

การออกแบบสายอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น
THE DESIGN OF PLANAR SLOTTED-WAVEGUIDE ARRAY ANTENNA



นายคมศักดิ์ เมฆสมุทร
MR.KOMSAK MEKSAMOOT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2540
ISBN 974-621-838-7

ลิขสิทธิ์เป็นของบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้...
เลขหมู่...
เลขทะเบียน...
วัน, เดือน, ปี...
งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าการ... และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THE DESIGN OF PLANAR SLOTTED-WAVEGUIDE ARRAY ANTENNA



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

1997

ISBN 974-621-838-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การออกแบบสายอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่อง
บนผนังท่อนำคลื่น

นักศึกษา

นายคมศักดิ์ เมฆสมุทร

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

ระดับการศึกษา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรม-
ไฟฟ้า

ภาควิชา

วิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร
ลาดกระบัง

พ.ศ.

2540

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้แสดงการออกแบบ สร้างและทดสอบ สายอากาศแถวลำดับระนาบแบบเรโซแนนซ์ของร่องตามยาวบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม มีโพลาไรเซชันแบบเชิงเส้น ข่านความถี่เฉลี่ย ที่ความถี่ 12.66 กิกะเฮิรตซ์ สายอากาศมีขนาด 16 ร่อง คูณ 16 ร่อง ซึ่งมีขนาดกายภาพ 30 ซม. คูณ 30 ซม.มีการกระจายของขนาดสัญญาณที่ป้อนให้แก่ร่องแบบสม่ำเสมอ และได้หาคะแนนผลของมิวชวลคัปปลิงในการออกแบบร่องแพร่กระจายคลื่นที่เจาะบนท่อนำคลื่นสาขาด้วย ระบบการป้อนสัญญาณเป็นแบบร่องเอียงบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่นหลักที่ป้อนสัญญาณตรงกลางท่อนำคลื่นสาขา

จากการทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศได้ให้ผลเป็นที่น่าพอใจ กล่าวคือให้ความถี่เรโซแนนซ์ 12.66 กิกะเฮิรตซ์ โดยมีความกว้างแถบความถี่ 20 เมกะเฮิรตซ์ ที่อัตราส่วนคลื่นนิ่งไม่เกิน 2:1 ให้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่มีความกว้างของลำคลื่นหลัก 4.4 องศา ในระนาบสนามไฟฟ้า และ 4.0 องศา ในระนาบสนามแม่เหล็ก มีค่าทวิกำลัง 28 เดซิเบลไอโซทรอปิก ประสิทธิภาพ อะเพอร์เจอร์ 30 เปอร์เซนต์ อุณหภูมิสายอากาศ 530 เคลวิน และมีค่าตัวเลขคุณภาพ 0.76 เดซิเบล/เคลวิน ภายใต้สภาพแวดล้อมที่ทำการทดสอบ

Thesis Title	The Design of Planar Slotted-Waveguide Array Antenna
Student	Mr.Komsak Meksamoot
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Monai Krairiksh
Level of Study	Master of Engineering Electrical Engineering
Department	Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Year	1997

Abstract

This thesis describes the design, construction and experimental results of the, low profile, linear polarization, planar resonant array of longitudinal slots on broad-wall of rectangular waveguide. The design frequency is in the Ku-band at the frequency of 12.66 GHz. The antenna size is specified to be 16×16 slots with the physical size of $30 \times 30 \text{ cm}^2$. The amplitude excitation of radiating slots on branch-line waveguide is uniform distribution and mutual coupling compensation for every slots was included in the design. Feeding system for branch lines is used in the form of centered-inclined slot on broad-wall of main-line waveguide.

The experiment gave the satisfactory results namely the resonant frequency of 12.66 GHz, 20 MHz bandwidth with standing wave ratio not over 2:1, half power beamwidth of radiation pattern 4.4 degrees in E-plane and 4.0 degrees in H-plane, the gain of 28 dB, 30% aperture efficiency, the antenna temperature 530 Kelvins and the figure of merit 0.76 dB/Kelvins under the situation and test site of experiment.

กิตติกรรมประกาศ

คุณความดีอันใดที่บังเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ขอมอบแด่บิดาและมารดาของข้าพเจ้า

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงด้วยดี เนื่องจากได้รับความกรุณาจาก รศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์ ที่ได้ช่วยเหลือในการให้คำแนะนำชี้แนะแนวทางในการแก้ปัญหา ตลอดจนตรวจทานต้นฉบับของวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบคุณผู้ที่ได้มีส่วนช่วยในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ กล่าวคือ

- คุณกวิน ฉัตรานนท์ ในการช่วยจัดเตรียมโปรแกรมที่ใช้ในการคำนวณ
- คุณธนา อุ้นสมบัติ คุณจิระชัย คุณากร คุณธนาพันธ์ ดันติศักดิ์ คุณจรูญพงษ์ แสงมณี และ คุณชัยอนันต์ ริชีวะ ในการช่วยพัฒนาสาขาอากาศในขั้นต้น
- อาจารย์ขนิษฐา เทียมเมือง อาจารย์อำนาจ คณะรัฐ และ คุณวิภู ศรีสืบสาย ที่ให้คำแนะนำและอำนวยความสะดวกในการสร้างชิ้นงานของสาขาอากาศด้วยเครื่องกัดซีเอ็นซี
- คุณมนตรี ธนภควิทย์ คุณมงคล ศรีเศรษฐนิล คุณพิสุทธิ ประสิทธิ์วุฒิเวช คุณวรรณวิไล สุขภักดิ์ คุณหฤทัย เข้มกลักร คุณบรรพต ถายบัว และ คุณณยศ คุรุกิจโกศล ในการช่วยทดสอบรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นและค่าทวิกำลังของสาขาอากาศ และช่วยพิมพ์ต้นฉบับวิทยานิพนธ์นี้
- คุณชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์ ในการช่วยพิสูจน์อักษรวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
- เจ้าหน้าที่ประจำห้องปฏิบัติการวิจัยและบริการคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้า แห่งศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ ที่ให้ความสะดวกในการใช้เครื่องมือเพื่อทดสอบรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น ค่าทวิกำลังและอุณหภูมิของสาขาอากาศ

ขอขอบคุณ สำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ ในโครงการทุนส่งเสริมวิชาชีพนักวิจัย ที่ให้การสนับสนุนในการทำวิทยานิพนธ์ และขอขอบคุณ ทุนอุดหนุนการทำวิทยานิพนธ์ จากบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

คมศักดิ์ เมฆสมุทร

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญภาพ.....	VIII
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1 กล่าวนำ.....	1
2 วัตถุประสงค์และข้อกำหนดในการทำวิทยานิพนธ์.....	3
3 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์.....	4
2 หลักการของร่องที่แพร่กระจายคลื่น.....	6
1 กล่าวนำ.....	6
2 ร่องบนแผ่นตัวนำขนาดใหญ่.....	7
3 ร่องบนผนังท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม.....	12
3.1 ร่องตามขวางบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่น.....	15
3.2 ร่องเฉียงบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่น.....	20
3.3 ร่องเฉียงบนผนังด้านแคบของท่อนำคลื่น.....	22
4 สรุป.....	22
3 ทฤษฎีที่ใช้ในการออกแบบระบบแพร่กระจายคลื่น.....	24
1 กล่าวนำ.....	24
2 สายอากาศแถวลำดับแบบคลื่นจร.....	25
3 สายอากาศแถวลำดับแบบเรโซแนนซ์.....	28

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่

3.1 การวิเคราะห์ร่องบนผนังท่อนำคลื่นภายใต้แนวคิดของแอดทีฟแอดมิตแตนซ์.....	30
3.2 การออกแบบแถวลำดับเชิงเส้นแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น.....	38
3.3 การออกแบบแถวลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น.....	43
4 สรุป.....	46
4 ระบบการป้อนสัญญาณ.....	47
1 กล่าวนำ.....	47
2 ท่อนำคลื่นหลักแบบร่องตามยาวบนผนังด้านกว้าง.....	48
3 ท่อนำคลื่นหลักแบบร่องเชิงบนผนังด้านกว้าง.....	49
3.1 ป้อนที่ปลายของท่อนำคลื่นสาขา.....	50
3.2 ป้อนกึ่งกลางของท่อนำคลื่นสาขา.....	52
4 สรุป.....	53
5 การคำนวณและออกแบบสายอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น.....	54
1 กล่าวนำ.....	54
2 ระบบแพร่กระจายคลื่น.....	54
2.1 ข้อกำหนด.....	54
2.2 การออกแบบ.....	56
3 ระบบป้อนสัญญาณ.....	67
3.1 ข้อกำหนด.....	67
3.2 การออกแบบ.....	68
4 สายอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น.....	70
5 สรุป.....	71
6 ผลการทดสอบ.....	72
1 กล่าวนำ.....	72
2 การทดสอบความถี่เรโซแนนท์ (Resonant Frequency Response).....	73

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่

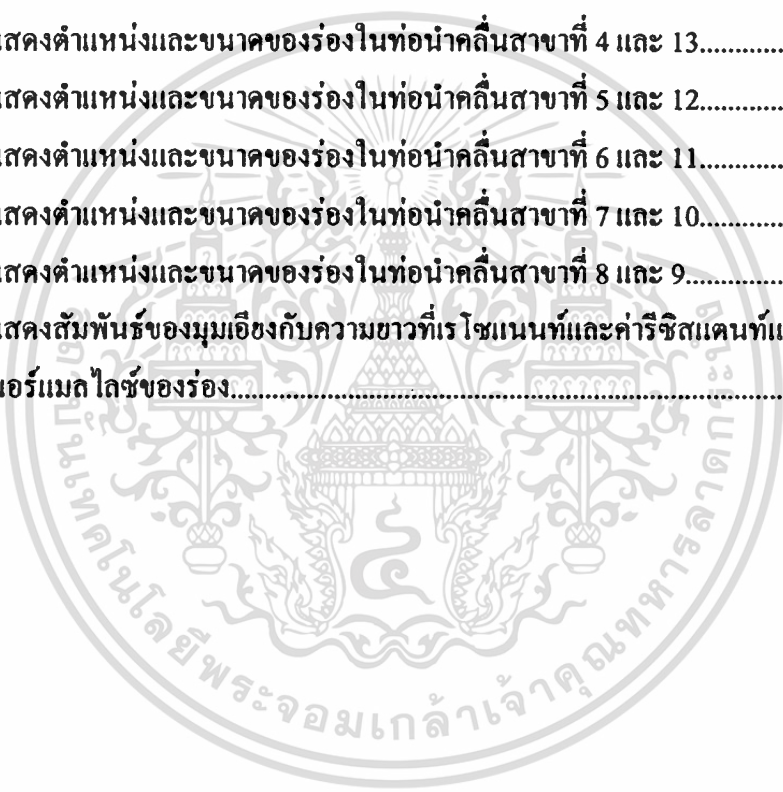
2.1	กรณีที่ไม่ได้ปรับจูน.....	73
2.2	กรณีที่ปรับจูนด้วยสลับเคียว.....	73
2.3	กรณีที่ปรับจูนด้วยสลับคู่.....	76
3	การทดสอบรูปแบบการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Pattern).....	78
4	การทดสอบค่าทวีกำลัง (Gain).....	87
5	การทดสอบอุณหภูมิของสายอากาศ (Antenna Temperature).....	89
6	สรุป.....	91
7	สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	92
1	ข้อจำกัดในการสร้างสายอากาศ.....	93
2	สรุปและวิจารณ์ผลการทดสอบสายอากาศ.....	94
2.1	การทดสอบความถี่เรโซแนนท์.....	94
2.2	การทดสอบรูปแบบการแผ่กระจายคลื่น.....	94
2.3	การทดสอบค่าทวีกำลัง.....	94
2.4	การทดสอบอุณหภูมิสายอากาศ.....	95
3	ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา.....	96
บรรณานุกรม.....		97
ภาคผนวก		99
ก	การคำนวณค่ามิวชวลิตีที่แกนของไดโพล 2 ตัวที่วางขนานเอียงกัน.....	100
ข	การวิเคราะห์ค่า $K(\theta)$ ที่ใช้ในการออกแบบร่องในระบบป้อนสัญญาณ.....	102
ค	การสังเคราะห์รูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่อง.....	104
ง	การคำนวณค่าทวีกำลังของสายอากาศแบบร่อง.....	108
จ	วิธีการของสตีปเสตต์ดิเซนต์ (Steepest Descent Method).....	110
ฉ	การหาความสัมพันธ์ของร่องปลายสี่เหลี่ยมกับร่องปลายกลม.....	113
ประวัติผู้เขียน.....		116
บทความเกี่ยวข้องที่ได้รับการตีพิมพ์.....		117

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่

1. แสดงตำแหน่งและขนาดของร่องในท่อนำคลื่นสาขาที่ 1 และ 16.....	58
2. แสดงตำแหน่งและขนาดของร่องในท่อนำคลื่นสาขาที่ 2 และ 15.....	59
3. แสดงตำแหน่งและขนาดของร่องในท่อนำคลื่นสาขาที่ 3 และ 14.....	60
4. แสดงตำแหน่งและขนาดของร่องในท่อนำคลื่นสาขาที่ 4 และ 13.....	61
5. แสดงตำแหน่งและขนาดของร่องในท่อนำคลื่นสาขาที่ 5 และ 12.....	62
6. แสดงตำแหน่งและขนาดของร่องในท่อนำคลื่นสาขาที่ 6 และ 11.....	63
7. แสดงตำแหน่งและขนาดของร่องในท่อนำคลื่นสาขาที่ 7 และ 10.....	64
8. แสดงตำแหน่งและขนาดของร่องในท่อนำคลื่นสาขาที่ 8 และ 9.....	65
9. แสดงสัมพันธของมุมเอียงกับความยาวที่เรโซแนนซ์และค่ารีซิสแตนซ์แบบ นอร์แมลไลซ์ของร่อง.....	102



สารบัญภาพ

หน้า

1. แสดงร่องบนระนาบกรวดซ์ขนาดอนันต์ที่ป้อนสัญญาณกลางปากร่องด้วยสายส่งคู่ขนาน	7
2. แสดงกราฟเชิงขั้วของสนาม E , แบบนอร์แมลไลซ์ที่แพร่กระจายจากร่อง	10
3. แสดงโครงสร้างของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม	13
4. แสดง ก) การกระจายสนามไฟฟ้าและประจุ ข) การกระจายสนามแม่เหล็ก และ ค) การกระจายความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า ของคลื่นโหมด TE_{10} ในท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม	15
5. แสดง ก) พิกัดของร่องตามยาวบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่น และ ข) วงจรสมมูล	16
6. แสดง ก) พิกัดของร่องเอียงบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่น และ ข) วงจรสมมูล	21
7. แสดง ก) พิกัดของร่องเอียงบนผนังด้านแคบของท่อนำคลื่น และ ข) วงจรสมมูล	22
8. แสดงแถวลำดับเชิงเส้นของร่องบนผนังท่อนำคลื่นแบบ ก) ร่องตามยาวบนผนังด้านกว้าง ข) ร่องเอียงบนผนังด้านกว้าง และ ค) ร่องเอียงบนผนังด้านแคบ	24
9. แสดง ก) แถวลำดับแบบคลื่นจรของร่องตามยาวบนผนังด้านกว้างของ ท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมและ ข) วงจรสมมูล	25
10. แสดง ก) แถวลำดับแบบเรโซแนนซ์ของร่องตามยาวบนผนังด้านกว้างของ ท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม และ ข) วงจรสมมูล (ในกรณีที่ถูกร่องเรโซแนนซ์)	29
11. แสดงร่องบนส่วนของผนังท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม	30
12. แสดงวงจรสมมูลของร่องบนส่วนของท่อนำคลื่น ก) วงจร 2 พอร์ต ของส่วนอันดับที่ n ข) วงจรสมมูลเมื่อร่องถูกจำกัดอยู่บริเวณตรงกลาง ในช่วงแคบ $2e$ และ ค) วงจรสมมูลแบบขนาน	31
13. แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าเซกพีแอคมิคแดนซ์แบบนอร์แมลไลซ์กับ อัตราส่วนความยาวร่องต่อความยาวที่เรโซแนนซ์	40
14. แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างระยะห่างจากกึ่งกลางผนังต่อกับค่าความยาว ที่เรโซแนนซ์ของร่อง	40

สารบัญภาพ (ต่อ)

หน้า

15. แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าความนำที่เรโซแนนซ์แบบนอร์แมลไลซ์กับระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อของร่อง.....	41
16. แสดงแถวลำดับระนาบแบบร่องตามขวางบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่น.....	44
17. แสดงระบบป้อนสัญญาณแบบร่องเอียงบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่นหลัก.....	47
18. แสดง ก) การป้อนสัญญาณของร่องตามขวางบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่นหลักให้กับท่อนำคลื่นสาขา และ ข) วงจรสมมูล.....	48
19. แสดงการวางท่อนำคลื่นสาขาที่ป้อนสัญญาณด้วยร่องตามขวางของท่อนำคลื่นหลัก.....	49
20. แสดง ก) การป้อนสัญญาณของร่องเอียงบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่นหลักให้ท่อนำคลื่นสาขา และ ข) วงจรสมมูล.....	49
21. แสดง ก) การป้อนสัญญาณของท่อนำคลื่นหลักที่ปลายของท่อนำคลื่นสาขา และ ข) วงจรสมมูล.....	50
22. แสดง ก) การป้อนสัญญาณของท่อนำคลื่นหลักให้ตรงกลางท่อนำคลื่นสาขา และ ข) วงจรสมมูล.....	51
23. แสดงวงจรสมมูลของท่อนำคลื่นสาขาลำดับที่ n	52
24. แสดงวงจรสมมูลของท่อนำคลื่นหลัก.....	52
25. แสดงขนาดหน้าตัดของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมที่ใช้ในการออกแบบ.....	55
26. แสดงพิกัดของร่องในแถวลำดับระนาบ.....	57
27. แสดงชิ้นงานของท่อนำคลื่นสาขาที่ 1.....	66
28. แสดงตัวอย่างชิ้นงานของท่อนำคลื่นหลัก.....	68
29. แสดงภาพด้านหน้าของสายอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น.....	69
30. แสดงภาพด้านหลังของสายอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น.....	70
31. แสดงการจัดวางเครื่องมือวัดและสายอากาศเพื่อวัดความถี่เรโซแนนซ์.....	72
32ก. แสดงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศกรณีที่ไม่ได้ปรับจูน.....	74
32ข. แสดงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศกรณีที่ไม่ได้ปรับจูน.....	74

สารบัญภาพ (ต่อ)

หน้า

33ก. แสดงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศกรณีที่ปรับจูนด้วย ระดับเดียว.....	75
33ข. แสดงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศกรณีที่ปรับจูนด้วยระดับเดียว.....	75
34ก. แสดงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศกรณีที่ปรับจูนด้วยระดับคู่...76	
34ข. แสดงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศกรณีที่ปรับจูนด้วยระดับคู่.....	77
34ค. แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศกรณีที่ปรับจูนด้วยระดับคู่.....	77
35. แสดงการจัดวางเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทดสอบรูปแบบการ- แพร่กระจายคลื่นของสายอากาศโดย ก) แสดงภาคส่งสัญญาณ และ ข) แสดงภาครับสัญญาณและสายอากาศทดสอบ.....	78
36ก. แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 12.56 GHz.....	80
36ข. แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 12.56 GHz.....	80
37ก. แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 12.61 GHz.....	81
37ข. แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 12.61 GHz.....	81
38ก. แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 12.66 GHz.....	82
38ข. แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 12.66 GHz.....	82
39ก. แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 12.71 GHz.....	83
39ข. แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 12.71 GHz.....	83
40ก. แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 12.76 GHz.....	84
40ข. แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 12.76 GHz.....	84
41ก. แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 12.86 GHz.....	85
41ข. แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 12.86 GHz.....	85
42ก. แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 12.96 GHz.....	86
42ข. แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 12.96 GHz.....	86
43ก. แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 13.01 GHz.....	87
44. แสดงสายอากาศปากแตรถูกฟูกที่นำมาเป็นสายอากาศอ้างอิง.....	88

สารบัญภาพ (ต่อ)

หน้า

45. แสดงการจัดวางเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทดสอบอุณหภูมิของสายอากาศ.....	89
46. แสดงพิกัดของไดโพล 2 ตัวที่วางเยื้องกัน.....	100
47. แสดงโครงสร้างสนามระยะใกล้ของแถวลำดับเชิงเส้นของสายอากาศไอโซทรอปิก จำนวน N องค์ประกอบ.....	104
48ก. แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเชิงทฤษฎี ช่วงระหว่างมุม $75^\circ\sim105^\circ$	107
48ข. แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเชิงทฤษฎี ช่วงระหว่างมุม $0^\circ\sim180^\circ$	107
49. แสดงขนาดของ ก) ร่องปลายสี่เหลี่ยม และ ข) ร่องปลายกลม.....	113
50. แสดงความสัมพันธ์ของร่องปลายสี่เหลี่ยมกับร่องปลายกลม.....	113



บทที่ 1

บทนำ

1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันการสื่อสารผ่านดาวเทียมเป็นรูปแบบการสื่อสารที่กำลังได้รับความนิยมเป็นอย่างมากและมีแนวโน้มที่จะเพิ่มบทบาทมากขึ้นเรื่อยๆ เนื่องจากข้อได้เปรียบที่เป็นระบบการสื่อสารที่มีสถานีทวนสัญญาณ (ดาวเทียม) อยู่ในระดับสูงมากจนแทบจะไม่มีสิ่งที่เป็นอุปสรรคมาบังหรือกีดขวางเส้นทางการสื่อสาร รูปแบบการสื่อสารผ่านดาวเทียมที่มีใช้กันมากในขณะนี้คือการแพร่กระจายภาพและเสียงในความถี่ย่านซี (C-Band : 4.0–8.0 GHz) และย่านเคยู (Ku-Band : 12.4–18.0 GHz) ซึ่งจะนิยมใช้สายอากาศสะท้อนคลื่นแบบพาราโบลาอยุ่ในการรับสัญญาณ เนื่องจากมีแถบความถี่ (Bandwidth) ใช้งานได้กว้าง ค่าทวีกำลัง (Gain) สูง โครงสร้างไม่ซับซ้อนและในเชิงอุตสาหกรรมก็ผลิตได้ง่าย แต่สายอากาศแบบนี้เหมาะที่จะติดตั้งในสถานที่เท่านั้นเพราะโครงสร้างของสายอากาศมีขนาดใหญ่ หากต้องการสายอากาศที่จะติดตั้งบนยานพาหนะเพื่อใช้รับสัญญาณดาวเทียมในขณะที่เดินทางไปด้วยแล้วตัวสายอากาศจะต้องมีคุณสมบัติแบนราบ (Low Profile) ไม่ต้านลม แข็งแรงพุงตัวเองได้ (Self Support) และมีประสิทธิภาพสูง จากความต้องการที่กล่าวมานั้นมีสายอากาศ 2 ชนิดที่สามารถตอบสนองได้คือ

1) สายอากาศไมโครสตริป (Microstrip Antenna) [1,2]

จุดเด่น

- มีโครงสร้างบางมาก
- สร้าง (Fabricate) ง่าย
- ออกแบบได้ทั้งโพลาไรเซชันเชิงเส้น และโพลาไรเซชันวงกลม

จุดด้อย

- ประสิทธิภาพต่ำ - มีการสูญเสียในระบบป้อนสัญญาณค่อนข้างมาก
 - มีการสูญเสียในสารไดอิเล็กตริกซึ่งเป็นฐาน (Substrate) ของสายอากาศ
- มีระดับโพลาไรเซชันไขว้ (Cross Polarization) สูง
- มีแถบความถี่ใช้งาน (Bandwidth) แคบ

- มีความสามารถในการรองรับกำลังงานได้ (Power Handling Capacity) ต่ำ
- สายอากาศมีโครงสร้างเปิด (Opened Boundary) ทำให้การคำนวณให้ถูกต้องแม่นยำทำได้ยาก
- วัสดุคิบบีมีราคาสูงเพราะไม่สามารถผลิตได้เองในประเทศ

2) สายอากาศแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น (Slotted-Waveguide Antenna) [3-7]

จุดเด่น

- มีโครงสร้างบาง
- ประสิทธิภาพสูง - ไม่มีการสูญเสียในระบบป้อนสัญญาณ
 - การสูญเสียต่ำเพราะโครงสร้างเป็นค้อนนำคลื่น
- ออกแบบได้ทั้งโพลาริเซชันเชิงเส้น และโพลาริเซชันวงกลม
- มีระดับโพลาริเซชันไขว้ต่ำ
- มีความสามารถในการรองรับกำลังงานได้สูง
- สามารถออกแบบให้มีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่มีระดับของพูข้าง (Side Lobe Level) ต่ำมากได้
- สายอากาศมีโครงสร้างปิด (Closed Boundary) สามารถทำการคำนวณออกแบบได้อย่างถูกต้อง
- สามารถหาวัสดุคิบบี (ท่อนำคลื่น) ได้ไม่ยาก และมีราคาไม่สูงนัก

จุดด้อย

- น้ำหนักค่อนข้างมาก
- สร้างยาก
- มีแถบความถี่ใช้งาน (Bandwidth) แคบ

จากการพิจารณาจุดเด่นและจุดด้อยของสายอากาศทั้งสองแบบ ความสามารถในการหาวัสดุคิบบี รวมทั้งศักยภาพของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล. ในการให้บริการใช้เครื่องมือในการสร้างและทดสอบสายอากาศ ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้ตัดสินใจเลือกศึกษาสายอากาศแถวลำดับแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น

สายอากาศแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่นนั้นเริ่มมีการพัฒนาเพื่อใช้งานทางด้านการทหารในช่วงหลังสงครามโลกครั้งที่ 2 ตั้งแต่ ค.ศ.1940 [3] โดยในช่วงเริ่มแรกมักจะออกแบบเป็นแถวลำดับเชิงเส้น (Linear Array) ในแนวนอนเพื่อใช้เป็นสายอากาศเรดาร์ในการลาดตระเวนทางทะเล เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Marine Surveillance Radar) เพราะต้องการความกว้างของลำคลื่น (Beamwidth) ในแนวตั้งค่อนข้างมากเพื่อให้สามารถครอบคลุมพื้นที่ตั้งแต่ผิวน้ำจนถึงท้องฟ้าได้ แต่ให้ลำคลื่นแคบในแนวนอนเพื่อที่จะสามารถจำแนกทิศทางของเป้าหมายได้แม่นยำ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาออกแบบเสาอากาศ แถวลำดับแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่นส่วนใหญ่ [5,6,8-15] จะมุ่งเน้นไปที่ย่านความถี่เอ็กซ์ (X-Band : 8.0~12.4 GHz โดยเฉพาะที่ความถี่ 9.375 GHz) ซึ่งเป็นย่านความถี่ที่กำหนดไว้ใช้ทางด้านการทหาร การรักษาความมั่นคงของประเทศ

ในการประยุกต์ใช้เสาอากาศแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่นเป็นเสาอากาศเพื่อรับสัญญาณที่แพร่กระจายจากดาวเทียมซึ่งมีระดับสัญญาณต่ำมาก เสาอากาศที่ใช้จะต้องมีค่าทวิกำลังที่สูงพอ นั้นหมายความว่าความกว้างของลำคลื่นของเสาอากาศจะต้องมีค่าน้อยทั้งในแนวนอนและแนวตั้ง และจากข้อกำหนดนี้ทำให้ต้องออกแบบเสาอากาศให้เป็นแถวลำดับระนาบ (Planar Array) เพื่อให้สามารถควบคุมรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern) ได้ทุกระนาบ เมื่อเสาอากาศเป็นระนาบขนาดใหญ่ที่ประกอบด้วยองค์ประกอบของเสาอากาศขนาดเล็ก (ร่อง) เป็นจำนวนมาก ปัญหาที่เกิดขึ้นเมื่อมีร่องจำนวนมากอยู่ใกล้กันคือจะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำระหว่างร่องด้วยกัน หรือเกิดมิววลคัปปลิง (Mutual Coupling) ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของร่องเปลี่ยนแปลงไปจากที่ได้ออกแบบไว้เดิม เป็นผลให้อิมพีแดนซ์รวมของระบบเสาอากาศไม่สมพ้องกับเครื่องรับทำให้ประสิทธิภาพของเสาอากาศลดลง ดังนั้นต้องมีการคำนวณเพื่อชดเชยผลของมิววลคัปปลิง ซึ่งในการแก้ระบบสมการเชิงเส้นที่ใช้ออกแบบคำนวณหาความยาวของและตำแหน่งของแต่ละร่องได้เลือกใช้วิธีสเตียพีสต์เดสเซนท์ (Steepest Descent) ซึ่งเป็นเทคนิคการหาเชิงเกรเดียนท์ (Gradient Search Technique) แบบหนึ่ง จากการคำนวณเปรียบเทียบระหว่างการรวมผลของมิววลคัปปลิง และการไม่คิดผลของมิววลคัปปลิง [16] แสดงให้เห็นความแตกต่างอันเป็นสิ่งที่ยืนยันความจำเป็นที่จะต้องพิจารณา ชดเชยผลของมิววลคัปปลิงในการออกแบบเสาอากาศ

2 วัตถุประสงค์และข้อกำหนดในการทำวิทยานิพนธ์

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้น เป็นการแนะนำข้อได้เปรียบและแสดงให้เห็นถึงแนวโน้มความต้องการใช้งานเสาอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น

สาระในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาและวิเคราะห์ทฤษฎีเพื่อประยุกต์ใช้การออกแบบเสาอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยมขนาด 16 ร่อง กว้าง 16 ร่อง ยาว 16 ร่อง ที่ความถี่ 12.66 GHz โดยชดเชยผลของมิววลคัปปลิงระหว่างร่อง ในรูปแบบแถวลำดับแบบเรโซแนนท์ ซึ่งจะให้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเป็นรูปแท่งดินสอ (Pencil Beam) มีทิศทางตั้งฉากกับระนาบของเสาอากาศ การประยุกต์ใช้งานที่น่าสนใจคือใช้รับสัญญาณจากดาวเทียม-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไทยคม ซึ่งในการทดลองรับสัญญาณจะยังไม่สามารถวางสายอากาศในแนวระดับได้ ก็จะต้องวางให้ระนาบของตัวสายอากาศทำมุมกับแนวระดับประมาณ 30° (ทำให้ลำคลื่นหลักชี้ไปในตำแหน่งมุม 60° เหนือแนวระดับ) เพราะตำแหน่งของดาวเทียมไทยคมอยู่ที่ตำแหน่งมุม 60° เหนือแนวระดับ (และมีมุมกวาดประมาณ 210° ทิศทางตามเข็มนาฬิกาจากทิศเหนือ) ดังนั้นหากเป็นงานที่ต้องการใช้สายอากาศที่วางในแนวราบก็จะต้อง พัฒนาออกแบบสายอากาศให้มีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่ทำมุมกับแนวแกนตั้งฉากของระนาบสายอากาศ แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะจำกัดอยู่ที่สายอากาศแฉกลำดับที่ให้มีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในแนวตั้งฉากกับระนาบแฉกลำดับ (Broad Side) เท่านั้น

3 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 7 บท โดยบทที่ 1 เป็นบทนำซึ่งจะกล่าวถึงประวัติวิวัฒนาการของการค้นคว้า วิจัย ออกแบบเพื่อประยุกต์ใช้งานสายอากาศแฉกลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น แนะนำข้อดีของสายอากาศนี้ และกล่าวถึง วัตถุประสงค์และข้อกำหนดในการทำวิทยานิพนธ์ ส่วนรายละเอียดของเนื้อหาในอีก 6 บท ถัดไปมีดังต่อไปนี้ คือ

บทที่ 2 กล่าวถึงพื้นฐานของท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม การกระจายของสนามไฟฟ้า สนามแม่เหล็กและกระแสพื้นผิว ของคลื่นโหมด TE_{10} ในท่อนำคลื่นเพื่อให้เห็นหลักการในการวิเคราะห์สนามบนปากร่องและสนามที่แพร่กระจายจากร่องเมื่อมีการเจาะร่องบนผนังท่อนำคลื่นในแบบต่างๆ รวมทั้งวงจรสมมูลของร่องแบบต่างๆด้วย ซึ่งร่องนี้ก็คือน้องประกอบของสายอากาศย่อย 1 ตัว นั่นเอง

บทที่ 3 เป็นการแสดงวิธีวิเคราะห์เพื่อสร้างสมการที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศแฉกลำดับแบบคลื่นจรซึ่งจะให้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเป็นมุมเอียงใดๆ และแฉกลำดับแบบเรโซแนนซ์ซึ่งจะให้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในแนวตั้งฉากกับแกนของแฉกลำดับเท่านั้น และได้นำผลของมิวชวลคัปปลิงเข้าร่วมในการวิเคราะห์แฉกลำดับแบบเรโซแนนซ์ด้วย

บทที่ 4 กล่าวถึงระบบป้อนสัญญาณให้กับท่อนำคลื่นสาขา (ซึ่งทำหน้าที่แพร่กระจายคลื่นด้วยท่อนำคลื่นหลัก) ซึ่งจะยังคงใช้ร่องในการคัปปลิงสัญญาณจากท่อนำคลื่นหลักไปยังท่อนำคลื่นสาขา โดยจะแบ่งลักษณะการป้อนเป็น 2 แบบคือ ป้อนที่ปลายของท่อนำคลื่นสาขาและป้อนที่ตรงกลางของท่อนำคลื่นสาขา และจะแสดงวงจรสมมูลของระบบป้อนสัญญาณทั้งสองแบบนี้

บทที่ 5 จะตั้งข้อกำหนดหรือความต้องการในการออกแบบสายอากาศ แล้วทำการคำนวณเพื่อให้ได้แบบของชิ้นงาน จากนั้นจะอธิบายถึงวิธีการสร้างและประกอบชิ้นงาน

บทที่ 6 แสดงวิธีการทดสอบ และผลการทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศ คือ การทดสอบความถี่เรโซแนนซ์ การทดสอบรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น การทดสอบค่าทวิกำลัง และการทดสอบอุณหภูมิของสายอากาศ

บทที่ สรุปผลการทดสอบที่ได้จากบทที่ 6 และได้เปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎีที่ได้ทำนายไว้ รวมทั้งวิเคราะห์ความผิดพลาด โดยเริ่มตั้งแต่ข้อกำหนด ดั้งเดิมของทฤษฎีที่ใช้ในการออกแบบ ความละเอียดในการสร้างชิ้นงาน ข้อจำกัดในการออกแบบสร้าง และข้อจำกัดในการทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศ สุดท้ายได้เสนอแนะแนวทางในการพัฒนาสายอากาศเพื่อให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้จริงมากยิ่งขึ้น



บทที่ 2

หลักการของร่อนที่แพร่กระจายคลื่น

1 กล่าวนำ

โดยทั่วไปรูปแบบขององค์ประกอบพื้นฐานของสายอากาศที่มักจะใช้วิเคราะห์ในเบื้องต้นคือ สายอากาศไดโพล (Dipole Antenna) ซึ่งเป็นสายอากาศที่มีใช้กันแพร่หลายที่สุด และได้มีการพัฒนาสายอากาศแบบต่างๆขึ้นโดยใช้พื้นฐานจากสายอากาศไดโพล เช่นสายอากาศโมโนโพล (Monopole Antenna) สายอากาศยาคิ-อูดา (Yagi-Uda Antenna) สายอากาศจานกรวย (Discone Antenna) และอื่นๆ เพื่อจุดมุ่งหมายในการใช้งานที่ต่างกัน

ในการวิเคราะห์สายอากาศแบบร่อน (Slot Antenna) สามารถจะกระทำได้ในลักษณะเดียวกับสายอากาศไดโพล เพราะสายอากาศทั้งสองชนิดนี้เป็นสายอากาศคู่เติมเต็ม (Complementary Antenna) ของกันและกัน หรืออาจจะกล่าวอีกอย่างหนึ่งได้ว่าถ้าเราทราบลักษณะสมบัติของสายอากาศไดโพลเราก็จะสามารถหาลักษณะสมบัติของสายอากาศแบบร่อนที่เป็นคู่เติมเต็มกันได้โดยง่าย โดยใช้ความสัมพันธ์ของ Booker* ซึ่งได้แสดงให้เห็นว่าผลคูณของอินทิกรัลพื้นที่กระแสของสายอากาศที่เป็นคู่เติมเต็มกันจะมีค่าเท่ากับค่าคงที่ค่าหนึ่ง และสิ่งนี้จะเป็นประโยชน์มากในกรณีที่ต้องการหาปริมาตรคัปปลิงของร่อน ซึ่งจะสะดวกกว่าถ้าเราจะหาปริมาตรคัปปลิงของไดโพลที่เป็นคู่เติมเต็มของร่อนก่อนแล้วค่อยใช้ความสัมพันธ์ของ Booker แปลงกลับเป็นปริมาตรคัปปลิงของร่อน

ในหัวข้อถัดไปจะได้แสดงวิธีการวิเคราะห์ร่อนที่เจาะบนระนาบกรวดขนาดอนันต์และป้อนสัญญาณด้วยสายส่งคู่ขนาน ต่อจากนั้นก็จะหัวข้อที่วิเคราะห์ร่อนบนผนังท่อนำคลื่นและป้อนสัญญาณด้วยท่อนำคลื่น ซึ่งเป็นโครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศที่จะใช้ออกแบบในวิทยานิพนธ์นี้

* ความสัมพันธ์ของ Booker (Booker's Relation) เป็นทฤษฎีที่ขยายเพิ่มเติมมาจากหลักการของ Babinet (Babinet's Principle) ซึ่งในทางด้านแสง (Optics) กล่าวว่า “ในกรณีที่มีแหล่งกำเนิดแสงด้านหลังของฉาก (Screen) หากนำค่าสนามที่ตกกระทบด้านหลังของฉากที่เป็นช่องเปิดรวมกับค่าสนามที่ตกกระทบด้านหลังของฉากที่มีโครงสร้างเป็นคู่เติมเต็มกัน ผลรวมของสนามที่ได้จะมีค่าเท่ากับสนามขณะที่ไม่มีฉากกัน” แต่หลักการของ Babinet ไม่ได้พิจารณาโพลาไรเซชัน (Polarization) ซึ่งเป็นสิ่งสำคัญมากในการวิเคราะห์สายอากาศสำหรับ Booker ได้นำเสนอการรวมผลของโพลาไรเซชันร่วมเข้ากับหลักการของ Babinet

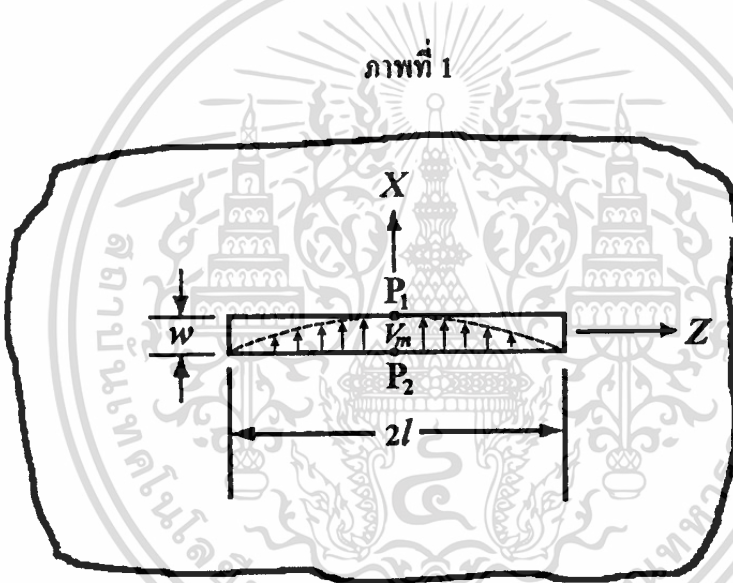
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2 ร่องบนแผ่นตัวนำขนาดอนันต์ (Slot in Infinite Conducting Plate)

องค์ประกอบพื้นฐานของเสาอากาศที่มีความสำคัญมากอีกอย่างหนึ่งนอกจากไดโพลก็คือ ร่อง (Slot) ในการวิเคราะห์เบื้องต้นจะพิจารณาระนาบกราวด์ขนาดอนันต์ที่มีการเจาะร่องแคบๆ บนระนาบนั้น โดยที่ร่องมีความยาว $2l$ กว้าง w (เมื่อ $2l \gg w$) และป้อนสัญญาณด้วยสายส่งคู่ขนาน ตรงกลางปากร่องที่จุด P_1 และ P_2 ดังภาพที่ 1

เมื่อความกว้างของร่องน้อยกว่าความยาวคลื่นมาก ($w \ll \lambda_0$) เราสามารถพิจารณาได้ว่าร่องเกิดจากสายส่งคู่ขนาน โดยที่สายส่งแต่ละเส้นมีขนาดเป็นครึ่งระนาบกราวด์ขนาดอนันต์ (Semi-Infinite Ground Plane) มีขอบวางใกล้กันที่ตำแหน่ง $x = \pm w/2$ และลัดวงจรที่ $z = \pm l$ ดังนั้นก็จะเกิดคลื่นนิ่ง (Standing Wave) บนปากร่องนี้



แสดงร่องบนระนาบกราวด์ขนาดอนันต์ที่ป้อนสัญญาณกลางปากร่องด้วยสายส่งคู่ขนาน

การกระจายของสนามไฟฟ้า (E) บนปากร่องสามารถประมาณได้โดย

$$E(x,y,z) = \hat{x}E_x(x,0,z) = \hat{x}\frac{V_m}{w}\sin[k(l-|z|)] \quad (2.1)$$

เมื่อ V_m คือแรงดันสูงสุดบนปากร่อง และ $k = 2\pi/\lambda_0$ เป็นค่าคงที่ของเฟส

เราสามารถหาแผ่นกระแสแม่เหล็กสมมูล (Equivalent Magnetic Current Sheet : M) ที่กำเนิดสนามเหมือนกับที่กำเนิดจากสนามไฟฟ้าบนปากร่อง จาก

$$M(x,0,z) = -\hat{n} \times E(x,0,z) \quad (2.2g)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อใช้หลักการของภาพเงา (Image Principle) [16] บนระนาบกราวด์ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ขนาดอนันต์ จะได้ว่า

$$\mathbf{M}(x, 0, z) = -2\hat{n}_x \mathbf{E}(x, 0, z) \quad (2.2\text{ข})$$

และเมื่อแทน (2.1) ใน (2.2ข) โดยที่ $\hat{n} = \hat{y}$ จะได้

$$\begin{aligned} \mathbf{M}(x, 0, z) &= -2\hat{y}_x \hat{x} \frac{V_m}{w} \sin[k(l - |z|)] \\ &= 2\hat{z} \frac{V_m}{w} \sin[k(l - |z|)] \end{aligned} \quad (2.3)$$

จากนั้นจะหาค่าความเวกเตอร์ไฟฟ้า (Electric Vector Potential : F) ในเชิงสเกลาร์จาก [5]

$$F_\theta(\theta, \phi) = \iiint_v [\cos\theta \cos\phi M_x(x, y, z) + \cos\theta \sin\phi M_y(x, y, z) - \sin\theta M_z(x, y, z)] e^{jkr} dx dy dz \quad (2.4\text{ก})$$

$$F_\phi(\theta, \phi) = \iiint_v [-\sin\theta M_x(x, y, z) + \cos\phi M_y(x, y, z)] e^{jkr} dx dy dz \quad (2.4\text{ข})$$

$$r = x \sin\theta \cos\phi + y \sin\theta \sin\phi + z \cos\theta \quad (2.4\text{ค})$$

ในกรณีที่แหล่งกำเนิดวางในแนวแกน z ชุดสมการ 2.4 จะลดรูปลงเป็น

$$F_\theta(\theta, \phi) = -\iiint_v \sin\theta M_z(x, y, z) e^{jkr} dx dy dz \quad (2.5\text{ก})$$

$$F_\phi(\theta, \phi) = 0 \quad (2.5\text{ข})$$

$$r = z \cos\theta \quad (2.5\text{ค})$$

เมื่อแทน (2.3) ลงใน (2.5ก) โดยใช้ (2.5ค) และสมมติให้ช่องมีความกว้าง (w) น้อยมาก อินทิเกรตเชิงปริมาตรจะลดรูปลงเป็นอินทิเกรตเชิงเส้น ดังนี้

$$F_\theta(\theta) = -\int_{-l}^l \sin\theta \ 2 \frac{V_m}{w} \sin[k(l - |z|)] e^{jkz \cos\theta} dz \quad (2.6\text{ก})$$

รูปแบบการกระจายของแรงดันบนปากช่องจะสมมาตรกับแกน $x = 0$ เนื่องจากกำหนดค่าให้ความกว้างของช่องน้อยมากจึงมีผลทำให้ส่วนที่เป็นฟังก์ชันคี่ (Odd Function) ของเทอม $\exp(jkz \cos\theta)$ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่ออินทิเกรตแล้วจะมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้น (2.6ก) จะลดรูปลงเป็น

$$F_\theta(\theta) = -4V_m \sin\theta \int_0^l \sin[k(l-|z|)] \cos[kz \cos\theta] dz \quad (2.6ข)$$

เมื่อทำการอินทิเกรตจะได้เป็น

$$F_\theta(\theta) = -\frac{4V_m}{k \sin\theta} (\cos[kl \cos\theta] - \cos[kl]) \quad (2.6ค)$$

สำหรับกรณีที่ยาวครึ่งความยาวคลื่น ($2l = \lambda_0/2$) นั้น (2.6ค) จะลดรูปลงเป็น

$$F_\theta(\theta) = -\frac{4V_m \cos[(\pi/2) \cos\theta]}{k \sin\theta} \quad (2.7ก)$$

ซึ่ง $F_\theta(\theta)$ เป็นฟังก์ชันของทิศทางเพียงอย่างเดียว ดังนั้นถ้าจะแสดงให้เป็นฟังก์ชันของตำแหน่ง (r) และเวลา (t) จะต้องคูณด้วยเทอม $e^{j(\omega t - kr)}/4\pi r$ ซึ่งหมายความว่า เป็นคลื่นทรงกลมที่เดินทางออกจากจุดกำเนิด

$$F_\theta(r, \theta, \phi; t) = -\frac{V_m e^{j(\omega t - kr)}}{\pi k r} \frac{\cos[(\pi/2) \cos\theta]}{\sin\theta} \quad (2.7ข)$$

โดยที่ $\omega = 2\pi f$ คือความเร็วเชิงมุมของคลื่น

จากนี้ก็จะทำการหาสนามไฟฟ้า (E) และสนามแม่เหล็ก (H) ที่แพร่กระจายออกจากห้อง โดยใช้ความสัมพันธ์ของศักดาเวกเตอร์ไฟฟ้า (Electric Vector Potential : F) และศักดาเวกเตอร์แม่เหล็ก (Magnetic Vector Potential : A)

$$E = -j\omega A + jk(\hat{r} \times F) \quad (2.8ก)$$

$$H = \frac{B}{\mu_0} = -\frac{j\omega}{\eta}(\hat{r} \times A) - j\omega\epsilon_0 F = \frac{1}{\eta}(\hat{r} \times E) \quad (2.8ข)$$

โดยที่ $\eta = 120\pi$ คืออินทรินสิกอิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ของอากาศ

เมื่อแทน (2.7ข) ลงใน (2.8ก) และ (2.8ข) โดยที่ศักดาเวกเตอร์แม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ ($A = 0$)

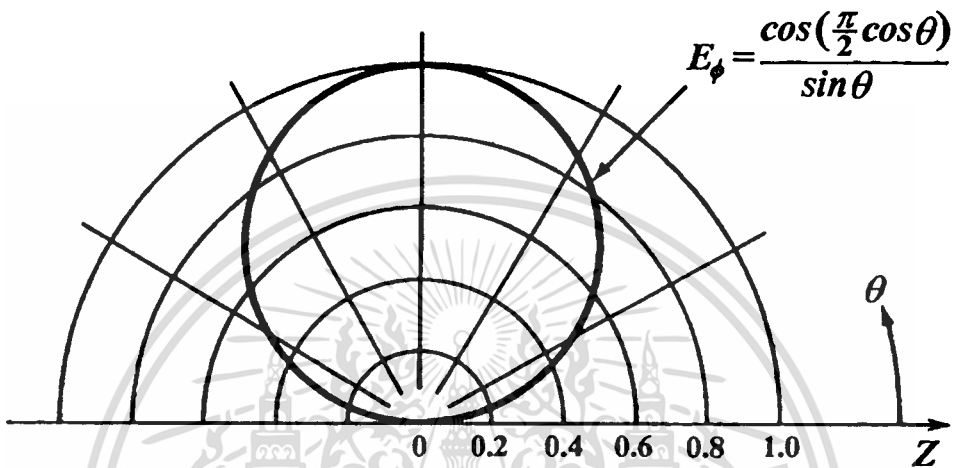
$$E_\phi = -j\frac{V_m}{\pi} \frac{e^{j(\omega t - kr)}}{r} \frac{\cos[(\pi/2) \cos\theta]}{\sin\theta} \quad (2.9ก)$$

$$H_\theta = j\frac{V_m}{\pi\eta} \frac{e^{j(\omega t - kr)}}{r} \frac{\cos[(\pi/2) \cos\theta]}{\sin\theta} \quad (2.9ข)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง (2.9ก) แสดงรูปแบบการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าที่แปรผันตามมุม θ มีโพลาไรเซชันในทิศ ϕ และได้แสดงกราฟเชิงขั้วในภาพที่ 2 ส่วน (2.9ข) แสดงรูปแบบการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็ก

ภาพที่ 2



แสดงกราฟเชิงขั้วของสนาม E_ϕ แบบบนอร์แมลไลซ์ที่แพร่กระจายจากร่อง

เราสามารถหาความหนาแน่นของกำลังงานได้จาก

$$P_{r,\theta}(\theta) = \frac{1}{2} \frac{k^2 \eta}{(4\pi r)^2} |F_\theta(\theta)|^2 \quad (2.10ก)$$

โดยแทน (2.7ก) ใน (2.10ก) จะได้รูปแบบการแพร่กระจายกำลังงานของคลื่นเป็น

$$P_{r,\theta}(\theta) = \frac{V_m^2}{2\eta(\pi r)^2} \frac{\cos^2[(\pi/2) \cos \theta]}{\sin^2 \theta} \quad (2.10ข)$$

ถ้าพิจารณาว่าโครงสร้างของตัวกำเนิดคลื่น (Transmitter) และสายส่งคู่ขนาน ซึ่งอยู่ในบริเวณ $y < 0$ มีผลน้อยมากต่อสนามระยะไกลในบริเวณ $y < 0$ ดังนั้นกำลังงานของคลื่นที่แพร่กระจายทั้งหมดสามารถหาได้จาก

$$\begin{aligned} P_{rad} &= \int_0^{2\pi} \int_0^\pi P_{r,\theta}(\theta, \phi) r^2 \sin \theta d\theta d\phi \\ &= 2\pi r^2 \int_0^\pi P_{r,\theta}(\theta) \sin \theta d\theta \end{aligned} \quad (2.11ก)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทน (2.10x) ลงใน (2.11ก) จะได้ว่า

$$P_{rad} = \frac{2V_m^2}{\pi\eta} \int_0^{\pi/2} \frac{\cos^2[(\pi/2) \cos\theta]}{\sin^2\theta} d\theta \quad (2.11ข)$$

หลังจากทำการอินทิเกรตโดยวิธีเชิงเลขจะได้

$$P_{rad} = 0.609 \frac{2V_m^2}{\pi\eta} \quad (2.11ค)$$

ในการหาไดเรกทิวิตี (Directivity : D) ของร่องจะอาศัยความสัมพันธ์ของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศที่กำลังพิจารณาในทิศทางที่แรงที่สุดต่อความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไอโซโทรปิก [17]

$$D = \frac{\text{ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางที่แรงที่สุด}}{\text{ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไอโซโทรปิก}} \quad (2.12ก)$$

$$D = \frac{P_{r,\theta}(\theta = \pi/2)}{P_{rad} / 4\pi r^2} = 1.64 \quad (2.12ข)$$

เนื่องจากในกรณีนี้ $l = \lambda_0/4$ เราสามารถแสดงกำลังงานที่สายส่งป้อนให้แก่ร่องที่ขั้ว P_1 และ P_2 ด้วยแรงดัน V_m ได้ว่า

$$\frac{1}{2} V_m^2 G_{rad} = 0.609 \frac{2V_m^2}{\pi\eta} \quad (2.13ก)$$

โดยที่

$$R_{rad} = \frac{1}{G_{rad}} \quad (2.13ข)$$

ซึ่ง R_{rad} เรียกว่าความต้านทานการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Resistance) ของร่องยาวครึ่ง-ความยาวคลื่นที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งคู่ขนานตรงกลางร่อง

$$R_{rad}^{slot} = \frac{\pi\eta}{0.609 \times 4} = 486 \, \Omega \quad (2.13ค)$$

เนื่องจากเราทราบว่าความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นของไดโพลที่เป็นคู่เดิมเต็มของร่องมีค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{rad}^{dipole} = \frac{0.609\eta}{\pi} \quad (2.13ง)$$

เมื่อนำ (2.13ค) คูณกับ (2.13ง)

$$R_{rad}^{slot} R_{rad}^{dipole} = \left(\frac{\pi\eta}{0.609 \times 4} \right) \left(\frac{0.609\eta}{\pi} \right) = \frac{\eta^2}{4} \quad (2.14ก)$$

ซึ่งเป็นกรณีหนึ่งของความสัมพันธ์ของ Booker หรือเราอาจจะแสดงในรูปทั่วไป [5] ได้ว่า

$$Z_{slot} Z_{dipole} = \frac{\eta^2}{4} \quad (2.14ข)$$

ในการประยุกต์ใช้งานจริงนั้นจะไม่นิยมใช้ร่องบนระนาบกราวด์ในแบบที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งคู่ขนานเพื่อแพร่กระจายคลื่นทั้งสองด้านของร่อง แต่ที่นิยมใช้จะเป็นแบบที่ป้อนสัญญาณด้วยวงจรเรโซแนนซ์แบบโพรง (Cavity Resonator) ด้านหนึ่งของร่องแล้วให้ร่องแพร่กระจายคลื่นเพียงด้านเดียว ซึ่งรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จะยังคงเดิมในด้านหนึ่งของร่อง ส่วนด้านตรงข้าม (ด้านที่มีวงจรเรโซแนนซ์แบบโพรง) จะไม่มี แต่อินพุตอิมพีแดนซ์ของร่องในระหว่างสองกรณีจะมีค่าแตกต่างกันมาก

3 ร่องบนผนังท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม

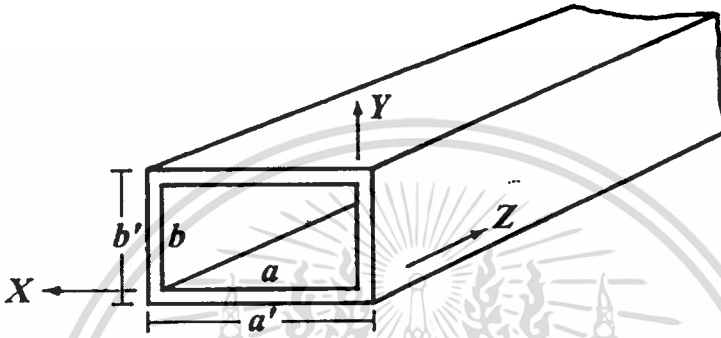
โดยส่วนใหญ่แล้วการประยุกต์ใช้ร่องเป็นโครงสร้างแพร่กระจายคลื่น (สายอากาศ) หรือป้อนสัญญาณ (Feeding Slot) มักจะใช้วิธีเจาะร่องบนผนังด้านใดด้านหนึ่งของท่อสี่เหลี่ยมและโดยทั่วไปในการใช้งานจริงมักจะเจาะร่องเป็นแถวลำดับ (หลายร่องเรียงกัน) ซึ่งเมื่อทำอย่างนี้จะมีผลให้การคำนวณการป้อนสัญญาณให้แต่ละร่องมีความยุ่งยากซับซ้อนมากยิ่งขึ้นอันเนื่องมาจากผลของมีวซวลคัปปลิงในแถวลำดับซึ่งจะได้กล่าวถึงรายละเอียดในบทที่ 3 แต่ในหัวข้อนี้จะพิจารณาเพียงร่องเดี่ยวที่เจาะบนผนังท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมที่ป้อนสัญญาณด้วยคลื่นโหมด TE_{10}

ก่อนที่จะได้กล่าวถึงร่องบนผนังท่อนำคลื่น เราจะมาพิจารณาท่อนำคลื่นซึ่งเป็นทั้งตัวป้อนสัญญาณและโครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศด้วยว่ามีคุณสมบัติอย่างไรบ้าง ตัวท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมนี้มีคุณสมบัติเป็นโครงสร้างที่แข็งแรงพองตัวเองได้ เป็นสายส่งที่ไม่มีการแพร่กระจายคลื่นและสะดวกในการเจาะร่องที่ต้องการความถูกต้องแม่นยำสูง

เนื่องจากวิธีการหาสมการโหมดคลื่นในท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมเป็นวิธีที่ทราบกันโดยทั่วไป [4,5,7,16] ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะละเว้นการขั้นตอนการแก้สมการคลื่น ในการใช้ท่อนำคลื่นป้อนสัญญาณให้แก่ร่องนั้นจะนิยมป้อนสัญญาณให้ท่อนำคลื่นด้วยคลื่นโหมด TE_{10} เพราะเป็น

โหมดที่กำเนิดสนามได้แรงที่สุด (Dominant Mode) ส่วนคลื่นโหมด TM_{mn} จะไม่นิยมใช้ ดังนั้นต่อจากนี้เราจะพิจารณาเฉพาะคลื่นโหมด TE_{mn} (กรณีทั่วไป) ที่เดินทางในทิศ $+z$ เพื่อหาการกระจายของสนามไฟฟ้า การกระจายสนามแม่เหล็กภายในท่อนำคลื่น และการกระจายของความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าบนผนังท่อนำคลื่นของท่อนำคลื่นที่มีโครงสร้างดังภาพที่ 3

ภาพที่ 3



แสดงโครงสร้างของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม

ชุดของสมการคลื่นโหมด TE_{mn} ซึ่งหาจากสมการของแมกซ์เวลล์ก็คือ

$$E_x = A_{mn} \frac{k_y}{\epsilon} \cos(k_x x) \sin(k_y y) e^{-j\beta z} \quad (2.15ก)$$

$$E_y = -A_{mn} \frac{k_x}{\epsilon} \sin(k_x x) \cos(k_y y) e^{-j\beta z} \quad (2.15ข)$$

$$E_z = 0 \quad (2.15ค)$$

$$H_x = A_{mn} \frac{k_x \beta}{\omega \mu \epsilon} \sin(k_x x) \cos(k_y y) e^{-j\beta z} \quad (2.15ง)$$

$$H_y = A_{mn} \frac{k_y \beta}{\omega \mu \epsilon} \cos(k_x x) \sin(k_y y) e^{-j\beta z} \quad (2.15จ)$$

$$H_z = -jA_{mn} \frac{k_c^2}{\omega \mu \epsilon} \cos(k_x x) \cos(k_y y) e^{-j\beta z} \quad (2.15ฉ)$$

โดยที่

$$k_x = \frac{m\pi}{a}, \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (2.16ก)$$

$$k_y = \frac{n\pi}{b}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.16ข)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$k_c = \sqrt{k_x^2 + k_y^2} \quad (2.16ค)$$

β เป็นค่าคงที่เฟส (Phase Constant) ของคลื่นที่เดินทางไปในทิศ z

A_{mn} เป็นค่าคงที่

μ, ϵ เป็นค่าความซึมซาบได้ (Permeability) และค่าสภาพยอม (Permittivity) ของตัวกลางในท่อนำคลื่น ตามลำดับ

ในกรณีของคลื่นโหมด TE_{10} ($m = 1, n = 0$) ชุดสมการ (2.15) จะลดรูปลง และเมื่อนอร์มัลไลซ์ (Normalize) แล้วจะได้เป็น

$$E_y = \frac{\omega\mu}{\pi a} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.17ก)$$

$$H_x = -\frac{\beta}{\pi/a} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.17ข)$$

$$H_z = j \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.17ค)$$

$$E_x = E_z = H_y = 0 \quad (2.17ง)$$

ซึ่ง (2.17ก) ได้แสดงรูปแบบการกระจายสนามไฟฟ้าซึ่งมีองค์ประกอบในทิศ y ในท่อนำคลื่น ส่วน (2.17ข) และ (2.17ค) แสดงรูปแบบการกระจายสนามแม่เหล็กในท่อนำคลื่นซึ่งมีองค์ประกอบในทิศ x และ z ในท่อนำคลื่นดังแสดงในภาพที่ 4

ต่อจากนี้เราก็จะหาการกระจายความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าบนผนังท่อซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับสนามแม่เหล็ก จากสมการ

$$\mathbf{J} = \hat{n} \times \mathbf{H} \quad (2.18ก)$$

โดยที่ $\hat{n}$ คือเวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่มีทิศพุ่งตั้งฉากออกจากผิวท่อนำคลื่น เมื่อแทน (2.17ข) และ (2.17ค) ลงใน (2.18ก) ก็จะได้

$$\mathbf{J} = \left[\hat{z} \frac{\beta}{\pi/a} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) + j \hat{x} \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \right] e^{-j\beta z} \quad (2.18ข)$$

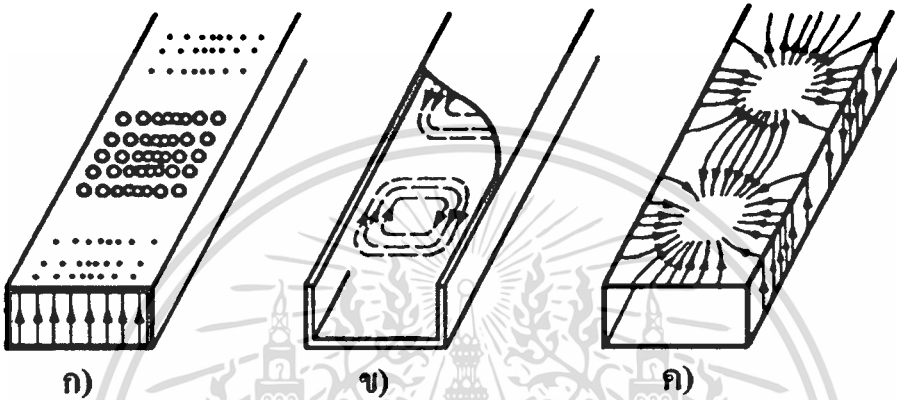
ซึ่ง (2.18ข) แสดงรูปแบบการกระจายความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าบนผนังท่อนำคลื่นด้าน-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บน (ระนาบ $y = b$) ส่วนรูปแบบการกระจายความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าบนผนังท่อนำคลื่นด้านข้าง (ระนาบ $x = a$) แสดงโดย

$$\mathbf{J} = -j\hat{y} \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.18ค)$$

ภาพที่ 4



แสดง ก) การกระจายสนามไฟฟ้าและประจุ ข) การกระจายสนามแม่เหล็ก และ ค) การกระจายความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า ของคลื่นโหมด TE_{10} ในท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม

หากมีการเจาะรูแคบๆลงบนผนังของท่อนำคลื่นในภาพที่ 4ค โดยให้แนวยาวของรูตัดผ่านเส้นทางการไหลของกระแส ก็จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำสนามไฟฟ้าบนปากรู และสามารถแพร่กระจายคลื่นออกสู่ภายนอกได้ การเจาะรูลงบนผนังท่อนำคลื่นนั้นจะนิยมเจาะใน 3 รูปแบบคือ

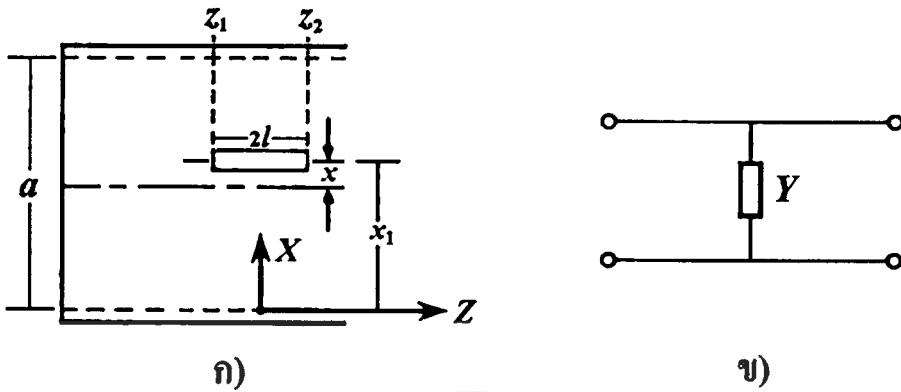
3.1 ร่องตามยาวบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่น

ในหัวข้อนี้จะแสดงวิธีการพิสูจน์หาวงจรสมมูลของรู และในขั้นสุดท้ายจะแสดงให้เห็นว่าความนำแบบนอร์มัลไลซ์ (Normalized Conductance : g) ของรูภายใต้เงื่อนไขเรโซแนนซ์ (ค่าซัสเซพแทนซ์ (Susceptance) ของรูเป็นศูนย์) เป็นฟังก์ชันของระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อนำคลื่น (Offset : x)

กำหนดให้มอดคลื่น TE_{10} เดินทางในท่อนำคลื่นจาก $z = -\infty$ ไปตามทิศ $+z$ แล้วตกกระทบรู ทำให้เกิดสนามที่แตกกระจาย (Scattered Field) จากรูเป็น (E_1, H_1) และสนามคลื่นตกกลับ (Reciprocity Theorem) จะได้ความสัมพันธ์ของสนามทั้งสองว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 5



แสดง ก) พิกัดของร่องตามขวางบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่น และ ข) วงจรสมมูล

$$\int_S (\mathbf{E}_2 \times \mathbf{H}_1 - \mathbf{E}_1 \times \mathbf{H}_2) \cdot d\mathbf{S} = 0 \quad (2.19)$$

โดยที่ S คือพื้นที่ผิวรวมของผิวปิด S_3 ที่โอบล้อมรอบท่อนำคลื่นกับร่องตามแกน z รวมกับผิวปิด S_1 ที่ระนาบ $z = z_1$ และผิวปิด S_2 ที่ระนาบ $z = z_2$

เนื่องจากองค์ประกอบของสนาม $\mathbf{E}_2$ ในแนวสัมผัสมีค่าเป็นศูนย์ตลอดทั้งพื้นที่ผิว S_3 และในทำนองเดียวกันองค์ประกอบของสนาม $\mathbf{E}_1$ ในแนวสัมผัสผิว S_3 มีค่าเป็นศูนย์ ยกเว้นบริเวณปากร่อง ซึ่งจาก (2.19) จะได้ว่า

$$\int_{\text{slot}} (\mathbf{E}_1 \times \mathbf{H}_2) \cdot d\mathbf{S} = I_1 + I_2 \quad (2.20ก)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} I_1 &= \int_{S_1} (\mathbf{E}_2 \times \mathbf{H}_1 - \mathbf{E}_1 \times \mathbf{H}_2) \cdot d\mathbf{S} \\ &= \int_{S_1} (\mathbf{E}_{mn} e^{-\beta z_1} \times \sum_{mn} B_{mn} \mathbf{H}_{mn} e^{-\beta z_1} + \sum_{mn} B_{mn} \mathbf{E}_{mn} e^{-\beta z_1} \\ &\quad \times \mathbf{H}_{mn} e^{-\beta z_1}) \cdot \hat{z} dS_1 \end{aligned} \quad (2.20ข)$$

และ

$$I_2 = \int_{S_2} (\mathbf{E}_2 \times \mathbf{H}_1 - \mathbf{E}_1 \times \mathbf{H}_2) \cdot d\mathbf{S}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \int_{S_2} (\mathbf{E}_{m'n'} e^{-\beta z_2} \times \sum_{mn} C_{mn} \mathbf{H}_{mn} e^{-\beta z_2} + \sum_{mn} C_{mn} \mathbf{E}_{mn} e^{-\beta z_2} \times \mathbf{H}_{m'n'} e^{-\beta z_2}) \cdot \hat{\mathbf{z}} dS_2 \quad (2.20ค)$$

เมื่อ B_{mn} คือคลื่นที่แตกกระจายย้อนกลับ (Backward-Scattered Mode Amplitude) โหมด (m,n)

C_{mn} คือคลื่นที่แตกกระจายไปข้างหน้า (Forward-Scattered Mode Amplitude) โหมด (m,n)

และ (m',n') คืออันดับโหมดของสนาม $(\mathbf{E}_2, \mathbf{H}_2)$

โดยใช้คุณสมบัติออร์โธโกนอล (Orthogonal Properties) ของโหมดคลื่นกับ (2.20ข) และ (2.20ค) จะได้ว่า

$$I_1 = 2B_{m'n'} \int_{S_1} (\mathbf{E}_{m'n'} \times \mathbf{H}_{m'n'}) \cdot \hat{\mathbf{z}} dS_1 \quad (2.21ก)$$

$$I_2 = 0 \quad (2.21ข)$$

เมื่อแทน (2.21ก) และ (2.21ข) ลงใน (2.20ก) จะได้คลื่นที่แตกกระจายย้อนกลับ $B_{m'n'}$ เป็น

$$B_{m'n'} = \frac{\int_{\text{slot}} (\mathbf{E}_1 \times \mathbf{H}_2) \cdot d\mathbf{S}}{2 \int_{S_1} (\mathbf{E}_{m'n'} \times \mathbf{H}_{m'n'}) \cdot \hat{\mathbf{z}} dS_1} \quad (2.22ก)$$

และคลื่นที่แตกกระจายไปข้างหน้า $C_{m'n'}$ ก็สามารถหาได้โดยวิธีเดียวกันเพียงแต่สมมติให้ $(\mathbf{E}_2, \mathbf{H}_2)$ เดินทางในทิศ $-z$ ซึ่งก็จะได้ว่า

$$C_{m'n'} = \frac{\int_{\text{slot}} (\mathbf{E}_1 \times \mathbf{H}_2) \cdot d\mathbf{S}}{2 \int_{S_2} (\mathbf{E}_{m'n'} \times \mathbf{H}_{m'n'}) \cdot \hat{\mathbf{z}} dS_2} \quad (2.22ข)$$

มีสิ่งที่น่าสนใจคือ ถึงแม้เทอมส่วนของ (2.22ก) และ (2.22ข) จะเท่ากันแต่เทอมเศษไม่จำเป็นจะต้องเท่ากันเพราะ $\mathbf{H}_2$ ใน (2.22ก) เดินทางในทิศ $+z$ ในขณะที่ $\mathbf{H}_2$ ใน (2.22ข) เดินทางในทิศ $-z$ จาก (2.22ก) เมื่อทำการอินทิเกรตตามโครงสร้างของภาพที่ 5ก โดยพิจารณาเฉพาะโหมด $(1,0)$ เท่านั้นจะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 B_{10} &= \frac{-j \int_{x_1 - \frac{w}{2}}^{x_1 + \frac{w}{2}} \cos \frac{\pi x}{a} dx \int_{-l}^l E_{1x}(z) e^{-j\beta z} dz}{\frac{\omega \mu_0 \beta}{(\pi/a)^2} \int_0^b dy \int_0^a \sin^2 \left(\frac{\pi x}{a} \right) dx} \\
 &= \frac{(\pi/a)^2}{j\omega \mu_0 \beta ab} \cos \left(\frac{\pi x_1}{a} \right) \int_{-l}^l v(z) e^{-j\beta z} dz
 \end{aligned} \quad (2.23)$$

โดยที่ $V(z) = wE_{1x}(z)$ คือการกระจายของแรงดัน (Voltage Distribution) บนปากกรองซึ่งในกรณีที่ร่องยาวประมาณครึ่งความยาวคลื่นในอากาศ ลักษณะการกระจายของแรงดัน $V(z)$ จะมีลักษณะเป็นคลื่นนิ่งที่สมมาตร ดังแสดงตามสมการ

$$V(z) = V_m \sin[k(l - |z|)] \quad (2.24)$$

เมื่อ V_m คือแรงดันสูงสุดบนปากกรอง และเมื่อแทน $V(z)$ ใน (2.24) ลงใน (2.23) ก็จะได้เป็น

$$\begin{aligned}
 B_{10} &= \frac{2V_m (\pi/a)^2 \cos(\pi x_1/a)}{j\omega \mu_0 \beta ab} \int_0^l \sin[k(l - z)] \cos(\beta z) dz \\
 &= \frac{2V_m}{j\omega \mu_0 (\beta/k) ab} [\cos(\beta l) - \cos(kl)] \cos \frac{\pi x_1}{a}
 \end{aligned} \quad (2.25)$$

เมื่อทำการอินทิเกรต (2.22ข) ด้วยวิธีการดังได้แสดงไว้ข้างต้นจะได้ว่า

$$C_{10} = B_{10} \quad (2.26)$$

ซึ่งจาก (2.26) ได้ให้ความหมายว่าคลื่นที่แตกกระจายจากร่องในทิศทางไปข้างหน้าเท่ากับคลื่นที่แตกกระจายในทิศทางย้อนกลับ ดังนั้นจึงสามารถแทนร่องได้ด้วยวงจรสมมูลแบบขนานบนสายส่งคู่ขนานดังภาพที่ 5ข

ซึ่งแรงดันและกระแสบนสายส่งสามารถแสดงโดย

$$V(z) = Ae^{-j\beta z} + Be^{j\beta z}, \quad z < 0 \quad (2.27ก)$$

$$I(z) = AG_0 e^{-j\beta z} - BG_0 e^{j\beta z}, \quad z < 0 \quad (2.27ข)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V(z) = (A + C)e^{-j\beta z} \quad , \quad z > 0 \quad (2.27ค)$$

$$I(z) = (A + C)G_0 e^{j\beta z} \quad , \quad z > 0 \quad (2.27ง)$$

เมื่อ A คือคลื่นที่ตกกระทบร่อง (Incident Mode Amplitude)

และ G_0 คือค่าความนำคุณลักษณะ (Characteristic Conductance) ของร่อง

โดยใช้เงื่อนไขขอบเขต คือ

$$I(0^-) = V(0)Y + I(0^+) \quad (2.28)$$

เมื่อแทน (2.27ก), (2.27ข) และ (2.27ง) ลงใน (2.28) จะได้

$$(A - B)G_0 = (A + B)Y + (A + C)G_0 \quad (2.29ก)$$

และจาก (2.26) สำหรับคลื่น TE_{10} จะได้ว่า

$$\frac{Y}{G_0} = -\frac{2B_{10}}{A_{10} + B_{10}} \quad (2.29ข)$$

ในกรณีที่ร่องเรโซแนนท์ ซึ่งก็คือ Y/G_0 จะมีค่าเป็นจำนวนจริงเท่านั้น ดังนั้นค่าความนำแบบนอร์มัลไลซ์ที่เรโซแนนท์ (Resonant Normalized Conductivity : g) ของร่องจะแสดงโดย

$$g = -\frac{2B_{10}}{A_{10} + B_{10}} \quad (2.29ค)$$

และในกรณีนี้ (เรโซแนนท์) จะสามารถหาค่ากำลังงานของคลื่นที่ตกกระทบ (Incident Power : P_{inc}) โดยสมการสมมูลย์กำลังงานได้ดังนี้

$$\begin{aligned} P_{inc} &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{S_1} (A_{10} E_{10,t} \times A_{10}^* H_{10,t}^*) \cdot \hat{z} dS_1 \\ &= \frac{\omega \mu_0 \beta a b}{4 \left(\frac{\pi}{a} \right)^2} A_{10} A_{10}^* \end{aligned} \quad (2.30ก)$$

เมื่อตัวห้อย (Subscript) t แสดงว่าเป็นสนามในแนวขวาง (Transverse Field)

และด้วยวิธีเดียวกัน ก็จะสามารถคำนวณกำลังคลื่นที่ส่งผ่าน (Transmitted Power : P_{tr})

และสะท้อนกลับ (Reflected Power : P_{refl}) ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{tr} = \frac{\omega \mu_0 \beta a b}{4(\pi/a)^2} (A_{10} + G_0)(A_{10} + G_0)^* \quad (2.30ข)$$

$$P_{refl} = \frac{\omega \mu_0 \beta a b}{4(\pi/a)^2} B_{10} B_{10}^* \quad (2.30ค)$$

เราสามารถหาค่าพลังงานของคลื่นที่แพร่กระจาย (Radiated Power : P_{rad}) จากร่องได้จาก

$$P_{rad} = P_{inc} - P_{tr} - P_{refl} \quad (2.31ก)$$

ซึ่งแสดงค่าพลังงานของคลื่นที่แพร่กระจายออกจากร่องยาว $2l \equiv \lambda_0/2$ (เรโซแนนท์) และค่าพลังงานของคลื่นนี้ จะเป็นครึ่งหนึ่งของ (2.11ค) ดังนั้น

$$-\frac{\omega \mu_0 \beta a b}{2(\pi/a)^2} B_{10}(A_{10} - B_{10}) = 0.609 \frac{V_m V_m^*}{\pi \eta} \quad (2.31ค)$$

ถ้ากำจัดตัวแปร V_m จาก (2.25) และ (2.31ค) ได้ ก็จะสามารถคำนวณ (2.29ค) ได้เป็น

$$g = 2.09 \frac{(a/b)}{(\beta/k)} (\cos(\beta l) - \cos(kl))^2 \cos^2 \frac{\pi x_1}{a} \quad (2.32ก)$$

เมื่อแทนค่า $x_1 = x + \left(\frac{a}{2}\right)$ และ $kl \equiv \frac{\pi}{2}$ ลงใน (2.32ก) ก็จะได้สมการสุดท้ายเป็น

$$g = \left(2.09 \frac{(a/b)}{(\beta/k)} \cos^2 \left(\frac{\beta \pi}{k} \frac{\pi}{2} \right) \right) \sin^2 \left(\frac{\pi x}{a} \right) \quad (2.32ข)$$

ซึ่ง x ก็คือระยะห่างของร่องจากกึ่งกลางผนังท่อนำคลื่น ตามพิภักดในภาพที่ 5ก

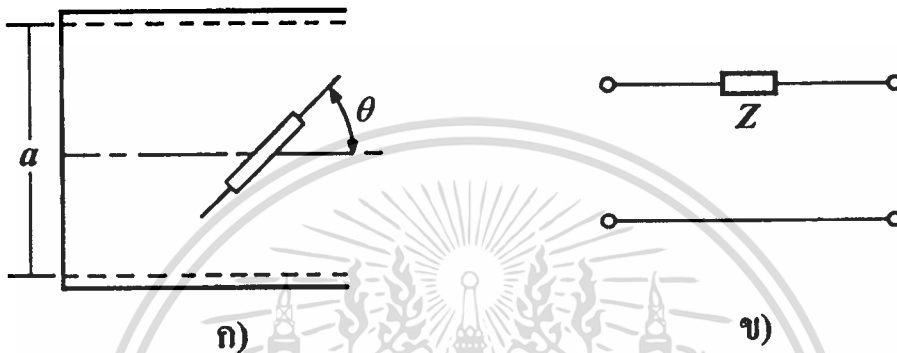
สมการ 2.32ข เป็นสมการที่ได้รับการวิเคราะห์ครั้งแรกโดย A. F. Stevenson [18] ซึ่งแสดงให้เห็นว่าค่าความนำแบบนอร์มัลไลซ์ของร่องตามยาวที่เรโซแนนท์จะมีค่าประมาณเท่ากับค่าคงที่ค่าหนึ่ง คูณกับฟังก์ชันไซน์ยกกำลังสองของมุมที่เป็นอัตราส่วนของระยะจากกึ่งกลางท่อนำคลื่น

3.2 ร่องเอียงบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่น (Centered-Inclined Series Slot on Broad Wall)

ในการพิสูจน์เพื่อหาสูตรสมมูลของร่องเอียงบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่น สามารถกระทำได้ในลักษณะเดียวกับร่องตามยาวในหัวข้อ 3.1 คือเริ่มที่ (2.22ก) และ (2.22ข) โดยการเอกลำดับเป็นเอกสารที่สองในวิธีสำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้เขียนได้เห็นว่าใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณไม่มากนัก อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินทิเกรตเทอมส่วนตลอดพื้นที่ปากช่องตามพิสัยของภาพที่ 6ก ผลที่ได้ก็คือ $B_{10} \neq C_{10}$ ซึ่งหมายความว่าคลื่นที่แตกกระจายจากร่องในทิศทางไปข้างหน้าไม่เท่ากับคลื่นที่แตกกระจายในทิศทางย้อนกลับ ดังนั้นวงจรสมมูลของร่องเอียงแบบนี้จึงแทนได้ด้วยวงจรแบบอนุกรม ดังภาพที่ 6ข

ภาพที่ 6



แสดง ก) พิกัดของร่องเอียงบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่น และ ข) วงจรสมมูล

ในกรณีที่ร่องเรโซแนนท์ สามารถแทนร่องได้ด้วยค่าความต้านทานแบบนอร์มัลไลซ์ที่เรโซแนนท์ (Resonant Normalized Resistance : r) ดังสมการต่อไปนี้

$$r = 0.131 \left(\frac{\lambda_0^3}{ab\lambda_g} \right) \left(I(\theta) \sin \theta + \left(\frac{\lambda_g}{2a} \right) J(\theta) \cos \theta \right)^2 \quad (2.33ก)$$

$$\text{โดยที่ } \left. \begin{matrix} I(\theta) \\ J(\theta) \end{matrix} \right\} = \frac{\cos(\pi p/2)}{1-p^2} \pm \frac{\cos(\pi q/2)}{1-q^2} \quad (2.33ข)$$

$$\text{และ } \left. \begin{matrix} p \\ q \end{matrix} \right\} = \frac{\lambda}{\lambda_g} \cos \theta \mp \frac{\lambda}{2a} \sin \theta \quad (2.33ค)$$

ซึ่ง r ใน (2.33ก) จะเป็นฟังก์ชันของมุมเอียง (θ) r จะมีค่าเป็นศูนย์เมื่อ $\theta = 0^\circ$ ซึ่งหมายความว่าร่องนี้จะไม่แพร่กระจายคลื่นเลย และ r จะมีค่าสูงสุดเมื่อ $\theta = 90^\circ$ (ในกรณีที่พิจารณาเพียงร่องเดียว)

3.3 ร่องเอียงบนผนังด้านแคบของท่อนำคลื่น (Edged-Inclined Shunt Slot on Narrow Wall)

ภาพที่ 7



แสดง ก) พิกัดของร่องเอียงบนผนังด้านแคบของท่อนำคลื่น และ ข) วงจรสมมูล

เช่นเดียวกันกับหัวข้อ 3.1 และ 3.2 คือเมื่ออินทิเกรตเทอมส่วนของ(2.22ก) และ(2.22ข) ตลอดพื้นที่ปากร่องตามพิกัดของภาพที่ 7ก ก็จะได้ว่า $B_{10} = C_{10}$ ซึ่งก็จะได้วงจรสมมูลแบบเดียวกับร่องตามยาวบนผนังท่อนำคลื่น

ในกรณีที่ร่องเรโซแนนซ์จะสามารถแทนวงจรสมมูลของร่องเอียงได้ด้วยค่าความนำแบบนอร์มัลไลซ์ ดังสมการต่อไปนี้

$$g = \frac{30\lambda_0^3\lambda_g}{73\pi a^3 b} \left(\frac{\sin\theta \cos\left(\pi\lambda_0 \sin\theta / 2\lambda_g\right)}{1 - \left(\left(\lambda_0/\lambda_g\right)\sin\theta\right)^2} \right)^2 \quad (2.34)$$

4 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการวิเคราะห์ร่องบนระนาบกรวดซ์ขนาดอนันต์ โดยใช้หลักการของสายอากาศไดโพลซึ่งเป็นสายอากาศคู่เดิมเดิมของร่อง เพื่อเป็นพื้นฐานในการวิเคราะห์ร่องแบบต่างๆบนผนังท่อนำคลื่น

ในการสร้างสายอากาศแถวลำดับเชิงเส้น (Linear Array) แบบร่องบนผนังท่อนำคลื่นนั้นจะนิยมใช้แบบร่องเอียงบนผนังด้านแคบของท่อนำคลื่นเพราะสร้างได้ง่าย แต่ไม่นิยมนำมาทำเป็นแถวระดับระนาบ (Planar Array) เพราะผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่นแต่ละสาขาจะไม่สามารถนำมาเชื่อมติดกันได้ [6] จึงต้องมีโครงสร้างยึดท่อนำคลื่นสาขาให้อยู่ห่างกัน และทำให้มีปัญหาในเรื่องความแข็งแรงของโครงสร้างแถวลำดับของสายอากาศ ดังนั้นในกรณีที่ต้องการสร้างสาย-

อากาศเป็นแนวลำดับระนาบ ก็จะนิยมใช้แบบร่องตามยาวบนผนังด้านกว้างของท่อนาคลิ้น เพราะท่อนาคลิ้นแต่ละสาขาสามารถเชื่อมติดกันได้ ทำให้โครงสร้างแนวลำดับมีความแข็งแรงมากกว่า

ส่วนร่องเอียงบนผนังด้านกว้างของท่อนาคลิ้นนั้น จะไม่นิยมนำมาทำเป็นแนวลำดับระนาบ ถึงแม้โครงสร้างของแนวลำดับจะเหมือนกับร่องตามยาวบนผนังด้านกว้างของท่อนาคลิ้น เพราะร่องเอียงแบบนี้จะมีปัญหาในเรื่องการรับสัญญาณที่มีโพลาไรเซชันไขว้ (Cross Polarization) แต่ร่องเอียงบนผนังด้านกว้างจะนิยมใช้ในท่อนาคลิ้นหลักเพื่อป้อนสัญญาณให้กับท่อนาคลิ้นสาขา



บทที่ 3

ทฤษฎีที่ใช้ในการออกแบบระบบแพร่กระจายคลื่น

1 กล่าวนำ

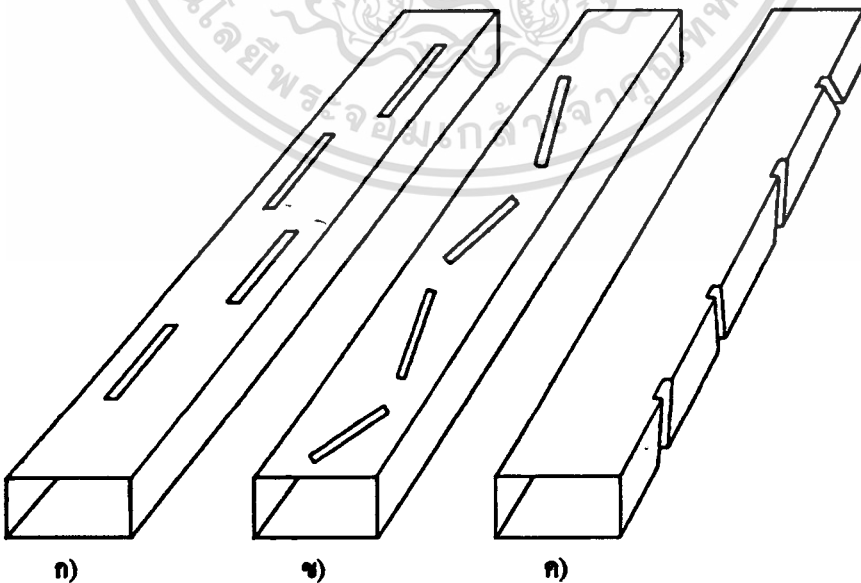
จากการวิเคราะห์คุณสมบัติของร่องเคี้ยวในบทที่ 2 จะเห็นว่าร่องเคี้ยวมีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่กว้างมากและมีค่าไครติวิตีต่ำ (1.64) ดังนั้นร่องเพียงร่องเดียวจึงยังไม่สามารถนำไปใช้งานได้ ในบทนี้จะกล่าวถึงการนำร่องมาประกอบเป็นแถวลำดับ ดังภาพที่ 8 เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นของร่องเคี้ยวด้วยตัวประกอบแถวลำดับ (Array Factor) ซึ่งแถวลำดับเชิงเส้นของร่องบนผนังท่อนำคลื่นนั้นสามารถจำแนกเป็น 2 รูปแบบคือ

1.แถวลำดับแบบคลื่นจร (Traveling-Wave Array)

2.แถวลำดับแบบเรโซแนนท์ (Resonant Array)

ในการเลือกใช้งานแถวลำดับแบบใดนั้น ก็จะขึ้นอยู่กับความต้องการใช้งาน (จุดมุ่งหมายในการใช้สายอากาศ) และความสามารถที่จะสร้างชิ้นงานได้ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้สายอากาศในรูปแบบแถวลำดับแบบเรโซแนนท์

ภาพที่ 8



แสดงแถวลำดับเชิงเส้นของร่องบนผนังท่อนำคลื่นแบบ ก) ร่องตามยาวบนผนังด้านกว้าง

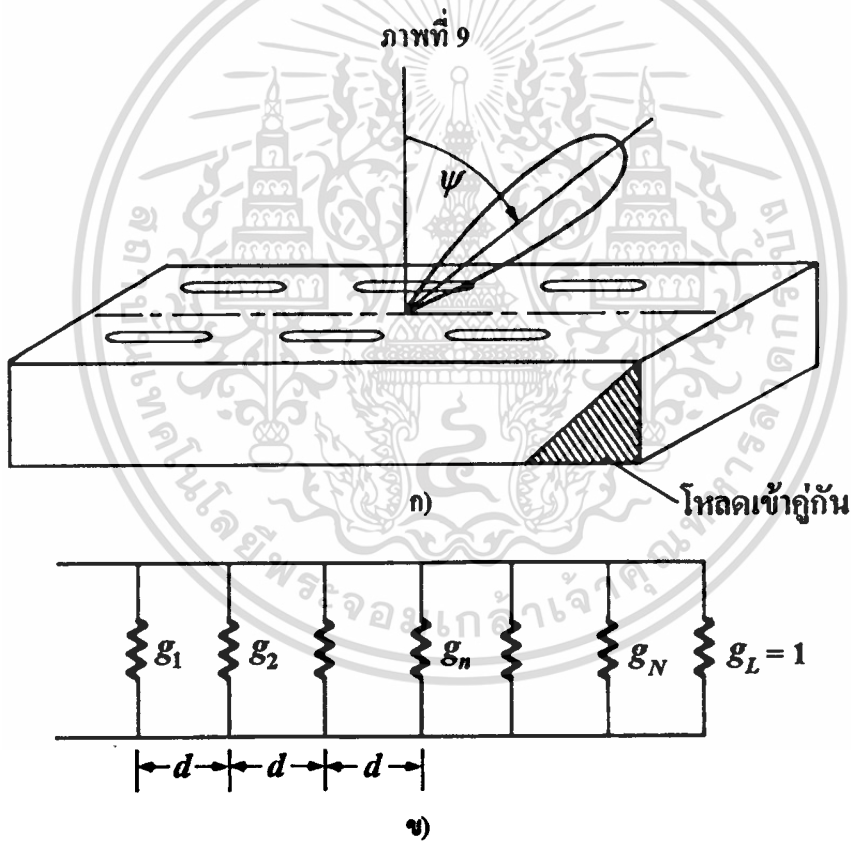
ข) ร่องเอียงบนผนังด้านกว้าง และ ค) ร่องเอียงบนผนังด้านแคบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในบทนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์แวลำดับแบบคลื่นจรในเบื้องต้นโดยสังเขป ต่อจากนั้น จะเป็นการวิเคราะห์แวลำดับแบบเรโซแนนซ์อย่างละเอียด สำหรับร่องที่ใช้เป็นแบบอย่างในการ วิเคราะห์ในบทนี้จะเลือกร่องตามยาวบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่น ดังภาพที่ 8ก เนื่องจากข้อได้ เปรียบของร่องแบบนี้ดังได้กล่าวสรุปไว้ในบทที่ 2 แต่ร่องแบบอื่นก็สามารถนำมาวิเคราะห์ได้ด้วย วิธีการเดียวกัน

2 แวลำดับแบบคลื่นจร (Traveling-Wave Array)

แวลำดับแบบนี้สามารถเรียกอีกอย่างหนึ่งได้ว่า แวลำดับแบบไม่เรโซแนนซ์ (Non-Resonant Array) แต่ชื่อแวลำดับแบบคลื่นจรจะเป็นที่นิยมมากกว่าเพราะสามารถเข้าใจได้ง่าย



แสดง ก) แวลำดับแบบคลื่นจรของร่องตามยาวบนผนังด้านกว้าง
ของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมและ ข) วงจรสมมูล

ในแวลำดับแบบคลื่นจรรั้น ระยะห่างระหว่างร่องที่อยู่ใกล้กันจะมีค่าใดๆ ก็ได้ แต่จะไม่ เท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นในท่อ ($d \neq \lambda/2$) ซึ่งการวางตำแหน่งของร่องแบบนี้จะทำให้ สามารถออกแบบให้สายอากาศมีทิศทางการแพร่กระจายคลื่นทิศใดก็ได้ ในระนาบตั้งฉากกับผิว เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ท่อนำคลื่นของแฉวลำดับ ดังภาพที่ 9ก และมีวงจรสมมูลดังภาพที่ 9ข ปลายท่อนำคลื่นด้านตรงข้ามกับปลายที่ป้อนคลื่น จะต้องต่อกับโหลดเข้าคู่กัน (Matched Load) ข้อกำหนดดังั้นในการวิเคราะห์แฉวลำดับแบบคลื่นจรนี้ก็คือ ร่องจะต้องเรโซแนนซ์พอดี (มีเฉพาะค่าความนำแบบนอร์มัลไลซ์ : g_n) ไม่คิดผลของมิวชวลคัปปลิงระหว่างร่อง มีร่องบนผนังท่อนำคลื่นทั้งหมดจำนวน N ร่อง และมีขนาดของสัญญาณที่ป้อน (Amplitude Excitation) a_n ให้ร่องที่อยู่ติดจากกันวางตำแหน่งระยะห่างจากกึ่งกลางท่อ x_n สลับกัน จะสามารถแสดงองค์ประกอบแฉวลำดับ (Array Factor : AF) ได้ดังนี้

$$AF = \sum_{n=1}^N a_n e^{jknd \sin \psi - jnd\beta + jn\pi} \quad (3.1)$$

โดยที่เทอม $e^{-jnd\beta}$ แสดงถึงเฟสของคลื่นที่เดินทางในท่อนำคลื่น ณ ตำแหน่งร่องที่ n ซึ่งก็คือมุมเฟส (Phase Angle) ของสนามที่ป้อนให้ร่องนั้น

$e^{jn\pi}$ แสดงถึงการกลับเฟสของร่องเนื่องจากการสลับตำแหน่งของระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อ

และได้สมมติให้ไม่มีคลื่นสะท้อนกลับจากร่อง (ไม่มีคลื่นเดินทางในทิศ-z) สำหรับเงื่อนไขที่จะให้คลื่นเสริมกันในทิศ ψ ก็คือ

$$(k \sin \psi - \beta)d + \pi = 2m\pi \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.2)$$

จาก [4] ได้แสดงให้เห็นว่าค่า d ที่เหมาะสมจะอยู่ในช่วงระหว่าง d ที่น้อยที่สุด กรณี $m = -1$ ถึง d ที่น้อยที่สุดกรณี $m = 0$ ซึ่งแสดงได้ว่า

$$\frac{\lambda_0 \lambda_g}{2(\lambda_0 + \lambda_g)} < d < \frac{3\lambda_0 \lambda_g}{2(\lambda_0 + \lambda_g)} \quad (3.3)$$

ซึ่งค่า d จาก (3.3) สามารถนำมาคำนวณมุมที่เป็นไปได้ของลำคลื่นหลัก (ψ) ซึ่งจะได้ว่า

$$-\frac{\pi}{2} < \psi < \sin^{-1}\left(\frac{2\lambda_0 - \lambda_g}{3\lambda_g}\right) \quad (3.4)$$

และเนื่องจากความถี่ที่เหมาะสมที่ใช้กับท่อนำคลื่นจะอยู่ในช่วงความถี่ที่ให้ความยาวคลื่น $1.25\lambda_0 \leq \lambda_g \leq 2\lambda_0$ ดังนั้นมุมของลำคลื่นหลักที่เป็นไปได้ของ (3.4) จะอยู่ในช่วงระหว่าง -90° ถึง 11.5° (ที่ $\lambda_g = 1.25\lambda_0$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าให้ระยะ x_n ของทุกรอบอยู่เพียงด้านเดียวจากระยะกึ่งกลาง ในกรณีนี้จะได้ว่า

$$\frac{\lambda_0 \lambda_g}{\lambda_0 + \lambda_g} < d < \frac{2\lambda_0 \lambda_g}{\lambda_0 + \lambda_g} \quad (3.5ก)$$

และ

$$-\frac{\pi}{2} < \psi < \sin^{-1}\left(\frac{2\lambda_0 - \lambda_g}{\lambda_g}\right) \quad (3.5ข)$$

คังนั้นมุมของลำคลื่นหลักที่เป็นไปได้ของ (3.5ข) จะอยู่ในช่วงระหว่าง -90° ถึง 37° (ที่ $\lambda_g = 1.25\lambda_0$)

จากภาพที่ 9 ข ถ้าวัดมีขนาดของสัญญาณที่ป้อน a_n จะได้ว่ากำลังงานที่แพร่กระจาย P_n แปรผันเป็นสัดส่วนกับ a_n^2 เมื่อเราสังเคราะห์รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเพื่อให้ได้ a_n เราจะสามารถหา P_n ที่เป็นสัดส่วนกันได้ กำหนดให้ r คือกำลังงานที่ถูกดูดกลืนที่โหลดเข้าคู่กัน ถ้ากำลังงานที่ป้อนให้แถวลำดับมีค่าเป็น 1 กำลังงานที่ตกกระทบร่องอันดับที่ N จะมีค่าเป็น $r + P_n$ และจะมีแรงดันสมมูล V_n ตกกระทบ (สายส่งที่มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 1) ที่จุดนี้ทำให้ได้ว่า

$$\frac{1}{2}|V_N|^2 = r + P_N \quad (3.6ก)$$

และกำลังงานที่แพร่กระจายจากร่องอันดับที่ N มีค่า

$$P_N = \frac{1}{2}|V_N|^2 g_N \quad (3.6ข)$$

หลังจากแทน (3.6ก) ลงใน (3.6ข) ก็จะได้ g_N เป็น

$$\begin{aligned} g_N &= \frac{2P_N}{|V_N|^2} \\ &= \frac{P_N}{r + P_N} \end{aligned} \quad (3.7ก)$$

กำลังงานที่ตกกระทบร่องอันดับที่ $N-1$ จะมีค่า $r + P_N + P_{N+1}$ และจะต้องเท่ากับ $\frac{1}{2}|V_{N-1}|^2$ ส่วนกำลังงานที่แพร่กระจายจากร่องนี้ (P_{N-1}) จะเท่ากับ $\frac{1}{2}|V_{N-1}|^2 g_{N-1}$ ซึ่งก็จะได้ g_{N-1} เป็น

$$g_{N-1} = \frac{2P_{N-1}}{|V_{N-1}|^2}$$

$$= \frac{P_{N-1}}{r + P_N + P_{N-1}} \quad (3.7\text{ข})$$

จากการวิเคราะห์ด้วยวิธีเดียวกันนี้กับร่องอันดับถัดไป ก็จะได้สูตรทั่วไปในการหาค่าความนำแบบนอร์มัลไลซ์ของร่องอันดับที่ n ใดๆ ได้ว่า

$$g_n = \frac{P_n}{r + \sum_{i=n}^N P_i} \quad (3.7\text{ค})$$

เนื่องจาก r รวมกับผลรวมของ P_n จะต้องมามีค่าเป็น 1

$$r + \sum_{i=1}^N P_i = 1 \quad (3.7\text{ง})$$

ดังนั้น (3.7ค) จะสามารถเขียนแสดงได้ใหม่ว่า

$$g_n = \frac{P_n}{1 - \sum_{i=1}^{n-1} P_i} \quad (3.8)$$

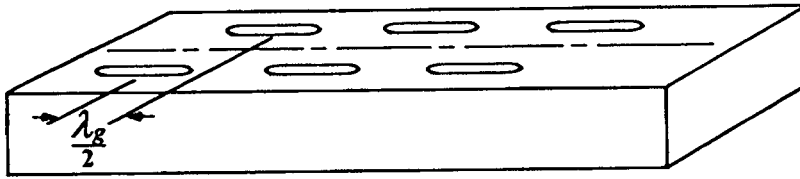
ในการนำค่า g_n ไปคำนวณหาระยะ x ก็สามารถทำได้โดยนำไปแทนใน (2.32ข)

ถึงแม้ว่าแถวลำดับแบบคลื่นจรจะสามารถออกแบบให้ลำคลื่นหลักมีมุมเอียงใดๆก็ได้ แต่จะมีข้อบกพร่องที่มุมเอียงเป็นศูนย์ (ลำคลื่นหลักตั้งฉากกับระนาบของแถวลำดับ) ที่ตำแหน่งนี้จะได้ $d = \lambda/2$ ซึ่งจากข้อกำหนดคอนดิชันที่ถือว่าคลื่นที่สะท้อนกลับจากร่องมีค่าน้อยมากจะตัดทิ้งได้แต่ที่ $d = \lambda/2$ คลื่นสะท้อนจากทุกร่องจะมารวมกันที่ตำแหน่งป้อนสัญญาณทำให้การออกแบบด้วยวิธีนี้มีความผิดพลาด ดังนั้นสำหรับกรณีเฉพาะที่ $d = \lambda/2$ (เรโซแนนท์) จะได้แสดงวิธีวิเคราะห์อีกลักษณะหนึ่ง ดังจะได้กล่าวในหัวข้อถัดไป

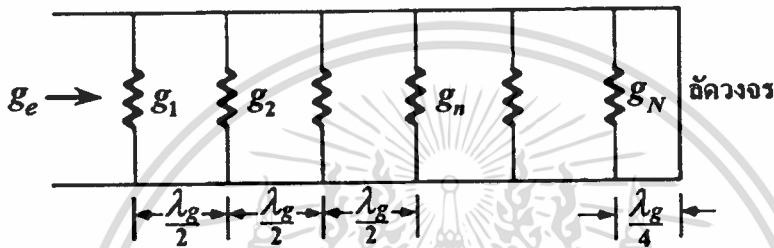
3 แถวลำดับแบบเรโซแนนท์ (Resonant Array)

แถวลำดับแบบนี้สามารถเรียกอีกอย่างหนึ่งได้ว่าแถวลำดับแบบคลื่นนิ่ง (Standing-Wave Array) ระยะห่างระหว่างแต่ละร่องของแถวลำดับแบบนี้จะต้องเท่ากับครึ่งความยาวคลื่นในท่อนำคลื่น $d = \lambda/2$ แต่ร่องสุดท้าย (อันดับที่ N) จะต้องอยู่ห่างจากแผ่นลัดวงจร (Short Plate) เป็นระยะทางหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่นในท่อนำคลื่น ($\lambda/4$) เพื่อให้โหนดแรงดัน ณ ตำแหน่งร่องอันดับที่

ภาพที่ 10



ก)



ข)

แสดง ก) แถวลำดับแบบเรโซแนนซ์ของร่องตามขวางบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่น
สี่เหลี่ยม และ ข) วงจรสมมูล (ในกรณี que ทุกร่องเรโซแนนซ์)

N มีค่าสูงสุด จากแถวลำดับของร่องบนผนังท่อนำคลื่นในภาพที่ 10ก จะเห็นได้ว่าโหมดแรงดันของ
ท่อนำคลื่น ณ ตำแหน่งของร่องที่อยู่ใกล้กันจะมีเฟสตรงกันข้าม ดังนั้นจึงต้องมีการสลับระยะห่าง
จากกึ่งกลางผนังท่อนำคลื่นเพื่อให้สนามบนปากร่องทุกร่องมีเฟสเดียวกันและมีผลให้คลื่นที่แพร่
กระจายออกไปเสริมกันในทิศทางตั้งฉากกับระนาบของแถวลำดับ

เช่นเดียวกับแถวลำดับแบบคลื่นจริงเมื่อเราสังเคราะห์รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของ
แถวลำดับเพื่อให้ได้ขนาดของสัญญาณที่ป้อนให้แก่ร่อง (a_n) ก็จะสามารถหาความสัมพันธ์ของ
ขนาดของสัญญาณที่ป้อนกับค่าความนำแบบนอร์มัลไลซ์ที่เรโซแนนซ์ได้ว่า

$$g_n = K a_n^2 \quad (3.9ก)$$

เมื่อ K คือค่าคงที่

สำหรับเงื่อนไขเรโซแนนซ์ของแถวลำดับก็คือผลรวมของค่าความนำแบบนอร์มัลไลซ์ที่เรโซ-
แนนซ์มีค่าเป็น 1 จากภาพที่ 10ข ซึ่งก็คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_e = \sum_{n=1}^N g_n = 1 \quad (3.9\text{ข})$$

และจะหาค่า K ใน (3.9ก) ได้จาก

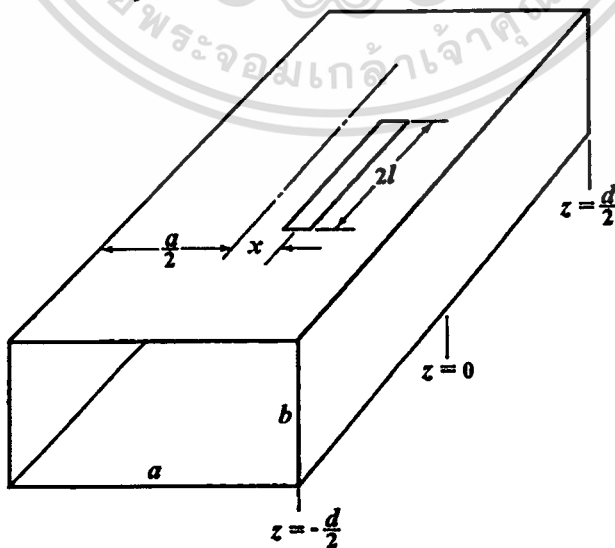
$$K = \frac{1}{\sum_{n=1}^N a_n^2} \quad (3.9ค)$$

เมื่อนำค่า K จาก (3.9ค) ไปแทนใน (3.9ก) ก็จะทราบค่า g_n จากนั้นก็นำค่า g_n ไปแทนใน (2.32ข) ก็จะได้ระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อ (x_n)

ตั้งแต่หัวข้อที่ 2 มาถึงตรงนี้เป็นารออกแบบโดยไม่คำนึงถึงผลของมิววลคัปปลิง ดังนั้นในลำดับต่อไปจะได้แสดงการวิเคราะห์คุณสมบัติของร่องอย่างละเอียดภายใต้หลักการของค่าแอดมิทแตนซ์ (Active Admittance) ของร่องซึ่งก็คือการนำผลของมิววลคัปปลิงเข้ามารวมนิเคราะห์ด้วย เพื่อนำไปสร้างสมการที่ใช้ในการออกแบบแถวลำดับแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น

3.1 การวิเคราะห์ร่องบนผนังท่อนำคลื่นภายใต้แนวคิดของค่าแอดมิทแตนซ์

ภาพที่ 11

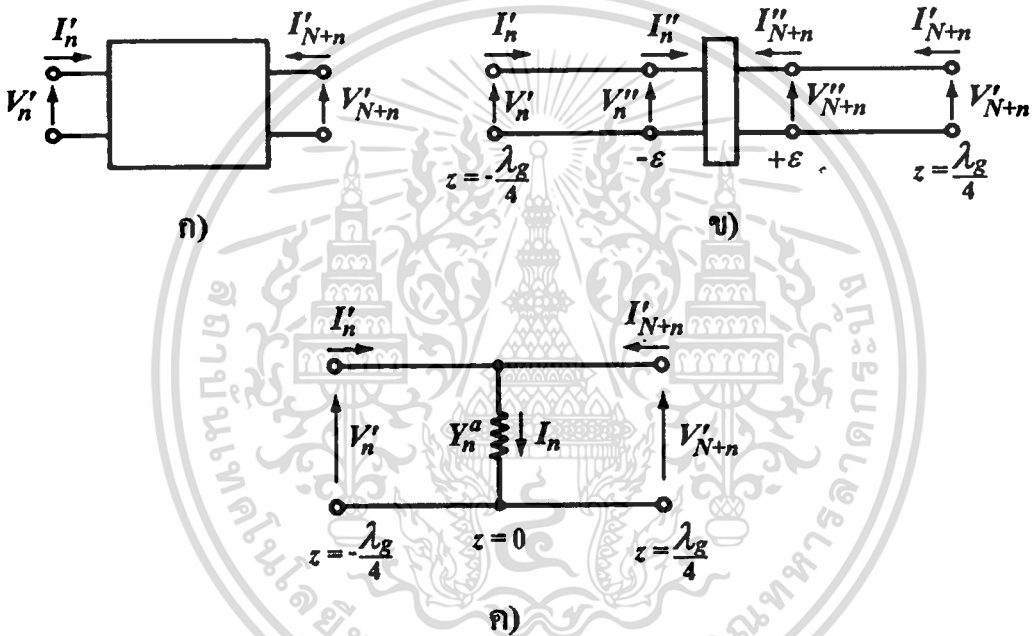


แสดงร่องบนส่วนของผนังท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาส่วนของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมที่ยาว $d = \lambda_g/2$ มีร่องอยู่บนผนังด้านกว้างที่ระนาบ $z=0$ ดังภาพที่ 11 กำหนดว่าที่ระนาบหน้าตัด $z = \pm\lambda_g/4$ (ปลายทั้งสองของภาพที่ 11) มีเฉพาะคลื่นโหมด TE_{10} ซึ่งหมายความว่า คลื่นโหมดอันดับสูงที่แตกกระจายจากร่อง จะถูกลดทอนจนมีขนาดต่ำมากที่ปลายทั้งสอง ซึ่งในกรณีนี้จะสามารถแสดงสนามที่ปลายทั้งสองได้ด้วยโหมดแรงดัน และ โหมดกระแสของคลื่นโหมด TE_{10} เท่านั้น

ภาพที่ 12



แสดงวงจรสมมูลของร่องบนส่วนของท่อนำคลื่น ก) วงจร 2 พอร์ตของส่วนอันดับที่ n ข) วงจรสมมูลเมื่อร่องถูกจำกัดอยู่บริเวณตรงกลางในช่วงแคบ 2ϵ และ ค) วงจรสมมูลแบบขนาน

กำหนดให้ร่องบนส่วนของท่อนำคลื่น N ส่วน จัดเรียงกันเป็นแถวลำดับเชิงเส้น ซึ่งแต่ละส่วนสามารถแสดงได้ด้วยวงจร 2 พอร์ต ดังภาพที่ 12ก มีโหมดแรงดันและโหมดกระแส V'_n และ I'_n ที่ปลายด้านซ้ายมือ และที่ปลายด้านขวามือเป็น V'_{N+n} และ I'_{N+n} ซึ่งแถวลำดับของ N ส่วน จะมีพอร์ต $2N$ พอร์ต ดังนั้นจึงแสดงความสัมพันธ์ของโหมดแรงดันกับโหมดกระแสได้โดย

$$V'_m = \sum_{n=1}^{2N} I'_n Z_{mn} \quad m = 1, 2, \dots, 2N \quad (3.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้ากำหนดให้วงจรสมมูลของร่องอยู่ในบริเวณที่แคบมาก ($-\varepsilon \leq z \leq \varepsilon$ เมื่อ ε มีค่าน้อยมาก) จากสมการของสายส่ง จะได้

$$V'_n = jI''_n Z_0 \quad (3.11ก)$$

$$I'_n = jV''_n G_0 \quad (3.11ข)$$

$$V'_{N+m} = jI''_{N+n} Z_0 \quad (3.11ค)$$

$$I'_{N+m} = jV''_{N+m} G_0 \quad (3.11ง)$$

โดยที่ $Z_0 = 1/G_0$ คืออิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งที่เป็นวงจรสมมูล และ (V''_n, I''_n) , (V''_{N+n}, I''_{N+n}) นิยามโดยภาพที่ 12ข เมื่อแทน (3.11) ลงใน (3.10) จะได้

$$I''_m = \sum_{n=1}^{2N} V''_n Z_{mn} / Z_0 \quad m=1, 2, \dots, 2N \quad (3.12ก)$$

ในบทที่ 2 ได้แสดงให้เห็นแล้วว่าขนาดคลื่นที่แตกกระจายไปข้างหน้าเท่ากับขนาดของคลื่นที่แตกกระจายย้อนกลับ ดังนั้นวงจรสมมูลในภาพที่ 12ก และ 12ข สามารถแทนได้ด้วยวงจรสมมูลแบบขนานของค่าแอดมิทแตนซ์ (Y''_n) ดังภาพที่ 12ค ซึ่งจะเห็นว่า $V''_n = V''_{N+n}$ คือโหมคแรงดันที่ตกคร่อม Y''_n และกระแสที่ไหลผ่าน Y''_n คือ

$$I''_m + I''_{N+m} = \sum_{n=1}^N \frac{V''_n (Z_{mn} + Z_{N+m,n} + Z_{m,N+n} + Z_{N+m,N+n})}{Z_0^2} \quad m=1, 2, \dots, N \quad (3.12ข)$$

ถ้าแทนสมการเหล่านี้

$$V_n = V''_n \quad (3.13ก)$$

$$I_n = I''_n + I''_{N+n} \quad (3.13ข)$$

$$Y_{mn} = \frac{Z_{mn} + Z_{N+m,n} + Z_{m,N+n} + Z_{N+m,N+n}}{Z_0^2} \quad (3.13ค)$$

ลงใน (3.12ข) จะได้เป็น

$$I_m = \sum_{n=1}^N V_n Y_{mn} \quad (3.14)$$

โดยที่ I_m คือ โหมดกระแสรวมที่ไหลผ่านค่าแอดมิทแตนซ์ Y_n^a

V_m คือ โหมดแรงดันที่ปรากฏตกคร่อม Y_n^a

และ $[Y_{mn}]$ คือเมตริกซ์ที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเซตของโหมดแรงดันกับโหมดกระแส

ดังนั้นจาก (3.14) จะสามารถแสดงได้ว่า

$$\begin{aligned} Y_m^a &= \frac{I_m}{V_m} = \sum_{n=1}^N \left(\frac{V_n}{V_m} \right) Y_{mn} \\ &= Y_{mm} + \sum_{n=1}^{N'} \left(\frac{V_n}{V_m} \right) Y_{mn} \end{aligned} \quad (3.15)$$

ซึ่งเครื่องหมายไพรม์ (') บนเครื่องหมายซัมเมชัน (Summation) หมายความว่า ไม่รวมเทอมที่ $m=n$

ในที่นี้ Y_{mm} คือเซตแอดมิทแตนซ์ (Self Admittance) ของร่องอันดับที่ m

Y_{mn} คือมิววลแอดมิทแตนซ์ (Mutual Admittance) ระหว่างร่องอันดับที่ m กับ n

ดังนั้นแอดมิทแตนซ์ ก็คือ เซตแอดมิทแตนซ์รวมกับผลรวมของอัตราส่วนของแรงดันคูณกับมิววลแอดมิทแตนซ์ (3.15) สามารถเขียนใหม่ให้อยู่ในรูปที่กะทัดรัดยิ่งขึ้นได้เป็น

$$Y_m^a = Y_{mm} + Y_m^b \quad (3.16)$$

โดยที่

$$Y_m^b = \sum_{n=1}^{N'} \left(\frac{V_n}{V_m} \right) Y_{mn} \quad (3.16ข)$$

ซึ่ง Y_m^b จะเรียกว่า มิววลคัปปลิง (Mutual Coupling) ของร่องที่ m

ด้วยวิธีการวิเคราะห์เช่นเดียวกันกับ (2.27) ถึง (2.29) จะได้ว่าคลื่นที่แตกกระจายจากร่องที่

มีวงจรสมมูล Y_n^a/G_0 ดังแสดงในภาพที่ 12 ค สมมาตรกันจึงเขียนแสดงได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B = C = -\frac{1}{2} \frac{Y_n^a}{G_o} V_n \quad (3.17)$$

จาก (2.25) ซึ่งได้แสดงความสัมพันธ์ของคลื่นโหมด TE_{10} ที่แตกกระจายจากร่องกับความเข้มสนามไฟฟ้าบนปากร่อง ถ้าเปลี่ยนพิทกระยะห่างของร่องจากผนังด้านข้าง (x_1) เป็นระยะห่างจากกึ่งกลางผนัง (x) ด้วยความสัมพันธ์ $x_1 = x + a/2$ ดังนั้น (2.25) จะสามารถเขียนใหม่ได้ว่า

$$B_{10} = C_{10} = \frac{2V_n^S}{jw\mu(\beta/k)ab} (\cos \beta l_n - \cos kl_n) \sin \frac{\pi x_n}{a} \quad (3.18)$$

เมื่อ $V_n^S = wE_x(x_n, 0, 0)$ คือแรงดันสูงสุดบนปากร่องที่กว้าง w และมีการกระจายของสนามไฟฟ้า $E_x(x_n, 0, z_n)$

คลื่นที่แตกกระจายย้อนกลับ B_{10} ใน (3.18) และ B ใน (3.17) สามารถสัมพันธ์กันได้ ถ้าโหมดแรงดันของคลื่น TE_{10} มีค่าเฟสเหมือนกันที่ทุกๆ ระยะเวลาหน้าตัด z และระดับของขนาดคลื่นที่แตกกระจายย้อนกลับมีค่าเท่ากันด้วย เพื่อที่จะได้เป็นไปตามเงื่อนไขที่กล่าวมา ดังนั้น

$$\frac{Y_n^a}{G_o} = \left\{ j \left[\frac{8}{\pi^2 \eta G_o} \frac{(a/b)}{(\beta/k)} \right]^{1/2} (\cos \beta l_n - \cos kl_n) \sin \frac{\pi x_n}{a} \right\} \frac{V_n^S}{V_n} \quad (3.19)$$

สมการที่ 3.19 เป็นหนึ่งในสองสมการหลักที่ใช้คำนวณหาระยะจากกึ่งกลางผนังต่อและความยาวร่องในการออกแบบสายอากาศแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น

ในการหาสมการที่ใช้ออกแบบสายอากาศแบบร่อง อีกสมการหนึ่งนั้น จะวิเคราะห์จากแถวลำดับของโคโพล แล้วใช้ความสัมพันธ์ของ Booker แปลงกลับเป็นแถวลำดับของร่อง ในการนี้จะเริ่มจาก กรณีที่หนึ่ง สมมติให้มีแถวลำดับของร่องบนผนังท่อนำคลื่นที่ฝังอยู่บนแผ่นตัวนำขนาดอนันต์และแพร่กระจายคลื่นออกไปภายนอก กรณีที่สอง สมมติให้มีแถวลำดับของร่องบนแผ่นตัวนำขนาดอนันต์ซึ่งป้อนสัญญาณด้วยสายส่งคู่ขนาน ซึ่งร่องทั้งสองกรณีจะให้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเหมือนกัน แต่ค่าแอดมิตแตนซ์ของร่องจะต่างกัน เนื่องจากในกรณีแรกจะมีคลื่นโหมดอันดับสูงแตกกระจายจากร่องด้วย ซึ่งจะมีผลมากสำหรับค่าจลสเปคแตนซ์ของเซลล์ที่แอดมิตแตนซ์ (Y_{nm}) ดังนั้นเพื่อแทนการแตกกระจายของคลื่นโหมดอันดับสูงจึงต้องมีโหลดแอดมิตแตนซ์ (Load Admittance : Y_n^L) คร่อมปากร่องที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งคู่ขนาน ซึ่งจะได้สมการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I'_m = \sum_{n=1}^N V_n^S \sin(kl_n) Y'_{mn} \quad (3.20)$$

ซึ่งเครื่องหมายไพรม์ในที่นี้แสดงว่าเป็นร่องที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งคู่ขนาน และ Y'_{mn} (เมื่อ $m \neq n$) คือมิวชวลแอคทิวิตแดนซ์ระหว่างร่องที่ m กับ n ซึ่งป้อนสัญญาณด้วยสายส่งคู่ขนาน และแพร่กระจายคลื่นเพียงด้านเดียวของระนาบกราวด์ แต่อย่างไรก็ตาม

$$Y'_{nn} = Y'_n + Y_n^L \quad (3.21)$$

เมื่อ Y'_n คือเซตพีแอคทิวิตแดนซ์ของร่องอันดับที่ n ที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งคู่ขนาน

Y_n^L คือโหลดแอคทิวิตแดนซ์ที่แทนการแตกกระจายของคลื่นโหมคอันดับสูง

ลำดับต่อไป กรณีที่สาม จะพิจารณาแถวลำดับของไดโพลแผ่น (Strip Dipole) ที่เป็นคู่เติมเต็มของแถวลำดับของร่อง ซึ่งจะมีสมการเป็น

$$V_m^d = \sum_{n=1}^N I_n^d \sin(kl_n) Z_{mn} \quad (3.22)$$

ซึ่งตัว d แสดงว่าเป็นไดโพล

ถ้าการกระจายของกระแส I_n^d ของไดโพลมีรูปแบบเหมือนการกระจายของแรงดัน V_n^s ของแถวลำดับของร่องทั้งสองกรณีแรก ดังนั้นทั้งสามกรณีนี้จะมีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่เหมือนกัน แต่สนามไฟฟ้า E และสนามแม่เหล็ก H จะสลับกับในกรณีของไดโพล แต่อย่างไรก็ตาม ในแบบจำลองของไดโพลที่เป็นคู่เติมเต็มกับร่อง ก็จะต้องมีโหลดอิมพีแดนซ์ (Load Impedance) ต่ออนุกรมที่ขั้วของไดโพลอันดับที่ n ด้วย และจะได้ว่า

$$Z_{nn} = Z_n + Z_n^L \quad (3.23)$$

ซึ่งจะเป็นในลักษณะเดียวกับ (3.21) โดยที่ Z_{nn} (เมื่อ $m \neq n$) คือมิวชวลอิมพีแดนซ์ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการ (ก.5) ในภาคผนวก ก

จากความสัมพันธ์ของ Booker จะได้ความสัมพันธ์ของค่าแอคทิวิตแดนซ์ที่ไม่ได้โหลดของร่องที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งคู่ขนาน (ที่แพร่กระจายคลื่นเพียงด้านเดียวของระนาบกราวด์) กับอิมพีแดนซ์ที่ไม่ได้โหลดของไดโพลแผ่นที่เป็นคู่เติมเต็ม (ที่แพร่กระจายคลื่นรอบตัว) ดังต่อไปนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Y'_n = \left(\frac{2}{\eta^2} \right) Z_n \quad (3.24 \text{ ก})$$

$$Y'_{mn} = \left(\frac{2}{\eta^2} \right) Z_{mn} \quad (3.24 \text{ ข})$$

สำหรับแถวลำดับที่มีโหนดอิมพีแดนซ์/แอคมิตแดนซ์ จะหาอินพุตแอคมิตแดนซ์ของร่องอันดับที่ m ได้จาก

$$\begin{aligned} Y_m^{a'} &= \frac{I'_m}{V_m^S \sin kl_m} = Y'_m + Y_m^L + \sum_{n=1}^{N'} \frac{V_n^S \sin kl_n}{V_m^S \sin kl_m} Y'_{mn} \\ &= \left(\frac{2}{\eta^2} \right) Z_m + Y_m^L + \sum_{n=1}^{N'} \frac{I_n^d \sin kl_n}{I_m^d \sin kl_m} \left(\frac{2}{\eta^2} \right) Z_{mn} \\ &= \left(\frac{2}{\eta^2} \right) \left[Z_m + \left(\frac{\eta^2}{2} \right) Y_m^L + \sum_{n=1}^{N'} \frac{I_n^d \sin kl_n}{I_m^d \sin kl_m} Z_{mn} \right] \end{aligned} \quad (3.25)$$

แอคทีฟ(หรืออินพุต) แอคมิตแดนซ์ของโคโวลอันดับที่ m จะหาได้จาก (3.22) เป็น

$$\begin{aligned} Z_m^a &= \frac{V_m^d}{I_m^d \sin kl_m} \\ &= Z_m + Z_m^L + \sum_{n=1}^{N'} \frac{I_n^d \sin kl_n}{I_m^d \sin kl_m} Z_{mn} \end{aligned} \quad (3.26)$$

ถ้าคุณสมบัติของแอคมิตแดนซ์และอิมพีแดนซ์ของแถวลำดับที่เป็นคู่เดิมเดิมที่มีโหนดเหมือนกัน จากการเปรียบเทียบ (3.25) กับ (3.26) จะได้ข้อสรุปว่า

$$Y_m^L = \left(\frac{2}{\eta^2} \right) Z_m^L \quad (3.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าแวลวลำดับของร่องที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งคู่ขนานและแวลวลำดับของไดโพลที่เป็นคู่-
เต็มเต็มกันใช้เป็นแบบจำลองแวลวลำดับแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่นเพื่อหาคุณสมบัติของแอดมิ-
แตนซ์และรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น จะมีอีกเงื่อนไขหนึ่งที่สำคัญคือกำลังงานของแต่ละแวล-
วลำดับจะต้องเท่ากันซึ่งก็คือ

$$\frac{1}{2}V_m V_m^* Y_m^{a*} = \left(\frac{1}{2}V_m^S \sin kl_m I_m^* \right)^* = \frac{1}{2}V_m^d I_m^d \sin kl_m \quad (3.28)$$

แต่

$$\begin{aligned} (V_m^S \sin kl_m I_m^*)^* &= V_m^{S*} \sin kl_m I_m' = V_m^{S*} \sin kl_m \sum_{n=1}^N V_n^S \sin kl_n Y_{mn}' \\ &= V_m^S V_m^{S*} \sin^2 kl_m \sum_{n=1}^N \frac{I_n^d \sin kl_n}{I_m^d \sin kl_m} \left(\frac{2}{\eta^2} \right) Z_{mn} \\ &= \left(\frac{2}{\eta^2} \right) Z_{mn}^a V_m^S V_m^{S*} \sin^2 kl_m \end{aligned} \quad (3.29)$$

เมื่อรวม (3.28) เข้ากับ (3.29) จะได้ผลลัพธ์อันดับที่ n ในรูปต่อไปนี้

$$V_n V_n^* Y_n^a Y_n^{a*} = \left(\frac{2}{\eta^2} \right) Y_n^S Z_n^a V_n^S V_n^{S*} \sin^2 kl_n \quad (3.30)$$

โดยที่ V_n , V_n^S และ Y_n^a คือ โหมมแรงดันของท่อนำคลื่น แรงดันของร่อง และแอดมิทแตนซ์ของร่องบนผนังท่อนำคลื่น ตามลำดับ และ Z_n^a คือ แอดมิทแตนซ์ของไดโพลอันดับ n ที่มีการโหลดเมื่อคูณ (3.19) ด้วยสังยุคเชิงซ้อน (Complex Conjugate) ของตัวเองจะได้

$$V_n V_n^* Y_n^a Y_n^{a*} = \frac{8G_o(a/b)}{\pi^2 \eta (\beta/k)} (\cos \beta l_n - \cos kl_n)^2 \sin^2 \left(\frac{\pi x_n}{a} \right) V_n^S V_n^{S*} \quad (3.31)$$

และถ้า (3.30) เท่ากับ (3.31) จะจัดรูปใหม่ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{Y_n^a}{G_o} = \frac{1}{Z_n^a / 73} \left(\frac{4(a/b)}{0.61\pi(\beta/k)} \frac{(\cos \beta l_n - \cos kl_n)^2}{\sin^2 kl_n} \sin^2 \frac{\pi x_n}{a} \right) \quad (3.32)$$

สมการ 3.32 ก็คือสมการที่สองที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศแถวลำดับแบบร่องโคยใช้ร่วมกับ (3.19) เพื่อหาระยะจากกึ่งกลางท่อและความยาวของร่องตามยาวบนผนังท่อนำคลื่นด้านกว้าง

3.2 การออกแบบแถวลำดับเชิงเส้นของร่องบนผนังท่อนำคลื่น

จากสองสมการหลักที่ใช้ในการออกแบบคงได้พิสูจน์หาข้างต้นสามารถนำมาเขียนใหม่ในรูปย่อได้ดังนี้

$$\frac{Y_n^a}{G_o} = K_1 f_n \sin kl_n \frac{V_n^S}{V_n} \quad (3.33)$$

$$\frac{Y_n^a}{G_o} = \frac{K_2 f_n^2}{Z_n^a} \quad (3.34)$$

โดยที่

$$K_1 = j \left(\frac{8}{\pi^2 \eta G_o} \left(\frac{a/b}{\beta/k} \right) \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.35ก)$$

$$K_2 = \frac{292(a/b)}{0.61\pi(\beta/k)} \quad (3.35ข)$$

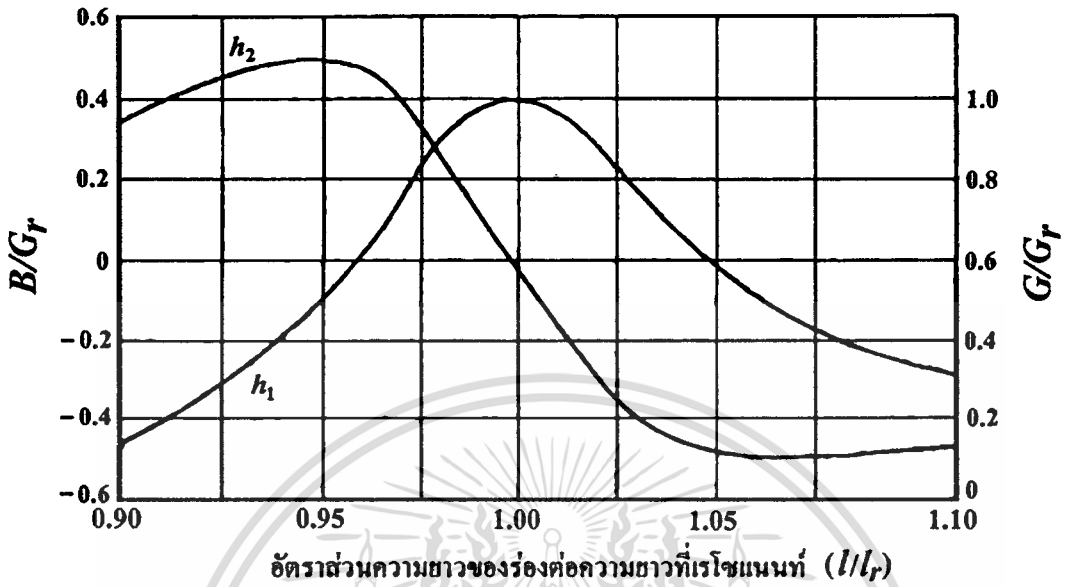
และ
$$f_n = \left(\frac{\cos \beta l_n - \cos kl_n}{\sin kl_n} \right) \sin \frac{\pi x_n}{a} \quad (3.35ค)$$

ค่าแอดทิฟอิมพีแดนซ์ของโหลดโคโพลสมมูล (Equivalent Loaded Dipole) อันดับ n คือ

$$Z_n^a = Z_{nn} + Z_n^b \quad (3.36ก)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

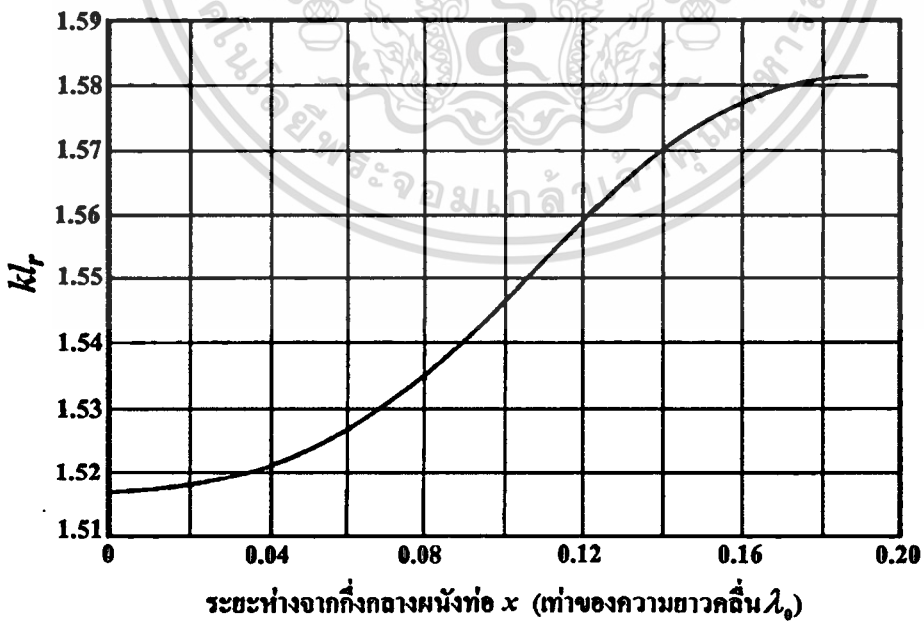
ภาพที่ 13



แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าเชลฟีแอดมิตแดนซ์แบบนอร์แมลไลซ์กับ

อัตราส่วนความยาวร่องต่อความยาวที่เรโซแนนท์

ภาพที่ 14

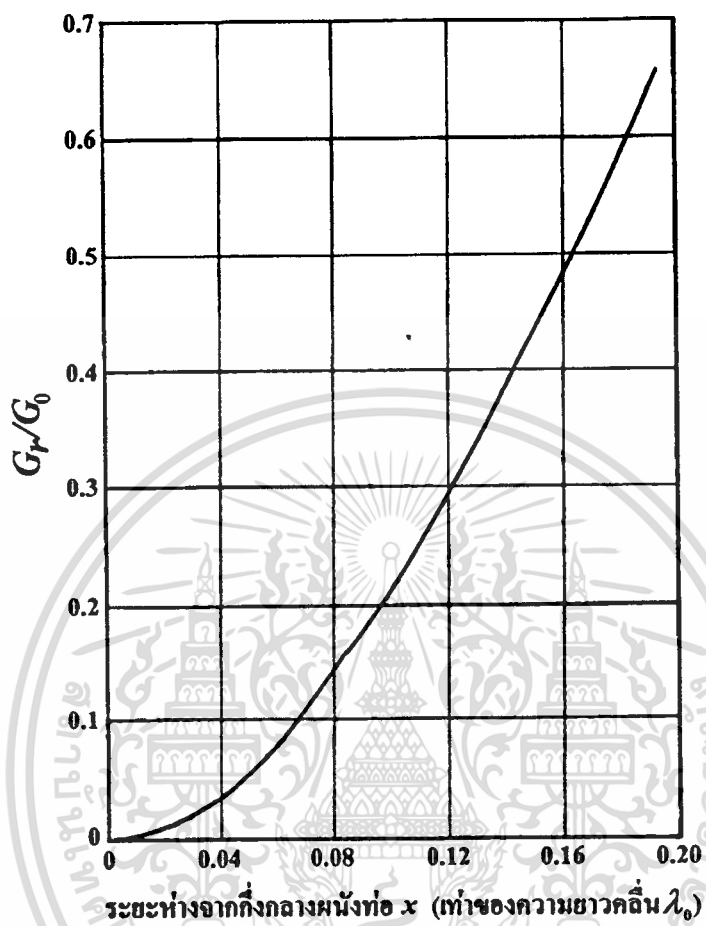


แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างระยะห่างจากกึ่งกลางผนังต่อ

กับค่าความยาวที่เรโซแนนท์ของร่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่15



แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าความนำที่เรโซแนนซ์แบบนอร์แมลไลซ์กับระยะห่างจากกึ่งกลางผนังต่อของร่อง

$$\frac{Y}{G_0} = g(x)h(y) \tag{3.39}$$

ในการที่จะทราบค่า y ก็จะต้องทราบความสัมพันธ์ระหว่างระยะห่างจากกึ่งกลางผนังต่อกับความยาวที่เรโซแนนซ์ของร่อง ซึ่งอธิบายได้ด้วย

$$v(x) = kl_r(x) \tag{3.40}$$

จากกราฟข้อมูลที่ได้จากการทดลองทำให้สามารถเขียน (3.37) ให้อยู่ในรูปใหม่คือ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_{nn}(x_n, y_n) = \frac{K_2 f_n^2(x_n, y_n)}{g(x_n)h(y_n)} \quad (3.41)$$

โดยที่

$$f_n(x_n, y_n) = \frac{\cos((\beta / k)y_n v(x_n)) - \cos(y_n v(x_n))}{\sin(y_n v(x_n))} \sin \frac{\pi x_n}{a} \quad (3.42)$$

จากภาพที่ 13 ถึง 15 จะสามารถแสดงกราฟในรูปของฟังก์ชันได้เป็น

$$h_1(y_n) = 1 - 275(y_n - 1)^2 \quad (3.43ก)$$

$$h_2(y_n) = -14(y_n - 1) \quad (3.43ข)$$

$$g(x_n) = 1.177 \sin^2 \frac{\pi x_n}{a} \quad (3.43ค)$$

$$v(x_n) = 1.517 + 1.822x_n^2 \quad (3.43ง)$$

ซึ่ง (3.43) มีความเหมาะสมเพียงพอสำหรับช่วงที่ใช้ในการออกแบบ

จากสมการที่ได้พิสูจน์มาทั้งหมดข้างต้น จนถึง ณ.ที่นี้จะสามารถนำมาออกแบบสาขาอากาศแถวลำดับเชิงเส้นแบบร่องบนผนังด้านกว้างของท่ออากาศได้แล้ว โดยเริ่มจากสังเคราะห์รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น เพื่อให้ได้การกระจายของค่าความน่าที่ที่เหมาะสมของแต่ละร่อง ภายใต้เงื่อนไขอินพุตที่สมพงษ์ จากนั้นก็จะนำไปคำนวณหาค่าระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อกับความยาวที่เรโซแนนซ์ของร่องโดยไม่คิดมิวชวลคัปปลิง เพื่อใช้เป็นค่าเริ่มต้นในการออกแบบหรือจะคำนวณค่าเริ่มต้นที่รวมผลของมิวชวลคัปปลิง Z_n^b โดยใช้มิวชวลอิมพีแดนซ์ Z_{nn} จากภาคผนวก ก ด้วยก็ได้

ในการออกแบบแถวลำดับแบบเรโซแนนซ์นั้น การกระจายแรงดันของแต่ละร่องจะมีเฟสเท่ากัน และจาก (3.33) ได้ชี้ให้เห็นว่า ค่าแอดทิฟแอคมิตแดนซ์ก็จะต้องมีเฟสเดียวกันด้วย และค่าแอดทิฟแอคมิตแดนซ์ควรจะเป็นจำนวนจริงเท่านั้น จากค่าเริ่มต้นของมิวชวลคัปปลิง จะทำให้ได้เงื่อนไขของค่ารีแอคแตนซ์ X_n^a

$$X_{nn} = -X_n^b \quad (3.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการ 3.41 สามารถใช้คำนวณหาค่า (x_n, y_n) ที่เป็นไปตามเงื่อนไขของ (3.44)

สมมติให้ตัวแปรคู่ (x'_n, y'_n) ที่เป็นไปตามเงื่อนไขของ (3.44) และ $Y_n^a/G_0(x'_n, y'_n)$ เป็นค่าแอดทิฟแอคมิตแดนซ์ที่สัมพันธ์กันของร่องอันดับที่ n สำหรับร่องอันดับที่ m ก็จะต้องมีค่า (x'_m, y'_m) ที่สัมพันธ์กันกับค่าแอดทิฟแอคมิตแดนซ์ด้วย แต่ในแถวลำดับเดียวกันจะมีตัวแปรคู่ (x'_n, y'_n) เพียงคู่เดียวที่สามารถเข้าคู่กับ (x'_m, y'_m) แล้วให้การกระจายแรงดันที่เหมาะสม ซึ่งจากความต้องการนี้จะต้องการเงื่อนไขว่า

$$\frac{Y_n^a/G_0(x'_n, y'_n)}{Y_m^a/G_0(x'_m, y'_m)} = \frac{f_n(x'_n, y'_n)}{f_m(x'_m, y'_m)} \frac{\sin kl_n}{\sin kl_m} \frac{V_n^S/V_n}{V_m^S/V_m} \quad (3.45)$$

สมการ 3.45 นี้จะให้ค่าตัวแปรคู่ที่เป็นไปตามเงื่อนไขของ (3.44) ด้วย และตัวแปรคู่นี้จะต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขผลรวมของแอดทิฟแอคมิตแดนซ์แบบนอร์มัลไลซ์ (อินพุตแอคมิตแดนซ์แบบนอร์มัลไลซ์) จะต้องเป็น 1 ดัง (3.9ข) ซึ่งเขียนแสดงใหม่ได้เป็น

$$\sum_{n=1}^N \frac{Y_n^a}{G_0} = 1 \quad (3.46)$$

สุดท้ายนี้จะเห็นว่าสมการที่ใช้ในการออกแบบสองสมการหลัก (3.33) และ (3.34) เมื่อนำมาคำนวณจริงแล้วจะต้องกระจายออกเป็นชุดของสมการเชิงเส้น ซึ่งจาก (3.33) จะได้ชุดสมการ 3.44 จำนวน $(N/2)-1$ สมการและจาก (3.46) อีกหนึ่งสมการรวมเป็นชุดของ N สมการ ที่ใช้ในการคำนวณออกแบบแถวลำดับเชิงเส้น

3.3 การออกแบบแถวลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น

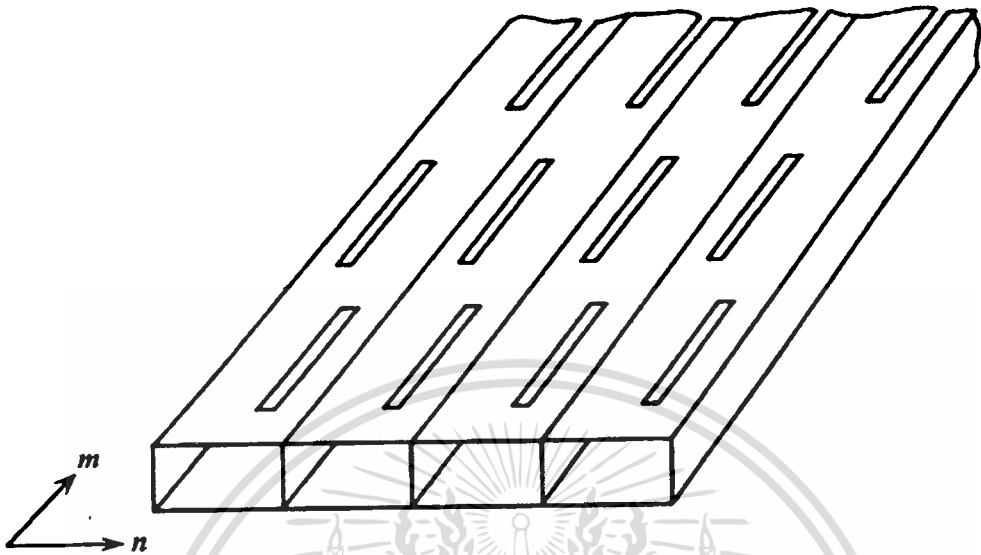
ถ้านำแถวลำดับเชิงเส้นแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่นหลายสาขา (ต่อจากนี้จะเรียกว่าท่อนำคลื่นสาขา) มาวางเรียงกัน ก็จะได้แถวลำดับระนาบคังภาพที่ 16

จากสมการออกแบบแถวลำดับเชิงเส้นในหัวข้อที่ 3.2 เมื่อนำมาเขียนใหม่ให้อยู่ในรูปของการออกแบบแถวลำดับระนาบจะได้ดังนี้

$$\frac{Y_{mn}^a}{G_0} = K_1 f_{mn} \sin v(x_{mn}) \frac{V_{mn}^S}{V_{mn}} \quad (3.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 16



แสดงแถวลำดับระนาบแบบร่องตามยาวบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่น

$$\frac{Y_{mn}^a}{G_o} = K_2 \frac{f_{mn}^2}{Z_{mn}^a} \quad (3.48)$$

เมื่อ K_1 และ K_2 ยังคงแสดงโดย (3.35ก) และ (3.35ข) ตามลำดับ

$$f_{mn} = \left(\frac{\cos((\beta/k)y_{mn}v(x_{mn})) - \cos(y_{mn}v(x_{mn}))}{\sin(y_{mn}v(x_{mn}))} \right) \sin \frac{\pi x_{mn}}{a} \quad (3.49ก)$$

โดยที่

$$y_{mn} = l_{mn}/l_r(x_{mn}) \quad (3.49ข)$$

คือ ความยาวที่นอร์มัลไลซ์ของร่อง และ $(x_{mn}, 2l_{mn})$ คือระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อและความยาวของร่องอันดับที่ m บนท่อนำคลื่นสาขาอันดับที่ n ตามลำดับ

และจากเงื่อนไขแถวลำดับแบบเรโซแนนท์ ดังนั้นระยะห่างระหว่างกึ่งกลางของท่อนำคลื่นสาขาจะต้องเท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นในท่อด้วย ซึ่งก็หมายความว่าความถี่จะมีโหมดแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{mn} = (-1)^m V_n \quad (3.50)$$

เมื่อ V_n คือโหมดแรงดันท่อนำคลื่นสาขาอันดับที่ n
และจากเหตุนี้ทำให้สามารถแสดง (3.47) ได้ใหม่เป็น

$$\frac{Y_{mn}^a}{G_o} = K_1 |f_{mn}| \sin v(x_{mn}) \frac{V_{mn}^S}{V_{mn}} \quad (3.51)$$

เนื่องจากการสลับทิศของระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อ จึงได้ความสัมพันธ์

$$\sin \frac{x_{mn}}{a} = (-1)^m \left| \sin \frac{\pi x_{mn}}{a} \right| \quad (3.52)$$

จนถึงขณะนี้จะได้สมการหลักที่ใช้ในการออกแบบแถวลำดับระนาบคือ (3.48) และ (3.51) ในการนำไปใช้ก็จะต้องกระจายออกเป็นชุดสมการในลักษณะเดียวกับ (3.44) และ (3.45) ถ้ากำหนดให้แถวลำดับระนาบประกอบด้วยท่อนำคลื่นสาขา N สาขา แต่ละสาขามี M ร่อง ซึ่งจะต้องการอีกหนึ่งสมการคือเงื่อนไขอินพุตแอดมิตแดนซ์แบบนอร์แมลไลซ์ของทั้งแถวลำดับจะต้องเท่ากับหนึ่ง ในการที่จะได้มาซึ่งสมการสุดท้ายนี้จะต้องทราบรูปแบบการป้อนสัญญาณให้กับท่อนำคลื่นสาขา (บทที่ 4)

มีสิ่งที่น่าสนใจคือการคำนวณหาพิคคของร่องหนึ่งจะประกอบด้วยสองตัวแปรคือระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อ (x_n) กับความยาวของร่อง ($2L_n$) ดังนั้นในการออกแบบแถวลำดับระนาบขนาด $M \times N$ ร่อง ก็จะต้องการชุดสมการเชิงเส้น $2M \times N$ สมการ แต่จากวิธีการวิเคราะห์ที่ผ่านมาจะมีเพียง $M \times N$ สมการซึ่งไม่เพียงพอต่อการแก้ปัญหา แต่ในความเป็นจริงแล้วถ้าเราแบ่งแถวลำดับระนาบออกเป็น 4 จตุรภาค (Quadrant) ก็จะเห็นว่า ตัวแปรของร่องในจตุรภาคที่ 1 จะสมมาตรกับจตุรภาคที่ 3 และในทำนองเดียวกันจตุรภาค 2 จะสมมาตรกับจตุรภาคที่ 4 หรืออธิบายอย่างง่าย ๆ ได้ว่าตัวแปรของร่องอันดับที่ (1,1) จะสมมาตรกับร่องอันดับที่ (M, N) ยกเว้นว่าระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อจะสลับทิศกัน ร่องอันดับถัดไปก็จะสัมพันธ์กันในลักษณะเดียวกัน ซึ่งผลจากการสมมาตรนี้ทำให้ร่องที่จะต้องคำนวณหาตัวแปรมีเพียง $M \times N/2$ ร่อง (บนท่อนำคลื่นสาขาอันดับที่ 1 ถึง $N/2$) และ $M \times N$ ตัวแปรซึ่งเท่ากับชุดของสมการเชิงเส้นที่มี แต่ในการคำนวณหาค่ามิวชวลคัปปลิงยังคงต้องคำนวณผลของร่องทั้งแถวลำดับ

4 สรุป

ในบทนี้ได้แสดงการวิเคราะห์เพื่อนำไปใช้ออกแบบของแฉกลำดับแบบร่องตามยาวบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่นในสองรูปแบบคือ 1) แฉกลำดับแบบคลื่นจรซึ่งจะมีระยะห่างระหว่างร่อง (d) ใดๆที่ไม่เท่ากับครึ่งความยาวคลื่นในท่อ ($\lambda/2$) โดยสามารถให้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของลำคลื่นหลักเอียงเป็นมุมใดๆก็ได้ และ 2) แฉกลำดับแบบเรโซแนนซ์ซึ่งจะมีระยะห่างระหว่างร่องเท่ากับครึ่งความยาวคลื่นในท่อและให้ลำคลื่นหลักในแนวตั้งฉากกับระนาบของแฉกลำดับ (Broad Side) เท่านั้น

ในการวิเคราะห์ร่องที่ป้อนสัญญาณด้วยท่อนำคลื่นจะใช้แบบจำลองของร่องบนระนาบแผ่นตัวนำขนาดอนันต์ที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งคู่ขนาน และแบบจำลองของไดโพลแผ่นที่เป็นคู่เต็มเต็มของร่องบนระนาบแผ่นตัวนำขนาดอนันต์โดยใช้ความสัมพันธ์ของ Brooker ช่วย ในการวิเคราะห์แฉกลำดับแบบเรโซแนนซ์ได้นำผลของมิวชวลคัปปลิงมาคำนวณร่วมด้วยซึ่งในการคำนวณออกแบบถ้าไม่คิดผลของมิวชวลคัปปลิง จาก [19] จะเห็นได้ว่าค่าเซลล์แอคทีฟแดนซ์เพียงอย่างเดียวจะไม่สามารถบรรลุเงื่อนไขเรโซแนนซ์ได้

ในหัวข้อ 3.2 จะได้สมการที่ใช้ในการออกแบบแฉกลำดับเชิงเส้นจำนวน 3 ชุดสมการจากนั้นได้นำชุดสมการเหล่านี้ ไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบสายอากาศแบบแฉกลำดับระนาบในหัวข้อ 3.3 แต่ในการออกแบบแฉกลำดับระนาบที่สมบูรณ์จะต้องทราบการป้อนสัญญาณให้ท่อนำคลื่นสาขาด้วย ซึ่งจะได้นำต่อไปในบทที่ 4

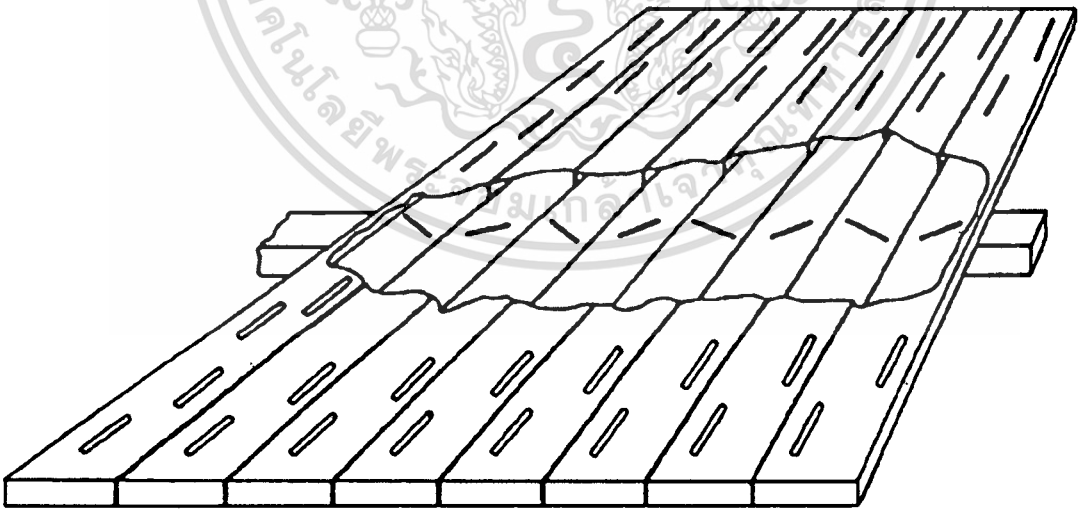
บทที่ 4

ระบบการป้อนสัญญาณ

1 กล่าวนำ

ในการป้อนสัญญาณให้กับท่อนำคลื่นของแกลวลำดับระนาบแบบร่อนนั้น จะทำได้ง่ายโดยใช้ตัวแปลงท่อนำคลื่นเป็นสายโคแอกเซียล (Waveguide to Coaxial Adapter) แต่สำหรับกรณีของแกลวลำดับระนาบ ซึ่งจะประกอบไปด้วยท่อนำคลื่นสาขาเรียงกันเป็นแกลวลำดับระนาบนั้นจะต้องหาวิธีการป้อนสัญญาณที่สะดวกและกะทัดรัดด้วย และจาก [6,7,11,14] ได้อธิบายถึงการป้อนสัญญาณให้ท่อนำคลื่นสาขาในรูปแบบต่างๆ แต่ที่นิยมกันมากที่สุดก็จะเป็นแบบที่ป้อนสัญญาณด้วยร่องบนผนังท่อนำคลื่น (จากนี้ไปจะเรียกว่า ท่อนำคลื่นหลัก) ดังตัวอย่างในภาพที่ 17 ซึ่งได้แสดงสาขาอากาศแกลวลำดับระนาบเรโซแนนซ์ของร่องบนผนังท่อนำคลื่นขนาด 8 ร่อง คูณ 8 ร่อง ป้อนสัญญาณด้วยร่องเฉียงบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่นหลัก ตรงกลางท่อนำคลื่นสาขา

ภาพที่ 17



แสดงระบบป้อนสัญญาณแบบร่องเฉียงบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่นหลัก

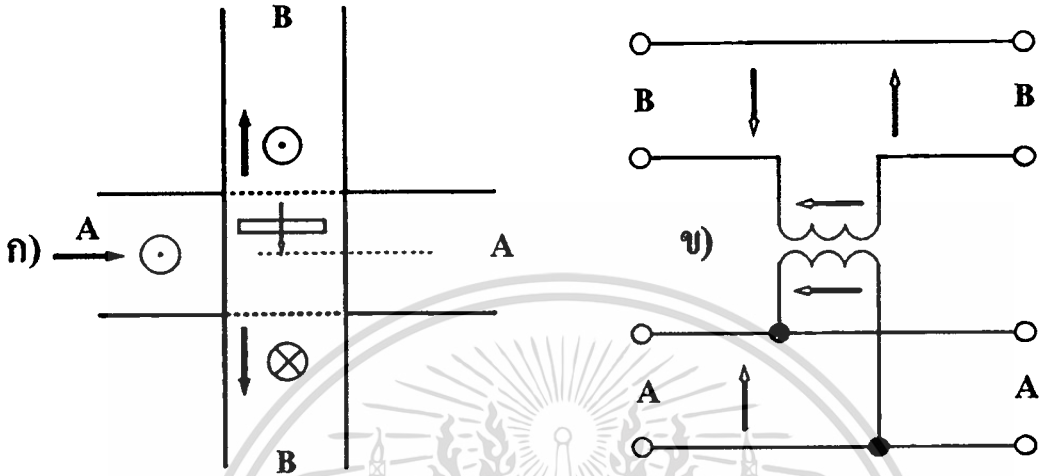
ระบบการป้อนสัญญาณให้ท่อนำคลื่นสาขาด้วยท่อนำคลื่นหลัก ในวิทยานิพนธ์นี้จะสนใจ

พิจารณาในสองรูปแบบคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2 ท่อนำคลื่นหลักแบบร่องตามยาวบนผนังด้านกว้าง

ภาพที่ 18



แสดง ก) การป้อนสัญญาณของร่องตามยาวบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่นหลัก
ให้กับท่อนำคลื่นสาขาและ ข) วงจรสมมูล

ในภาพที่ 18 ได้แสดงการป้อนสัญญาณด้วยท่อนำคลื่นหลัก A ให้แก่ท่อนำคลื่นสาขา B โดยถูกสกริปแสดงถึงทิศทางการเดินทางของคลื่น ส่วนถูกสกริปแสดงทิศองค์ประกอบของสนามไฟฟ้า (โหนดแรงดัน) ในท่อนำคลื่น และถ้ากำหนดให้มีสายอากาศแถวลำดับแบบร่องขนาด N สาขา แต่ละสาขามี M ร่อง (ขนาด $N \times M$ ร่อง) ดังนั้นจากวงจรสมมูลในภาพที่ 18 ข จะได้ค่าอินพุตแอดมิตแดนซ์แบบนอร์แมลไลซ์ของสายอากาศดังนี้

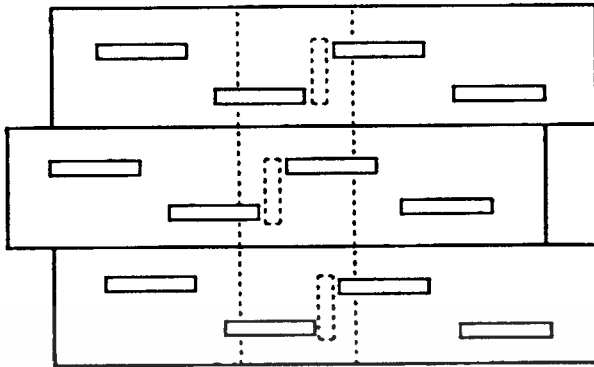
$$\frac{Y_{in}}{G_0} = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \frac{Y_{nm}^a}{G_0} \quad (4.1)$$

ร่องคัปปลิงสัญญาณแบบตามยาวนี้มีข้อดีคือมีคลื่นโหนดอันดับสูงที่แตกกระจายจากร่องน้อยมากและความแปรผันของอัตราคัปปลิงสัญญาณมีค่าน้อย (เมื่อเทียบกับร่องเอียงบนผนังด้านกว้างซึ่งจะกล่าวในหัวข้อถัดไป) ทำให้สามารถยอมรับความผิดพลาดในการสร้างชิ้นงานได้มากขึ้น

ข้อดีของร่องแบบนี้คือจะทำให้แถบความถี่ของสายอากาศมีค่าน้อย [11,20] และที่สำคัญที่สุดก็คือทำให้ต้องวางท่อนำคลื่นสาขาเชื่อมต่อกันดังภาพที่ 19 เพื่อให้ร่องที่ป้อนสัญญาณอยู่กึ่งกลางท่อนำคลื่นสาขาทุกสาขา ซึ่งทำให้การประกอบสายอากาศทำได้ง่ายขึ้น ดังนั้นในการออกแบบระบบป้อนสัญญาณจึงไม่ค่อยนิยมใช้ร่องในลักษณะนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

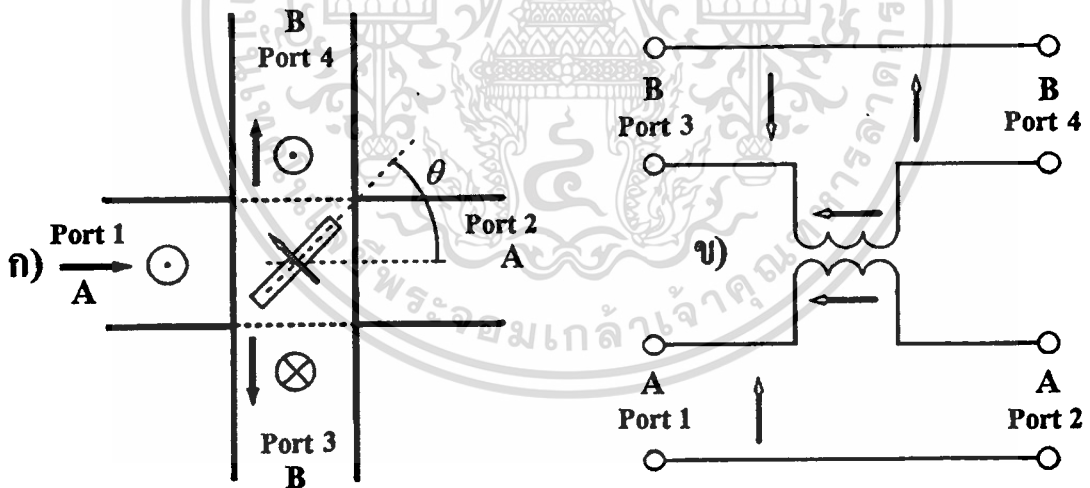
ภาพที่ 19



แสดงการวางท่อนำคลื่นสาขาที่ป้อนสัญญาณด้วยร่องตามยาวของท่อนำคลื่นหลัก

3 ท่อนำคลื่นหลักแบบร่องเอียงบนผนังด้านกว้าง

ภาพที่ 20



แสดง ก) การป้อนสัญญาณของร่องเอียงบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่นหลัก
ให้ท่อนำคลื่นสาขา และ ข) วงจรสมมูล

ร่องคัปปลิงสัญญาณแบบร่องเอียงบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่นนี้เรียกอีกอย่างหนึ่งได้
ว่า ร่องคัปปลิงแบบอนุกรม-อนุกรม (Series-Series Coupling Slot) เหตุที่เรียกอย่างนี้ก็เนื่องมาจาก

วงจรสมมูลของการคัปปลิงสัญญาณจะเป็นวงจรอนุกรมทั้งในท่อนำคลื่นหลักและท่อนำคลื่นสาขา ดังภาพที่ 20

ซึ่งร็องคัปปลิงสัญญาณแบบเอียงนี้มีคุณสมบัติ คือ

- 1) อัตราการคัปปลิงสัญญาณขึ้นอยู่กับมุมเอียงของร็อง
- 2) เฟสของสัญญาณที่คัปปลิงขึ้นอยู่กับทิศทางของมุมเอียงและความยาวของร็อง
- 3) ความยาวที่เรโซแนนซ์ของร็องจะแปรผันไม่มากนักกับมุมเอียง

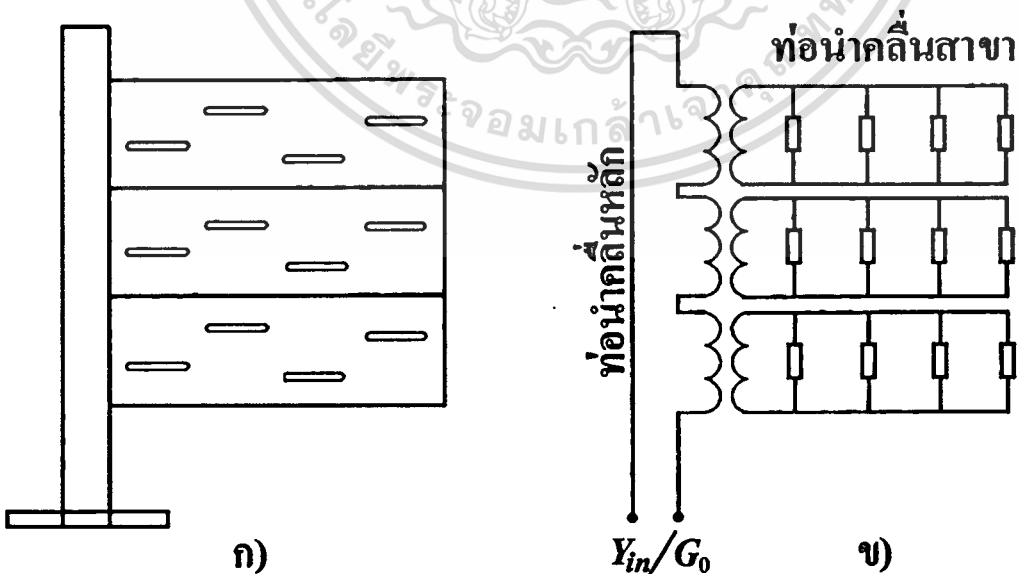
ตำแหน่งที่ท่อนำคลื่นหลักจะสามารถทำการป้อนสัญญาณให้ท่อนำคลื่นสาขาจะมีอยู่ 2

ตำแหน่งคือ

3.1 ป้อนสัญญาณที่ปลายท่อนำคลื่นสาขา (End Feed)

การป้อนสัญญาณแบบนี้จะทำโดยประกบหน้ากว้างของท่อนำคลื่นหลักซึ่งได้เจาะร็องแบบเอียงไว้แล้ว เข้ากับปลายด้านหนึ่งของท่อนำคลื่นสาขาที่ได้ปิดปลายอีกด้านหนึ่ง ดังภาพที่ 21 จากภาพจะเห็นได้ว่าแถวถาดคัปมีโครงสร้างที่สามารถสร้างได้ง่าย และข้อดีอีกอย่างของการป้อนสัญญาณในลักษณะนี้คือ โหมดอันดับสูงที่เกิดจากการแตกกระจายที่ร็องคัปปลิงสัญญาณ จะมีผลต่อร็องที่แพร่กระจายคลื่น (Radiating Slot) บนท่อนำคลื่นสาขาน้อยมาก เนื่องจากเราสามารถออกแบบให้ร็องคัปปลิงสัญญาณอยู่ห่างจากร็องที่แพร่กระจายคลื่นเท่าไรก็ได้ เพื่อให้คลื่นโหมดอันดับ-

ภาพที่ 21



แสดง ก) การป้อนสัญญาณของท่อนำคลื่นหลักที่ปลายของท่อนำคลื่นสาขาและ ข) วงจรสมมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

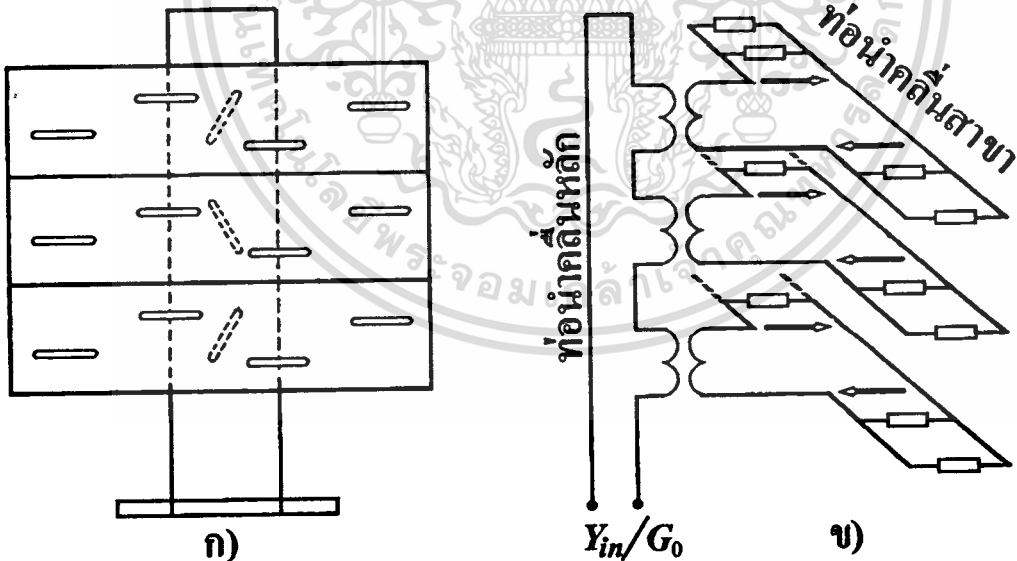
สูงถูกลดทอนจนหมดก่อนที่จะเดินทางไปถึงร่องที่แพร่กระจายคลื่น (ในกรณีที่ท่อนำคลื่นยอมให้คลื่นเดินทางได้เฉพาะคลื่น TE_{10} เท่านั้น)

ข้อดีของการป้อนสัญญาณแบบนี้คือการกระจายของสัญญาณที่ป้อนตลอดท่อนำคลื่นสาขาจะไม่สม่ำเสมอคือสนามจะเข้มบริเวณตอนต้นท่อนำคลื่นสาขาแต่จะมีขนาดลดลงไปเรื่อยตลอดท่อนำคลื่นสาขาจนถึงปลาย และที่สำคัญคือแถวลำดับจะมีแถบความถี่แคบโดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อแถวลำดับมีขนาดใหญ่ขึ้น แถบความถี่ก็จะยิ่งแคบลงมาก

3.2 ป้อนสัญญาณตรงกลางท่อนำคลื่นสาขา

วิธีนี้เป็นการปรับปรุงจุดด้อยของการป้อนสัญญาณที่ปลาย ในแง่ที่สามารถให้แถบความถี่ได้กว้างกว่า [11] และสามารถทำให้การกระจายของสัญญาณที่ป้อนดีกว่าเนื่องจากสัญญาณที่ท่อนำคลื่นหลักป้อนให้ท่อนำคลื่นสาขาจะถูกแบ่งออกเป็น 2 ทาง จากภาพที่ 22 จะเห็นว่าร่องที่ป้อนสัญญาณแต่ละร่องที่ใกล้กันมีมุมเอียงสลับกัน เพื่อสลับเฟสของโหมดแรงดันที่ป้อนให้ท่อนำคลื่นสาขาให้มีเฟสเดียวกันทุกสาขา

ภาพที่ 22



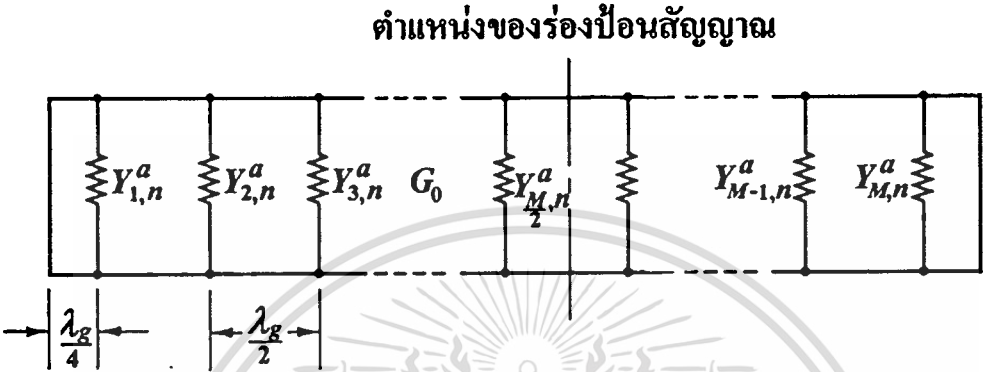
แสดง ก) การป้อนสัญญาณของท่อนำคลื่นหลักให้ตรงกลางท่อนำคลื่นสาขา และ ข) วงจรสมมูล

กำหนดให้มีสายอากาศแถวลำดับแบบร่องขนาด N ท่อนำคลื่นสาขา แต่ละสาขามี M ร่อง ดังนั้นจะสามารถแสดงวงจรสมมูลของท่อนำคลื่นสาขาลำดับที่ n ได้ดังภาพที่ 23 และค่าแอดมิทแตนซ์แบบนอร์แมลไลซ์ของท่อนำคลื่นสาขาแสดงโดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{Y_n^a}{G_0} = \sum_{m=1}^M \frac{Y_{mn}^a}{G_0} \tag{4.2}$$

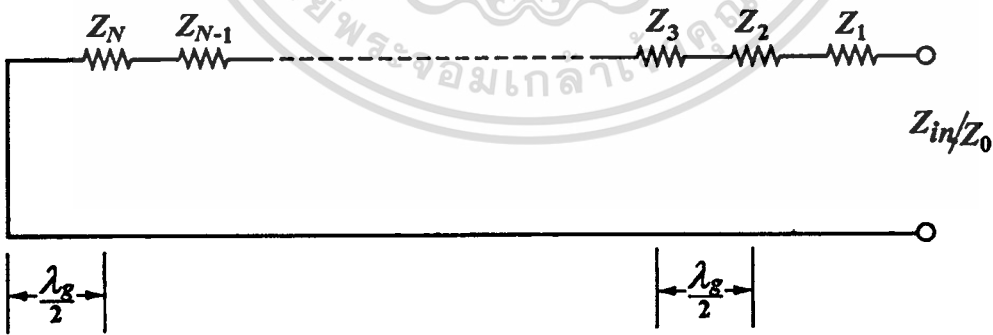
ภาพที่ 23



แสดงวงจรสมมูลของท่อนำคลื่นสาขาลำดับที่ n

ส่วนท่อนำคลื่นหลักก็จะมีวงจรสมมูลดังภาพที่ 24 ซึ่งเป็นวงจรสมมูลแบบอนุกรม ดังนั้นจึงแทน ร่องป้อนสัญญาณด้วยค่าแอดมิทิตแอดซ์แบบนอร์แมลไลซ์ Z_n^a/Z_0 ซึ่งก็คำนวณจากความสัมพันธ์ของค่าแอดมิทิตแอดซ์แบบนอร์แมลไลซ์ของท่อนำคลื่นสาขานั้นๆ ด้วย (4.3)

ภาพที่ 24



แสดงวงจรสมมูลของท่อนำคลื่นหลัก

$$\frac{Z_n^a}{Z_0} = K^2(\theta_n) \frac{Y_n^a}{G_0} \tag{4.3}$$

โดยที่ $K(\theta_n)$ หาได้จากภาคผนวก ข
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการสุดท้ายที่ใช้ในการออกแบบท่อนำคลื่นหลักก็คือเงื่อนไขอินพุตที่สมพงษ์ ดังนั้นจากภาพวงจรสมมูลของท่อนำคลื่นหลักจะได้

$$\sum_{n=1}^N \frac{Z_n^a}{Z_0} = 1 \quad (4.4)$$

หากมองย้อนกลับจะเห็นว่า (4.4) เป็นสมการเริ่มต้นที่ใช้ในการออกแบบแล้วจึงกระจายออกเป็นสมการการคับปลิงสัญญาณไปยังท่อนำคลื่นสาขาจากนั้นก็กระจายเป็นสมการการแพร่กระจายคลื่นของแต่ละร่องโคจรจนผลของมิววลคับปลิงจากร่องอื่นๆ ในแถวลำดับเดียวกันด้วย และจากเงื่อนไขอินพุตที่สมพงษ์ในท่อนำคลื่นหลัก ดังนั้นจะเห็นว่าท่อนำคลื่นสาขาแต่ละสาขาไม่จำเป็นต้องมีค่าอินพุตแอดมิตแดนซ์รวมในสาขา (Y_n^a/G_0) ที่สมพงษ์เพื่อให้อินพุตอิมพีแดนซ์แบบนอร์แมลไลซ์รวม (Z_{in}/Z_0) ของสาขาอากาศมีค่าเป็นหนึ่ง

4 สรุป

จากข้อเด่นและข้อด้อยของระบบการป้อนสัญญาณด้วยท่อนำคลื่นหลักที่มีร่องแบบต่างๆ ดังที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นจะเห็นว่า ระบบการป้อนสัญญาณแบบร่องตามยาวจะทำให้การสร้างสาขาอากาศ (การจัดวางท่อนำคลื่นสาขา) มีความยุ่งยาก ส่วนระบบการป้อนที่ปลายท่อนำคลื่นสาขาด้วยร่องเอียงถึงแม้ว่าจะทำให้สร้างสาขาอากาศได้ง่ายแต่ก็มีแถบความถี่แคบและให้การกระจายของสัญญาณในท่อนำคลื่นสาขาไม่ดีนัก ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้เลือกใช้ระบบการป้อนสัญญาณแบบร่องเอียงบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่นหลักโดยป้อนสัญญาณที่ตรงกลางด้านหลังของท่อนำคลื่นสาขาในลักษณะเช่นเดียวกับที่ได้แสดงในภาพที่ 17 เนื่องจากสามารถหาคะแนนข้อดีของระบบการป้อนสัญญาณข้างต้นได้อย่างเหมาะสม

บทที่ 5

ข้อกำหนดและการออกแบบสายอากาศแวลต์ลำดับระนาบแบบร่อง บนผนังท่อนำคลื่น

1 กล่าวนำ

จากทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ร่องในบทที่ 2 และ 3 เพื่อหาสมการที่ใช้ในการออกแบบร่องของระบบแพร่กระจายคลื่น (ร่องบนท่อนำคลื่นสาขา) ซึ่งได้เลือกใช้ร่องตามยาวบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่นนั้น ในบทนี้ก็จะนำสมการเหล่านั้นมาออกแบบร่องที่แพร่กระจายคลื่นตามความต้องการและข้อกำหนดตั้งต้นในหัวข้อย่อ 2.1 ซึ่งจะแสดงผลของการออกแบบในหัวข้อย่อ 2.2

ในการออกแบบร่องของระบบป้อนสัญญาณ (ร่องบนท่อนำคลื่นหลัก) ก็จะใช้สมการที่วิเคราะห์ได้ในบทที่ 4 ภายใต้ข้อกำหนดและข้อจำกัดบางประการซึ่งจะได้อภิปรายหัวข้อ 3 จากนั้นก็จะอธิบายวิธีการสร้าง และข้อจำกัดของเครื่องมือที่ใช้ในการสร้างสายอากาศ และสุดท้ายก็จะได้แสดงแบบของสายอากาศที่ประกอบเสร็จ พร้อมทั้งจะนำไปทดสอบคุณสมบัติ ต่อไป

2 ระบบแพร่กระจายคลื่น

การออกแบบระบบแพร่กระจายคลื่นก็คือการออกแบบร่องที่เจาะบนผนังท่อนำคลื่นสาขานั้นเอง และก่อนที่จะทำการออกแบบร่องดังกล่าวก็จะกล่าวถึงข้อกำหนดเบื้องต้น ดังนี้

2.1 ข้อกำหนด

แบบของแวลต์ลำดับระนาบ

จากที่ได้กล่าวสรุปในบทที่ 3 ในวิทยานิพนธ์นี้จะเลือกแวลต์ลำดับแบบเรโซแนนซ์ เพื่อลดความยุ่งยากในการคำนวณและสร้าง เพราะในแวลต์ลำดับแบบคลื่นจรรนั้นจะต้องมีโหลดที่เข้าคู่ต่อเข้ากับปลายท่อนำคลื่นสาขาทุกสาขา (หรือปลายท่อนำคลื่นหลัก) ซึ่งข้อกำหนดของแวลต์ลำดับแบบเรโซแนนซ์ก็คือระยะห่างระหว่างกึ่งกลางร่องจะต้องห่างเป็นระยะทางครึ่งความยาวคลื่นในท่อนำคลื่นสาขา (Branch Line Guided Wavelength : λ_{gB})

ความถี่ที่ออกแบบ

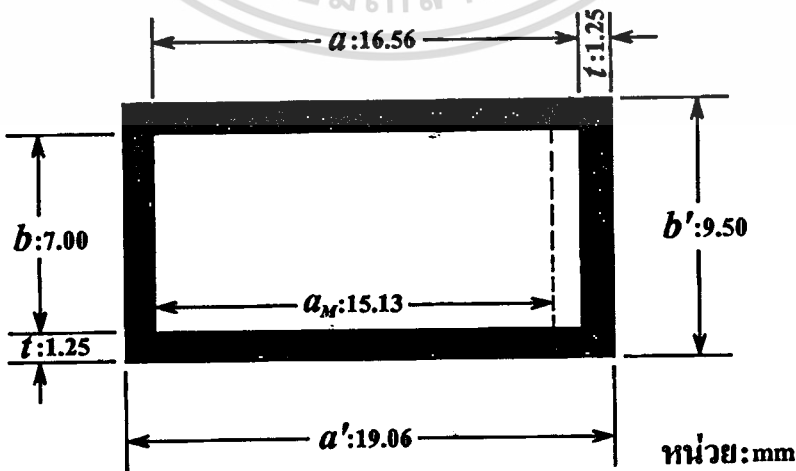
ในการออกแบบเสาอากาศแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่นนั้นสิ่งที่สำคัญที่สุดก็คือ การกำหนดความถี่ที่ออกแบบ ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกความถี่ (f_0) 12.66 GHz ซึ่งเป็นความถี่กลางของการแพร่กระจายคลื่นย่านความถี่เคชของดาวเทียมไทยคม

การเลือกท่อนำคลื่น

ท่อนำคลื่นมาตรฐานของย่านความถี่เคช คือ WRJ-140 มีแถบความถี่ 11.9-18.0 GHz และมีขนาดผนังด้านกว้างภายใน (a) 15.799 mm ขนาดผนังด้านแคบภายใน (b) 7.899 mm แต่ท่อนำคลื่น WRJ-140 นี้มีราคาสูงและในประเทศก็หาซื้อค่อนข้างยาก ผู้วิจัยจึงได้เลือกใช้ท่อทองเหลืองสี่เหลี่ยมที่หาซื้อได้ในท้องตลาดและราคาไม่สูงนัก ซึ่งท่อทองเหลืองที่จะนำมาใช้เป็นท่อนำคลื่นนี้มีขนาดของผนังด้านกว้างภายใน (a) 16.56 mm และขนาดผนังด้านแคบภายใน (b) 7.00 mm ดังแสดงในภาพที่ 25 มีความถี่คัทออฟ (Cut-off Frequency : f_c) ของคลื่นโหมด TE_{10} เป็น 9.06 GHz (จาก $f_c = c/2a$ เมื่อ $c = 3 \times 10^8$ m/s คือความเร็วแสงในอากาศ) จะเห็นว่า $f_0 = 1.40 f_c$ ซึ่งอยู่ในช่วงใช้งานที่เหมาะสมของท่อนำคลื่นนี้ ($1.3f_c \leq f_0 \leq 1.9f_c$)

ที่ความถี่ 12.66 GHz ท่อนำคลื่นนี้จะให้ความยาวคลื่น (Guided Wavelength : λ_g) 33.92 mm (จาก $\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2}$ เมื่อ λ_0 คือความยาวคลื่นในอากาศ) และที่สำคัญคือท่อนำคลื่นนี้จะมีค่าคัทออฟของคลื่นโหมด TE_{20} ($f_{c,20}$) เป็น 18.1 GHz ค่าคัทออฟของคลื่นโหมด TE_{01} ($f_{c,01}$) เป็น 21.4 GHz และค่าคัทออฟของคลื่นโหมด TE_{11} และ TM_{11} ($f_{c,11}$) เป็น

ภาพที่ 25



แสดงขนาดหน้าตัดของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมที่ใช้ในการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

23.3 GHz ซึ่งจะเห็นว่าความถี่คัทออฟของคลื่นโหมดอันดับสูงถัดจาก โหมด TE_{10} นั้นอยู่สูงกว่าความถี่ 12.66 GHz มาก ดังนั้น จะสรุปได้ว่าที่ความถี่ 12.66 GHz จะมีเฉพาะคลื่นโหมด TE_{10} เท่านั้นที่เดินทางได้ในท่อนำคลื่นขนาดนี้

จากที่กล่าวมาข้างต้นเป็นการวิเคราะห์ให้เห็นคุณสมบัติของท่อนำคลื่นที่ได้เลือกใช้ที่ความถี่ 12.66 GHz ลำดับต่อไปจะกล่าวถึงการกำหนดจำนวนร่องของแถวลำดับสายอากาศและการสังเคราะห์รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น

ขนาดของสายอากาศ

ขนาดของสายอากาศจะกำหนดให้มีขนาด 16 ร่อง $\times$ 16 ร่อง คือมีท่อนำคลื่นสาขา 16 สาขา แต่ละสาขาจะมี 16 ร่อง ทำให้สายอากาศมีมิติประมาณ $30 \text{ cm} \times 30 \text{ cm}$ ซึ่งเป็นขนาดที่ไม่เล็กหรือใหญ่จนเกินไปนัก สำหรับสายอากาศต้นแบบ

การสังเคราะห์รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น

สำหรับการสังเคราะห์รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศนี้ จะเลือกใช้แบบการกระจายของสัญญาณที่ป้อนแบบคงตัว (Uniform Amplitude Excitation; $a_1 : a_2 : \dots : a_n = 1$) ทั้งในแถวลำดับของท่อนำคลื่นหลัก และแถวลำดับของท่อนำคลื่นสาขา เหตุผลที่เลือกใช้การสังเคราะห์แบบนี้เพราะสามารถให้ความกว้างของลำคลื่นหลักได้ใกล้เคียงกับการสังเคราะห์ด้วยวิธีอื่น ในขณะที่การสังเคราะห์แบบอื่นจะมีความยุ่งยากในการสังเคราะห์สูงกว่ามาจาก [21] ส่วนรายละเอียดของการสังเคราะห์รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในเชิงทฤษฎีแสดงในภาคผนวก ค

2.2 การออกแบบ

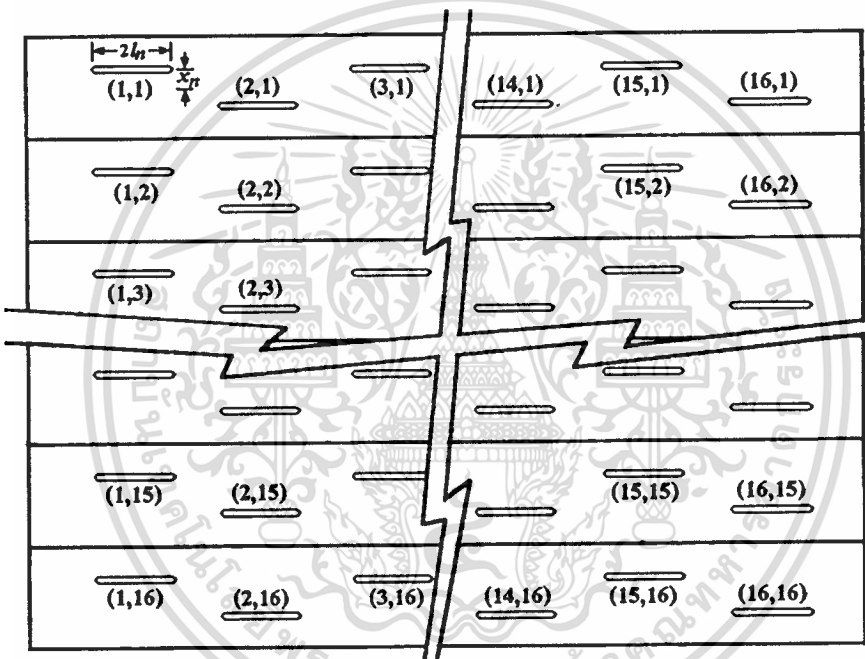
ในการออกแบบคำนวณหาระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อ (x_n) และความยาวร่อง ($2l_n$) ของแถวลำดับระนาบนั่นจะใช้ (3.48) (3.51) และ (4.4) โดยกระจาย (3.48) ออกเป็นชุดสมการลักษณะเดียวกับ (3.44) จำนวน $16 \times 8 = 128$ สมการ และกระจาย (3.51) ในลักษณะเดียวกับ (3.45) ได้ชุดสมการ $(16 \times 8) - 1 = 127$ สมการ สมการสุดท้ายคือเงื่อนไขอินพุตสมพงษ์ของ (4.4) 1 สมการ ซึ่งจะต้องใช้ (3.43) ช่วยในการหาเซตพิกัดที่แกน x จากนั้นก็จะใช้ (ก.6) หาพิกัดของพิกัดที่แกน y เพื่อนำไปใช้ในการคำนวณพิกัดของตัวนำ สมการที่ใช้ในการออกแบบทั้งหมดจะต้องแทนค่าตัวแปรต่างๆ ตามข้อกำหนดตั้งต้นในหัวข้อย่อย 2.1 และจาก 3 ชุดสมการที่ได้ซึ่งมีจำนวน 256 สมการ ซึ่งเท่ากับตัวแปรที่ต้องการหาคือระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อ x_n โดยที่ $n = 1$ ถึง 128 และความยาวที่เรโซแนนซ์ของร่อง $2l_n$ โดยที่ $n = 1$ ถึง 128 เช่นกัน

วิธีการที่ใช้ในการแก้สมการเชิงเส้นทั้ง 256 สมการนี้จะเลือกใช้วิธีสเต็ปไล่ระดับเชิงตัวเลข ซึ่งมีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลำดับวิธีการดังแสดงในภาคผนวก จ

การวางพิกัดของร่องในแถวลำดับระนาบ ซึ่งจะใช้ในการคำนวณด้วย แสดงดังภาพที่ 26 ซึ่งจากเงื่อนไขของแถวลำดับแบบเรโซแนนซ์ จะได้ว่าระยะระหว่างกึ่งกลางร่องที่ติดกันจะเท่ากับ $\lambda/2$ และกึ่งกลางของร่องที่อยู่ปลายสุดของท่อนำคลื่นสาขาทั้ง 2 ด้านจะอยู่ห่างจากแผ่นปิดปลายท่อเป็นระยะ $3\lambda/4$ (จาก $(2n+1)\lambda/4$ เมื่อ $n = 1$) เหตุที่ไม่เลือกระยะ $\lambda/4$ ก็เพราะว่า เป็นระยะที่สั้นเกินไปทำให้ไม่สะดวกในการประกอบแผ่นปิดปลายท่อ

ภาพที่ 26



แสดงพิกัดของร่องในแถวลำดับระนาบ

แบบของแถวลำดับระนาบ

จากการคำนวณจะได้ตำแหน่งและขนาดของร่องอันดับต่างดังแสดงในตารางที่ 1 ถึง 8 และจากลักษณะการสมมาตรของร่องดังได้กล่าวสรุปในหัวข้อย่อยที่ 3.3 ของบทที่ 3 จึงสามารถแสดงตำแหน่งและขนาดของร่องได้ตารางละ 2 สาขา แต่ระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อของอีกสาขาหนึ่งจะสลับทิศทางกับสาขาแรก

ตารางที่ 1

แสดงตำแหน่งและขนาดของร่องในท่อนาคลิ้นสาขาที่ 1 และ 16

สาขาที่ 1 (m,n)	สาขาที่ 16 (m,n)	ระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อ x_{mn} (mm)	ความยาวร่อง $2l_n$ (mm)
1,1	16,16	3.72	11.82
2,1	15,16	-2.72	11.79
3,1	14,16	3.72	11.84
4,1	13,16	-3.15	11.86
5,1	12,16	2.99	11.78
6,1	11,16	-3.65	11.95
7,1	10,16	2.73	11.77
8,1	9,16	-3.79	11.94
9,1	8,16	2.65	11.70
10,1	7,16	-3.44	11.86
11,1	6,16	3.77	11.82
12,1	5,16	-3.77	11.93
13,1	4,16	3.64	11.74
14,1	3,16	-3.75	12.00
15,1	2,16	3.73	11.79
16,1	1,16	-3.67	11.94

ตารางที่ 2
แสดงตำแหน่งและขนาดของร่องในท่อนำคลื่นสาขาที่ 2 และ 15

สาขาที่ 2 (m,n)	สาขาที่ 15 (m,n)	ระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อ x_{mn} (mm)	ความยาวร่อง $2l_n$ (mm)
1,2	16,15	2.88	11.57
2,2	15,15	-3.46	11.77
3,2	14,15	3.32	11.78
4,2	13,15	-3.24	11.87
5,2	12,15	3.69	11.91
6,2	11,15	-3.39	11.92
7,2	10,15	3.85	12.00
8,2	9,15	-3.57	11.96
9,2	8,15	2.89	11.75
10,2	7,15	-3.77	11.98
11,2	6,15	2.88	11.64
12,2	5,15	-3.78	11.95
13,2	4,15	2.54	11.67
14,2	3,15	-3.44	11.85
15,2	2,15	3.46	11.79
16,2	1,15	-2.82	11.71

ตารางที่ 3

แสดงตำแหน่งและขนาดของร่องในท่อนำคลื่นสาขาที่ 3 และ 14

สาขาที่ 3 (m,n)	สาขาที่ 14 (m,n)	ระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อ x_{mn} (mm)	ความยาวร่อง $2l_n$ (mm)
1,3	16,14	2.75	11.91
2,3	15,14	-3.67	11.90
3,3	14,14	2.74	11.89
4,3	13,14	-3.41	11.77
5,3	12,14	3.86	12.02
6,3	11,14	-2.72	11.73
7,3	10,14	3.72	12.02
8,3	9,14	-2.68	11.75
9,3	8,14	3.72	12.02
10,3	7,14	-3.08	11.79
11,3	6,14	3.00	11.95
12,3	5,14	-3.61	11.86
13,3	4,14	2.73	11.93
14,3	3,14	-3.78	11.85
15,3	2,14	2.84	11.90
16,3	1,14	-3.43	11.76

ตารางที่ 4

แสดงตำแหน่งและขนาดของร่องในท่อนำคลื่นสาขาที่ 4 และ 13

สาขาที่ 4 (m,n)	สาขาที่ 13 (m,n)	ระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อ x_{mn} (mm)	ความยาวร่อง $2l_n$ (mm)
1,4	16,13	3.70	11.87
2,4	15,13	-3.11	11.98
3,4	14,13	2.96	11.85
4,4	13,13	-3.64	12.04
5,4	12,13	2.78	11.77
6,4	11,13	-3.80	12.03
7,4	10,13	3.00	11.70
8,4	9,13	-3.44	11.96
9,4	8,13	3.72	11.85
10,4	7,13	-3.77	12.02
11,4	6,13	3.60	11.90
12,4	5,13	-3.73	12.03
13,4	4,13	3.70	11.91
14,4	3,13	-3.64	12.07
15,4	2,13	3.41	11.90
16,4	1,13	-3.84	12.03

ตารางที่ 5
แสดงตำแหน่งและขนาดของร่องในท่อนำคลื่นสาขาที่ 5 และ 12

สาขาที่ 5 (m,n)	สาขาที่ 12 (m,n)	ระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อ x_{mn} (mm)	ความยาวร่อง $2l_n$ (mm)
1,5	16,12	3.83	11.78
2,5	15,12	-2.75	11.72
3,5	14,12	3.65	11.91
4,5	13,12	-2.91	11.77
5,5	12,12	3.66	11.91
6,5	11,12	-3.12	11.81
7,5	10,12	2.98	11.87
8,5	9,12	-3.64	11.88
9,5	8,12	2.68	11.71
10,5	7,12	-3.80	11.95
11,5	6,12	2.92	11.71
12,5	5,12	-3.44	11.87
13,5	4,12	3.84	11.92
14,5	3,12	-2.94	11.73
15,5	2,12	3.64	11.92
16,5	1,12	-3.00	11.71

ตารางที่ 6

แสดงตำแหน่งและขนาดของร่องในท่อนาคลิ้นสาขาที่ 6 และ 11

สาขาที่ 6 (m,n)	สาขาที่ 11 (m,n)	ระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อ x_{mn} (mm)	ความยาวร่อง $2l_n$ (mm)
1,6	16,11	2.88	11.75
2,6	15,11	-3.47	11.84
3,6	14,11	3.78	11.93
4,6	13,11	-3.19	11.76
5,6	12,11	3.67	11.98
6,6	11,11	-2.94	11.83
7,6	10,11	3.68	11.98
8,6	9,11	-3.10	11.85
9,6	8,11	3.01	11.91
10,6	7,11	-3.59	11.89
11,6	6,11	2.94	11.84
12,6	5,11	-3.78	11.92
13,6	4,11	3.62	11.77
14,6	3,11	-3.44	11.83
15,6	2,11	2.91	11.75
16,6	1,11	-3.43	11.76

ตารางที่ 7

แสดงตำแหน่งและขนาดของร่องในท่อนำคลื่นสาขาที่ 7 และ 10

สาขาที่ 7 (m,n)	สาขาที่ 10 (m,n)	ระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อ x_{mn} (mm)	ความยาวร่อง $2l_n$ (mm)
1,7	16,10	3.05	11.89
2,7	15,10	-3.41	11.98
3,7	14,10	3.13	11.86
4,7	13,10	-3.74	12.01
5,7	12,10	2.71	11.72
6,7	11,10	-3.46	11.93
7,7	10,10	3.69	11.88
8,7	9,10	-3.76	11.94
9,7	8,10	3.63	11.95
10,7	7,10	-3.67	11.92
11,7	6,10	3.77	12.03
12,7	5,10	-3.53	11.94
13,7	4,10	3.51	11.99
14,7	3,10	-3.75	12.02
15,7	2,10	2.79	11.89
16,7	1,10	-3.68	11.91

ตารางที่ 8
แสดงตำแหน่งและขนาดของร่องในท่อนำคลื่นสาขาที่ 8 และ 9

สาขาที่ 8 (m,n)	สาขาที่ 9 (m,n)	ระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อ x_{mn} (mm)	ความยาวร่อง $2l_n$ (mm)
1,8	16,9	3.66	11.20
2,8	15,9	-2.82	11.08
3,8	14,9	3.65	11.24
4,8	13,9	-3.11	11.14
5,8	12,9	2.98	11.18
6,8	11,9	-3.63	11.27
7,8	10,9	2.97	11.04
8,8	9,9	-3.81	11.41
9,8	8,9	3.57	11.04
10,8	7,9	-3.47	11.38
11,8	6,9	3.78	11.24
12,8	5,9	-2.77	11.23
13,8	4,9	3.65	11.23
14,8	3,9	-2.72	11.14
15,8	2,9	3.64	11.25
16,8	1,9	-3.12	11.18

ขนาดของร่องที่คำนวณได้ดังตารางที่ 1 ถึง 8 นั้นเป็นความยาวในกรณีที่ร่องมีลักษณะเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า (Rectangular-End Slot ตามข้อกำหนดเริ่มต้นที่ใช้ในการวิเคราะห์) แต่ในการเจาะร่องจริงนั้นจะได้ร่องที่มีปลายกลม (Round-End Slot) ดังนั้นจึงต้องมีการชดเชยความยาวของร่องแบบปลายกลม ซึ่งจะมีสมมติฐานที่ใช้ในการชดเชยคือ

- 1) ให้เส้นรอบวงของร่องทั้งสองแบบเท่ากัน
- 2) ให้พื้นที่ของร่องทั้งสองแบบเท่ากัน

โดยทั่วไปจะนิยมใช้สมมติฐานที่ 2 ที่มีการเพิ่มตัวประกอบชดเชยดังสมการต่อไปนี้

$$2l' = 2l + Cd(1 - (\pi/4)) \quad (5.1)$$

เมื่อ l' คือ ความยาวของร่องปลายกลมที่ได้รับการชดเชยแล้ว

l คือ ความยาวของร่องปลายสี่เหลี่ยมซึ่งได้จากการออกแบบ

C คือ ตัวประกอบชดเชยเพิ่มเติม (Correction Factor) ซึ่งในกรณีของร่องแพร่กระจายคลื่น

$C = 1.7$ (ถ้าร่องทั้งสองแบบมีพื้นที่เท่ากันพอดี $C = 1$) จาก [22]

d คือ เส้นผ่าศูนย์กลางของดอกสว่าน (End Mill) ที่ใช้เจาะ

การพิสูจน์ที่มาของ (5.1) จะแสดงในภาคผนวก จ

จากเหตุผลที่ได้กล่าวมาข้างต้น ดังนั้นเมื่อทำการเจาะร่องก็จะต้องแปลงขนาดของร่องในตาราง 1 ถึง 8 ด้วย (5.1) ก่อน ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้ดอกสว่านขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 1 mm และตัวอย่างของท่อนำคลื่นสาขาที่ได้สร้างเสร็จเรียบร้อยแล้ว แสดงในภาพที่ 27

ภาพที่ 27



แสดงชิ้นงานของท่อนำคลื่นสาขาที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3 ระบบป้อนสัญญาณ

ระบบป้อนสัญญาณก็คือท่อนำคลื่นหลักที่ใช้ป้อนสัญญาณให้ท่อนำคลื่นสาขา ซึ่งในการออกแบบจะมีข้อกำหนดดังนี้

3.1 ข้อกำหนด

เช่นเดียวกับข้อกำหนดของท่อนำคลื่นสาขา คือเป็นแถวลำดับแบบเรโซแนนท์ ดังนั้นระยะห่างระหว่างกึ่งกลางท่อนำคลื่นสาขาที่ติดกันจะต้องเท่ากับครึ่งความยาวคลื่นในท่อนำคลื่นหลัก (Main Line Guided Wavelength : λ_{gM}) คือ $\lambda_{gM}/2 = a = 19.06 \text{ mm}$ แต่จากขนาดท่อนำคลื่นที่เลือกใช้จะให้ $\lambda_g/2 = 16.96 \text{ mm}$ ซึ่งสั้นกว่าความยาวคลื่นที่ต้องการ ดังนั้นจึงต้องปรับความยาวคลื่นในท่อนำคลื่นหลักให้ได้ตามต้องการ

การปรับความยาวคลื่นในท่อนำคลื่นนั้นสามารถทำได้หลายวิธี เช่นการแทรกแผ่นไดอิเล็กตริก (Dielectric Slab) หรือ การแทรกสารเฟอร์ไรต์ (Ferrite) เข้าไปในท่อนำคลื่น แต่ทั้งสองวิธีนี้จะทำให้ความยาวคลื่นในท่อนำคลื่น ซึ่งตรงข้ามกับความถี่ที่ต้องการที่จะให้ความยาวคลื่นในท่อนำคลื่น ดังนั้นจึงเลือกใช้วิธีปรับขนาดท่อนำคลื่นโดยการลดความกว้างของผนังด้านกว้าง (a) ในภาพที่ 25 ให้มีขนาดเล็กลง ซึ่งขนาดผนังด้านกว้างภายในของท่อนำคลื่นหลัก a_M จะต้องเป็นขนาดที่ทำให้ $\lambda_{gM}/2 = 19.06 \text{ mm}$ ดังนั้นจากสมการที่ใช้หาความยาวคลื่นในท่อ

$$\lambda_{gM} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/2a_M)^2}}$$

$$a_M = \frac{(\lambda_0/2)}{\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_{gM})^2}} \quad (5.2)$$

เมื่อแทนค่า $\lambda_{gM} = 2 \times 19.06 \text{ mm}$ และ $\lambda_0 = 23.70 \text{ mm}$ ลงใน (5.2) จะได้ $a_M = 15.13 \text{ mm}$ คือขนาดของผนังด้านกว้างภายในของท่อนำคลื่นหลักที่จะต้องสร้างใหม่

เราจะหามุมเอียงมากที่สุดที่เป็นไปได้ (θ_{max}) ของร่องเอียงโดยประมาณได้จาก

$$\theta_{max} = \sin^{-1}(b/2l_r) \quad (5.3)$$

เมื่อ b คือความกว้างของผนังด้านแคบภายในท่อนำคลื่นสาขาเท่ากับ 7.00 mm

และ $2l_r$ คือความยาวของร่องเอียงซึ่งจะมีค่าประมาณ $\lambda_0 = 11.85 \text{ mm}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนค่า b และ $2l$ ลงใน (5.3) ก็จะได้ $\theta_{max} \approx 36.2^\circ$ ดังนั้นในการเลือกใช้ค่ามุมเอียงในการออกแบบ ควรจะเลือกมุมที่น้อยกว่า 36.2° เพราะในการชดเชยร่องปลายสี่เหลี่ยมให้เป็นร่องปลายกลมจะทำให้ความยาวของร่องเอียงเพิ่มขึ้นอีกเล็กน้อย

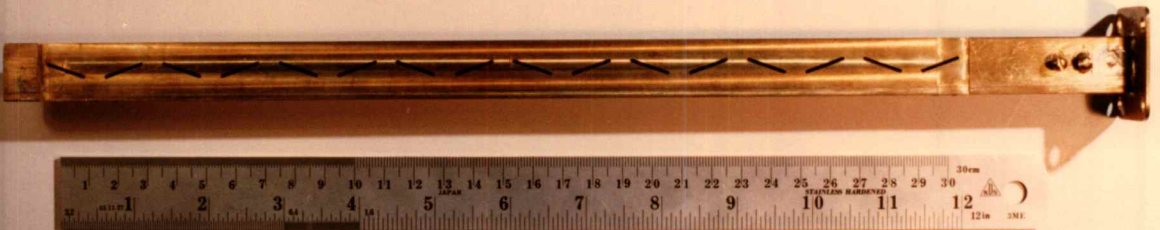
3.2 การออกแบบ

ร่องป้อนสัญญาณที่เลือกใช้จะเป็นร่องเอียงบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่นหลัก โดยป้อนสัญญาณตรงกลางด้านหลังของท่อนำคลื่นสาขา ซึ่งจะออกแบบตามวิธีการที่ได้แสดงในหัวข้อย่อยที่ 3.2 ของบทที่ 4

ในที่นี้ได้เลือกมุมเอียงของร่อง (θ) 17.2° ซึ่งเป็นมุมเอียงที่อยู่ภายใต้เงื่อนไขอินพุตที่สมพงษ์ของทั้งระบบสายอากาศใน (4.4) และจะให้ผลรวมของค่าแอดมิทแตนซ์ในแต่ละท่อนำคลื่นสาขาที่ให้ระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อและความยาวของร่องอยู่ในช่วงที่ (3.43) สามารถใช้ออกแบบได้อย่างถูกต้อง

เนื่องจากมุมเอียงของร่องเป็นตัวกำหนดอัตราการคับปิ้งสัญญาณจากท่อนำคลื่นหลักไปยังท่อนำคลื่นสาขา ดังนั้นถ้าผลการออกแบบร่องแพร่กระจายคลื่นให้ระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อ (x) ที่น้อยเกินไปก็ต้องลดมุมเอียงของร่องป้อนสัญญาณเพื่อลดอัตราการคับปิ้ง ซึ่งก็จะมีผลให้การออกแบบได้ผลของระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อเพิ่มขึ้น ในทางกลับกันถ้าผลการออกแบบร่องแพร่กระจายคลื่นให้ระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อมักเกินช่วงที่ (3.43) จะใช้ได้อย่างถูกต้องแล้วก็ต้องเพิ่มมุมเอียงของร่องป้อนสัญญาณเพื่อลดระยะห่างจากกึ่งกลางผนังท่อของร่องแพร่กระจายคลื่น

ภาพที่ 28



แสดงตัวอย่างชิ้นงานของท่อนำคลื่นหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากมุมเอียงของร่องที่เลือกคือ 17.2° เมื่อใช้ตารางที่ 9 ก็จะหาความยาวของร่องเอียงได้คือ $2l_r \approx 0.55\lambda_0 = 13.03 \text{ mm}$ ซึ่งจะต้องแปลงเป็นความยาวของร่องปลายกลมด้วย (5.1) โดยที่ $C = 1$ (ในกรณีของร่องป้อนสัญญาณ) และ $d = 1 \text{ mm}$ จะได้ความยาวร่องปลายกลม $2l_r' = 13.24 \text{ mm}$ ดังแสดงในภาพที่ 28 ซึ่งร่องป้อนสัญญาณที่อยู่ติดกันจะมีมุมเอียงสลับกันเพื่อชดเชยโหมดแรงดันที่สลับกันในท่อนำคลื่นหลัก เพื่อให้สัญญาณที่ป้อนให้ท่อนำคลื่นทุกสาขามีเฟสเดียวกัน ระยะห่างระหว่างกึ่งกลางร่องสุดท้ายกับแผ่นปิดปลายท่อเท่ากับ $\lambda_{gm}/2$ และระยะห่างระหว่างกึ่งกลางของร่องที่อยู่ติดกันก็เท่ากับ $\lambda_{gm}/2$ เช่นกัน

ภาพที่ 29



แสดงภาพด้านหน้าของสายอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4 สายอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่อนบนผนังท่อนาคลิ้น

หลังจากที่ได้ทำการออกแบบและสร้างท่อนาคลิ้นสาขาทั้ง 16 สาขาและท่อนาคลิ้นหลักใน หัวข้อ 2 และ 3 เสร็จตามลำดับ ในขั้นสุดท้ายก็จะนำท่อนาคลิ้นหลักประกอบเข้ากับท่อนาคลิ้น สาขา เป็นสายอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่อนบนผนังท่อนาคลิ้น ดังภาพที่ 29 ซึ่งแสดงภาพด้าน หน้าของสายอากาศ ส่วนภาพด้านหลังของสายอากาศแสดงโดยภาพที่ 30

ภาพที่ 30



แสดงภาพด้านหลังของสายอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่อนบนผนังท่อนาคลิ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5 สรุป

จากการคำนวณออกแบบสายอากาศภายใต้ข้อกำหนดและข้อจำกัดบางประการ ในบทนี้คือกำหนดสายอากาศเป็นแบบแถวลำดับรัศมีขนาด 16 ร่อง $\times$ 16 ร่อง ทำงานที่ความถี่ 12.66 GHz ท่อนำคลื่นที่เลือกใช้เป็นท่อทองเหลืองที่มีขนาดดังแสดงในภาพที่ 25 ซึ่งเหมาะสมที่จะใช้งานที่ความถี่นี้ในโหมด TE_{10} แต่มีข้อจำกัดคือท่อนำคลื่นขนาดนี้ ไม่สามารถให้ความยาวคลื่นในท่อนำคลื่นหลัก (λ_{gm}) ตามต้องการได้จึงต้องมีการปรับขนาดผนังด้านกว้างภายในท่อนำคลื่นหลัก (a_M) ให้เหมาะสม

ความยาวของร่องที่ออกแบบได้ทั้งร่องแพร่กระจายคลื่นและร่องป้อนสัญญาณนั้นเป็นความยาวของร่องปลายสี่เหลี่ยมตามข้อกำหนดเริ่มแรก แต่ในการสร้างจะสร้างได้เฉพาะร่องปลายกลมซึ่งก็จะต้องชดเชยความยาวร่องด้วย (5.1) โดยมีตัวประกอบชดเชย (C) ที่ต่างกันของร่องทั้งสองแบบ ขั้นตอนสุดท้ายได้นำท่อนำคลื่นหลักที่ได้จากการออกแบบมาประกอบเข้ากับท่อนำคลื่นทั้ง 16 สาขา เป็นสายอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น



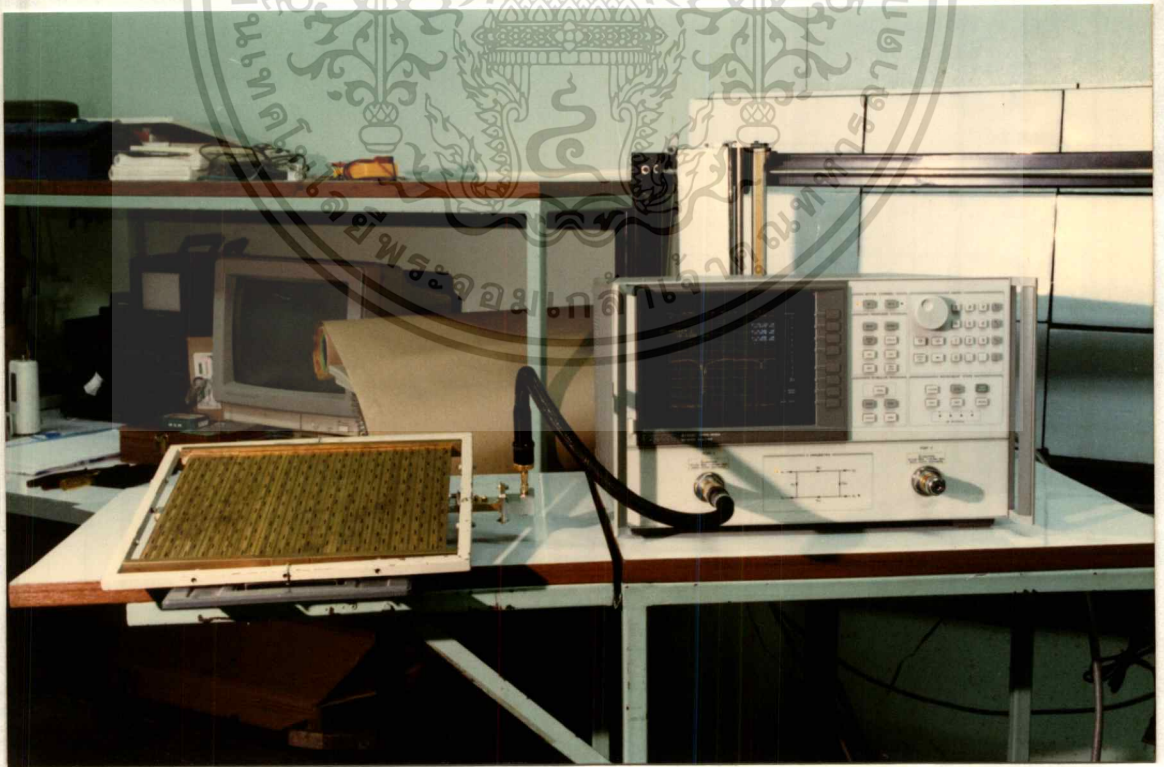
บทที่ 6

ผลการทดสอบ

1 กล่าวนำ

หลังจากที่ได้สร้างสายอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่องตามวิธีการในบทที่ 3 และ 4 ภายใต้อำนาจในการออกแบบของบทที่ 5 เสร็จเรียบร้อยแล้วในบทนี้ก็จะนำสายอากาศไปทดสอบคุณสมบัติ โดยทั่วไปแล้วการระบุคุณสมบัติของสายอากาศจะมีดังนี้คือ ความถี่เรโซแนนซ์ อิมพีแดนซ์ อัตราส่วนคลื่นนิ่ง รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น ค่าทวิกำลัง และอุนหภูมิของสายอากาศ ซึ่งที่กล่าวมาทั้งหมดเป็นคุณสมบัติที่สำคัญของสายอากาศที่จะช่วยในการตัดสินใจของผู้ที่จะเลือกสายอากาศไปใช้งาน ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะแสดงผลการทดสอบคุณสมบัติดังที่กล่าวมาทั้งหมด

ภาพที่ 31



แสดงการจัดวางเครื่องมือวัดและสายอากาศเพื่อวัดความถี่เรโซแนนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2 การทดสอบความถี่เรโซแนนท์ (Resonant Frequency Response)

การจัดวางเครื่องมือวัดและสายอากาศเพื่อวัดความถี่เรโซแนนท์แสดงในภาพที่ 31 โดยสายอากาศทดสอบอยู่ทางซ้ายมือสุดของภาพ ต่อด้วยตัวแปลงท่อนำคลื่นเป็นโคแอกเซียล แล้วต่อด้วยสายทดสอบการย้อนกลับ (Test Port Return Cable) รุ่น HP85131F แล้วจึงต่อกับเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น HP8720C

ในการทดสอบความถี่เรโซแนนท์ของสายอากาศนี้จะสามารถแสดงผลในรูปของค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio : SWR) หรืออิมพีแดนซ์ของสายอากาศ อย่างใดอย่างหนึ่งก็ได้ แต่ทั้ง 3 ค่านี้ก็มีข้อเด่นในการแสดงผลที่ต่างกัน กล่าวคือค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับจะสามารถแสดงผลได้ทุกค่าตลอดย่านความถี่ อัตราส่วนคลื่นนิ่งเป็นค่าที่โดยทั่วไปจะคุ้นเคยกันมากที่สุดและในการหาแถบความถี่ของสายอากาศก็มักจะหาจากค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (เช่นระบุว่าสายอากาศมีแถบความถี่กว้างเท่าไรที่ทำให้อัตราส่วนคลื่นนิ่งไม่เกิน 2:1) แต่ข้อด้อยของอัตราส่วนคลื่นนิ่งคือในบางแถบความถี่จะมีค่าสูงมากจนไม่สามารถแสดงผลได้ครบถ้วน ส่วนค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศก็จะแสดงทั้งค่าความต้านทานและค่ารีแอคแตนซ์ ซึ่งจะใช้ในการเปรียบเทียบกับค่าทางทฤษฎีและใช้ในการคำนวณเพื่อปรับจูนสายอากาศในกรณีที่อิมพีแดนซ์แตกต่างจากค่าที่ออกแบบไว้ และจากเหตุผลที่ได้กล่าวมาในการแสดงผลการทดสอบความถี่เรโซแนนท์ก็จะแสดงผลทั้ง 3 ค่า โดยจะแสดงค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับและอิมพีแดนซ์ของสายอากาศในกรณีที่ยังไม่ได้ปรับจูนและกรณีที่จูนด้วยสตัปเดี่ยว (Single-Stub Tuner) สุดท้ายจะแสดงผลการทดสอบสายอากาศที่จูนด้วยสตัปคู่ (Double-Stub Tuner) โดยแสดงค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งเพิ่มขึ้นด้วย

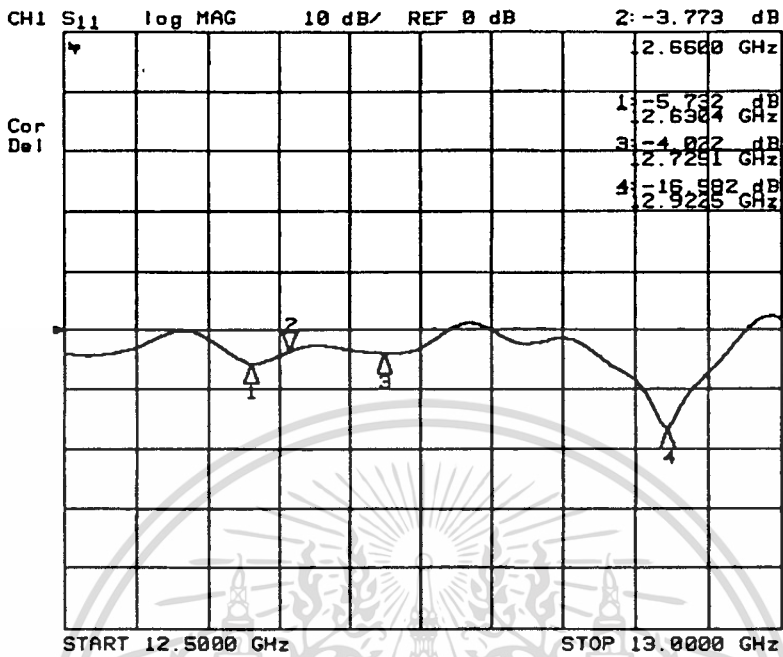
2.1 กรณีที่ไม่ได้ปรับจูน (Without Stub Tuner)

เป็นการแสดงผลการทดสอบสายอากาศที่ประกอบเสร็จโดยไม่ได้ปรับจูนอะไรเลย ได้ผลดังภาพที่ 32ก และ 32ข

2.2 กรณีที่ปรับจูนด้วยสตัปเดี่ยว (Single-Stub Tuner)

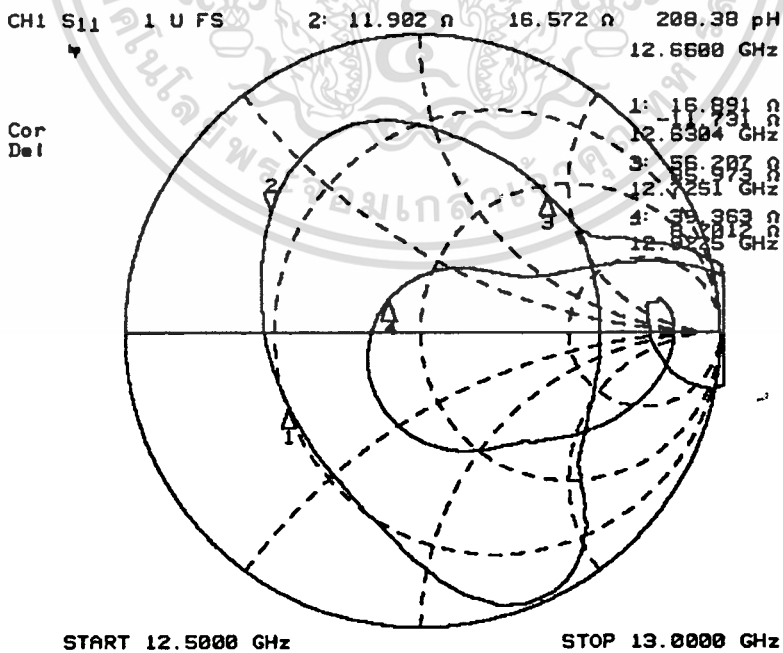
จากผลการทดสอบในภาพที่ 32ข จะเห็นว่าที่ความถี่ออกแบบ (มาร์คเกอร์ 2) ค่ารีแอคแตนซ์ของสายอากาศมีค่าเป็นบวกแสดงว่ามีสภาพเป็นอินดักแตนซ์ ดังนั้นจึงต้องจูนให้สนามไฟฟ้าในท่อนำคลื่นหลักแรงขึ้น (เพิ่มสภาพคาปาซิแตนซ์) เพื่อชดเชยสภาพอินดักแตนซ์ให้สายอากาศมีเฉพาะค่าความต้านทาน โดยการจูนนี้ต้องทอนเหลือบริเวณตรงกลางผนังด้านกว้างของท่อนำ

ภาพที่ 32ก



แสดงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศกรณีที่ไม่ได้ปรับจูน

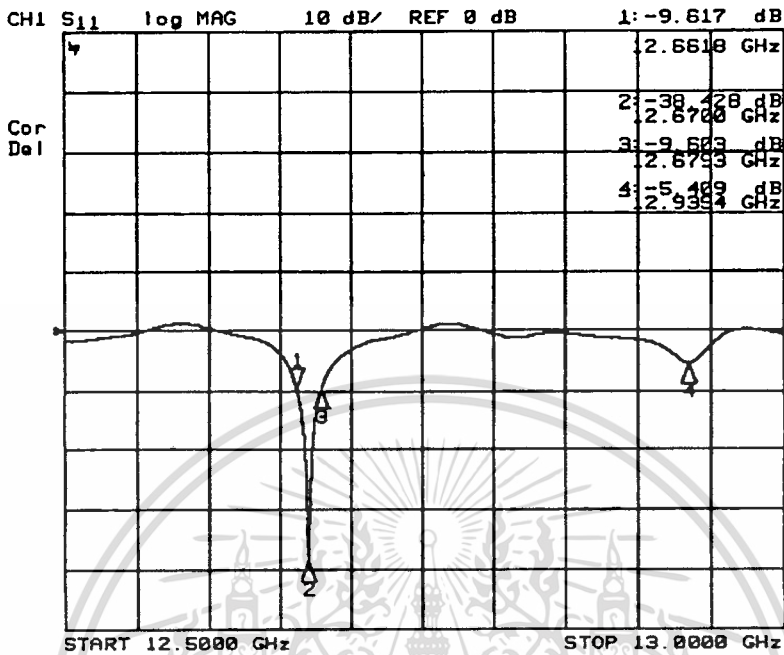
ภาพที่ 32ข



แสดงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศกรณีที่ไม่ได้ปรับจูน

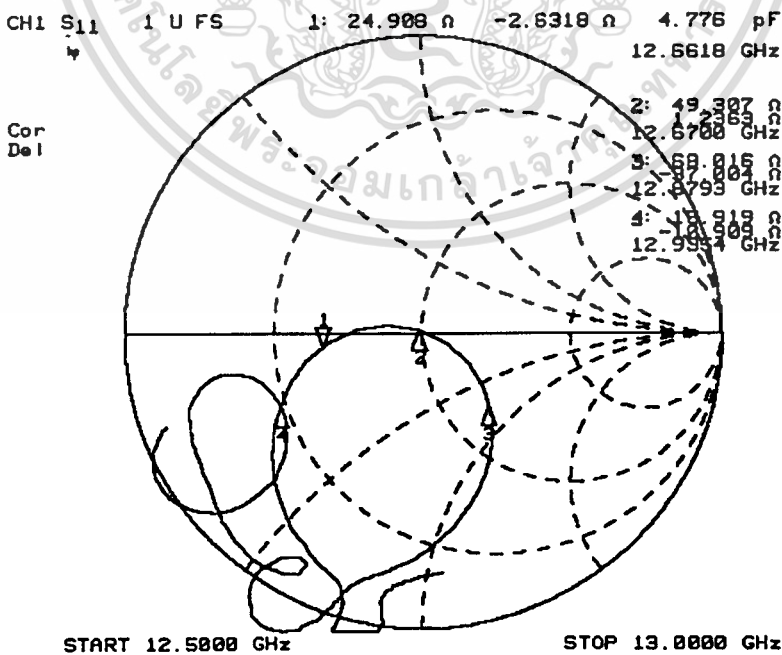
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 33ก



แสดงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศกรณิที่ปรับจูนด้วยสลับเดี่ยว

ภาพที่ 33ข



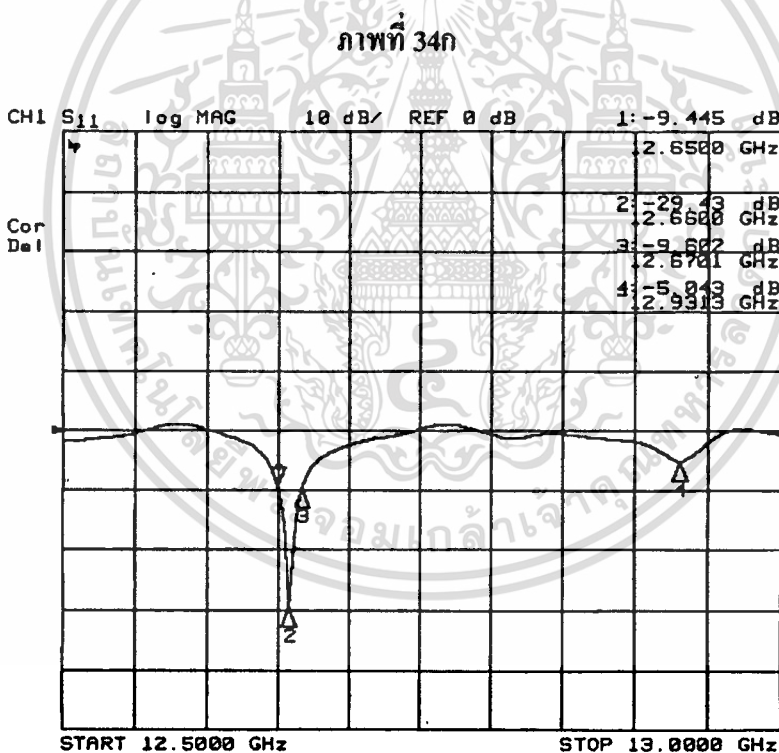
แสดงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศกรณิที่ปรับจูนด้วยสลับเดี่ยว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่นหลัก ณ ตำแหน่งที่สนามไฟฟ้าแรงที่สุด (ห่างจากแผ่นปิดปลายท่อนำคลื่นหลักเป็นระยะทาง $(2n+1)\lambda_g/4$ $n = 0,1,2,\dots$ แต่ต้องอยู่นอกบริเวณของร่องป้อนสัญญาณ) ซึ่งได้ผลดังภาพที่ 33ก และ 33ข

2.3 กรณีที่ปรับจูนด้วยสตัปคู่ (Double-Stub Tuner)

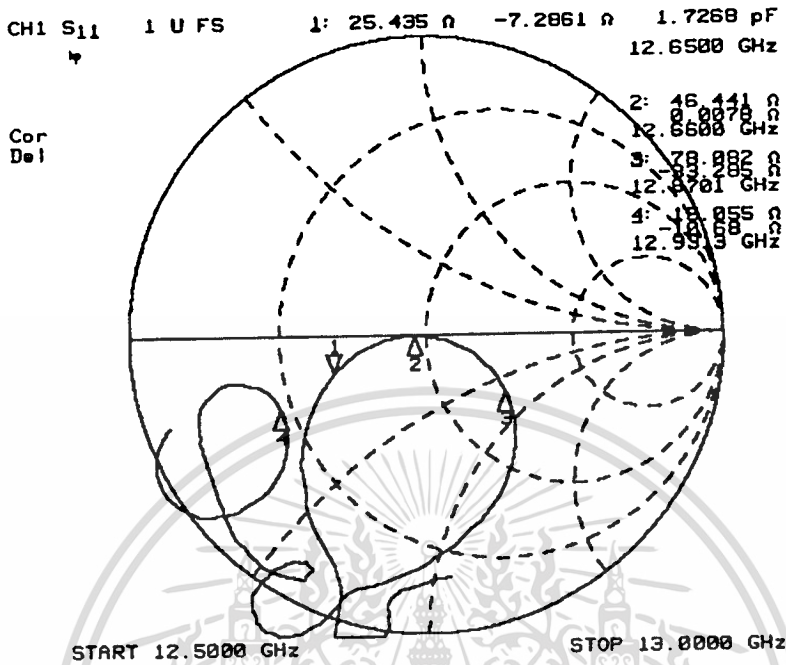
และจากภาพที่ 33ก จะเห็นว่าถึงแม้ว่าสตัปเดี่ยวจะจูนให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับมีค่าต่ำมากได้ก็ความถี่ใกล้เคียงกับที่ออกแบบแต่ก็ยังไม่สามารถเลื่อนความถี่เรโซแนนท์ไปที่ความถี่ออกแบบได้ จึงต้องเพิ่มสตัปเพื่อปรับเลื่อนความถี่อีกตัวหนึ่งจึงกลายเป็นสตัปคู่ โดยสตัปตัวที่สองจะอยู่ห่างจากสตัปตัวแรกเป็นระยะ $\lambda_g/8$ ไปทางแผ่นปิดปลายท่อน และได้ผลการทดสอบดังภาพที่ 34ก 34ข และ 34ค ตามลำดับ



แสดงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศกรณีที่ปรับจูนด้วยสตัปคู่

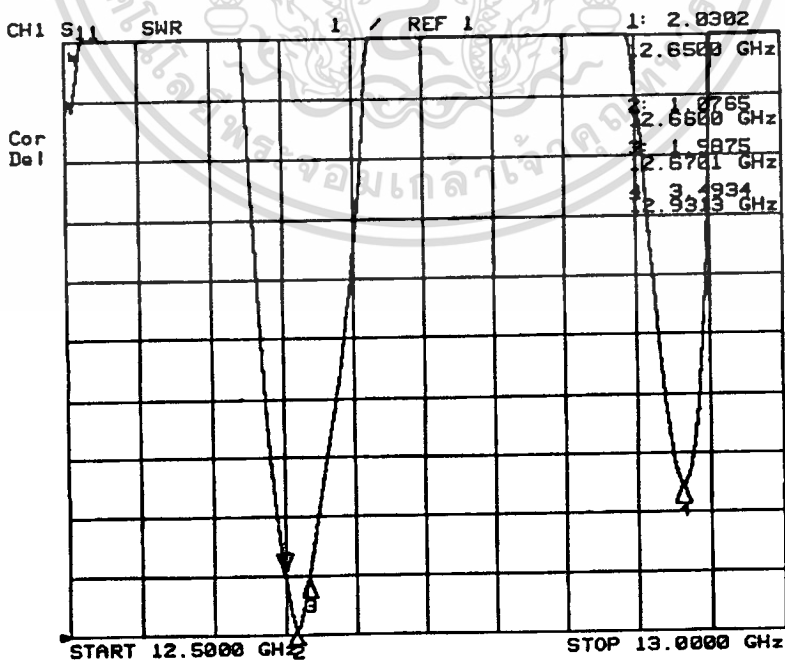
จากผลการทดสอบในภาพที่ 34ค จะได้ความกว้างแถบความถี่ของสายอากาศ 20 MHz ที่อัตราส่วนคลื่นนิ่งไม่เกิน 2:1 ($SWR \leq 2:1$)

ภาพที่ 34ข



แสดงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ปรับจูนด้วยสลับคู่

ภาพที่ 34ค



แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศที่ปรับจูนด้วยสลับคู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3 การทดสอบรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern)

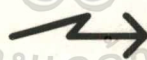
การจัดวางเครื่องมือและอุปกรณ์ต่างๆเพื่อทดสอบรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแสดงดังภาพที่ 35 ซึ่งได้ทดสอบบริเวณคาเฟ่ตึกสำนักวิจัยและบริการคอมพิวเตอร์ สจล. โดยในภาพที่ 35 ได้แสดงภาคส่งซึ่งจะประกอบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายรุ่น HP8720C ทำหน้าที่เป็นตัวกำเนิดสัญญาณไมโครเวฟซึ่งจะตั้งให้ทำงานที่โหมดส่งคลื่นต่อเนื่อง (Continuous Wave : CW) มีกำลังส่ง 10 dB_m (10 mW) สายอากาศส่งเป็นสายอากาศปากแตรถูกฟูก (Corrugated Horn) ส่วนภาครับดังภาพ 35 ข จะประกอบด้วยสายอากาศทดสอบติดตั้งอยู่บนแท่นหมุน (Turn Table) ซึ่งจะมีตัวควบคุมการหมุน(ไม่ได้แสดงในภาพ) อยู่ในตัวอาคารชั้นถัดลงไป ตัวสายอากาศทดสอบจะต่อกับ LNB (Low Noise Blockdown Converter) เพื่อแปลงความถี่ไมโครเวฟที่รับได้ลงสู่ย่านแอล (L-Band : 1-2 GHz) และขยายความแรงของสัญญาณด้วย เนื่องจากระยะทางจากสายอากาศทดสอบไปยังเครื่องรับต้องใช้สายนำสัญญาณยาวถึง 10 m ดังนั้นถ้าส่งผ่านสัญญาณที่ความถี่ไมโครเวฟเลยจะมีการสูญเสียในสายส่งมาก จึงต้องแปลงความถี่ลงเพื่อลดการสูญเสียในสายส่ง

ภาพที่ 35



ก)

38 m



ข)

แสดงการจัดวางเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทดสอบรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

โดย ก) แสดงภาคส่งสัญญาณ และ ข) แสดงภาครับสัญญาณและสายอากาศทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการที่จะให้ LNB ทำงานต้องมีไฟกระแสดตรง 18 โวลต์ไปเลี้ยง จึงต้องมีตัวป้อนไฟเลี้ยง (ไม่ได้แสดงในภาพ) ย้อนกลับเข้าไปในสายส่ง แต่สัญญาณที่จะเข้าเครื่องรับจะต้องมีเฉพาะสัญญาณย่านแอล (ห้ามไฟกระแสดตรงเข้าเค็ดขาด) จึงต้องมีวงจรกันไฟกระแสดตรง (D.C.Cutter ไม่ได้แสดงในภาพ) ไม่ให้เข้าเครื่องรับซึ่งเป็นเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analyzer ไม่ได้แสดงในภาพ) รุ่น HP8566B

การจัดวางวิธีทดสอบในภาพที่ 35ก นั้นสายอากาศส่งมีโพลาริเซชันในแนวตั้ง (Vertical Polarization) ส่วนสายอากาศรับในภาพ 35ข มีโพลาริเซชันในแนวนอน (Horizontal Polarization) ซึ่งในการทดสอบจริงจะต้องปรับโพลาริเซชันของสายอากาศทั้ง 2 ให้ตรงกันเสียก่อนจึงจะเริ่มทำการทดสอบได้

ในการหาสนามระยะไกล (Far Field : R) ของสายอากาศเพื่อหาระยะทดสอบ (Test Range) ที่เหมาะสม จะหาจาก [17]

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda_0} \quad (6.1)$$

เมื่อ D คือ มิติที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศ

λ_0 คือ ความยาวคลื่นในอากาศที่ความถี่ 12.66 GHz

สนามระยะไกลของสายอากาศปากแตรลูกฟูก $R_c \geq 0.64 \text{ m}$ เมื่อ $D_c = 87 \text{ mm}$

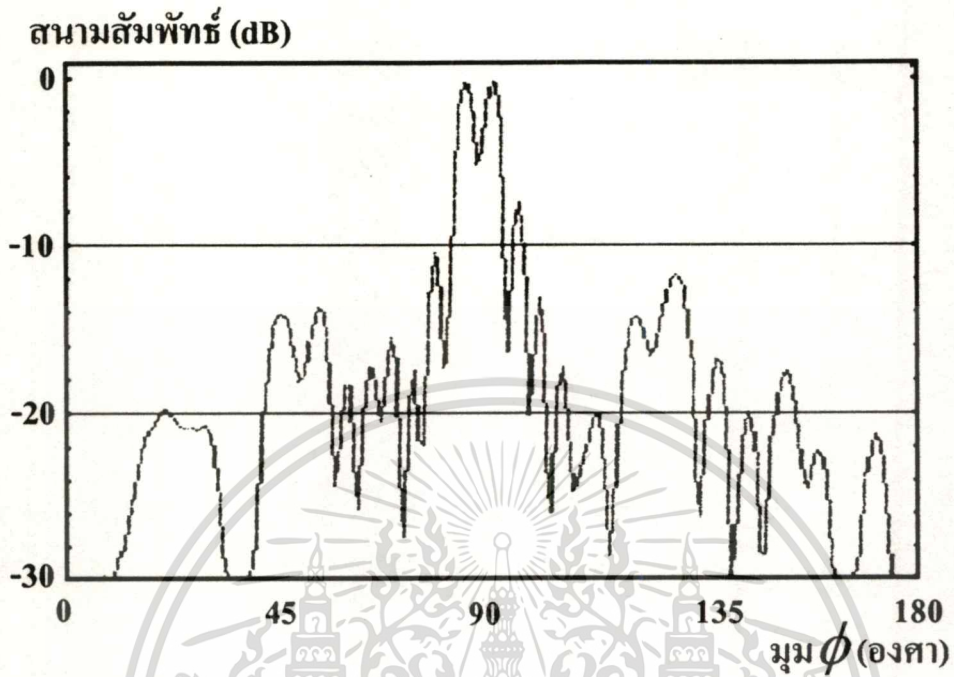
สนามระยะไกลของสายอากาศทดสอบ $R_s \geq 14.2 \text{ m}$ เมื่อ $D_s = 410 \text{ mm}$

(มิติที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศทดสอบ (D_s) วัดในแนวขนานมุม)

ระยะทดสอบที่น้อยที่สุดที่จะสามารถทำการทดสอบได้ Minimum Test Range ก็คือ สนามระยะไกลที่มีค่ามากที่สุดของสายอากาศส่งหรือรับตัวใดตัวหนึ่ง ซึ่งในที่นี้ก็คือระยะ 14.2 m

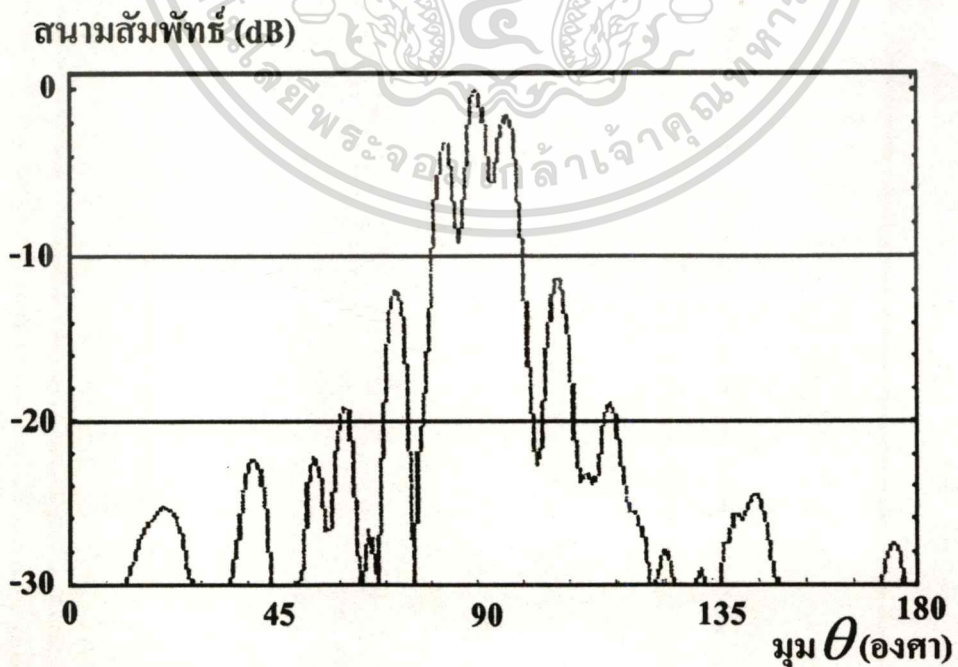
ในการทดสอบนี้ใช้ระยะทดสอบ 38 m และอ่านค่าความแรงสัญญาณที่รับได้ทุกๆ 1° เพื่อนำไปพล็อตกราฟซึ่งจะแสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 12.56, 12.61, 12.66, 12.71, 12.76, 12.86, 12.96 GHz ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า และในระนาบสนามแม่เหล็ก ในระนาบสนามไฟฟ้าจะเพิ่มการแสดงผลการทดสอบที่ความถี่ 13.01 GHz ด้วย และที่ความถี่ออกแบบคือ 12.66 GHz จะแสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากการคำนวณเปรียบเทียบกับผลการทดสอบด้วย

ภาพที่ 36ก



แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 12.56 GHz

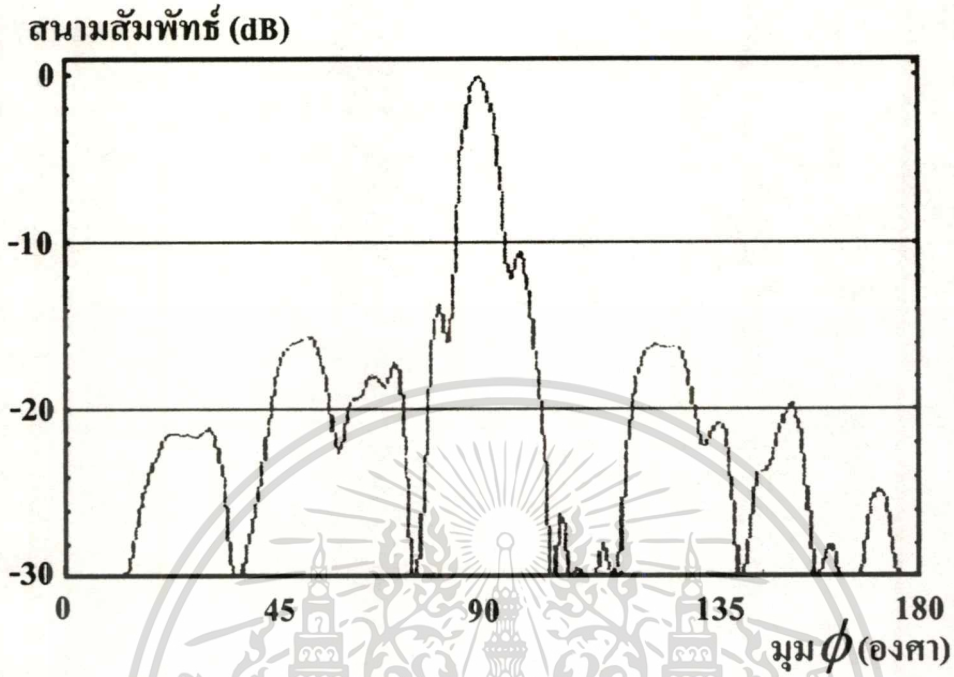
ภาพที่ 36ข



แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 12.56 GHz

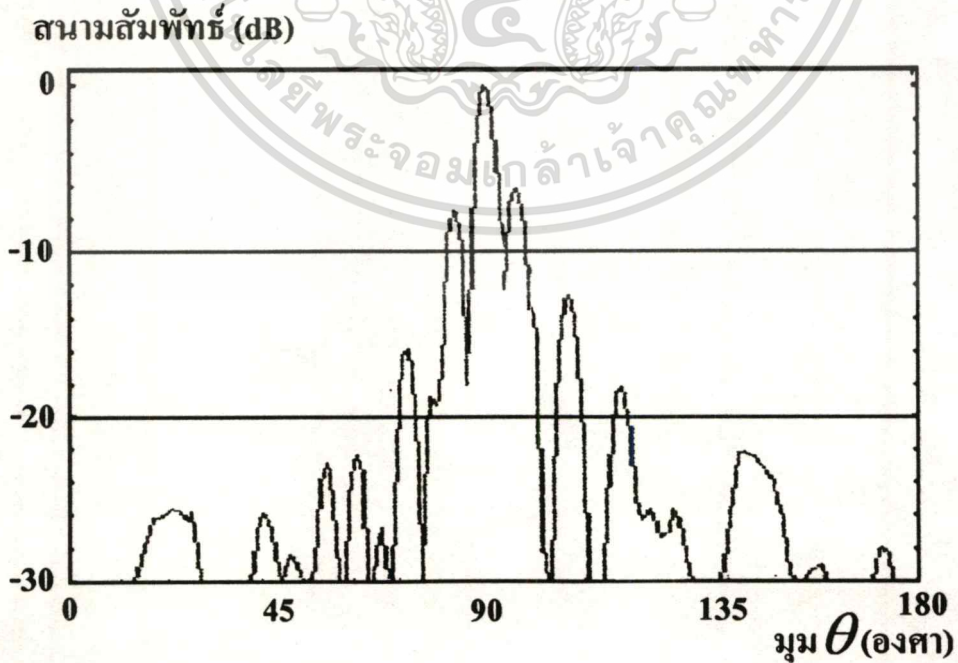
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 37ก



แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 12.61 GHz

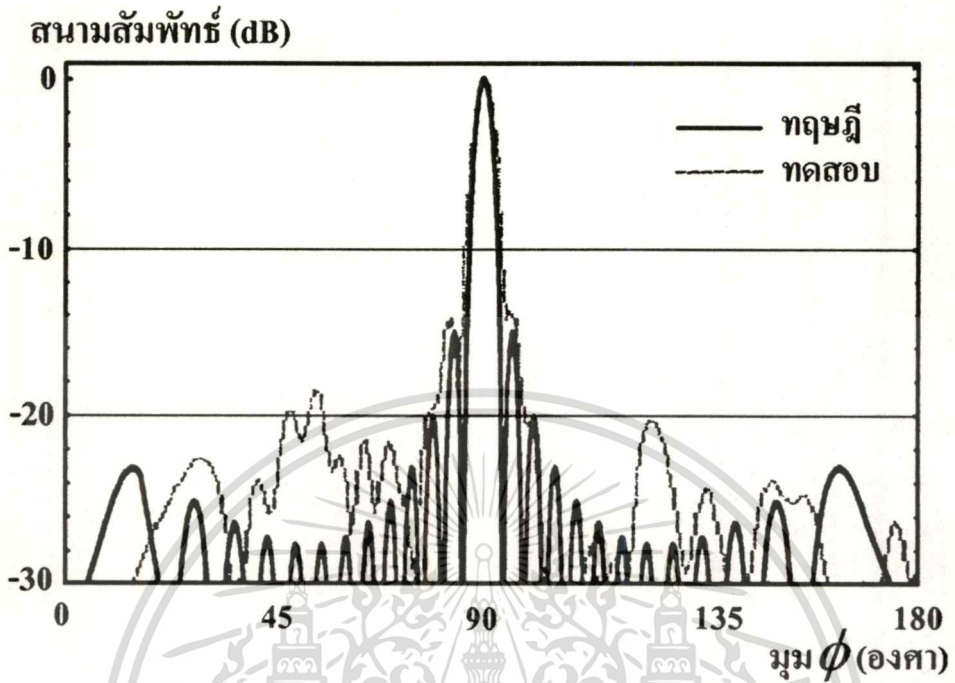
ภาพที่ 37ข



แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 12.61 GHz

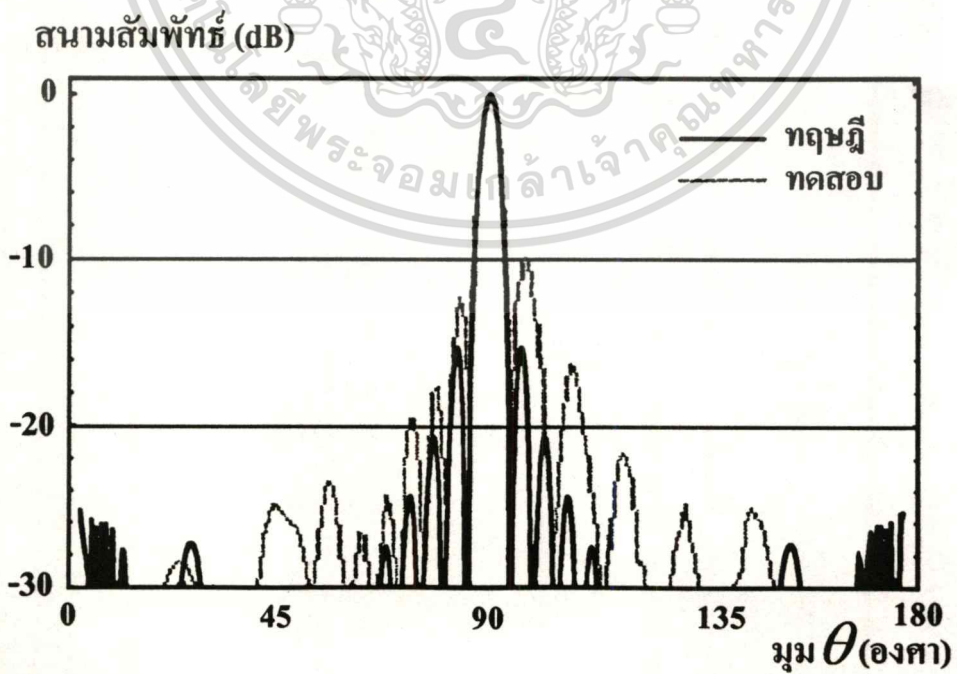
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 38ก



แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 12.66 GHz

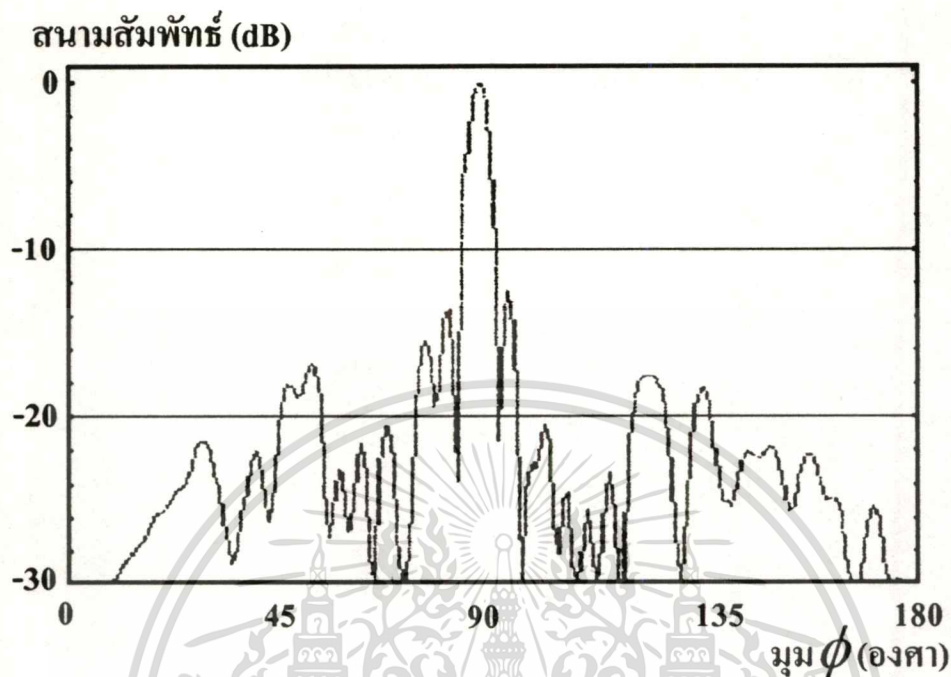
ภาพที่ 38ข



แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 12.66 GHz

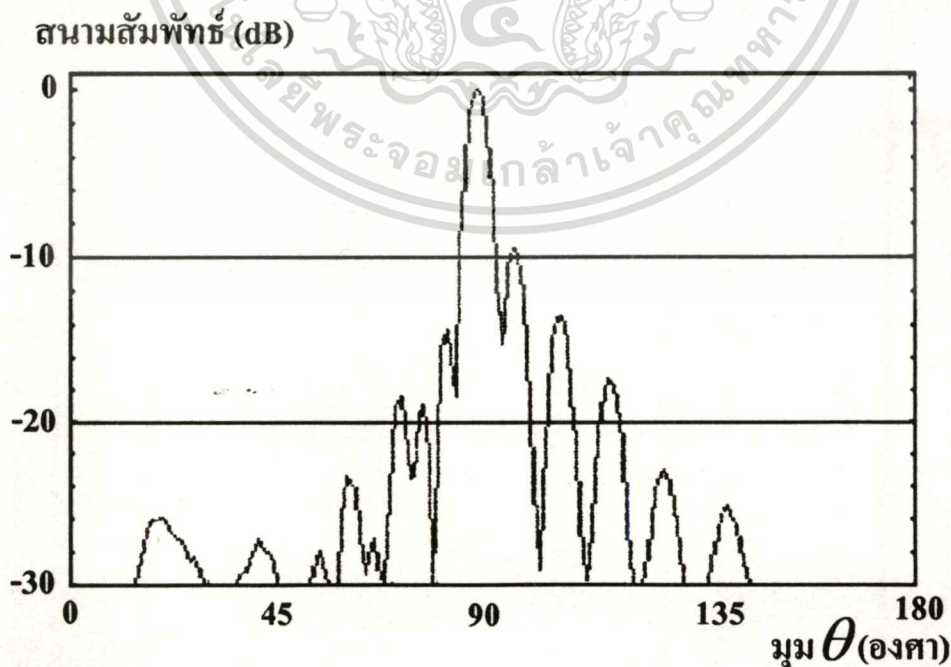
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 39ก



แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 12.71 GHz

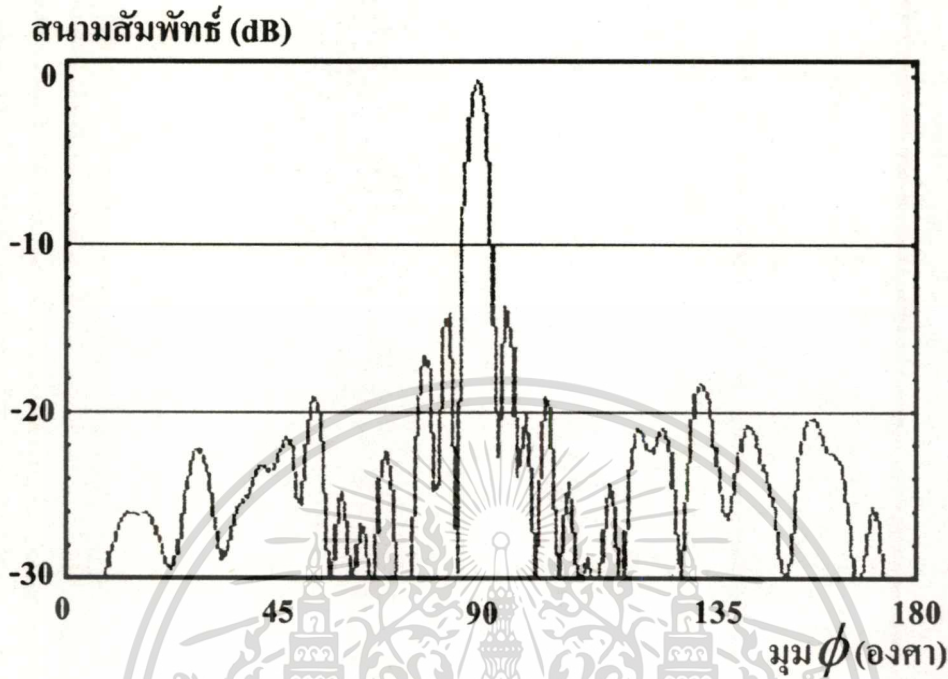
ภาพที่ 39ข



แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 12.71 GHz

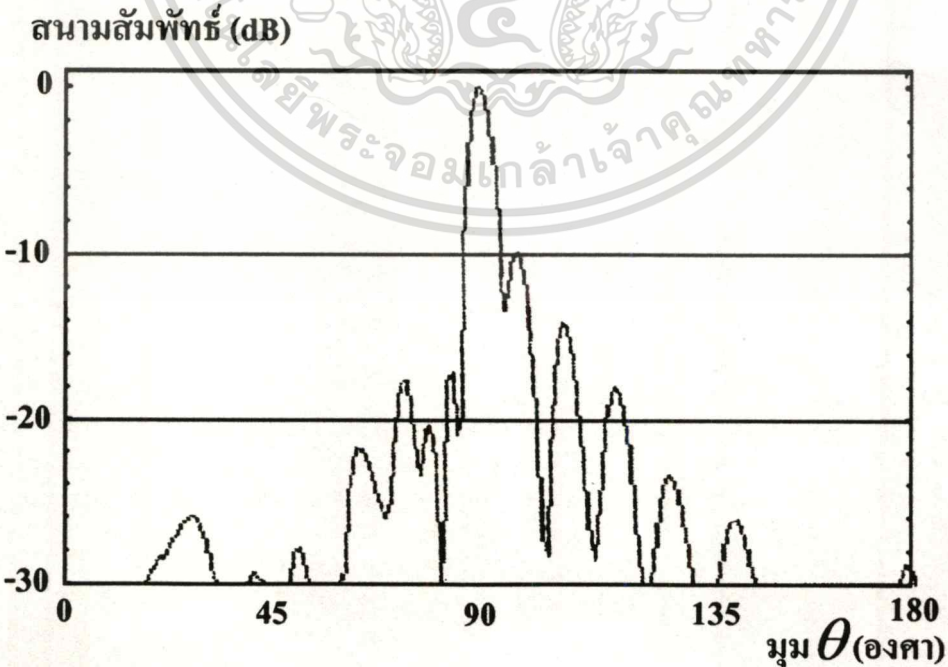
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 40ก



แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 12.76 GHz

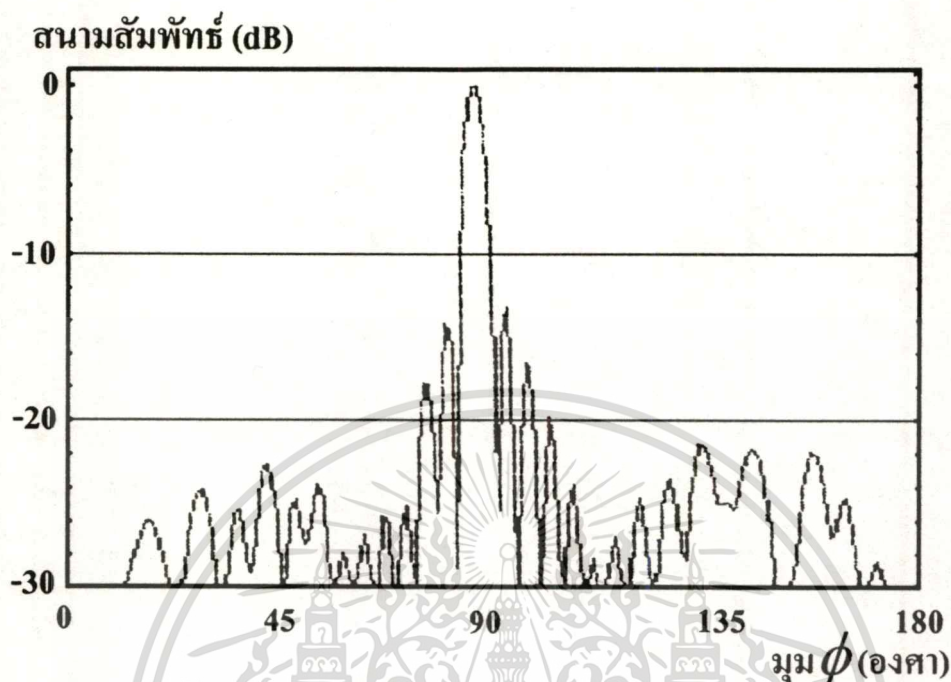
ภาพที่ 40ข



แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 12.76 GHz

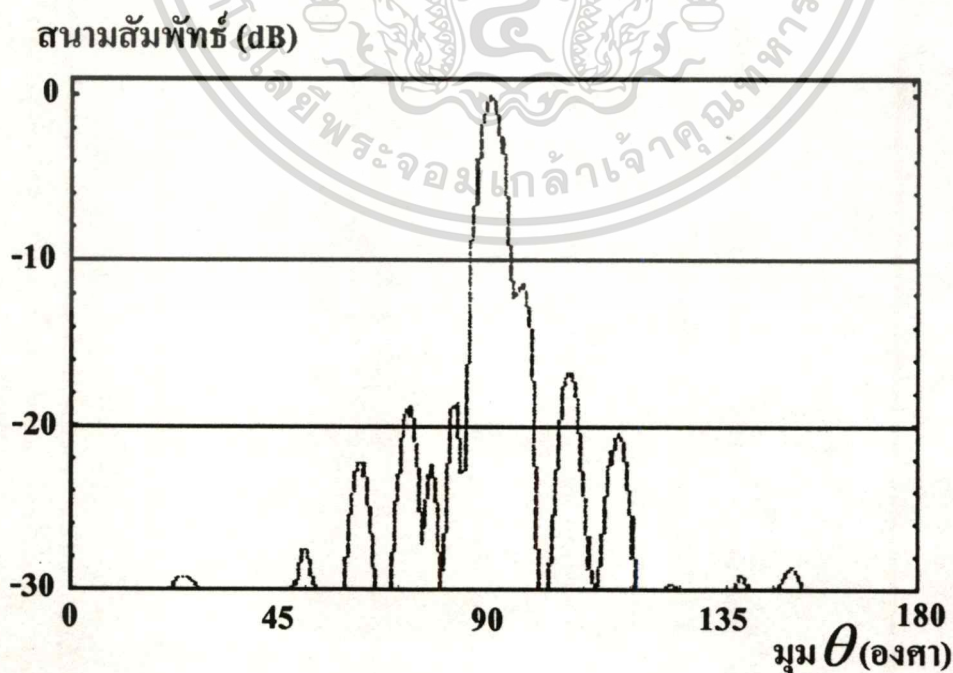
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 41ก



แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 12.86 GHz

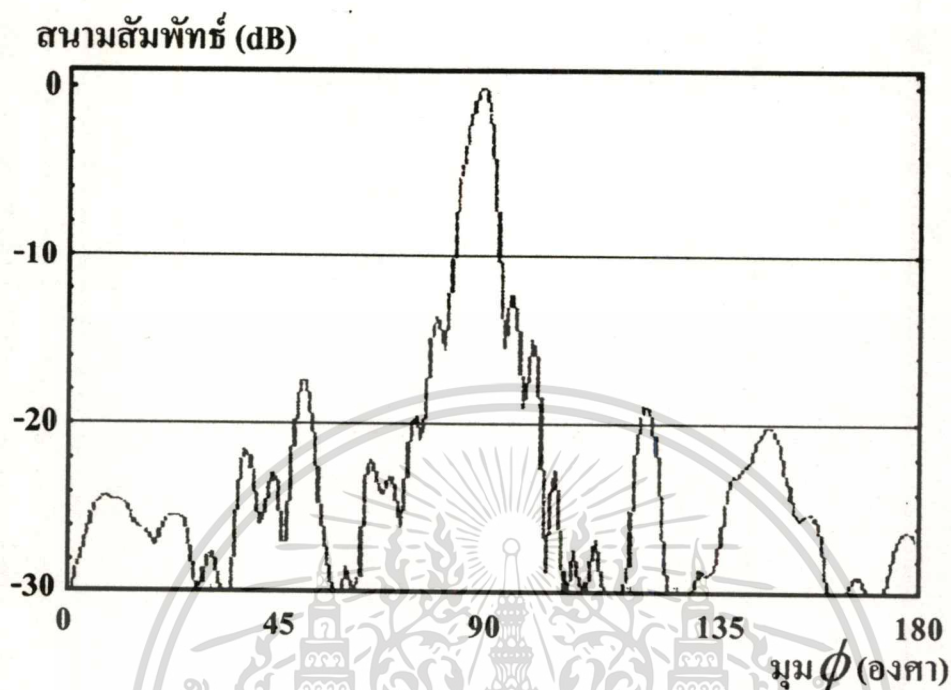
ภาพที่ 41ข



แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 12.86 GHz

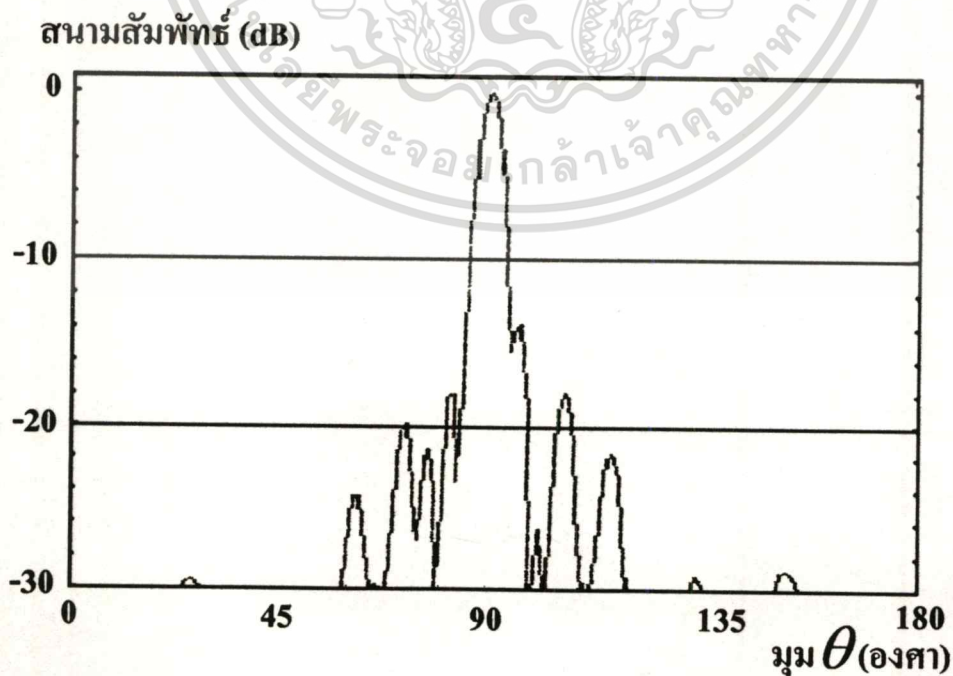
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 42ก



แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 12.96 GHz

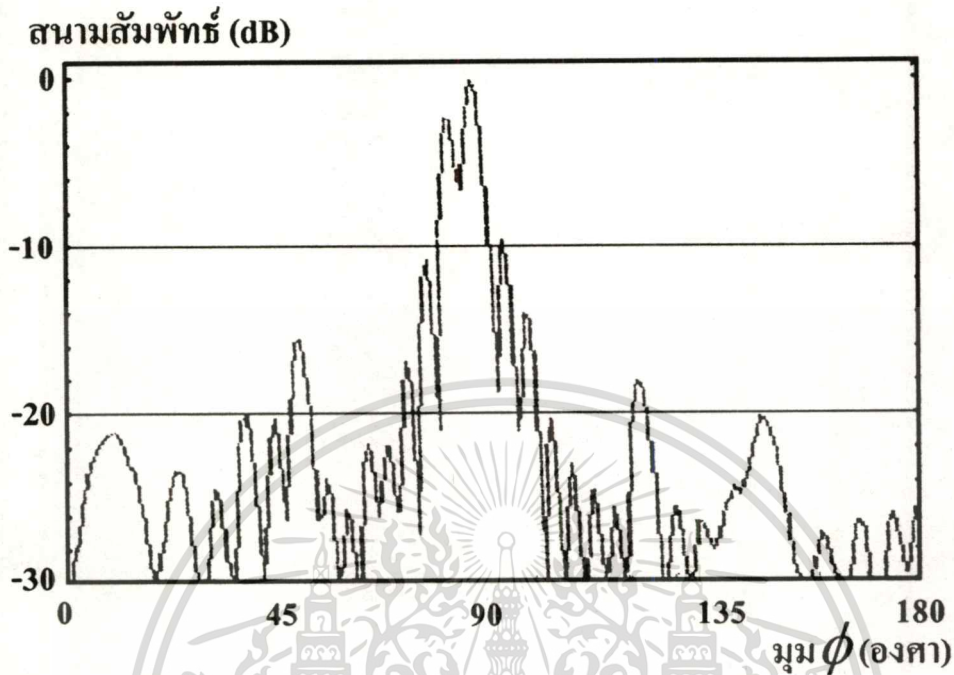
ภาพที่ 42ข



แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 12.96 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 43



แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 13.01 GHz

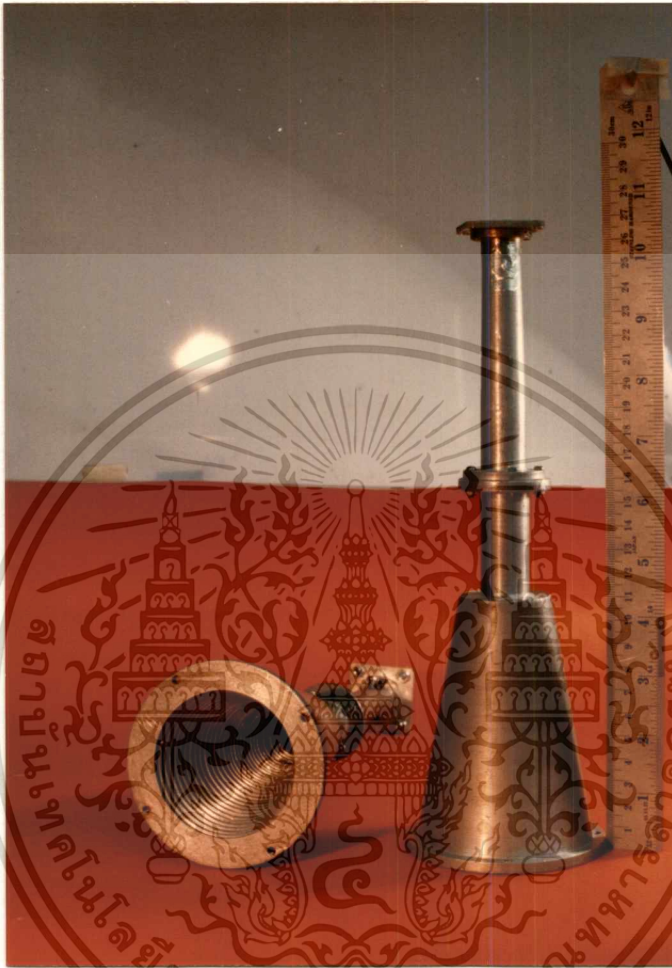
4 การทดสอบค่าทวีกำลัง (Gain)

สิ่งที่สำคัญในการทดสอบค่าทวีกำลังของสายอากาศทดสอบก็คือจะต้องมีสายอากาศมาตรฐานที่ทราบค่าทวีกำลังที่ความถี่ทดสอบ แต่ในการทดสอบค่าทวีกำลังนี้ไม่สามารถจะหาสายอากาศมาตรฐานที่ความถี่ 12.66 GHz หรือใกล้เคียงได้ จึงได้พยายามหาสายอากาศที่ทราบค่าทวีกำลังเพื่อเป็นตัวอ้างอิง และในที่นี้ได้เลือกสายอากาศปากแตรถูกฟูก ดังภาพที่ 44 ซึ่งในการหาค่าทวีกำลังของสายอากาศปากแตรถูกฟูกที่ความถี่ 12.66 GHz จะใช้ทั้งวิธีคำนวณ [3] จากขนาดของสายอากาศ ซึ่งได้ค่าทวีกำลัง 17.8 dB, และวิธีทดสอบเนื่องจากมีสายอากาศปากแตรถูกฟูกที่เหมือนกันทุกอย่าง (Identical) อยู่ 2 ตัว ดังนั้น จะสมมติว่าสายอากาศทั้ง 2 ตัวนี้มีค่าทวีกำลังเท่ากัน และจากผลการวัดตามวิธีการใน [23] แล้วนำมาคำนวณจะได้ค่าทวีกำลัง 18.0 dB, ซึ่งใกล้เคียงกับผลการคำนวณเพียงอย่างเดียวมาก ดังนั้นจะสรุปว่าค่าทวีกำลังของสายอากาศปากแตรถูกฟูกที่ความถี่ 12.66 GHz จะมีค่าประมาณ 18 dB,

ในการทดสอบค่าทวีกำลังของสายอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่องจะมีการจัดวางวิธีการทดสอบเหมือนกับการทดสอบรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในหัวข้อที่ 3 โดยจัดให้สายอากาศส่งและสายอากาศรับมีโพลาไรเซชันที่ตรงกัน เพียงแต่หลังจากที่ได้อ่านค่าสัญญาณ (P_{test}) ที่รับได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 44



แสดงสายอากาศปากแตรถูกฟูกที่นำมาเป็นสายอากาศอ้างอิง

สายอากาศทดสอบที่ตำแหน่งลำคลื่นหลักแล้ว ก็จะนำสายอากาศอ้างอิงไปแทนที่สายอากาศทดสอบแล้วอ่านค่าสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศอ้างอิง (P_{ref}) ที่ตำแหน่งลำคลื่นหลักเช่นกัน จากนั้นก็จะคำนวณค่าทวีกำลังของสายอากาศทดสอบ (G_{test}) ได้จาก

$$G_{test}(dB_i) = P_{test}(dB_m) - P_{ref}(dB_m) + G_{ref}(dB_i) \quad (6.2)$$

เมื่อ G_{ref} คือค่าทวีกำลังของสายอากาศอ้างอิง ในที่นี้เท่ากับ 18 dB_i สำหรับสายอากาศปากแตรถูกฟูกจากการทดสอบตามวิธีการที่กล่าวมา สายอากาศแฉกตัวปรับแบบร่อนบนผนังท่อนำคลื่นจะมีค่าทวีกำลัง 28 dB_i

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากค่าทวิกำลังของสายอากาศจะสามารถนำไปคำนวณค่าประสิทธิภาพอะเพอร์เจอร์ (Aperture Efficiency: e_{ap}) ของสายอากาศทดสอบได้ดังนี้

$$e_{ap} = \frac{A_e}{A_p} \quad (6.3)$$

โดยที่ A_p คืออะเพอร์เจอร์กายภาพ (Physical Aperture) ของสายอากาศทดสอบซึ่งมีขนาด

$$272 \text{ mm} \times 305 \text{ mm} = 83 \times 10^{-3} \text{ m}^2$$

A_e คืออะเพอร์เจอร์ประสิทธิภาพ (Effective Aperture) ของสายอากาศทดสอบซึ่งหาจาก

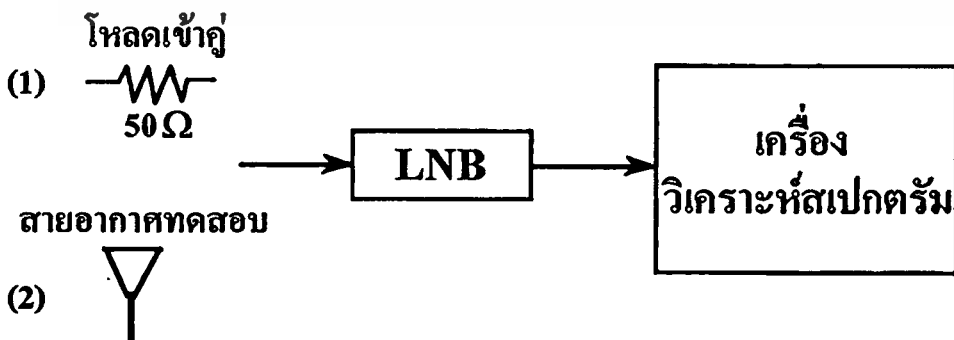
$$A_e = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} G_{test} \quad (6.4)$$

เมื่อแทนค่าทวิกำลัง $G_{test} = 631$ (ในสเกลเชิงเส้น) และความยาวคลื่นในอากาศที่ความถี่ 12.66 GHz จะได้อะเพอร์เจอร์ประสิทธิภาพ $A_e = 28 \times 10^{-3} \text{ m}^2$ ซึ่งเมื่อนำไปแทนใน (6.3) ก็จะได้ประสิทธิภาพอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่นมีค่า $e_{ap} = 30\%$

5 การทดสอบอุณหภูมิของสายอากาศ (Antenna temperature)

ในความหมายของอุณหภูมิของสายอากาศคืออุณหภูมิสัญญาณรบกวนประสิทธิภาพของความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ (Effective Noise Temperature of The Antenna Radiation Resistance : T_A) วิธีการทดสอบอุณหภูมิของสายอากาศจะจัดวางเครื่องมือในลักษณะดังภาพที่ 45 ตามวิธีการของ [24]

ภาพที่ 45



แสดงการจัดวางเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทดสอบอุณหภูมิของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวัดอุณหภูมิของสายอากาศคือการวัดระดับกำลังงานเอาต์พุตของสายอากาศขณะที่เล็ง
ลำคลื่นหลักไปยังท้องฟ้า เทียบกับกำลังงานขณะที่ต่อด้วยโหลดเข้าคู่

ขั้นตอนการหาอุณหภูมิสายอากาศจะเริ่มจาก หาอุณหภูมิสัญญาณรบกวนของ LNB (T_{LNB})
โดย

$$T_{LNB} = T_0(F - 1) \quad (6.5)$$

เมื่อ T_0 คือ อุณหภูมิของสภาพแวดล้อม (Ambient Temperature) มีค่า $T_0 = 313$ K

F คือ ตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise Figure) ของ LNB ที่ใช้ในการทดสอบมีค่า $F = 1.35$ (1.3dB)
หลังจากแทนค่า T_0 และ F ลงใน (6.5) ก็จะได้ $T_{LNB} = 109.6$ K ลำดับต่อไปจะหาอุณหภูมิของสาย-
อากาศจาก

$$T_A = \frac{P_{test}}{P_{Load}} (T_{sys} - T_{Load}) + T_{sys} \quad (6.6)$$

โดยที่ $T_{sys} = T_{LNB}$ เนื่องจากสายอากาศต่อตรงกับ LNB (ไม่มีการสูญเสียระหว่างสายอากาศกับ LNB)

T_{Load} คืออุณหภูมิของโหลดเข้าคู่ มีค่า $T_{Load} = 298$ K

P_{Load} คือระดับกำลังสัญญาณรบกวนที่ความถี่ 12.66 GHz ที่เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมรุ่น
HP8566B อ่านได้ขณะที่ LNB ต่อกับโหลดเข้าคู่ในกรณี (1) ดังภาพที่ 6.15 ซึ่งมีค่า

$$P_{Load} = -74 \text{ dB}_m$$

P_{test} คือระดับกำลังสัญญาณรบกวนที่ความถี่ 12.66 GHz ที่เครื่องวิเคราะห์ความถี่อ่านได้ขณะที่
ที่ LNB ต่อกับสายอากาศทดสอบในกรณี (2) ดังภาพที่ 45 และเล็งลำคลื่นหลักไปยัง
ท้องฟ้าที่ตำแหน่งมุมเงย (Elevation Angle) 60° มุมกวาด (Azimuth Angle) 210° ทิศตาม
เข็มนาฬิกาจากทิศเหนือการทดสอบได้กระทำเมื่อวันที่ 26 พฤศจิกายน 2539 เวลา 15.00น.
สภาพท้องฟ้าแจ่มใส ไม่มีเมฆ แสงแดดแรงมาก อุณหภูมิท่ามกลางแสงแดด 40°C ซึ่ง
ระดับกำลังสัญญาณรบกวนที่อ่านได้มีค่า $P_{test} = -72.4 \text{ dB}_m$

เมื่อทราบค่าพารามิเตอร์ต่างๆแล้วก็นำไปแทนใน (6.6) ซึ่งจะได้อุณหภูมิของสายอากาศแถวลำดับ-
ระนาบแบบร่องบนผนังที่อ่านได้ดังนี้

$$T_A = 530 \text{ K} \quad (6.7)$$

กำลังงานของสัญญาณรบกวน (Noise Power : P_N) ที่สายอากาศรับได้ตลอดแถบความถี่
 Δf (Hz) คำนวณได้จาก

$$P_A = kT_A\Delta f \quad (6.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ k คือค่าคงที่ของโบลต์ซมานน์ (Boltzmann's Constant 1.38×10^{-23} J/K), $\Delta f = 20 \times 10^6$ Hz

หลังจากแทนค่าพารามิเตอร์ลงใน (6.8) จะได้ $P_A = 1.46 \times 10^{-13}$ W

จากนี้จะสามารถคำนวณค่าตัวเลขคุณภาพ (Figure of Merit : G/T) ของสายอากาศทดสอบได้โดยค่าทวิกำลังจากหัวข้อ 4 กับอุณหภูมิสายอากาศทดสอบซึ่งจะได้เป็น

$$G/T = 0.76 \text{ dB/K} \quad (6.9)$$

6 สรุป

สายอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่นขนาด 16 ร่อง $\times$ 16 ร่อง ที่สร้างขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำไปทดสอบคุณสมบัติที่สำคัญ 4 คุณสมบัติคือ

1. ความถี่เรโซแนนซ์ซึ่งได้แสดงผลการทดลองใน 3 รูปแบบคือ ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ อิมพีแดนซ์ และอัตราส่วนคลื่นนิ่งตลอดย่านความถี่ 12.50-13.00 GHz จากการทดสอบได้แสดงให้เห็นว่าจำเป็นต้องใช้สวิตช์เพื่อที่จะปรับจูนความถี่ให้เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 12.66 GHz ให้ค่าอิมพีแดนซ์ $46.4 + j0 \Omega$ อัตราส่วนคลื่นนิ่ง 1.08:1 และให้ความกว้างแถบความถี่ 20 MHz ที่อัตราส่วนคลื่นนิ่งไม่เกิน 2:1

2. รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กได้นำเสนอตั้งแต่ความถี่ 12.56-13.01 GHz ซึ่งจะเห็นว่ารูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของลำคลื่นหลักที่ความถี่ออกแบบ 12.66 GHz จะซ้อนทับพอดีกับผลจากการคำนวณ คือให้ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง 4.4° ในระนาบสนามไฟฟ้า และ 4.0° ในระนาบสนามแม่เหล็ก แต่ในระนาบสนามแม่เหล็กจะมีระดับของพูข้างสูงกว่าที่คำนวณไว้มาก ส่วนรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในช่วงระหว่างความถี่ 12.56 GHz และ 13.01 GHz นั้นรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจะเสียรูปคือกลายเป็นลักษณะของแบบรูปสัญญาณแตกต่าง (Difference Pattern)

3. ค่าทวิกำลัง ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้สายอากาศปากแตรถูกผูกเป็นสายอากาศอ้างอิง และจากการทดสอบค่าทวิกำลังของสายอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น โดยเทียบกับสายอากาศปากแตรถูกผูก จะได้ค่าทวิกำลัง 28 dB และมีประสิทธิภาพอะพอร์เจอร์ 30%

4. อุณหภูมิสายอากาศ จากการทดสอบจะได้อุณหภูมิสายอากาศ 530 K และตัวเลขคุณภาพ 0.76 dB/K ภายใต้สถานการณ์การทดสอบตามที่ได้อธิบายในหัวข้อ 5 ซึ่งถ้าหุมนสายอากาศไปในทิศทางอื่น หรือสภาพแวดล้อมที่เปลี่ยนไป อุณหภูมิของสายอากาศที่วัดได้ก็จะมีค่าเปลี่ยนไป

ในการวิเคราะห์ผลการทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศจะแสดงในบทสรุปผลการวิจัย

และข้อเสนอแนะ เป็นลำดับสุดท้าย

บทที่ 7

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อ-นำคลื่นสี่เหลี่ยม ขนาด 16 ร่อง คูณ 16 ร่อง ที่ความถี่ 12.66 GHz มีโพลาริเซชันแบบเชิงเส้น (จากภาพที่ 29 สายอากาศจะแพร่กระจายคลื่นในทิศทางตั้งฉากพุ่งออกจากหน้ากระดาษและมีโพลาริเซชันแบบเชิงเส้นในแนวนอนขนานกับไม้บรรทัดในภาพ) โดยเริ่มจากการวิเคราะห์คุณสมบัติของร่องเดี่ยวที่เจาะบนแผ่นตัวนำขนาดอนันต์ ในลักษณะเดียวกับการวิเคราะห์ไดโพล จากนั้นจะได้ความสัมพันธ์ของ Booker ภายใต้พื้นฐานหลักการของ Babinet ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ ระหว่างคุณสมบัติของร่องกับคุณสมบัติของไดโพลอันจะเป็นประโยชน์อย่างมากในการคำนวณค่ามิวชวลแอดมิตแดนซ์ของร่อง ต่อจากนั้นก็ได้แสดงการวิเคราะห์คุณสมบัติของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมที่ส่งผ่านคลื่นโหมด TE_{10} ซึ่งท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมนี้เป็นทั้งตัวป้อนสัญญาณให้แก่ร่องและเป็นโครงสร้างพื้นฐานของตัวสายอากาศแบบร่องเองด้วย แล้วก็แสดงการวิเคราะห์ร่องตามยาวที่เจาะบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมภายใต้แนวคิดของค่าเอกทิฟแอดมิตแดนซ์ซึ่งก็คือ นำผลของค่ามิวชวลคัปปลิง (ซึ่งคำนวณจากมิวชวลแอดมิตแดนซ์) เข้าร่วมในการคำนวณด้วย และก็จะได้สมการหลักที่ใช้ในการออกแบบแถวลำดับระนาบแบบเรโซแนนซ์ของร่องที่แพร่กระจายคลื่นบนผนัง-ท่อนำคลื่นสาขาในการออกแบบได้กำหนดให้มีท่อนำคลื่น 16 สาขา แต่ละสาขามี 16 ร่อง ลำดับถัดจากนั้นแสดงการวิเคราะห์ระบบป้อนสัญญาณให้ท่อนำคลื่นสาขาด้วยร่องเอียงบนผนังด้านกว้างของท่อนำคลื่นหลักในลักษณะของแถวลำดับแบบเรโซแนนซ์เช่นกัน

จากวิธีการออกแบบที่วิเคราะห์ได้มา ก็จะนำมาใช้ออกแบบเพื่อคำนวณหาขนาดและตำแหน่งของแต่ละร่องในแถวลำดับระนาบโดยกำหนดให้การกระจายของสัญญาณที่ป้อนให้แก่ร่องเป็นแบบสม่ำเสมอ ซึ่งก็จะได้ผลดังตารางที่ 1-8 จากนั้นก็นำข้อมูลในตารางไปสร้างสายอากาศในการเจาะร่องเพื่อให้เป็นตัวแพร่กระจายคลื่นนั้นจะเจาะได้ร่องที่มีปลายกลม แต่ขนาดของร่องที่คำนวณได้เป็นขนาดของร่องที่มีปลายสี่เหลี่ยมตามข้อกำหนดตั้งต้นในการวิเคราะห์ ดังนั้นจึงต้องชดเชยความยาวของร่องปลายกลมภายใต้สมมติฐานที่ให้ร่องทั้งสองแบบมีพื้นที่เท่ากัน

1 ข้อจำกัดในการสร้างสายอากาศ

หลังจากที่ได้ผลการออกแบบสายอากาศ ในขั้นตอนถัดไปซึ่งมีความสำคัญไม่น้อยกว่าการคำนวณออกแบบ ก็คือการสร้างชิ้นงานเพราะถึงแม้ว่าการคำนวณจะทำได้ดีหรือละเอียดเพียงใด แต่ถ้าวางสร้างชิ้นงานทำได้ไม่ดีแล้วการคำนวณที่ทำมาก็จะไม่มี ความหมายอะไรเลย ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงใช้เครื่องกัดที่ควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์ (Computer Numerically Control : CNC Milling Machine) ในการสร้างชิ้นงานทั้งหมดซึ่งเครื่องกัดนี้สามารถให้ความละเอียดได้ถึง $\pm 1 \mu\text{m}$ แต่ข้อจำกัดของความละเอียดจะไปสูญเสียที่การตั้งจุดศูนย์ (Zero Point) ของชิ้นงานเพื่อเป็นจุดอ้างอิง เพราะในทางปฏิบัติการตั้งจุดศูนย์ชิ้นงานจะต้องตั้งในระบบหัดถก (Manual) อีกปัจจัยหนึ่งที่ลดความละเอียดในการสร้างคือ ขนาดของดอกสว่านที่ใช้ เนื่องจากในการกัดชิ้นงานนั้นตัวดอกสว่านเองก็ต้องสึกหรอด้วยทำให้ขนาดของดอกสว่านค่อยๆ เปลี่ยนไปเมื่อใช้งานไปนานๆ และถึงแม้ว่าจะสามารถเจาะร่องได้แม่นยำก็ตาม แต่ในการประกอบท่อนำคลื่นสาขาเข้ากับท่อนำคลื่นหลักนั้นก็ยังมีความเสี่ยงที่จะทำให้สูญเสียความละเอียดในการสร้างได้อีก การประกอบท่อนำคลื่นนั้นมียูหลายวิธีด้วยกันกล่าวคือ

1. การเชื่อมทางความร้อน (Welding) ซึ่งแบ่งเป็นการเชื่อมด้วยเลเซอร์และการเชื่อมด้วยล่อเหล็กดรอว์ ซึ่งการเชื่อมแบบหลังจะเหมาะกับสายอากาศที่ทำด้วยเม็กนีเซียม
2. การบัดกรีทองเหลือง (Brazing) เป็นวิธีที่นิยมใช้กันโดยทั่วไป แต่วิธีนี้ก็มีข้อเสียคือมักจะมีสิ่งตกค้าง (ตัวเชื่อมประสาน) ภายในตัวสายอากาศหลังจากการบัดกรี เทคนิคการบัดกรีโดยไม่ต้องอาศัยตัวเชื่อมประสาน (Fluxless-Brazing Technique) สามารถทำได้ภายใต้บรรยากาศของก๊าซเฉื่อย
3. การล๊อคโดยวิธีขันน็อตยึดให้แน่น ซึ่งเป็นวิธีที่มีข้อจำกัดในการนำสายอากาศไปประยุกต์ใช้งาน เป็นวิธีที่ให้ความแม่นยำต่ำ และลดประสิทธิภาพของสายอากาศลงมากเมื่อเทียบกับสองวิธีข้างต้น

ในการประกอบสายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้วิธียึดด้วยกรอบเหล็กสี่เหลี่ยม (ดังแสดงในภาพที่ 29) เหตุที่ไม่ใช้การเชื่อมทางความร้อนเพราะอาจจะทำให้ชิ้นงานเสียรูปได้และอีกเหตุผลหนึ่งก็คือสามารถปรับปรุงท่อนำคลื่นหลักได้เพราะถ้าทำการเชื่อมทางความร้อนแล้วจะไม่สามารถปรับเปลี่ยนอะไรได้อีกเลย แต่การประกอบสายอากาศด้วยวิธีการยึดเช่นนี้มีผลให้ประสิทธิภาพของสายอากาศลดลงเพราะอาจจะมีจุดสัมผัสบางจุดที่ไม่แนบสนิทกันจริงๆ โดยเฉพาะที่แผ่นปิดปลายท่อนำคลื่นทั้งสองด้าน ซึ่งในทางคลื่นอาจจะเห็นว่าแผ่นปิดปลายบางส่วนไม่ได้ลัดวงจรจริงๆ และทำให้เฟสของคลื่นในท่อเปลี่ยนไปจากที่ได้ออกแบบไว้เป็นผลให้อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไม่สมพจน์ และมีแถบความถี่ที่แคบลงด้วย (ถึงแม้จะมีการใช้สตัคคอปปรับจูนช่วยอยู่ก็ตาม)

2 สรุปและวิจารณ์ผลการทดสอบสายอากาศ

2.1 การทดสอบความถี่เรโซแนนท์

จากการทดสอบจะได้ว่าสายอากาศสามารถให้ความถี่เรโซแนนท์ที่ 12.66 GHz หลังจากการปรับจูนด้วยสลับคู่และให้ความกว้างแถบความถี่ 20 MHz ที่อัตราส่วนคลื่นนิ่งไม่เกิน 2 : 1 สาเหตุที่สายอากาศที่ประกอบเสร็จไม่สามารถเรโซแนนท์ที่ความถี่ออกแบบได้ อาจเนื่องมาจากวิธีการประกอบสายอากาศ ดังที่ได้กล่าวในข้อจำกัดในการสร้างชิ้นงาน และอีกสาเหตุหนึ่งก็คือในการปรับเทียบ (Calibration) เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายก่อนวัดนั้น ไม่สามารถจะหาชุดปรับเทียบท่อนำคลื่น (Waveguide Calibration Kit) ที่สมบูรณ์ได้ จึงได้ใช้การปรับเทียบแบบลัดวงจร (Calibrate Short) เพียงอย่างเดียว

2.2 การทดสอบรูปแบบการแผ่กระจายคลื่น

ได้ให้ผลเป็นที่น่าพอใจคือ ที่ความถี่ 12.66 GHz ลำคลื่นหลักจากการวัดมีขนาดพอดีกับ ผลการคำนวณจากภาคผนวก ค ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก โดยมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามไฟฟ้าจากการวัดและจากการคำนวณเป็น 4.4 องศา และ 4.2 องศาตามลำดับ และ มีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามแม่เหล็กจากการวัดและจากการคำนวณเป็น 4.0 องศา และ 3.8 องศา ตามลำดับ เช่นกัน แต่รูปร่างของรูปแบบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กจากการทดสอบจะมีค่าสูงกว่าทฤษฎี รูปแบบการแผ่กระจายคลื่นในช่วงระหว่างความถี่ 12.56 GHz กับ 13.01 GHz มีลักษณะใกล้เคียงกับที่ความถี่ออกแบบ ยกเว้นที่ 12.56 GHz และ 13.01 GHz ซึ่งจะเล็กรูปไป

แถบความถี่ใช้งานของสายอากาศยังสามารถพิจารณาได้จากย่านความถี่ที่สายอากาศให้รูปแบบการแผ่กระจายคลื่นที่ใช้งานได้ ซึ่งในกรณีนี้สายอากาศจะมีแถบความถี่ของรูปแบบการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Pattern Bandwidth) 35 MHz (12.61 GHz~12.96 GHz) สภาพแวดล้อมที่ทดสอบ คืออาคารตึกสำนักวิจัยและบริการคอมพิวเตอร์ สจล. ซึ่งเป็นสภาพแวดล้อมที่ทำให้เกิดคลื่นสะท้อนได้หลายทาง เช่นพื้นและกำแพง ถึงแม้จะจัดตำแหน่งการทดสอบเพื่อลดผลของคลื่นสะท้อนแต่ก็ไม่สามารถลดจนหมดได้ ดังนั้นจึงมีผลต่อการทดสอบรูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ การทดสอบรูปแบบการกระจายคลื่นที่ถูกต้องจริงๆ จะต้องทดสอบในห้องทดสอบไม่สะท้อน (Anechoic Chamber) ซึ่งในขณะนี้ยังไม่มีในประเทศไทย

2.3 การทดสอบค่าทวิกำลัง

ในการวัดค่าทวิกำลังของสายอากาศที่ถูกต้องนั้นจะต้องวัดเทียบกับสายอากาศมาตรฐานที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทราบค่าทวิกำลังที่ความถี่ออกแบบ แต่ในขณะที่ทดสอบสายอากาศนี้ไม่สามารถหาสายอากาศมาตรฐานได้จึงใช้วิธีวัดเทียบกับสายอากาศปากแตรถูกฟูก ซึ่งได้ค่าทวิกำลังของสายอากาศทดสอบ 28 dB และมีประสิทธิภาพของอะเพอร์เจอร์ 30% แต่จากการคำนวณในภาคผนวก ง สายอากาศควรจะมีค่าทวิกำลัง 31.23 dB และมีประสิทธิภาพของอะเพอร์เจอร์ 71% ความแตกต่างที่เกิดขึ้นระหว่างค่าที่คำนวณได้กับผลการวัดก็เป็นผลเนื่องมาจากคั้งที่ได้อธิบายไว้ใน ข้อจำกัดในการสร้างสายอากาศ

โดยทั่วไปสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบพาราโบลอยด์จะมีประสิทธิภาพของอะเพอร์เจอร์ $55\% \sim 70\%$ แต่ถ้าปรับปรุงเป็นสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบแคสซิเกรนจะมีประสิทธิภาพของอะเพอร์เจอร์สูงขึ้นอีกประมาณ 10% ($65\% \sim 80\%$) [17]

สำหรับสายอากาศแกลต์ลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่นจะมีประสิทธิภาพอะเพอร์เจอร์สูงคือประมาณ $70\% \sim 90\%$ เพราะสามารถออกแบบเพื่อควบคุมการกระจายของสนามบนอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศได้ดีกว่า ดังนั้นที่ขนาดของสายอากาศเท่ากันสายอากาศแกลต์ลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่นจะมีค่าทวิกำลังสูงกว่าสายอากาศสะท้อนคลื่นแบบพาราโบลอยด์เล็กน้อย (กรณีที่สายอากาศมีขนาด 1 ตารางฟุต สายอากาศแกลต์ลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่นจะมีค่าทวิกำลังสูงกว่าประมาณ 1 dB ที่ประสิทธิภาพอะเพอร์เจอร์สูงสุด)

2.4 การทดสอบอุณหภูมิสายอากาศ

อุณหภูมิสายอากาศเป็นคุณสมบัติที่สำคัญมาก สำหรับสายอากาศที่ใช้ในกิจการวิทยุดาราศาสตร์ (Radio Astronomy) ซึ่งสายอากาศเหล่านั้นจะได้รับการหล่อเย็นที่อุณหภูมิต่ำมากเพื่อลดระดับสัญญาณรบกวนที่เกิดจากตัวสายอากาศเอง แต่สำหรับสายอากาศที่มีใช้ในกิจการทั่วไปมักจะใช้ในสภาพแวดล้อมเปิด (Outdoor) ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิตลอดเวลา และอุณหภูมิจะค่อนข้างสูง อีกปัจจัยหนึ่งที่สำคัญในการระบุอุณหภูมิของสายอากาศ คือเป้าหมายที่สายอากาศตั้งอยู่ โดยปกติที่ความถี่ไมโครเวฟท้องฟ้าเหนือศีรษะ (Zenith) จะมีอุณหภูมิ 5 K ส่วนท้องฟ้าในแนวขอบฟ้าจะมีอุณหภูมิ $100\text{--}150 \text{ K}$ ส่วนดวงอาทิตย์หรือดวงดาวต่างๆ ก็จะมีอุณหภูมิสูงแตกต่างกันไป จากการวัดอุณหภูมิของสายอากาศแกลต์ลำดับระนาบแบบร่องจะได้ค่าเท่ากับ 530 K และจะมี ตัวเลขคุณภาพ 0.76 dB/K ข้อจำกัดในการทดสอบอุณหภูมิของสายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้คือ ไม่สามารถหาค่าตัวเลขสัญญาณรบกวนของ LNB ที่แท้จริงที่ความถี่ 12.66 GHz ได้เพราะไม่มีเครื่องกำเนิดสัญญาณรบกวน (Noise Generator) ที่ใช้ในการทดสอบ LNB จึงต้องใช้ค่าตัวเลขสัญญาณรบกวนที่ผู้ผลิตระบุมาให้ซึ่งระบุว่ามีไม่เกิน 1.3 dB ตลอดย่านความถี่ใช้งานของ LNB มาใช้ในการคำนวณ

บรรณานุกรม

1. I. J. Bahl and P. Bhartia, Microstrip Antenna, Massachusetts:Artech House Inc., 1982.
2. J. R. James and P. S. Hall, Handbook of Microstrip Antennas, vol.1, London:Peter Peregrinus Ltd., 1986.
3. R. C. Johnson and H. Jasik, Antenna Engineering Handbook, vol.1, 2nd ed., New York:McGraw-Hill, 1984, chap. 9,15.
4. R. E. Collin, Antennas and Radiowave Propagation, Singapore:McGraw-Hill, 1985.
5. R. S. Elliott, Antenna Theory and Design, India: Prentice-Hall, 1985.
6. R. S. Elliott, Antenna Handbook Theory Applications and Design, New Jersey: Prentice-Hall, 1981, chap. 12.
7. R. S. Elliott, An Introduction to Guided Waves and Microwave Circuits, New Jersey: Prentice-Hall, 1993.
8. A. J. Sangster and A. H. I. McCormick, "Theoretical design and synthesis of slotted waveguide arrays," Inst. Elec. Eng. Proc., vol. 136, pt. H, no. 1, pp. 39-46, Feb. 1989.
9. R. S. Elliott, "On the design of travelling-wave-fed longitudinal shunt slot arrays," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-27, pp. 717-720, Sept. 1979.
10. R. S. Elliott, "Improved design procedure for small arrays of shunt slots," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-31, pp. 48-53, Jan. 1983.
11. S. R. Rengarajan and L. G. Josefsson, "Slotted-waveguide-array antenna technology," IEEE AP-S and URSI Meeting, California, June 1995.
12. J. G. Stern and R. S. Elliott, "Resonant length of longitudinal slots and validity of circuit representation: Theory and experiment," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-33, pp. 1264-1271, Nov. 1985.
13. L. G. Josefsson, "Analysis of longitudinal slots in rectangular waveguides," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-35, pp. 589-592, Dec. 1987.
14. S. R. Rengarajan, "Analysis of a Centered-Inclined Waveguide Slot Coupler," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-37, pp. 884-889, May 1989.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

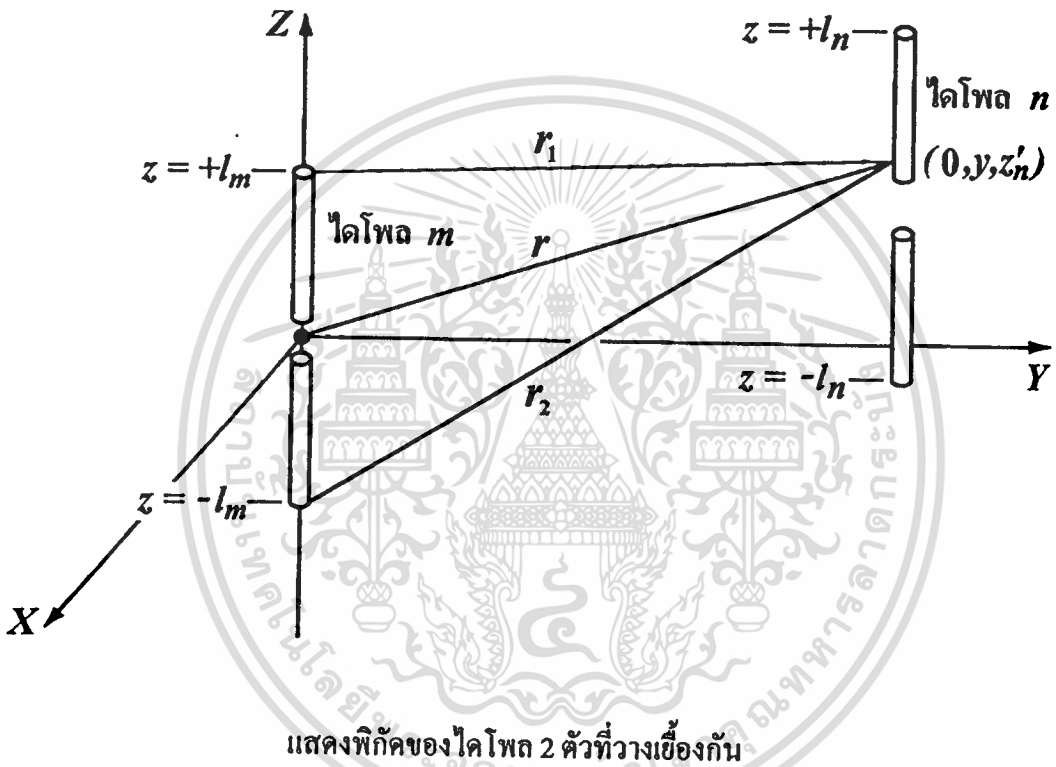
- 15.R. Rengarajan, "Higher order modes coupling effects in feeding waveguide of a planar slot array," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-39, pp. 1219-1223, July 1991.
- 16.C. A. Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics, New York:John Wiley & Sons, 1989.
- 17.C. A. Balanis, Antenna Theory Analysis and Design, New York:Harper & Row, 1982.
- 18.A. F. Stevenson, "Theory of slots in rectangular waveguides," J. Appl. Phys., vol. 19, pp. 24-38, Jan. 1948.
- 19.คมศักดิ์ เมฆสมุทร, เวช วิเวก และ โมไนย ไกรฤกษ์, "สายอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น," การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 18, ม.เทคโนโลยีมหานคร, หน้า 410-414, พฤศจิกายน 2538
- 20.M. Mahadallah, "Frequency limitations on broad-band performance of shunt slot arrays," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-37, pp. 817-823, July. 1989.
- 21.คมศักดิ์ เมฆสมุทร และ โมไนย ไกรฤกษ์, "การสังเคราะห์รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแถวลำดับเชิงเส้นแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น," การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 19, ม.ขอนแก่น, vol. 1, หน้า CM-38-CM-42, พฤศจิกายน 2539
- 22.H. Y. Yee, "Impedance of a narrow longitudinal shunt slot in a slotted waveguide array," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-22, pp. 589-592, July 1974.
- 23.G. E. Evans, Antenna Measurement Techniques, Boston:Artech House, 1990.
- 24.R. Telikepalli ed. al., "Wide band microstrip phased array for mobile satellite communications," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-43, pp. 1758-1763, July 1995.
- 25.A. A. Oliner, "The impedance properties of narrow radiating slots in the broad face of the rectangular waveguide, Part I and II," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-5, pp. 4-20, Jan. 1957.
- 26.H. Y. Yee, "The Design of large waveguide array of shunt slots," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.40, no.7, pp. 775-781, July 1992.
- 27.M. C. Bailey, "The impedance properties of dielectric-covered narrow radiating slots in the broad face of a rectangular waveguide," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.18, no.7, pp. 596-603, Sep. 1970.



ภาคผนวก ก

การคำนวณค่ามิวชวลอิมพีแดนซ์ของไดโพล 2 ตัวที่วางขนานเยื้องกัน

ภาพที่ 46



สมมติให้การกระจายกระแสของไดโพลทั้งสองเป็นรูปไซน์ ดังนั้นสมการที่อธิบายการกระจายกระแสจะอยู่ในรูป

$$I_m(z) = I_{m,\max} \sin k(l_m - |z'_m|) \quad (\text{ก.1ก})$$

$$I_n(z) = I_{n,\max} \sin k(l_n - |z'_n|) \quad (\text{ก.1ข})$$

โดยที่ $I_{m,\max}$ และ $I_{n,\max}$ คือกระแสสูงสุดของไดโพล m และ n ตามลำดับ

z'_m คือพิสัยของจุดสังเกต (Observation Point) บนไดโพล m

และ z'_n คือพิสัยของจุดสังเกตบนไดโพล n

จาก [5,17] จะหาค่ามิวชวลอิมพีแดนซ์ของไดโพล n ที่มีผลต่อไดโพล m ได้จาก
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_{mn} = -\frac{1}{\sin kl_m \sin kl_n} \int_{-l_n}^{l_n} \frac{E_z(z'_n)}{I_{m,\max}} \sin k(l_n - |z'_n|) dz'_n \quad (\text{ก.2})$$

เมื่อ E_z คือองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าในแนวแกน z บนโคโตน n ที่เกิดจากโคโตน m แสดงโดย

$$E_z = -j30I_{m,\max} \left(\frac{e^{-jkr_1}}{r_1} + \frac{e^{-jkr_2}}{r_2} - 2 \cos kl_m \frac{e^{-jkr}}{r} \right) \quad (\text{ก.3})$$

โดยที่

$$r = \sqrt{y^2 + (z + z'_n)^2} \quad (\text{ก.4ก})$$

$$r_1 = \sqrt{y^2 + (z + z'_n - l_m)^2} \quad (\text{ก.4ข})$$

$$r_2 = \sqrt{y^2 + (z + z'_n + l_m)^2} \quad (\text{ก.4ค})$$

ดังนั้นเมื่อแทน (ก.3) ลงใน (ก.2) ก็จะได้ผลลัพธ์เป็น

$$Z_{mn} = \frac{j30}{\sin kl_m \sin kl_n} \int_{-l_n}^{l_n} \left(\frac{e^{-jkr_1}}{r_1} + \frac{e^{-jkr_2}}{r_2} - 2 \cos kl_m \frac{e^{-jkr}}{r} \right) \sin k(l_n - |z'_n|) dz'_n \quad (\text{ก.5})$$

ถ้าทำการนอร์มัลไลซ์ (ก.5) ด้วยความยาวคลื่น λ_0 ก็จะได้ส่วนจริงและส่วนจินตภาพดังนี้

$$R_{mn} = \frac{30}{\sin kl_m \sin kl_n} \int_{-l_n/\lambda}^{l_n/\lambda} \left(\frac{\sin kr_1}{r_1/\lambda_0} + \frac{\sin kr_2}{r_2/\lambda_0} - 2 \cos kl_m \frac{\sin kr}{r/\lambda_0} \right) \sin k(l_n - |z'_n|) dz'_n \quad (\text{ก.6ก})$$

$$X_{mn} = \frac{30}{\sin kl_m \sin kl_n} \int_{-l_n/\lambda}^{l_n/\lambda} \left(\frac{\cos kr_1}{r_1/\lambda_0} + \frac{\cos kr_2}{r_2/\lambda_0} - 2 \cos kl_m \frac{\cos kr}{r/\lambda_0} \right) \sin k(l_n - |z'_n|) dz'_n \quad (\text{ก.6ข})$$

ซึ่ง (ก.6ก) และ (ก.6ข) คือมิววลรีจิสแตนซ์และมิววลรีแอกแตนซ์ของโคโตนซึ่งใช้ช่วยในการคำนวณหามิววลคัปปลิงของร่อง

ภาคผนวก ข

การวิเคราะห์ค่า $K(\theta)$ ที่ใช้ในการออกแบบร่องในระบบป้อนสัญญาณ

ในการวิเคราะห์ค่า $K(\theta)$ ใน (4.3) เมื่อพิจารณาภาพที่ 20 ข ร่วมด้วยจะเห็นว่าค่า $K(\theta)$ จะสัมพันธ์กับอัตราส่วนจำนวนรอบ (Turn Ratio) ของขดลวดของหม้อแปลงอิมพีแดนซ์

จากภาพที่ 20 ก และจาก [7] จะสามารถแสดงความสัมพันธ์ของ $K(\theta)$ กับพารามิเตอร์การกระจัดกระจาย (Scattering Parameter) ได้ดังนี้

$$K(\theta) = \sqrt{\frac{S_{11}(\theta)}{1 - S_{11}(\theta)}} \quad (\text{ข.1})$$

เมื่อ S_{11} คือค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss)

การหาค่า $K(\theta)$ โดยทั่วไปจะได้จากการวัด โดยสร้างร่องเอียงคัปปลิงสัญญาณด้วยคัมมูเอียงต่างๆ (เช่น $\theta = 5^\circ, 10^\circ, \dots, 30^\circ$) แล้วทำการปิดสวิตช์จอร์ด 2 ที่ระยะ $\lambda/2$ จากกึ่งกลางร่องเอียง และต่อพอร์ต 3 และ 4 ด้วยโหลดที่เข้าคู่ จากนั้นก็ทำการวัดค่า Z/Z_0 โดยปรับความยาวร่องไปเรื่อยๆ จนกระทั่งได้ความยาวที่เรโซแนนซ์ซึ่งค่า Z/Z_0 จะมีเฉพาะส่วนจริง ในกรณีนี้ได้ต่อโหลดที่เข้าคู่ที่พอร์ต 3 และ 4 ดังนั้นจาก (4.3) จะได้

$$\frac{R}{Z_0} = 2 K^2(\theta) \quad (\text{ข.2})$$

และค่า $K(\theta)$ ก็จะสามารถทราบได้ เพราะค่า R/Z_0 ก็คือ ข้อมูลที่วัดได้นั่นเอง

ข้อมูลของความยาวที่เรโซแนนซ์และค่ารีซิสแตนซ์แบบนอร์แมลไลซ์ของร่องเอียง ซึ่งสัมพันธ์กับมุมเอียงของร่องตั้งแต่ 0° ถึง 30° ได้แสดงในตารางที่ 9

ตารางที่ 9

แสดงสัมพันธ์ของมุมเอียงกับความยาวที่เรโซแนนซ์และค่ารีซิสแตนซ์แบบนอร์แมลไลซ์ของร่อง

θ	5°	10°	15°	20°	25°	30°
$2l_r(\theta)/\lambda_0$	0.5454	0.5467	0.5489	0.5520	0.5560	0.5610
R/Z_0	0.027	0.106	0.237	0.413	0.631	0.883

จากข้อมูลที่ได้ดังตารางที่ 9 ในการนำไปออกแบบท่อนาคล้นหลักจะใช้วิธีการประมาณค่า
ในช่วง (Interpolate) ในกรณีที่ค่าที่ต้องการใช้ในการคำนวณไม่พอดีกับข้อมูลที่มีอยู่



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

การสังเคราะห์รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่อง

1 ตัวประกอบองค์ประกอบ (Element Factor)

ร่องदैขวที่ขาวประมาณครึ่งความยาวคลื่นในอากาศจะมีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่นอร์มัลไลซ์แล้วคือ

ในระนาบสนามไฟฟ้า

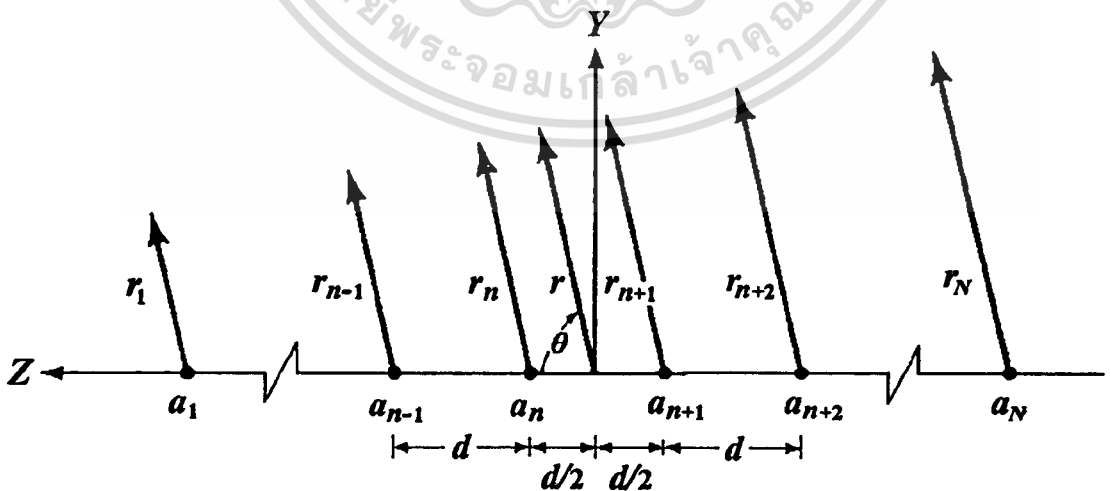
$$E_{\phi n} = 1 \quad (\text{ค.1})$$

ในระนาบสนามแม่เหล็ก

$$E_{\theta n} = \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \quad (\text{ค.2})$$

2 ตัวประกอบแถวลำดับ (Array Factor : AF)

ภาพที่ 47



แสดงโครงสร้างสนามระยะไกลของแถวลำดับเชิงเส้นของสายอากาศ-

ไอโซทรอปิกจำนวน N องค์ประกอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวประกอบของแถวลำดับที่มีจำนวน N องค์ประกอบ มีระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ (d) คงที่ มีการกระจายของสัญญาณที่ป้อน (a_n) สมมาตร และเฟสของสัญญาณที่ป้อนให้แต่ละองค์ประกอบเท่ากันและมีค่าเป็นศูนย์ ($\beta=0$) ดังภาพที่ 47 ดังนั้นจาก [17] จะได้สมการรูปทั่วไปของตัวประกอบแถวลำดับดังนี้

$$AF_n = \frac{1}{N} \frac{\sin(N\frac{\psi}{2})}{\sin(\frac{\psi}{2})} \quad (\text{ค.3})$$

เมื่อ

$$\psi = kdcos\theta + \beta \quad (\text{ค.4})$$

สำหรับแถวของเสาอากาศแบบร่องขนาด 16×16 องค์ประกอบ จะมีตัวประกอบแถวลำดับเป็น

ในระนาบสนามไฟฟ้า จะมีระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ $d = \lambda_{gM}/2 = 0.804\lambda_0$

$$AF_n = \frac{1}{16} \frac{\sin(12.864\pi \cos\phi)}{\sin(0.804\pi \cos\phi)} \quad (\text{ค.5})$$

ในระนาบสนามแม่เหล็ก จะมีระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ $d = \lambda_{gB}/2 = 0.716\lambda_0$

$$AF_n = \frac{1}{16} \frac{\sin(11.456\pi \cos\theta)}{\sin(0.716\pi \cos\theta)} \quad (\text{ค.6})$$

3 สนามรวม (Total Field)

และจาก

$$\text{สนามรวมเท่ากับ} = \text{ตัวประกอบแถวลำดับ} \times \text{ตัวประกอบองค์ประกอบ} \quad (\text{ค.7})$$

ดังนั้นเมื่อแทน (ค.1) (ค.2) และ (ค.5) (ค.6) ลงใน (ค.7) ก็จะได้สนามรวมแบบนอร์มัลไลซ์ดังนี้

ในระนาบสนามไฟฟ้า

$$E_{en} = \frac{1}{16} \frac{\sin(12.864\pi \cos\phi)}{\sin(0.804\pi \cos\phi)} \quad (\text{ค.8})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระนาบสนามแม่เหล็ก

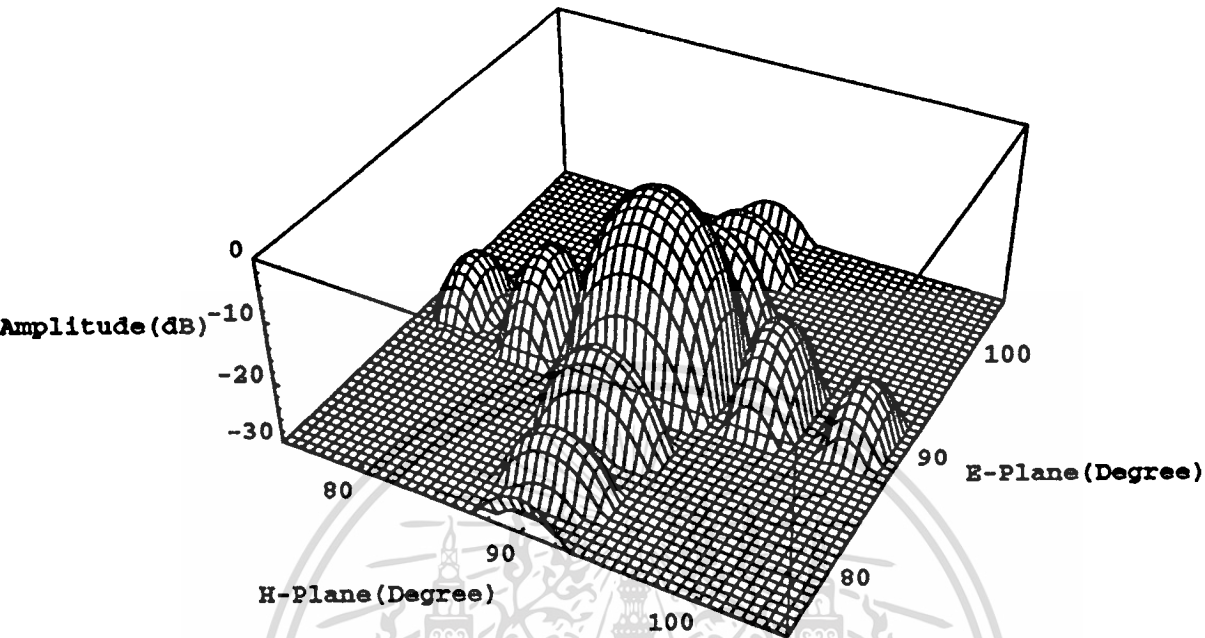
$$E_{hm} = \frac{1}{16} \frac{\sin(11.456\pi \cos\theta)}{\sin(0.716\pi \cos\theta)} \times \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos\theta)}{\sin\theta} \quad (\text{ค.9})$$

กราฟรูปแบบการแพร่กระจายของคลื่น (ค.8) และ (ค.9) จะแสดงอยู่กับกราฟรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากการทดสอบที่ความถี่ 12.66 GHz ดังภาพที่ 38ก และ 38ข ตามลำดับในบทที่ 6

ส่วนรูปแบบการแพร่กระจายของคลื่นใน 3 มิติ จะคำนวณได้โดยนำ (ค.8) คูณกับ (ค.9) แต่ใน (ค.8) นั้นพิจารณาเฉพาะกรณีที่ $\theta = 90^\circ$ เท่านั้น ดังนั้น ดังนั้นก่อนที่จะนำมาคูณกัน (ค.8) จะต้องแปลง $\cos\phi$ เป็น $\sin\theta \cos\phi$ ซึ่งจะได้สมการแสดงรูปแบบการแพร่กระจายของคลื่นของสายอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่อง เมื่อสายอากาศวางอยู่ในระนาบ $x-z$ ดัง (ค.10) และมีกราฟแสดงดังภาพที่ 48ข ส่วนภาพที่ 48ก จะตัดส่วนของภาพที่ 48ข มาแสดงเฉพาะช่วง 30° ของลำคลื่นหลัก

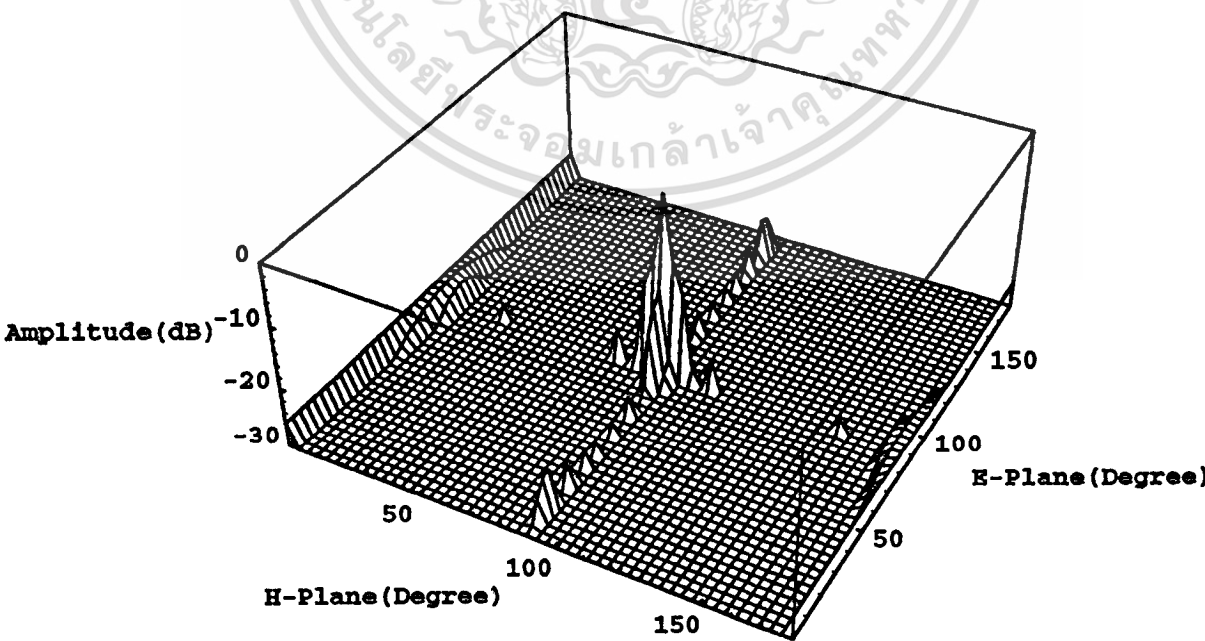
$$E_m = \frac{1}{16} \frac{\sin(12.864\pi \sin\theta \cos\phi)}{\sin(0.804\pi \sin\theta \cos\phi)} \times \frac{1}{16} \frac{\sin(11.456\pi \cos\theta)}{\sin(0.716\pi \cos\theta)} \times \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos\theta)}{\sin\theta} \quad (\text{ค.10})$$

ภาพที่ 48ก



แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเชิงทฤษฎี ช่วงระหว่างมุม 75°~105°

ภาพที่ 48ข



ภาคผนวก ง

การคำนวณค่าทวีกำลังของสายอากาศแบบร่อง

ค่าทวีกำลัง (Gain : G) ของสายอากาศสามารถคำนวณได้จากประสิทธิภาพรวม (Total Efficiency : e_t) คูณกับไดเรกทิวิตี (Directivity : D_0) ของสายอากาศ ดังแสดงในสมการต่อไปนี้

$$G = e_t D_0 \tag{ง.1}$$

โดยที่

$$e_t = e_c e_d \tag{ง.2ก}$$

เมื่อ e_c คือประสิทธิภาพของความนำ (Conduction Efficiency : e_c) ของตัวนำที่นำมาสร้างสายอากาศ ในกรณีของสายอากาศแบบร่องมี โครงสร้างเป็นทองเหลืองซึ่งมีค่าความนำสูง (ประมาณ 2.56×10^7 S/m) จึงประมาณว่า $e_c \cong 1$

e_d คือประสิทธิภาพของสารไดอิเล็กตริก (Dielectric Efficiency : e_d) ที่เป็นโครงสร้างของสายอากาศ ซึ่งในกรณีนี้สายอากาศไม่มีโครงสร้างของสาร ไดอิเล็กตริก ดังนั้น $e_d = 1$

จากที่กล่าวมานี้จะทำให้ได้ประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ

$$e_t \cong 1 \tag{ง.2ข}$$

และให้ความหมายว่าค่าทวีกำลังมีค่าเท่ากับค่าไดเรกทิวิตี ในลำดับต่อไปก็จะแสดงการคำนวณค่าไดเรกทิวิตี เริ่มจาก (2.12ก) ซึ่งสามารถเขียนในอีกความหมายหนึ่งคือ

$$D_0 = \frac{\text{ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางที่แรงที่สุด}}{\text{ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นเฉลี่ย}} \tag{ง.3ก}$$

$$\begin{aligned} D_0 &= \frac{U_{\max}}{U_0} \\ &= \frac{4\pi U_{\max}}{P_{\text{rad}}} \end{aligned} \tag{ง.3ข}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นที่นอร์มัลไลซ์ (Normalized Radiation Intensity : U_n) จะคำนวณได้จากสนามรวมที่นอร์มัลไลซ์ที่แสดงใน (ค.10) โดยให้

$$U_n = |E_m|^2 \quad (ง.4ก)$$

และจาก (ง.4ก) จะได้

$$U_{\max} = 1 \quad (ง.4ข)$$

กำลังงานทั้งหมดที่แผ่กระจายจากสายอากาศ (Total Radiated Power : P_{rad}) สามารถหาได้จาก

$$P_{rad} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U_n \sin \theta \, d\theta \, d\phi \quad (ง.5)$$

เมื่อแทน (ง.4ก) ลงใน (ง.5) แล้วนำไปแทนใน (ง.3ข) จะได้

$$D_0 = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E_m|^2 \sin \theta \, d\theta \, d\phi} \quad (ง.6)$$

ในการคำนวณกำลังงานที่แผ่กระจายจากสายอากาศจะคิดเฉพาะเหนือระนาบสายอากาศเท่านั้น ($0 \leq \phi \leq \pi, 0 \leq \theta \leq \pi$) ดังนั้นเมื่อแทน (ค.10) ลงใน (ง.6) ก็จะได้ค่าโคเรคทีวิตี

$$D_0 = 31.23 \, dB \quad (ง.7)$$

และในกรณีที่ประสิทธิภาพรวมของสายอากาศมีค่าเป็น 1 ดังนั้น ค่าทวีกำลังของสายอากาศจะมีค่าเท่ากับ 31.23 dB

ภาคผนวก จ

วิธีการของสตีปเปสต์ดิเซนต์ (Steepest Descent Method)

วิธีเชิงเลข (Numerical Method) ที่ใช้หาผลเฉลย (Solution) ของชุดสมการไขว้สมการ (Simultaneous Equations) นั้นจะแบ่งออกได้เป็น 2 วิธีหลักๆ คือ 1. วิธีกำจัดตัวแปร (Elimination Method) เช่นวิธีกำจัดตัวแปรของ Gauss (Gauss's Elimination Method) และ 2. วิธีทำซ้ำ (Iteration Method) ซึ่งวิธีที่สองนี้เป็นวิธีที่เหมาะสมกว่าในการนำไปใช้เขียนชุดคำสั่ง (Program) เพื่อคำนวณหาผลเฉลย

ในกรณีที่ชุดสมการไขว้สมการ มีจำนวนสมการมาก จะนิยมใช้วิธีเชิงเกรเดียนต์ (Gradient Search Technique) เพราะมีข้อดีคือทำให้ค่าตอบลู่เข้า (Converge) เร็ว และเป็นหนึ่งในวิธีทำซ้ำ วิธีการของสตีปเปสต์ดิเซนต์ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ก็เป็นหนึ่งในวิธีเชิงเกรเดียนต์

ลำดับขั้นตอนของวิธีสตีปเปสต์ดิเซนต์ มีดังนี้

1. กำหนดสมการเชิงเส้นให้อยู่ในรูปฟังก์ชัน f จำนวน n ฟังก์ชัน

$$f_1(x) = 0, f_2(x) = 0, \dots, f_n(x) = 0$$

โดยที่ตัวแปร $x = x_1, x_2, \dots, x_n$

2. กำหนดความผิดพลาดที่ยอมรับได้ (Tolerance : tol) ซึ่งปกติจะกำหนดจากความละเอียดที่สามารถสร้างชิ้นงานได้

3. กำหนดฟังก์ชันผิดพลาด (Error Function : $erf(x)$) คือผลการรวมของกำลังสองของทุกฟังก์ชันในข้อ 1

$$erf(x) = f_1^2(x) + f_2^2(x) + \dots + f_n^2(x)$$

4. หาเกรเดียนต์ของ $erf(x)$

$$Z = \nabla erf(x) = \frac{\partial erf(x)}{\partial x_1} \hat{x}_1 + \frac{\partial erf(x)}{\partial x_2} \hat{x}_2 + \dots + \frac{\partial erf(x)}{\partial x_n} \hat{x}_n$$

จะเขียนย่อได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z = Z_1 + Z_2 + \dots + Z_n \text{ หรือ } Z = Z_1, Z_2, \dots, Z_n$$

5. หาขนาดของ Z แล้วนำไปเก็บในตัวแปร

$$Z_0 = |Z| = \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2 + \dots + Z_n^2}$$

6. สมมติค่าตอบขึ้นมาเป็นค่าเริ่มต้น $x = x^{(1)}$ แล้วแทนลงในข้อ 3 จะได้ erf_1 เพื่อหา $Z_0^{(1)}$ ถ้า $Z_0^{(1)} < tol$ ดังนั้น $x^{(1)}$ คือคำตอบสุดท้าย

7. ทำการนอร์มัลไลซ์ Z ด้วย Z_0

$$Z = Z/Z_0$$

8. กำหนด $\alpha_1 = 0$ และ $\alpha_3 = 1$ แล้วหา erf_3 เมื่อ

$$erf_3 = erf(x - \alpha_3 Z)$$

9. แทนค่า $x = x^{(1)}$ ลงใน erf_3 ถ้า $|erf_3| \geq |erf_1|$ ให้หา α_5 ใหม่โดยที่ $\alpha_5/2$ แล้วหา erf_3 ใหม่ ถ้า $\alpha_5 < tol$ ดังนั้น $x = x^{(1)} - \alpha_3 Z$ คือคำตอบสุดท้าย

10. กำหนด $\alpha_2 = \alpha_5/2$ แล้วหา $erf_2 = erf(x - \alpha_2 Z)$

$$11. \text{ กำหนด } h_1 = \frac{(erf_2 - erf_1)}{\alpha_2} \quad h_2 = \frac{(erf_3 - erf_2)}{(\alpha_3 - \alpha_2)}$$

$$h_3 = (h_2 - h_1)\alpha_3$$

$$\text{แล้วหา } erf_0 = erf(x - \alpha_0 Z) \text{ โดยที่ } \alpha_0 = \frac{1}{2}(\alpha_2 - \frac{h_1}{h_3})$$

12. เลือก α จาก α_0 หรือ α_3 ที่ให้ค่า erf ค่าที่ต่ำสุด

จะได้คำตอบชุดใหม่ $x^{(2)} = x^{(1)} - \alpha Z$ ที่มีฟังก์ชันผิดพลาดเป็น erf

13. ถ้า $|erf| - |erf_1| \leq tol$ ก็จะได้ $x = x^{(2)}$ คือคำตอบสุดท้าย

14. ถ้ายังไม่ได้คำตอบสุดท้ายก็ให้เริ่มคำนวณซ้ำตั้งแต่ข้อ 6 ลงมาอีกครั้งจนบรรทัดเงื่อนไขใดเงื่อนไขหนึ่ง

จากวิธีที่อธิบายจะเห็นว่าเป็นการหาคำตอบใหม่จากคำตอบที่สมมติขึ้นมา โดยพยายามลดค่าความผิดพลาดรวมของฟังก์ชันให้เหลือน้อยที่สุด ในการแก้ปัญหาด้วยวิธีสตีปเปลดี้คิดเริ่มต้นนี้จำนวนของตัวแปรไม่จำเป็นต้องเท่ากับจำนวนของฟังก์ชัน และวิธีนี้จะมีชื่อเรียกอีกอย่างว่าวิธีจุดอานม้า (Saddle Point Method)

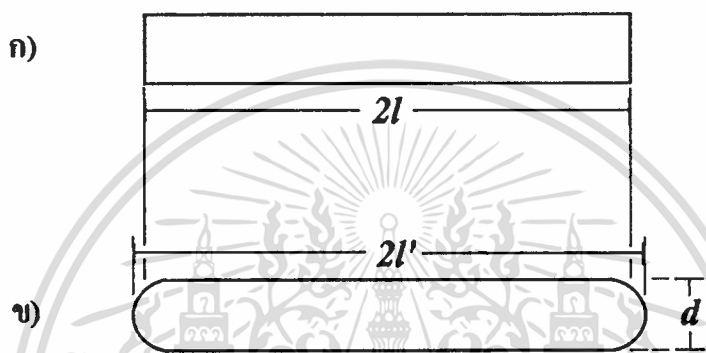
ถ้าจะให้ความหมายในเชิงกายภาพของวิธีสถิติเชิงนี้ จะสมมติว่ามีคนตาบอดที่พยายามจะปีนลงหุบเขา ซึ่งคนตาบอดจะไม่เห็นอะไรเลย (เปรียบเสมือนการไม่รู้จักฟังก์ชันที่กำลังแก้ปัญหาอยู่) สิ่งที่ได้ก็คือการคลำหาความชันของพื้นที่รอบตัวแล้วมุ่งหน้าไปยังทิศที่มีความชันน้อยที่สุด (คือทิศลบเกรเดียนท์ของฟังก์ชัน) เมื่อเดินทางไปได้ระยะหนึ่ง ก็จะตรวจสอบความชันที่จุดใหม่แล้วก็มุ่งไปในทิศที่มีความชันน้อยกว่าแล้วทำอย่างนี้ต่อไปเรื่อยๆ จนตรวจสอบพบว่าความชันรอบตัวนั้นมีค่าเป็นบวกทั้งหมดก็จะสรุปได้ว่าที่จุดนั้นคือจุดต่ำสุดของหุบเขา (คำตอบสุดท้าย)



ภาคผนวก ฉ

การหาความสัมพันธ์ของร่องปลายสี่เหลี่ยมกับร่องปลายกลม

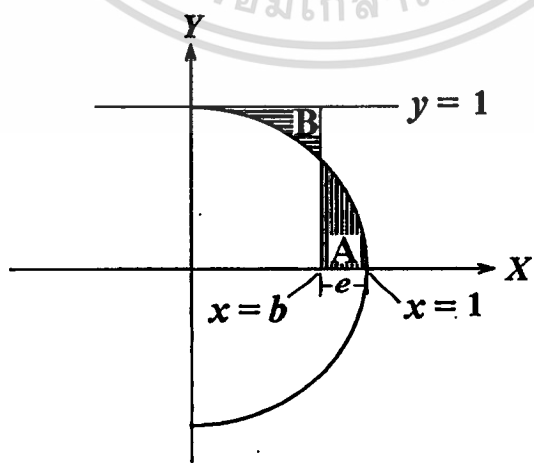
ภาพที่ 49



แสดงขนาดของ ก) ร่องปลายสี่เหลี่ยม และ ข) ร่องปลายกลม

โดยใช้สมมติฐานที่ว่าให้ร่องปลายกลมมีพื้นที่เท่ากับร่องปลายสี่เหลี่ยม เราจะมาพิจารณาเฉพาะส่วนปลายของร่องทั้งสองดังภาพที่ 50

ภาพที่ 50



แสดงความสัมพันธ์ของร่องปลายสี่เหลี่ยมกับร่องปลายกลม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ใช้แสดงวงกลมรัศมี 1 หน่วย คือ

$$x^2 + y^2 = 1 \quad (\text{ฉ.1ก})$$

จัดให้อยู่ในรูปฟังก์ชันของ $y(x)$ เป็น

$$y(x) = \sqrt{1-x^2} \quad (\text{ฉ.1ข})$$

ภายใต้สมมติฐานข้างต้นเมื่อพิจารณาเฉพาะในจุดภาคที่ 1 ได้ว่าพื้นที่ B ต้องเท่ากับพื้นที่ A ดังนั้นเราจะหาดำแหน่ง b ได้จาก

$$\text{พื้นที่ A} = \text{พื้นที่ B}$$

$$\int_0^b [1 - \sqrt{1-x^2}] dx = \int_b^1 \sqrt{1-x^2} dx \quad (\text{ฉ.2})$$

จากคุณสมบัติของการอินทิเกรต

$$\int \sqrt{a^2 - u^2} du = \frac{u}{2} \sqrt{a^2 - u^2} + \frac{a^2}{2} \sin^{-1}\left(\frac{u}{a}\right) + C \quad (\text{ฉ.3})$$

เมื่อใช้คุณสมบัติ(ฉ.3) ก็จะแก้ (ฉ.2) ได้ดังนี้

$$b - \left[\frac{x}{2} \sqrt{1-x^2} + \frac{1}{2} \sin^{-1}(x) \right]_{x=0}^{x=b} = \left[\frac{x}{2} \sqrt{1-x^2} + \frac{1}{2} \sin^{-1}(x) \right]_{x=b}^{x=1} \quad \because C = 0$$

$$b = \frac{1}{2} \sin^{-1}(1)$$

$$b = \frac{\pi}{4} \quad (\text{ฉ.4})$$

จาก (ฉ.4) ก็จะหาระยะ e ในภาพที่ 50 ได้เป็น

$$e = 1 - \frac{\pi}{4} \quad (\text{ฉ.5})$$

ถ้าวงกลมในภาพที่ 50 มีรัศมี $d/2$ ก็จะได้ (ฉ.5) ที่นอร์มัลไลซ์กลับ (Denormalize) ด้วย $d/2$ ดังต่อไปนี้

$$e_d = \frac{d}{2} \left(1 - \frac{\pi}{4} \right) \quad (\text{ฉ.6})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในลำดับสุดท้ายจาก (ฉ.6) จะหาความสัมพันธ์ของความยาวของร่องปลายสี่เหลี่ยม ($2l$) กับความยาวของร่องปลายกลม ($2l'$) โดยมีค่าชดเชย (Correction Factor: C) ดังต่อไปนี้

$$2l' = 2l + Cd\left(1 - \frac{\pi}{4}\right) \quad (\text{ฉ.7})$$

โดยที่ค่าชดเชย [22] $C = 1$ สำหรับกรณีของร่องที่ใช้ป้อนสัญญาณ (Coupling Slot) และ $C = 1.7$ สำหรับกรณีของร่องที่แผ่กระจายคลื่น (Radiating Slot)



ประวัติผู้เขียน

นายคมศักดิ์ เมฆสมุทร เกิดเมื่อวันที่ 7 เมษายน พ.ศ. 2515 ที่อำเภอเบตง จังหวัดยะลา ได้รับการศึกษาในระดับประถมศึกษาปีที่ 1 ถึงปีที่ 5 ที่โรงเรียนบ้านเบตง(สุภาพอนุสรณ์) สำเร็จการศึกษาระดับประถมศึกษาปีที่ 6 ที่โรงเรียนถนอมศรีศึกษา อำเภอเบตง จังหวัดยะลา เมื่อปี พ.ศ. 2527 ต่อจากนั้นได้ศึกษาต่อในระดับมัธยมศึกษาตอนต้นและตอนปลายจนจบการศึกษาระดับมัธยมศึกษาปีที่ 6 ที่โรงเรียนคณะราษฎรบำรุงจังหวัดยะลา อำเภอเมือง จังหวัดยะลา เมื่อปี พ.ศ. 2533

ขณะที่กำลังศึกษาอยู่ในระดับปริญญาตรีได้ทำปริญญานิพนธ์เรื่อง “สายอากาศไมโคร-สตริปควบคู่กับไดเรคเตอร์” สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เมื่อปี พ.ศ. 2537 ในปี พ.ศ. 2538-2539 เป็นผู้ช่วยวิจัยในโครงการทุนส่งเสริมวิชาชีพนักวิจัย ของสำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ

ในระหว่างการศึกษาในระดับปริญญาโท มีบทความตีพิมพ์ในประเทศรวมทั้งสิ้น 2 บทความ

บทความที่เกี่ยวข้องที่ได้รับการตีพิมพ์

1. คมศักดิ์ เมฆสมุทร, เวช วิวก และ โมไนย ไกรฤกษ์, “สายอากาศแถวลำดับระนาบแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 18, ม.เทคโนโลยีมหานคร, หน้า 410-414, พฤศจิกายน 2538
2. คมศักดิ์ เมฆสมุทร และ โมไนย ไกรฤกษ์, “การสังเคราะห์รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแถวลำดับเชิงเส้นแบบร่องบนผนังท่อนำคลื่น,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 19, ม.ขอนแก่น, vol. 1, หน้า CM-38-CM-42, พฤศจิกายน 2539

