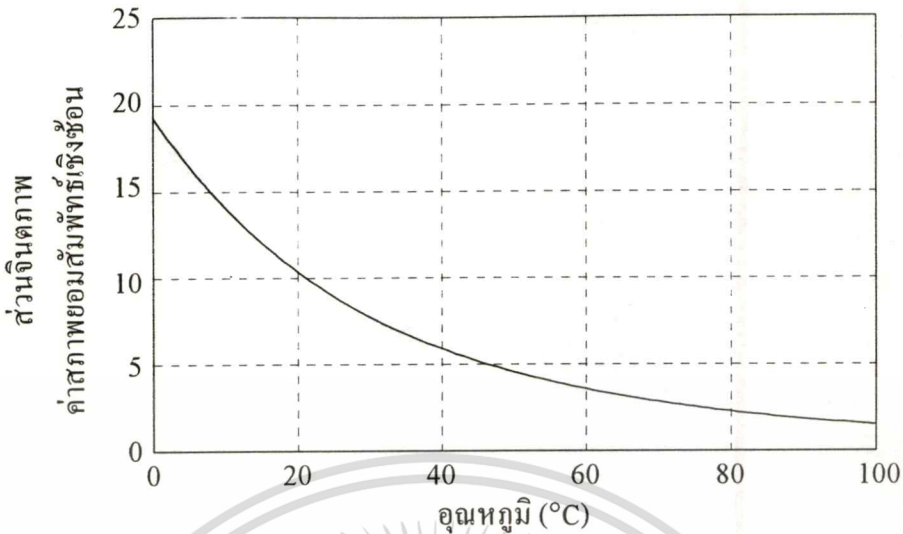
$$W_a = 9.84 \times 10^{-21} \text{ J}$$

$$\tau_0 = 2.297 \times 10^{-12} \text{ s}$$

$$U = -1.77 \times 10^{-20} \text{ J}$$

$$N_0 \frac{P_m^2}{3\varepsilon_0 k_B} = 19.69$$

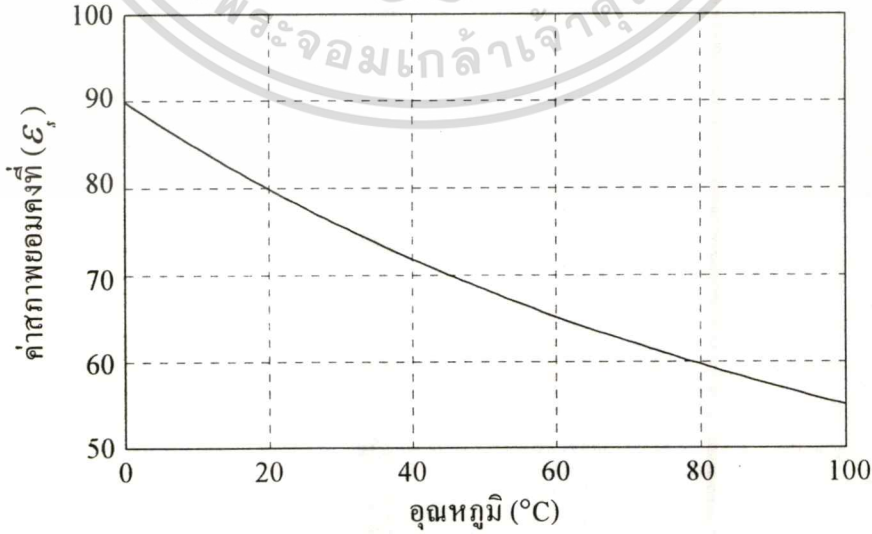
จากค่าคงที่ต่าง ๆ ที่ได้กำหนดไว้นี้ สามารถใช้คำนวณหาส่วนจินตภาพหรือปัจจัยการสูญเสียของค่าสภาพยอมสัมพัทธ์เชิงซ้อนที่แปรตามความถี่ได้ตามความสัมพันธ์ของสมการ (7.25) ดังรูปที่ 7.5 โดยที่ค่าสภาพยอมระยะอนันต์มีค่าเป็น 5.5



รูปที่ 7.5 แสดงการเปลี่ยนแปลงส่วนจินตภาพค่าสภาพยอมสัมพัทธ์เชิงซ้อนเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น

จากรูปที่ 7.5 คือ ค่าปัจจัยการสูญเสียที่เปลี่ยนแปลงตามความถี่ ของความถี่ 2.45 GHz เริ่มที่ความถี่ 0 เฮิรตซ์ ปัจจัยการสูญเสีย จะมีค่าอยู่ที่ประมาณ 19 จากนั้นเมื่อความถี่ลดลงค่าปัจจัยการสูญเสียดังกล่าวก็จะเริ่มลดลงด้วย และจะลดลงเรื่อย ๆ จนถึงความถี่ 100 เฮิรตซ์ ค่าปัจจัยการสูญเสีย จะมีค่าเป็น 2 โดยการลดลงของเส้นกราฟจะเป็นลักษณะของลอการิทึม

นอกจากนี้แล้วในระหว่างการคำนวณพบว่าค่าสภาพยอมคงที่จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ดังรูปที่ 7.6 จากกราฟเมื่อความถี่ยังเพิ่มขึ้น ค่าสภาพยอมคงที่จะลดลงเรื่อย ๆ ลักษณะเป็นลอการิทึม คล้ายการลดลงของส่วนจินตภาพค่าสภาพยอมสัมพัทธ์เชิงซ้อน

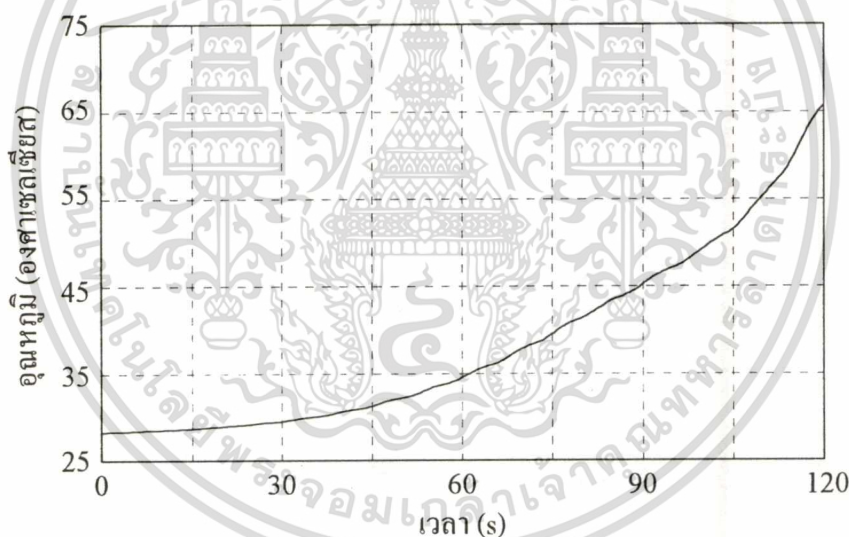


รูปที่ 7.6 แสดงการเปลี่ยนแปลงค่าสภาพยอมคงที่เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกำหนดค่าตัวแปรอื่น ๆ สำหรับคำนวณอุณหภูมิเป็นดังนี้ $k_f = 0.55 \text{ W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$, $h = 10.0 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{K}^{-1}$, ความจุความร้อนจำเพาะ $C_p = 4,180 \text{ J} \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$, ความหนาแน่น $\rho = 1,000 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-3}$ และ $R_T = 152.77 \times 10^{-9} \text{ m}^2 \cdot \text{s}^{-1}$

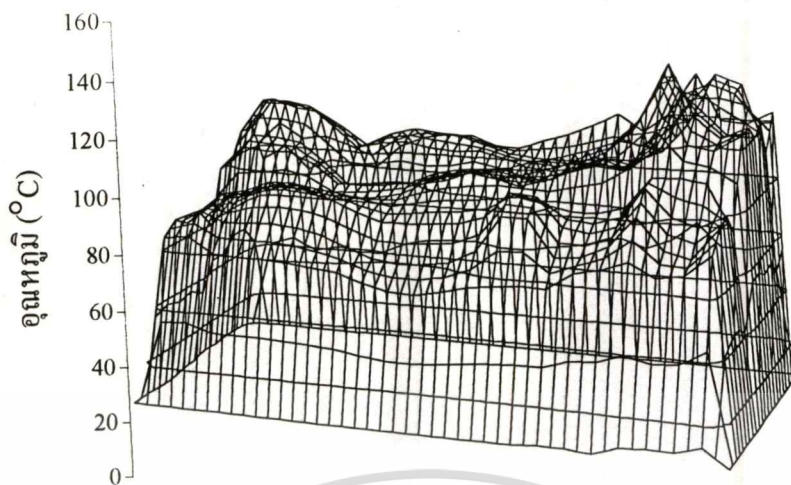
ผลการคำนวณการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิที่เวลาต่าง ๆ แสดงดังรูปที่ 7.7 เมื่อตำแหน่งสังเกตอุณหภูมิอยู่ที่ $3.0 \times 0.5 \times 2.0 \text{ cm}$ ภายในก้อนวัตถุตามแกน x , y และ z ตามลำดับ การสังเกตการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิจะได้อาจจากการคำนวณเท่านั้น เนื่องจากไม่สามารถกระทำได้จริงในการทดลองทั้งนี้ เพราะโครงสร้างของแอปพลิเคชันเป็นแบบปิดไม่สามารถต่ออุปกรณ์สำหรับวัดเข้าไปภายในได้ ประกอบกับแอปพลิเคชันเป็นแหล่งของสนามแม่เหล็กไฟฟ้ากำลังงานสูง การต่ออุปกรณ์สำหรับการวัดจะต้องมีความรอบคอบมิเช่นนั้นอาจเป็นอันตรายกับอุปกรณ์ที่นำมาต่อมันได้ และการต่อเทอร์โมคัปเปิลก็ไม่สามารถกระทำได้เลยขณะปล่อยคลื่นเช่นกัน เนื่องจากหัวอ่านที่ใช้สำหรับการวัดอุณหภูมิเป็นโลหะ การนำเข้าไปในแอปพลิเคชันอาจเกิดการอาร์คขึ้น ดังนั้นสามารถวัดการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิได้หลังจากหยุดการปล่อยคลื่นเรียบร้อยแล้วเท่านั้น



รูปที่ 7.7 แสดงการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิ

การเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิดังรูปที่ 7.7 เริ่มที่ 27 องศาเซลเซียส ซึ่งเป็นอุณหภูมิที่กำหนดให้เป็นอุณหภูมิเริ่มต้นของทุกตำแหน่งและเป็นอุณหภูมิของอากาศภายในแอปพลิเคชัน ที่จะถูกใช้คำนวณอุณหภูมิที่เกิดจากการพาความร้อนบริเวณผิวของวัตถุภายในแอปพลิเคชันตลอดการวิ่งโปรแกรมอีกด้วย จากนั้นอุณหภูมิจะเพิ่มสูงขึ้นเรื่อย ๆ เมื่อเวลาผ่านไป

ผลการคำนวณค่าสนามไฟฟ้าที่ตำแหน่งต่าง ๆ ด้านบนของก้อนวัตถุที่ระยะความลึกจากผิวด้านบน 0.5 cm แสดงดังรูปที่ 7.8 เมื่อระยะความลึก 0.5 cm อยู่ในระนาบ xy



รูปที่ 7.8 แสดงผลการคำนวณการกระจายอุณหภูมิภายในก้อนวัตถุเมื่อเวลาผ่านไป 2 นาที

สำหรับรูปที่ 7.9 คืออุณหภูมิที่สามารถวัดได้ ซึ่งเทียบค่าจากแผ่นฟิล์มโดยที่สีแดงหมายถึงอุณหภูมิที่ 40 องศาเซลเซียส เป็นค่าของอุณหภูมิเริ่มต้นที่สามารถวัดได้และหากอุณหภูมิเพิ่มมากขึ้น สีของแผ่นฟิล์มจะเปลี่ยนสีกลายเป็นเขียวและน้ำเงิน ตามลำดับ

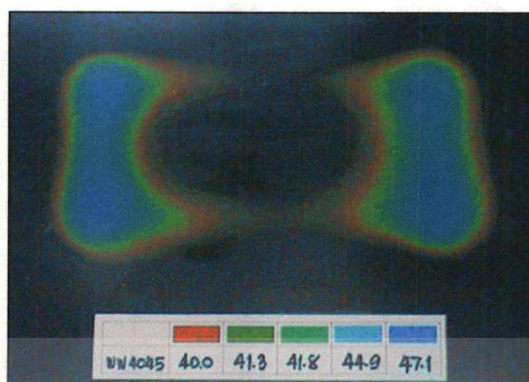
เพื่อเป็นการพิสูจน์ว่าการแพร่กระจายคลื่นจากท่อนำคลื่นแหล่งกำเนิดที่เชื่อมต่อกับกับโครงตัวนำในตำแหน่งการวางที่ต่างกัน ทำให้การแสดงตัวของสนามเป็นแบบแผนคลื่นที่ต่างกัน เมื่อเปิดแหล่งกำเนิดท่อนำคลื่นหมายเลข 1 และปิดหมายเลข 2 ดังรูปที่ 7.2 สนามจะแสดงตัวเป็นแบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวาง ผลการทดลองโดยการวัดอุณหภูมิที่ระดับความลึก 0.5 cm จากผิวด้านบน เมื่อวางวัตถุไว้ในแอมพลิฟายเออร์นาน 2 นาที แสดงดังรูปที่ 7.9 (ก) และเมื่อปิดแหล่งกำเนิดท่อนำคลื่นหมายเลข 1 และเปิดหมายเลข 2 สนามจะแสดงตัวเป็นแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวาง ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 7.9 (ข)

ความแตกต่างอยู่ที่แบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวางการกระจายอุณหภูมิจากผิวทั้งสี่ด้านเข้าไปภายในจะดีกว่าแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวางที่มีการกระจายอุณหภูมิสูงเฉพาะบริเวณหัวและท้ายของก้อนวัตถุเท่านั้น ดังในรูปที่ 7.9 (ข) อย่างไรก็ตามการกระจายอุณหภูมิของทั้งสองแบบก็ยังไม่ถึงตรงกลางของก้อนวัตถุ

การเปิดท่อนำคลื่นแหล่งกำเนิดพร้อมกันทั้งสองจะหมายถึงเป็นการเพิ่มกำลังงานของระบบให้มากขึ้น ขณะเดียวกันทำให้ภายในโครงตัวนำมีหลายแบบแผนคลื่นซึ่งเชื่อว่าจะส่งผลให้มีการกระจายอุณหภูมิภายในวัตถุได้ทั่วถึง ผลการวัดเป็นดังรูปที่ 7.9 (ค) และเมื่อเปรียบเทียบกับผลการคำนวณในรูปที่ 7.8 พบว่าการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิเป็นไปในทำนองเดียวกัน นั่นคือที่บริเวณด้านหัวและด้านท้ายของก้อนวัตถุจะมีอุณหภูมิสูงกว่าบริเวณตรงกลางของก้อนเล็กน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

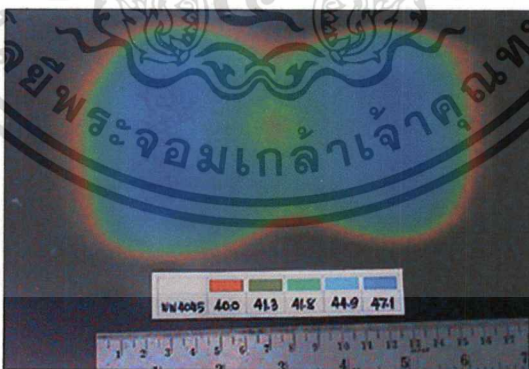
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) เปิดหลอดแมกนีตรอนที่นำคลื่นหมายเลข 1 ปิดหมายเลข 2



(ข) เปิดหลอดแมกนีตรอนที่นำคลื่นหมายเลข 2 ปิดหมายเลข 1



(ค) เปิดหลอดแมกนีตรอนที่นำคลื่นหมายเลข 1 และหมายเลข 2 พร้อมกัน

รูปที่ 7.9 แสดงการกระจายอุณหภูมิภายในก้อนวัตถุความลึก 0.5 cm จากผิวด้านบน ที่ได้จากการวัด เมื่อเวลาผ่านไป 2 นาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.6 สรุป

การคำนวณการกระจายอุณหภูมิภายในวัตถุเป็นสิ่งสำคัญในระบบการให้ความร้อนด้วยคลื่นไมโครเวฟ เนื่องจากสามารถนำผลที่ได้ เป็นแนวทางในการวิเคราะห์ และออกแบบแอฟฟลิเคเตอร์ให้สามารถส่งถ่ายกำลังงานไปยังวัตถุได้อย่างทั่วถึง ตลอดทั้งก้อนวัตถุ ไม่ให้มีจุดความร้อน ที่อาจทำความเสียหายได้ โดยอาจเป็นลักษณะของการหลีกเลี่ยงตำแหน่งที่จะทำให้เกิดความร้อนนั้น หรือการเคลื่อนย้ายวัตถุผ่านโดยกำหนดอัตราความเร็วให้เหมาะสมที่จะไม่ทำให้เกิดความเสียหายบนก้อนวัตถุได้ทันเวลา เป็นต้น

การออกแบบการคำนวณให้ได้ผลตรงกับการทดสอบจริงเป็นเป้าหมายหลัก ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับหลายปัจจัย ไม่ว่าจะเป็นโครงสร้างของแอฟฟลิเคเตอร์หรือชิ้นงานก็ตาม สิ่งเหล่านี้จะเป็นตัวกำหนดรูปแบบการคำนวณ ดังนั้นในบทนี้จึงได้ออกแบบการคำนวณโดยใช้วิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาที่ขึ้นกับความถี่ เนื่องจากรูปทรงของแอฟฟลิเคเตอร์เป็นทรงสี่เหลี่ยมคี่ที่กำหนดไว้ตั้งแต่ต้น และชิ้นวัตถุเป็นรูปทรงที่มีความหนา การจำลองด้วยวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมแบบสามมิติจึงมีความเหมาะสม จากผลการคำนวณที่ได้ทำให้เราสามารถทำนายล่วงหน้าได้ถึงการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิ โดยจะต้องกำหนดปัจจัยต่าง ๆ ให้เหมาะสม และต้องทราบถึงคุณสมบัติพื้นฐานของวัตถุที่จะนำมาให้ความร้อนเป็นสำคัญ

จากการนำเครื่องต้นแบบทดสอบกับวัตถุที่มีความหนาพบว่า การกระจายอุณหภูมิภายในวัตถุที่เป็นก้อนสี่เหลี่ยมอุณหภูมิจะสูงมากที่บริเวณหัวและท้ายของก้อนวัตถุ ทั้งนี้เนื่องจากภายในโพรงมีสนามไฟฟ้าแพร่กระจายล้อมรอบก้อนวัตถุสี่เหลี่ยมนี้อยู่ทุกทิศทาง การแพร่เข้าไปภายในก้อนวัตถุก็สามารถกระทำได้ทุกทิศทางเช่นกัน ดังนั้นที่ส่วนหัวและท้ายที่มีพื้นที่สัมผัสคลื่นมากอยู่แล้ว จึงเกิดความร้อนขึ้นมากกว่าบริเวณอื่น ๆ แต่บริเวณมุมของก้อนนั้น ไม่ค่อยร้อนเนื่องจากได้รับอิทธิพลจากการพาความร้อน

บทสรุปและวิจารณ์

8.1 สรุปและวิจารณ์

เนื่องจากกระบวนการให้ความร้อนแก่วัตถุด้วยคลื่นไมโครเวฟมีใช้กันหลายรูปแบบและต่างวัตถุประสงค์กันไป ก่อนออกแบบสร้างเครื่องจำเป็นต้องทำการวิเคราะห์และทราบถึงคุณลักษณะที่แท้จริงในส่วนประกอบต่าง ๆ ของระบบเป็นอย่างดี การจำลองด้วยวิธีเชิงเลขซึ่งปัจจุบันยอมรับกันอย่างกว้างขวางแล้วว่าเทียบเท่าได้กับวิธีเชิงวิเคราะห์โดยเฉพาะวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา สามารถที่จะนำมาใช้จำลองโครงสร้างในส่วนต่าง ๆ ได้ ดังที่ได้นำเสนอไปแล้วในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดังนี้

เกี่ยวกับความถี่เรโซแนนซ์และตัวประกอบคุณภาพอันเป็นคุณสมบัติของโพรงที่มีคลื่นแพร่กระจายอยู่ภายใน เมื่อได้วิเคราะห์โครงสร้างของโพรงตัวนำสี่เหลี่ยมตามวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาเปรียบเทียบกับวิธีเชิงวิเคราะห์และการวัดแล้ว พบว่าวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาสามารถใช้หาความถี่เรโซแนนซ์ได้ดี ใกล้เคียงกับผลการวัด และยังสามารถหาค่าตัวประกอบคุณภาพได้ไม่ยาก โดยค่าตัวประกอบคุณภาพที่ได้ถูกนำไปใช้เป็นตัวกำหนดขนาดของแอฟฟลิเคเตอร์ในขั้นตอนการออกแบบสร้าง ด้วยการประมาณร่วมกับกำลังงานของแหล่งจ่ายที่จะป้อนให้

ในส่วนของการลดทอนกำลังงานคลื่นที่มาจากแหล่งกำเนิดภายในแอฟฟลิเคเตอร์สู่ภายนอกตามทางลำเลียง ได้ใช้วิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาจำลองโครงสร้างดังกล่าวเช่นกัน พบว่าการนำเอาขนาดที่ได้ออกแบบไว้มาสร้างท่อนำคลื่นผนังถูกฟูก สามารถที่จะลดทอนกำลังงานคลื่นได้ดี ให้ผลเป็นที่น่าพอใจ โดยสามารถลดกำลังงานได้ถึง -60 dB จากกำลังงานแหล่งกำเนิดรวมที่มีอยู่ภายใน 1.2 kW

เมื่อนำวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาหาค่าเชื่อมต่อรวม ปรากฏว่าวิธีการนี้สามารถที่จะบ่งบอกได้ถึงอิทธิพลระหว่างสายอากาศที่รวมอยู่ในระบบเดียวกันได้ จนสามารถนำไปใช้ในการออกแบบจัดวางตำแหน่งแหล่งกำเนิดให้สามารถถ่ายทอดไปสู่ชิ้นงานได้ดี

การวิเคราะห์กระจายอุณหภูมิภายในวัตถุที่เกิดขึ้นจากสนามไฟฟ้าจากแหล่งกำเนิดคลื่นไมโครเวฟด้วยสมการการส่งผ่านความร้อนในรูปของสมการผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลานั้น ให้ผลเป็นที่น่าพอใจเช่นกัน เมื่ออุณหภูมิที่ได้จากการคำนวณใกล้เคียงกับผลการวัด

จากการวิเคราะห์โครงสร้างส่วนต่าง ๆ ด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาจนสามารถนำเอาผลการวิเคราะห์ไปช่วยสร้างเครื่องต้นแบบจนสำเร็จขึ้นได้นี้ คงพอจะเป็นประโยชน์และแนวทางหนึ่งในการศึกษาและค้นคว้าเพิ่มเติมในงานทางด้าน การให้ความร้อนด้วยไมโครเวฟต่อไปในอนาคต ให้สามารถแพร่หลายและยอมรับกันภายในประเทศให้มากขึ้น การพัฒนางานให้ดีขึ้นในส่วน

หนึ่งอาศัยความต่อเนื่องในการพัฒนาจากผลงานการวิจัยที่ทำมาก่อนหน้านี้ เนื่องจากจะได้เรียนรู้ถึงความคิดพลาดที่การทำวิจัยนั้น ๆ เคยประสบมา ดังเช่นการศึกษาวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้ผลงานของ [1] และ [2] มีส่วนช่วยในการวิเคราะห์ส่วนต่าง ๆ ให้ดำเนินไปในแนวทางที่ถูกต้องเป็นอย่างมาก

8.2 ข้อเสนอแนะ

การจำลองโครงสร้างด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลามีความเหมาะสมเป็นอย่างยิ่งกับการจำลองโครงสร้างทางไมโครเวฟ โดยเฉพาะโครงสร้างทรงสี่เหลี่ยม เนื่องจากสามารถจำลองโครงสร้างได้โดยตรงจากกริดเซลล์ของผลต่างสืบเนื่อง อย่างไรก็ตาม รูปทรงอื่นก็สามารถที่จะพัฒนากกริดเซลล์แบบสี่เหลี่ยมไปหาได้ ไม่ว่าจะเป็นทรงกระบอก หรือทรงกลม สิ่งสำคัญในการจำลองคือการกำหนดเงื่อนไขในโครงสร้างให้ถูกต้องแม่นยำ ว่ากริดเซลล์ใดคือตัวนำ, คือตัวกลางที่เป็นวัตถุ, คือตัวกลางที่เป็นอากาศ หรือกริดเซลล์ใดคือตัวกลาง PML เป็นต้น การกำหนดขนาดและส่วนประกอบก่อนวิ่งโปรแกรมให้ถูกต้องเสียก่อนเป็นสิ่งที่ต้องให้ความสำคัญเป็นอย่างมาก เนื่องจากวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาเป็นวิธีการจำลองเชิงเลข โดยลักษณะของโปรแกรมคือจะต้องวนซ้ำเพื่อหาคำตอบ ซึ่งกว่าที่จะได้คำตอบต้องใช้เวลาในการวนซ้ำมากพอสมควร ขึ้นอยู่กับขนาดของโครงสร้างและประสิทธิภาพของเครื่องคอมพิวเตอร์ที่ใช้งาน ดังนั้นหากจำลองโครงสร้างผิด หลีกเลียงไม่ได้ที่จะต้องกลับมาเริ่มทำการวิ่งโปรแกรมใหม่ ซึ่งบางครั้งการได้คำตอบหนึ่งครั้งจะต้องใช้เวลาถึง 24 ชั่วโมง ดังนั้นวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาจึงมิใช่เป็นวิธีการที่เหมาะสมสำหรับการหาคำตอบแบบลองผิดลองถูก อย่างไรก็ตามแนวทางในการแก้ไขหากจำเป็นคือ วิเคราะห์และคำนวณโครงสร้างดังกล่าวด้วยวิธีการอื่นเป็นแนวทางในการคำนวณนำร่องก่อน จากนั้นจึงใช้วิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาจำลองโครงสร้างที่ซับซ้อนขึ้น เพื่อหาคำตอบที่ถูกต้องมากกว่าอีกครั้ง

บรรณานุกรม

- [1] กิตติศักดิ์ วายุภักตร์, “การวิเคราะห์สายอากาศสล็อตอาร์เรย์บนท่อนำคลื่นที่วางเยื้องกันสำหรับระบบให้ความร้อนด้วยไมโครเวฟ,” วิทยานิพนธ์ระดับวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ.2537
- [2] วงศกร วัชรานานันท์, “การวิเคราะห์สนามไฟฟ้าและการกระจายอุณหภูมิภายในสารไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสียระหว่างแผ่นระนาบตัวนำขนานขนาดอนันต์เมื่อป้อนคลื่นด้วยสายอากาศสล็อตอาร์เรย์,” วิทยานิพนธ์ระดับวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ.2541
- [3] J. M. Osepchuk, “A History of Microwave Heating Applications,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-32, pp 1200-1224, Sep. 1984.
- [4] A. C. Metaxas and R. J. Meredith, *Industrial Microwave Heating*: Peter Peregrinus Ltd., 1983.
- [5] K. S. Yee, “Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell’s equations in isotropic media,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-14, no. 8, pp. 302-307, May 1966.
- [6] A. Taflove, *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*, Norwood, MA, Artech House, 1995.
- [7] K. L. Shlager and J. B. Schneider, “A selective survey of the Finite-Difference Time-Domain literature,” *IEEE Antennas Propagat. Magazine*, vol. 37, no. 4, pp. 39-57, Aug. 1995.
- [8] A. Taflove, *Advance in Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*, Norwood, MA, Artech House, 1998.
- [9] J. B. Schneider. “The home of the Finite-Difference Time-Domain BibTeX database.” [Online]. Availble : <http://www.fdttd.org/>. 2000.
- [10] A. C. Metaxas, “Microwave Heating,” *Power Engineering J.*, pp. 237-247, Sep. 1991.
- [11] A. Thom and C. J. Apelt, *Field Computation in Engineering and Physics*, London: D. Van Nostrand, 1961.
- [12] M. N. O. Sadiku, *Numerical Techniques in Electromagnetics*, CRC Press Inc., 1992.
- [13] J. P. Berenger, “Perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves,” *J. Computat. Phys.*, vol. 114, pp. 185-200, Oct. 1994.

- [14]S. Watanabe and M. Taki, "An Improved FDTD Model for the Feeding Gap of a Thin-Wire Antenna," **IEEE Microwave and Guided Wave Letters**, vol. 8, no. 4, pp. 152-154, Apr. 1998.
- [15]J. G. Maloney, K. L. Shlager, and G. S. Smith, "A Simple FDTD Model for Transient Excitation of Antennas by Transmission lines," **IEEE Trans. Antennas Propagat**, vol. 35, pp. 1248-1257, 1987.
- [16]M. A. Jensen and Y. Rahmat-Samii, "Performance Analysis of Antennas for Hand-Held Transceivers Using FDTD," **IEEE Trans. Antennas Propagat**, vol. 42, no. 8, pp. 1106-1113, Aug. 1994.
- [17]S. M. Shun and K. M. Luk, "FDTD Analysis of Probe-Fed Cylindrical Dielectric Resonator Antenna," **IEEE Trans. Antennas Propagat**, vol. 46, no. 3, pp. 325-333, Mar 1998.
- [18]Umashanker, K. R., A. Taflove, and B. Beker, "Calculation and experimental validation of induced currents on coupled wires in an arbitrary shaped cavity," **IEEE Trans. Antennas Propagat**, vol. 35, no. 11, pp. 1248-1257, Nov. 1987.
- [19]Karl S. Kunz and Raymond J. Luebbers, **The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics**, CRC Press Inc., 1993.
- [20]C. M. Furse and O. P. Gandhi, "Why the DFT is Faster Than the FFT for FDTD Time-to-Frequency Domain Conversions," **IEEE Microwave Guided Wave Lett.**, vol. 5, no. 10, pp. 326-328, 1995.
- [21]D. M. Pozar, **Microwave Engineering**, NewYork: John Wiley & Sons Inc., 1998.
- [22]C. A. Balanis, **Advanced Engineering Electromagnetics**, NewYork: John Wiley & Sons Inc., 1989
- [23]R. F. Harrington, **Time-Harmonic Electromagnetic Fields**, Syracuse University, 1985.
- [24]H. R. L. Lamont, **Wave Guides**, NewYork: John Wiley & Sons Inc., 1963.
- [25]C. Wang, B. Q. Gao and C. P. Deng, "Accurate Study of Q-factor of Resonator by a Finite-Difference Time-Domain Method," **IEEE Trans. Microwave Theory Tech.**, vol. 43, no. 7, pp. 1524-1529, 1995.
- [26]C. A. Balanis, **Antenna Theory Analysis and Design second edition**, NewYork: John Wiley & Sons Inc., 1997.
- [27]R. E. Collin, **Foundations for Microwave Engineering**, NewYork: McGraw-Hill Inc., 1992.
- [28]N. Marcuvitz, **Waveguide Handbook**, London: Peter Peregrinus Ltd., 1986.

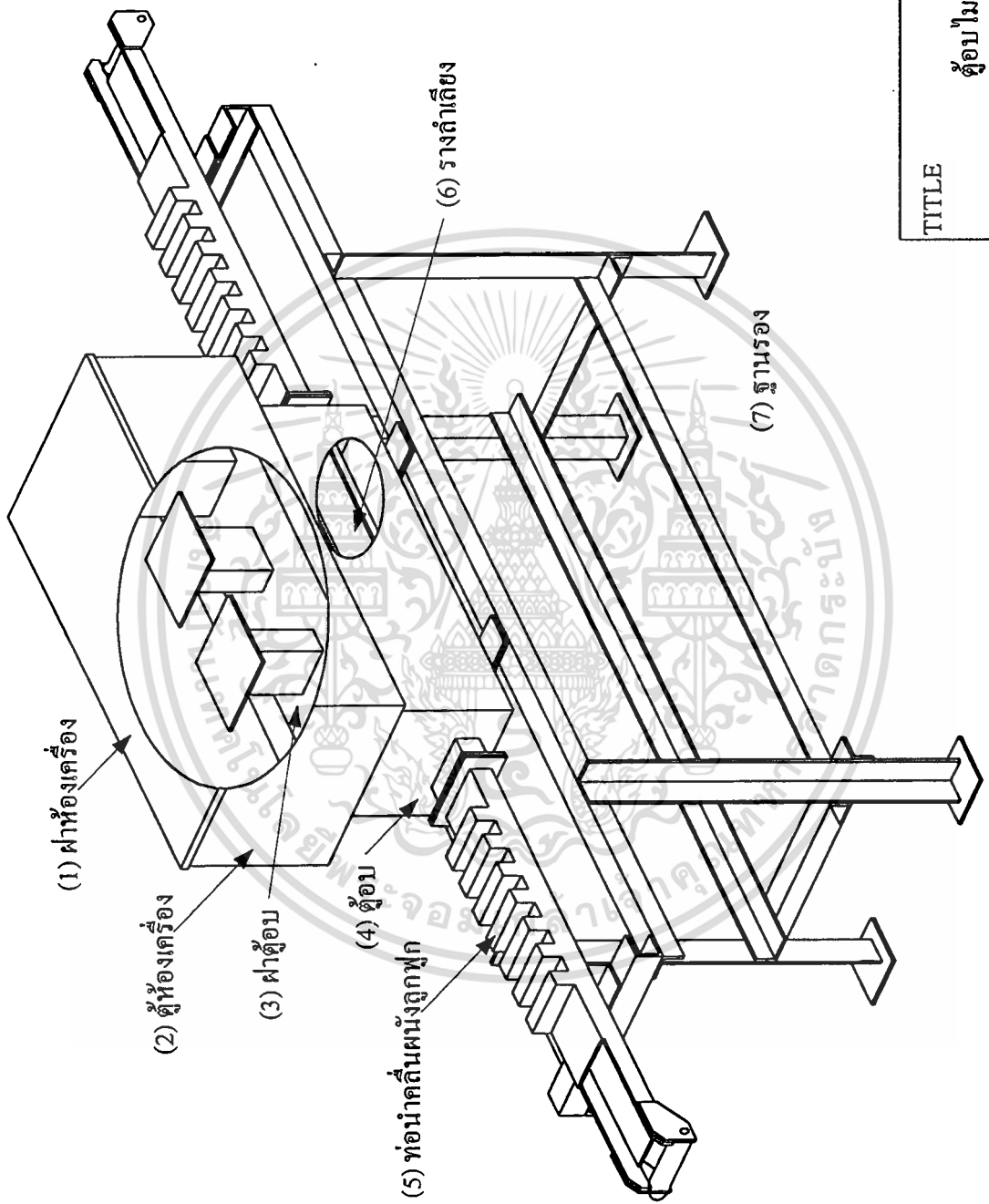
- [29]R. S. Elliott, **An Introduction to Guided Waves and Microwave Circuits**, Prentice-Hall, 1993.
- [30]R. E. Collin, **Foundations for Microwave Engineering**, International Editions, McGraw-Hill Inc., 1966
- [31]R. E. Collin, **Field Theory of Guided Waves**, Second Editions, New York: IEEE PRESS Inc., 1991.
- [32]G. Roussy and J. A. Pearce, **Foundations and Industrial Applications of Microwaves and Radio Frequency Fields, Physical and Chemical Processes**, John Wiley & Sons Ltd, 1995.
- [33]P. Soto, V. E. Boria, J. M. Catala-Civera, N. Chouaib, M. Guglielmi and B. Gimeno, "Analysis, Design, and Experimental Varification of Microwave Filters for Safety Issues in Open-Ended Waveguide Systems," **IEEE Trans. Microwave Theory Tech.**, vol. 48, no. 11, 2000.
- [34]มนตรี ชนภควัต, "การพัฒนาระบบให้ความร้อนสำหรับการรักษาโรคมะเร็งโดยใช้คลื่นไมโครเวฟควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์," วิทยานิพนธ์ระดับวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ.2540
- [35]G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, **Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structure**, Norwood, MA: Artech House, 1980.
- [36]A. F. Harvey, *Microwave Engineering*. New York: Academic, 1963.
- [37]Frangois Torres and Bernard Jecko, "Complete FDTD Analysis of Microwave Heating Processes in Frequency-Dependent and Temperature-Dependent Media," **IEEE Trans. Microwave Theory Tech.**, vol. 45, no. 1, pp. 108-117, 1997.
- [38]R. W. P. King and G. S. Smith, **Antennas in Matter**, Cambridge, MA: MIT Press, 1981.
- [39]B. K. P. Scaife, **Principle of Dielectrics**, New York: Oxford, 1989
- [40]S. V. Georgakopoulos, C. A. Balanis, and C. R. Birtcher, "Coupling Between Transmission Line Antennas: Analytic Solution, FDTD, and Measurements," **IEEE Trans. Antennas Propagat**, vol. 47, no. 6, pp. 978-985, June 1999.
- [41]O. P. Gandhi, B. Q. Gao, and J. Y. Chen, "A Frequency-Dependent Finit-Difference Time-Domain Formulation for General Dispersive Media," **IEEE Trans. Microwave Theory Tech.**, vol. 41, no. 4, pp. 658-664, 1993.

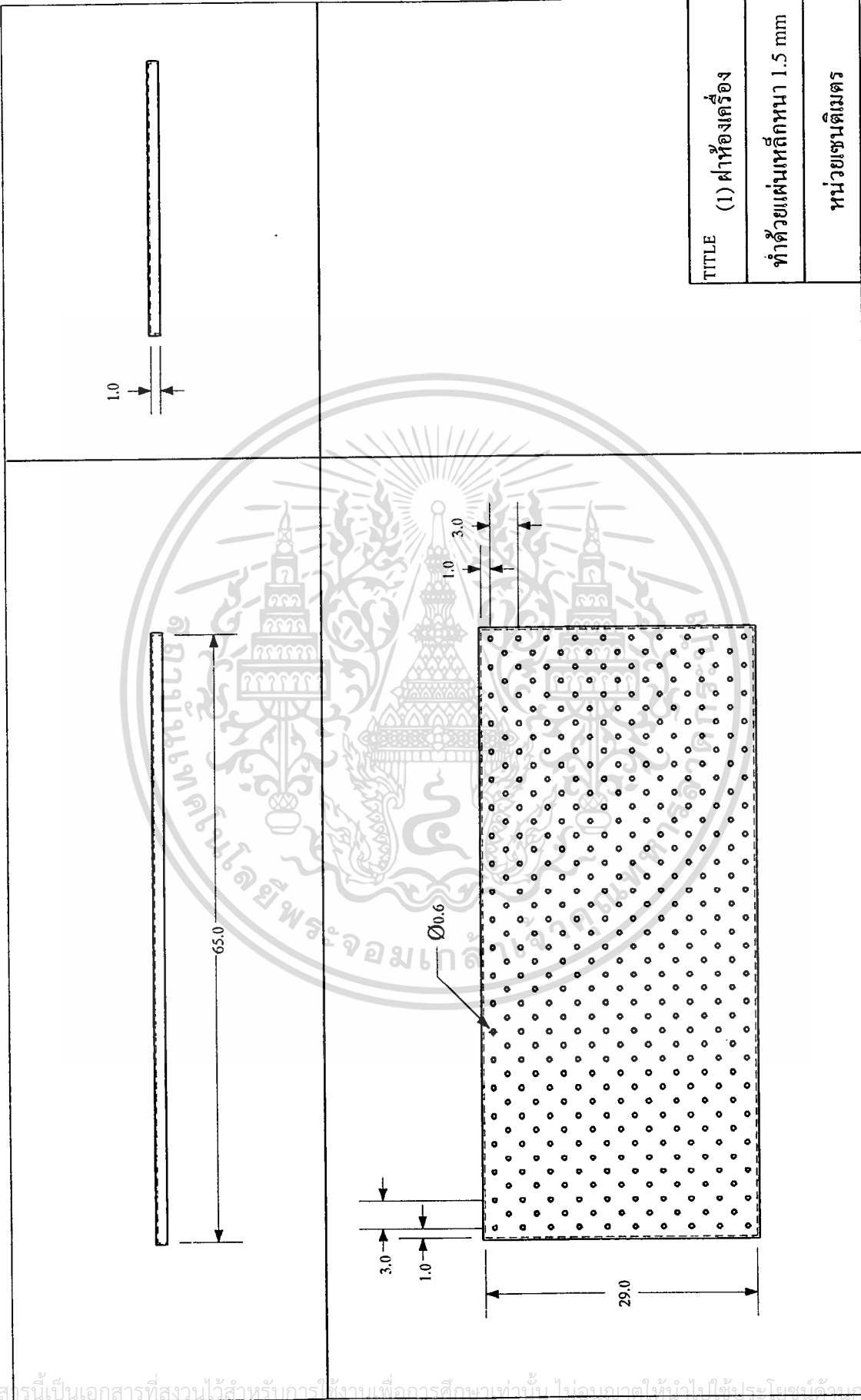


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

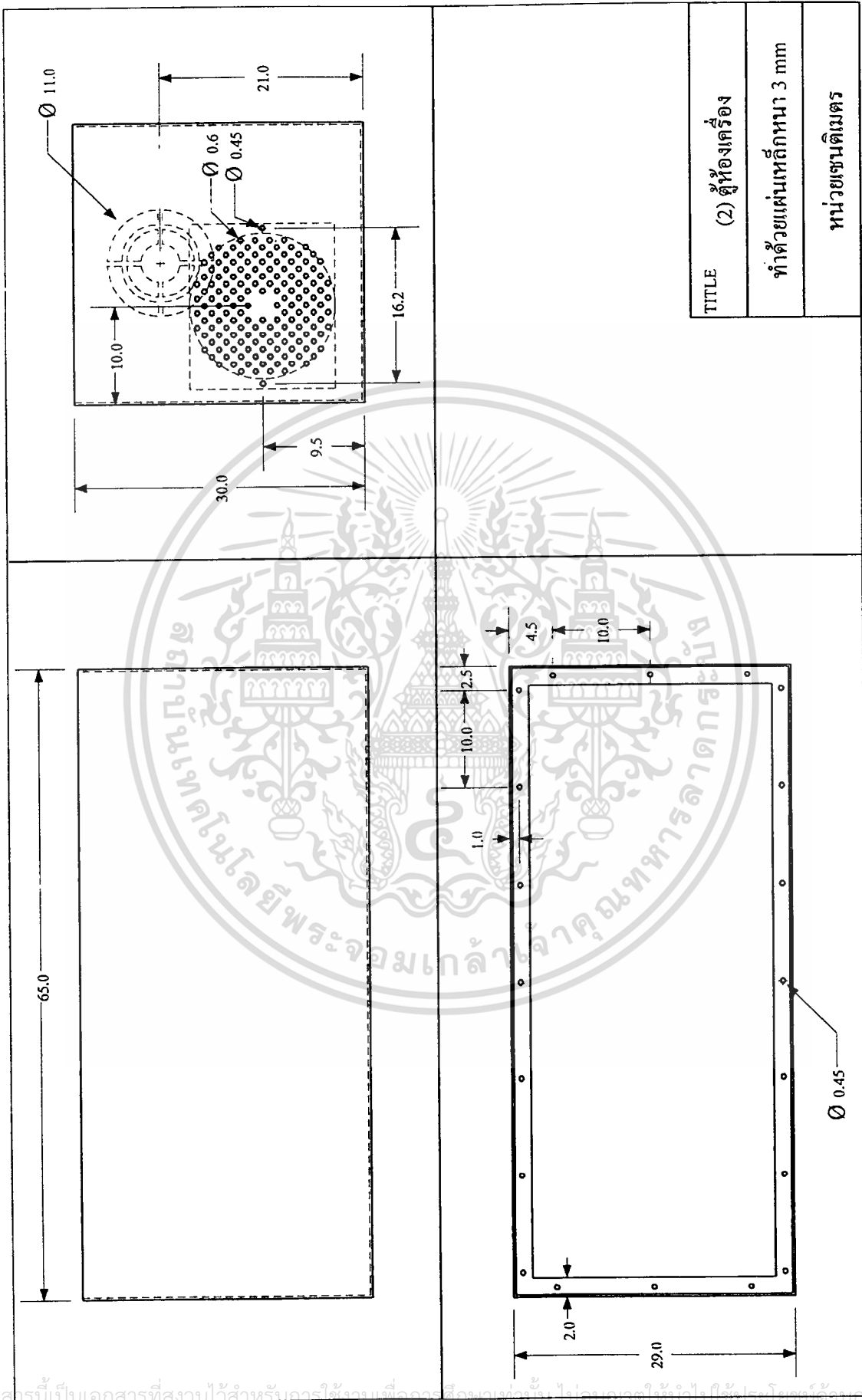
TITLE

ตู้อบไมโครเวฟ

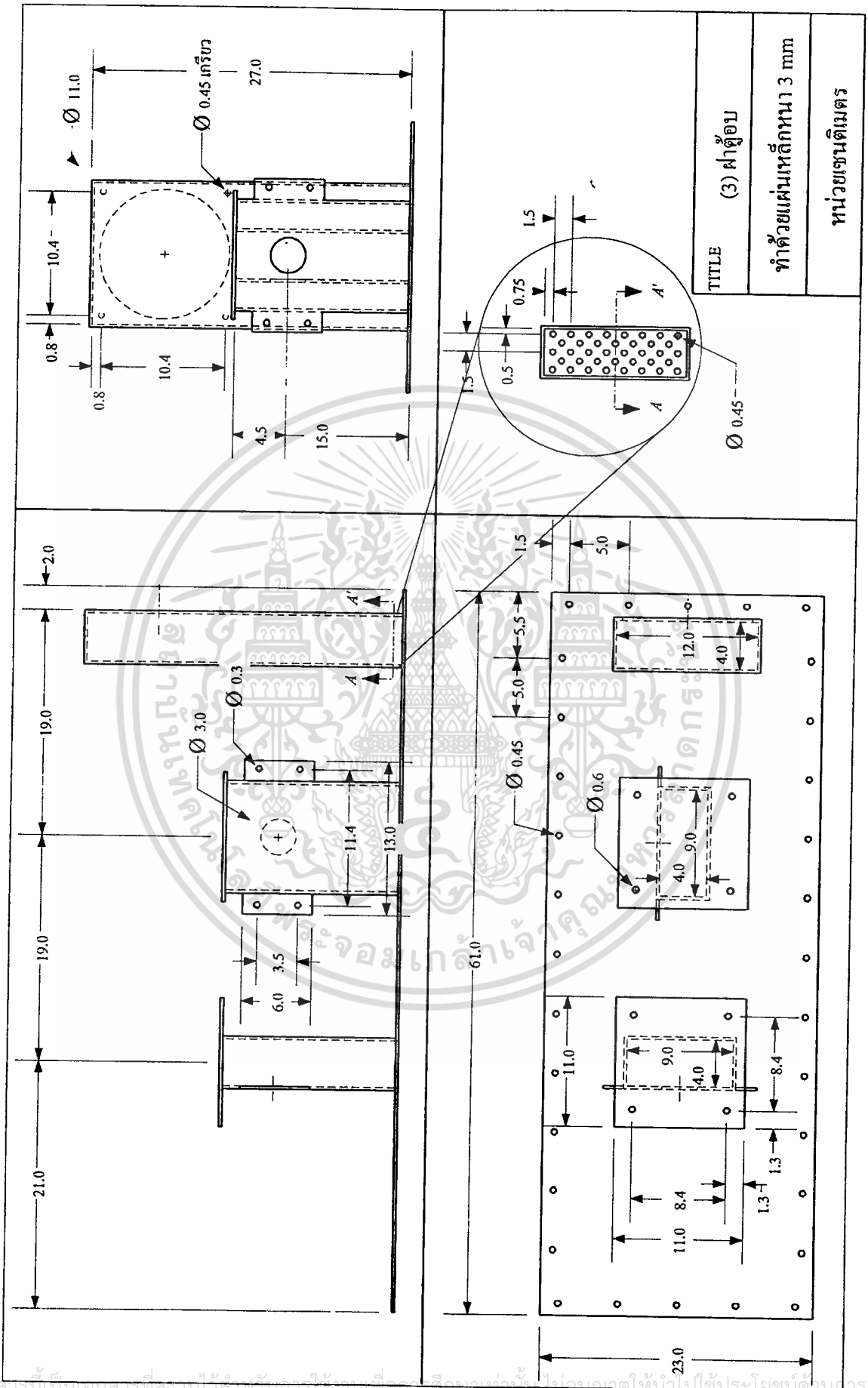


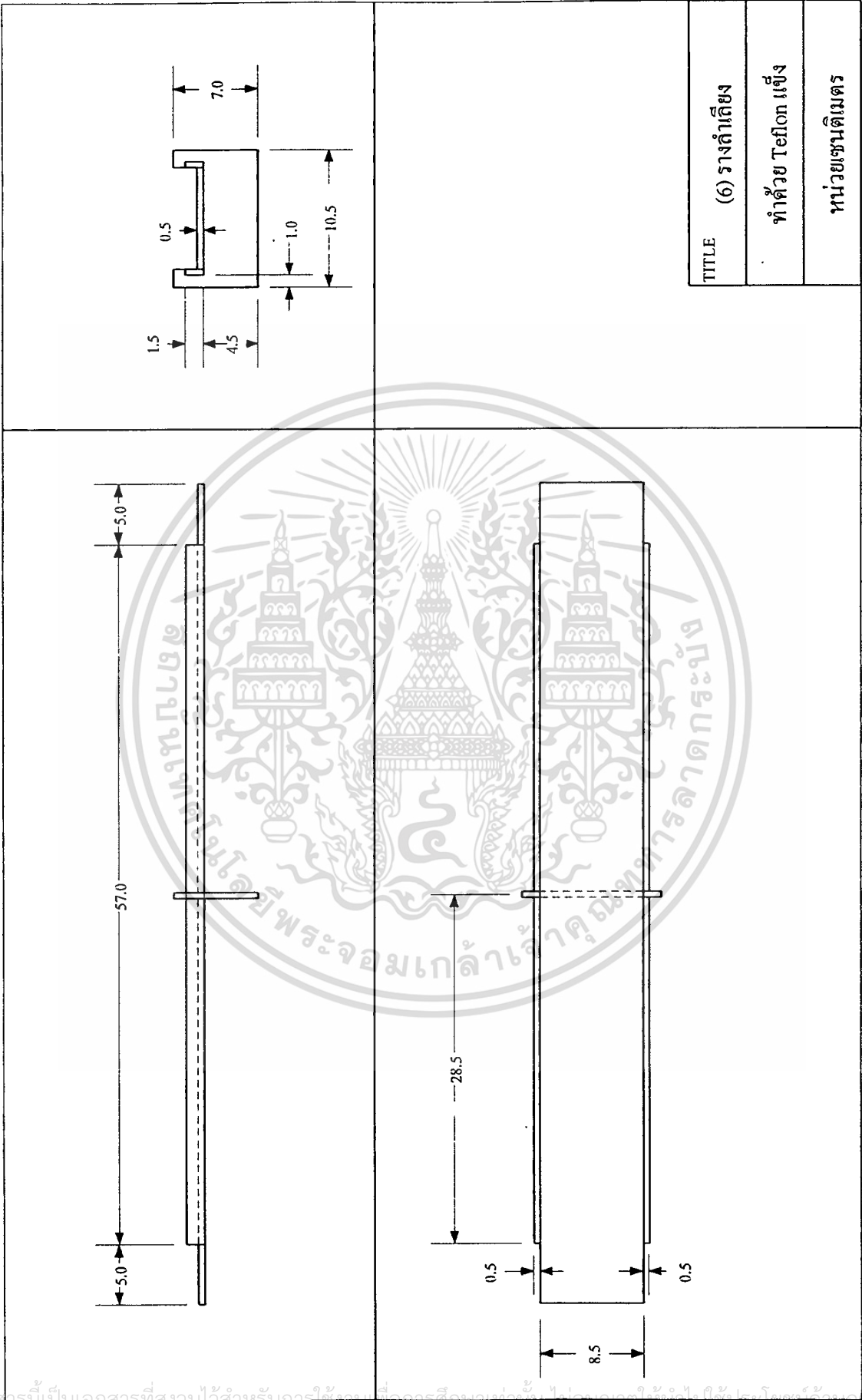


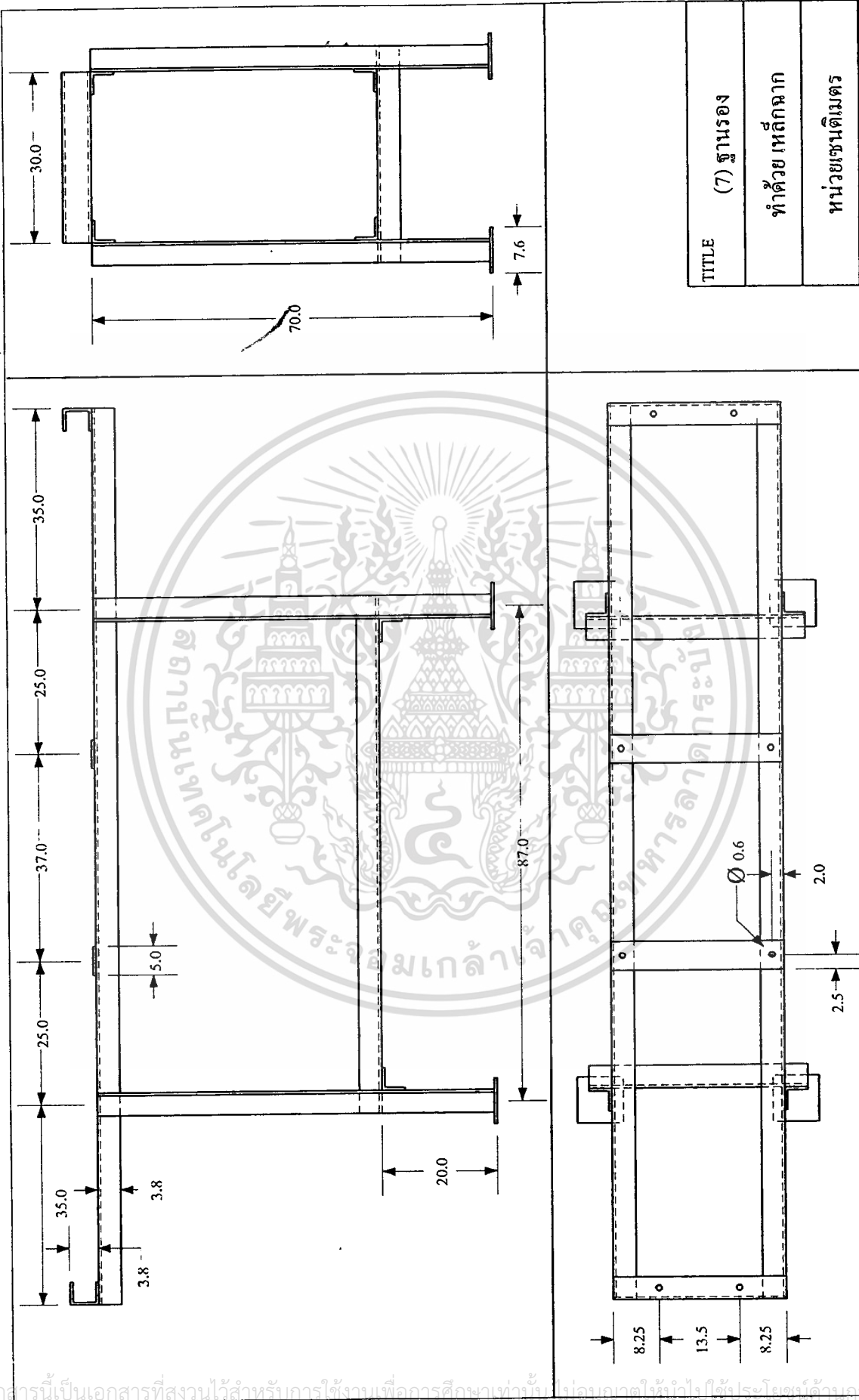
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้







ประวัติผู้เขียน

นายดวงอาทิตย์ ศรีมูล เกิดเมื่อวันที่ 15 สิงหาคม 2516 ที่จังหวัดเชียงราย สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี เมื่อปี พ.ศ. 2539

ในระหว่างการศึกษาปริญญาโทมีบทความตีพิมพ์ทั้งในประเทศและต่างประเทศหลายบทความ เข้าเป็นพนักงานของมหาวิทยาลัยในตำแหน่งนักวิชาการคอมพิวเตอร์ 3 สำนักวิจัยและบริการคอมพิวเตอร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังตั้งแต่เดือนกุมภาพันธ์ พ.ศ. 2543 จนถึงปัจจุบัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้