

การศึกษาผลกระทบของพาราซิติกแบบช่องเปิด
ที่มีต่อสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ

STUDY ON THE EFFECT OF PARASITIC SLOTS
FOR NARROW SLOT ANTENNA

สุธรรม สัทธรรมสกุล
SUTHAM SATTHAMSAKUL

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

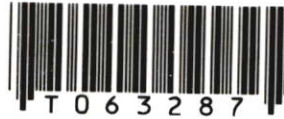
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2149-9

การศึกษาผลกระทบของพาราซิติคแบบช่องเปิด
ที่มีต่อสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ

STUDY ON THE EFFECT OF PARASITIC SLOTS
FOR NARROW SLOT ANTENNA



สุธรรม สัทธรรมสกุล
SUTHAM SATTHAMSAKUL

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... **63287**
วัน,เดือน,ปี. 25 ส.ค. 2549

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2149-9

**STUDY ON THE EFFECT OF PARASITIC SLOTS
FOR NARROW SLOT ANTENNA**

SUTHAM SATTHAMSAKUL

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

2006

ISBN 974-15-2149-9

COPYRIGHT 2006

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การศึกษาผลกระทบของพาราซิติกแบบช่องเปิดที่มีต่อสายอากาศช่องเปิดแบบแถบ
STUDY ON THE EFFECT OF PARASITIC SLOTS FOR NARROW SLOT
ANTENNA






นักศึกษา นายสุธรรม สัทธรรมสกุล

รหัสประจำตัว 45061112

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมสารสนเทศ

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.นภพินท์ อนันตรศิริชัย

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.กนก	เจนจิระพงศ์เวช	
รศ.ชวลิต	เบญจางคประเสริฐ	
ดร.พิทักษ์	ธรรมวาริน	
รศ.อรลาภ	แสงอรุณ	
รศ.นภพินท์	อนันตรศิริชัย	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 20 ธันวาคม 2548 เวลา 14.15-16.15 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (E12-403)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(ผศ.ดร.จารูวัตร เจริญสุข)
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....๒๐.....เดือน.....ธันวาคม.....พ.ศ. ๒๕๔๙.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาผลกระทบของพาราซิติคแบบช่องเปิดที่มีต่อ สายอากาศช่องเปิดแบบแคบ
นักศึกษา	นายสุธรรม สัทธรรมสกุล
รหัสนักศึกษา	45061112
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2549
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอการศึกษาผลกระทบของพาราซิติคแบบช่องเปิดที่มีต่อสายอากาศแบบช่องเปิดแคบ ที่เชื่อมต่อโดยใช้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปแบบเปิดวงจรจุดประสงค์ คือ การนำไปใช้ในการทำแมทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบให้มีการแมทอิมพีแดนซ์ที่ดีขึ้น โดยไม่ทำให้เกิดผลกระทบกับคุณลักษณะด้านอื่นของสายอากาศเดิมเลย ซึ่งจะทำการวิเคราะห์ในเชิงทฤษฎีจากรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศ โดยนำระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบ ไฟไนท์-ดิฟเฟอเรนซ์ ทัม-โดเมน มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์ ซึ่งวิธีนี้มีความเที่ยงตรงในการคำนวณสูง โดยจะเลือกวิเคราะห์คุณลักษณะบางตัวที่สำคัญของสายอากาศ คือ การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับจากโหนด (S_{11} พารามิเตอร์) อินพุทอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล

Thesis Title	Study on the Effect of Parasitic Slots for Narrow Slot Antenna
Student	Mr. Sutham Sathamsakul
Student ID.	45061112
Degree	Master of Engineering
Programme	Information Engineering
Year	2006
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Noppin Anantrasirichai

ABSTRACT

This thesis presents the study on the effect of Parasitic Slots for narrow slot antenna fed by a open circuit microstrip line. The proposes of thesis is technique for improvement match impedance of narrow slot antenna. The advantage of this technique is that the characteristics of narrow slot antenna are not affect by Parasitic Slots. A numerical method known as the finite difference time domain (herein after called FDTD) is introduced for computation and analyze. The FDTD method can be used to analyze any shape of antenna with high accuracy. Herein, various there antennas characteristics are analyzed for example: Return Loss (S_{11} Parameter), Input Impedance, Voltage Standing Wave Ratio: VSWR, propagation of electromagnetic wave and far field radiation patterns.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดี เนื่องจากความกรุณาจากอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รองศาสตราจารย์นภพินทุ์ อนันตรศิริชัย ที่ช่วยประสานวิชาความรู้ แนะนำแนวทาง และให้คำปรึกษาในทุก ๆ เรื่องเสมอมา ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความกรุณาจากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ Prof.Dr.Toshio Wakabayashi ที่ทำให้เกิดแนวคิดใหม่ ๆ ในการทำวิจัย

ขอขอบคุณ เพื่อน ๆ ในห้อง LAB FDTD ทุกคน โดยเฉพาะ ไพฑูรย์ รักเหลือ ที่ช่วยให้คำแนะนำ ชี้แนะ และทำให้เกิดแนวความคิดใหม่ ๆ ในการทำวิจัย

ขอขอบพระคุณ บิดาและมารดา ที่ช่วยเหลือทั้งเรื่องทุนที่ใช้ในการศึกษาและกำลังใจที่มีให้คุณค่าและประโยชน์อันใดอันพึงเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้แด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

สุธรรม สัทธรรมสกุล

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	X
รายการสัญลักษณ์.....	XIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 สายอากาศไมโครสตริป.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป.....	4
2.2.1 คลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป.....	5
2.2.1.1 คลื่นถูกนำทาง.....	5
2.2.1.2 คลื่นแผ่พลังงาน.....	5
2.2.1.3 คลื่นรั่ว.....	5
2.2.1.4 คลื่นผิว.....	6
2.2.1.5 ความต้องการคลื่นในสายส่งสัญญาณและสายอากาศ.....	6
2.3 โครงสร้างของสายส่งแบบไมโครสตริป.....	6
2.3.1 การส่งผ่านคลื่นในสายส่งสัญญาณไมโครสตริป.....	7
2.4 ชนิดของสายอากาศแบบไมโครสตริป.....	11
2.4.1 สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น.....	11
2.4.2 สายอากาศไมโครสตริปหรือแผ่นพิมพ์แบบไดโพล.....	11
2.4.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด.....	12
2.4.4 สายอากาศไมโครสตริปแบบคลื่นเดินทาง.....	13

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.5	สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด	13
2.5.1	ทฤษฎีการเหนี่ยวนำ	13
2.5.2	การกระจายคลื่นออกจากสายอากาศช่องเปิด	15
2.5.3	โครงสร้างและวงจรสมมูลของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด	16
2.6	โครงสร้างของสายส่งแบบช่องเปิด	19
บทที่ 3	ผลต่างสปีบนื่องในโดเมนเวลา	21
3.1	กล่าวนำ	21
3.2	สมการแมกซ์เวลล์และอีอัลกอริทึม	21
3.2.1	โครงสร้างของอีอัลกอริทึม	22
3.3	เงื่อนไขความเสถียรภาพเชิงตัวเลข	27
3.4	การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน	27
3.5	เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน	28
3.6	การวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD สำหรับสายอากาศ	35
3.6.1	พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย	35
3.6.2	อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	37
3.6.3	แบบรูปการแผ่พลังงานในสนามระยะไกลของสายอากาศ	38
บทที่ 4	การวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบแคบและพาราซิติคช่องเปิดแบบแคบ	43
4.1	กล่าวนำ	43
4.2	หลักการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป	43
4.3	สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดแคบ	46
4.4	ผลกระทบของพาราซิติคช่องเปิดที่มีต่อสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ	49
4.4.1	ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลด	52
4.4.2	อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	53
4.4.3	อินพุทอิมพีแดนซ์	54
4.4.4	สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก	55
4.4.5	ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า	57
4.4.6	แบบรูปการแผ่พลังงานในสนามระยะไกล	58

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.5 การวิเคราะห์ผลกระทบของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีต่ออิมพีแดนซ์ของ สายอากาศช่องเปิดแบบแคบ.....	60
4.5.1 การเพิ่มพาราซิติคแบบวางนอนที่มีการกำหนดความยาวเท่ากับ $\lambda_g / 16$	61
4.5.1.1 การเพิ่มพาราซิติควางนอนที่มีการกำหนดความกว้างเท่ากับ $\lambda_g / 143$	62
4.5.1.2 การเพิ่มพาราซิติควางนอนที่มีการกำหนดความกว้างเท่ากับ $\lambda_g / 48$	63
4.5.1.3 การเพิ่มพาราซิติควางนอนที่มีการกำหนดความกว้างเท่ากับ $\lambda_g / 29$	66
4.5.2 การเพิ่มพาราซิติคแบบวางนอนที่มีการกำหนดความยาวเท่ากับ $\lambda_g / 8$	68
4.5.2.1 การเพิ่มพาราซิติควางนอนที่มีการกำหนดความกว้างเท่ากับ $\lambda_g / 143$	69
4.5.2.2 การเพิ่มพาราซิติควางนอนที่มีการกำหนดความกว้างเท่ากับ $\lambda_g / 48$	69
4.5.2.3 การเพิ่มพาราซิติควางนอนที่มีการกำหนดความกว้างเท่ากับ $\lambda_g / 29$	74
4.5.3 การเพิ่มพาราซิติคแบบวางนอนที่มีการกำหนดความยาวเท่ากับ $3\lambda_g / 16$	75
4.5.4 สรุปผลการวิเคราะห์ผลกระทบของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอน	76
4.6 การวิเคราะห์ผลกระทบของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งฉากที่มีต่ออิมพีแดนซ์ของ สายอากาศช่องเปิดแคบ	78
4.6.1 การเพิ่มพาราซิติคแบบวางตั้งฉากที่มีการกำหนดความยาวเท่ากับ $\lambda_g / 16$	78
4.6.1.1 การเพิ่มพาราซิติควางตั้งฉากที่มีการกำหนดความกว้างเท่ากับ $\lambda_g / 143$	78
4.6.1.2 การเพิ่มพาราซิติควางตั้งฉากที่มีการกำหนดความกว้างเท่ากับ $\lambda_g / 48$...	79
4.6.1.3 การเพิ่มพาราซิติควางตั้งฉากที่มีการกำหนดความกว้างเท่ากับ $\lambda_g / 29$...	83
4.6.2 การเพิ่มพาราซิติคแบบวางตั้งฉากที่มีการกำหนดความยาวเท่ากับ $\lambda_g / 8$	83
4.6.2.1 การเพิ่มพาราซิติควางตั้งฉากที่มีการกำหนดความกว้างเท่ากับ $\lambda_g / 143$	85
4.6.2.2 การเพิ่มพาราซิติควางตั้งฉากที่มีการกำหนดความกว้างเท่ากับ $\lambda_g / 48$...	85
4.6.2.3 การเพิ่มพาราซิติควางตั้งฉากที่มีการกำหนดความกว้างเท่ากับ $\lambda_g / 29$...	89
4.7 การเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนให้กับสายอากาศช่องเปิดเพื่อปรับปรุงค่า แมทอิมพีแดนซ์	89
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	92
5.1 สรุปผลการวิเคราะห์ผลกระทบของพาราซิติคแบบช่องเปิดที่มีผลต่อสายอากาศช่อง เปิดแบบแคบ.....	92

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.2 หลักการนำไปใช้งาน	94
5.2.1 กรณีที่ต้องการแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าลบ	98
5.2.2 กรณีที่ต้องการแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่มีค่าเข้าใกล้ศูนย์.....	98
5.2.3 กรณีที่ต้องการแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าบวก ..	98
5.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา.....	99
เอกสารอ้างอิง.....	100
ภาคผนวก.....	102
ภาคผนวก ก. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์.....	103
ประวัติผู้เขียน	115

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 แสดงค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ที่ได้จากการคำนวณของสายอากาศไมโครสตริปที่ออกแบบที่ความถี่ 8, 9, 10, 11 และ 12 GHz.....	44
4.2 แสดงค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบ โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่ออกแบบที่ความถี่ 8, 9, 10, 11 และ 12 GHz	48
4.3 แสดงค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลด และค่าอิมพีแดนซ์ทั้งค่าจริงและจินตภาพ ณ ความถี่รีโซแนนซ์ ของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ.....	48
4.4 แสดงโครงสร้างและค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบและสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่มีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนขนานกับสายอากาศช่องเปิดและแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศช่องเปิด	51
4.5 แสดงผลการเปรียบเทียบค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลด (S_{11} พารามิเตอร์) ระหว่างสายอากาศที่ไม่มีพาราซิติคและแบบที่มีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดทั้งแบบวางนอนขนานกับสายอากาศและแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศ.....	53
4.6 แสดงการเปรียบเทียบอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ระหว่างสายอากาศที่ไม่มีพาราซิติคและแบบที่มีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดทั้งแบบวางนอนขนานกับสายอากาศและแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศ.....	54
4.7 แสดงการเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์ทั้งค่าจริงและค่าจินตภาพ ที่ความถี่รีโซแนนซ์ ระหว่างสายอากาศที่ไม่มีพาราซิติคและแบบที่มีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดทั้งแบบวางนอนขนานกับสายอากาศและแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศ.....	54
4.8 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความยาว $\lambda_g / 16$ และมีความกว้าง $\lambda_g / 143$ และมีระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ	64
4.9 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความยาว $\lambda_g / 16$ และมีความกว้าง $\lambda_g / 48$ และมีระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ.....	65
4.10 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความยาว $\lambda_g / 16$ และมีความกว้าง $\lambda_g / 29$ และมีระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ.....	67
4.11 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความยาว $\lambda_g / 8$ และมีความกว้าง $\lambda_g / 143$ และมีระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ	70
4.12 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความยาว $\lambda_g / 8$ และมีความกว้าง $\lambda_g / 48$ และมีระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ.....	71

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
4.13 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซดิกช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความยาว $\lambda_g / 8$ และมีความกว้าง $\lambda_g / 29$ และมีระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ.....	73
4.14 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซดิกแบบช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความยาว $3\lambda_g / 16$ มีระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณ $\lambda_g / 8$ และมีความกว้างที่ต่างกัน 3 ค่า.....	74
4.15 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซดิกช่องเปิดแบบวางตั้งฉากที่มีความยาว $\lambda_g / 16$ และมีความกว้าง $\lambda_g / 143$ และมีระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ.....	80
4.16 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซดิกช่องเปิดแบบวางตั้งฉากที่มีความยาว $\lambda_g / 16$ และมีความกว้าง $\lambda_g / 48$ และมีระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ.....	81
4.17 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซดิกช่องเปิดแบบวางตั้งฉากที่มีความยาว $\lambda_g / 16$ และมีความกว้าง $\lambda_g / 29$ และมีระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ.....	84
4.18 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซดิกช่องเปิดแบบวางตั้งฉากที่มีความยาว $\lambda_g / 16$ และมีความกว้าง $\lambda_g / 143$ และมีระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ.....	86
4.19 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซดิกช่องเปิดแบบวางตั้งฉากที่มีความยาว $\lambda_g / 16$ และมีความกว้าง $\lambda_g / 48$ และมีระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ.....	87
4.20 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซดิกช่องเปิดแบบวางตั้งฉากที่มีความยาว $\lambda_g / 16$ และมีความกว้าง $\lambda_g / 29$ และมีระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ.....	88
4.21 แสดงการเปรียบเทียบค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับระหว่างสายอากาศช่องเปิดแบบธรรมดา กับสายอากาศช่องเปิดที่มีการเพิ่มพาราซดิกแบบช่องเปิด.....	90
4.22 แสดงค่าโครงสร้างของพาราซดิกช่องเปิดเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์.....	91
5.1 แสดงแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพที่เกิดขึ้น เมื่อมีการเพิ่มพาราซดิกที่มีลักษณะ ขนาด รูปแบบการวาง และระยะห่างจากสายอากาศที่แตกต่างกัน แต่มีระยะรวมของพาราซดิก (S_p) อยู่ในช่วงระยะ A.....	96
5.2 แสดงแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพที่เกิดขึ้น เมื่อมีการเพิ่มพาราซดิกที่มีลักษณะ ขนาด รูปแบบการวาง และระยะห่างจากสายอากาศที่แตกต่างกัน แต่มีระยะรวมของพาราซดิก (S_p) อยู่ในช่วงระยะ B.....	97

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างของสายอากาศแบบไมโครสตริป.....	4
2.2 ลักษณะของคลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป.....	5
2.3 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	6
2.4 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	7
2.5 โครงสร้างของสายส่งไมโครสตริป.....	8
2.6 ตัวอย่างรูปร่างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น.....	11
2.7 ตัวอย่างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดแบบต่าง ๆ.....	12
2.8 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น	13
2.9 การกระจายคลื่นจากช่องเปิด.....	15
2.10 โครงสร้างทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด	16
2.11 โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริปตรงกลาง.....	16
2.12 วงจรสมมูลของสายอากาศช่องเปิดที่มีการป้อนสัญญาณแบบเปิดวงจร	17
2.13 แสดงความเป็นไปได้ 2 ทางในการลดค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิด.....	18
2.14 แสดงโครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบช่องเปิด.....	19
3.1 โครงสร้างส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่.....	23
3.2 แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของยี่อัลกอริทึม	24
3.3 โครงสร้างสามมิติสำหรับกริดเซลล์ของ FDTD (FDTD grid)	25
3.4 สนามไฟฟ้าที่ผิวในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่ง $(1,j,k)$ เป็นกริดเซลล์ที่ต่ำที่สุดของ ของโครงสร้าง FDTD	30
3.5 วงจรความถี่สูงทั่วไปที่มีลักษณะการต่อแบบ 2 พอร์ต	36
3.6 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล	38
3.7 กล้องเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล.....	39
4.1 บล็อกไดอะแกรมของ FDTD อัลกอริทึม.....	45
4.2 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ	47
4.3 โครงสร้างแบบสองมิติและค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญในการกำหนดโครงสร้างของสายอากาศ ช่องเปิดแบบแคบ	47
4.4 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่มีการเพิ่มพาราซิติกช่องเปิดแบบวางนอน ขนานกับสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ	49

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.5	โครงสร้างแบบสองมิติและค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญในการกำหนดโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่มีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนขนานกับสายอากาศ..... 49
4.6	โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่มีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ 50
4.7	โครงสร้างแบบสองมิติและค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญในการกำหนดโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่มีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศ 50
4.8	เปรียบเทียบค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหนดระหว่างสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่ไม่มีการเพิ่มพาราซิติค เทียบกับแบบที่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบวางนอนขนานกับสายอากาศและแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศ..... 52
4.9	เปรียบเทียบค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งระหว่างสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่ไม่มีการเพิ่มพาราซิติค เทียบกับแบบที่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบวางนอนขนานกับสายอากาศและแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศ..... 53
4.10	สนามไฟฟ้าของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่ไม่มีการเพิ่มพาราซิติคและแบบที่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบวางนอนขนานกับสายอากาศและวางตั้งฉากกับสายอากาศ 55
4.11	สนามแม่เหล็กของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่ไม่มีการเพิ่มพาราซิติคและแบบที่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบวางนอนขนานกับสายอากาศและวางตั้งฉากกับสายอากาศ 56
4.12	ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่ไม่มีการเพิ่มพาราซิติคและแบบที่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบวางนอนขนานกับสายอากาศและวางตั้งฉากกับสายอากาศ 58
4.13	แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ XY ของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่ไม่มีการเพิ่มพาราซิติคและแบบที่มีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนและวางตั้งฉาก 59
4.14	แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ XZ ของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่ไม่มีการเพิ่มพาราซิติคและแบบที่มีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนและวางตั้งฉาก 60
4.15	กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความยาว $\lambda_g/16$ และความกว้าง $\lambda_g/143$ 62
4.16	กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความยาว $\lambda_g/16$ และความกว้าง $\lambda_g/48$ 63
4.17	กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความยาว $\lambda_g/16$ และความกว้าง $\lambda_g/29$ 68

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.18 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศ ที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความยาว $\lambda_g/8$ และความกว้าง $\lambda_g/143$	69
4.19 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศ ที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความยาว $\lambda_g/8$ และความกว้าง $\lambda_g/48$	72
4.20 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศ ที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความยาว $\lambda_g/8$ และความกว้าง $\lambda_g/29$	72
4.21 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศ ที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความยาว $3\lambda_g/16$ และระยะห่างจากกึ่งกลางของ สายส่งสัญญาณเท่ากับ $\lambda_g/8$ โดยกำหนดความกว้างจำนวน 3 ค่า ประกอบด้วย $\lambda_g/143$, $\lambda_g/48$ และ $\lambda_g/29$	75
4.22 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศ ที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งฉากที่มีความยาว $\lambda_g/16$ และความกว้าง $\lambda_g/143$	79
4.23 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศ ที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งฉากที่มีความยาว $\lambda_g/16$ และความกว้าง $\lambda_g/48$	82
4.24 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศ ที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งฉากที่มีความยาว $\lambda_g/16$ และความกว้าง $\lambda_g/29$	82
4.25 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศ ที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งฉากที่มีความยาว $\lambda_g/8$ และความกว้าง $\lambda_g/143$	83
4.26 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศ ที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งฉากที่มีความยาว $\lambda_g/8$ และความกว้าง $\lambda_g/48$	85
4.27 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศ ที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งฉากที่มีความยาว $\lambda_g/8$ และความกว้าง $\lambda_g/29$	89
5.1 แสดงค่าระยะรวมของพาราซิติค (S_p) ทั้งกรณีที่เป็นพาราซิติคแบบวางนอนและวางตั้ง	95
5.2 แสดงระยะและตำแหน่งการวางพาราซิติคในช่วงระยะ A และ B	95

รายการสัญลักษณ์

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์.....	ϵ_{eff}
ค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์.....	Z_c
อัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสดิสเพลซเมนต์.....	$\tan \delta$
ความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป.....	W
ความหนาของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป.....	t
ความหนาของวัสดุฐานรอง.....	h
สภาพความยอมของวัสดุฐานรอง.....	ϵ_r
อินทรีนซิกอิมพีแดนซ์ของอากาศว่าง.....	η_0
ความกว้างสมมูลของสายไมโครสตริปตัวนำ.....	w'
ความซึมซาบได้ของอากาศว่าง.....	μ_0
สภาพความยอมของอากาศว่าง.....	ϵ_0
คลื่นแม่เหล็กตกกระทบ.....	\vec{H}^i
คลื่นไฟฟ้าตกกระทบ.....	\vec{E}^i
คลื่นแม่เหล็กสะท้อน.....	\vec{H}^r
คลื่นไฟฟ้าสะท้อน.....	\vec{E}^r
คลื่นแม่เหล็กที่ส่งผ่าน.....	\vec{H}^t
คลื่นไฟฟ้าที่ส่งผ่าน.....	\vec{E}^t
กระแสไฟฟ้าสมมูล.....	\vec{J}
กระแสแม่เหล็กสมมูล.....	\vec{M}
ความกว้างของสายอากาศช่องเปิด.....	W_s
ความยาวของสายอากาศช่องเปิด.....	L_s
ความยาวประสิทธิผล.....	L_{eff}
ค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	Z_f
ค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณแบบช่องเปิด.....	Z_s
ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	ϵ_{ref}
ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของสายส่งสัญญาณแบบช่องเปิด.....	ϵ_{res}
ความเร็วของแสง.....	c
เวกเตอร์สนามไฟฟ้า.....	\vec{E}
เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก.....	\vec{H}

รายการสัญลักษณ์ (ต่อ)

สภาพยอมทางไฟฟ้า.....	ϵ
สภาพนำ.....	σ
สภาพซึมซาบได้ทางสนามแม่เหล็ก.....	μ
สภาพต้านทานแม่เหล็กสมบูรณ์.....	ρ^*
ขนาดของช่วงความยาวในหนึ่งหน่วยเซลล์ ในแนวแกน x	Δx
ขนาดของช่วงความยาวในหนึ่งหน่วยเซลล์ ในแนวแกน y	Δy
ขนาดของช่วงความยาวในหนึ่งหน่วยเซลล์ ในแนวแกน z	Δz
ขนาดของช่วงเวลาที่เพิ่มขึ้นในแต่ละขั้นใน โดเมนเวลา	Δt
ความเร็วในการแพร่กระจายคลื่นในขอบเขตสเปซ.....	v_{\max}
ความกว้างของพัลส์.....	T
ความถี่มีอคูเลต.....	f_0
ความเร็วเฟส.....	v
สนามไฟฟ้าในแนวแกน x.....	E_x
สนามไฟฟ้าในแนวแกน y.....	E_y
สนามไฟฟ้าในแนวแกน z.....	E_z
สนามแม่เหล็กในแนวแกน x.....	H_x
สนามแม่เหล็กในแนวแกน y.....	H_y
สนามแม่เหล็กในแนวแกน z.....	H_z
ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับจากโหลด	S_{11}
ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ	Z_m
ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	$VSWR$
ความยาวคลื่นสัมพัทธ์.....	λ_g
ความยาวคลื่นในอากาศว่าง.....	λ_0
ระยะห่างระหว่างพาราซิติคกับสายอากาศช่องเปิด	S
ระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณถึงขอบของพาราซิติคช่องเปิด.....	S_f
ความยาวของพาราซิติคแบบวางนอนขนานกับสายอากาศ	L_{PH}
ความกว้างของพาราซิติคแบบวางนอนขนานกับสายอากาศ	W_{PH}
ความยาวของพาราซิติคแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศ.....	L_{PV}
ความกว้างของพาราซิติคแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศ.....	W_{PV}
ระยะรวมของพาราซิติค	S_p

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันความถี่ในย่านไมโครเวฟถูกนำมาใช้ในการสื่อสารมากขึ้น มีการพัฒนาในหลายรูปแบบและวิธีการ โดยอาจมีการออกแบบสายอากาศในรูปแบบหรือรูปร่างใหม่ๆ หรืออาจมีการเพิ่มเติมหรือเสริมบางส่วนให้กับสายอากาศพื้นฐานที่มีใช้กันอยู่โดยทั่วไป ซึ่งจุดประสงค์หลักก็เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพหรือปรับปรุงแก้ไขคุณลักษณะในด้านต่างๆ ของสายอากาศนั่นเอง ในปัจจุบันสายอากาศแบบไมโครสตริปเป็นสายอากาศแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก เนื่องจากมีคุณสมบัติเด่นหลายประการ เช่น น้ำหนักเบา ขนาดเล็ก ต้นทุนต่ำ และไม่มีรูปแบบตายตัวซึ่งคุณลักษณะนี้เองทำให้สายอากาศไมโครสตริปมีอยู่ด้วยกันหลายชนิด และแต่ละชนิดก็มีรูปร่างที่ไม่ตายตัว โดยสายอากาศแบบไมโครสตริปอาจแบ่งออกเป็น 4 รูปแบบพื้นฐาน [1] ซึ่งจะประกอบด้วยสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น สายอากาศไมโครสตริปแบบโคโพล สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด และสายอากาศไมโครสตริปแบบคลื่นเดินทาง โดยสายอากาศแบบแผ่นเป็นสายอากาศไมโครสตริปที่นิยมใช้กันมาก มีการค้นคว้าและวิจัยเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของคุณลักษณะในด้านต่างๆ ของสายอากาศชนิดนี้อย่างต่อเนื่อง ที่ผ่านมาก็มีหลายวิธีที่สามารถเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศชนิดนี้ ซึ่งวิธีการหนึ่งที่น่าสนใจก็คือ การเพิ่มพาราซิติกอีลีเมนต์ (Parasitic Elements) [2] ให้กับสำหรับสายอากาศแบบแผ่น เมื่อทำการเพิ่มพาราซิติกอีลีเมนต์แล้ว จะช่วยทำให้สายอากาศมีแบนวิดท์ที่กว้างขึ้น สำหรับสายอากาศแบบช่องเปิดเองก็มีการเพิ่มประสิทธิภาพโดยใช้พาราซิติกเช่นกัน โดยจะเรียกพาราซิติกที่เพิ่มเข้าไปนี้ว่าพาราซิติกช่องเปิด (Parasitic Slot) สายอากาศช่องเปิดที่มีการปรับปรุงประสิทธิภาพโดยใช้พาราซิติกแบบช่องเปิดโดยมีการป้อนสัญญาณแบบ Coplanar Waveguide เมื่อเพิ่มแล้วจะทำให้ค่าการสูญเสียลดลง และเพิ่มกำลังขยาย [3] แต่รูปแบบของสายอากาศนั้นค่อนข้างซับซ้อนและสร้างได้ยาก ดังนั้นการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่เป็นรูปแบบพื้นฐานที่สามารถสร้างได้ง่าย น่าจะสามารถนำไปใช้งานได้มากกว่า

คุณลักษณะที่สำคัญประการหนึ่งของสายอากาศ ก็คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศซึ่งการที่ค่าอิมพีแดนซ์นี้มีค่าที่เท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณ นั้นหมายถึงการส่งผ่านสัญญาณจากสายส่งสัญญาณไปยังสายอากาศ จะไม่เกิดการสะท้อนย้อนกลับของสัญญาณเลย นั่นคือสัญญาณถูกส่งผ่านไปได้อย่างหมด ซึ่งหมายถึงประสิทธิภาพสูงสุดของสายอากาศ โดยวิธีการเพิ่มพาราซิติกให้กับสายอากาศแบบช่องเปิด สามารถที่จะช่วยในการปรับค่าเมทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิดให้มีค่าที่ใกล้เคียงกับค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณมากขึ้นได้ [4-5]

1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา

จากที่ได้กล่าวมาแล้วในตอนต้น ว่าการเพิ่มพาราดิกแบบช่องเปิดให้กับสายอากาศช่องเปิดแบบแคบนั้น สามารถช่วยปรับแมทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศโดยรวม ให้มีค่าอิมพีแดนซ์ที่ใกล้เคียงกับสายส่งสัญญาณให้มากขึ้นได้ แต่ในการเพิ่มพาราดิกช่องเปิดนั้นต้องมีการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นขนาดและตำแหน่งในการวางพาราดิก ซึ่งต้องเหมาะสมกับสายอากาศช่องเปิดเดิมที่ออกแบบไว้แล้ว ดังนั้นวัตถุประสงค์หลักของวิทยานิพนธ์นี้ คือ การวิเคราะห์ถึงผลกระทบของตำแหน่งในการวางและขนาดของพาราดิกช่องเปิด ว่ามีผลกระทบต่อ การเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศอย่างไร เพื่อนำไปใช้ประโยชน์ในการกำหนดขนาดและตำแหน่งในการวางของพาราดิกช่องเปิดให้เหมาะสมกับสายอากาศที่ออกแบบ ซึ่งจะ ช่วยในการแมทค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิดเดิม ให้มีค่าที่ใกล้เคียงกับค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณให้มากขึ้น รวมทั้งวิเคราะห์ถึงผลกระทบที่จะเกิดขึ้นกับคุณลักษณะในด้านต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิด ว่ามีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างไรบ้างเมื่อมีการเพิ่มพาราดิกแบบช่องเปิด

1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริป ซึ่งจะ ทำการศึกษา และวิเคราะห์สายอากาศด้วยรูปแบบจำลองโครงสร้างทางระเบียบวิธีเชิงตัวเลขในเชิง ทฤษฎีโดยไม่มีการทดลองสร้างอุปกรณ์จริง และในการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศแบบ ช่องเปิดแบบต่าง ๆ นั้น จะเป็นการยากถ้าใช้การวิเคราะห์โดยใช้สมการแมกซ์เวลล์โดยตรง ดังนั้นจึงได้นำระเบียบวิธีเชิงตัวเลข (Numerical Method) [6] มาช่วย ซึ่งวิธีนี้เป็นวิธีที่นิยมมาก เนื่องจากสามารถนำคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณ และวิเคราะห์สายอากาศได้รวดเร็วและ ง่ายต่อความเข้าใจยิ่งขึ้น สำหรับระเบียบวิธีเชิงตัวเลขที่นำมาใช้ส่วนมาก ได้แก่ ระเบียบวิธี โมเมนต์ (Moment Method) ระเบียบวิธีขั้นประกอบ (Finite Element Method) และวิธีผลต่าง สืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference Time Domain : FDTD) เป็นต้น โดยใน วิทยานิพนธ์นี้จะนำระเบียบวิธี FDTD ซึ่งเป็นวิธีการหนึ่งในการแก้สมการเชิงอนุพันธ์ ในสมการ แมกซ์เวลล์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า [7-9] โดยวิธีนี้มีหลักการง่าย ๆ คือ เปลี่ยนสมการเชิง อนุพันธ์ของแมกซ์เวลล์ให้อยู่ในรูปของสมการไฟไนท์-ดิฟเฟอเรนซ์ (Finite Difference Equation) และจะคำนวณอยู่ในโดเมนเวลา มาช่วยในการคำนวณเพื่อให้ได้คุณลักษณะที่สำคัญ ของสายอากาศ และเพื่อที่จะนำไปใช้สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ โดยโครงสร้างของ สายอากาศที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้จะประกอบด้วย สายอากาศไมโครสตริปช่อง เปิดแบบแคบที่มีการเชื่อมต่อสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริป และสายอากาศไมโครสติป ช่องเปิดแบบแคบที่มีการเพิ่มพาราดิกแบบช่องเปิดทั้งแบบวางนอนขนานกับสายอากาศ และแบบ

วางตั้งฉากกับสายอากาศ ทำการวิเคราะห์สายอากาศที่ออกแบบความถี่ที่ใช้งานในย่าน X-BAND โดยจะทำการวิเคราะห์ทั้งหมด 5 ความถี่ ประกอบด้วยความถี่ 8, 9, 10, 11 และ 12 GHz ตามลำดับ โดยจะวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศ ประกอบด้วย ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลด (Return Loss : S11 Parameter) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) สนามไฟฟ้า (Electric Field) สนามแม่เหล็ก (Magnetic Field) ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า (Current Density) และแบบรูปการแผ่พลังงานในสนามระยะไกล (Far Field Pattern)

1.4 ขั้นตอนของการศึกษา

จากวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ สามารถสรุปขั้นตอนในการศึกษาออกเป็น 5 บท ดังนี้
 บทที่ 1 กล่าวถึงวัตถุประสงค์และขอบเขตการศึกษาของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริป ซึ่งประกอบไปด้วย โครงสร้างและคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริป ทฤษฎีของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป ชนิดของสายอากาศไมโครสตริป ทฤษฎีของสายอากาศแบบช่องเปิด และทฤษฎีของสายส่งสัญญาณแบบช่องเปิด

บทที่ 3 กล่าวถึงการศึกษาและวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD และการนำวิธี FDTD ไปประยุกต์ใช้กับสายอากาศ ในทฤษฎีของ FDTD นั้นจะประกอบด้วยสมการของแมกซ์เวลล์ และยี่อัลกอริทึม (Yee Algorithm) เงื่อนไขความเสถียรภาพเชิงตัวเลข (Numerical Stability) การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน (Source Excitation) เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorb Boundary Conditions) ส่วนทฤษฎีในการวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD นั้นประกอบด้วย พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย (S parameter) อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง และแบบรูปการแผ่พลังงานในสนามระยะไกลของสายอากาศ

บทที่ 4 เป็นการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบแคบ วิเคราะห์ผลกระทบที่เกิดขึ้นกับคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ เมื่อมีการเพิ่มพาราซิติคแบบช่องเปิด วิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์แต่ละค่าที่เกี่ยวข้องกับโครงสร้างของพาราซิติคแบบช่องเปิดว่ามีผลกระทบมากน้อยเพียงใด และการปรับปรุงเมทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบโดยใช้พาราซิติคแบบช่องเปิด

บทที่ 5 เป็นบทสรุปผลการวิเคราะห์ผลกระทบที่เกิดขึ้นจากการเพิ่มพาราซิติคแบบช่องเปิดพร้อมหลักการนำไปใช้งาน ซึ่งจะอธิบายถึงแนวทางในการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของพาราซิติค รวมทั้งข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนาต่อไปของงานวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้

บทที่ 2

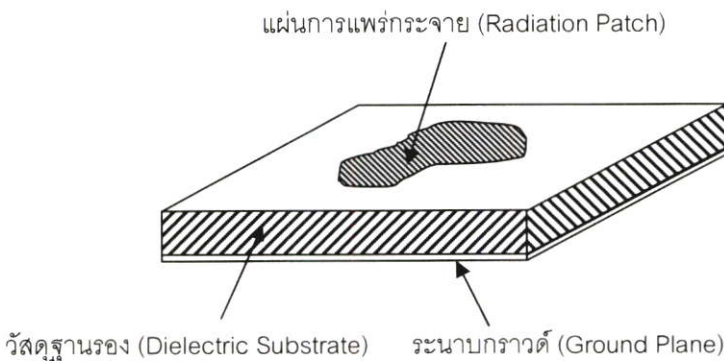
สายอากาศไมโครสตริป

2.1 กล่าวนำ

แนวความคิดในเรื่องตัวแพร่กระจายแบบไมโครสตริป ถูกนำเสนอเป็นครั้งแรก โดย เดสเชมป์ [10] ในปี 1953 แต่มีการจดทะเบียนสิทธิบัตรในฝรั่งเศส ในปี 1955 ในนามของ กันตัน และไบชินอด [11] อย่างไรก็ตามเป็นเวลากว่า 20 ปี จึงมีการสร้างใช้งานจริง และมีการพัฒนาอย่างรวดเร็วมากในช่วง 1970 เนื่องจากความเอื้ออำนวยของวัสดุฐานรอง (substrate) ที่ดี ซึ่งมีค่า loss tangent ที่ต่ำ ค่าการดูดกลืนความร้อน (attractive thermal) ที่ดี และคุณสมบัติของเครื่องจักร มีการพัฒนาเทคนิคในการทำแผ่นพิมพ์ที่ดีขึ้น ประกอบกับทฤษฎีที่แม่นยำมากขึ้น

สายอากาศอันแรกที่สามารถใช้งานได้จริงถูกพัฒนาโดย โอเวล [12] และมันสัน [13] ตั้งแต่นั้นมา ก็มีการค้นคว้าและพัฒนาสายอากาศแบบไมโครสตริปและแบบอะเรย์ โดยมีความตั้งใจที่จะใช้ประโยชน์ที่มีอยู่อย่างมากมายจากสายอากาศชนิดนี้ เช่น น้ำหนักเบา ขนาดเล็ก ต้นทุนต่ำ ไม่มีรูปแบบตายตัว สามารถสร้างได้โดยอาศัยเทคโนโลยีการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ ดังนั้นจึงมีความหลากหลายในการนำไปประยุกต์ใช้งาน ซึ่งจะเห็นได้ว่าในปัจจุบันอุปกรณ์สื่อสารต่าง ๆ ล้วนต้องการให้มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา จึงทำให้สายอากาศแบบไมโครสตริปเป็นที่นิยมนำมาใช้งานกันอย่างกว้างขวาง

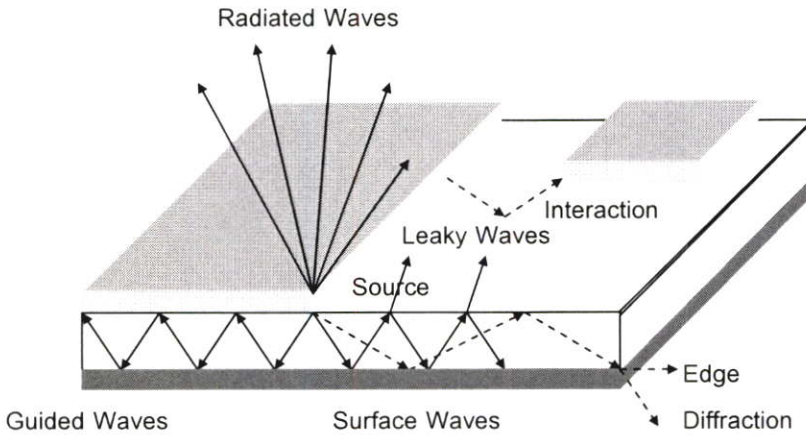
2.2 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของสายอากาศแบบไมโครสตริป

ไมโครสตริปเป็นแผ่นวงจรที่ใช้กันอย่างกว้างขวางในย่านความถี่ไมโครเวฟ [14] โดยโครงสร้างทั่วไปของสายอากาศแบบไมโครสตริป จะประกอบไปด้วยแผ่นที่ใช้ในการแพร่กระจายคลื่นซึ่งจะอยู่ด้านบนหนึ่งของวัสดุฐานรอง (Dielectric Substrate) และมีระนาบกราวด์ (Ground Plane) อยู่อีกด้าน

หนึ่ง แสดงตามรูปที่ 2.1 โดยปกติแล้วแผ่นตัวนำจะทำด้วยทองแดงหรือทองคำ สามารถทำเป็นรูปร่างต่าง ๆ ได้ แต่นิยมทำเป็นรูปสี่เหลี่ยมเนื่องจากเป็นรูปร่างที่ง่ายต่อการวิเคราะห์



รูปที่ 2.2 ลักษณะของคลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป

2.2.1 คลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป

2.2.1.1 คลื่นนำทาง (Guided Wave)

ลักษณะการแพร่กระจายของคลื่นชนิดนี้จะแพร่กระจายอยู่เฉพาะในวัสดุฐานรอง และคลื่นจะสะท้อนไปมาระหว่างตัวนำสองตัว โดยในการแพร่กระจายคลื่นจะทำมุมอยู่ระหว่างช่วง 6 ถึง 9 นาฬิกา (ทิศทางการเคลื่อนที่ตามเข็มนาฬิกา) คลื่นนำทางนี้จะถูกนำไปใช้กันมากกับสายส่งสัญญาณ เนื่องจากคลื่นแบบนี้มีส่วนในการสะสมพลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต้องการในสายอากาศแบบแผ่น เพราะฉะนั้นคลื่นแบบนี้จะมีอิทธิพลสูงเมื่อเลือกใช้วัสดุฐานรองที่บางและมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (Permittivity) ที่สูง

2.2.1.2 คลื่นแผ่พลังงาน (Radiated Wave)

คลื่นแบบนี้จะมีทิศทางการแพร่กระจายในลักษณะที่แพร่ขึ้นไปบนอากาศที่ไม่มีการปิดกั้นของขอบเขตใด ๆ โดยทิศทางการแพร่กระจายทำมุมอยู่ระหว่างช่วง 9 ถึง 3 นาฬิกา ลักษณะของคลื่นแบบนี้จะใช้มากในงานที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศ คลื่นแบบนี้จะมีอิทธิพลสูงเมื่อเลือกใช้วัสดุฐานรองที่หนา (เปรียบเทียบกับความยาวคลื่น) และมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าที่ต่ำ

2.2.1.3 คลื่นรั่ว (Leaky Wave)

ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นจะอยู่ในช่วง 3 ถึง 6 นาฬิกา โดยคลื่นรั่วนี้จะแพร่กระจายมาจากคลื่นที่สะท้อนมาจากกระนาบกราวด์ ไปยังจุดเชื่อมต่อระหว่างอากาศกับไดอิเล็กตริก เมื่อคลื่นสะท้อนมาถึงตำแหน่งนี้จะทำให้เกิดคลื่นที่ส่งออกไปในอากาศ นั่นคือคลื่นรั่วออกจากคลื่นที่สะท้อนกลับลงไปในวัสดุฐานรอง (Surface Wave) ลักษณะของคลื่นรั่วที่เกิดขึ้นนี้จะนำไปช่วย

ในเรื่องของการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งขึ้นอยู่กับเงื่อนไขและความเหมาะสมในการนำไปใช้งานของสายอากาศแต่ละแบบ เช่น ทำให้มีสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) ที่สูง [15]

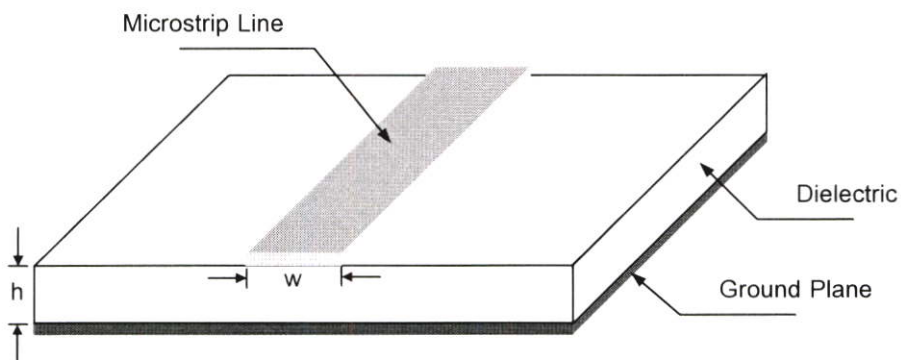
2.2.1.4 คลื่นผิว (Surface Wave)

เมื่อมุมในการแพร่กระจายที่เกิดขึ้นมีมุมมากกว่าของคลื่นร่ว จะทำให้เกิดการสะท้อนมายังวัสดุฐานรอง จึงเรียกคลื่นแบบนี้ว่าคลื่นผิว เมื่อคลื่นผิวถูกส่งมาที่ขอบของโครงสร้างตามรูปที่ 2.2 จะทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นออกจากโครงสร้าง ซึ่งทำให้เกิดผลเสียต่อแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ กล่าวคือ จะทำให้พลังงานในการส่งหรือรับลดน้อยลง ซึ่งคลื่นในลักษณะนี้จะมีความสำคัญมากเมื่อเลือกใช้วัสดุฐานรองที่หนาและมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าที่มีค่าสูง

2.2.1.5 ความต้องการคลื่นในสายส่งสัญญาณและสายอากาศ

สำหรับกรณีของสายส่งสัญญาณนั้นจะกระตุ้นให้เกิดคลื่นนำทางให้มากที่สุด ในขณะที่ต้องหลีกเลี่ยงการเกิดคลื่นแผ่พลังงาน คลื่นร่ว และคลื่นผิว ซึ่งจะตรงกันข้ามกับความต้องการของสายอากาศที่ต้องการให้เกิดคลื่นแผ่พลังงานให้มากที่สุด และต้องพยายามไม่ให้เกิดคลื่นนำทางในแผ่นตัวนำ กับเกิดคลื่นผิว เพราะนั่นหมายถึงการสูญเสียพลังงานที่จะใช้ในการแพร่กระจาย

2.3 โครงสร้างของสายส่งแบบไมโครสตริบ

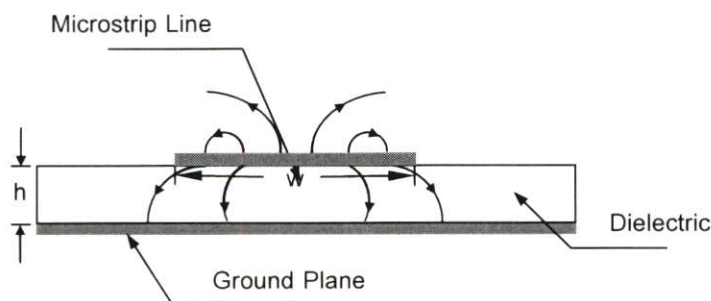


รูปที่ 2.3 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริบ

สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริบ (Microstrip Line) [16] โดยทั่วไปจะมีโครงสร้างตามที่แสดงไว้ตามรูปที่ 2.3 กล่าวคือ จะมีแถบโลหะแคบ ๆ ซึ่งทำหน้าที่เป็นสายส่งสัญญาณหรืออาจเรียกสั้น ๆ ว่า “สตริบ” วางอยู่บนวัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของวัสดุฐานรองจะเป็นโลหะตัวนำทั้งหมดเรียกว่าระนาบกราวด์ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในวัสดุฐานรองระหว่างสตริบกับระนาบกราวด์ ความกว้างของสตริบ รวมทั้งความหนาและคุณสมบัติต่าง ๆ ของวัสดุฐานรอง ล้วนเป็นตัวแปรที่กำหนดค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Characteristic Impedance) ของสายอากาศทั้งสิ้น ซึ่งคุณสมบัติที่สำคัญของวัสดุฐานรองที่นำมาใช้ คือ ค่าคงตัว

ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_{eff}) บ่งบอกถึงคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริกโดยเทียบกับอากาศว่าง คำนี้อาจส่งผลทำให้คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายส่งไมโครสตริปเปลี่ยนแปลงไป ค่า Loss tangent ($\tan \delta$) ที่ความถี่ 10 GHz เป็นค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแส ดิสเพลซเมนต์ คำนี้อาจแสดงให้รู้ว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใด ค่ายิ่งต่ำยิ่งดี ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal Conductivity) จะแสดงให้รู้ว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ค่ายิ่งสูงยิ่งดี ค่าความขรุขระของผิวหน้าจัดว่ามีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะจะมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามสตริป เพราะฉะนั้นความขรุขระยิ่งน้อยก็ยิ่งดี และความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric Strength) นั้น บอกรถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ

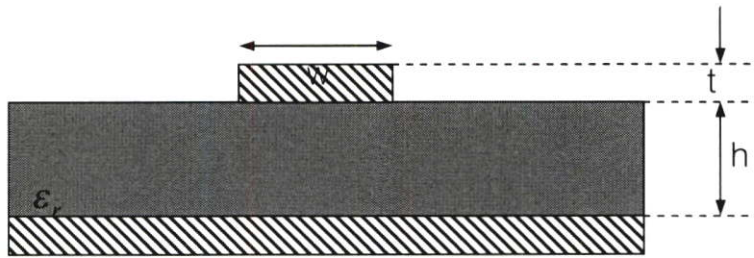
2.3.1 การส่งผ่านคลื่นในสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป



รูปที่ 2.4 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

โครงสร้างของสายส่งไมโครสตริปเป็นโครงสร้างที่ง่ายต่อการนำไปสร้างและใช้งาน แต่ในการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปโดยละเอียดด้วยทฤษฎีนั้น เป็นสิ่งที่ยุ่งยากมาก ทั้งนี้เนื่องจากเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเปรียบเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่น แต่อย่างไรก็ตามได้มีผู้ทำการศึกษาทางทฤษฎีและพบว่าคลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปจะใกล้เคียงกับโหมด TEM มาก แต่จะไม่ใช้โหมด TEM เสียทีเดียว จึงเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่าโหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) ซึ่งแสดงไว้ตามรูปที่ 2.4 โดยแสดงถึงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป การที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM จึงพอจะอนุโลมให้เป็นโหมด TEM ได้ ดังนั้นจึงสามารถใช้หลักการของวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาคุณลักษณะของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปได้ กล่าวคือ ถ้าสามารถหาค่าอินดักแตนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยของความยาวได้ ก็สามารถที่จะนำค่าทั้งสองนี้ไปคำนวณหาคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ได้ แต่อย่างไรก็ตามการหาค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป ก็ยังยุ่งยากกว่าสายตัวนำแบบคู่ขนานและสายโคแอกเซียล เนื่องจากสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปมีทั้งสารไดอิเล็กตริกและ

อากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน สำหรับในส่วนของ การหาค่าอินตีกแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวนั้นจะไม่ถูกรบกวนจากการมีสารไดอิเล็กตริก แม้ว่าค่าคาปาซิแตนซ์จะยุ่งยากกว่าปกติ แต่ก็สามารถทำให้ง่ายขึ้นได้ โดยใช้วิธีการหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (Effective Dielectric Constant ย่อว่า ϵ_{eff}) ของระบบ เป็นการหารวมผลของสารไดอิเล็กตริกและอากาศเข้าด้วยกัน และเนื่องจากสารไดอิเล็กตริกมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ ดังนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ก็จะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ด้วย อย่างไรก็ตามจากการศึกษาทางทฤษฎี และจากการทดลองของผู้เชี่ยวชาญพบว่า ในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 2 GHz นั้น ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์จะเปลี่ยนแปลงไปอันเนื่องมาจากกรณีของไฟฟ้าสถิตนั้นมีน้อยมาก จึงสามารถที่จะอนุโลมให้ใช้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของไฟฟ้าสถิตได้ แต่สำหรับในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 2 GHz จะต้องคำนึงถึงการปรับแต่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ให้เหมาะสมกับความถี่ที่ต้องการนำไปใช้งาน จาก [17] สามารถหาค่าของ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ $Z_c (\Omega)$ และค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ได้จากสมการ โดยมีส่วนประกอบของรายละเอียดและโครงสร้างของสายส่งไมโครสตริปแสดงตามรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงโครงสร้างของสายส่งไมโครสตริป

- เมื่อ w คือความกว้างของสายส่งไมโครสตริป
 t คือ ความหนาของสายส่งไมโครสตริป
 h คือ ความหนาของวัสดุฐานรอง
 ϵ_r คือ สภาพความยอมของวัสดุฐานรอง

โดยค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปสามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$Z_c = \frac{\eta_0}{2.0\sqrt{2.0\pi\sqrt{\epsilon_r} + 1.0}} \ln \left\{ 1.0 + \frac{4.0h}{w'} \left[\frac{14.0 + 8.0/\epsilon_r}{11.0} \frac{4.0h}{w'} + \sqrt{\left(\frac{14.0 + 8.0/\epsilon_r}{11.0} \right)^2 \left(\frac{4.0h}{w'} \right)^2 + \frac{1.0 + 1.0/\epsilon_r}{2.0} \pi^2} \right] \right\} \quad (\Omega) \quad (2.1)$$

เมื่อ η_0 = อินทรีนซิคอิมพีแดนซ์ของอากาศว่าง (Intrinsic Impedance of free space)
 h = ความสูงของวัสดุฐานรอง
 w' = ความกว้างสมมูล (Equivalent width) ของสายไมโครสตริปตัวนำ
 $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 120\pi$
 μ_0 = ความซึมซาบได้ของอากาศว่าง (Permeability of free space : H/m)
 ϵ_0 = สภาพความยอมของอากาศว่าง (Permittivity of free space : F/m)

สำหรับในการหาค่าของไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (Effective dielectric constant) จะพิจารณาจากอัตราส่วนระหว่างความกว้างของสายส่งสัญญาณ (w) ต่อความสูงของวัสดุฐานรอง (h) ก่อนเป็นอันดับแรก โดยแบ่งออกเป็น 2 กรณีดังนี้ คือ

กรณีแรก ค่า $\frac{w}{h} \leq 1.0$ สามารถหาค่าได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1.0}{2.0} + \frac{\epsilon_r - 1.0}{2.0} \left[\left(1.0 + \frac{12.0h}{w} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1.0 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad (2.2)$$

กรณีที่สองเมื่อค่าของ $\frac{w}{h} \geq 1.0$ จะหาจากสมการดังต่อไปนี้

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1.0}{2.0} + \frac{\epsilon_r - 1.0}{2.0} \left(1.0 + \frac{12.0h}{w} \right)^{-0.5} \quad (2.3)$$

โดยค่าความกว้างของสายส่งไมโครสตริปในกรณีของการหาค่า อิมพีแดนซ์คุณสมบัติของสายอากาศตามสมการที่ 2.1 จะใช้ค่าความกว้างสมมูลของสายไมโครสตริปมาใช้ในการคำนวณ ซึ่งความกว้างสมมูลนี้มีขนาดที่กว้างกว่าขนาดของความกว้างจริง โดยขนาดที่เพิ่มขึ้นนั้นสามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$\Delta w' = \Delta w \left(\frac{1.0 + 1.0/\epsilon_r}{2.0} \right) \quad (2.4)$$

เมื่อ $\frac{\Delta w}{t} = \frac{1.0}{\pi} \ln \left[\frac{4e}{\sqrt{(t/h)^2 + \left(\frac{1/\pi}{w/t + 1.1} \right)^2}} \right] \quad (2.5)$

และค่า $\epsilon(m)$ เป็นค่าความหนาของสายไมโครสตริปตัวนำ ดังนั้นค่าความกว้างสมมูลจะหาได้จากสมการ

$$w' = w + \Delta w \quad (2.6)$$

จากที่กล่าวมาแล้วข้างต้นว่า ในกรณีที่มีการออกแบบสายส่งสัญญาณที่มีความถี่ในการใช้งานที่สูงกว่า 2 GHz ค่าของ ϵ_{eff} จะมีการเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ ซึ่งสมการที่ใช้สำหรับหาค่าของค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์นั้น สามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้ ซึ่งสมการนี้สามารถรองรับความถี่ [18] ได้มากถึง 60 GHz

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}(f=0)}{1.0 + P(f)} \quad (2.7)$$

$$P(f) = P_1 P_2 [(0.1844 + P_3 P_4) \times (10.0 fh)]^{1.5763} \quad (2.8)$$

$$P_1 = 0.27488 + \left[0.6315 + \frac{0.525}{(1.0 + 0.157 fh)^{20}} \right] \frac{w}{h} - 0.065683e^{-8.7513w/h} \quad (2.9)$$

$$P_2 = 0.33622 [1.0 - e^{-0.03442\epsilon_r}] \quad (2.10)$$

$$P_3 = 0.0363e^{-4.6w/h} [1.0 - e^{-(fh/3.87)^{4.97}}] \quad (2.11)$$

$$P_4 = 1.0 + 2.751 [1.0 - e^{-(\epsilon_r/15.916)^8}] \quad (2.12)$$

เมื่อ f เป็นความถี่มีหน่วยเป็น GHz และ h เป็นความสูงของวัสดุฐานรองมีหน่วยเป็นเซนติเมตร (cm.) และเพื่อความแม่นยำในการคำนวณหาค่าของสมการข้างต้น จึงต้องมีการกำหนดเงื่อนไขสำหรับค่าของตัวแปรที่จะนำมาใช้ว่าควรมีค่าอยู่ในช่วงใด ซึ่งจะประกอบด้วย

$$0.1 \leq w/h \leq 100.0 \quad (2.13)$$

$$1.0 \leq \epsilon_r \leq 20.0 \quad (2.14)$$

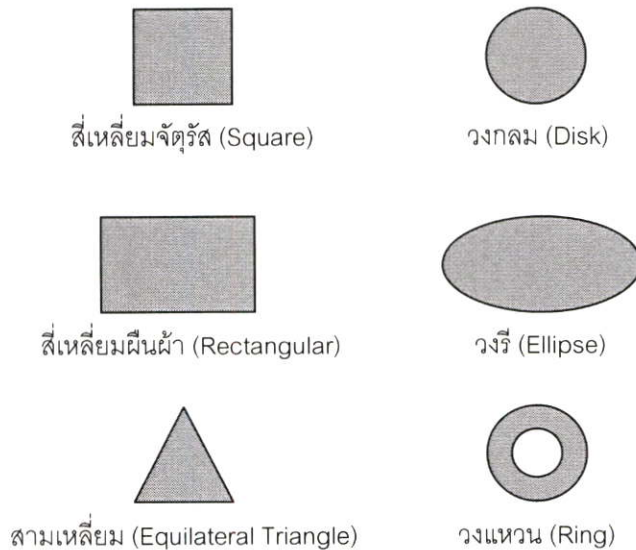
$$0 \leq h/\lambda \leq 0.13 \quad (2.15)$$

2.4 ชนิดของสายอากาศแบบไมโครสตริป

สายอากาศแบบไมโครสตริป แบ่งออกได้เป็น 4 รูปแบบพื้นฐาน [1] ซึ่งจะประกอบด้วย สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น (Microstrip Patch Antennas) สายอากาศไมโครสตริปแบบไดโพล (Microstrip or Printed Dipole Antennas) สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด (Printed Slot Antennas) และสายอากาศไมโครสตริปแบบคลื่นเดินทาง (Microstrip Traveling-Wave Antennas)

2.4.1 สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น

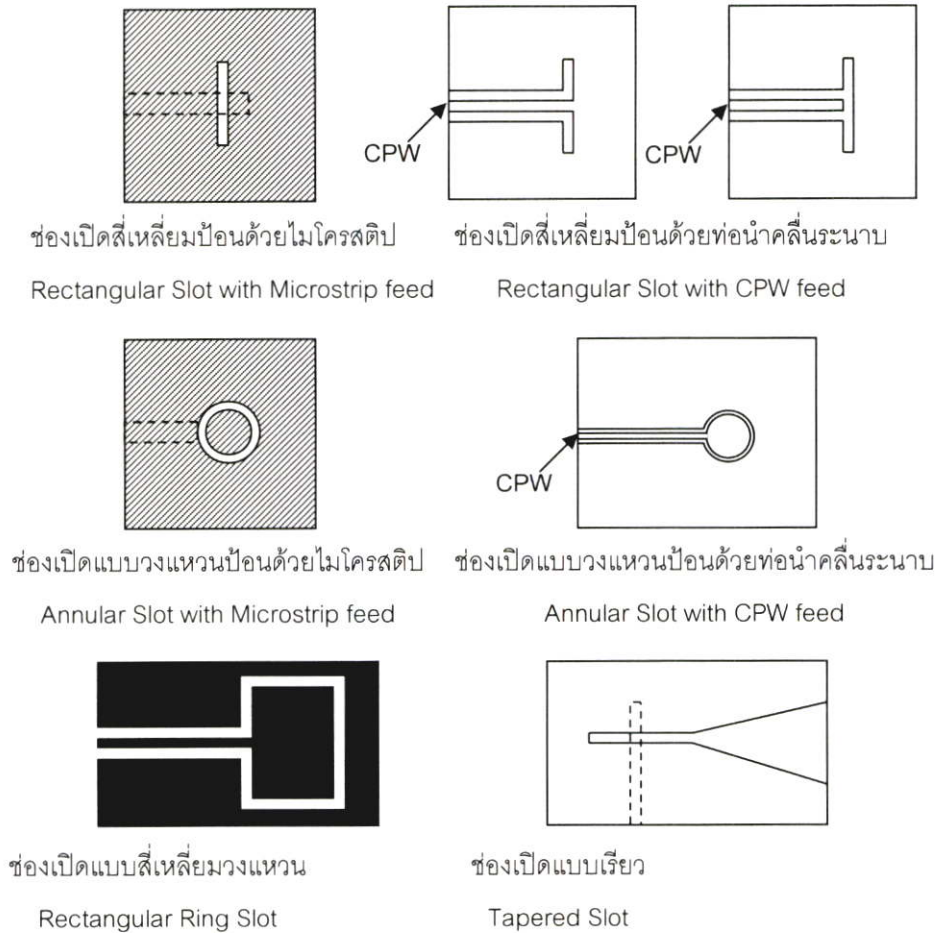
สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น ประกอบไปด้วยแผ่นตัวนำอยู่ด้านบนหนึ่งของวัสดุฐานรอง ซึ่งมีระนาบกราวด์อยู่อีกด้านหนึ่ง รูปแบบพื้นฐานที่ใช้กันแสดงตามรูปที่ 2.6 ซึ่งลักษณะการแพร่กระจายของมันจะคล้าย ๆ กันแม้ว่าจะมีรูปร่างที่แตกต่างกัน เหตุผลก็เพราะมันเปรียบเสมือน ไดโพล สายอากาศไมโครสตริปแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้าและแบบวงกลม จะเป็นรูปร่างที่นิยมใช้กัน อย่างกว้างขวาง



รูปที่ 2.6 ตัวอย่างรูปร่างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น

2.4.2 สายอากาศไมโครสตริปหรือแผ่นพิมพ์แบบไดโพล

ไมโครสตริปหรือแผ่นพิมพ์แบบไดโพล เมื่อเทียบกับสายอากาศแบบแผ่นสี่เหลี่ยมแล้วจะมีความแตกต่างกันในด้านรูปทรง กล่าวคือความแตกต่างกันระหว่างอัตราส่วนระหว่างความยาวกับความกว้าง ซึ่งความกว้างของไดโพลโดยปกติจะน้อยกว่า 0.05 ของความยาวคลื่นในอากาศ แต่รูปแบบการแพร่กระจายของสายอากาศไดโพลและแบบแผ่นจะคล้ายคลึงกัน เนื่องจากการแพร่กระจายของกระแสในแนวยาวมีความคล้ายกันนั่นเอง แต่อย่างไรก็ตามเรื่องของ ความต้านทานการแพร่กระจาย, ความกว้างของช่วง (bandwidth) และ cross-polarize มีความแตกต่างกันมาก ซึ่งความน่าสนใจอยู่ที่คุณสมบัติเด่นหลายอย่าง เช่น ขนาดเล็ก มี polarize แบบเชิงเส้น



รูปที่ 2.7 ตัวอย่างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดแบบต่าง

2.4.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

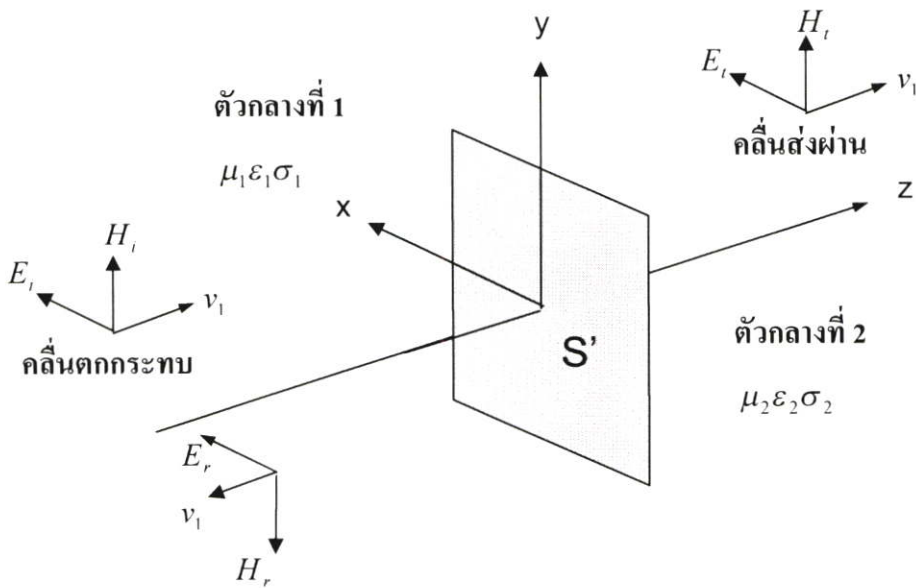
สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดจะมีการเจาะช่องเปิดในระนาบกราวด์ ซึ่งรูปร่างช่องเปิดนี้สามารถทำได้เกือบทุกรูปร่าง ตามทฤษฎีแล้วรูปร่างของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นส่วนใหญ่ที่แสดงในรูปที่ 2.6 สามารถนำมาใช้ได้จริงกับสายอากาศแบบช่องเปิด แต่อย่างไรก็ตามได้มีการศึกษาเพียงรูปร่างช่องเปิดเพียงแค่นี้ก็แบบเท่านั้น ซึ่งประกอบไปด้วย ช่องเปิดสี่เหลี่ยม, ช่องเปิดวงแหวน, ช่องเปิดสี่เหลี่ยมที่มีลักษณะเป็นวงแหวน (rectangular ring slot) และแบบเรียว (tapered slot) ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.7 สิ่งที่เหมาะสมกับสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นก็คือสายอากาศแบบช่องเปิดสามารถจะป้อนสัญญาณได้ทั้งแบบป้อนด้วยสายส่งไมโครสตริป หรือแบบท่อนำคลื่นระนาบ (Coplanar waveguide) ก็ได้ สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยทั่วไป มีการแพร่กระจายคลื่นแบบสองทิศทาง (bidirectional) นั่นคือมันสามารถจะแพร่กระจายสัญญาณออกไปทั้งสองด้านของช่องเปิด แต่การแพร่กระจายแบบทิศทางเดียวก็สามารถทำได้ โดยการใช้แผ่นสะท้อน (reflector plate) วางไว้อีกด้านหนึ่งของช่องเปิด

2.4 สายอากาศไมโครสตริปแบบคลื่นเดินทาง

สายอากาศไมโครสตริปแบบคลื่นเดินทาง บางทีก็ประกอบไปด้วยตัวนำที่มีรูปร่างเหมือนกับโซ่ ซึ่งจะมีลักษณะเป็นรายคาบคือมีรูปร่างที่ซ้ำ ๆ กัน หรือเป็นสายไมโครสตริปที่มีความกว้างมากพอที่จะรองรับคลื่นแบบ ทรานสเวอ์สอิเล็กทริกเวฟ (TE) ได้ โดยปลายสุดอีกด้านของสายอากาศแบบนี้จะต่อปลายตัวโหลดที่เหมือนกัน เพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดคลื่นนิ่งในสายอากาศ

2.5 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

2.5.1 ทฤษฎีการเหนี่ยวนำ (Induction Theorem) [16]



รูปที่ 2.8 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น

สายอากาศแบบช่องเปิดนั้น โดยทั่วไปปัญหาจะอยู่ในลักษณะที่ว่าแหล่งกำเนิดคลื่นจะอยู่ในอาณาบริเวณหนึ่ง และคลื่นที่กระจายออกจากสายอากาศจะกระจายไปในอีกอาณาบริเวณหนึ่งซึ่งมีตัวกลางที่ไม่เหมือนกัน รูปที่ 2.8 แสดงรูปทั่วไปของปัญหาดังกล่าวนี้คือ แหล่งกำเนิดคลื่นอยู่ในตัวกลางที่ 1 ซึ่งอาณาบริเวณถูกล้อมรอบไว้ด้วยผิวปิด S' และตัวกลางที่สองที่อยู่ติดกับอาณาบริเวณของตัวกลางที่หนึ่ง ซึ่งเป็นบริเวณที่ต้องการรู้ว่าการแพร่กระจายคลื่นจะเป็นไปในลักษณะใด ในปัญหาเช่นนี้ ถ้าตัวกลางที่หนึ่งและสองมีค่าคงตัวของตัวกลางไม่เหมือนกัน หรือมีค่าอินทริเนสิกอิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ไม่เหมือนกัน เมื่อคลื่นเคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดคลื่นแล้วปะทะกับผิวขอบจะเกิดการสะท้อนของคลื่นกลับเข้าสู่ตัวกลางที่ 1 และส่งผ่านคลื่นเข้าไปในตัวกลางที่สองด้วย เพราะฉะนั้นถ้าให้ \vec{E}' และ \vec{H}' เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากแหล่งกำเนิดคลื่นตกกระทบ \vec{E}^r และ \vec{H}^r เป็นคลื่นที่เกิดจากการสะท้อนที่ผิวขอบเขต \vec{E}^i

และ \vec{H}^i เป็นคลื่นที่ส่งผ่านเข้าไปในตัวกลางที่สอง ดังนั้นในตัวกลางที่หนึ่งคลื่นที่ปรากฏอยู่ก็จะ เป็นผลบวกของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนรวมกัน คือ $\vec{E}^i + \vec{E}^r$ และ $\vec{H}^i + \vec{H}^r$ ส่วนใน ตัวกลางที่สองก็จะมีเพียงคลื่นที่ส่งผ่าน คือ \vec{E}^t และ \vec{H}^t ซึ่งก็คือคลื่นที่กระจายไปในตัวกลางที่สอง ที่ต้องการรู้ค่านั้นเอง

ในการคำนวณหาคลื่น \vec{E}^t และ \vec{H}^t นั้น สามารถทำได้โดยต้องทราบความสัมพันธ์ที่ผิว ขอบเขตสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งมีรูปแบบต่อไปนี้

$$\vec{E}_i^i + \vec{E}_i^r = \vec{E}_i^t \quad (2.16)$$

$$\vec{H}_i^i + \vec{H}_i^r = \vec{H}_i^t \quad (2.17)$$

โดยที่ตัวพ่วง i หมายถึงส่วนประกอบของสนามในแนวขนานกับผิวขอบเขต

จากผลของคลื่นสะท้อน \vec{E}^r และ \vec{H}^r และคลื่นส่งผ่าน \vec{E}^t และ \vec{H}^t จะได้ว่าคลื่นทั้งสองชุดนี้จะถูกต้องตามสมการแมกซ์เวลล์ที่ทุก ๆ ตำแหน่งยกเว้นที่บริเวณผิวของขอบเขต ซึ่งมีความไม่ต่อเนื่องเกิดอยู่ในรูปแบบดังต่อไปนี้

$$\vec{E}_i^i - \vec{E}_i^r = \vec{E}_i^t \quad (2.18)$$

$$\vec{H}_i^i - \vec{H}_i^r = \vec{H}_i^t \quad (2.19)$$

เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต่อเนื่องที่เกิดขึ้นตรงผิวขอบเขตนั้น สามารถคิดได้ว่า เกิดขึ้นจากกระแสไฟฟ้าสมมูลและกระแสแม่เหล็กสมมูลที่กระจายอยู่บนผิวขอบเขตในรูปแบบ ดังต่อไปนี้คือ

$$\vec{J} = \vec{n} \times (\vec{H}_i^t - \vec{H}_i^r) \quad (2.20)$$

$$\vec{M} = -\vec{n} \times (\vec{E}_i^t - \vec{E}_i^r) \quad (2.21)$$

โดยที่ \vec{J} และ \vec{M} เป็นกระแสไฟฟ้าสมมูล และกระแสแม่เหล็กสมมูลตามลำดับ

นั่นคือในการหาคลื่นสะท้อน \vec{E}^r และ \vec{H}^r และคลื่นที่ส่งผ่านเข้าตัวกลางที่ 2 ผ่าน \vec{E}^t และ \vec{H}^t นั้นแทนที่จะแก้ปัญหาจากแหล่งกำเนิดคลื่นโดยตรง อาจคิดได้ว่าคลื่นทั้งสองชุดนี้เกิดจากกระแสไฟฟ้าสมมูลและกระแสแม่เหล็กสมมูลดังกล่าวนี้ และเนื่องจาก \vec{n} เป็นเวกเตอร์หน่วยที่ผิวขอบเขต เพราะฉะนั้นสมการ 2.20 และสมการ 2.21 จะเขียนได้โดยใช้ \vec{E}^i และ \vec{H}^i ดังนี้

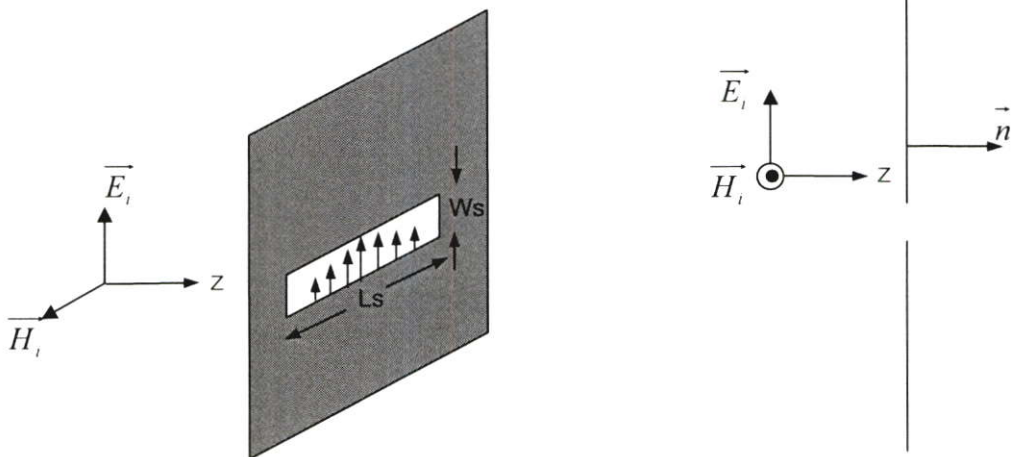
$$\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}^i \quad (2.22)$$

$$\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}^i \quad (2.23)$$

2.5.2 การกระจายคลื่นออกจากสายอากาศช่องเปิด

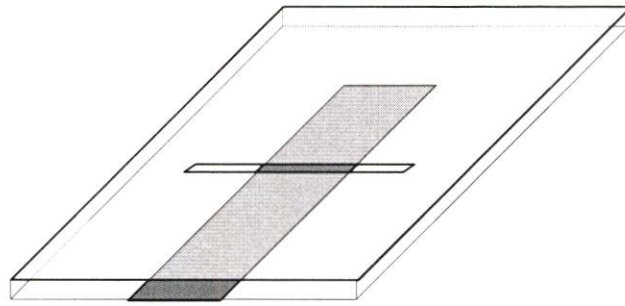
ถ้าคลื่นเคลื่อนที่เข้าปะทะแผ่นตัวนำสมบูรณ์แบบที่มีช่องเปิดแคบ ๆ ดังรูปที่ 2.9 โดยที่สนามไฟฟ้ามีทิศทางตั้งฉากกับแนวของช่องเปิด จะเห็นได้ว่าบริเวณช่องเปิดจะมีสนามไฟฟ้าความเข้มสูงมากเกิดขึ้น ทำให้เกิดการแผ่กระจายคลื่นออกไปยังอาณาบริเวณที่อยู่อีกด้านหนึ่ง ในกรณีที่มีช่องเปิดแคบมาก ๆ กระแสไฟฟ้าสมมูล คือ $\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}^i$ จะมีขนาดจำกัดและความกว้างของช่องเปิด คือ W_s มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ กระแสไฟฟ้าสมมูลส่วนนี้อาจจะตัดทิ้งได้เพราะมีขนาดเล็ก แต่ส่วนที่เป็นกระแสแม่เหล็กสมมูล คือ $\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}^i$ นั้น ไม่สามารถตัดทิ้งได้ เพราะเมื่อ W_s มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ สนามไฟฟ้าที่ช่องเปิดก็จะเข้าใกล้ค่าอนันต์ จึงไม่สามารถตัดทิ้งได้

ถ้าให้ E_s เป็นสนามไฟฟ้าที่ช่องเปิด และช่องเปิดยาว L_s เนื่องจากที่ปลายทั้งสองของช่องเปิดสนามไฟฟ้าจะต้องเป็นศูนย์ เพราะฉะนั้นการกระจายของสนามไฟฟ้าบนช่องเปิดจะเขียนได้ดังรูปที่ 2.9 กระแสแม่เหล็กสมมูลที่เกิดขึ้นนี้เกิดจากแผ่นตัวนำมีความหนาจำกัด และจะเกิดขึ้นที่ด้านหน้าและด้านหลังโดยมีขนาดเท่ากัน



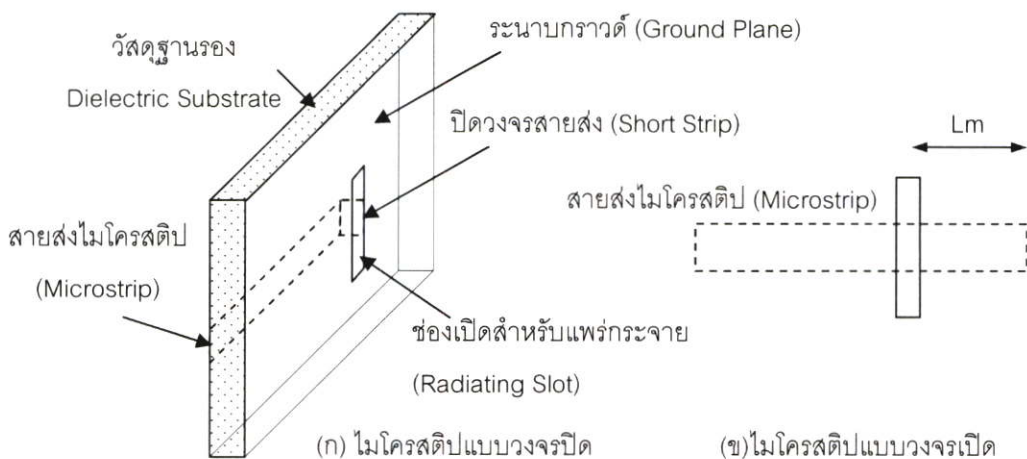
รูปที่ 2.9 การกระจายคลื่นจากช่องเปิด

2.5.3 โครงสร้างและวงจรสมมูลของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

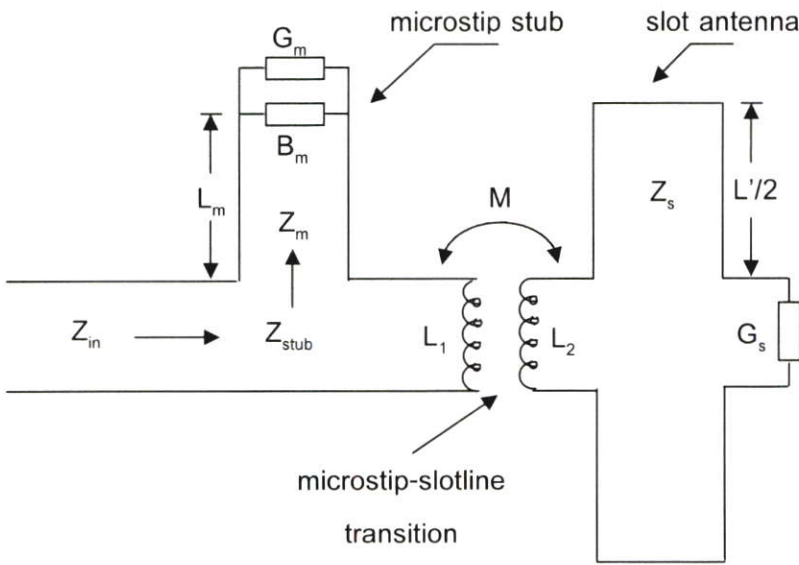


รูปที่ 2.10 โครงสร้างทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

จากที่กล่าวมาแล้วข้างต้นว่า สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดคือสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีสายส่งสัญญาณอยู่ด้านหนึ่งของวัสดุฐานรอง และอีกด้านหนึ่งจะเป็นระนาบกราวด์ที่มีการเจาะช่องเปิดไว้โดยจะเจาะเป็นรูปร่างต่าง ๆ ได้หลายลักษณะ แต่รูปแบบที่นิยมใช้กันทั่วไปก็คือแบบที่เป็นรูปสี่เหลี่ยม (Rectangular) ดังแสดงตามรูปที่ 2.10 โดยในการป้อนสัญญาณให้กับช่องเปิดสามารถทำได้ทั้งแบบลัดวงจร ซึ่งสายส่งที่เป็นตัวนำจะถูกเชื่อมผ่านวัสดุฐานรองไปยังขอบของช่องเปิด ตามรูป 2.11(ก) หรืออีกแบบคือแบบเปิดวงจร ซึ่งแบบนี้สายส่งตัวนำจะมีส่วนที่ยื่นเลยออกมาจากขอบของช่องเปิด แสดงดังรูป 2.11(ข) ความยาว L_m ของสายท่อนสั้น (stub) ของไมโครสตริปแบบเปิดวงจร จะมีค่าประมาณ $1/4$ ของความยาวคลื่นหรือมากกว่า สายอากาศที่ป้อนตรงกลาง (center-feed) ของช่องเปิดจะมีค่าความต้านทานในการแพร่กระจายสูง และการทำแมทซิ่งก็ต้องการที่จะแมทสายอากาศให้มีค่าเท่ากับคาแควเตอร์อิมพีแดนซ์ของสายส่งไมโครสตริป



รูปที่ 2.11 โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดป้อนด้วยสายส่งไมโครสตริปตรงกลาง



รูปที่ 2.12 วงจรสมมูลของสายอากาศช่องเปิดที่มีการป้อนสัญญาณแบบเปิดวงจร

วิธีการในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมที่มีการป้อนสัญญาณกึ่งกลางช่องเปิด [18] สามารถแสดงวงจรสมมูลตามรูป 2.12 โดยแบ่งการพิจารณาช่องเปิดที่มีการปิดวงจร (Short-circuit Slotline) ออกเป็น 2 ส่วน โดยแต่ละส่วนมีขนาดที่เท่ากันเนื่องจากการป้อนสัญญาณ ณ ตำแหน่งกึ่งกลางของช่องเปิด โดยความยาวประสิทธิผลของช่องเปิดสามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$L_{eff} = L_s - W_f \tag{2.24}$$

- โดย L_{eff} เป็นความยาวประสิทธิผล
- L_s เป็นความยาวจริงทางกายภาพของช่องเปิด
- W_f เป็นความกว้างของสายส่งสัญญาณ

ในการเชื่อมต่อสัญญาณของช่องเปิดไปที่สายส่งสัญญาณเปรียบเสมือนเป็นหม้อแปลงในตัวเอง (L_1 และ L_2) และเกิดการเหนี่ยวนำระหว่างกันและกัน (M) โดยค่าการเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในตัวเอง (Self-Inductance) สามารถหาได้ตามสมการดังต่อไปนี้

$$L_1 = \frac{Z_f \sqrt{\epsilon_{ref}}}{c} W_f \tag{2.25}$$

และ
$$L_2 = \frac{Z_s \sqrt{\epsilon_{res}}}{c} W_s \tag{2.26}$$

โดย Z_f เป็นอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป (Microstrip Line)
 Z_s เป็นอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณแบบช่องเปิด (Slot Line)
 ϵ_{ref} เป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_{eff}) ของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป
 ϵ_{res} เป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_{eff}) ของสายส่งสัญญาณแบบช่องเปิด
 W_f และ W_s เป็นความกว้างของสายส่งสัญญาณและสายอากาศช่องเปิด
 c เป็นความเร็วของแสง (ค่าประมาณ 3×10^8 เมตร/วินาที)

ส่วนค่าของการเหนี่ยวนำระหว่างกัน (Mutual Inductance) นั้นหาได้จาก

$$M = \frac{\mu_0 W_s}{2\pi} \ln(\sec \theta_0) \quad (2.27)$$

เมื่อ

$$\theta_0 = \tan^{-1}(L'_s / 2h) \quad (2.28)$$

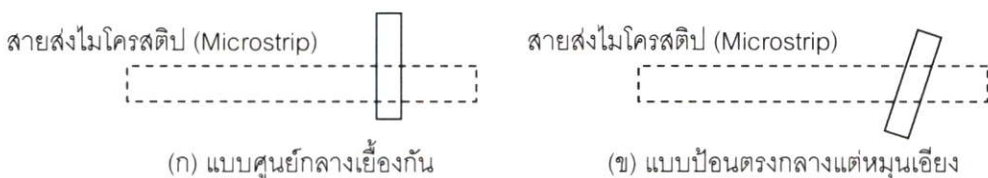
โดยค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะสามารถหาได้จากสมการดังนี้

$$Z_m = -jZ_0 \cot(k_m L_m) + \frac{M^2 \omega^2}{R_s} + j[\omega(L_1 + L_2) + X_s] \quad (2.29)$$

เมื่อ

$$k_m = 2\pi \sqrt{\epsilon_{rem}} / \lambda_0 \quad (2.30)$$

ในการออกแบบสายอากาศนั้น เมื่อทำการคำนวณหาขนาดความกว้างของสายส่งสัญญาณจากค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะแล้ว ความยาวของช่องเปิดจะเป็นตัวกำหนดความถี่รีโซแนนซ์ ในการหาค่าอิมพีแดนซ์จากสมการที่ 2.29 นั้น กรณีที่ค่าอิมพีแดนซ์ที่เป็นจินตภาพมีค่าไม่เป็นศูนย์ที่ความถี่ที่ออกแบบ ให้ทำการปรับความยาวของสายอากาศช่องเปิด โดยถ้าปรับให้มีความยาวเพิ่มขึ้นจะให้ค่าที่เป็นเชิงบวกมากขึ้น (Inductive) แต่ถ้าปรับความยาวให้สั้นลงจะให้ค่าที่เป็นเชิงลบมากขึ้น (Capacitive) และถ้าต้องการปรับอย่างละเอียดให้ทำการปรับความยาวของสตริป (L_m)

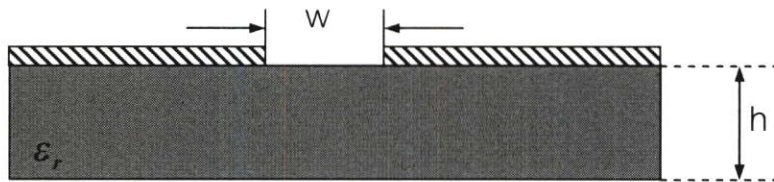


รูปที่ 2.13 แสดงความเป็นไปได้ 2 ทางในการลดค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิด

การปรับค่าความต้านทานนอกจากการปรับที่สต๊อปของสายส่งสัญญาณแล้ว ยังสามารถทำได้อีก 2 วิธี [19] โดยพิจารณาในกรณีที่ขนาดของช่องเปิดมีขนาดที่เท่ากัน วิธีแรกคือการวางช่องเปิดให้เอียงจากศูนย์กลาง (off-center) [20] แสดงในรูป 2.13(ก) และเทคนิคที่สอง คือ การวางช่องเปิดในลักษณะหมุนเอียงโดยจุดหมุนจะเป็นจุดกึ่งกลางของช่องเปิด แสดงตามรูปที่ 2.13(ข)

สายอากาศช่องเปิดแบบที่ป้อนด้วยสายส่งไมโครสตริปนั้น มีผลพลอยได้คือ มี cross polarization ที่ต่ำมาก (ประมาณ -35dB) เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศแบบแผ่น แต่ข้อเสียของสายอากาศแบบนี้คือมีการแพร่กระจายแบบสองทิศทาง มีทั้งไปด้านหน้าและด้านหลังของวัสดุฐานรอง ซึ่งก็จะสามารถปรับปรุงได้โดยใช้โพลิงโลหะหรือตัวสะท้อนโลหะวางไว้อีกด้านหนึ่งของวัสดุฐานรอง

2.6 โครงสร้างของสายส่งแบบช่องเปิด



รูปที่ 2.14 แสดง โครงสร้างของสายส่งแบบช่องเปิด

การหาค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งแบบช่องเปิดและค่าไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ในกรณีที่ใช้ค่าสภาพความยอมของวัสดุฐานรองที่มีค่าน้อย ($2.2 \leq \epsilon_r \leq 3.8$) [17] สามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

สมการต่อไป่นี้ใช้สำหรับ $0.0015 \leq w/\lambda_0 \leq 0.075$

$$\begin{aligned}
 Z_c = & 60 + 3.69 \sin \left[\frac{(\epsilon_r - 2.22)\pi}{2.36} \right] + 133.5 \ln(10\epsilon_r) \sqrt{w/\lambda_0} \\
 & + 2.81 [1 - 0.011\epsilon_r (4.48 + \ln \epsilon_r)] (w/h) \ln(100h/\lambda_0) \\
 & + 131.1 (1.028 - \ln \epsilon_r) \sqrt{h/\lambda_0} \\
 & + 12.48 (1 + 0.18 \ln \epsilon_r) \frac{w/h}{\sqrt{\epsilon_r - 2.06 + 0.85(w/h)^2}}
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

$$\begin{aligned}
\varepsilon_{eff} &= \left(\frac{\lambda_g}{\lambda_0} \right)^{-2} \\
&= \left\{ 1.045 - 0.365 \ln \varepsilon_r + \frac{6.4(w/h)\varepsilon_r^{0.945}}{238.64 + 100w/h} \right. \\
&\quad \left. - \left[0.148 - \frac{8.81(\varepsilon_r + 0.95)}{100\varepsilon_r} \right] \ln \frac{h}{\lambda_0} \right\}^{-2}
\end{aligned} \tag{2.32}$$

สำหรับกรณี $0.075 \leq w/\lambda_0 \leq 1.0$ จะหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
Z_c &= 133.0 + 10.34(\varepsilon_r - 1)^2 + 2.87[2.96 + (\varepsilon_r - 1.582)^2] \\
&\quad \left\{ (w/h + 2.32\varepsilon_r - 0.56) \left[(32.5 - 6.67\varepsilon_r)(100h/\lambda_0)^2 - 1 \right]^{1/2} \right. \\
&\quad \left. - (684.45h/\lambda_0)(\varepsilon_r + 1.35)^2 + 13.23[(\varepsilon_r - 1.722)w/\lambda_0]^2 \right\}
\end{aligned} \tag{2.33}$$

$$\begin{aligned}
\varepsilon_{eff} &= \left(\frac{\lambda_g}{\lambda_0} \right)^{-2} \\
&= \left\{ 1.194 - 0.24 \ln \varepsilon_r + \frac{0.621\varepsilon_r^{0.835} (w/\lambda_0)^{0.48}}{1.344 + w/h} \right. \\
&\quad \left. - 0.0617 \left[1.91 - \frac{\varepsilon_r + 2}{\varepsilon_r} \right] \ln \frac{h}{\lambda_0} \right\}^{-2}
\end{aligned} \tag{2.34}$$

บทที่ 3

ผลต่างสี่เหลี่ยมในโดเมนเวลา

3.1 กล่าวนำ

วิธีผลต่างสี่เหลี่ยมจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference Time Domain, FDTD) ถูกนำเสนอครั้งแรกในปี ค.ศ.1966 [21] โดย เค เอส ยี (K.S. Yee) ถึงแม้ว่าวิธีนี้จะเกิดขึ้นมาเกือบ 40 ปีแล้วก็ตาม แต่ปัจจุบันก็ยังได้รับความนิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย และได้ถูกนำมาพัฒนาอย่างต่อเนื่อง คงเป็นเพราะเป็นวิธีการที่ง่ายและสะดวกในการแก้ปัญหасวมการเชิงอนุพันธ์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า โดยยี้ได้เสนอแนวคิดในการใช้วิธีวิเคราะห์เชิงตัวเลขแบบผลต่างสี่เหลี่ยมสำหรับการแก้ปัญหасวมการแมกซ์เวลล์ขึ้นมาใหม่ โดยจะทำการวิเคราะห์ในโดเมนเวลา (Time Domain) และโดเมนสเปซ (Space Domain) และได้กำหนดการกระทำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าคำนวณหาสนามให้อยู่บนเซลล์สี่เหลี่ยมลูกบาศก์หนึ่งเซลล์ การปรับปรุงลักษณะการกระทำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโดเมนต่าง ๆ นี้ จะใช้แบบแผนลีฟรอก (Leap-Frog) โดยจะทำการปรับปรุงสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กกันในโดเมนเวลา ด้วยวิธีการแบบนี้เองทำให้วิธี FDTD สามารถสังเกตพฤติกรรมของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าได้ทั้งในโดเมนเวลา และโดเมนสเปซ กล่าวคือเมื่อสังเกตพฤติกรรม ณ ตำแหน่งหนึ่ง ๆ ของโครงสร้างจะสามารถเลือกสังเกตพฤติกรรมสนามที่เวลาใดก็ได้ ในทางกลับกันถ้าสังเกตพฤติกรรม ณ เวลาหนึ่ง ๆ จะสามารถสังเกตพฤติกรรมของสนามที่ตำแหน่งต่าง ๆ ได้

3.2 สมการแมกซ์เวลล์และยี่อัลกอริทึม

โครงสร้างของยี่อัลกอริทึมจะเริ่มจากสมการแมกซ์เวลล์ที่อยู่ในรูปแบบเชิงอนุพันธ์สองสมการที่เปลี่ยนแปลง

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} - \rho^* \vec{H} \quad (3.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = -\epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} \quad (3.2)$$

โดยที่ \vec{E} คือ เวกเตอร์สนามไฟฟ้า (Electric field vector: V/m)

\vec{H} คือ เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก (Magnetic field vector: A/m)

ϵ คือ สภาพยอมทางไฟฟ้า (Electric Permittivity: F/m)

σ คือ สภาพนำ (Conductivity: S/m)

μ คือ สภาพซึมซาบได้ทางสนามแม่เหล็ก (Magnetic permeability: H/m)

ρ^* คือ สภาพต้านทานแม่เหล็กสมบูรณ์ (Resistivity : Ω/m)

จากสมการที่ 3.1 และ 3.2 จะได้สมการสเกลาร์ 6 สมการ ในระบบพิกัดมุมฉากสามมิติ ดังสมการข้างล่าง

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \rho^* H_x \right) \quad (3.3)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \rho^* H_y \right) \quad (3.4)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \rho^* H_z \right) \quad (3.5)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (3.6)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (3.7)$$

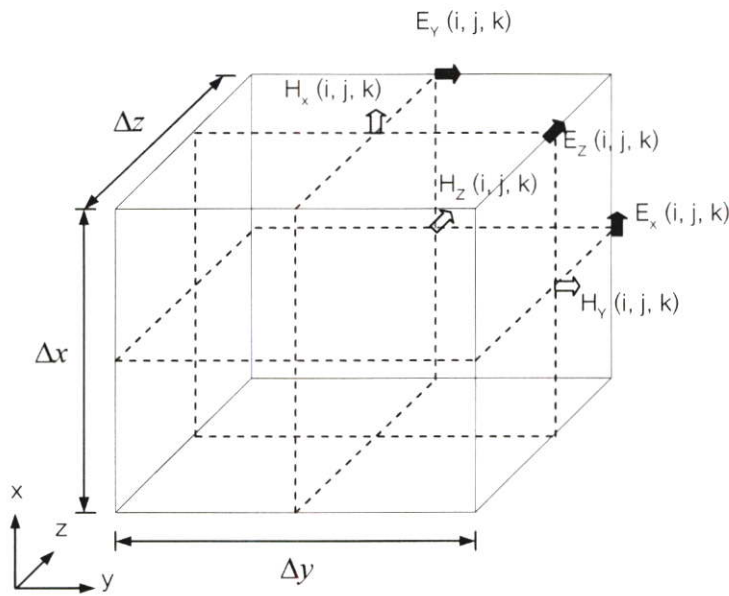
$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (3.8)$$

3.2.1 โครงสร้างของยี่อรรถกริทม

ยี่อรรถกริทมที่จะนำเสนอต่อไปนี้มีควมสำคัญอย่างยิ่ง เพราะเป็นแนวความคิดพื้นฐานในการนำไปประยุกต์ใช้ต่อไป ซึ่งยี่ได้นำสมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัดมาประยุกต์ใช้กับสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ที่ขึ้นกับเวลา สำหรับโครงสร้างของตัวกลางที่ไม่มีการสูญเสียพลังงานคือค่าของ $\rho^* = 0$ และ $\sigma = 0$

ยี่อรรถกริทม ใช้แก้ปัญหาสมการของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กพร้อมกันในโดเมนเวลาและโดเมนสเปซโดยใช้สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ แทนที่จะแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กอย่างเดียว หรือสนามไฟฟ้าอย่างเดียวโดยใช้สมการคลื่น ซึ่งเปรียบเทียบเหมือนการแปลงสนามรวมของสมการอิลทิกรัลในวิธีโมเมนต์ โดยเงื่อนไขขอบเขตของทั้ง \vec{E} และ \vec{H} ถูกกำหนดให้อยู่บน

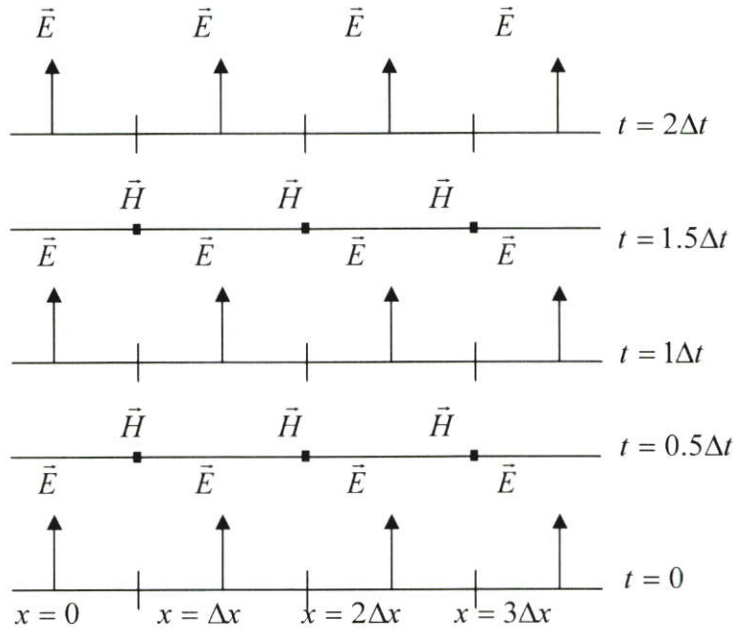
ขอบเขตของตัวกลางนั้น การใช้ข้อมูลของทั้ง \vec{E} และ \vec{H} ด้วยกันจะได้ผลลัพธ์ที่แน่นอนกว่าใช้สนามอย่างใดอย่างหนึ่งเพียงอย่างเดียว (เช่น จะมีความเที่ยงตรงสำหรับโครงสร้างขนาดใหญ่) โดยคุณสมบัติของตัวกลางที่ใช้คำนวณหาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสามารถจำลองได้โดยตรงสำหรับบริเวณที่สามารถมีสนามได้เพียงสนามเดียว เช่น \vec{H} ที่สัมผัสบริเวณขอบ มุม หรือรอบ ๆ แกนเส้นลวดบาง และ \vec{E} ในแนวรัศมีที่อยู่บริเวณจุด ขอบ และเส้นลวดบาง ๆ นั้น สามารถจำลองแยกออกมาได้ ถ้าสนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าในบริเวณนั้นสามารถหาได้



รูปที่ 3.1 โครงสร้างส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ (Yee cell)

จากรูปที่ 3.1 เป็นแบบจำลองที่สร้างขึ้นเพื่ออธิบายยี่อัลกอริทึม ซึ่งจะมีส่วนประกอบของ \vec{E} และ \vec{H} ถูกจัดวางไว้ระหว่างกลางของกันและกันในสเปซแบบสามมิติ ดังนั้นทุกส่วนประกอบของ \vec{E} ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบ \vec{H} และส่วนประกอบของ \vec{H} ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบ \vec{E} ใด ๆ เช่นเดียวกัน จึงทำให้ได้รูปแบบจำลองอย่างง่ายในโครงสร้างสเปซสามมิติที่เป็นไปตามกฎฟาราเดย์และแอมแปร์ ยกตัวอย่างเช่น จะมีส่วนประกอบของ \vec{E} ที่มีความสัมพันธ์กับ \vec{H} ที่เป็นวงรอบที่เกิดจากกระแสไฟฟ้า และในทำนองเดียวกันจะได้ส่วนประกอบของ \vec{H} ที่สัมพันธ์กับ \vec{E} ที่เป็นวงรอบโดยที่ \vec{E} และ \vec{H} ที่มีความสัมพันธ์กันนี้จะแปรผันตามเวลาซึ่งเป็นไปตามกฎของฟาราเดย์

ผลลัพธ์ของสมการผลต่างสี่เหลี่ยมที่ได้มาโดยการใช้สมการเคิร์ลนั้น จะเป็นแบบผลต่างสี่เหลี่ยมจำกัดแบบตรงกลางในกรณีที่มีความต่อเนื่องของ \vec{E} และ \vec{H} ในแนวสัมผัสระหว่างรอยต่อของสองตัวกลางที่ไม่เหมือนกัน สามารถกระทำได้อย่างเหมือนจริงตามธรรมชาติโดยที่ไม่ต้องทำการแมทเจี้ยนไขขอบเขตสนามที่รอยต่อ ถ้ารอยต่อนั้นทับกับกริดในตำแหน่งของแกนพอดิ จะได้สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่นำไปใช้งานได้เลย โดยเพียงทำการกำหนดสภาพยอมทางสนามไฟฟ้าและสภาพซึมซาบได้ทางสนามแม่เหล็กไว้ ณ ตำแหน่งที่สมมติเป็นเนื้อของตัวกลางนั้น ๆ



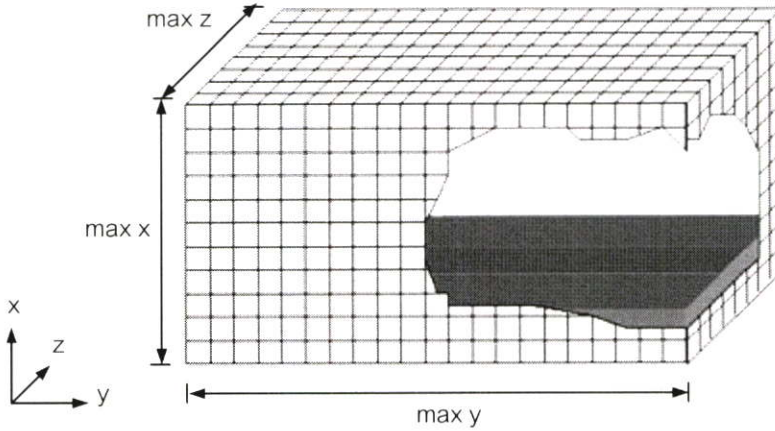
รูปที่ 3.2 แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของยี่อัคริเทียม

ดังแสดงในรูปที่ 3.2 แผนภูมินี้เรียกว่ากระบวนการขั้นเวลาลีฟรอก (Leap-Frog) โดยจะเป็นการคำนวณสลับกันระหว่าง \vec{E} และ \vec{H} กับช่วงห่างของเวลาของยี่อัคริเทียม โดยหลักการจะทำการคำนวณ \vec{E} ทุกตำแหน่งในแบบจำลองสเปซแบบสามมิติ แล้วเก็บค่าทั้งหมดไว้ในหน่วยความจำ ในช่วงเวลาต่อมา \vec{H} ก็ถูกคำนวณทุกตำแหน่งในแบบจำลองสเปซ และเก็บไว้ในหน่วยความจำ โดยการคำนวณนั้นจะเอาข้อมูลของ \vec{E} ที่เก็บไว้ในหน่วยความจำในช่วงเวลาที่แล้วมาใช้ในการคำนวณ และในช่วงเวลาต่อมา \vec{E} ก็จะคำนวณมาจาก \vec{H} ที่คำนวณมาจากครั้งที่ผ่านมาเหมือนกัน ซึ่งในการคำนวณนี้จะกระทำวนรอบไปเรื่อย ๆ จนกว่าจะถึงขั้นเวลาที่กำหนดเอาไว้

ในการแก้ปัญหาสมการเชิงอนุพันธ์โดยใช้วิธี FDTD อย่างแรกที่จะต้องคำนึงถึงก็คือหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ซึ่งอยู่ในโดเมนสเปซ และอีกอันหนึ่งก็คือการคิดคำนวณในเชิงเวลา ดังนั้นในการกำหนดสัญลักษณ์ของยี่อัคริเทียมนั้นจะกำหนดเป็นฟังก์ชันของโดเมนสเปซและโดเมนเวลาในระบบพิกัดสามมิติเอาไว้ดังนี้

$$F^n(i, j, k) = F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \quad (3.9)$$

โดยที่ Δx , Δy , Δz คือ ขนาดของช่วงความยาวในหนึ่งหน่วยเซลล์ และ Δt คือ ขนาดของช่วงเวลาที่เพิ่มขึ้นในแต่ละขั้นในโดเมนเวลา โดยที่จะมีค่า i , j และ k เป็นเลขจำนวนเต็มที่จะบอกตำแหน่งในพิกัดมุมฉากในโดเมนสเปซ และ n เป็นเลขจำนวนเต็มที่บอกช่วงเวลาในโดเมนเวลา



รูปที่ 3.3 โครงสร้างสามมิติสำหรับกริดเซลล์ของ FDTD (FDTD grid)

จากรูปที่ 3.3 จะเห็นลักษณะโครงสร้างสามมิติที่แสดงถึงโครงสร้างทั้งหมดที่นำมาใช้ในการจำลองเหตุการณ์ในการคำนวณของ FDTD ซึ่งจะเป็นการนำหนึ่งหน่วยเซลล์มาต่อกันจนถึงขอบเขตที่ต้องการที่ใช้ในการจำลอง โดยโครงสร้างแบบนี้เรียกว่า กริดเซลล์ของ FDTD และจากกริดเซลล์นี้ จะเห็นได้ว่าขอบเขตสูงสุดนั้นจะประกอบไปด้วย $\max x \times \max y \times \max z$

ยี่ได้นำเสนอการใช้รูปแบบของสมการผลต่างสี่บเนื่องแบบตรงกลาง (Central Difference Scheme) โดยใช้กับฟังก์ชัน F ทั้งในโดเมนสเปซของระบบพิกัดฉาก และโดเมนเวลา คือ

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial x} = \frac{F^n(i+1/2, j, k) - F^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \quad (3.10)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial y} = \frac{F^n(i, j+1/2, k) - F^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \quad (3.11)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial z} = \frac{F^n(i, j, k+1/2) - F^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \quad (3.12)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial t} = \frac{F^{n+1/2}(i, j, k) - F^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} \quad (3.13)$$

ในการปรับปรุงสมการ 3.10 ถึง 3.13 โดยใช้วิธีอัลกอริทึมจะสามารถปรับปรุงสมการสนามแม่เหล็กไฟฟ้า 6 สมการ ดังนี้

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_x^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \cdot \left[\frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i, j-1, k)}{\Delta y} - \frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i, j, k-1)}{\Delta z} \right] \quad (3.14)$$

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_y^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \cdot \left[\frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j, k-1)}{\Delta z} - \frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i-1, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (3.15)$$

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_z^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \cdot \left[\frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i-1, j, k)}{\Delta x} - \frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j-1, k)}{\Delta y} \right] \quad (3.16)$$

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[\frac{H_z^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} - \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} \right] \quad (3.17)$$

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_y^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[\frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} - \frac{H_z^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (3.18)$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[\frac{H_y^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} \right] \quad (3.19)$$

โดยจะมีค่าของ

$$H_x^n(i, j, k) = \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k) + H_x^{n-1/2}(i, j, k)}{2} \quad (3.20)$$

3.3 เงื่อนไขความเสถียรภาพเชิงตัวเลข

สิ่งสำคัญในการคำนวณเชิงตัวเลขของวิธี FDTD คือ เงื่อนไขเสถียรภาพเชิงตัวเลข ซึ่งในการกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสมในการคำนวณจะเป็นสิ่งที่สำคัญอย่างยิ่ง ได้แก่ การกำหนดขนาดของช่วงเวลา Δt ขนาดของช่วงระยะทางคือ Δx , Δy , Δz และจำนวนช่วงระยะทางที่สามารถครอบคลุมพื้นที่ของอุปกรณ์ได้ทั้งหมด และจำนวนช่วงเวลาที่ยาวพอเพียงให้คลื่นสามารถเดินทางผ่านเส้นทางที่ต้องการได้จนเสร็จสิ้น อย่างไรก็ตามการที่ตัวแปรที่มีความสำคัญก็คือ ขนาดของช่วงระยะทางซึ่งควรมีขนาดต่ำกว่าหนึ่งในสิบถึงหนึ่งในยี่สิบของความยาวคลื่นที่ใช้งาน และตัวแปรที่สำคัญที่สุดที่ส่งผลกระทบต่อผลการคำนวณมากอีกตัวหนึ่งก็คือขนาดของช่วงเวลา เนื่องจากการกำหนดช่วงเวลาที่ไม่เหมาะสม หรือมากเกินไปจะทำให้การคำนวณขนาดเสถียรภาพไม่สามารถหาคำตอบได้ กล่าวคือการคำนวณจะเกิดการลู่ออกทุกครั้งที่ทำซ้ำในแต่ละช่วงเวลา ซึ่งอาจจะแก้ปัญหาได้โดยการกำหนดช่วงเวลาไว้ต่ำ แต่อย่างไรก็ดีการใช้ช่วงเวลาที่ยาวมาก ๆ จะทำให้ต้องใช้จำนวนช่วงเวลาที่ยาวจนเกินความจำเป็น ทำให้การคำนวณเกิดความล่าช้า ดังนั้นจึงต้องมีข้อกำหนดในการเลือกค่าช่วงเวลาที่เหมาะสม โดยข้อกำหนดเงื่อนไขของความเสถียรภาพทางเวลาไว้ดังนี้คือ

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{\max} \sqrt{\left(\frac{1}{\Delta x}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta y}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta z}\right)^2}} \quad (3.21)$$

โดยที่ v_{\max} คือ ความเร็วในการแพร่กระจายคลื่นในขอบเขตสเปซ โดยสามารถใช้ค่าเหมือนกับความเร็วแสงได้ คือ $c = 2.996925 \times 10^8 \text{ m/s}$

3.4 การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน

การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันในกริดเซลล์ของ FDTD แบบสามมิตินั้นจะใช้การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันที่เป็นพัลส์แบบเกาส์ (Gaussian Pulse) หรือพัลส์แบบเกาส์มอดูเลต (Modulated Gaussian Pulse) ซึ่งการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันของพัลส์แบบเกาส์แสดงได้ดังสมการ

$$g(t) = e^{-\left(\frac{t-t_0}{T}\right)^2} \quad (3.22)$$

โดยที่ T คือความกว้างของพัลส์ และ t_0 คือ กึ่งกลางของพัลส์ ($t_0 = 3T$) ในขณะที่สมการการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันของพัลส์แบบเกาส์มอดูเลตนั้นจะแสดงดังสมการ

$$g(t) = e^{-\left(\frac{t-t_0}{T}\right)^2} \sin 2\pi f_0(t-t_0) \quad (3.23)$$

เมื่อ f_0 คือความถี่ที่เข้ามาออกอุลต

ดังนั้นจากสมการของการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันทั้งสองสมการจากที่กล่าวมาสามารถที่จะนำไปแปลงโดยใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ (Fourier Transform) ซึ่งเป็นการแปลงสัญญาณของแหล่งกำเนิดแรงดันที่อยู่ในโดเมนของเวลาให้อยู่ในโดเมนความถี่ ทำให้ได้รูปแบบของสมการที่คล้ายกันคือ

$$G(f) \propto e^{-(\pi T f)^2} \quad (3.24)$$

3.4 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน

ในการจำลองโครงสร้างกริดเซลล์เซลล์ของ FDTD ที่ใช้ขอบเขตเปิด (Open-Boundary) ดังเช่นสายอากาศนั้น ปัญหาที่เกิดขึ้นในการวิเคราะห์ก็คือ ปัญหาของขอบเขตในการแพร่กระจายคลื่นที่ออกจากสายอากาศ ซึ่งมีลักษณะการแพร่กระจายจะเสมือนลู่เข้าสู่ระยะอนันต์ ดังนั้นในการจำลองโครงสร้างของขอบเขตเปิดนี้จะเรียกว่า เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorbing Boundary Condition : ABC) โดยจะเห็นได้ว่าการจำลองโครงสร้างกริดเซลล์นั้น ไม่มีคอมพิวเตอร์ที่สามารถรองรับขนาดของกริดเซลล์ที่เป็นขอบเขตที่ใหญ่มากได้ ดังนั้นเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนจึงได้ถูกนำมาวิเคราะห์และพัฒนาเพื่อช่วยลดขนาดขอบเขตของกริดเซลล์ให้มีขนาดที่ลดลง

การกระทำในเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนั้น สิ่งสำคัญที่สุดในการวิเคราะห์ก็คือ ประสิทธิภาพและความเที่ยงตรงในการคำนวณ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนได้มีการพัฒนาต่อเนื่องมาในช่วงสามสิบกว่าปีที่ผ่านมา หลักในการวิเคราะห์ขอบเขตการดูดกลืนในระบบสามมิติสามารถที่จะแบ่งออกได้เป็น 2 กลุ่มหลัก ๆ คือ กลุ่มแรกจะใช้หลักการพื้นฐานของการให้วัสดุดูดกลืน (Absorbing Materials) โดยเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่นิยมใช้สำหรับการวิเคราะห์แบบนี้คือ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของชั้นแมทชมบุร์น (Perfectly Matched Layer ABC : PML) [22] และในกลุ่มที่สองจะมีการใช้คุณสมบัติของคลื่นเดินทางเดียว (One-Way Wave Characteristics) โดยจะใช้เฟคเตอร์เชิงอนุพันธ์ของสมการคลื่นในการคำนวณ การคิดคำนวณแบบนี้จะใช้เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบหนึ่งที่นิยมกันมากก็คือ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์ (Mur's ABC) ซึ่งจะนำมาใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้ด้วย ในการวิเคราะห์เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่คตินั้นจะมีหลักที่สำคัญ ๆ คือ

1. จะต้องมีความเที่ยงตรงอย่างมากในการแก้ปัญหาในทางวิศวกรรม
2. ในโครงสร้างต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นโครงสร้างทั่วไป หรือโครงสร้างที่ซับซ้อนก็สามารถที่จะวิเคราะห์คุณสมบัติของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าแต่ละโครงสร้างได้
3. ควรจะมีความเสถียรภาพเชิงตัวเลขในการใช้งาน

จะเห็นได้ว่าจากหลักการทั้งสามข้อที่กล่าวมานั้น เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์นั้นเป็นชนิดหนึ่งที่จะนำมาใช้ในการวิเคราะห์กริดเซลล์ของ FDTD ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ในเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์จะมีลักษณะของสมการอยู่สองแบบ คือ แบบอันดับหนึ่ง (Mur's first order) และ แบบอันดับสอง (Mur's second order) ซึ่งสมการทั้งสองแบบนี้ได้มาจากสมการพื้นฐานซึ่งเป็นสมการคลื่นทางเดียว (One Way Wave Equation) ซึ่งแบบนี้กลุ่มนักวิจัยกลุ่มแรกที่คิดคือ Engquist และ Majda เงื่อนไขขอบเขตของสมการคลื่นทางเดียวแสดงดังสมการ

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} - v^{-2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) E_i = 0 \quad (3.25)$$

เมื่อ $i = x, y$ หรือ z และ v คือ ความเร็วเฟส

ในระนาบของคลื่นที่แพร่กระจายจากพื้นที่ $x > 0$ มาถึงขอบเขตที่ $x = 0$ จะเห็นได้ว่าไม่มีคลื่นสะท้อนจากขอบเขตการดูดกลืนเลย ดังนั้นจะได้สมการคลื่นเป็น

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} \left(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2 \right)^{1/2} \right) E_i \Big|_{x=0} = 0 \quad (3.26)$$

เมื่อ $i = y$ หรือ z และ $s_x^2 + s_y^2 + s_z^2 = v^{-2}$ อย่างไรก็ตามจะต้องการค่าที่แน่นอนของ $\left(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2 \right)^{1/2}$ สมการที่ 3.26 ซึ่งสามารถหาได้โดยใช้อนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor Series Expansions) ดังนั้นเมอร์จึงได้เสนอสมการของเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรกเป็น

$$\left(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2 \right)^{1/2} = 1 + O\left((vs_y)^2 + (vs_z)^2 \right) \quad (3.27)$$

ซึ่งสมการที่ 3.27 จะได้การดูดกลืนของคลื่นใกล้เคียงกับคลื่นที่ส่งมา (Incident Waves) และเมอร์จึงได้นำเสนอสมการสำหรับอันดับที่สอง ดังสมการ

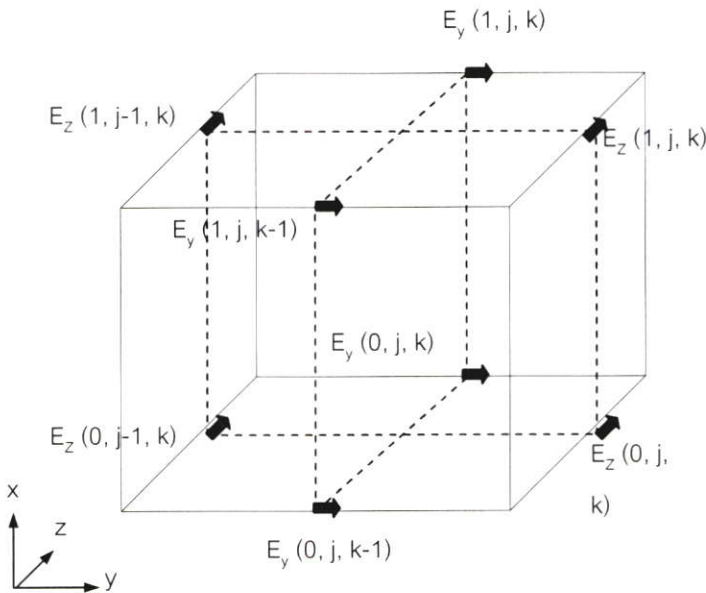
$$\left(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2\right)^{1/2} = 1 - \frac{1}{2}\left((vs_y)^2 + (vs_z)^2\right) + O\left(\left((vs_y)^2 + (vs_z)^2\right)^2\right) \quad (3.28)$$

ดังนั้นจึงทำให้คลื่นมาตกกระทบระนาบ $x = 0$ จะได้สมการคลื่นทางเดียวสำหรับเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรกดังสมการ

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t}\right) E_t|_{x=0} = 0 \quad (3.29)$$

และอันดับสองดังสมการ

$$\left(\frac{1}{v} \frac{\partial^2}{\partial x \partial t} - \left(\frac{1}{v}\right)^2 \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right)\right) E_t|_{x=0} = 0 \quad (3.30)$$



รูปที่ 3.4 สนามไฟฟ้าที่ผิวในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่ง $(1, j, k)$ ซึ่งเป็นกริดเซลล์ที่ต่ำที่สุดของโครงสร้าง FDTD

จากรูปที่ 3.4 แสดงตำแหน่งในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ซึ่งเป็นกริดเซลล์ที่ต่ำที่สุดของ FDTD ตำแหน่งที่ กริด $(i=1)$ ทำให้มีสนามไฟฟ้าเกิดขึ้นที่ผิวบนระนาบกริดที่ $x=0$ คือ $E_y(0, j, k-1), E_y(0, j, k), E_z(0, j-1, k), E_z(0, j, k)$ ดังนั้นจึงได้สมการของยี่อัลกอริทึมสำหรับเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอร์อันดับแรกดังสมการ

$$E_y^{n+1}(0, j, k) = E_y^n(1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_y^{n+1}(1, j, k) - E_y^n(0, j, k)] \quad (3.31)$$

$$E_z^{n+1}(0, j, k) = E_z^n(1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_z^{n+1}(1, j, k) - E_z^n(0, j, k)] \quad (3.32)$$

สมการที่แสดงในสมการข้างบนนั้นบ่งบอกถึงการกระทำของสนามไฟฟ้าที่ผิวของหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ ($E_y(0, j, k)$) ในขอบเขตนอกสุดในกริดของ FDTD โดยสมการที่ได้มานั้นจะใช้ข้อมูลของการกระทำสนามไฟฟ้าที่ขอบเขตนอกสุดในกริดของ FDTD ($E_y(1, j, k)$) โดยสมการหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่งขอบเขตบนสุดของกริดนั้น ($i = \max x$) จะมีสมการคือ

$$E_i^{n+1}(\max x, j, k) = E_i^n(\max x - 1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^{n+1}(\max x - 1, j, k) - E_i^n(\max x, j, k)] \quad (3.33)$$

เมื่อ $t = y$ หรือ z

ในเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรกของเมอร์จะได้สมการในขอบเขตต่าง ๆ $y = 0$, $y = \max y$, $z = 0$ และ $z = \max z$ จะมีสมการเป็น

1. ขอบเขตที่ $y = 0$

$$E_i^{n+1}(i, 0, k) = E_i^n(i, 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^{n+1}(i, 1, k) - E_i^n(i, 0, k)] \quad (3.34)$$

2. ขอบเขตที่ $y = \max y$

$$E_i^{n+1}(i, \max y, k) = E_i^n(i, \max y - 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^{n+1}(i, \max y - 1, k) - E_i^n(i, \max y, k)] \quad (3.35)$$

3. ขอบเขตที่ $z = 0$

$$E_t^{n+1}(i, j, 0) = E_t^n(i, j, 1) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_t^{n+1}(i, j, 1) - E_z^n(i, j, 0)] \quad (3.36)$$

4. ขอบเขตที่ $z = \max z$

$$E_t^{n+1}(i, j, \max z) = E_t^n(i, j, \max z - 1) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_t^{n+1}(i, j, \max z - 1) - E_z^n(i, j, \max z)] \quad (3.37)$$

เมื่อ t ก็คือการกระทำของสนามไฟฟ้าที่ผิวในหนึ่งเซลล์ของยี่ โดยที่ขอบเขตของ $y = 0$ และ $y = \max y$ จะมีค่า $t = x, z$ ถ้า $z = 0$ และ $z = \max z$ จะได้ $t = x, y$

สมการที่กล่าวมาเป็นเงื่อนไขขอบเขตการคุกกลืนของเมอร์อันดับหนึ่ง แต่ถ้าเป็นเงื่อนไขขอบเขตการคุกกลืนของเมอร์อันดับที่สองจะแสดงดังสมการข้างล่าง

1. ขอบเขตที่ $x = 0$

$$\begin{aligned} E_t^{n+1}(0, j, k) &= -E_t^{n-1}(1, j, k) \\ &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(1, j, k) + E_t^n(0, j, k)] \\ &+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_t^{n+1}(0, j, k) + E_t^n(1, j, k)] \\ &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\ &\quad \left[E_t^n(0, j+1, k) - 2E_t^n(0, j, k) + E_t^n(0, j-1, k) + \right. \\ &\quad \left. E_t^n(1, j+1, k) - 2E_t^n(1, j, k) + E_t^n(1, j-1, k) \right] \\ &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\ &\quad \left[E_t^n(0, j, k+1) - 2E_t^n(0, j, k) + E_t^n(0, j, k-1) + \right. \\ &\quad \left. E_t^n(1, j, k+1) - 2E_t^n(1, j, k) + E_t^n(1, j, k-1) \right] \end{aligned} \quad (3.38)$$

2. ขอบเขตที่ $x = \max x$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(\max x, j, k) &= -E_i^{n-1}(\max x - 1, j, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(\max x - 1, j, k) + E_i^n(\max x, j, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^{n+1}(\max x, j, k) + E_i^n(\max x - 1, j, k)] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\left[E_i^n(\max x, j + 1, k) - 2E_i^n(\max x, j, k) + \right. \\
 &E_i^n(\max x, j - 1, k) + E_i^n(\max x - 1, j + 1, k) - \\
 &\left. 2E_i^n(\max x - 1, j, k) + E_i^n(\max x - 1, j - 1, k) \right] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\left[E_i^n(\max x, j, k + 1) - 2E_i^n(\max x, j, k) + \right. \\
 &E_i^n(\max x, j, k - 1) + E_i^n(\max x - 1, j, k + 1) - \\
 &\left. 2E_i^n(\max x - 1, j, k) + E_i^n(\max x - 1, j, k - 1) \right] \quad (3.39)
 \end{aligned}$$

3. ขอบเขตที่ $y = 0$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(i, 0, k) &= -E_i^{n-1}(j, 1, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(i, 1, k) + E_i^n(i, 0, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^{n+1}(i, 0, k) + E_i^n(i, 1, k)] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\left[E_i^n(i + 1, 0, k) - 2E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i - 1, 0, k) + \right. \\
 &E_i^n(i + 1, 0, k) - 2E_i^n(i, 1, k) + E_i^n(i - 1, 1, k) \left. \right] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\left[E_i^n(i, 0, k + 1) - 2E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i, 0, k - 1) + \right. \\
 &E_i^n(i, 1, k + 1) - 2E_i^n(i, 1, k) + E_i^n(i, 1, k - 1) \left. \right] \quad (3.40)
 \end{aligned}$$

4. ขอบเขตที่ $y = \max y$

$$\begin{aligned}
 E_t^{n+1}(i, \max y, k) &= -E_t^{n-1}(i, \max y - 1, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(i, \max y - 1, k) + E_t^n(i, \max y, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_t^{n+1}(i, \max y, k) + E_t^n(i, \max y - 1, k)] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\left[E_t^n(i + 1, \max y, k) - 2E_t^n(i - 1, \max y, k) + \right. \\
 &E_t^n(i, \max y, k) + E_t^n(i + 1, \max y - 1, k) - \\
 &\left. 2E_t^n(i - 1, \max y - 1, k) + E_t^n(i, \max y - 1, k) \right] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\left[E_t^n(i, \max y, k + 1) - 2E_t^n(i, \max y, k) + \right. \\
 &E_t^n(i, \max y, k) + E_t^n(i, \max y - 1, k + 1) - \\
 &\left. 2E_t^n(i, \max y - 1, k) + E_t^n(i, \max y - 1, k) \right]
 \end{aligned} \tag{3.41}$$

5. ขอบเขตที่ $z = 0$

$$\begin{aligned}
 E_t^{n+1}(i, j, 0) &= -E_t^{n-1}(j, j, 1) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^{n+1}(i, j, 1) + E_t^n(i, j, 0)] \\
 &+ \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^{n+1}(i, j, 0) + E_t^n(i, j, 1)] \\
 &+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 &\left[E_t^n(i + 1, j, 0) - 2E_t^n(i, j, 0) + E_t^n(i - 1, j, 0) + \right. \\
 &\left. E_t^n(i + 1, j, 0) - 2E_t^n(i, j, 1) + E_t^n(i - 1, j, 1) \right] \\
 &+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 &\left[E_t^n(i, j + 1, 0) - 2E_t^n(i, j, 0) + E_t^n(i, j - 1, 0) + \right. \\
 &\left. E_t^n(i, j + 1, 1) - 2E_t^n(i, j, 1) + E_t^n(i, j - 1, 1) \right]
 \end{aligned} \tag{3.42}$$

6. ขอบเขตที่ $z = \max z$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(i, j, \max z) = & -E_i^{n-1}(i, j, \max z - 1) \\
 & + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^{n+1}(i, j, \max z - 1) + E_i^n(i, j, \max z)] \\
 & + \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^{n+1}(i, j, \max z) + E_i^n(i, j, \max z - 1)] \\
 & + \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 & \left[E_i^n(i+1, j, \max z) - 2E_i^n(i-1, j, \max z) + \right. \\
 & \left. E_i^n(i, j, \max z) + E_i^n(i+1, j, \max z - 1) - \right. \\
 & \left. 2E_i^n(i-1, j, \max z - 1) + E_i^n(i, j, \max z - 1) \right] \\
 & + \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 & \left[E_i^n(i, j+1, \max z) - 2E_i^n(i, j, \max z) + \right. \\
 & \left. E_i^n(i, j, \max z) + E_i^n(i, j+1, \max y - 1) - \right. \\
 & \left. 2E_i^n(i, j, \max z - 1) + E_i^n(i, j, \max z - 1) \right]
 \end{aligned} \tag{3.43}$$

3.6 การวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD

3.6.1 พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย

การวิเคราะห์พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย (S Parameter) จะแบ่งการวิเคราะห์ออกเป็นสองส่วน โดยส่วนแรกจะสร้างแบบจำลองของโครงสร้างของไมโครสตริปโดยกำหนดให้สายส่งสัญญาณมีความยาวเป็นอนันต์ แล้วทำการวิเคราะห์เพื่อจำลองสนามที่จะป้อนให้กับสายอากาศที่จะจำลอง ส่วนครั้งที่สองจะสร้างแบบจำลองโครงสร้างสายอากาศที่ต้องการวิเคราะห์ โดยอาศัยสนามสมมติที่ได้จากการจำลองในครั้งแรกมาช่วยในการวิเคราะห์ ซึ่งสัญญาณที่วิเคราะห์ได้นั้นจะเป็นสนามรวมที่ประกอบไปด้วยสนามที่เข้าไปในโครงสร้าง และสนามที่สะท้อนออกมาจากโครงสร้าง จากนั้นก็นำสนามในส่วนที่เข้าไปในโครงสร้างและในส่วนที่สะท้อนออกมาในแต่ละพอร์ตที่อยู่ในโดเมนเวลาทำการแปลง โดยใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ก็จะได้สนามที่อยู่ในโดเมนความถี่ แล้วนำค่าสนามที่อยู่ในโดเมนความถี่เหล่านั้นมาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจายต่อไป โดยสมการของพารามิเตอร์การกระจัดกระจายจะเป็นไปดังสมการ

$$S_{mn} = \frac{F[V_m(t)]}{F[V_n(t)]} \sqrt{\frac{Z_{0n}}{Z_{0m}}} \tag{3.44}$$

เมื่อ F คือ การกระทำผลการแปลงฟูริเยร์โดยที่ $m, n = 1, 2, \dots, N$ และ $V_m(t)$ กับ $V_n(t)$ เป็นแรงดันในโดเมนเวลาที่พอร์ต m และ n ค่าของ Z_{0m} และ Z_{0n} เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณซึ่งต่ออยู่ที่ พอร์ต m และ n ตามลำดับ โดยโครงสร้างที่แสดงในรูปที่ 3.5 ซึ่งมีพอร์ตจำนวน 2 พอร์ต ($m, n = 1$ และ 2) และมีค่าคุณลักษณะของสายส่งเท่ากับ 50 โอห์ม ค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจายจะแสดงดังสมการ

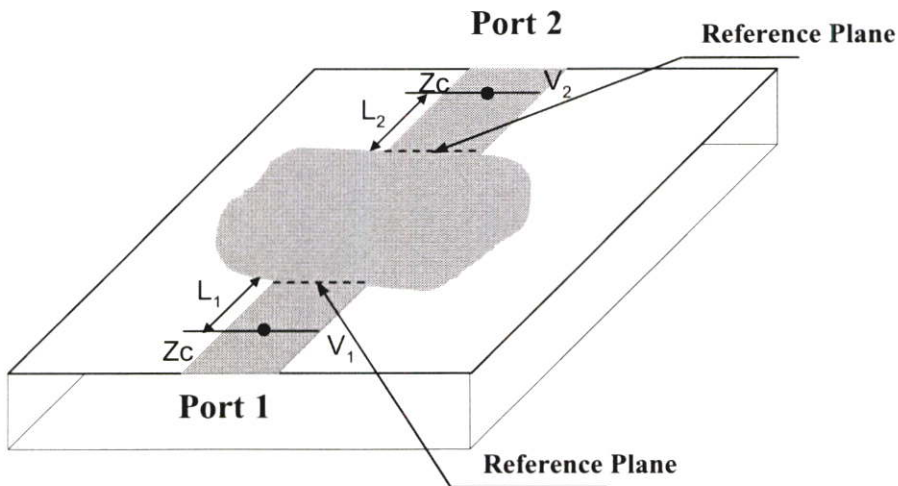
$$S_{11} = \frac{F[V_{1ref}(t)]}{F[V_{1mc}(t)]} \quad (3.45)$$

$$S_{12} = \frac{F[V_{1trans}(t)]}{F[V_{2mc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \quad (3.46)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2trans}(t)]}{F[V_{1mc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \quad (3.47)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2ref}(t)]}{F[V_{2mc}(t)]} \quad (3.48)$$

เมื่อ $V_{i mc}(t)$ และ $V_{i mc}(t)$ ($i = 1, 2$) เป็นแรงดันในส่วนที่ส่งเข้าไปในโครงสร้างและแรงดันที่สะท้อนกลับมามาตามลำดับของแต่ละพอร์ต และ $V_{i trans}(t)$ คือแรงดันที่ส่งมาที่พอร์ต i ซึ่งเป็นผลตอบสนองของสัญญาณมาจากพอร์ตอื่น



รูปที่ 3.5 วงจรความถี่สูงทั่วไปที่มีลักษณะการต่อแบบ 2 พอร์ต

ในรูปทั่วไปของพารามิเตอร์การกระจายนั้น จะอยู่ในรูปของคอมเพล็กซ์ซึ่งจะประกอบไปด้วยค่าของขนาดกัมเฟส ดังนั้นพารามิเตอร์การกระจายจะได้มาซึ่งสมการที่มีทั้งขนาดและเฟส

$$S_{11} = \frac{F[V_{1ref}(t)]}{F[V_{1mc}(t)]} \cdot e^{2\gamma_1 L_1} \quad (3.49)$$

$$S_{12} = \frac{F[V_{1trans}(t)]}{F[V_{2mc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.50)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2trans}(t)]}{F[V_{1mc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.51)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2ref}(t)]}{F[V_{2mc}(t)]} \cdot e^{\gamma_2 L_2} \quad (3.52)$$

โดยที่ L_1 และ L_2 เป็นระยะห่างระหว่างจุดสมมติ (Observation Point) และระนาบเฟสอ้างอิง (Phase Reference Plane) โดยจะมีค่าของ γ_1 และ γ_2 ($\gamma = \alpha + j\beta$) เป็นค่าคงที่ของการแพร่กระจายคลื่นของสายส่งที่ตั้งอยู่ที่พอร์ต 1 และ 2

S พารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศก็คือ S_{11} พารามิเตอร์ ซึ่งเป็นการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับแรงคืน (return loss) ที่หัวของสายอากาศ

3.6.2 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง

พารามิเตอร์สองตัวที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศก็คือ อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) และ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio, VSWR) ซึ่งจะเห็นได้ว่า FDTD เป็นวิธีการหนึ่งที่มีประสิทธิภาพในการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศ และในการคำนวณอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะใช้สมการ คือ

$$Z_{in} = Z_c \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (3.53)$$

Z_c เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ โดยทั่วไปแล้วค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จะเป็นค่าแบบคอมเพล็กซ์ ซึ่งจะมีทั้งค่าจริงและค่าจินตภาพ

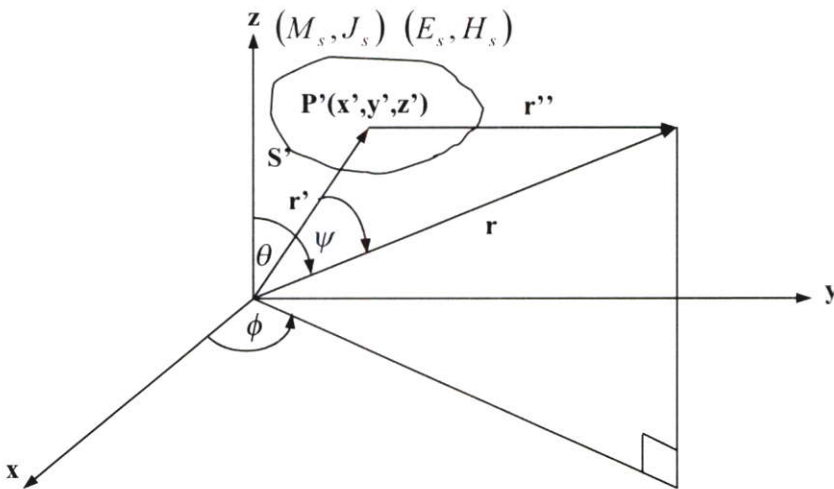
ในสมการหาอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งนั้น สามารถหาได้ดังสมการ

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (3.54)$$

3.6.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ

การให้ได้มาซึ่งผลลัพธ์ของแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-Field Radiation Pattern) ในการวิเคราะห์ในแบบวิธี FDTD นั้น ไม่สามารถหาได้โดยตรง เพราะว่าโดยปกติแล้ว กริดเซลล์ของ FDTD จะคำนวณเฉพาะพื้นที่ของสนามระยะใกล้ (Near-Field) เท่านั้น โดยจะไม่สามารถคำนวณในขอบเขตของสนามระยะไกล (Far-Field) ได้ ดังนั้นวิธี FDTD จึงต้องนำผลการคำนวณของสนามระยะใกล้แปลงไปเป็นสนามระยะไกล (Near-Field to Far-Field)

เงื่อนไขของการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากพื้นที่ผิวปิด S' ของแหล่งกำเนิด แสดงดังรูปที่ 3.6 โดยอ้างอิงหลักการของทฤษฎีสมมูลทางผิวเพื่อหาค่าของความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า \vec{J}_s และความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็ก \vec{M}_s บนพื้นที่ S' เพื่อที่จะหาผลลัพธ์ของสนามระยะไกล



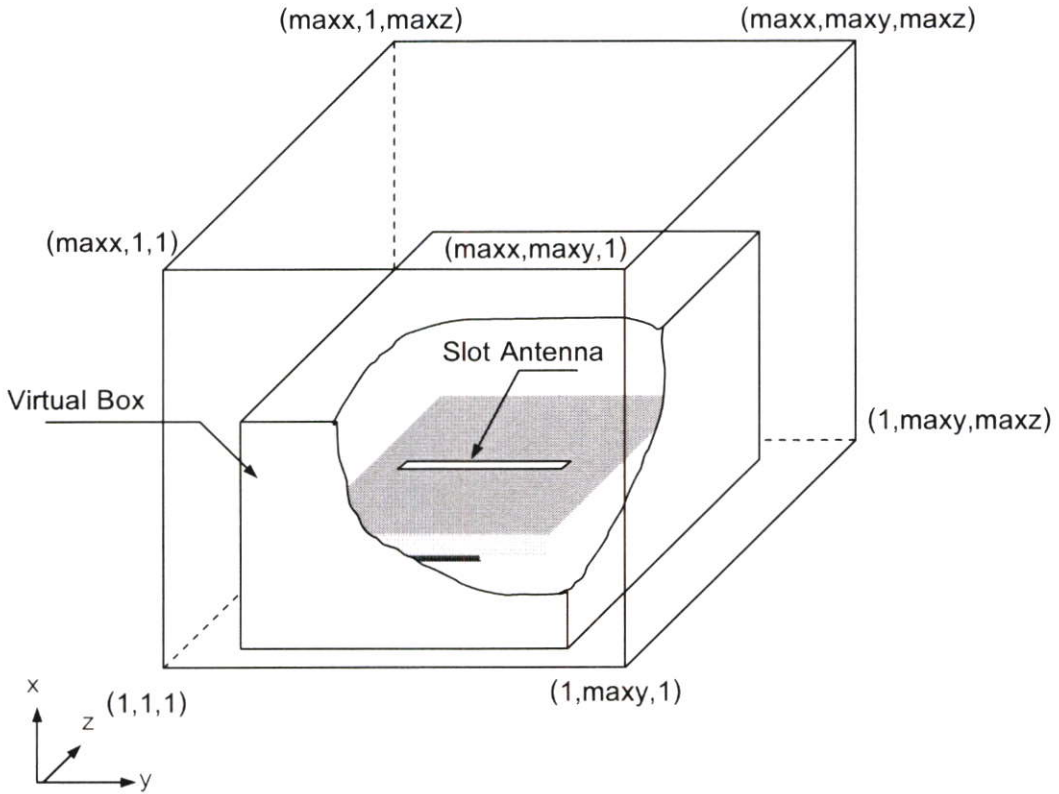
รูปที่ 3.6 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นระยะไกล

พื้นที่ผิว S' ที่แสดงในรูปที่ 3.6 เป็นแหล่งกำเนิดสมมูลที่แปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล โดยแหล่งกำเนิดสมมูลนี้ถ้าเป็นการวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD จะให้นิยามกล่องเสมือน (Virtual Box) ในกริดของ FDTD แสดงดังรูปที่ 3.7 ตำแหน่งที่กำหนดให้เป็นกล่องเสมือนนั้นจะ

กำหนดให้เข้ามาขอบเขตกริดของ FDTD ประมาณ 3-5 เซลล์จากขอบเขตนอกสุด ซึ่งจะทำได้ สมการความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า (\vec{J}_s) และกระแสแม่เหล็ก (\vec{M}_s)

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H} \quad (3.55)$$

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times \vec{E} \quad (3.56)$$



รูปที่ 3.7 กล่องเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

การได้มาซึ่งความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กดังสมการที่ 3.55 และ 3.56 จะได้จากสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่ผิวของกล่องเสมือนทุกด้าน โดยในระบบพิกัดมุมฉากนั้นจะได้สมการความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า และกระแสแม่เหล็กในแกน x, y และแกน z ตามสมการ

$$\vec{J}_s = J_x \hat{x} + J_y \hat{y} + J_z \hat{z} \quad (3.57)$$

$$\vec{M}_s = M_x \hat{x} + M_y \hat{y} + M_z \hat{z} \quad (3.58)$$

ในการหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสนามระยะไกลที่จุด P ดังรูปที่ 3.6 นั้นจะใช้ศักดาเวกเตอร์มาช่วยในการหา ซึ่งศักดาเวกเตอร์จะหาได้จากสมการ

$$\vec{A} = \mu \iint_{S'} \frac{\vec{J}_s e^{-jkr''}}{4\pi r''} dS' \quad (3.59)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \iint_{S'} \frac{\vec{M}_s e^{-jkr''}}{4\pi r''} dS' \quad (3.60)$$

ดังนั้นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่สนามระยะไกลจะได้สมการเป็น

$$\vec{E} = -j\omega \vec{A} - \frac{j\omega}{k^2} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{F} \quad (3.61)$$

$$\vec{H} = -j\omega \vec{F} - \frac{j\omega}{k^2} \nabla(\nabla \cdot \vec{F}) + \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (3.62)$$

เมื่อค่า $r' \ll r$ ที่จุด P ของสนามระยะไกล

$$r'' = \sqrt{r^2 - 2rr' \cos \psi + r'^2} \quad (3.63)$$

$$\cong r \left(1 + \left(\frac{r'}{r} \right)^2 - 2 \frac{r'}{r} \cos \psi \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.64)$$

$$\cong r \left(1 - 2 \frac{r'}{r} \cos \psi \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.65)$$

$$\cong r - r' \cos \psi \quad (3.66)$$

และจากสมการที่ 3.59 และ 3.60 สามารถเขียนศักดาเวกเตอร์ใหม่ได้เป็น

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{J}_s e^{-jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.67)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{M}_s e^{-jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.68)$$

เมื่อ $r' \cos \psi = r' \cdot \hat{r} = x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi + z' \cos \theta$

จากสมการ 3.67 และ 3.68 ที่อยู่ในเทอมของอินทิกรัลนั้นจะให้นิยามใหม่เป็นค่าของ \vec{N} และ \vec{L} ดังสมการ

$$\vec{N} = \iint_{S'} \vec{J}_s e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.69)$$

$$\vec{L} = \iint_{S'} \vec{M}_s e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.70)$$

และจะได้รับความสัมพันธ์ของศักดาเวกเตอร์ \vec{A} และ \vec{F}

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{N} \quad (3.71)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{L} \quad (3.72)$$

นำสมการที่ 3.71 และ 3.72 ไปใส่ไว้ในสมการ 3.69 และ 3.70 ตามลำดับ จะได้สมการในการแผ่พลังงานสนามระยะไกลดังนี้

$$E_\theta = \eta H_\phi = -j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (\eta N_\theta + L_\phi) \quad (3.73)$$

$$E_\phi = \eta H_\theta = -j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (\eta N_\phi + L_\theta) \quad (3.74)$$

โดยจะมีค่าของ

$$N_\theta = \iint_{S'} (J_x \cos \theta \cos \phi + J_y \cos \theta \sin \phi - J_z \sin \theta) e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.75)$$

$$N_\phi = \iint_{S'} (-J_x \sin \phi + J_y \cos \phi) e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.76)$$

$$L_\theta = \iint_{S'} (M_x \cos \theta \cos \phi + M_y \cos \theta \sin \phi - M_z \sin \theta) e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.77)$$

$$L_\phi = \iint_{S'} (-M_x \sin \phi + M_y \cos \phi) e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.78)$$

ในการวิเคราะห์สัญญาณระยะไกลในกล่องเสมือน ดังสมการที่ได้กล่าวมานั้นจะวิเคราะห์ห้อยู่ในโดเมนเวลา ดังนั้นสามารถใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง (discrete Fourier Transform :DFT) ซึ่งมีสมการทั่วไปเป็น

$$E(\omega) = \int_0^{+\infty} E(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3.79)$$

$$H(\omega) = \int_0^{+\infty} H(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3.80)$$

เมื่อ $\omega = 2\pi f$ และ f คือความถี่ที่จะใช้ในการคำนวณหาการแผ่พลังงานระยะไกลโดยสมการหาการแผ่พลังงานระยะไกลในโดเมนความถี่ของ FDTD มีสมการดังนี้

$$E(\omega) = \sum_{n=0}^{NSTEP} E(n\Delta t) \cdot e^{-j\omega n\Delta t} \Delta t \quad (3.81)$$

$$H(\omega) = \sum_{n=0}^{NSTEP} H(n\Delta t) \cdot e^{-j\omega n\Delta t} \Delta t \quad (3.82)$$

บทที่ 4

การวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบแคบ และพาราซิติคแบบช่องเปิด

4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดแบบแคบที่มีการป้อนสัญญาณแบบเปิดวงจรและป้อนสัญญาณที่จุดกึ่งกลาง โดยนำทฤษฎีต่าง ๆ จากบทที่ผ่านมาเข้ามาช่วยในการออกแบบและวิเคราะห์ และจะกล่าวถึงการเพิ่มพาราซิติคแบบช่องเปิดให้กับสายอากาศช่องเปิดแบบแคบโดยแบ่งการพิจารณาออกเป็น 2 ส่วนหลักพิจารณาตามลักษณะของพาราซิติคแบบช่องเปิด ซึ่งจะประกอบไปด้วย พาราซิติคแบบช่องเปิดแบบวางนอนขนานกับสายอากาศช่องเปิดและแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศช่องเปิด โดยจะวิเคราะห์ถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับสายอากาศจากการเพิ่มพาราซิติค และพิจารณาถึงความสัมพันธ์ของค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการกำหนดขนาดและตำแหน่งของพาราซิติค วิเคราะห์ว่าพารามิเตอร์แต่ละค่ามีผลกระทบกับสายอากาศช่องเปิดแบบแคบมากน้อยเพียงใด ซึ่งจุดประสงค์สำคัญในการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดก็เพื่อทำการแมทค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศให้ดีขึ้นกว่าเดิม

4.2 หลักการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป

ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ซึ่งด้านหนึ่งจะเป็นระนาบกราวด์ที่จะมีการเจาะช่องเปิดเป็นรูปร่างสายอากาศ ส่วนอีกด้านหนึ่งจะเป็นสายส่งสัญญาณ ในกรณีที่สายส่งสัญญาณเป็นแบบเปิดวงจรก็จะง่ายต่อการทำแมทอิมพีแดนซ์ โดยวิธีการปรับระยะของสแตป (Lm) สำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปนั้น วัตถุประสงค์หลักที่สำคัญคือการออกแบบสายส่งสัญญาณให้มีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม (Z_0) [1] โดยการกำหนดค่าความกว้างของสายส่งสัญญาณ ความหนา (สูง) ของวัสดุฐานรอง และค่าคงตัวไดอิเล็กตริกที่ใช้ (ϵ_r) ซึ่งล้วนแต่มีผลกับค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณทั้งสิ้น ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ PTFE-glass, woven web เป็นวัสดุฐานรอง ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 2.17 ค่า loss tangent ($\tan \delta$) เท่ากับ 0.0009 ที่ความถี่ 10 GHz โดยทำการออกแบบสายอากาศที่มีความหนาของวัสดุฐานรอง 1.52 มิลลิเมตร ใช้สายส่งสัญญาณกว้าง 4.8 มิลลิเมตร เมื่อคำนวณตามสมการที่ 2.1 จะได้ค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณประมาณ 50 โอห์ม โดยในการออกแบบสายอากาศนั้น จะใช้ความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ในการเปรียบเทียบกับลักษณะโครงสร้างต่างของสายอากาศ ซึ่งจะมีสมการในการหาความยาวคลื่นสัมพันธ์แสดงตามสมการดังนี้

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.1)$$

$$\text{โดย } \lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (4.2)$$

เมื่อ c = ความเร็วของแสง (ค่าประมาณ 3×10^8 เมตร/วินาที)

f = ความถี่รีโซแนนซ์

ϵ_{eff} = ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

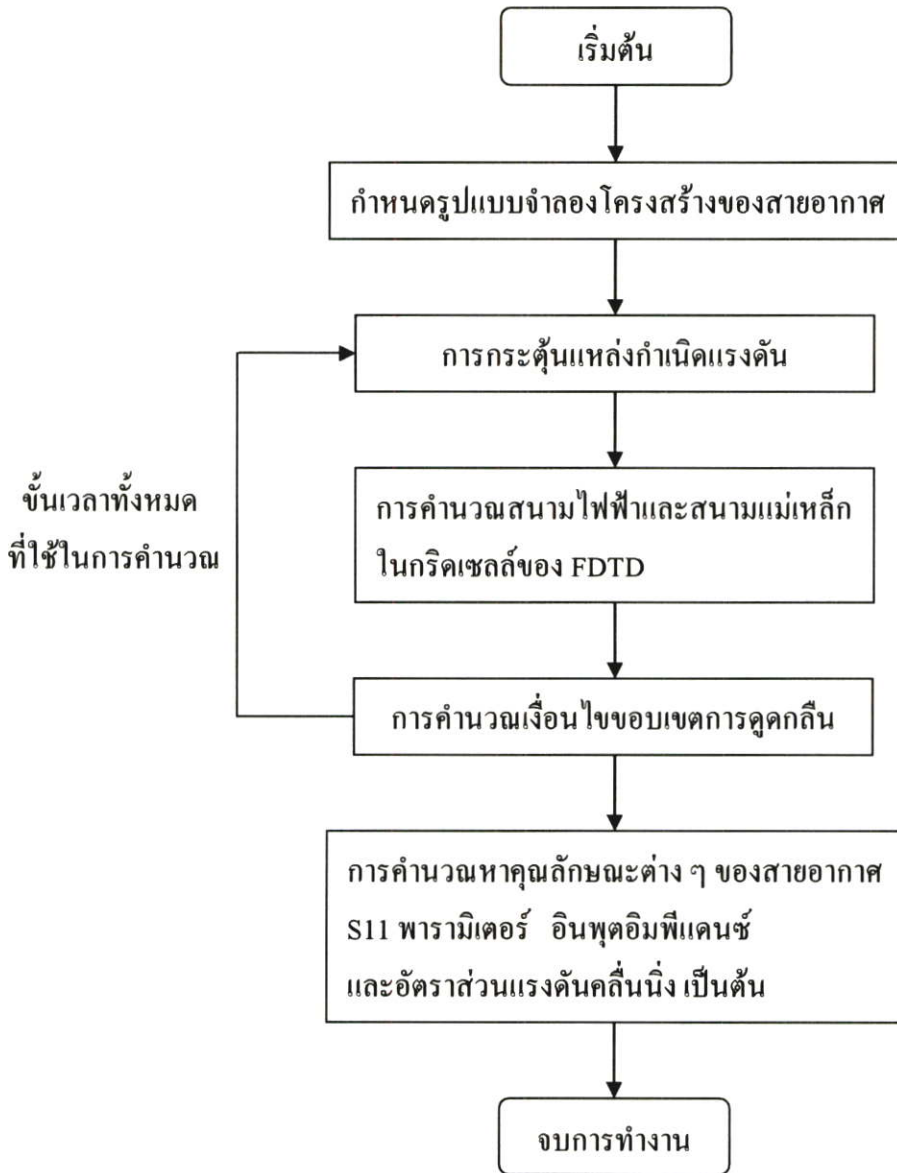
โดยค่าของ ϵ_{eff} สามารถหาได้จากสมการที่ 2.7

ในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบแคบ ที่ออกแบบความถี่ใช้งาน ในย่าน X-BAND ซึ่งมีความถี่อยู่ในช่วง 8 ถึง 12 GHz และจะแยกพิจารณาความถี่ที่ออกแบบและวิเคราะห์ออกเป็น 5 ความถี่ประกอบด้วยความถี่ 8, 9, 10, 11 และ 12 GHz โดยค่าของความยาวคลื่นสัมพันธ์ที่หาจากสมการที่ 4.1 แสดงค่าที่คำนวณไว้ตามตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ของสายอากาศไมโครสตริปที่ได้จากการคำนวณ โดย ออกแบบที่ความถี่ 8, 9, 10, 11 และ 12 GHz

ความถี่ (GHz)	λ_0 (m.)	ϵ_{eff}	λ_g (mm.)
8	0.03750	1.9051	27.1688721
9	0.03333	1.9135	24.0972234
10	0.03000	1.9219	21.6400738
11	0.02727	1.9302	19.6302206
12	0.02500	1.9385	17.9561214

ในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปเฉพาะในเชิงของทฤษฎี จาก รูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศ (Simulate) โดยอาศัยโปรแกรม FDTD ANALYSIS AND DESIGN OF MICROWAVE CIRCUIT AND ANTENNAS [22] เข้ามาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์หาคูณลักษณะในด้านต่าง ๆ ของสายอากาศที่ออกแบบ โดยหลักการจำลองสำหรับ FDTD อัลกอริทึม ซึ่งแสดงอยู่ในลักษณะของลำดับขั้นตอนลำดับการทำงานตามบล็อกไดอะแกรม (Block Diagram) ที่แสดงตามรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของ FDTD อัลกอริทึม

เงื่อนไขในการออกแบบ รูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศด้วยวิธี FDTD นั้น มีข้อกำหนดว่า ขนาดในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่จะต้องมีขนาดไม่ต่ำกว่าหนึ่งส่วนยี่สิบของความยาวคลื่นที่ใช้งาน รวมทั้งต้องสามารถที่จะครอบคลุมพื้นที่ของสายอากาศที่จะทำการคำนวณได้ทั้งหมด ซึ่งความถี่ที่ต้องการนำมาวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้คือความถี่ในย่าน X-BAND ซึ่งอยู่ในช่วง 8 ถึง 12 GHz ดังนั้นในการกำหนดค่าของยี่เซลล์จึงต้องคำนึงถึงความถี่สูงเป็นหลักเนื่องจากความถี่มีความยาวของคลื่นที่สั้นที่สุด สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 4.2 จากการคำนวณตามสมการขนาดของยี่เซลล์ควรมีขนาดไม่เกิน 1.25 มิลลิเมตร เพื่อให้เกิดความแม่นยำและเกิดความผิดพลาดในการคำนวณรูปแบบจำลองให้น้อยที่สุด ในวิทยานิพนธ์นี้จึงกำหนดขนาดของยี่เซลล์ในทิศทาง

x (Δx) เท่ากับ 0.152 มิลลิเมตร และกำหนดขนาดในทิศทาง y (Δy) และ z (Δz) เท่ากับ 0.15 มิลลิเมตร อย่างไรก็ตามในการคำนวณยังมีค่าที่สำคัญอีกค่าหนึ่ง คือ ขนาดของช่วงเวลา (Δt) โดยที่ได้กำหนดเงื่อนไขความเสถียรภาพเชิงตัวเลขไว้ดังแสดงในสมการที่ 3.22 ดังนั้นขนาดของช่วงเวลาที่เหมาะสมสำหรับรูปแบบการจำลองนี้จะมีค่าตามสมการ คือ

$$\Delta t \leq \frac{1}{3 \times 10^8 \sqrt{\left(\frac{1}{0.152 \times 10^{-3}}\right)^2 + \left(\frac{1}{0.15 \times 10^{-3}}\right)^2 + \left(\frac{1}{0.15 \times 10^{-3}}\right)^2}} \quad (4.3)$$

$$\Delta t \leq 0.289 \text{ ps} \quad (4.4)$$

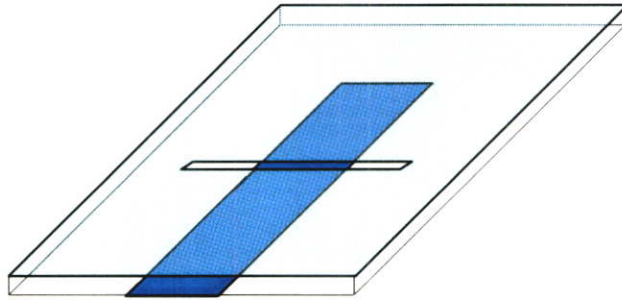
ค่า Δt ที่ได้จากสมการที่ 4.4 จะเป็นขนาดของช่วงเวลาที่เหมาะสมสำหรับการวิเคราะห์รูปแบบจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

ลักษณะการคำนวณรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศด้วยวิธี FDTD จะแบ่งการคำนวณออกเป็นสองครั้ง ครั้งแรกจะทำการคำนวณรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปก่อน เพื่อสร้างแหล่งกำเนิดแรงดันพัลส์แบบเกาส์เซียน โดยแหล่งกำเนิดแรงดันที่ได้จะนำมาใช้ในการคำนวณครั้งที่สอง เพื่อให้ได้ค่าคุณลักษณะในด้านต่าง ๆ ของสายอากาศที่นำมาคำนวณ ซึ่งคุณลักษณะของสายอากาศที่จะนำมาทำการวิเคราะห์จะประกอบไปด้วย ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลด (Return Loss : S11 Parameter) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) สนามไฟฟ้า (Electric Field) สนามแม่เหล็ก (Magnetic Field) ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า (Current Density) และรูปแบบการแผ่พลังงานในสนามระยะไกล (Far Field Pattern)

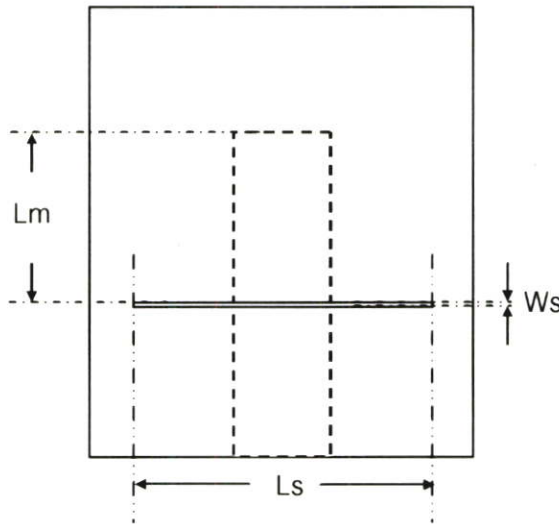
4.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดแคบ

การออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดนั้นตามที่กล่าวข้างต้นแล้วว่า มีวิธีการป้อนสัญญาณอยู่ 2 วิธี คือ การป้อนสัญญาณแบบเปิดวงจรและแบบปิดวงจร ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกที่จะใช้การป้อนสัญญาณแบบเปิดวงจรเนื่องจากมีข้อดีคือง่ายต่อการสร้างใช้งานจริง และส่วนของสตริป (Stub) ช่วยในการปรับแมทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ และเพื่อให้ค่าความต้านทานในการแพร่กระจายสูงจึงเลือกที่จะใช้การป้อนสัญญาณตรงกลาง (Center-feed) และเลือกช่องเปิดของสายอากาศเป็นช่องเปิดแบบแคบ (Narrow Slot) เพื่อให้มีการแพร่กระจายที่สูง โดยในการกำหนดขนาดความกว้างและความยาวของช่องเปิดนั้น มีพารามิเตอร์ที่สำคัญอยู่ 3 ค่า ประกอบด้วยความกว้าง (W_s)

และ ความยาว (L_s) ของสายอากาศช่องเปิด และระยะสตัดป์ (L_m) โดยโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบตามรูปที่ 4.2 และค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญที่ใช้สำหรับกำหนดโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบแสดงตามรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.2 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ



รูปที่ 4.3 โครงสร้างแบบสองมิติและค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญในการกำหนดโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ

ในการออกแบบสายอากาศให้ได้ความถี่ใช้งานที่ต้องการนั้น ถ้าเป็นสายอากาศโดยทั่วไป จะออกแบบให้สายอากาศยาวประมาณครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นสัมพัทธ์ แต่สำหรับสายอากาศไมโครสตัดป์แบบช่องเปิดแคบที่นำมาวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ กำหนดให้ความกว้างของช่องเปิดเป็นค่าคงที่คือ 0.15 มิลลิเมตร โดยใช้ค่าความกว้างนี้ในการออกแบบสายอากาศในทุกย่านความถี่ทำการวิเคราะห์ ซึ่งในการออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบแคบในวิทยานิพนธ์นี้ความยาวของช่องเปิด (L_s) ที่ใช้จะมีค่าประมาณ 0.65 ของความยาวคลื่นสัมพัทธ์ และระยะของสตัดป์จะมีค่าประมาณ 0.37 ถึง 0.4 ของความยาวคลื่นสัมพัทธ์ โดยค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการกำหนดโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบจะแสดงไว้ในตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ ที่ออกแบบใช้งานที่ความถี่ 8, 9, 10, 11 และ 12 GHz

ความถี่ที่ การออกแบบ (GHz)	ขนาดความกว้างของ สายอากาศช่องเปิด (Ws)		ขนาดความยาวของ สายอากาศช่องเปิด (Ls)		ขนาดความยาวของ เสา (Lm)	
	มิลลิเมตร	เทียบ λ_g	มิลลิเมตร	เทียบ λ_g	มิลลิเมตร	เทียบ λ_g
8	0.15	0.007	17.55	0.646	10.95	0.403
9	0.15	0.007	15.60	0.647	9.45	0.392
10	0.15	0.007	14.10	0.651	8.40	0.388
11	0.15	0.007	12.90	0.657	7.50	0.382
12	0.15	0.007	11.85	0.660	6.60	0.368

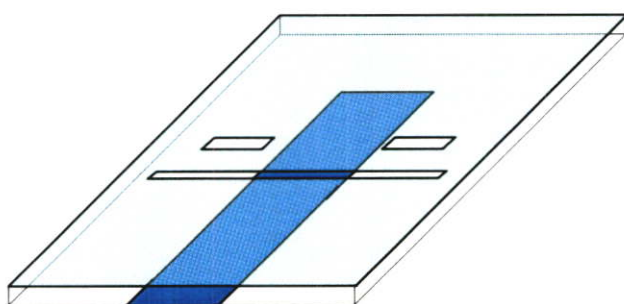
เมื่อกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในโครงสร้างของสายอากาศ ที่จะทำการออกแบบแล้ว ลำดับตอนต่อไปก็คือ การนำค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ มากำหนดรูปแบบและขนาดจำลองโครงสร้างของสายอากาศ เพื่อนำไปใช้ในการคำนวณด้วยวิธี FDTD จากที่กล่าวมาแล้วข้างต้นว่าจะออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่ความถี่ 8 , 9, 10, 11 และ 12 GHz ซึ่งหลังจากทำการคำนวณรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศโดยวิธีการจำลองแล้ว จะได้คุณลักษณะในด้านต่าง ๆ ของสายอากาศออกมา ซึ่งประกอบไปด้วย ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลด ค่าอิมพีแดนซ์ทั้งค่าจริงและจินตภาพที่ความถี่รีโซแนนซ์ แสดงค่าตามตารางที่ 4.3 ซึ่งจากตารางจะเห็นได้ว่าความถี่รีโซแนนซ์ที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการออกแบบ และมีการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลดที่ดี

ตารางที่ 4.3 แสดงค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลด และ ค่าอิมพีแดนซ์ทั้งค่าจริงและจินตภาพ ณ. ความถี่รีโซแนนซ์ ของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ

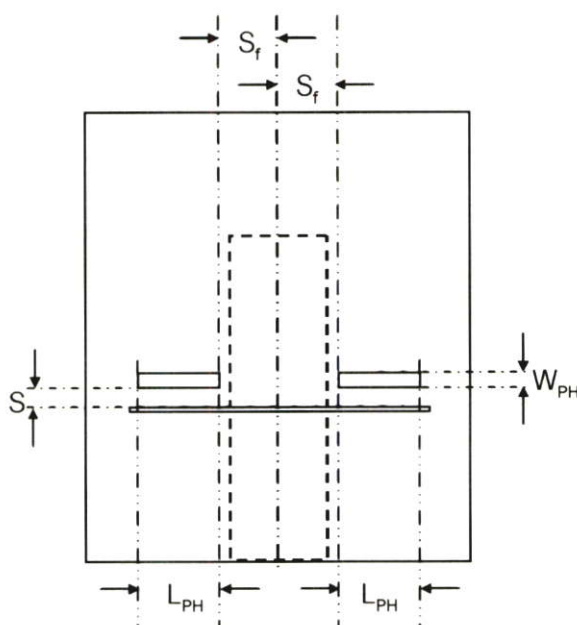
ความถี่ที่การออกแบบ (GHz)	ความถี่รีโซแนนซ์ (GHz)	S11 (dB)	Z real (Ω)	Z imaginary (Ω)
8	8.00695	-32.55993	52.39106	-0.31241
9	9.05876	-35.86551	51.21743	1.08283
10	10.00540	-46.73657	50.40683	-0.21959
11	10.96518	-32.22477	51.80172	-1.72185
12	12.06958	-53.38060	49.82502	0.12303

4.4 ผลกระทบของพาราซิติคแบบช่องเปิดที่มีต่อสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ

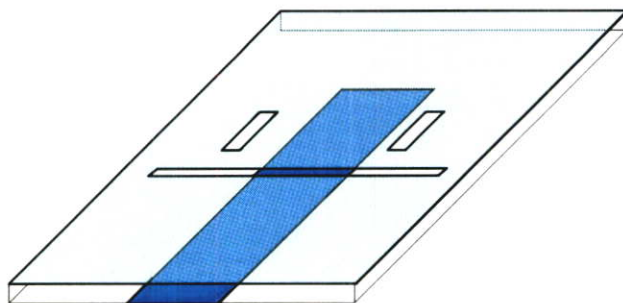
ในหัวข้อนี้จะแสดงการเปรียบเทียบคุณลักษณะในด้านต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่มีการเปลี่ยนแปลงไป อันเนื่องมาจากผลกระทบที่เกิดขึ้นจากการเพิ่มเติมพาราซิติคแบบช่องเปิดให้กับสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ จากที่กล่าวมาแล้วข้างต้นว่าจะแบ่งการพิจารณาออกเป็น 2 ส่วน คือ การเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนขนานกับสายอากาศช่องเปิด ดังแสดงลักษณะโครงสร้างทั่วไปตามรูปที่ 4.4 และ โครงสร้างแบบสองมิติพร้อมแสดงรายละเอียดของพารามิเตอร์ที่ใช้ในการกำหนดโครงสร้างของการวางพาราซิติคแสดงดังรูปที่ 4.5 สำหรับการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศช่องเปิดนั้น แสดงโครงสร้างในลักษณะเดียวกันกับพาราซิติคแบบวางนอนแสดงตามรูปที่ 4.6 และ 4.7



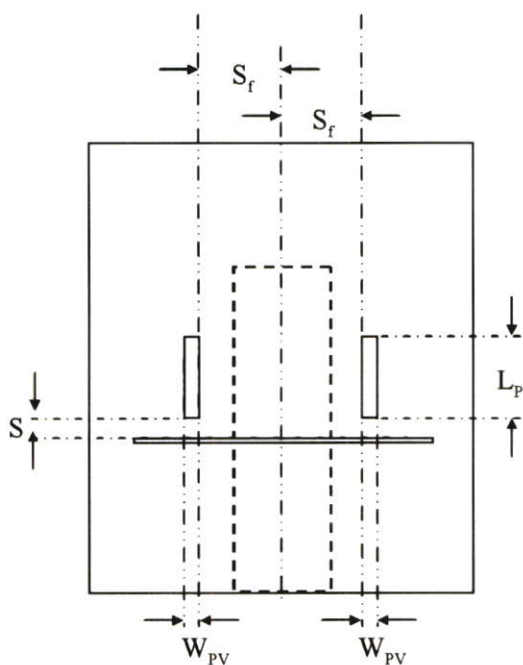
รูปที่ 4.4 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่มีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนขนานกับสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ



รูปที่ 4.5 โครงสร้างแบบสองมิติและค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญในการกำหนดโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่มีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนขนานกับสายอากาศช่องเปิด



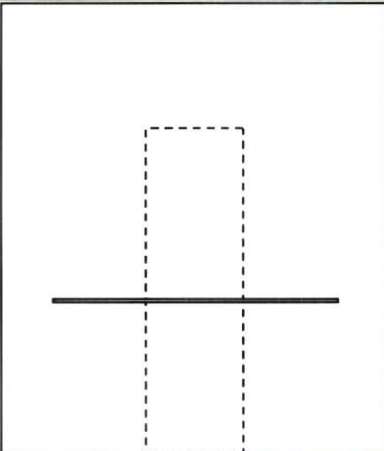
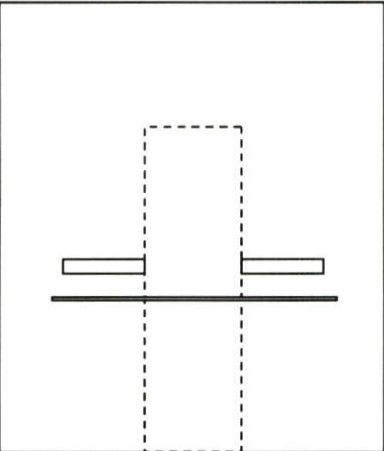
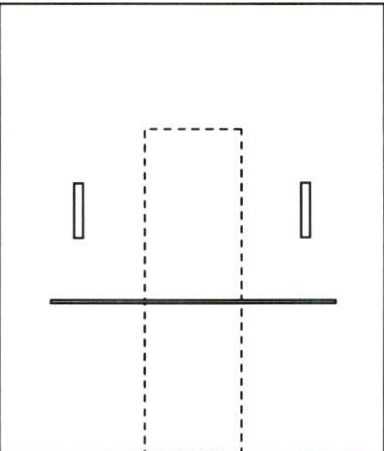
รูปที่ 4.6 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่มีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ



รูปที่ 4.7 โครงสร้างแบบสองมิติและค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญในการกำหนดโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่มีการเพิ่มพาราซิติคเปิดแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศช่องเปิด

การวิเคราะห์จะพิจารณาสายอากาศที่ออกแบบที่ความถี่ 10 GHz ทำการเพิ่มในส่วนของพาราซิติคช่องเปิด โดยยังคงใช้ค่าพารามิเตอร์เดิมของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ เปลี่ยนแปลงแค่การเจาะพาราซิติคช่องเปิดเพิ่มเติมเท่านั้น โดยจะวิเคราะห์ถึงคุณลักษณะของสายอากาศดังกล่าวซึ่งประกอบไปด้วย ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลด (S_{11} Parameter) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) สนามไฟฟ้า (Electric field) สนามแม่เหล็ก (Magnetic field) ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า (Current Density) และแบบรูปการแผ่พลังงานในสนามระยะไกล (Far-field Radiation Pattern)

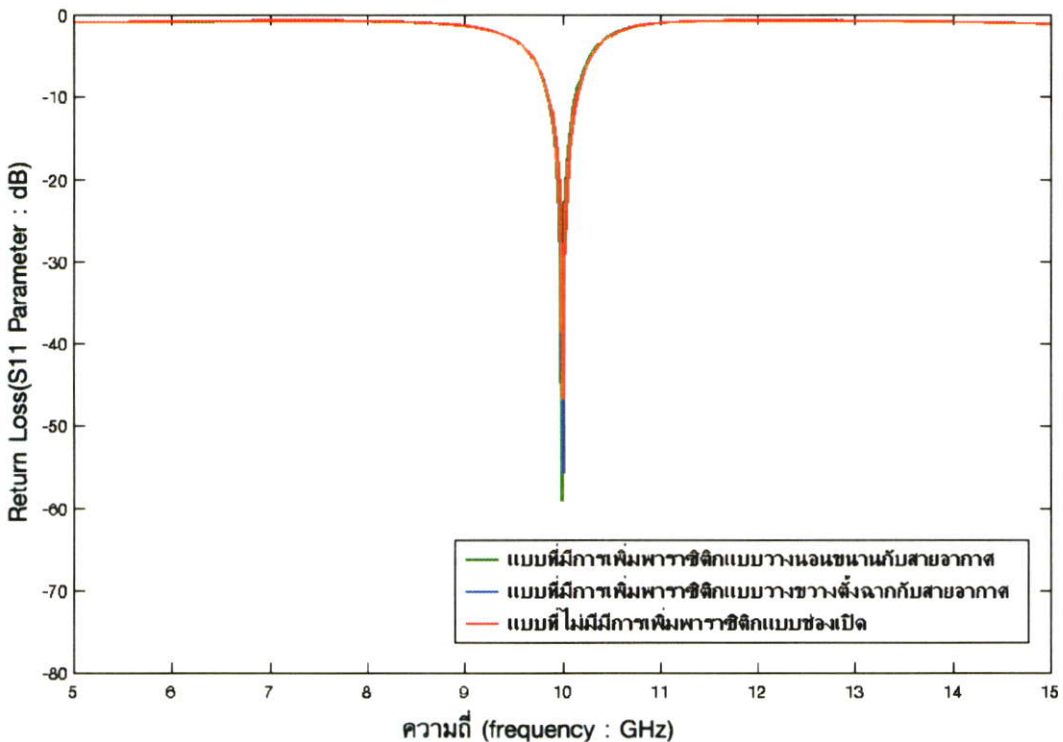
ตารางที่ 4.4 แสดงโครงสร้างและค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบและสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่มีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนขนานกับสายอากาศช่องเปิด และพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศช่องเปิด

รูปแบบลำดับที่	ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศ (มุมมอง 2 มิติ)	พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)	ขนาดเทียบ λ_g
1		ความยาวของสายอากาศแบบช่องเปิด (L_s)	14.1	0.651
		ความกว้างของสายอากาศแบบช่องเปิด (W_s)	0.15	0.007
		ความกว้างของสายส่งสัญญาณ (W_f)	4.80	0.222
		ความยาวของสตัดป์ (L_m)	8.40	0.388
2		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิดแบบวางนอน (L_{PH})	4.05	0.1875
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิดแบบวางนอน (W_{PH})	0.75	0.035
		ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับพาราซิติค (S)	1.05	0.049
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_p)	2.40	0.112
3		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิดแบบวางตั้ง (L_{PV})	2.70	0.125
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิดแบบวางตั้ง (W_{PV})	0.45	0.021
		ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับพาราซิติค (S)	3.15	0.146
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_p)	5.40	0.25

จากตารางที่ 4.4 แสดงถึงโครงสร้างโดยรวมของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่ไม่มี การเพิ่มพาราซิติคที่ออกแบบที่ความถี่ 10 GHz และตัวอย่างของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่มีการ เพิ่มพาราซิติคทั้งแบบวางนอนขนานกับสายอากาศและแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศ ซึ่งโครงสร้าง ที่แสดงตามรูปในตารางนั้น ได้จำลองอัตราส่วนมาจากขนาดและระยะห่างที่ใช้ในการกำหนดค่าใน การออกแบบ แบบจำลองโครงสร้างเพื่อหาคุณลักษณะในด้านต่าง ๆ ของสายอากาศ

4.4.1 ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลด (Return Loss : S11 Parameter)

ค่าในตารางที่ 4.5 แสดงถึงการเปรียบเทียบค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลด (Return Loss) ของสายอากาศที่ไม่มีพาราซิติคและสายอากาศที่มีการเพิ่มพาราซิติคทั้ง 2 รูปแบบ จากค่าที่แสดงในตาราง จะเห็นได้ว่าการเพิ่มพาราซิติคนั้นมีผลทำให้ค่าการสูญเสียจากการสะท้อน กลับจากโหลดเกิดการเปลี่ยนแปลง โดยจากค่าที่แสดงในตารางเมื่อมีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดทั้ง สองรูปแบบนั้น มีผลทำให้ค่าการสูญเสียลดลง แต่อาจมีผลกระทบทำให้ความถี่รีโซแนนซ์ลดลง จากเดิมเล็กน้อย แต่ก็ยังถือว่าใกล้เคียงกับความถี่เดิม

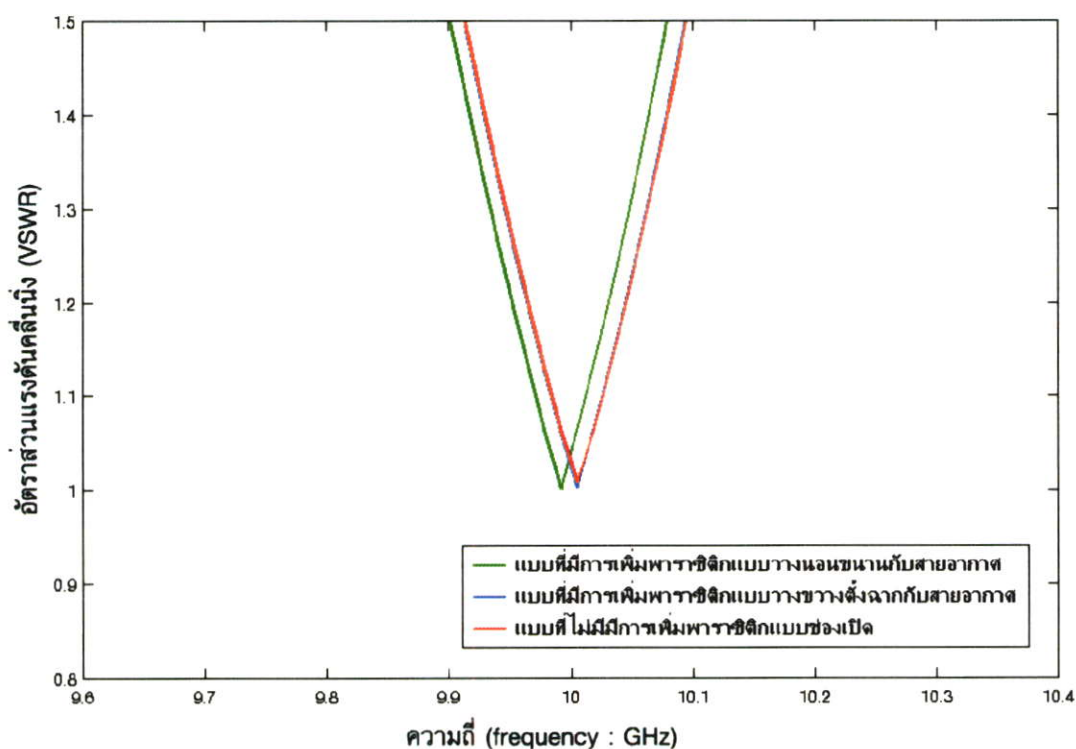


รูปที่ 4.8 เปรียบเทียบค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลดระหว่างสายอากาศช่องเปิดแบบ แคบที่ไม่มี การเพิ่มพาราซิติค เทียบกับแบบที่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบวางนอนขนานกับ สายอากาศและแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศ

ตารางที่ 4.5 แสดงการเปรียบเทียบค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลด (S_{11} พารามิเตอร์) ระหว่างสายอากาศที่ไม่มีพาราซิติคและแบบที่มีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดทั้งแบบวางนอนขนานกับสายอากาศและแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศ

รูปแบบของสายอากาศ	ความถี่รีโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} พารามิเตอร์ (dB)
สายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่ไม่มีเพิ่มพาราซิติค	10.00540	-45.81022
สายอากาศช่องเปิดที่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบวางนอนขนานกับสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ	9.99225	-59.03382
สายอากาศช่องเปิดที่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบวางขวางตั้งฉากกับสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ	10.00540	-55.62046

4.4.2 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)



รูปที่ 4.9 เปรียบเทียบอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งระหว่างสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่ไม่มีเพิ่มพาราซิติค เทียบกับสายอากาศแบบที่มีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนขนานกับสายอากาศและแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศ

ตารางที่ 4.6 แสดงให้เห็นว่า ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศเมื่อมีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดทั้ง 2 รูปแบบ มีผลทำให้ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งมีค่าที่ลดลง ส่งผลให้ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งมีค่าที่ใกล้เคียง 1 มากขึ้น

ตารางที่ 4.6 แสดงการเปรียบเทียบค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ระหว่างสายอากาศที่ไม่มีพาราซิติคและแบบที่มีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดทั้งแบบวางนอนขนานกับสายอากาศและแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศ

รูปแบบของสายอากาศ	ความถี่ไอเซนซ์ (GHz)	อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)
สายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่ไม่มีเพิ่มพาราซิติค	10.00540	1.01030
สายอากาศช่องเปิดที่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบวางนอนขนานกับสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ	9.99225	1.00224
สายอากาศช่องเปิดที่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ	10.00540	1.00332

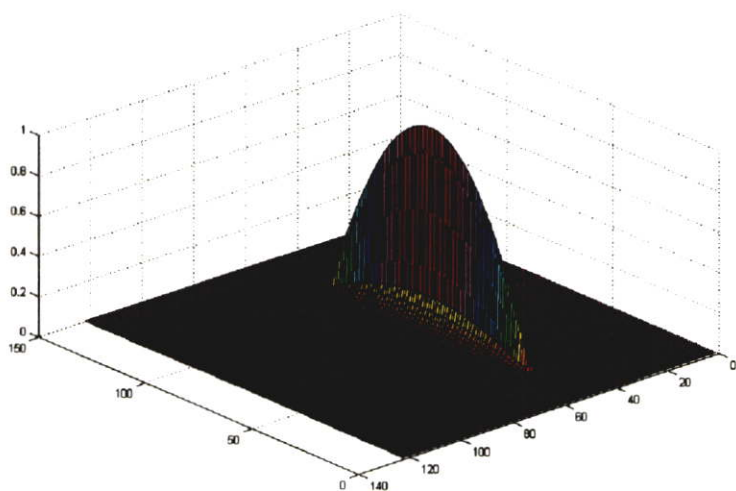
4.4.3 อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance)

สายอากาศที่มีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดทั้ง 2 รูปแบบ มีผลทำให้ค่าของอิมพีแดนซ์ของสายอากาศทั้งที่เป็นค่าจริงและค่าจินตภาพมีการเปลี่ยนแปลง โดยทำให้ค่าอิมพีแดนซ์หลังจากเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดมีค่าใกล้เคียงกับค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะมากขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศที่ไม่มีเพิ่มพาราซิติคช่องเปิด แสดงตามตารางที่ 4.7

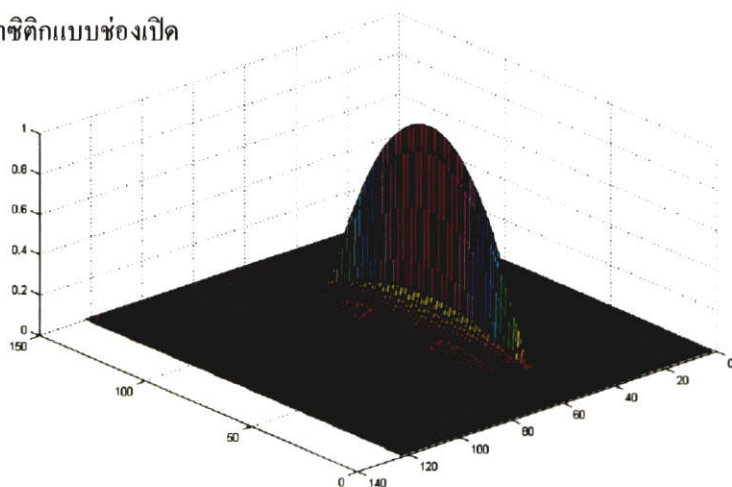
ตารางที่ 4.7 แสดงการเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์ทั้งค่าจริงและจินตภาพ ที่ความถี่ไอเซนซ์ระหว่างสายอากาศที่ไม่มีพาราซิติค และแบบที่มีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดทั้งแบบวางนอนขนานกับสายอากาศและแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศ

รูปแบบของสายอากาศ	ความถี่ไอเซนซ์ (GHz)	Z_{real} (Ω)	$Z_{imaginary}$ (Ω)
สายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่ไม่มีเพิ่มพาราซิติค	10.00540	50.46472	-0.22112
สายอากาศช่องเปิดที่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบวางนอนขนานกับสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ	9.99225	50.11061	0.01684
สายอากาศช่องเปิดที่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ	10.00540	50.15539	0.0579

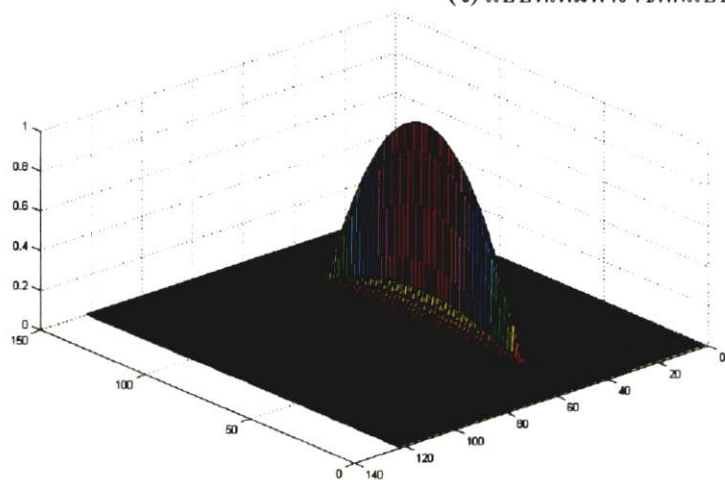
4.4.4 สนามไฟฟ้า (Electric Field) และสนามแม่เหล็ก (Magnetic Field)



(ก) แบบที่ไม่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบช่องเปิด

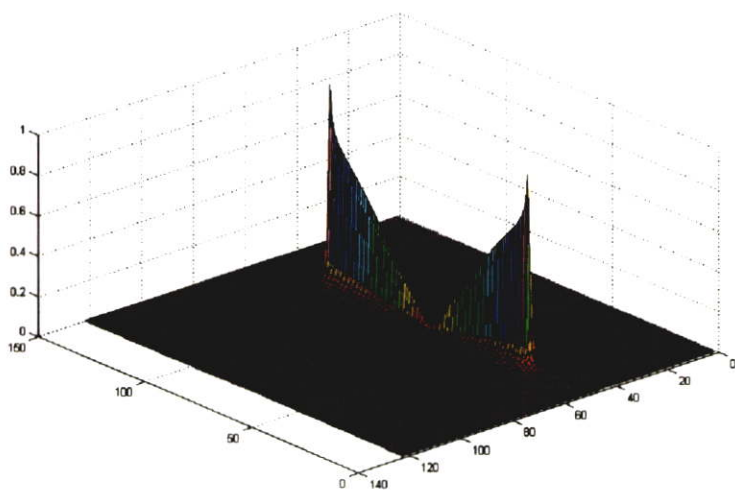


(ข) แบบที่เพิ่มพาราซิติคแบบวางนอนขนานกับสายอากาศช่องเปิด

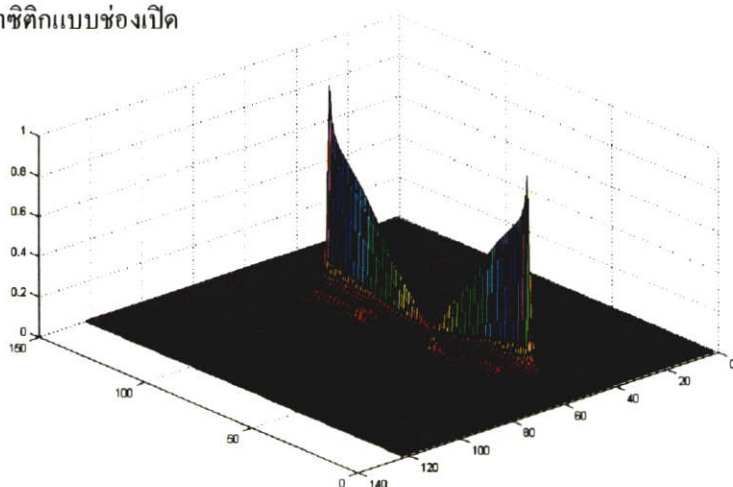


(ค) ที่เพิ่มพาราซิติคแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศช่องเปิด

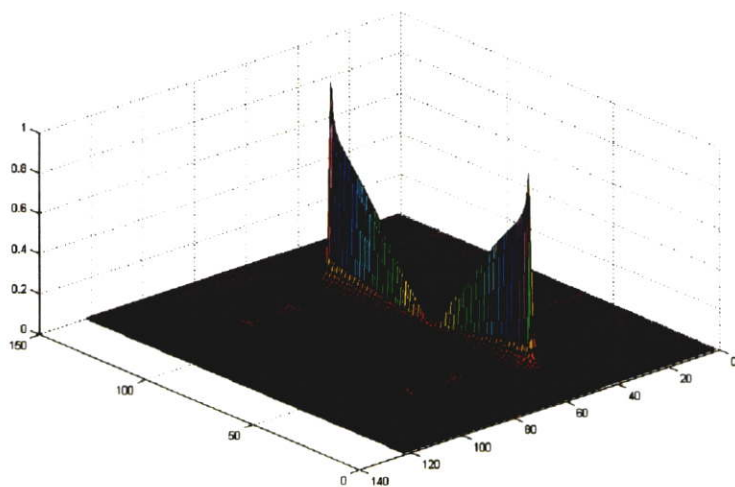
รูปที่ 4.10 สนามไฟฟ้าของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่ไม่มีการเพิ่มพาราซิติคและแบบที่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบวางนอนขนานกับสายอากาศและแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศ



(ก) แบบที่ไม่มีการเพิ่มพาราคติแบบช่องเปิด



(ข) แบบที่เพิ่มพาราคติแบบวางนอนขนานกับสายอากาศช่องเปิด



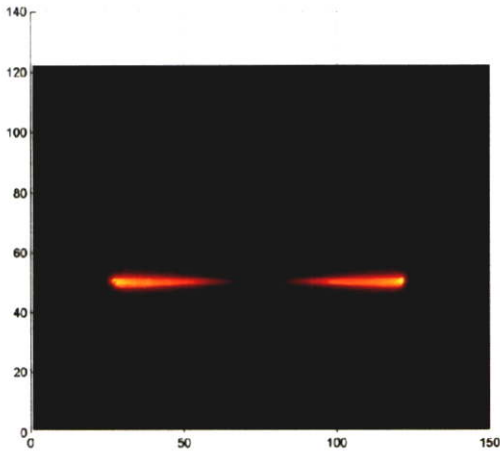
(ค) ที่เพิ่มพาราคติแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศช่องเปิด

รูปที่ 4.11 สนามแม่เหล็กของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่ไม่มีการเพิ่มพาราคติและแบบที่มีการเพิ่มพาราคติแบบวางนอนขนานกับสายอากาศและแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศ

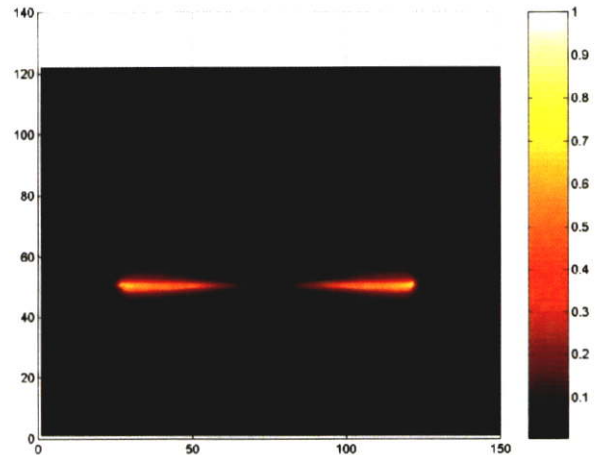
จากรูปที่ 4.10 และ 4.11 แสดงการเปรียบเทียบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นระหว่างสายอากาศที่ไม่มี การเพิ่มพาราซิติค กับสายอากาศที่มีการเพิ่มพาราซิติคสองรูปแบบในลักษณะของภาพสามมิติ จากรูปจะเห็นได้ว่า พาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนจะมีการแพร่กระจายสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กบริเวณช่องเปิดที่ค่อนข้างเด่นชัดแสดงตามรูปที่ 4.10(ข) และ 4.11(ข) สำหรับพาราซิติคแบบวางตั้งการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าบริเวณช่องเปิดนั้น เกิดขึ้นน้อยมากสังเกตได้จากรูปที่ 4.10(ค) จะเห็นได้ว่าแทบจะไม่มี การแพร่กระจายจากบริเวณช่องเปิดเลย แต่สำหรับสนามแม่เหล็กนั้นยังพอที่จะสังเกตเห็นการแพร่กระจายบ้างแสดงตามรูปที่ 4.11(ค) ซึ่งจากการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้น เมื่อมีการเพิ่มพาราซิติคแบบช่องเปิดไม่ว่าจะเป็นรูปแบบใด ก็จะมีการแพร่กระจายของทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเกิดขึ้นบริเวณช่องเปิดที่ทำการเจาะเพิ่มเติม นั้นอาจมีมากหรือน้อยก็แล้วแต่ โดยจากผลการแพร่กระจายที่เกิดขึ้นพอที่จะบอกได้ถึงความสัมพันธ์ของขนาดและระยะห่าง ระหว่างพาราซิติคช่องเปิดกับสายอากาศช่องเปิด ว่าขนาดของพาราซิติคช่องเปิดมีผลต่อการแพร่กระจาย กล่าวคือขนาดของพาราซิติคช่องเปิดที่มีขนาดใหญ่จะมีการแพร่กระจายที่สูงกว่าช่องเปิดที่มีขนาดเล็ก ส่วนระยะห่างระหว่างสายอากาศกับพาราซิติคช่องเปิดนั้น การวางในตำแหน่งที่ใกล้กว่าจะมีผลทำให้การแพร่กระจายเกิดขึ้นสูงกว่าระยะที่ไกลออกไป

4.4.5 ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า (Current Density)

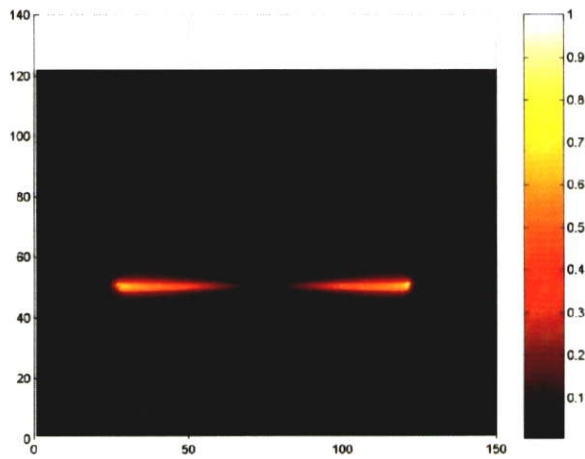
โดยทั่วไปแล้วความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าของสายอากาศช่องเปิด จะเกิดขึ้นที่บริเวณขอบของสายอากาศช่องเปิด โดยกระแสไฟฟ้าจะหนาแน่นมากในบริเวณปลายทั้งสองด้านของสายอากาศช่องเปิด ซึ่งจากรูปที่ 4.12(ก) แสดงให้เห็นว่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าจะมีมากที่สุดบริเวณปลายทั้งสองด้านของสายอากาศช่องเปิดซึ่งเป็นไปตามทฤษฎี แต่ความหนาแน่นที่เกิดขึ้นบริเวณขอบของช่องเปิดนั้นไม่สามารถสังเกตเห็นได้ เนื่องจากสายอากาศช่องเปิดดังกล่าวเป็นสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ สำหรับสายอากาศที่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบช่องเปิดทั้งสองรูปแบบนั้น ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในบริเวณของพาราซิติคช่องเปิด ก็เป็นไปตามทฤษฎีเดียวกันกับทฤษฎีของสายอากาศช่องเปิด นั่นคือกระแสจะเกิดขึ้นที่บริเวณขอบของพาราซิติคช่องเปิด โดยจะมีความหนาแน่นมากที่สุดบริเวณปลายทั้งสองข้าง เมื่อเปรียบเทียบความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในสายอากาศ ระหว่างสายอากาศที่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบวางนอนเทียบกับแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศ ดังแสดงตามรูปที่ 4.12(ข) และ 4.12(ค) ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าพาราซิติคแบบวางนอนนั้นจะมีความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าที่สูงกว่า ซึ่งมีผลมาจากขนาดของพาราซิติคที่ใหญ่กว่า และระยะห่างในการวางพาราซิติคห่างจากสายอากาศน้อยกว่า ส่งผลทำให้ได้รับการเหนี่ยวนำสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจากสายอากาศช่องเปิดที่มากกว่า ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจึงสูงกว่า



(ก) แบบที่ไม่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบช่องเปิด



(ข) แบบที่เพิ่มพาราซิติคแบบวางนอนขนานกับสายอากาศ



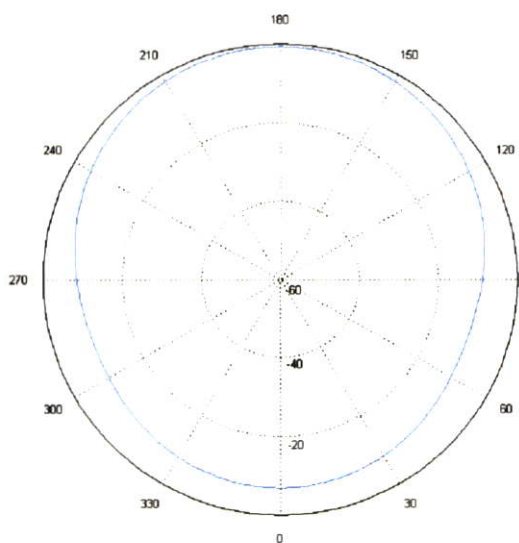
(ค) แบบที่เพิ่มพาราซิติคแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศ

รูปที่ 4.12 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่ไม่มีการเพิ่มพาราซิติค และแบบที่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบวางนอนขนานกับสายอากาศและแบบวางตั้งฉาก

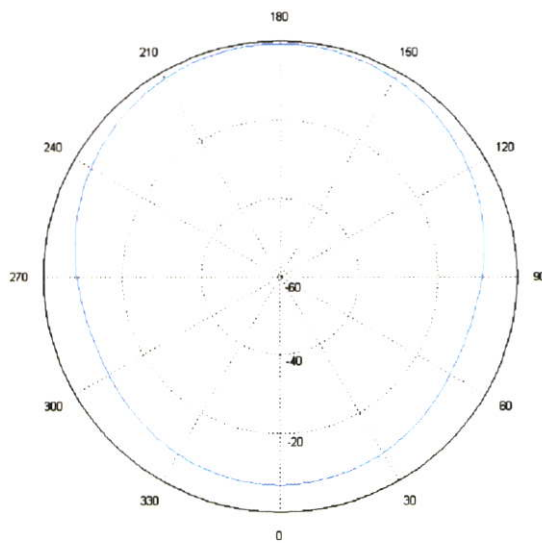
4.4.6 แบบรูปการแผ่พลังงานในสนามระยะไกล (Far Field Pattern)

แบบรูปการแผ่พลังงานในสนามระยะไกลนั้น จะแสดงในลักษณะของภาพสองมิติแบ่งแสดงในสองระนาบ คือระนาบ XY แสดงตามรูปที่ 4.13 โดยระนาบ XY นี้จะแสดงถึงรูปแบบการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็ก และในระนาบ XZ ซึ่งแสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามไฟฟ้าแสดงตามรูปที่ 4.14 โดยในรูปที่ 4.13 และ 4.14 นั้นแต่ละรูปจะแบ่งเป็น 3 รูปย่อย ซึ่งเป็นรูปเปรียบเทียบระหว่างสายอากาศที่ไม่มีการเพิ่มพาราซิติคแสดงในรูปย่อย (ก) ส่วนสายอากาศที่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบวางนอนขนานกับสายอากาศ และแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศแสดงในรูปย่อย (ข) และ (ค) ตามลำดับ จากรูปจะเห็นได้ว่าไม่ว่าจะเป็นแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบใด แบบรูปการแผ่กระจายพลังงานก็มีลักษณะการแผ่กระจายในรูปแบบที่เหมือนกัน แต่

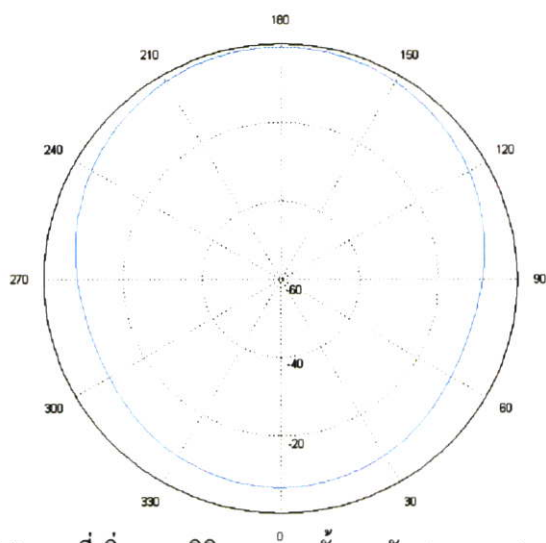
ถ้านำมาซ้อนทับกันเพื่อดูความแตกต่างจะซ้อนทับกับไม่สนิท อาจมีการเหลื่อมล้ำกันเกิดขึ้นบ้างแต่ก็น้อยมาก จนแทบจะอนุโลมได้ว่าไม่มีการเปลี่ยนแปลงเลย จากที่กล่าวมาแล้วข้างต้นสามารถแสดงให้เห็นได้ว่า พาราซิติคที่เพิ่มให้กับสายอากาศช่องเปิดแบบแคบไม่ว่าจะเป็นแบบวางนอนหรือแบบวางตั้งฉากก็ไม่มีผลต่อแบบรูปการแผ่กระจายพลังงานในสนามระยะไกล และจากแบบรูปการแผ่พลังงานดังกล่าว จะเห็นได้ว่าสายอากาศแบบช่องเปิดแคบนี้จะมีแบบรูปเสมือนจะเป็นลักษณะในการแผ่พลังงานไปในทิศทางเดียว (Unidirectional)



(ก) แบบที่ไม่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบช่องเปิด

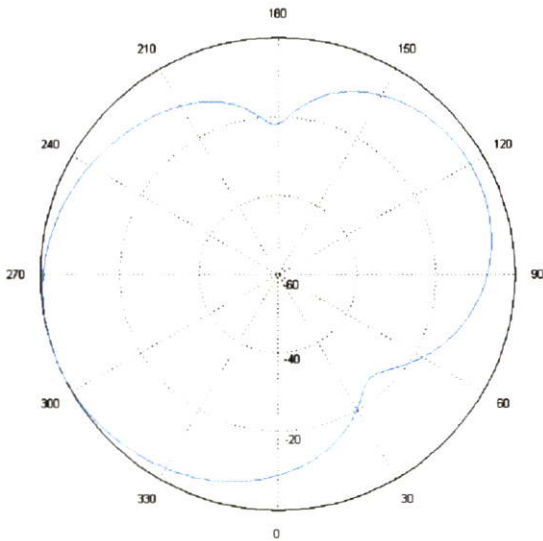


(ข) แบบที่เพิ่มพาราซิติคแบบวางนอนขนานกับสายอากาศ

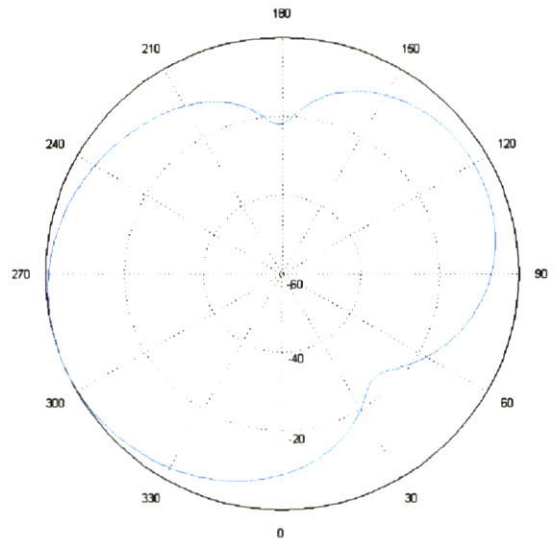


(ค) แบบที่เพิ่มพาราซิติคแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศ

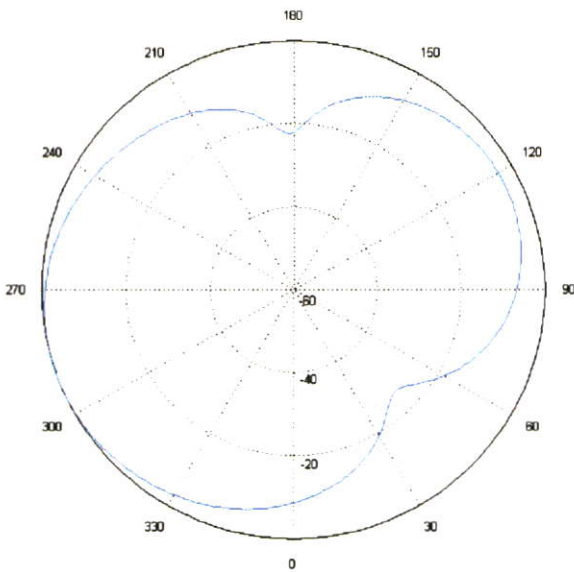
รูปที่ 4.13 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ XY ของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่ไม่มีพาราซิติคและแบบที่มีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนและวางตั้งฉาก



(ก) แบบที่ไม่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบช่องเปิด



(ข) แบบที่เพิ่มพาราซิติคแบบวางนอนขนานกับสายอากาศ



(ค) แบบที่เพิ่มพาราซิติคแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศ

รูปที่ 4.14 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ XY ของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ
ที่ไม่มีพาราซิติคและแบบที่มีการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนและวางตั้งฉาก

4.5 การวิเคราะห์การผลกระทบของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีต่อค่าอิมพีแดนซ์ ของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ

จากผลกระทบที่เกิดขึ้นจากการเพิ่มพาราซิติคแบบช่องเปิดทั้งแบบวางนอน และแบบวางตั้งฉากตามตัวอย่าง ซึ่งทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะในด้านต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ โดยจากการเปรียบเทียบจะเห็นได้ว่าคุณลักษณะที่เกี่ยวข้องกับการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ซึ่งประกอบด้วย การแพร่กระจายของสนามไฟฟ้า สนามแม่เหล็ก ความ

หนาแน่นของกระแสไฟฟ้า และแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามระยะไกล ผลกระทบทั้งหมดที่เกิดขึ้นจากการเพิ่มพาราซิติคแบบช่องเปิดนั้นเกิดขึ้นเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ซึ่งอาจถือได้ว่าไม่มีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้นเลยก็ได้ สำหรับคุณลักษณะที่มีการเปลี่ยนแปลง และพอที่จะสังเกตเห็นการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้น จะประกอบด้วย ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลด ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง และค่าอิมพีแดนซ์ ซึ่งล้วนแล้วแต่เป็นค่าที่มีความเกี่ยวข้องกันทั้งสิ้น โดยค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหนดนั้นจะเห็นการเปลี่ยนแปลงที่ชัดเจนที่สุด ถ้าพิจารณาถึงการหาค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหนด จะเห็นได้ว่าค่ามาจากค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศนั้นจะประกอบไปด้วยค่าจริงและค่าจินตภาพ สำหรับวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอการวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงของค่าอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพเท่านั้น เนื่องจากเป็นส่วนที่มีความสำคัญต่อการลดค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหนด

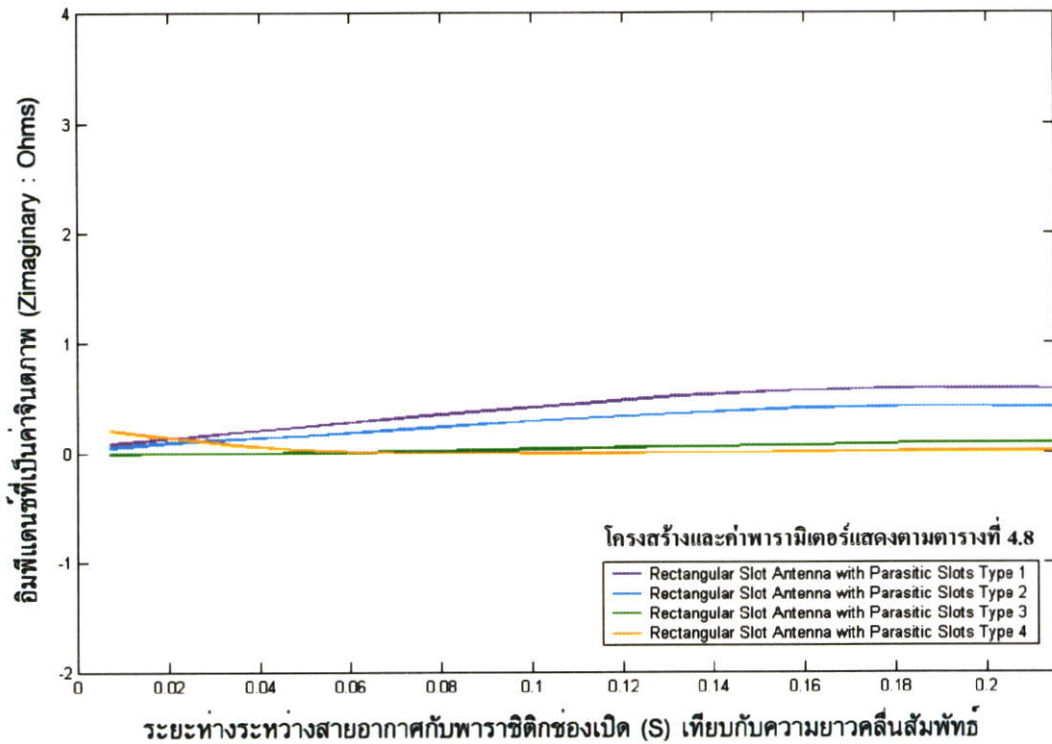
ในการวิเคราะห์จะพิจารณาถึงการเปลี่ยนแปลงและผลกระทบของพารามิเตอร์จำนวน 4 ค่า ประกอบไปด้วย ความกว้างของพาราซิติคช่องเปิด (W_{PH}) ความยาวของพาราซิติคช่องเปิด (L_{PH}) ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับพาราซิติคแบบช่องเปิด (S) และระยะห่างของพาราซิติคช่องเปิดเทียบจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ (S_r) ซึ่งแสดงตามรูปที่ 4.3 โดยจะแบ่งการพิจารณาออกเป็น 3 ส่วนหลักพิจารณาจากความยาวของพาราซิติคช่องเปิดเป็นหลัก ประกอบด้วย การเพิ่มพาราซิติคที่มีการกำหนดความยาว (L_{PH}) เท่ากับ $\lambda_g/16$ ($0.0625\lambda_g$), $\lambda_g/8$ ($0.125\lambda_g$) และ $3\lambda_g/16$ ($0.1875\lambda_g$)

4.5.1 การเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีการกำหนดความยาวเท่ากับ $\lambda_g/16$

ในการวิเคราะห์จะแบ่งการพิจารณาออกเป็น 3 ส่วน โดยในแต่ละส่วนจะมีการกำหนดความกว้างของพาราซิติคช่องเปิด (W_{PH}) ให้เป็นค่าคงที่ประกอบด้วย $\lambda_g/143$ ($0.007\lambda_g$), $\lambda_g/48$ ($0.021\lambda_g$) และ $\lambda_g/29$ ($0.035\lambda_g$) ในการวิเคราะห์แต่ละส่วนนั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงค่าของพารามิเตอร์อยู่สองค่า คือระยะห่างระหว่างสายอากาศช่องเปิดกับพาราซิติคช่องเปิด (S) และระยะของพาราซิติคช่องเปิดเทียบจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_r) โดยระยะห่างระหว่างสายอากาศกับพาราซิติคนั้นจะแสดงด้วยกราฟในแนวแกนนอน เทียบกับการเปลี่ยนแปลงของค่าอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพที่แสดงด้วยกราฟในแนวแกนตั้ง โดยค่าการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่แสดงในกราฟ จะคิดจากส่วนต่างของค่าของอิมพีแดนซ์ที่เปลี่ยนแปลงไปจากค่าเดิมของสายอากาศที่ยังไม่มีการเพิ่มพาราซิติค ในส่วนของระยะห่างของพาราซิติคจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณนั้น จะกำหนดเป็นค่าคงที่จำนวน 4 ค่า ซึ่งประกอบไปด้วย $3\lambda_g/26$ ($0.115\lambda_g$), $\lambda_g/8$ ($0.125\lambda_g$), $3\lambda_g/16$ ($0.1875\lambda_g$) และ $\lambda_g/4$ ($0.25\lambda_g$) ดังนั้นกราฟที่แสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพในแต่ละกราฟ จะประกอบไปด้วยเส้นกราฟที่แสดงการเปลี่ยนแปลงจำนวน 4 เส้น

4.5.1.1 การเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวงนอนที่มีความกว้างคงที่เท่ากับ $\lambda_g / 143$

จากตารางที่ 4.8 แสดงถึงโครงสร้างของขนาดและตำแหน่งในการวางของพาราซิติคช่องเปิดใน 4 รูปแบบ ซึ่งแต่ละรูปแบบจะมีการกำหนดค่าระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติคช่องเปิดให้เป็นค่าคงที่ เปลี่ยนแปลงเฉพาะระยะห่างระหว่างสายอากาศกับพาราซิติคช่องเปิดเท่านั้น โดยจะพิจารณาระยะห่างในช่วงไม่เกิน 1/4 ของความยาวคลื่นสัมพันธ์ เพื่อหาผลกระทบที่เกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างสายอากาศกับพาราซิติค



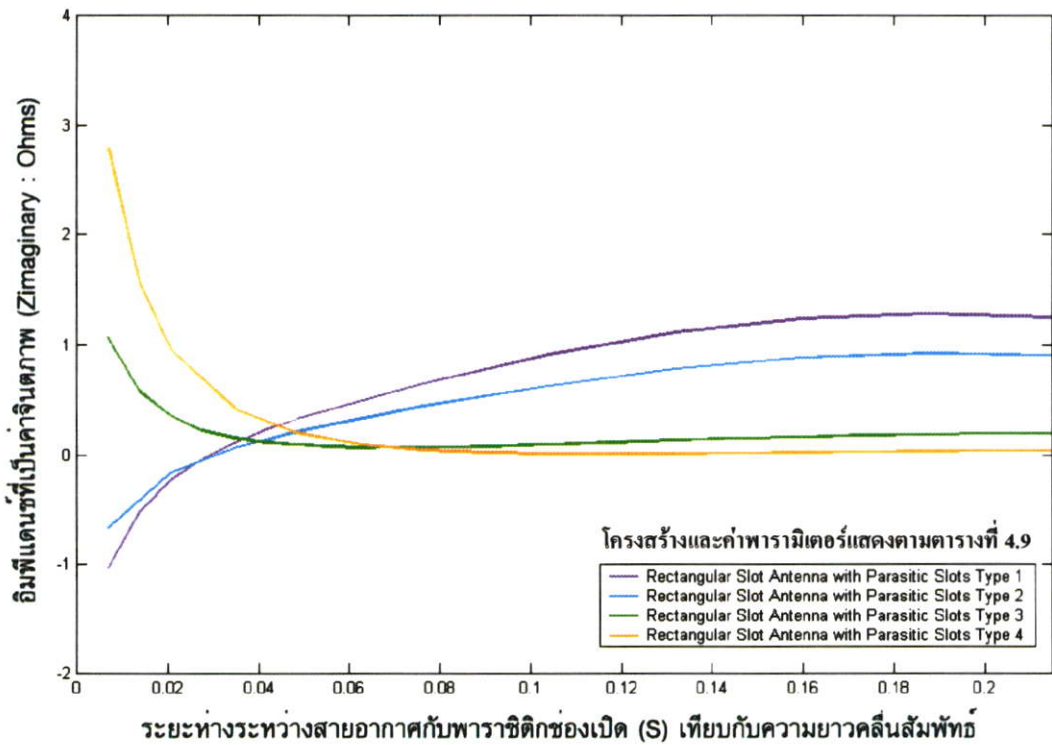
รูปที่ 4.15 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวงนอนที่มีความยาว $\lambda_g / 16$ และความกว้าง $\lambda_g / 143$

จากรูปที่ 4.15 แสดงให้เห็นว่าการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดทั้ง 4 รูปแบบ การเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพเปลี่ยนแปลงเฉพาะในด้านบวกเท่านั้น โดยแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของรูปแบบการวางในลักษณะของรูปแบบที่ 1 ถึง 3 ในตารางที่ 4.8 (แสดงด้วยเส้นสี ม่วง ฟ้ำ และเขียว ตามลำดับ) นั้น มีการเปลี่ยนแปลงที่คล้ายคลึงกัน คือ เมื่อวางในระยะที่ใกล้กับสายอากาศ การเปลี่ยนแปลงจะเกิดขึ้นเพียงเล็กน้อย และจะมีการเปลี่ยนแปลงที่มากขึ้นเมื่อมีการเปลี่ยนระยะห่างให้ไกลออกไป ในกรณีที่พิจารณาถึงระยะห่างของพาราซิติคจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ (S_p) จะเห็นได้ว่า การวางพาราซิติคในตำแหน่งที่ใกล้กับสายส่งสัญญาณจะเกิดการเปลี่ยนแปลงที่มากกว่าการวางในตำแหน่งที่ไกลออกไป สำหรับการวางพาราซิติคในลักษณะตามรูปแบบที่ 4 ใน

ตารางที่ 4.8 นั้น การเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์จะมีแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงที่แตกต่างกันกับการวางในรูปแบบที่ 1 ถึง 3 แต่ถ้าพิจารณาเฉพาะในเรื่องของระยะห่างระหว่างสายอากาศช่องเปิดกับพาราซิติค โดยแบ่งระยะห่างออกเป็นสองส่วนคือช่วงที่อยู่ใกล้กับสายอากาศและช่วงที่อยู่ไกล จะเห็นได้ว่าส่วนที่สอง (ช่วงที่อยู่ไกล) จะมีแนวโน้มการเปลี่ยนแปลง ที่มีความสัมพันธ์กับระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณคือยิ่งไกลค่ายิ่งเปลี่ยนแปลงน้อย

4.5.1.2 การเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความกว้างคงที่เท่ากับ $\lambda_g / 48$

จากที่กล่าวมาแล้วข้างต้น เกี่ยวกับการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จากหัวข้อหลักที่ 4.5.1 ในเรื่องของการกำหนดความยาวของพาราซิติคช่องเปิดให้มีค่าคงที่เท่ากับ $\lambda_g / 16$ และเปลี่ยนแปลงความกว้างของพาราซิติคในแต่ละหัวข้อย่อย การเพิ่มค่าความกว้างของพาราซิติคในหัวข้อนี้จะเพิ่มความกว้างจากหัวข้อที่ 4.5.1.1 ซึ่งจะเพิ่มขึ้น 3 เท่า (จากเดิม $0.007\lambda_g$ เพิ่มขึ้นเป็น $0.021\lambda_g$) โดยยังคงทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์สองค่าที่เกี่ยวข้องกับตำแหน่ง ในการจัดวางพาราซิติค เช่นเดียวกับหัวข้อที่ 4.5.1.1 จุดประสงค์ก็เพื่อศึกษาถึงการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นจากการเพิ่มความกว้างของพาราซิติคช่องเปิด โดยโครงสร้างของขนาดและตำแหน่งในการวางพาราซิติคแสดงอยู่ในตารางที่ 4.9



รูปที่ 4.16 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความยาว $\lambda_g / 16$ และความกว้าง $\lambda_g / 48$

ตารางที่ 4.8 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความยาว $\lambda_g / 16$ มีความกว้าง $\lambda_g / 143$ และระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ

รูปแบบ ลำดับที่	ลักษณะโครงสร้าง ของสายอากาศ (มุมมอง 2 มิติ)	พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)	ขนาด เทียบ λ_g
1 (เส้นสีม่วง)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{PH})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{PH})	0.15	$\lambda_g / 143$ ($0.007\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	2.4	$3\lambda_g / 26$ ($0.115\lambda_g$)
2 (เส้นสีฟ้า)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{PH})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{PH})	0.15	$\lambda_g / 143$ ($0.007\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
3 (เส้นสีเขียว)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{PH})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{PH})	0.15	$\lambda_g / 143$ ($0.007\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	4.05	$3\lambda_g / 16$ ($0.1875\lambda_g$)
4 (เส้นสีส้ม)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{PH})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{PH})	0.15	$\lambda_g / 143$ ($0.007\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	5.4	$\lambda_g / 4$ ($0.25\lambda_g$)

ตารางที่ 4.9 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความยาว $\lambda_g / 16$ มีความกว้าง $\lambda_g / 48$ และระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ

รูปแบบลำดับที่	ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศ (มุมมอง 2 มิติ)	พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)	ขนาดเทียบ λ_g
1 (เส้นสีม่วง)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PH})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PH})	0.45	$\lambda_g / 48$ ($0.02\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_f)	2.4	$3\lambda_g / 26$ ($0.115\lambda_g$)
2 (เส้นสีฟ้า)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PH})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PH})	0.45	$\lambda_g / 48$ ($0.02\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_f)	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
3 (เส้นสีเขียว)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PH})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PH})	0.45	$\lambda_g / 48$ ($0.02\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_f)	4.05	$3\lambda_g / 16$ ($0.1875\lambda_g$)
4 (เส้นสีส้ม)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PH})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PH})	0.45	$\lambda_g / 48$ ($0.02\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_f)	5.4	$\lambda_g / 4$ ($0.25\lambda_g$)

โดยค่าอิมพีแดนซ์ที่เปลี่ยนแปลงไปแสดงตามรูปที่ 4.16 จากรูปแสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่มีการเปลี่ยนแปลงทั้งด้านบวกและด้านลบ ถ้าแบ่งการพิจารณาออกเป็นสองส่วนเหมือนหัวข้อที่แล้ว คือพิจารณาระยะห่างระหว่างสายอากาศกับพาราซิติคเป็นระยะใกล้กับระยะไกล เมื่อเทียบผลการเปลี่ยนแปลงจะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของส่วนที่สองคือระยะไกลนั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงที่เป็นไปในแนวโน้มนเดียวกัน คือการวางพาราซิติคห่างจากสายส่งสัญญาณยิ่งห่างมากการเปลี่ยนแปลงจะยิ่งน้อยลง สำหรับในส่วนแรก คือ ระยะใกล้ที่มีส่วนที่คล้ายคลึงกัน คือ มีแนวโน้มนการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นในสองลักษณะเหมือนกัน ซึ่งจะประกอบด้วยเส้นกราฟที่มีแนวโน้มนเพิ่มขึ้น และเส้นกราฟที่มีแนวโน้มนลดลง เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระยะห่างให้มากขึ้น โดยเส้นกราฟที่มีแนวโน้มนเพิ่มขึ้นมีความแตกต่างกันอยู่ในเรื่องของค่าเริ่มต้นที่เป็นบวกและลบ กล่าวคือ ในหัวข้อที่แล้วนั้นค่าเริ่มต้นเป็นค่าบวกที่น้อยแล้วค่อย ๆ เพิ่มค่าขึ้น ส่วนในหัวข้อนี้ ค่าเริ่มต้นมีค่าเป็นลบมากเปลี่ยนเป็นลบน้อยลง จนเป็นศูนย์แล้วจึงเปลี่ยนค่าเป็นบวกที่น้อยแล้วค่อย ๆ เพิ่มค่าขึ้น ดังนั้นเพื่อผลการวิเคราะห์ถึงผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงความกว้างของพาราซิติคช่องเปิดที่ชัดเจนยิ่งขึ้น การขยายความกว้างของพาราซิติคให้เพิ่มขึ้นน่าจะทำได้ผลกระทบที่ชัดเจนยิ่งขึ้น ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

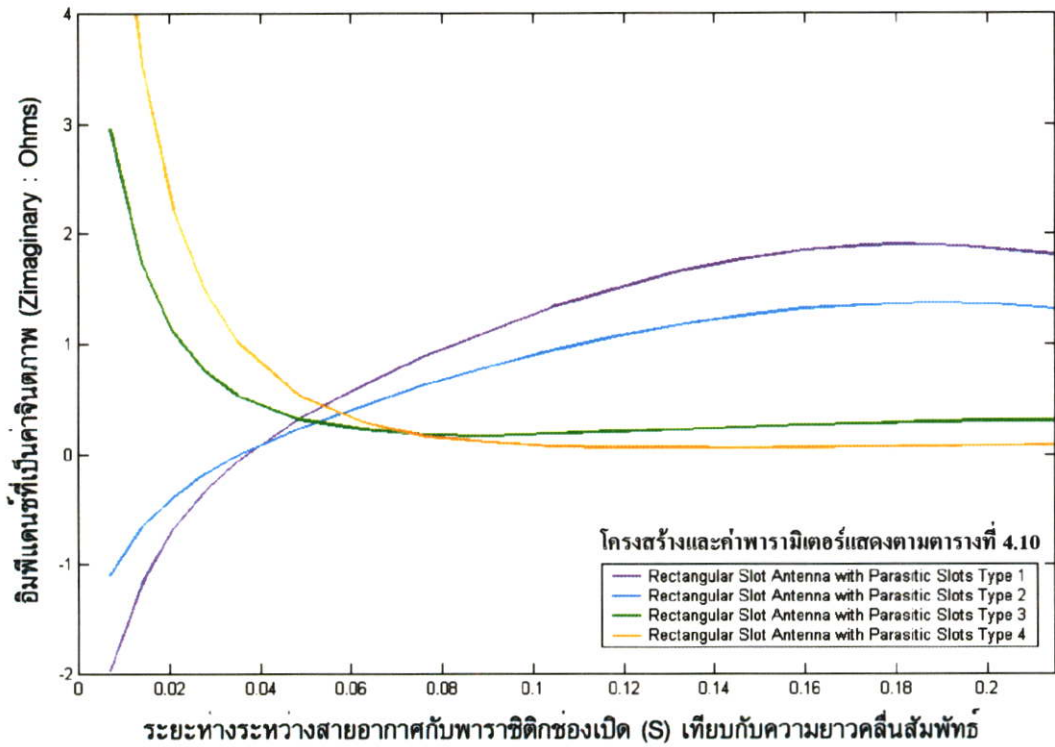
4.5.1.3 การเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความกว้างคงที่เท่ากับ $\lambda_g / 29$

จากหัวข้อที่ 4.5.1.2 การเพิ่มพาราซิติคโดยกำหนดความยาวที่คงที่และกำหนดความกว้างจำนวน 2 ค่า จากหัวข้อที่ผ่านมา นั้น อาจยังไม่มีคำตอบที่ชัดเจนที่จะสรุปถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงความกว้างของพาราซิติค ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงได้กำหนดความกว้างของพาราซิติคเพิ่มขึ้นเป็น 5 เท่าโดยคิดจากความกว้างที่กำหนดในหัวข้อที่ 4.5.1.1 (จากเดิม $0.007\lambda_g$ เพิ่มขึ้นเป็น $0.035\lambda_g$) โดยโครงสร้างของขนาดและตำแหน่งการวางแสดงไว้ตามตารางที่ 4.10

กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์เมื่อกำหนดค่าความกว้างของพาราซิติคเท่ากับ $\lambda_g / 29$ ($0.035\lambda_g$) แสดงตามรูปที่ 4.17 ซึ่งจะเห็นได้ว่าแนวโน้มนการเปลี่ยนแปลงของพาราซิติคที่วางในทั้ง 4 รูปแบบ เมื่อมีการกำหนดค่าความกว้างเท่ากับ $\lambda_g / 48$ และ $\lambda_g / 29$ มีแนวโน้มนของกราฟที่เหมือนกันในทุกรูปแบบ จะแตกต่างกันเพียงค่าอิมพีแดนซ์เท่านั้น โดยขนาดความกว้างที่กว้างขึ้น จะมีผลทำให้ค่าการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นจะมากขึ้นทั้งในเชิงบวกและเชิงลบ นั้นหมายถึงว่า ถ้ากำหนดตำแหน่งการวางพาราซิติคให้คงที่ กำหนดขนาดความยาวและความกว้างของพาราซิติคให้ค่าหนึ่ง เมื่อจำลองหาผลการเปลี่ยนแปลงแล้วปรากฏว่าพาราซิติคที่เพิ่มเข้าไปนั้นทำให้ค่าอิมพีแดนซ์เปลี่ยนแปลงไปในทิศทางที่เป็นลบ ซึ่งถ้าเพิ่มความกว้างของพาราซิติคให้กว้างขึ้นโดยยังคงให้ความยาวเท่าเดิม ค่าการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นก็จะเปลี่ยนแปลงไปในทิศทางที่เป็นลบมากขึ้นกว่าเดิม แต่ถ้าการเปลี่ยนแปลงเดิมเป็นบวกเมื่อเพิ่มความกว้างให้เพิ่มขึ้นการเปลี่ยนแปลงก็จะไปในทิศทางที่เป็นบวกมากขึ้นเช่นกัน

ตารางที่ 4.10 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความ $\lambda_g / 16$ มีความกว้าง $\lambda_g / 29$ และระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ

รูปแบบลำดับที่	ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศ (มุมมอง 2 มิติ)	พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)	ขนาดเทียบ λ_g
1 (เส้นสีม่วง)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PH})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PH})	0.75	$\lambda_g / 29$ ($0.035\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	2.4	$3\lambda_g / 26$ ($0.115\lambda_g$)
2 (เส้นสีฟ้า)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PH})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PH})	0.75	$\lambda_g / 29$ ($0.035\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
3 (เส้นสีเขียว)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PH})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PH})	0.75	$\lambda_g / 29$ ($0.035\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	4.05	$3\lambda_g / 16$ ($0.1875\lambda_g$)
4 (เส้นสีส้ม)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PH})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PH})	0.75	$\lambda_g / 29$ ($0.035\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	5.4	$\lambda_g / 4$ ($0.25\lambda_g$)



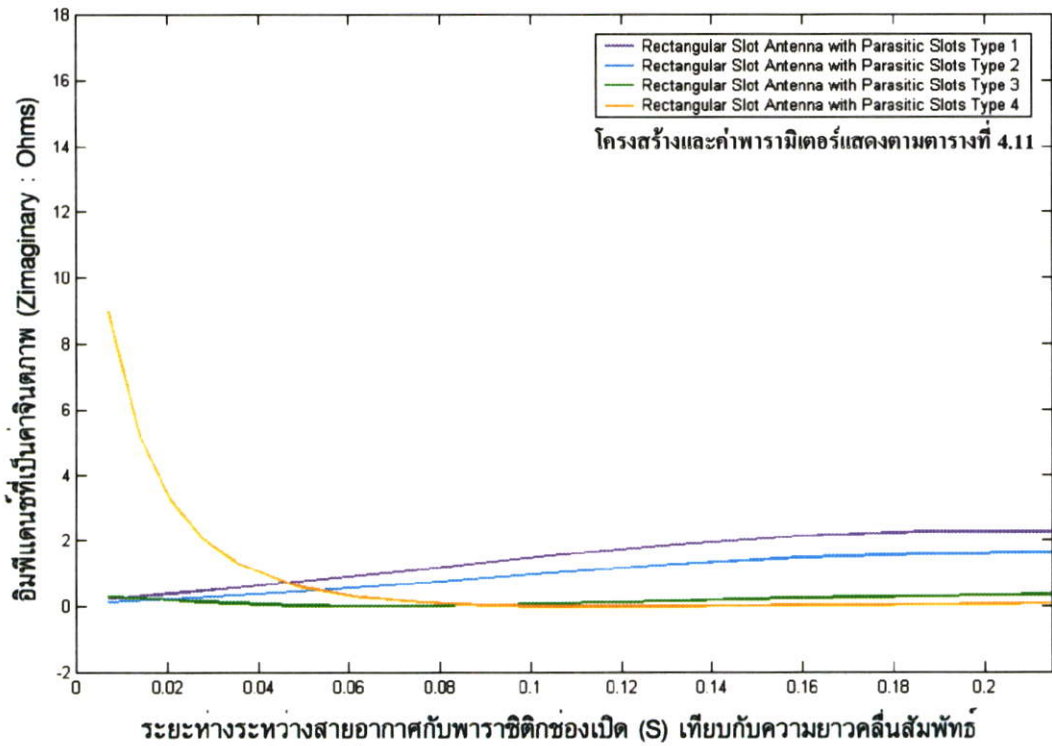
รูปที่ 4.17 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวงนอนที่มีความยาว $\lambda_g/16$ และความกว้าง $\lambda_g/29$

4.5.2 การเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวงนอนที่มีการกำหนดความยาวคงที่เท่ากับ $\lambda_g/8$

เนื่องจากกราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ในหัวข้อที่ 4.5.1.1 ซึ่งมีแนวโน้มที่แตกต่างกับกราฟในหัวข้อที่ 4.5.1.2 และหัวข้อที่ 4.5.1.3 เพราะการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นในกราฟทั้งสองเกิดขึ้นทั้งในเชิงบวกและลบ และยังไม่สามารถสรุปการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นได้อย่างชัดเจน ประกอบกับพารามิเตอร์ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าสำหรับการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดนั้นมีมากถึง 4 พารามิเตอร์ และความยาวของพาราซิติคช่องเปิดยังเป็นตัวแปรที่ยังกำหนดเป็นค่าคงที่อยู่ ดังนั้นเพื่อการวิเคราะห์ถึงผลกระทบที่ชัดเจนมากยิ่งขึ้น ในหัวข้อนี้จึงได้ทำการกำหนดความยาวของพาราซิติคช่องเปิดให้เป็นค่าคงที่อีกค่าหนึ่ง โดยกำหนดให้มีค่าเท่ากับ $\lambda_g/8$ ซึ่งเมื่อเทียบกับความยาวของพาราซิติคช่องเปิดในหัวข้อที่ 4.5.1 ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่า และเพื่อการเปรียบเทียบ และวิเคราะห์ผลกระทบที่เกิดขึ้นกับค่าอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพของสายอากาศแบบช่องเปิดที่มีการเพิ่มในส่วนของพาราซิติคแบบช่องเปิดให้กับสายอากาศ จึงแบ่งการพิจารณาออกเป็น 3 ส่วนหลัก และมีการเปลี่ยนแปลงค่าของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในลักษณะเช่นเดียวกับหัวข้อที่ผ่านมา รวมถึงขนาดของความกว้างของพาราซิติคและตำแหน่งในการวางซึ่งจะทำการกำหนดค่าที่เท่ากันทั้งหมด

4.5.2.1 การเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวงนอนที่มีความกว้างคงที่เท่ากับ $\lambda_g/143$

โครงสร้างของขนาดและตำแหน่งในการวางพาราซิติคแบบช่องเปิด แสดงตามตารางที่ 4.11 ส่วนกราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์แสดงตามรูปที่ 4.18 จากรูปจะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นมีลักษณะที่คล้ายคลึงกับกราฟที่แสดงในรูปที่ 4.13 โดยเฉพาะสายอากาศที่มีการเพิ่มพาราซิติคในรูปแบบที่ 1 และ 2 สำหรับรูปแบบที่ 3 นั้นแนวโน้มแตกต่างไปจากเดิม ส่วนรูปแบบที่ 4 ยังคงมีแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงเช่นเดิมเพียงแต่มีการเปลี่ยนแปลงที่ค่อนข้างมากในช่วงระยะที่ใกล้กับสายอากาศ

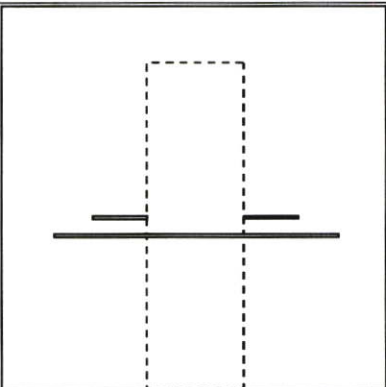
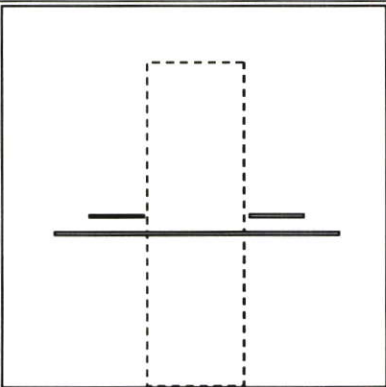
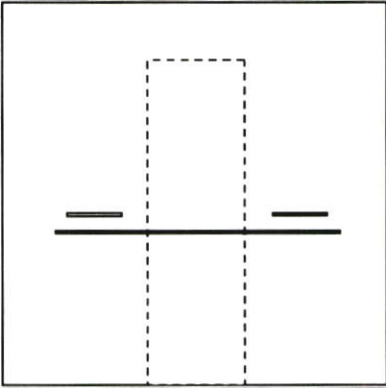
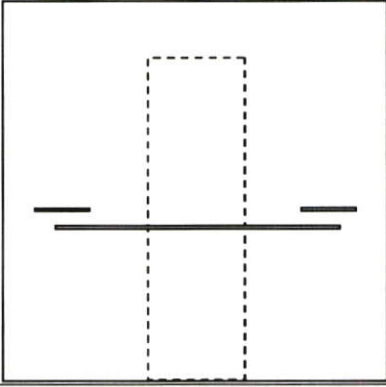


รูปที่ 4.18 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวงนอนที่มีความยาว $\lambda_g/8$ และความกว้าง $\lambda_g/143$

4.5.2.2 การเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวงนอนที่มีความกว้างคงที่เท่ากับ $\lambda_g/48$

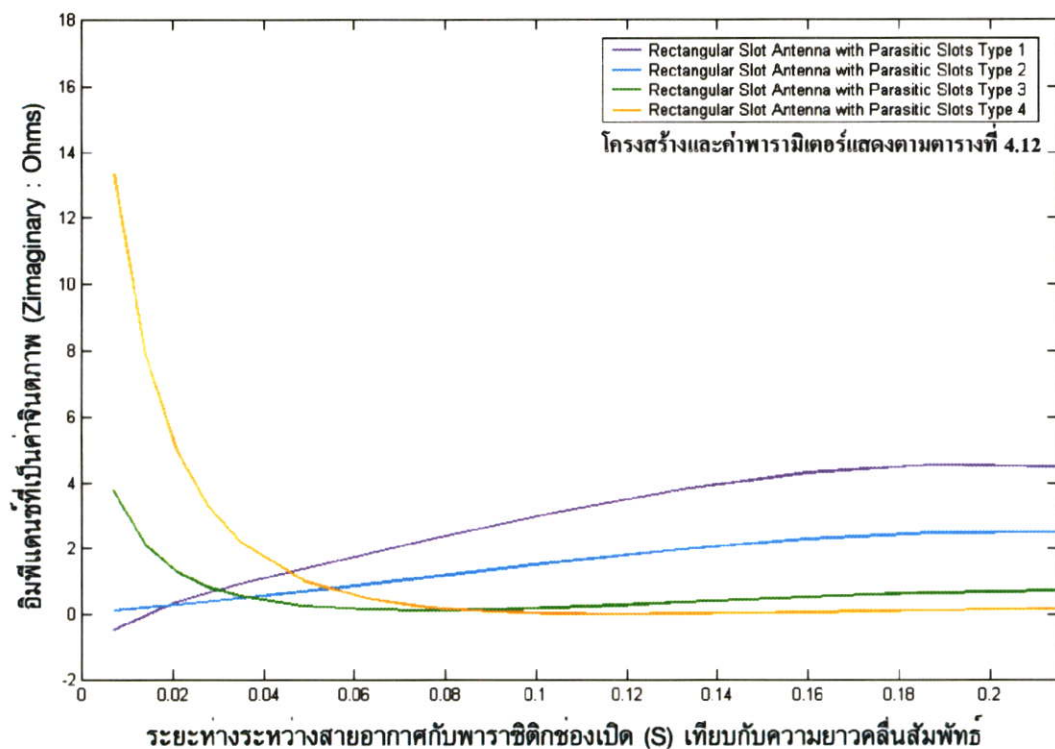
เมื่อเพิ่มความกว้างของพาราซิติคให้มากขึ้นเป็น 3 เท่า การเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นแสดงในรูปที่ 4.19 ซึ่งแสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงที่แตกต่างไปจากการเพิ่มความกว้างที่เกิดขึ้นในหัวข้อที่ 4.5.1.2 โดยมีความกว้างที่เท่ากัน กล่าวคือ การเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นสำหรับการวางในลักษณะรูปแบบที่ 2 (เส้นสีฟ้า) ยังคงมีแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงที่คล้ายคลึงกับเมื่อยังไม่มี การเพิ่มความกว้าง ซึ่งแตกต่างกับการเปลี่ยนแปลงในหัวข้อที่ 4.5.1.2 ที่มีแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นทั้งในเชิงบวกและลบ

ตารางที่ 4.11 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความยาว $\lambda_g / 8$ มีความกว้าง $\lambda_g / 143$ และระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ

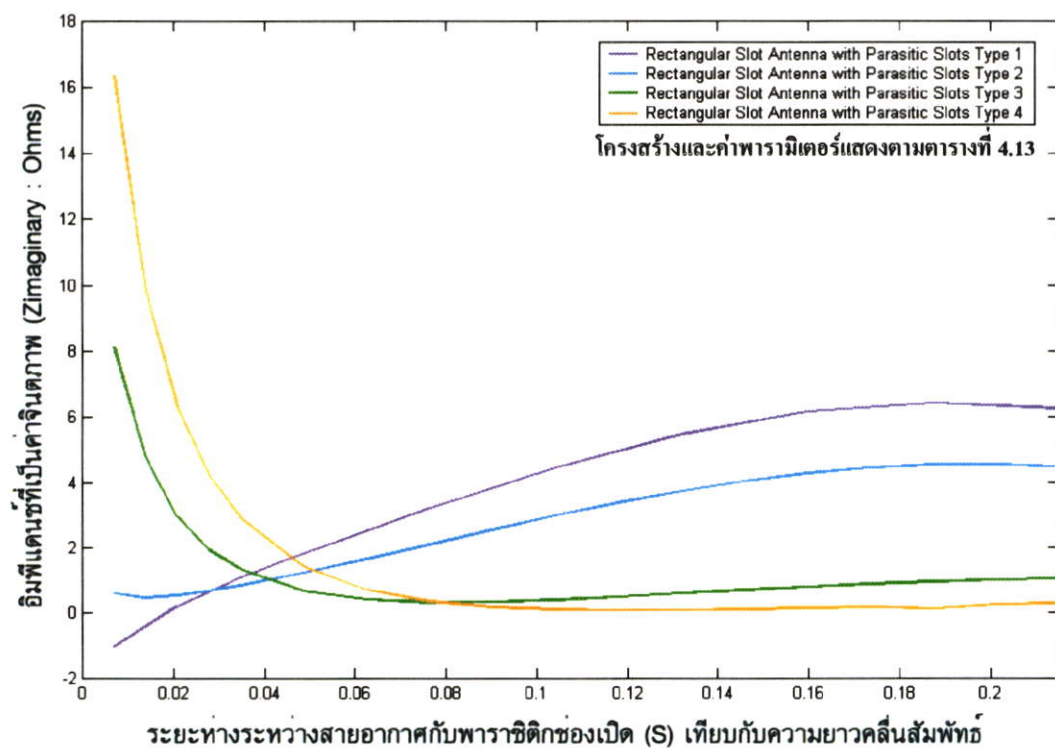
รูปแบบ ลำดับที่	ลักษณะโครงสร้าง ของสายอากาศ (มุมมอง 2 มิติ)	พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)	ขนาด เทียบ λ_g
1 (เส้นสีม่วง)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{PH})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{PH})	0.15	$\lambda_g / 143$ ($0.007\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	2.4	$3\lambda_g / 26$ ($0.115\lambda_g$)
2 (เส้นสีฟ้า)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{PH})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{PH})	0.15	$\lambda_g / 143$ ($0.007\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
3 (เส้นสีเขียว)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{PH})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{PH})	0.15	$\lambda_g / 143$ ($0.007\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	4.05	$3\lambda_g / 16$ ($0.1875\lambda_g$)
4 (เส้นสีส้ม)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{PH})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{PH})	0.15	$\lambda_g / 143$ ($0.007\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	5.4	$\lambda_g / 4$ ($0.25\lambda_g$)

ตารางที่ 4.12 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความยาว $\lambda_g / 8$ มีความกว้าง $\lambda_g / 48$ และระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ

รูปแบบลำดับที่	ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศ (มุมมอง 2 มิติ)	พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)	ขนาดเทียบ λ_g
1 (เส้นสีม่วง)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PH})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PH})	0.45	$\lambda_g / 48$ ($0.02\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_p)	2.4	$3\lambda_g / 26$ ($0.115\lambda_g$)
2 (เส้นสีฟ้า)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PH})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PH})	0.45	$\lambda_g / 48$ ($0.02\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_p)	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
3 (เส้นสีเขียว)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PH})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PH})	0.45	$\lambda_g / 48$ ($0.02\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_p)	4.05	$3\lambda_g / 16$ ($0.1875\lambda_g$)
4 (เส้นสีส้ม)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PH})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PH})	0.45	$\lambda_g / 48$ ($0.02\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_p)	5.4	$\lambda_g / 4$ ($0.25\lambda_g$)



รูปที่ 4.19 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวงนอนที่มีความยาว $\lambda_g / 8$ และความกว้าง $\lambda_g / 48$



รูปที่ 4.20 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวงนอนที่มีความยาว $\lambda_g / 8$ และความกว้าง $\lambda_g / 29$

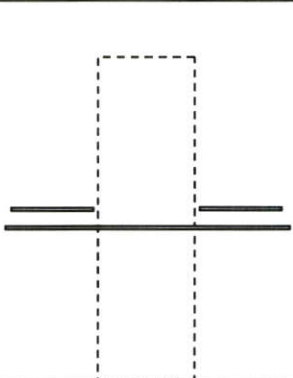
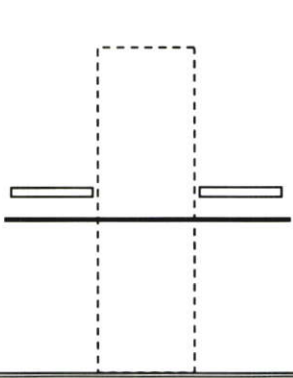
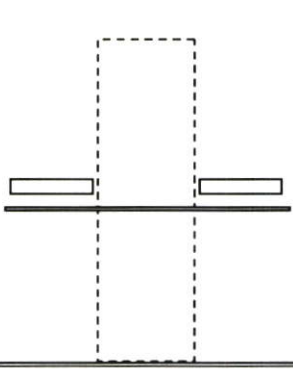
ตารางที่ 4.13 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนที่มีความยาว $\lambda_g / 8$ มีความกว้าง $\lambda_g / 29$ และระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ

รูปแบบลำดับที่	ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศ (มุมมอง 2 มิติ)	พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)	ขนาดเทียบ λ_g
1 (เส้นสีม่วง)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PH})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PH})	0.75	$\lambda_g / 29$ ($0.035\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	2.4	$\approx \lambda_g / 8$ ($0.115\lambda_g$)
2 (เส้นสีฟ้า)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PH})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PH})	0.75	$\lambda_g / 29$ ($0.035\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
3 (เส้นสีเขียว)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PH})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PH})	0.75	$\lambda_g / 29$ ($0.035\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	4.05	$3\lambda_g / 16$ ($0.1875\lambda_g$)
4 (เส้นสีส้ม)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PH})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PH})	0.75	$\lambda_g / 29$ ($0.035\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	5.4	$\lambda_g / 4$ ($0.25\lambda_g$)

4.5.2.3 การเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวงนอนที่มีความกว้างคงที่เท่ากับ $\lambda_g / 29$

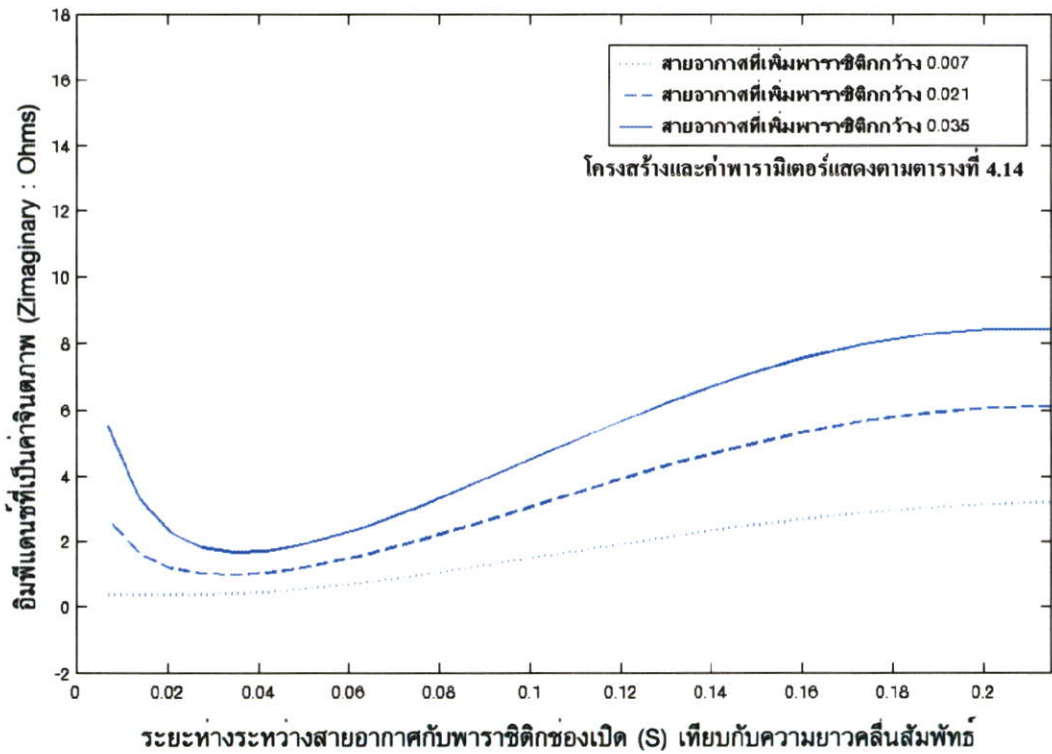
จากกราฟแสดงผลการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ที่แสดงในรูปที่ 4.20 จะเห็นได้ว่ามีแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงที่คล้ายคลึงกับกราฟการเปลี่ยนแปลงในรูปที่ 4.19 ของหัวข้อที่ 4.5.2.2 แต่ถ้าสังเกตการเปลี่ยนแปลงในรูปแบบที่ 2 (เส้นสีฟ้า) ในช่วงเริ่มต้นซึ่งหมายถึงระยะที่ใกล้กับสายอากาศจะสังเกตเห็นความแตกต่าง คือมีแนวโน้มที่จะเริ่มเป็นค่าที่มากกว่าก่อนจากนั้นจะลดค่าลงและค่อย ๆ เพิ่มขึ้นอีกครั้ง

ตารางที่ 4.14 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซิติคช่องเปิดแบบวงนอนที่มีความยาว $3\lambda_g / 16$ มีระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณ $\lambda_g / 8$ และมีความกว้างที่ต่างกัน 3 ค่า

รูปแบบลำดับที่	ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศ (มุมมอง 2 มิติ)	พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)	ขนาดเทียบ λ_g
1 (เส้นจุด)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PH})	4.05	$3\lambda_g / 16$ ($0.1875\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PH})	0.15	$\lambda_g / 143$ ($0.007\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_f)	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
2 (เส้นประ)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PH})	4.05	$3\lambda_g / 16$ ($0.1875\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PH})	0.45	$\lambda_g / 48$ ($0.021\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_f)	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
3 (เส้นทึบ)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PH})	4.05	$3\lambda_g / 16$ ($0.1875\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PH})	0.75	$\lambda_g / 29$ ($0.035\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_f)	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)

4.5.3 การเพิ่มพาราดิกของเปิดแบบวงนอนที่มีการกำหนดความยาวเท่ากับ $3\lambda_g/16$

แนวโน้มนั้นที่เกิดขึ้นในหัวข้อที่ 4.5.2.3 รูปแบบที่ 2 ของตารางที่ 4.13 ที่การเปลี่ยนแปลงในช่วงเริ่มต้นเริ่มมีการเปลี่ยนแปลงที่แตกต่างไปจากเดิม คือแทนที่จะมีการเริ่มต้นด้วยค่าที่เป็นค่าลบ กลับมีการเปลี่ยนแปลงโดยเริ่มต้นด้วยค่าที่เป็นบวก จากการวิเคราะห์น่าจะเกิดจากความยาวของพาราดิกของเปิดที่มีความยาวมากขึ้น และเพื่อผลการวิเคราะห์ที่ชัดเจนมากขึ้น ในหัวข้อนี้จะกำหนดให้ความยาวของพาราดิกของเปิดมีขนาดมากขึ้นเป็น 3 เท่า ของขนาดที่ใช้ในหัวข้อที่ 4.5.1 ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ $3\lambda_g/16$ หรือ $\lambda_g/5$ แต่เนื่องจากต้องการพิจารณาในเรื่องของความยาวที่เพิ่มขึ้นเท่านั้น ดังนั้นในการวิเคราะห์จะพิจารณาเพียงส่วนเดียว โดยกำหนดให้คงที่ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณให้เป็นตำแหน่งที่คงที่ไว้คือ ให้มีค่าเท่ากับ $\lambda_g/8$ ซึ่งเป็นระยะห่างที่มีการกำหนดเหมือนกับรูปแบบที่ 2 โดยจะกำหนดให้ความกว้างเป็นค่าคงตัวที่มีการกำหนดไว้จำนวน 3 ค่า เพื่อให้สอดคล้องกัน ดังนั้นจะกำหนดความกว้างเดียวกับการวิเคราะห์ที่กล่าวถึงก่อนหน้า โดยกำหนดให้ความกว้างที่ใช้มีค่าเท่ากับ $\lambda_g/143$, $\lambda_g/48$ และ $\lambda_g/29$



รูปที่ 4.21 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศที่เพิ่มพาราดิกแบบช่องเปิดที่มีการกำหนดความยาวเท่ากับ $3\lambda_g/16$ และระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณเท่ากับ $\lambda_g/8$ โดยกำหนดความกว้างจำนวน 3 ค่าประกอบด้วย $\lambda_g/143$, $\lambda_g/48$ และ $\lambda_g/29$

จากผลการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่แสดงในรูปที่ 4.21 แสดงให้เห็นว่าแนวโน้มนในช่วงเริ่มต้นที่กล่าวถึงในหัวข้อที่ 4.5.2.3 เริ่มจะชัดเจนมากขึ้น จากขนาดของพาราซิติคช่องเปิดที่มีความยาวเพิ่มมากขึ้น เมื่อเปรียบเทียบระหว่างความกว้างที่เท่ากันคือ $\lambda_g / 29$ ในรูปแบบที่ 2 ของตารางที่ 4.13 (เส้นสีฟ้า) ซึ่งแสดงอยู่ในรูปที่ 4.20 เปรียบเทียบกับความกว้างที่เท่ากันในรูปที่ 4.21 ซึ่งแสดงด้วยเส้นทึบ จะเห็นได้ว่าจากเดิมซึ่งมีความยาวที่สั้นกว่า แนวโน้มนที่เกิดขึ้นในช่วงเริ่มต้นยังไม่ชัดเจน แต่เมื่อมีการเพิ่มความยาวให้มากขึ้น แนวโน้มนที่เกิดขึ้นมีความชัดเจนมาก และถ้าเทียบระหว่างพาราซิติคที่กว้าง $\lambda_g / 48$ ที่แสดงด้วยเส้นประ เปรียบเทียบกับความกว้างเท่ากันที่แสดงในรูปที่ 4.19 รูปแบบที่ 2 ของตารางที่ 4.12 (เส้นสีฟ้า) จะเห็นได้ว่าเดิมนั้นการเปลี่ยนแปลงเริ่มต้นจากค่าเพียงเล็กน้อยแล้วค่อย ๆ เพิ่มค่าขึ้นเมื่อเปลี่ยนแปลงระยะห่างให้มากขึ้น แต่เมื่อมีการเพิ่มความยาวของพาราซิติคให้มากขึ้น การเปลี่ยนแปลงในช่วงเริ่มต้นกลับมีการเปลี่ยนแปลงที่มาก่อน จากนั้นจึงลดค่าลงถึงจุดหนึ่งแล้วจึงเพิ่มค่าขึ้นอีกครั้ง ดังนั้นจะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงเป็นไปในลักษณะเดียวกันทั้งหมด

4.5.4 สรุปผลการวิเคราะห์การผลกระทบของพาราซิติคช่องเปิดแบบวงนอน

จากทฤษฎีที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นเกี่ยวกับสายอากาศไมโครสตรัคเจอร์ช่องเปิด ที่กล่าวว่า ถ้าต้องการให้อิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพเป็นอินดักแตนซ์มากขึ้น (Inductive) ซึ่งก็หมายถึงเป็นบวกมากขึ้น หรืออาจเรียกว่าเป็นตัวเหนี่ยวนำ (L) มากขึ้น ให้ทำการปรับขนาดความยาวของช่องเปิดให้ยาวขึ้น ในทางกลับกันถ้าต้องการให้มีค่าเป็นคาปาซิแตนซ์มากขึ้น (Capacitive) คือเป็นลบมากขึ้นหรือเป็นตัวเก็บประจุ (C) มากขึ้น ก็ให้ลดขนาดความยาวของช่องเปิดให้สั้นลง ถ้านำทฤษฎีดังกล่าวมาพิจารณาในอีกแง่มุมหนึ่งอาจจะกล่าวได้ว่าการเพิ่มขนาดของช่องเปิดให้ยาวขึ้นทำให้อัตราส่วนระหว่างความยาวและความกว้างของช่องเปิดเปลี่ยนแปลงไป นั่นคือช่องเปิดนั้นจะถูกมองเสมือนช่องเปิดนั้นแคบลง นั่นคืออาจมองช่องเปิดนั้นเป็นช่องเปิดแบบแคบ (Narrow Slot) ได้ และในทางตรงกันข้ามถ้าลดขนาดของช่องเปิดให้สั้นลงก็อาจมองช่องเปิดนั้นเป็นช่องเปิดแบบกว้าง (Wide Slot) ก็ได้ ดังนั้นจากทฤษฎีดังกล่าวและจากผลการจำลองแนวโน้มนการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ แสดงให้เห็นว่าการเพิ่มขนาดของพาราซิติคช่องเปิดให้ยาวขึ้นมีผลทำให้การเปลี่ยนแปลงเปลี่ยนไปในแนวโน้มนที่เป็นอินดักแตนซ์ (L) มากขึ้น ซึ่งอาจจะพอสรุปได้ว่าช่องเปิดที่เป็นลักษณะแคบจะทำให้เกิดค่าอินดักแตนซ์ (L) และช่องเปิดที่มีลักษณะกว้างจะมีผลทำให้เกิดค่าคาปาซิแตนซ์ (C) แต่จากผลการจำลองจะเห็นได้ว่าช่องเปิดที่มีลักษณะเป็นช่องเปิดแบบกว้างมิได้ทำให้เกิดค่าคาปาซิแตนซ์เสมอ โดยจะเห็นได้จากเมื่อมีการเปลี่ยนตำแหน่งให้ระยะห่างจากสายอากาศเพิ่มมากขึ้น หรือระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณเพิ่มมากขึ้น ค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นก็ค่อย ๆ ลดค่าลงจนเปลี่ยนมาเป็นค่าอินดักแตนซ์ เมื่อนำเรื่องของตำแหน่งในการวางพาราซิติค มาพิจารณาร่วมกับทฤษฎีของสายอากาศช่องเปิดในเรื่องของการเชื่อมต่อ

สัญญาณ (Coupling) ระหว่างสายอากาศช่องเปิด และสายนำสัญญาณจะเห็นได้ว่าระยะห่างระหว่างช่องเปิดกับสายนำสัญญาณ คือความหนาของวัสดุฐานรองซึ่งจะมีผลต่อการส่งผ่านสัญญาณ นั่นก็แสดงให้เห็นว่าระยะมีผลกับการส่งผ่านสัญญาณอย่างแน่นอน และถ้าพิจารณาถึงคุณสมบัติของตัวเก็บประจุ ซึ่งมีโครงสร้างเป็นแผ่นเพลทสองแผ่นวางห่างกันเพื่อให้เกิดการส่งผ่านสัญญาณไฟฟ้าผ่านช่องว่าง ซึ่งในกรณีที่แรงดันไฟฟ้ามีไม่มากพอการส่งผ่านย่อมไม่เกิดขึ้น ดังนั้นตัวเก็บประจุไม่สามารถเกิดขึ้นได้เลย ถ้าแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนเข้าไม่เพียงพอ

เมื่อนำคุณลักษณะในเรื่องของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศ ที่จำลองได้มาพิจารณาจะเห็นได้ว่า สนามไฟฟ้ามีการแพร่กระจายที่สูงมากบริเวณกึ่งกลางของสายอากาศช่องเปิดและจะลดลงจนแทบจะไม่มีเลยบริเวณปลายทั้งสองของสายอากาศช่องเปิด ซึ่งจะตรงกันข้ามกับสนามแม่เหล็กที่การแพร่กระจายจะสูงในบริเวณปลายทั้งสองข้าง และถ้าพิจารณาถึงการเกิดของค่าคาปาซิแตนซ์ (C) ที่ต้องอาศัยแรงดันไฟฟ้า ซึ่งก็คือสนามไฟฟ้าที่มากพอจึงจะทำให้เกิดเป็นค่าคาปาซิแตนซ์ได้ นั้นหมายถึงระยะในการวางต้องใกล้กับกึ่งของสายนำสัญญาณและต้องใกล้กับสายอากาศช่องเปิดด้วย เพื่อให้สนามไฟฟ้าที่เหนี่ยวนำให้กับพาราซิติคช่องเปิดมีมากพอที่จะทำให้เกิดเป็นค่าคาปาซิแตนซ์ ซึ่งตรงกับผลการจำลองที่เกิดขึ้น โดยเมื่อมีการขยับตำแหน่งให้ห่างออกไปค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นก็จะค่อย ๆ ลดลงจนเข้าใกล้ศูนย์ เนื่องจากสนามไฟฟ้าที่เหนี่ยวนำมีแรงดันที่ไม่มากพอที่จะทำให้เกิดเป็นค่าคาปาซิแตนซ์ แต่เนื่องจากพาราซิติคช่องเปิดได้รับการเหนี่ยวนำทั้งจากสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ซึ่งสนามแม่เหล็กนี้เปรียบเสมือนกับกระแสไฟฟ้า ดังนั้นถ้ามีการเหนี่ยวนำจากสนามแม่เหล็กมากก็จะทำให้เกิดเป็นค่าอินดักแตนซ์ที่มาก จากเหตุผลดังกล่าวนี้เอง ผลการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพที่เกิดขึ้นจากการเพิ่มพาราซิติคแบบช่องเปิดนั้น เป็นผลมาจากการเหนี่ยวนำทั้งจากสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำให้กับพาราซิติคช่องเปิด ดังนั้นจะเกิดทั้งค่าคาปาซิแตนซ์และอินดักแตนซ์ในเวลาเดียวกัน แต่จะเกิดการหักล้างกันขึ้นอยู่กับว่าค่าใดเกิดขึ้นมากกว่าจึงแสดงออกมาด้วยค่านั้น

จากหลักการที่กล่าวมาข้างต้นและผลการจำลองทั้งหมดสามารถสรุปได้ว่า ในการเพิ่มพาราซิติคช่องเปิด ขนาดและตำแหน่งในการวางของพาราซิติคมีผลที่จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ไปในทิศทางใด โดยถ้าต้องการให้ค่าอิมพีแดนซ์เปลี่ยนแปลงไปในทางที่เป็นลบมากขึ้น (เป็นคาปาซิแตนซ์มากขึ้น) พาราซิติคช่องเปิดที่จะทำการเพิ่มให้กับสายอากาศ ก็ต้องมีสัดส่วนระหว่างความกว้างกับความยาวที่เป็นลักษณะของช่องเปิดแบบกว้าง และตำแหน่งในการวางก็ต้องอยู่ใกล้กับสายอากาศช่องเปิดและสายส่งสัญญาณ ส่วนในกรณีที่ต้องการให้เกิดเป็นค่าบวกมากขึ้น (เป็นอินดักแตนซ์มากขึ้น) พาราซิติคช่องเปิดสามารถเป็นได้ทั้งแบบกว้างและแบบแคบ แต่ในกรณีที่เป็นแบบกว้างจะต้องวางไว้ในตำแหน่งที่ห่างจากสายอากาศและสายส่งสัญญาณมากพอที่จะไม่ให้สนามไฟฟ้าเหนี่ยวนำไปถึง หรือเหนี่ยวนำได้น้อย ซึ่งตำแหน่งในการวางพาราซิติคยิ่งห่างจากสายส่งสัญญาณมากเท่าไร สนามไฟฟ้าที่จะเหนี่ยวนำก็จะยิ่งน้อยลง

ในขณะที่สนามแม่เหล็กจะยิ่งมากขึ้น ดังนั้นถ้าต้องการให้เกิดค่าอินดักแตนซ์ที่มีค่ามากก็ต้องวาง พาราซิติคไว้ในตำแหน่งใกล้กับปลายสายอากาศ โดยขนาดของพาราซิติคช่องเปิดจะมีผลกับการ เปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้น เนื่องจากเป็นการเพิ่มพื้นที่ในการรับการเหนี่ยวนำที่มากขึ้น

4.6 การวิเคราะห์การผลกระทบของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศที่มี ต่อค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ

จากการวิเคราะห์ถึงผลกระทบที่เกิดขึ้น เมื่อมีการเพิ่มพาราซิติคแบบวางนอนให้กับสาย อากาศช่องเปิดแบบแคบที่กล่าวถึงในหัวข้อที่ 4.5 ทำให้ทราบว่าพาราซิติคช่องเปิดที่มีการเจาะเพิ่ม นั้นได้รับการเหนี่ยวนำจากสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่เกิดจากสายอากาศช่องเปิด ดังนั้นเมื่อทำ การเพิ่มความยาวของพาราซิติคช่องเปิด นั้นหมายถึงการเหนี่ยวนำจะมีมากขึ้นส่งผลทำให้การ เปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นนั้นมีมากกว่าเดิม ซึ่งถ้าทำการลดความยาวของพาราซิติคให้มีขนาดที่เล็กลง การเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นน่าจะลดลงด้วย ดังนั้นการวิเคราะห์ผลกระทบที่เกิดขึ้นจากการเพิ่ม พาราซิติคแบบนอนเพียงอย่างเดียว อาจไม่เพียงพอในการนำมาวิเคราะห์ผลกระทบของการเพิ่ม พาราซิติค ในหัวข้อนี้จึงทำการวิเคราะห์ผลกระทบของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งฉากกับสาย อากาศ โดยจะทำการวิเคราะห์เหมือนกับการวิเคราะห์พาราซิติคแบบนอน แต่จะกำหนดความยาว ของพาราซิติคช่องเปิด (L_{PV}) ที่ใช้เพียง 2 ค่าประกอบด้วย $\lambda_g/16$ ($0.0625\lambda_g$) และ $\lambda_g/8$ ($0.125\lambda_g$) สำหรับรายละเอียดในการวิเคราะห์จะกระทำเหมือนกับหัวข้อที่ 4.5.1 และ 4.5.2

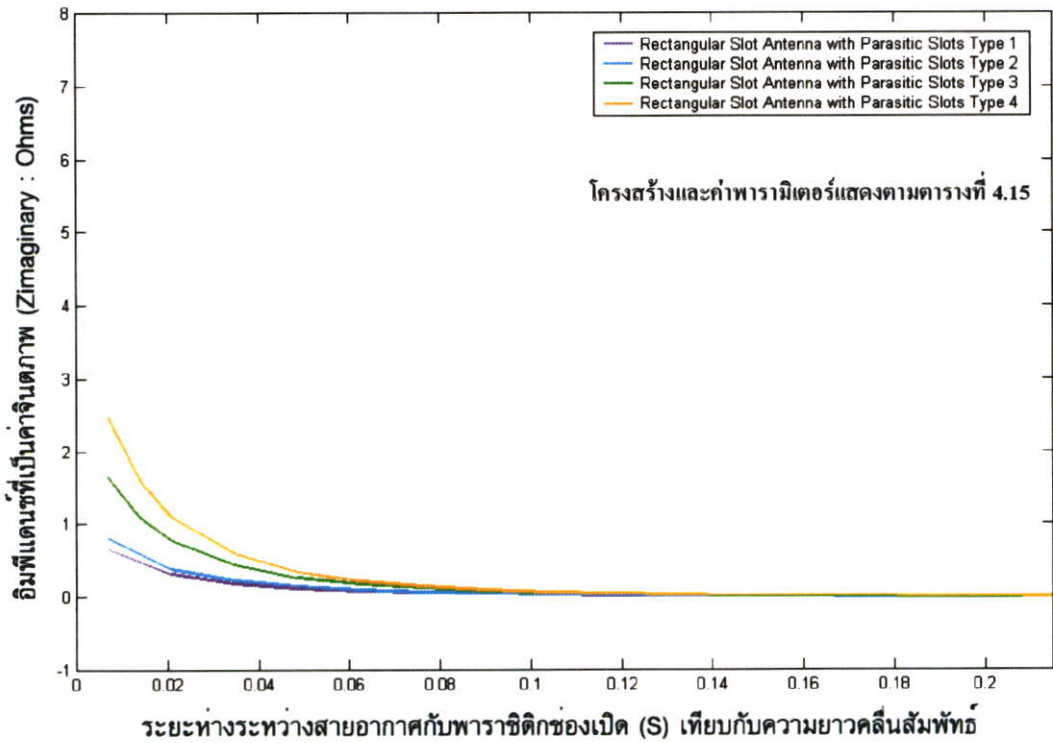
4.6.1 การเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งฉากที่มีการกำหนดความยาวเท่ากับ $\lambda_g/16$

การวิเคราะห์จะกระทำเหมือนกับหัวข้อที่ 4.5.1 ทุกประการ กล่าวคือ จะแบ่งการวิเคราะห์ ออกเป็น 3 ส่วน โดยกำหนดความกว้างของพาราซิติคช่อง (W_{PV}) เท่ากับ $\lambda_g/143$, $\lambda_g/48$ และ $\lambda_g/29$ ส่วนการวิเคราะห์ในแต่ละส่วนนั้นก็กระทำในลักษณะเดียวกัน และค่าที่ใช้ในการ วิเคราะห์ก็เป็นค่าเดียวกันด้วยทั้งหมด

4.6.1.1 การเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งฉากที่มีความกว้างเท่ากับ $\lambda_g/143$

โครงสร้างของสายอากาศโดยรวม ประกอบด้วยขนาดและตำแหน่งในการวางพาราซิติค แสดงตามตารางที่ 4.15 สำหรับผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพจะ แสดงตามรูปที่ 4.22 จากรูปจะเห็นได้ว่าค่าการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นนั้นมีค่าเป็น บวกหรือเป็นอินดักแตนซ์ทั้งหมด โดยยิ่งวางพาราซิติคช่องเปิดห่างจากสายส่งสัญญาณมากเท่าใด การเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นก็จะมีการเปลี่ยนแปลงที่มากขึ้นด้วย เนื่องจากตำแหน่งที่ ใกล้กับสายส่งสัญญาณนั้นมีการเหนี่ยวนำจากสนามไฟฟ้าสูง ดังนั้นเมื่อตำแหน่งที่วางห่างจากสาย ส่งสัญญาณมากเท่าใดการเหนี่ยวนำจากสนามไฟฟ้าก็จะลดน้อยลง ในขณะที่การเหนี่ยวนำจาก

สนามแม่เหล็กจะสูงขึ้น เนื่องจากบริเวณของปลายสายอากาศช่องเปิดนั้นจะมีการเหนี่ยวนำจากสนามแม่เหล็กสูง ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นเป็นไปในแนวทางที่จะเป็นค่าอินดักแตนซ์มากขึ้น เมื่อเลื่อนตำแหน่งของพาราซิติคช่องเปิดห่างจากสายส่งสัญญาณ แต่ในกรณีที่วางพาราซิติคห่างจากสายอากาศช่องเปิดมาก ๆ จะเห็นได้ว่าจะไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงเลย เนื่องจากในระยะที่ไกลจากสายอากาศช่องเปิดมาก ๆ และขนาดของพาราซิติคช่องเปิดที่มีขนาดเล็ก ส่งผลทำให้ไม่เกิดการเหนี่ยวนำที่พาราซิติคช่องเปิด เป็นผลทำให้ไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใด ๆ เลย



รูปที่ 4.22 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งฉากที่มีความยาว $\lambda_g/16$ และความกว้าง $\lambda_g/143$

4.6.1.2 การเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งฉากที่มีความกว้างเท่ากับ $\lambda_g/48$

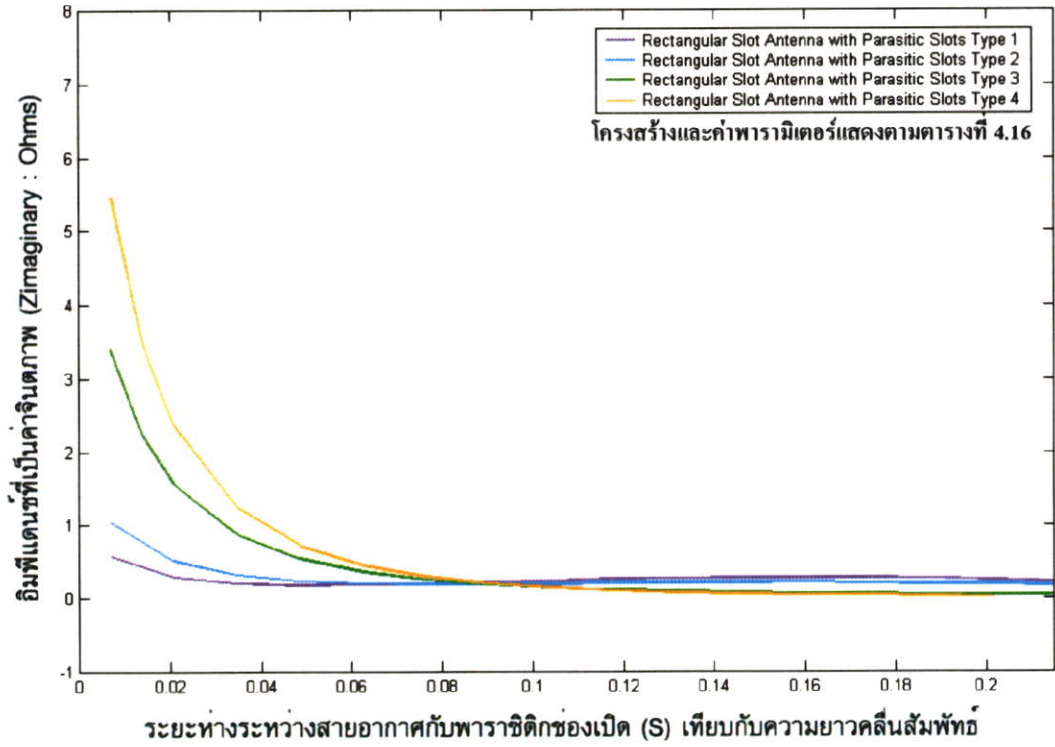
สำหรับหัวข้อนี้ การเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นแสดงในรูปที่ 4.23 จากรูปจะเห็นว่ามีการเปลี่ยนแปลงที่คล้าย ๆ กับหัวข้อที่แล้ว อาจมีความแตกต่างคือการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นจะมีมากกว่า เนื่องจากขนาดของพาราซิติคที่มีขนาดใหญ่กว่า จะมีส่วนที่แตกต่างกันอยู่บ้างเล็กน้อย คือ ในกรณีของสายอากาศที่เพิ่มพาราซิติคในรูปแบบที่ 1 และ 2 ของตารางที่ 4.15 (เส้นสีม่วง และฟ้า) การเปลี่ยนแปลงช่วงระยะที่ไกลจากสายอากาศช่องเปิด มีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้นไม่ได้ใกล้เคียงศูนย์เหมือนหัวข้อที่แล้ว ซึ่งเกิดจากการเหนี่ยวนำจากสนามไฟฟ้าซึ่งมีปริมาณที่สูง

ตารางที่ 4.15 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งที่มีความยาว $\lambda_g / 16$ ความกว้าง $\lambda_g / 143$ และระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ

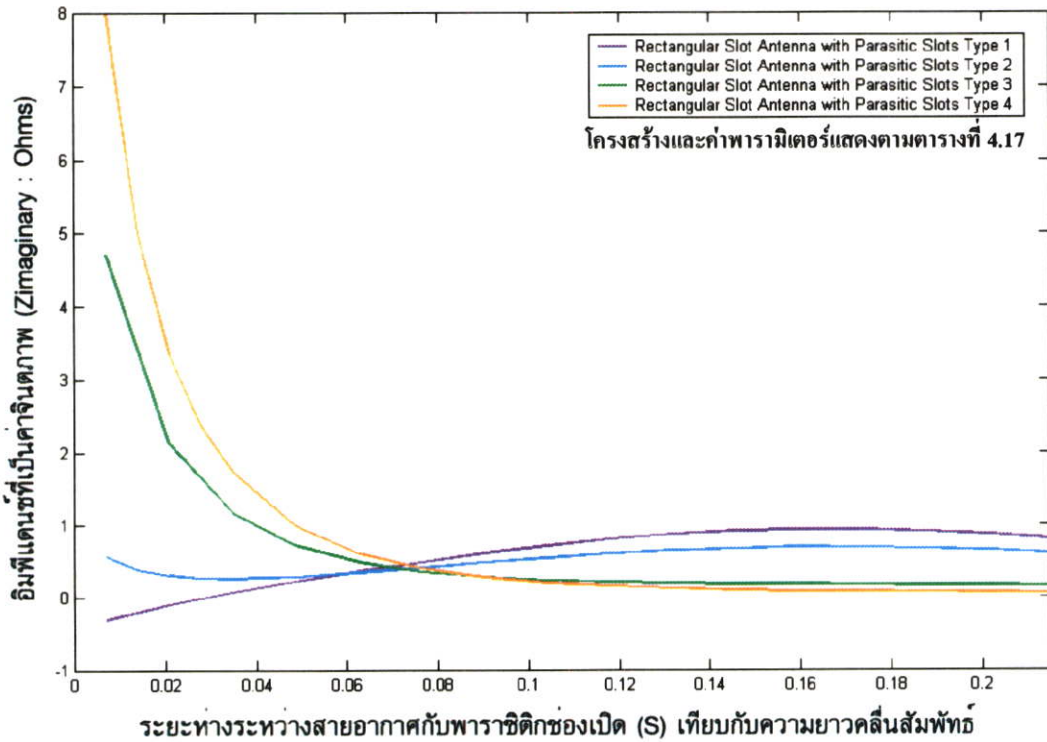
รูปแบบ ลำดับที่	ลักษณะโครงสร้าง ของสายอากาศ (มุมมอง 2 มิติ)	พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)	ขนาด เทียบ λ_g
1 (เส้นสีม่วง)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{PV})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{PV})	0.15	$\lambda_g / 143$ ($0.007\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	2.4	$3\lambda_g / 26$ ($0.115\lambda_g$)
2 (เส้นสีฟ้า)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{PV})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{PV})	0.15	$\lambda_g / 143$ ($0.007\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
3 (เส้นสีเขียว)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{PV})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{PV})	0.15	$\lambda_g / 143$ ($0.007\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	4.05	$3\lambda_g / 16$ ($0.1875\lambda_g$)
4 (เส้นสีส้ม)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{PV})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{PV})	0.15	$\lambda_g / 143$ ($0.007\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	5.4	$\lambda_g / 4$ ($0.25\lambda_g$)

ตารางที่ 4.16 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งที่มีความยาว $\lambda_g / 16$ ความกว้าง $\lambda_g / 48$ และระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ

รูปแบบ ลำดับที่	ลักษณะโครงสร้าง ของสายอากาศ (มุมมอง 2 มิติ)	พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)	ขนาด เทียบ λ_g
1 (เส้นสีม่วง)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{PV})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{PV})	0.45	$\lambda_g / 48$ ($0.021\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	2.4	$3\lambda_g / 26$ ($0.115\lambda_g$)
2 (เส้นสีฟ้า)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{PV})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{PV})	0.45	$\lambda_g / 48$ ($0.021\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
3 (เส้นสีเขียว)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{PV})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{PV})	0.45	$\lambda_g / 48$ ($0.021\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	4.05	$3\lambda_g / 16$ ($0.1875\lambda_g$)
4 (เส้นสีส้ม)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{PV})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{PV})	0.45	$\lambda_g / 48$ ($0.021\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	5.4	$\lambda_g / 4$ ($0.25\lambda_g$)



รูปที่ 4.23 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศที่เพิ่มพาราซิติคของเปิดแบบวงขวางที่มีความยาว $\lambda_g/16$ และความกว้าง $\lambda_g/48$



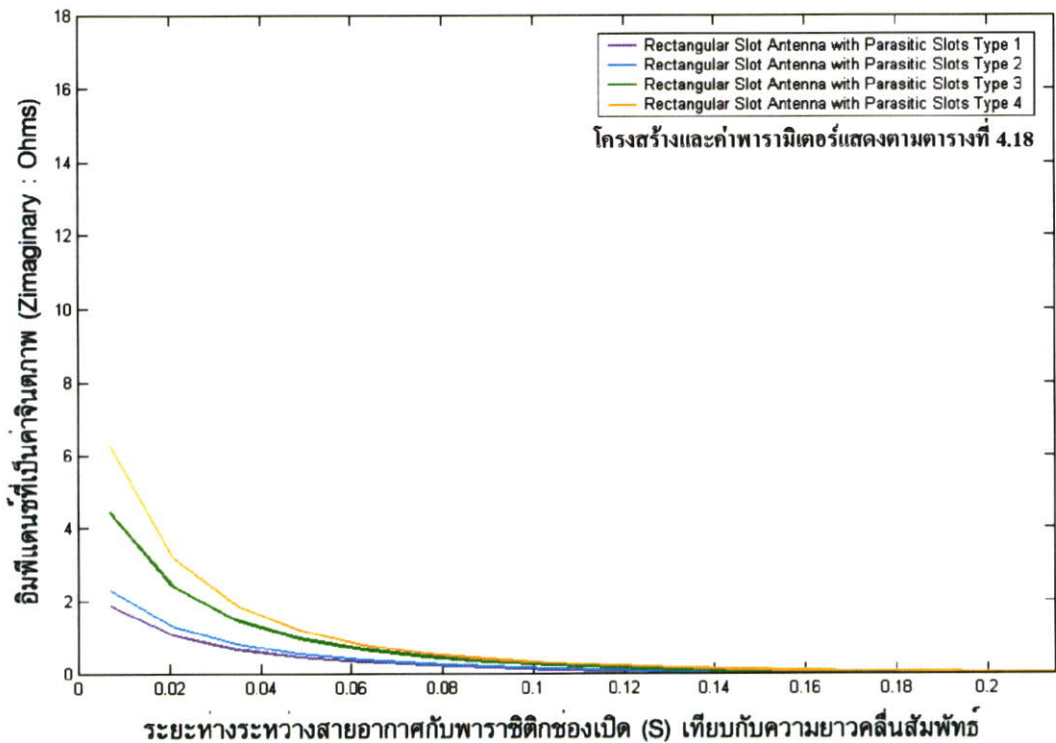
รูปที่ 4.24 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศที่เพิ่มพาราซิติคของเปิดแบบวงขวางที่มีความยาว $\lambda_g/16$ และความกว้าง $\lambda_g/29$

4.6.1.3 การเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวงตั้งฉากที่มีความกว้างเท่ากับ $\lambda_g / 29$

แสดงโครงสร้างของสายอากาศโดยรวมไว้ในตารางที่ 4.17 เมื่อความกว้างของพาราซิติคช่องเปิดเพิ่มขึ้นการเปลี่ยนแปลงของค่าอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นแสดงตามรูปที่ 4.24 แสดงให้เห็นว่าเมื่อเพิ่มความกว้างมากขึ้น ทำให้การเหนี่ยวนำที่เกิดจากสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กมีมากขึ้น โดยเฉพาะในตำแหน่งการวางที่ใกล้กับสายส่งสัญญาณ (รูปแบบที่ 1 ของตารางที่ 4.17 แสดงด้วยเส้นสีม่วง) จะเห็นได้ว่าในช่วงเริ่มต้นนั้นการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นมีค่าเป็นลบ เนื่องจากเกิดการเหนี่ยวนำจากสนามไฟฟ้าที่สูงมากพอจะทำให้เกิดเป็นค่าคาปาซิแตนซ์ แต่ก็ยังเป็นค่าเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ส่วนการเปลี่ยนแปลงของรูปแบบอื่นนั้นการเปลี่ยนแปลงก็จะคล้ายกับการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นในหัวข้อที่แล้ว

4.6.2 การเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวงตั้งฉากที่มีการกำหนดความยาวเท่ากับ $\lambda_g / 8$

สำหรับการวิเคราะห์ในหัวข้อนี้ก็จะเหมือนกับหัวข้อที่ 4.6.1 เพียงแต่กำหนดความยาวของพาราซิติคแบบวงขวางให้มาขนาดยาวขึ้น จาก $\lambda_g / 16$ เป็น $\lambda_g / 8$ ส่วนลำดับชั้นในการวิเคราะห์ก็เป็นไปในแนวทางเดียวกัน



รูปที่ 4.25 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวงขวางที่มีความยาว $\lambda_g / 8$ และความกว้าง $\lambda_g / 143$

ตารางที่ 4.17 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งที่มีความยาว $\lambda_g / 16$ ความกว้าง $\lambda_g / 29$ และระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ

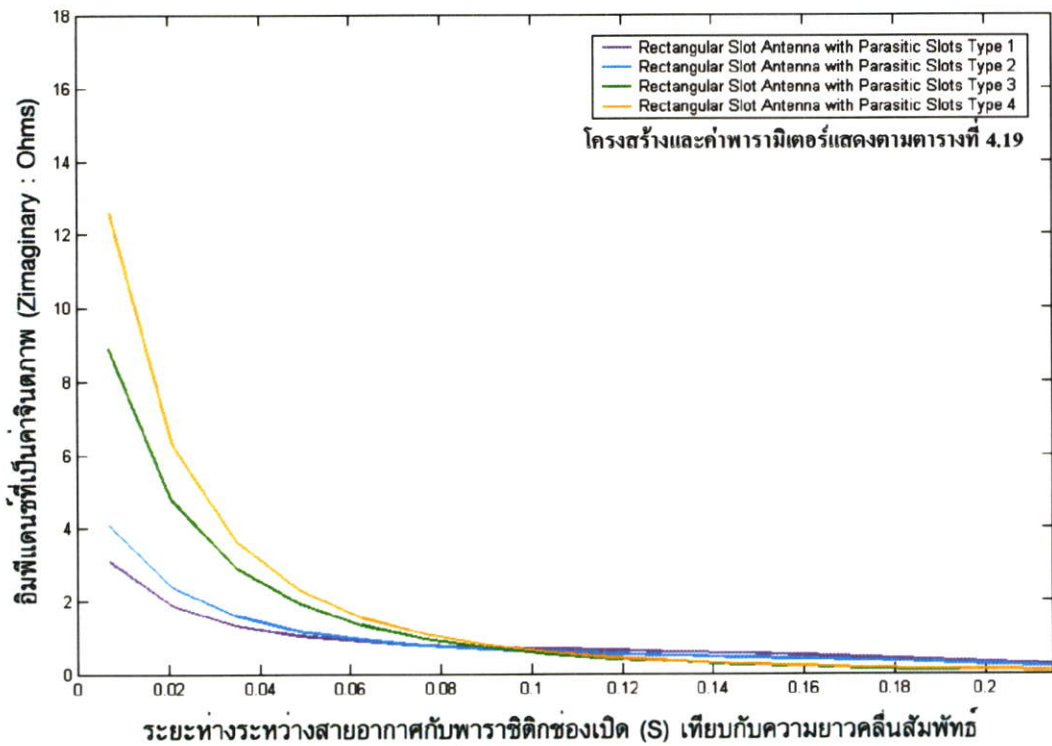
รูปแบบ ลำดับที่	ลักษณะโครงสร้าง ของสายอากาศ (มุมมอง 2 มิติ)	พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)	ขนาด เทียบ λ_g
1 (เส้นสีม่วง)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{pv})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{pv})	0.75	$\lambda_g / 29$ ($0.035\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_p)	2.4	$3\lambda_g / 26$ ($0.115\lambda_g$)
2 (เส้นสีฟ้า)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{pv})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{pv})	0.75	$\lambda_g / 29$ ($0.035\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_p)	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
3 (เส้นสีเขียว)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{pv})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{pv})	0.75	$\lambda_g / 29$ ($0.035\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_p)	4.05	$3\lambda_g / 16$ ($0.1875\lambda_g$)
4 (เส้นสีส้ม)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{pv})	1.35	$\lambda_g / 16$ ($0.0625\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{pv})	0.75	$\lambda_g / 29$ ($0.035\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_p)	5.4	$\lambda_g / 4$ ($0.25\lambda_g$)

4.6.2.1 การเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวงตั้งฉากที่มีความกว้างเท่ากับ $\lambda_g/143$

สายอากาศที่มีการเพิ่มพาราซิติคตามโครงสร้างที่แสดงในตารางที่ 4.18 มีผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแสดงตามรูปที่ 4.25 ซึ่งเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับ การเปลี่ยนแปลงในหัวข้อที่ 4.6.1.1 ซึ่งมีการกำหนดความกว้างของพาราซิติคช่องเปิดที่เท่ากัน จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงในลักษณะที่เหมือนกัน แตกต่างกันในเรื่องของค่าที่เปลี่ยนแปลง ซึ่ง จะมีการเปลี่ยนแปลงค่าที่มากกว่า เนื่องจากความยาวของพาราซิติคช่องเปิดที่ยาวกว่า

4.6.2.2 การเพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวงตั้งฉากที่มีความกว้างเท่ากับ $\lambda_g/48$

การเปลี่ยนแปลงของค่าอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นแสดงตามรูปที่ 4.26 โดยอ้างอิงโครงสร้าง และลักษณะในการวางจากตารางที่ 4.19 โดยจากการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นจะคล้าย กับการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นในหัวข้อที่ 4.6.1.2 แตกต่างกันเพียงแค่ว่าค่าการเปลี่ยนแปลงในหัวข้อนี้ จะมีค่าการเปลี่ยนแปลงที่มากกว่าเท่านั้น



รูปที่ 4.26 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศ ที่เพิ่มพาราซิติคช่องเปิดแบบวงขวางที่มีความยาว $\lambda_g/8$ และความกว้าง $\lambda_g/48$

ตารางที่ 4.18 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งที่มีความยาว $\lambda_g / 8$ ความกว้าง $\lambda_g / 143$ และระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ

รูปแบบ ลำดับที่	ลักษณะโครงสร้าง ของสายอากาศ (มุมมอง 2 มิติ)	พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)	ขนาด เทียบ λ_g
1 (เส้นสีม่วง)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{PV})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{PV})	0.15	$\lambda_g / 143$ ($0.007\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	2.4	$3\lambda_g / 26$ ($0.115\lambda_g$)
2 (เส้นสีฟ้า)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{PV})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{PV})	0.15	$\lambda_g / 143$ ($0.007\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
3 (เส้นสีเขียว)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{PV})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{PV})	0.15	$\lambda_g / 143$ ($0.007\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	4.05	$3\lambda_g / 16$ ($0.1875\lambda_g$)
4 (เส้นสีส้ม)		ความยาวของพาราซิติค แบบช่องเปิด (L_{PV})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติค แบบช่องเปิด (W_{PV})	0.15	$\lambda_g / 143$ ($0.007\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสาย ส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	5.4	$\lambda_g / 4$ ($0.25\lambda_g$)

ตารางที่ 4.19 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งที่มีความยาว $\lambda_g / 8$ ความกว้าง $\lambda_g / 48$ และระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ

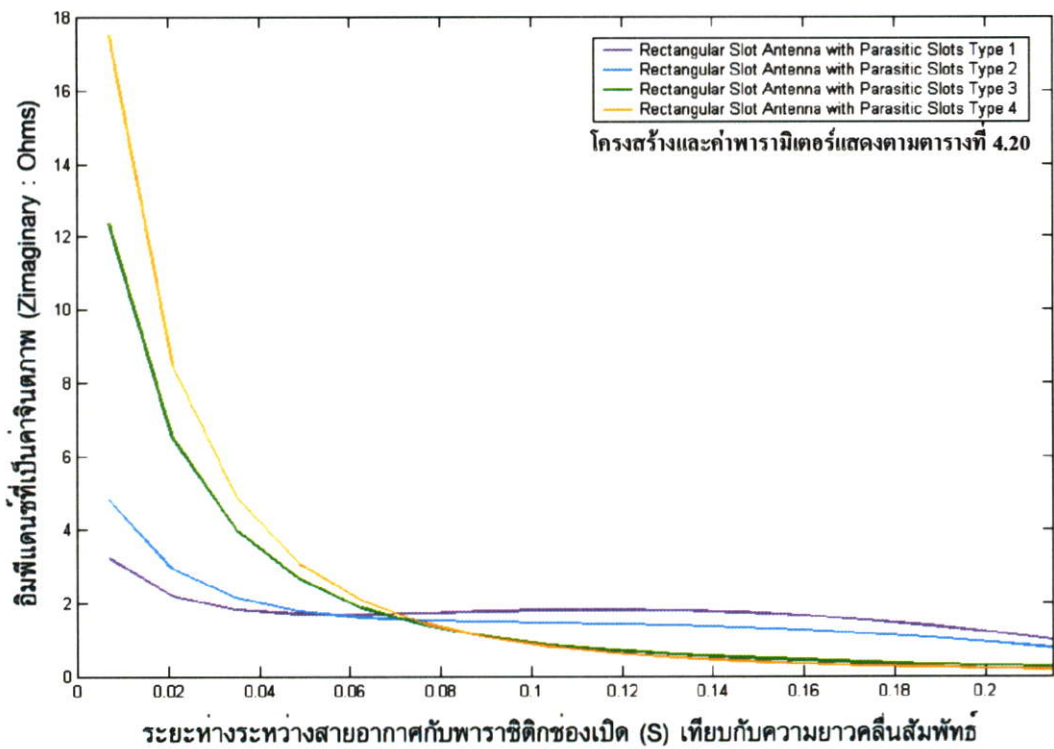
รูปแบบลำดับที่	ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศ (มุมมอง 2 มิติ)	พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)	ขนาดเทียบ λ_g
1 (เส้นสีม่วง)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PV})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PV})	0.45	$\lambda_g / 48$ ($0.02\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	2.4	$3\lambda_g / 26$ ($0.115\lambda_g$)
2 (เส้นสีฟ้า)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PV})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PV})	0.45	$\lambda_g / 48$ ($0.02\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
3 (เส้นสีเขียว)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PV})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PV})	0.45	$\lambda_g / 48$ ($0.02\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	4.05	$3\lambda_g / 16$ ($0.1875\lambda_g$)
4 (เส้นสีส้ม)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PV})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PV})	0.45	$\lambda_g / 48$ ($0.02\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	5.4	$\lambda_g / 4$ ($0.25\lambda_g$)

ตารางที่ 4.20 แสดงโครงสร้างและขนาดของพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งที่มีความยาว $\lambda_g / 8$ ความกว้าง $\lambda_g / 29$ และระยะห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณที่ต่างกัน 4 ระยะ

รูปแบบลำดับที่	ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศ (มุมมอง 2 มิติ)	พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)	ขนาดเทียบ λ_g
1 (เส้นสีม่วง)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PV})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PV})	0.75	$\lambda_g / 29$ ($0.035\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	2.4	$3\lambda_g / 26$ ($0.115\lambda_g$)
2 (เส้นสีฟ้า)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PV})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PV})	0.75	$\lambda_g / 29$ ($0.035\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
3 (เส้นสีเขียว)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PV})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PV})	0.75	$\lambda_g / 29$ ($0.035\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	4.05	$3\lambda_g / 16$ ($0.1875\lambda_g$)
4 (เส้นสีส้ม)		ความยาวของพาราซิติคแบบช่องเปิด (L_{PV})	2.7	$\lambda_g / 8$ ($0.125\lambda_g$)
		ความกว้างของพาราซิติคแบบช่องเปิด (W_{PV})	0.75	$\lambda_g / 29$ ($0.035\lambda_g$)
		ระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณกับพาราซิติค (S_P)	5.4	$\lambda_g / 4$ ($0.25\lambda_g$)

4.6.2.3 การเพิ่มพารazitิกช่องเปิดแบบวงตั้งฉากที่มีความกว้างเท่ากับ $\lambda_g / 29$

เมื่อมีการเพิ่มขนาดของความกว้างให้มากขึ้น การเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นตามรูปที่ 4.27 โดยอ้างอิงโครงสร้างของสายอากาศในตารางที่ 4.20 แสดงให้เห็นว่าการเพิ่มความยาวของพารazitิกช่องเปิดทำให้เกิดเป็นค่าอินดักแตนซ์มากขึ้น เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับกราฟเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นกับพารazitิกที่มีความกว้างเท่ากันแต่มีความยาวที่สั้นกว่า ซึ่งแสดงในหัวข้อที่ 4.6.1.3 ตามรูปที่ 4.24 จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นในช่วงเริ่มต้นนั้น พารazitิกที่มีขนาดความยาวที่สั้นกว่า ค่าการเปลี่ยนแปลงจะมีค่าเป็นลบ แต่เมื่อมีการเพิ่มความยาวให้มากขึ้น การเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นจะเปลี่ยนเป็นค่าบวก ซึ่งสามารถอธิบายได้ด้วยหลักการที่กล่าวมาแล้วข้างต้น



รูปที่ 4.27 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ (Z_{img}) ของสายอากาศที่เพิ่มพารazitิกช่องเปิดแบบวงขวางที่มีความยาว $\lambda_g / 8$ และความกว้าง $\lambda_g / 29$

4.7 การเพิ่มพารazitิกช่องเปิดแบบนอนให้กับสายอากาศช่องเปิดแบบแคบเพื่อปรับรูปค่าแมทอิมพีแดนซ์

จากการศึกษาถึงผลกระทบที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น จะเห็นได้ว่าการเพิ่มพารazitิกช่องเปิดแบบนอนให้กับสายอากาศช่องเปิด มิได้มีผลกระทบต่อการแผ่กระจายพลังงานเลย แต่สามารถที่จะนำมาช่วยในการแมทค่าอิมพีแดนซ์ของ

สายอากาศได้ โดยจะเห็นได้จากการเปลี่ยนแปลงของคุณสมบัติ 3 ประการ ซึ่งประกอบไปด้วย ค่าอิมพีแดนซ์ทั้งค่าจริงและค่าจินตภาพ ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง และ ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลด ซึ่งจะเห็นความชัดเจนมากที่สุด เนื่องจากค่าที่แสดงออกมามีตัวเลขที่แสดงออกมาชัดเจนกว่า ดังนั้นในการเปรียบเทียบระหว่างสายอากาศแบบช่องเปิดแบบที่มีการเพิ่มและไม่มีการเพิ่มพาราดิกของเปิดแบบนอนในลำดับต่อไป จะพิจารณาเฉพาะคุณสมบัติของค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลด (S_{11} พารามิเตอร์) เท่านั้น โดยจะการปรับเมทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศทั้งหมด 5 ความถี่ ตามที่กล่าวมาแล้วข้างต้น

จากการเปรียบเทียบค่าตารางที่ 4.21 จะเห็นได้ว่าเมื่อมีการเพิ่มพาราดิกของเปิดแบบวางนอนให้กับสายอากาศช่องเปิดแบบแคบแล้ว สามารถทำให้ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลดลดลง กรณีความถี่ 8, 9 และ 11 GHz ที่มีค่าการสูญเสียประมาณ -32 ถึง -35 dB เมื่อมีการเพิ่มพาราดิกแบบช่องเปิดสามารถทำให้ค่าการสูญเสียลดลงเหลือประมาณ -54 ถึง -65 dB และที่ความถี่ 10 GHz ซึ่งมีค่าการสูญเสียที่ค่อนข้างน้อยอยู่แล้วยังสามารถที่จะทำให้การสูญเสียลดลงเหลือเพียง -71 dB นั้นแสดงให้เห็นว่าพาราดิกของเปิดแบบวางนอนสามารถช่วยในการทำเมทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศได้เป็นอย่างดี แต่อาจส่งผลกระทบต่อความถี่รีโซแนนซ์มีการเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม โดยสังเกตได้จากความถี่รีโซแนนซ์ระหว่างสายอากาศที่ไม่มีการเพิ่มพาราดิกกับแบบที่มีการเพิ่มพาราดิกที่แสดงค่าเปรียบเทียบไว้ในตาราง แต่การเปลี่ยนแปลงของความถี่รีโซแนนซ์ดังกล่าวนั้นเป็นการเปลี่ยนแปลงที่น้อยมาก ซึ่งอาจพอจะอนุโลมได้ว่ามีความถี่ที่ใกล้เคียงกับความถี่เดิม นั่นคืออาจกล่าวได้ว่าความถี่ไม่เปลี่ยนแปลงก็ได้

ตารางที่ 4.21 แสดงการเปรียบเทียบค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับระหว่างสายอากาศช่องเปิดแบบธรรมดา กับสายอากาศช่องเปิดที่มีการเพิ่มพาราดิกแบบช่องเปิด

ความถี่ที่ออกแบบ (GHz)	สายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่ไม่มีการเพิ่มพาราดิก		สายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่มีการเพิ่มพาราดิกของเปิดแบบนอน	
	ความถี่รีโซแนนซ์ (GHz)	S11 พารามิเตอร์ (dB)	ความถี่รีโซแนนซ์ (GHz)	S11 พารามิเตอร์ (dB)
8	8.00695	-32.55993	7.99380	-54.75328
9	9.05876	-35.86551	9.04561	-65.88644
10	10.00540	-46.73657	9.99225	-71.30286
11	10.96518	-32.22477	10.95203	-63.09249
12	12.06958	-53.38060	12.05644	-64.81454

ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่บอกถึงโครงสร้างของพาราซิติคแบบช่องเปิดแนวนอนที่เพิ่มให้กับสายอากาศทั้ง 5 ความถี่ แล้วทำให้ได้ผลการแมทอิมพีแดนซ์ที่ดีขึ้น ตามตารางที่ 4.21 แสดงค่าไว้ตามตารางที่ 4.22 โดยจะแสดงค่าของขนาดทั้งความกว้าง (W_{PH}) ความยาว (L_{PH}) และ ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับพาราซิติค (S) โดยระยะห่างระหว่างพาราซิติค (S_p) ไม่ได้มีการกำหนดค่า โดยจะยึดตำแหน่งในลักษณะวางในแนวเดียวกับขอบของสายส่งสัญญาณ ซึ่งเป็นการวางในรูปแบบการวางพาราซิติครูปแบบที่ 1 ที่ใช้ในการวิเคราะห์ในทุกหัวข้อที่ผ่านมา

ตารางที่ 4.22 แสดงค่าโครงสร้างของพาราซิติคช่องเปิดเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์

ความถี่ ที่ ออกแบบ	โครงสร้างส่วนของพาราซิติคช่องเปิดแบบนอน					
	ความกว้าง (W_{PH})		ความยาว (L_{PH})		ระยะห่าง (S)	
	ความยาวจริง (มิลลิเมตร)	ความยาว เทียบกับ λ_g	ความยาวจริง (มิลลิเมตร)	ความยาว เทียบกับ λ_g	ความยาวจริง (มิลลิเมตร)	ความยาว เทียบกับ λ_g
8 GHz	1.05	0.039	7.35	0.27	1.05	0.039
9 GHz	0.90	0.037	3.60	0.15	0.90	0.037
10 GHz	0.75	0.035	4.35	0.20	1.05	0.049
11 GHz	0.90	0.046	4.80	0.24	0.75	0.038
12 GHz	0.45	0.025	4.05	0.23	1.05	0.058

ในการวิเคราะห์ขนาดและตำแหน่งในการวางพาราซิติค นั้น โดยขนาดที่แสดงในตารางที่ 4.22 ที่จะนำมาใช้ในการวิเคราะห์จะใช้ขนาดที่มีการเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ เนื่องจากเป็นขนาดเสมือนที่มีการคิดรวมในเรื่องของความถี่ด้วย โดยจากตารางถ้าพิจารณาระยะห่างระหว่างสายอากาศช่องเปิดกับพาราซิติคช่องเปิด จะเห็นได้ว่าที่ความถี่ 8, 9 และ 11 GHz นั้นระยะห่างจะมีค่าใกล้เคียงกัน คือ ประมาณ 0.037 ถึง 0.039 ซึ่งสอดคล้องกับความการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลดที่มีค่าใกล้เคียงกัน คือ ประมาณ -32 ถึง -35 dB ในขณะที่ระยะห่างลำดับต่อไปคือ 0.049 และ 0.058 ซึ่งมีความสอดคล้องกับค่าการสูญเสียเช่นกัน กล่าวคือการที่สายอากาศช่องเปิดเดิมมีค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับที่ต่ำ ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับพาราซิติคช่องเปิดที่จะเพิ่มเข้าไปนั้น จะมีระยะที่ห่างมากกว่าสายอากาศที่มีค่าการสูญเสียที่สูง สำหรับความกว้างและความยาวของช่องเปิดซึ่ง จากที่กล่าวมาแล้วข้างต้นว่าขนาดของพาราซิติคช่องเปิดนั้นมีผลกระทบต่อ การเปลี่ยนแปลงแต่ไม่มากเท่ากับระยะห่างในการวาง ดังนั้นผลของขนาดความกว้างและความยาวอาจไม่เป็นแนวทางเดียวกันนัก เนื่องจากผลกระทบที่เกิดจากระยะห่างที่มีมากกว่า

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอหลักการออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ ที่มีการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริปแบบเปิดวงจร และการวิเคราะห์ถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นจากการเพิ่มพาราซิติคแบบช่องเปิดให้กับสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ ซึ่งพาราซิติคช่องเปิดที่กล่าวถึงในวิทยานิพนธ์นี้ประกอบไปด้วย พาราซิติคช่องเปิดแบบวางนอนขนานกับสายอากาศช่องเปิด และพาราซิติคช่องเปิดแบบวางตั้งฉากกับสายอากาศช่องเปิด โดยพิจารณาคูณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศซึ่งประกอบด้วย ค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลด อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง อินพุตอิมพีแดนซ์ สนามไฟฟ้า สนามแม่เหล็ก ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า และแบบรูปการแผ่พลังงานในสนามระยะไกล โดยเฉพาะการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นกับค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่เป็นค่าจินตภาพ เมื่อมีการเพิ่มพาราซิติคแบบช่องเปิด พร้อมทั้งวิเคราะห์ถึงความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์แต่ละค่า ที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นกับค่าอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพ เนื่องจากเป็นคุณลักษณะที่สำคัญและมีผลต่อประสิทธิภาพของสายอากาศ เพราะการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ก็คือการทำแมทอิมพีแดนซ์สายอากาศนั่นเอง โดยจะใช้วิธี FDTD มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์หาคูณลักษณะของสายอากาศ

5.1 สรุปผลการวิเคราะห์ผลกระทบของพาราซิติคแบบช่องเปิดที่มีต่อสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ

จากการวิเคราะห์คุณลักษณะในด้านต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบที่มีการเพิ่มพาราซิติคแบบช่องเปิดแสดงให้เห็นว่า การเพิ่มพาราซิติคแบบช่องเปิดนั้นแทบจะไม่มีผลกระทบต่อการเปลี่ยนแปลงแบบรูปการแผ่พลังงานในสนามระยะไกล นั้นหมายถึงการเพิ่มพาราซิติคแบบช่องเปิด มิได้ทำให้ทิศทางการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบเปลี่ยนแปลงไปเลย แต่จะมีผลกระทบกับการเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศโดยปกติจะมีค่าอิมพีแดนซ์ในตัวของมันเอง (Self Impedance) ซึ่งในกรณีของสายอากาศช่องเปิดแคบนั้น ค่าของอิมพีแดนซ์จะเกิดจากขนาดความกว้างและความยาวของสายอากาศช่องเปิดและระยะสตริปเป็นตัวกำหนด เมื่อมีการเพิ่มพาราซิติคแบบช่องเปิดเข้าไปด้วยทำให้เกิดการเหนี่ยวนำระหว่างสายอากาศช่องเปิดกับพาราซิติคแบบช่องเปิด ทำให้เกิดอิมพีแดนซ์เหนี่ยวนำ (Mutual Impedance) ขึ้น ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นนี้จะส่งผลกระทบทำให้อิมพีแดนซ์โดยรวมของสายอากาศ มีค่าเท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเองมันเองรวมกับอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นจากการเหนี่ยวนำ

จากผลการวิเคราะห์ พบว่าระยะห่างระหว่างพาราซิติคช่องเปิดกับสายอากาศช่องเปิดเป็นค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญ เนื่องจากระยะการวางที่ใกล้มาก ๆ มีผลทำให้การเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างสายอากาศช่องเปิดกับพาราซิติคช่องเปิดมีปริมาณมาก โดยค่าพารามิเตอร์ที่มีผลรองลงมาก็คือความยาวของพาราซิติคในกรณีที่เป็นพาราซิติคแบบวางนอน หรือเป็นความกว้างของพาราซิติคในกรณีที่เป็นพาราซิติคแบบวางตั้ง เนื่องจากขนาดที่เพิ่มขึ้นมีผลต่อการเพิ่มขึ้นของพื้นที่ ที่จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ส่วนค่าพารามิเตอร์ที่มีผลน้อยที่สุดก็คือขนาดความกว้างของพาราซิติคในกรณีของพาราซิติคแบบวางนอน หรือความยาวกรณีที่เป็นพาราซิติคแบบวางตั้ง

การวางพาราซิติคใกล้กับสายอากาศช่องเปิด หรือการขยายขนาดของพาราซิติคในแนวเดียวกับความยาวของสายอากาศช่องเปิด อาจเปรียบเทียบกับได้กับการเพิ่มกำลังงานของแหล่งจ่ายให้กับโหลดซึ่งหมายถึงพาราซิติคช่องเปิด สำหรับการขยายขนาดในแนวตั้งฉากกับสายอากาศช่องเปิดก็เปรียบเสมือนการเพิ่มกำลังงานของแหล่งจ่ายเช่นกัน แต่จะมีผลน้อยกว่าการขยายขนาดทางแนวเดียวกับความยาวของสายอากาศช่องเปิด โดยอาจรวมเรียกว่า การเพิ่มพื้นที่รับการเหนี่ยวนำ ซึ่งแหล่งจ่ายกำลังงานนั้นสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 แบบ ประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดันซึ่งเปรียบได้กับสนามไฟฟ้า และแหล่งจ่ายกระแสซึ่งเปรียบได้กับสนามแม่เหล็ก จากสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่แสดงในรูปที่ 4.10 และ 4.11 จะเห็นได้ว่าสนามไฟฟ้าจะสูงมากบริเวณกึ่งกลางของสายอากาศช่องเปิด ตรงข้ามกับสนามแม่เหล็กที่จะสูงมากบริเวณปลายทั้งสองด้านของช่องเปิด ดังนั้นการวางพาราซิติคห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ จะมีผลโดยตรงกับสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่จะเหนี่ยวนำไปที่พาราซิติคช่องเปิด กล่าวคือถ้าวางพาราซิติคไว้ใกล้กึ่งกลางของสายอากาศมากก็จะมีสนามไฟฟ้ามากในขณะที่สนามแม่เหล็กจะน้อย ในทางตรงกันข้ามยิ่งวางพาราซิติคห่างจากกึ่งกลางสายส่งสัญญาณมาก หรือวางใกล้กับปลายสายอากาศช่องเปิดมาก สนามแม่เหล็กก็จะมากในขณะที่สนามไฟฟ้าจะน้อย

นอกจากขนาดของพาราซิติคจะกำหนดความสัมพันธ์ดังกล่าวข้างต้นแล้ว ขนาดยังเป็นตัวกำหนดค่าของตัวมันเอง กล่าวคือพาราซิติคช่องเปิดนั้น การกำหนดสัดส่วนระหว่างความกว้างกับความยาวพาราซิติคมีผลกับอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้น เมื่อพิจารณาอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพจะสามารถที่จะบอกได้ว่า ถ้าพาราซิติคมีความยาวมากกว่าความกว้างมาก ๆ นั่นคือมองเหมือนกับพาราซิติคช่องเปิดดังกล่าวเป็นช่องเปิดแบบแคบ ค่าอิมพีแดนซ์จะเป็นค่าที่เป็นอินดักแตนซ์ แต่ถ้าพาราซิติคมีความยาวใกล้เคียงกับความกว้าง ก็เหมือนกับเป็นช่องเปิดแบบกว้าง ค่าอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นก็อาจจะเป็นค่าคาปาซิแตนซ์ก็ได้ ต้องขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของสนามไฟฟ้าว่ามีมากพอที่จะทำให้เกิดเป็นค่าคาปาซิแตนซ์หรือไม่ โดยพิจารณาจากระยะห่างในการวางและขนาดของพาราซิติคตามที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ซึ่งถ้าสนามไฟฟ้ามีไม่มากพอหรือมีสนามแม่เหล็กมากก็จะส่งผลทำให้เกิดเป็นค่าอินดักแตนซ์แทน

โดยรูปร่างของพาราซิติคช่องเปิดที่กล่าวถึง ว่ามี 2 แบบ คือ พาราซิติคช่องเปิดแบบกว้าง กับแบบแคบนั้น จากผลในบทที่ 4 พอจะสรุปเป็นแนวทางในการกำหนดขนาดของพาราซิติคแบบกว้าง ได้โดยกำหนดโดยอ้างอิงจากอัตราส่วนระหว่างความยาวต่อความกว้างของพาราซิติคช่องเปิด โดยอัตราส่วนดังกล่าวต้องมีค่าอยู่ในช่วงที่กำหนดตามสมการดังต่อไปนี้

$$1 < \frac{\text{ความยาว}}{\text{ความกว้าง}} < 3 \quad (5.1)$$

5.2 หลักการนำไปใช้งาน

ในการเพิ่มพาราซิติคแบบช่องเปิด เพื่อปรับแมทซิ่งของสายอากาศช่องเปิดให้มีค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับจากโหลดที่น้อยลง สิ่งแรกที่ต้องคำนึงถึงก็คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ เนื่องจากค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับเกี่ยวข้องกับอิมพีแดนซ์ของสายอากาศโดยตรง โดยจะพิจารณาเฉพาะค่าอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพเท่านั้น เป็นเกณฑ์ในการพิจารณาโดยพิจารณาจากค่าอิมพีแดนซ์ดังกล่าวว่ามีค่าใกล้เคียงศูนย์มากน้อยเพียงใด ต้องการการชดเชยค่าอิมพีแดนซ์ที่เป็นลบหรือบวกและชดเชยค่ามากน้อยเพียงใด จึงจะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์โดยรวมที่เป็นค่าจินตภาพมีค่าใกล้เคียงศูนย์มากที่สุด เพื่อใช้เป็นตัวกำหนดหลักเกณฑ์ในการกำหนดรูปแบบ ขนาด ลักษณะการวาง และตำแหน่งของพาราซิติคแบบช่องเปิด

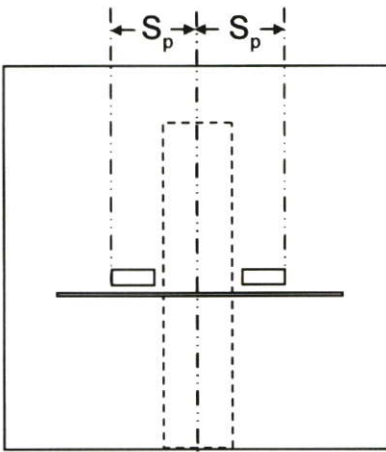
เพื่อความง่ายและสะดวกในการนำไปใช้งาน จะสรุปหลักเกณฑ์ในการเลือกรูปแบบ ขนาด ลักษณะการวาง และตำแหน่งในการวางพาราซิติคช่องเปิด โดยแสดงออกมาในรูปแบบของตาราง โดยจะแบ่งออกเป็น 2 ตาราง แบ่งแยกด้วยระยะห่างจากกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ (S_p) แต่จะพิจารณาเป็นระยะรวม โดยพิจารณาเป็นระยะห่างระหว่างขอบของพาราซิติคด้านปลายสุดกับกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ โดยจะเรียกระยะดังกล่าวว่า ระยะรวมของพาราซิติค (S_p) โดยแบ่งการพิจารณาเป็น 2 กรณี คือ

กรณีที่ 1 เป็นพาราซิติคแบบวางนอน แสดงตามรูปที่ 5.1 (ก) สามารถหาค่าระยะรวมของพาราซิติค (S_p) ได้ตามสมการดังต่อไปนี้

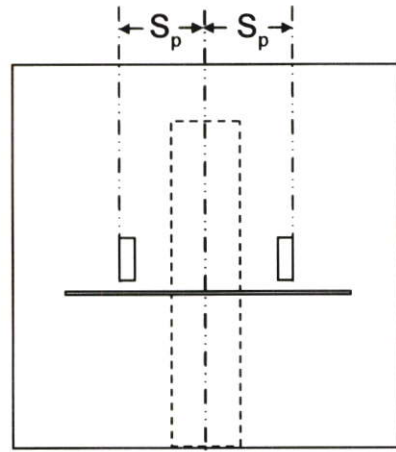
$$S_p = S_f + L_{PH} \quad (5.2)$$

กรณีที่ 2 เป็นพาราซิติคแบบวางตั้งฉาก แสดงตามรูปที่ 5.1 (ข) สามารถหาค่าระยะรวมของพาราซิติค (S_p) ได้ตามสมการดังต่อไปนี้

$$S_p = S_f + W_{PV} \quad (5.3)$$



(ก) กรณีที่เป็นพาราซิติคแบบวางนอน



(ข) กรณีที่เป็นพาราซิติคแบบวางตั้ง

รูปที่ 5.1 แสดงค่าระยะรวมของพาราซิติค (S_p) ทั้งกรณีที่เป็นพาราซิติคแบบวางนอนและวางตั้ง

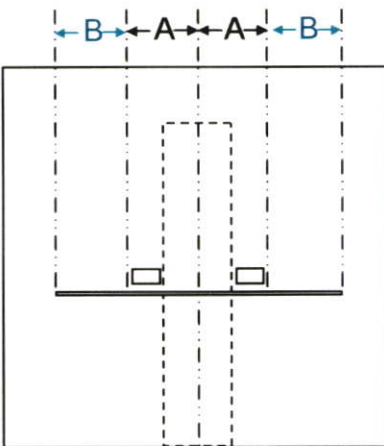
เมื่อทราบระยะรวมของพาราซิติคแล้ว ลำดับต่อไปในการพิจารณาคือระยะดังกล่าวอยู่ในระยะใด ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้มีการกำหนดระยะออกเป็น 2 ระยะ คือ ระยะ A และ B ซึ่งแสดงตามรูปที่ 5.2 (ก) และ (ข) ตามลำดับ โดยหลักเกณฑ์ในการแบ่งระยะดังกล่าวจะใช้ขนาดความยาวของสายอากาศช่องเปิดเป็นเกณฑ์ ประกอบด้วย

ระยะ A คือ ระยะที่มีค่าระยะรวมของพาราซิติค (S_p) อยู่ในช่วงดังต่อไปนี้

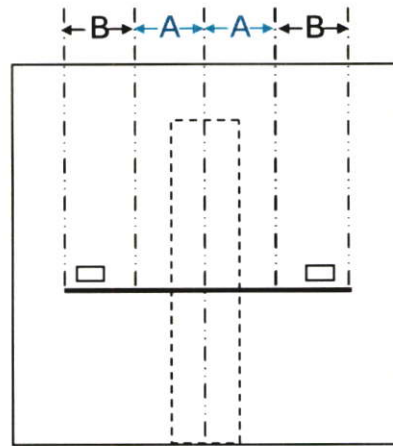
$$0 < S_p < \frac{1}{4} \times L_s \quad (5.4)$$

ระยะ B คือ ระยะที่มีค่าระยะรวมของพาราซิติค (S_p) อยู่ในช่วงดังต่อไปนี้

$$\frac{1}{4} \times L_s < S_p < \frac{1}{2} \times L_s \quad (5.5)$$



(ก) กรณีวางพาราซิติคในระยะ A



(ข) กรณีที่วางพาราซิติคในระยะ B

รูปที่ 5.2 แสดงระยะและตำแหน่งการวางพาราซิติคในช่วงระยะ A และ B

ในตารางที่ 5.1 และ 5.2 จะแสดงแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้น เมื่อมีการเพิ่มพารามิเตอร์แบบช่องเปิดที่มีลักษณะ ขนาด รูปแบบการวาง และระยะห่างจากสายอากาศที่แตกต่างกัน แต่มีระยะรวมของพารามิเตอร์ (S_p) ที่แตกต่างกัน คือตารางที่ 5.1 ค่าของระยะรวมของพารามิเตอร์จะอยู่ในช่วงระยะ A ในขณะที่ตารางที่ 5.2 ค่าของระยะรวมของพารามิเตอร์จะอยู่ในช่วงระยะ B โดยแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่แสดงในตาราง จะแสดงออกมาในลักษณะของแนวโน้มของอิมพีแดนซ์ที่จะเกิดขึ้นเท่านั้น จุดประสงค์หลักเพื่อเป็นแนวทางในการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในการเพิ่มพารามิเตอร์สำหรับสายอากาศช่องเปิด

ตารางที่ 5.1 แสดงแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพที่เกิดขึ้น เมื่อมีการเพิ่มพารามิเตอร์ที่มีลักษณะ ขนาด รูปแบบการวาง และระยะห่างจากสายอากาศที่แตกต่างกัน แต่มีระยะรวมของพารามิเตอร์ (S_p) อยู่ในช่วงระยะ A

ระยะรวมของพารามิเตอร์ (S_p)	ระยะห่างระหว่างพารามิเตอร์กับสายอากาศ (S)	รูปแบบในการวางพารามิเตอร์	ลักษณะของพารามิเตอร์ช่องเปิด	ขนาดของพารามิเตอร์	แนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้น
ระยะ A	วางใกล้กับสายอากาศช่องเปิด	วางนอนขนานกับสายอากาศ	ช่องเปิดกว้าง	ขนาดเล็ก	ลบ
				ขนาดใหญ่	ลบมาก
		ช่องเปิดแคบ	ขนาดเล็ก	บวกน้อย	
			ขนาดใหญ่	บวก	
		วางตั้งฉากกับสายอากาศ	ช่องเปิดกว้าง	ขนาดเล็ก	บวก
				ขนาดใหญ่	บวกมาก
	ช่องเปิดแคบ	ขนาดเล็ก	บวกน้อย		
		ขนาดใหญ่	บวก		
	วางห่างจากสายอากาศช่องเปิด	วางนอนขนานกับสายอากาศ	ช่องเปิดกว้าง	ขนาดเล็ก	บวก
				ขนาดใหญ่	บวกมาก
		ช่องเปิดแคบ	ขนาดเล็ก	บวกน้อย	
			ขนาดใหญ่	บวก	
วางตั้งฉากกับสายอากาศ		ช่องเปิดกว้าง	ขนาดเล็ก	บวกน้อย	
			ขนาดใหญ่	บวก	
ช่องเปิดแคบ	ขนาดเล็ก	เข้าใกล้ศูนย์			
	ขนาดใหญ่	เข้าใกล้ศูนย์			

ตารางที่ 5.2 แสดงแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพที่เกิดขึ้น เมื่อมีการเพิ่มพาราซิติคที่มีลักษณะ ขนาด รูปแบบการวาง และระยะห่างจากสายอากาศที่แตกต่างกัน แต่มีระยะรวมของพาราซิติค(S_p) อยู่ในช่วงระยะ B

ระยะรวมของพาราซิติค (S_p)	ระยะห่างระหว่างพาราซิติคกับสายอากาศ (S)	รูปแบบในการวางพาราซิติค	ลักษณะของพาราซิติคช่องเปิด	ขนาดของพาราซิติค	แนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้น
ระยะ B	วางใกล้กับสายอากาศช่องเปิด	วางนอนขนานกับสายอากาศ	ช่องเปิดกว้าง	ขนาดเล็ก	บวกลittle
				ขนาดใหญ่	บวกมาก
		ช่องเปิดแคบ	ขนาดเล็ก	บวกลittle	
			ขนาดใหญ่	บวกมาก	
		วางตั้งฉากกับสายอากาศ	ช่องเปิดกว้าง	ขนาดเล็ก	บวกลittle
				ขนาดใหญ่	บวกมาก
	ช่องเปิดแคบ	ขนาดเล็ก	บวกลittle		
		ขนาดใหญ่	บวกมาก		
	วางห่างจากสายอากาศช่องเปิด	วางนอนขนานกับสายอากาศ	ช่องเปิดกว้าง	ขนาดเล็ก	เข้าใกล้ศูนย์
				ขนาดใหญ่	เข้าใกล้ศูนย์
		ช่องเปิดแคบ	ขนาดเล็ก	เข้าใกล้ศูนย์	
			ขนาดใหญ่	เข้าใกล้ศูนย์	
วางตั้งฉากกับสายอากาศ		ช่องเปิดกว้าง	ขนาดเล็ก	เข้าใกล้ศูนย์	
			ขนาดใหญ่	เข้าใกล้ศูนย์	
ช่องเปิดแคบ	ขนาดเล็ก	เข้าใกล้ศูนย์			
	ขนาดใหญ่	เข้าใกล้ศูนย์			

จากทั้ง 2 ตาราง พิจารณาโดยใช้แนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นเป็นเกณฑ์ในการพิจารณา โดยสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 กลุ่ม ประกอบไปด้วยกลุ่มที่แนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์มีค่าเป็นลบ เป็นบวก และมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ซึ่งในการนำไปใช้งานก็จะแตกต่างกัน ขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิดเดิมที่ได้ออกแบบไว้ ว่าต้องการการชดเชยค่าอิมพีแดนซ์ในลักษณะใด ซึ่งสามารถสรุปแนวทางในการนำไปใช้งานตามแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของค่าอิมพีแดนซ์ ได้ดังนี้

5.2.1 กรณีที่ต้องการแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าลบ

จากตารางที่ 5.1 และ 5.2 แสดงให้เห็นว่าแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นจากการเพิ่มพาราดิกทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงที่เป็นลบนั้น ต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขที่ว่า พาราดิกต้องมีลักษณะเป็นช่องเปิดกว้าง วางแบนนอนขนานกับสายอากาศ วางไว้ในช่วงระยะ A และต้องวางไว้ใกล้กับสายอากาศช่องเปิด จึงจะทำให้แนวโน้มการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้นมีค่าเป็นลบ โดยแนวโน้มดังกล่าวจะมีค่าเป็นลบมากหรือน้อยก็ขึ้นอยู่กับขนาดของพาราดิก คือ ยิ่งมีขนาดของพาราดิกมีขนาดใหญ่แนวโน้มการเปลี่ยนแปลงก็จะยิ่งติดลบมาก

5.2.2 กรณีที่ต้องการแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่มีค่าเข้าใกล้ศูนย์

กรณีที่ต้องการให้แนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่ต้องการนั้น มีค่าเข้าใกล้ศูนย์นั้นหมายถึง สายอากาศช่องเปิดที่ออกแบบไว้ มีเมทริกซ์ที่คืออยู่แล้ว การชดเชยค่าอิมพีแดนซ์จึงน้อยตามไปด้วย โดยในการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของพาราดิก ให้การเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้น เป็นค่าเพียงเล็กน้อย(โดยมีเงื่อนไขว่าเป็นเฉพาะค่าบวกเท่านั้น) ในกรณีที่ต้องการวางพาราดิกไว้ในระยะ A พาราดิกที่ออกแบบต้องเป็นพาราดิกแบบแคบ วางแบบตั้งฉาก และต้องวางห่างจากสายอากาศมาก ๆ โดยยิ่งวางห่างมากแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงก็จะยิ่งน้อยลงใกล้เคียงค่าศูนย์มาก

สำหรับในกรณีที่ต้องการวางพาราดิกไว้ในระยะ B สามารถที่จะออกแบบพาราดิกในลักษณะใดก็ได้และจะวางในรูปแบบใดก็ได้ แต่ระยะห่างระหว่างพาราดิกกับสายอากาศช่องเปิดต้องอยู่ห่าง ๆ ยิ่งวางห่างมากแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงก็จะยิ่งน้อยลงเข้าใกล้ศูนย์มากขึ้น

5.2.3 กรณีที่ต้องการแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าบวก

จากตารางที่ 5.1 จะเห็นว่าแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นส่วนใหญ่เป็นไปในแนวทางที่ให้ค่าที่เป็นบวกเกือบทั้งหมด ยกเว้นกรณีที่แนวโน้มการเปลี่ยนแปลงมีค่าเป็นลบ และเข้าใกล้ศูนย์ ดังนั้นถ้าต้องการแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงที่เป็นค่าบวกและต้องการวางพาราดิกไว้ในระยะ A ต้องไม่ออกแบบพาราดิกเป็นแบบกว้าง และวางนอนไว้ใกล้กับสายอากาศ เนื่องจากจะทำให้แนวโน้มการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นมีค่าเป็นลบ หรือออกแบบพาราดิกแบบแคบ วางแบบตั้งฉากและวางห่างจากสายอากาศมากจนเกินไป เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงจะเกิดขึ้นน้อยมาก

สำหรับกรณีที่ต้องการวางสายอากาศไว้ในระยะ B ซึ่งแสดงอยู่ในตารางที่ 5.2 แสดงให้เห็นว่าการวางพาราดิกไม่ว่าจะเป็นลักษณะใด หรือรูปแบบใดก็ตาม ถ้าวางพาราดิกห่างจากสายอากาศออกไปมาก ๆ ก็จะมีผลทำให้การเปลี่ยนแปลงที่จะเกิดขึ้นจากการเพิ่มพาราดิก มีการเปลี่ยนแปลงที่น้อยมากจนถึงไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใด ๆ เลย

5.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

การเพิ่มพาราคติคแบบช่องเปิดให้กับสายอากาศช่องเปิดแบบแคบนั้น สามารถช่วยในการทำแมทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ ที่มีการป้อนสัญญาณแบบเปิดวงจรได้ ซึ่งถ้ากล่าวถึงค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะสามารถแบ่งอิมพีแดนซ์ได้เป็น 2 ส่วน ประกอบไปด้วยค่าอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจริง และค่าจินตภาพ ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพนั้น เป็นส่วนที่มีความสำคัญมาก โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้กล่าวถึงการวิเคราะห์ถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นจากการเพิ่มพาราคติคแบบช่องเปิด รวมทั้งแนวทางในการกำหนดลักษณะ ขนาด รูปแบบ ตำแหน่งและระยะในการวางพาราคติค เพื่อเป็นแนวทางในการเพิ่มพาราคติคเพื่อไปช่วยในการชดเชยค่าอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจินตภาพของสายอากาศช่องเปิดแบบแคบ ดังนั้นแนวทางการพัฒนาในลำดับต่อไปก็คือ การวิเคราะห์ถึงผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่เป็นค่าจริง ที่เกิดขึ้นจากการเพิ่มพาราคติคแบบช่องเปิด เพื่อให้วิธีการการทำแมทอิมพีแดนซ์ด้วยการเพิ่มพาราคติคแบบช่องเปิดสมบูรณ์ยิ่งขึ้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] Ramesh Grag, Prakash Bhartia, Inder Bahl, Apisak Ittipiboon. **Microstrip Antenna Handbook**. Boston: Artech House. 2000
- [2] Aanandan, C. K., and K. G. Nair, "Compact Broadband Microstrip Antenna", *Electron. Lett.* 22, 1986, pp.1064-1065.
- [3] Hiroaki Kobayashi and Yoshizumi Yasuoka, "Slot Array Antenna Fed by Coplanar Waveguide for Millimeter-Wave Radiation," *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, Vol.46, 1998, pp.800-8005
- [4] Satthamsakul S. , Anantrasirichai N. , Wakabayachi T. "Matching Technique for Rectangular Slot Antenna by Parasitic Slots" 2003 International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communication, October 19-22, 2003, pp.
- [5] Anantrasirichai N. , Satthamsakul S. , Rakluea P. , Wakabayachi T. "Improve Matching for Rectangular Slot Antenna by Parasitic Slots" 2003 International Conference on Control, Automation and System, October 22-25, 2003, pp.1676-1679
- [6] นรินทร์ คำประเสริฐ. วิศวกรรมแม่เหล็กไฟฟ้าและวิศวกรรมไมโครเวฟ เล่ม 3. กรุงเทพฯ : ศูนย์สื่อเสริมกรุงเทพ. 2545
- [7] Allen Taflove. **Computational Electrodynamics The Finite-Differential Time Domain Method**. London : Artech House. Inc. 1995
- [8] Allen Taflove. **Computational Electrodynamics The Finite-Differential Time Domain Method**. London : Artech House. Inc. 1998
- [9] Karl S. Kunz, Raymond J. Luebbers. **The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics**. United States : CRC Press, Inc. 1993
- [10] Deschamps, G.A., "Microstrip Microwave Antennas", 3rdUSAF Symposium on Antennas, 1953
- [11] Guttun, H., and G. Baissinot, "Flat Aerial for Ultra High Frequencies", French Patent No.70313,1955
- [12] Howell, J. Q., "Microstrip Antennas", *IEEE AP-S Int. Symp Digest*, 1972, pp.177-180
- [13] Munson, R. E., "Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Array," *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol.AP-22, 1974, pp.74-78
- [14] Fred Gariol. **Microstrip Circuits**. United States of America : John Wiley & Sons. Inc. 1994

- [15] Jackson ,D. R., and A. Oliner , “A Leakey Wave Analysis of the High-Gain Printed Antenna Configuration” , IEEE Trans. Antennas Propag. 36(7) : , 1998, pp.905-910
- [16] บัณฑิต โจน์อารยานนท์. **วิศวกรรมไมโครเวฟ**. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2539
- [17] Brain C. Wadell. **Transmission Line Design Handbook**. Artech House, Inc.1991.
- [18] Robert A. Sainati. **CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications**. Artech House.London , Inc 1996.
- [19] Kim, J.P., and W.S.Park, ”Network Modeling of an Inclined and Off-Center Microstrip-Fed Slot Antenna,” IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. AP-34, 1998, pp.1182-1188
- [20] Yoshimura, Y.,”Microstrip Line Slot Antennna,” IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-20, 1972, pp. 760-762
- [21] K.S.Yee, “Numerical solution of initial boundary valor problems involving Maxwell’s equations in isotropic medis,” IEEE Trans. On Antennas and Propagation., Vol. AP-14, pp.302-307, May 1966
- [22] Yongxi Qianm Tatsuo Itoh. **FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and antennas Software and Applications**. Tokyo: Realize Inc. 1999
- [23] Pozar, D. M.,”Reciprocity Method of Analysis for Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antennas,” IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. AP-34, 1986, pp.1439-1446
- [24] บัณฑิต โจน์อารยานนท์. **วิศวกรรมสายอากาศ**. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2534
- [25] ไพฑูรย์ รักเหลือ. “การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยวิธี FDTD.”วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2546
- [26] พิชญ สุพรรณกุล. “การวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายของท่อนำคลื่นและสายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่องโดยใช้วิธี FDTD.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2543

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] Satthamsakul S. , Anantrasirichai N. , Wakabayachi T. “Matching Technique for Rectangular Slot Antenna by Parasitic Slots” 2003 International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communication, October 19-22, 2003, pp.
- [2] Anantrasirichai N. , Satthamsakul S. , Rakluea P. , Wakabayachi T. “Improve Matching for Rectangular Slot Antenna by Parasitic Slots” 2003 International Conference on Control, Automation and System, October 22-25, 2003, pp.1676-1679

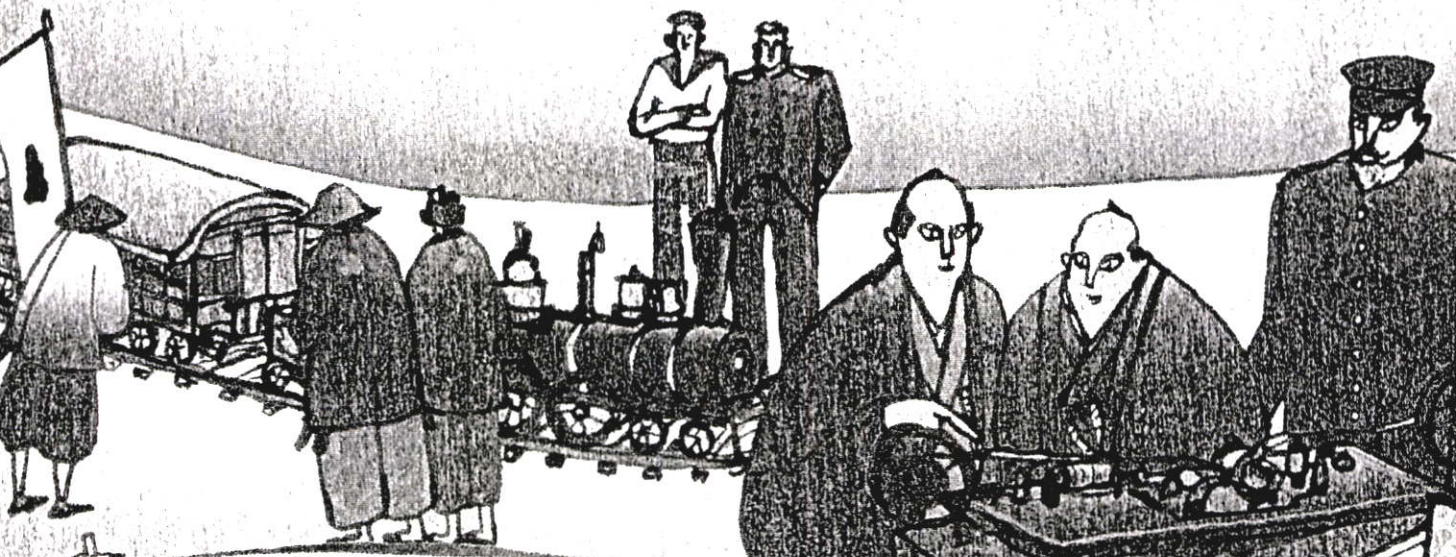
WPMC '03

6th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications



October 19-22, 2003
Yokosuka, Kanagawa, Japan

Website: <http://www.ilcc.com/WPMC/index.html>



The 150th Anniversary of Opening of Japan to the World
- at Yokosuka -

Matching Technique for Rectangular Slot Antenna by Parasitic Slots

S. Sathamsakul
ReCCIT, Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of
Technology Ladkrabang (KMITL)
Ladkrabang, Bangkok, Thailand
email: s5061112@kmitl.ac.th

N. Anantrasirichai
ReCCIT, Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of
Technology Ladkrabang (KMITL)
Ladkrabang, Bangkok, Thailand
email: kanoppin@kmitl.ac.th

T. Wakabayashi
School of Information Engineering,
Tokai University
Hiratsuka, Kanagawa,
259-1292, Japan
email: wakaba@et.u.tokai.ac.jp

Abstract

In this paper, we offer technique to improve the matching of antenna designing. In general, the efficiency of antennas has many improvements. We choose to extend matching by adding the slots in the basic microstrip-fed rectangular slot antenna. We called "parasitic slots". The dominant characteristic of this addition is more double efficient improvement matching and other characteristics of antenna are similar. It means that the basic microstrip-fed rectangular slot antenna with parasitic slots has all characteristics as same as the basic microstrip-fed rectangular slot antenna without parasitic slots. The antenna with parasitic slots has matching better than the antenna without parasitic slots.

Keywords

rectangular slot, parasitic slot, matching technique

1. Introduction

The antennas have many characteristics, their performance depend on these characteristics which related with parameter. The principal parameters of antennas are associated with the radiation pattern, radiation efficiency, input impedance, and bandwidth. The input impedance of the antenna that is one of all parameters is very important parameter because it can produce a perfect matching. A matched perfect antenna will radiate all power sent to the antenna by a transmission line. So we consider only matching, the better matching is an interesting characteristic.

Microstrip antennas have the advantages of low-profile, lightweight antennas, low fabrication cost, most suitable for aerospace and mobile applications. These antennas can be used in low power transmitting and receiving applications because capability handling low power of them. It is the interesting antenna in this time. All microstrip antennas can be divided into four basic categories: microstrip patch antennas, microstrip dipoles, printed slot antennas, and microstrip travelling-wave antennas [1]. In this paper, we consider only matching of the basic microstrip-fed rectangular slot antenna that is the one of printed slot antennas.

2. Parasitic Slot

The word "parasitic" usually refers to parasitic element of Yagi-Uda antenna so we refer to the principle of Yagi-Uda antenna. It is not necessary to feed each element by direct connection to a transmission line. It only one dipole of such as array is directly fed, or driven, the field that it sets up will cause currents to flow in adjacent elements. This process is called parasitic excitation and the elements thus excited are parasitic elements.

Often microstrip antennas are also referred to patch antennas. One way of increasing the bandwidth of the microstrip patch antenna is introduce closely spaced parasitic patches on the same layer as the fed patch. An adjacent patch can enhance the impedance bandwidth of rectangular patch antenna. Another class of configurations consists of one fed rectangular patch and two or more parasitic patches placed symmetrically with respect to the fed element.

A more meaningful definition of the fractional bandwidth is over a band of frequencies where the VSWR at the input terminals is equal to or less than a desired maximum value, assuming that the VSWR is unity at the design frequency. The VSWR is defined below as

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|} \quad (1)$$

The bandwidth is defined as frequency range over which the VSWR is less than two. The ratio of the reflected signal to the incident signal is called the reflection coefficient (Γ_L) and is

$$\Gamma_L = \frac{Z_m - Z_c}{Z_m + Z_c} \quad (2)$$

Where Z_m = input impedance
 Z_c = characteristic impedance

The return loss of zero indicates that the load is matched to the transmission line and all power is sent to the antenna. This occurs when the impedance of the antenna is equal to the characteristic impedance of the transmission line. The addition of parasitic patches in microstrip patch antenna is cause of variation of bandwidth. It means variation of input impedance and matching.

The parasitic elements that add in the antenna have an effective matching. In this paper, we will add the parasitic elements in the basic microstrip-fed rectangular slot antenna. The parasitic element for adding in the microstrip-fed rectangular slot antenna has an aspect in rectangular shape and cut in the ground plane. We called "parasitic slot"

3. Structure and Simulation Results

3.1 Structure of Antenna with Parasitic Slots

Figure 1 shows the structure of the microstrip-fed rectangular slot antenna with parasitic slots. Two parasitic slots have the same size and they placed parallel of slot antenna in the same plane. The lengths of two parasitic slots are located parallel

with slot antenna and widths of two parasitic slots are located along the microstrip line.

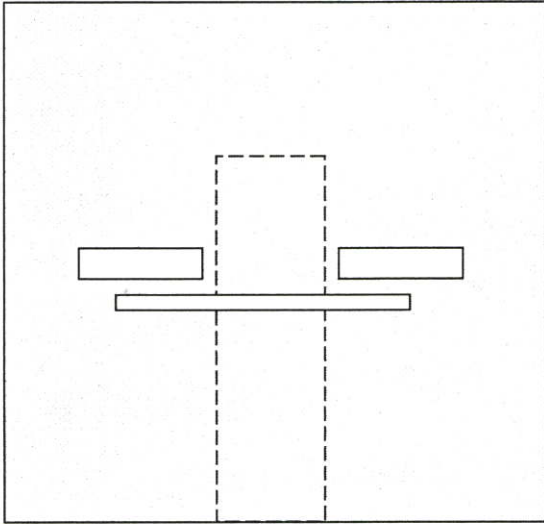


Figure 1 The structure of the antenna with parasitic slots

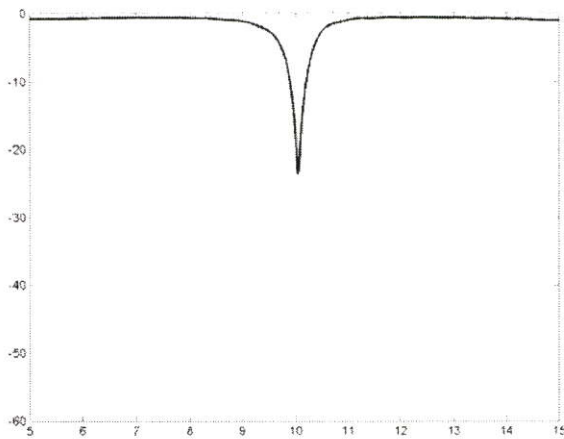


Figure 2 The reflected loss of the microstrip-fed rectangular slot antenna without parasitic slots at 10 GHz

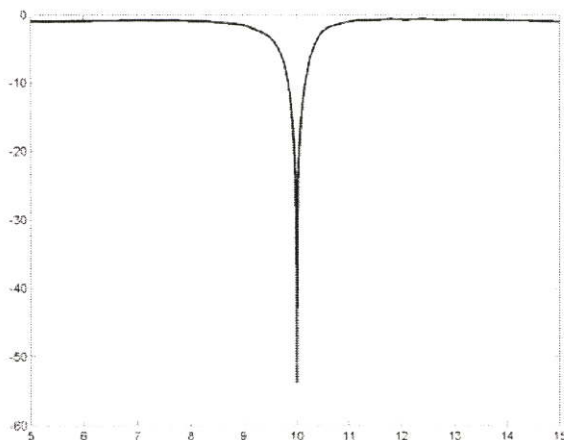


Figure 3 The reflected loss of the microstrip-fed rectangular slot antenna with parasitic slots at 10 GHz

3.2 Simulation Results

To simulate microstrip-fed rectangular slot antenna without parasitic slots and microstrip-fed rectangular slot antenna with parasitic slots, we used the FDTD analysis and design of microwave circuits and antennas software. This software is a full wave electromagnetic simulation code for general three-dimensional (3D) passive structures, particularly planar-oriented microwave circuits and antennas that based on the FDTD algorithm. It can get the results such as input impedance, S parameter and radiation pattern. For these reasons, it can get the good results by simulation.

Before adding the parasitic slots, we must designed a microstrip-fed rectangular slot antenna for desire frequency. We can adjust the size of slot antenna and the length L_m for a good matching at design resonant frequency. We designed the antenna for resonant frequency at 10 GHz and 11GHz. Return loss or reflected loss (S11 parameter) at 10 GHz of microstrip-fed rectangular slot antennas without parasitic slots is shown in Figure 2 and reflected loss of the antenna with parasitic slots is shown in Figure 3. When we compared the simulation results at 10 GHz between the antenna without parasitic slots and the antenna with parasitic slots, the antenna with parasitic slots (S11 equal -59.6849 dB) has the matching better than the antenna without parasitic slots (S11 equal -23.6354 dB).

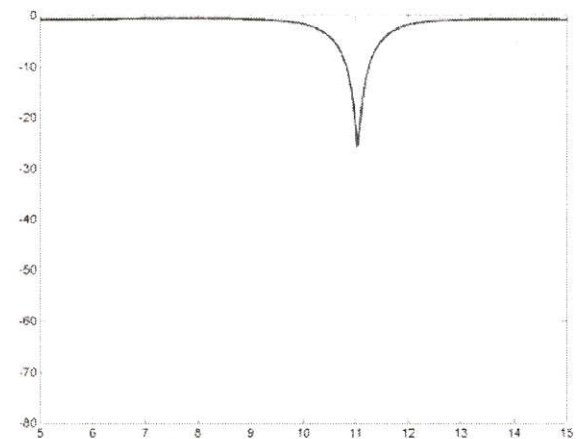


Figure 4 The reflected loss of the microstrip-fed rectangular slot antenna without parasitic slots at 11 GHz

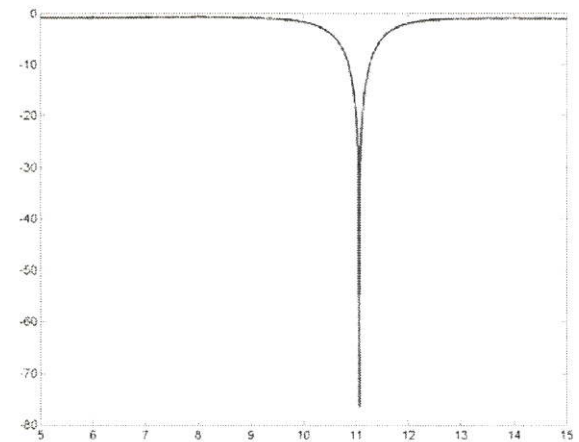


Figure 5 The reflected loss of the microstrip-fed rectangular slot antenna with parasitic slots at 11 GHz

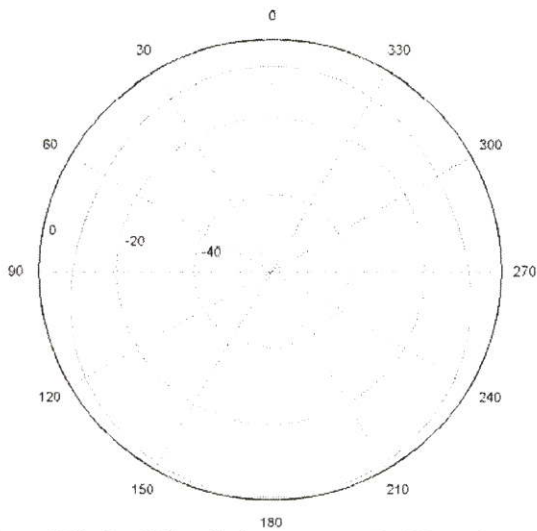


Figure 6 The far-field radiation pattern at 10 GHz on the xy-plane of the antenna without parasitic slots.

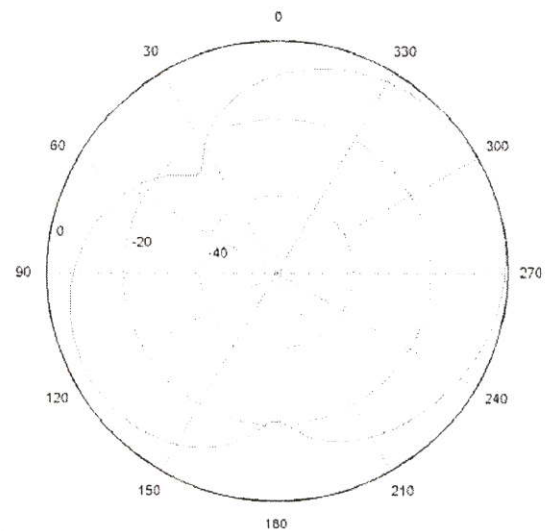


Figure 8 The far-field radiation pattern at 10 GHz on the xy-plane of the antenna without parasitic slots.

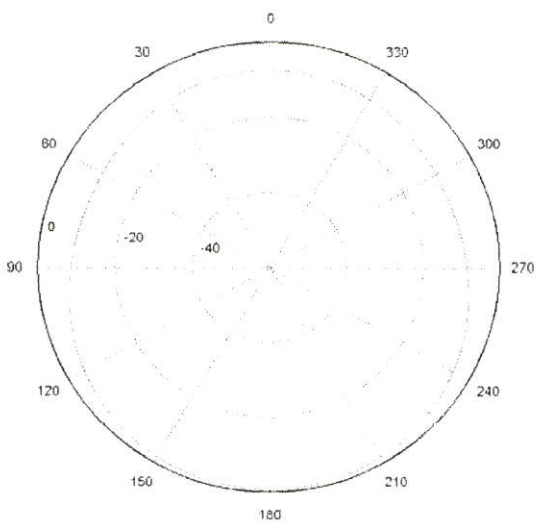


Figure 7 The far-field radiation pattern at 10 GHz on the xy-plane of the antenna with parasitic slots.

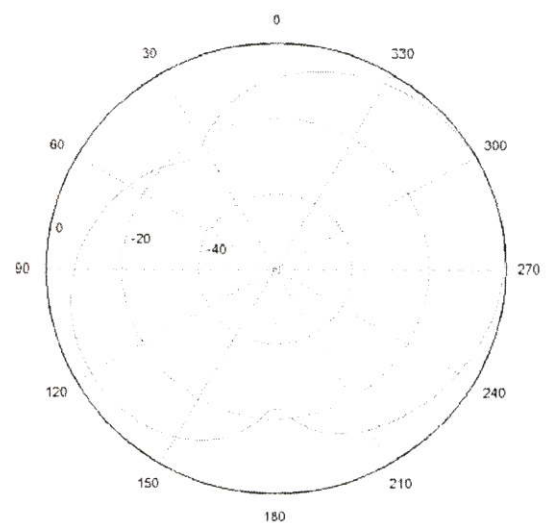


Figure 9 The far-field radiation pattern at 10 GHz on the xy-plane of the antenna with parasitic slots.

Reflected loss at 11 GHz of the antenna without parasitic slots is shown in Figure 4 and reflected loss of the antenna with parasitic slots is shown in Figure 5. When we compared the simulation results at 11GHz between the antenna without parasitic slots and the antenna with parasitic slots, the antenna with parasitic slots (S11 equal -76.5093 dB) has the matching better than the antenna without parasitic slots (S11 equal -25.8335 dB).

The comparisons of far-field radiation pattern between the antenna without parasitic slots and the antenna with parasitic slots on xy-plane and xz-plane at 10 GHz and 11 GHz as shown in Figures 6-13.

Figures 14 and 15 displayed the current density in slot antenna and current density in the parasitic slots. The current density in slot antenna is high and can be radiated wave because the slot antenna excited directly by a strip line, but the parasitic slot excited by coupling from the slot antenna which can not radiate.

3.3 Discussion

Refer to the simulation results it can demonstrate the effect of the parasitic slots with the basic microstrip-fed rectangular slot antenna. The antenna with parasitic slots has matching better than the antenna without parasitic slots.

The slot antenna placed over the microstrip line so that the electromagnetic field can radiate through slot antenna. In case of parasitic slots that also placed above the microstrip line, it can not radiate wave because they not feed elements.

4. Conclusions

The parasitic slots in the basic microstrip-fed rectangular slot antenna make more double decrease of return loss. The return loss is so less which matching improves better. This improvement by parasitic slots is trend to use in other frequency and other antennas. The important cause in improvement matching by parasitic slots is size and position of parasitic slots.

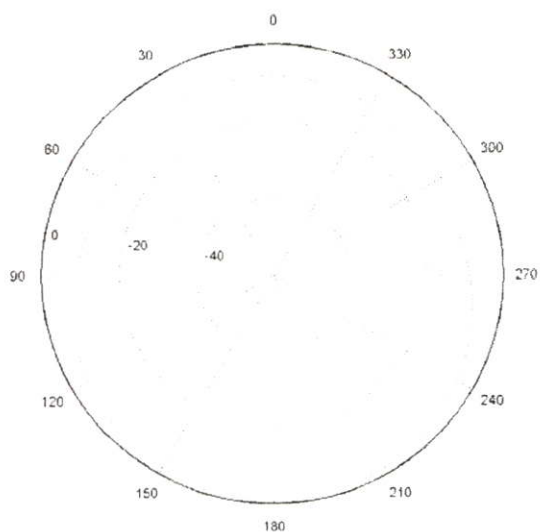


Figure10 The far-field radiation pattern at 11 GHz on the xy-plane of the antenna without parasitic slots.

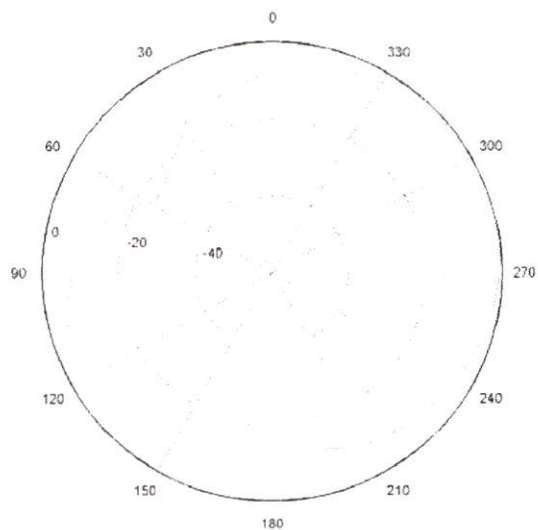


Figure12 The far-field radiation pattern at 11 GHz on the xz-plane of the antenna without parasitic slots.

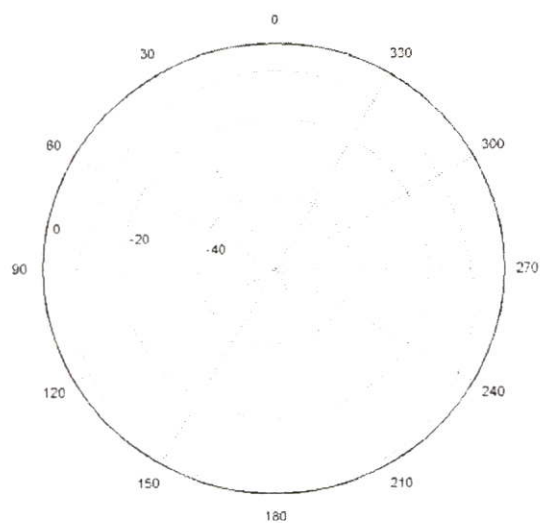


Figure11 The far-field radiation pattern at 11 GHz on the xy-plane of the antenna with parasitic slots.

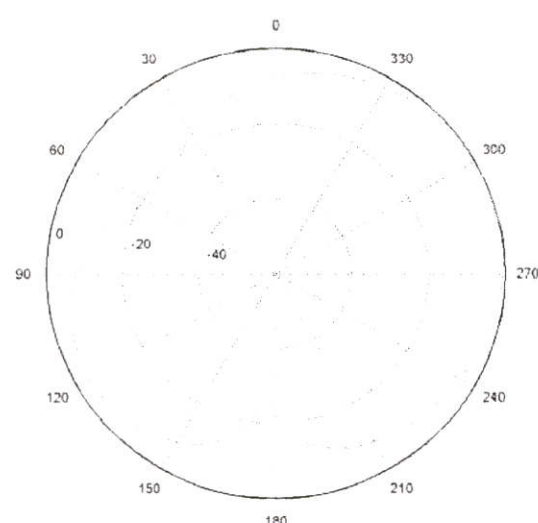


Figure13 The far-field radiation pattern at 11 GHz on the xz-plane of the antenna with parasitic slots.

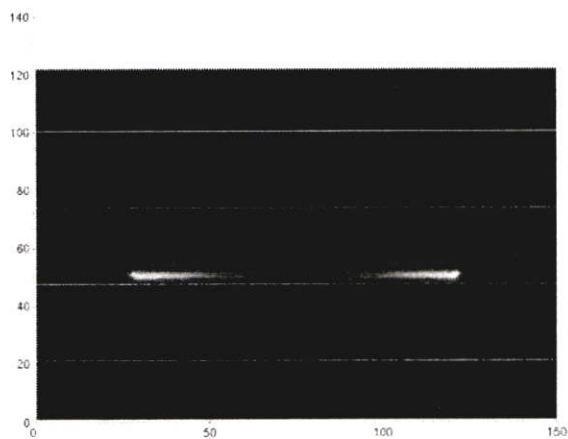


Figure14 The current density of the antenna with parasitic slots at 10 GHz

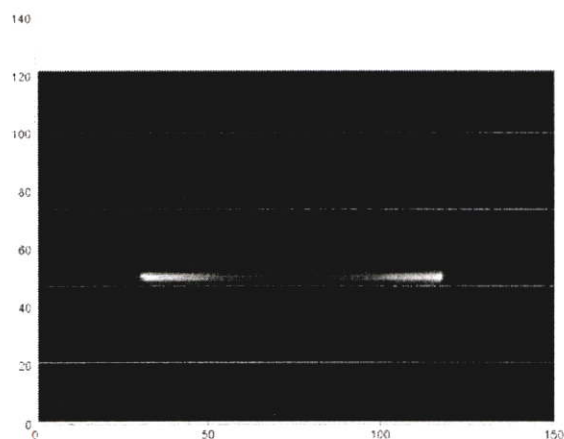


Figure15 The current density of the antenna with parasitic slots at 11 GHz

5. References

- [1] R.Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House., 2001.
- [2] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory: analysis and design*, 2nd Ed., John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [3] Kraus, John Daniel, *Antenna*, McGraw-Hill, 1988.
- [4] Kai Fong Lee and Wei Chen, *Advances in Microstrip and Printed Antennas*, John Wiley & Sons, Inc., 1997
- [5] A D Olver, P J B Clarricoats, A A Kishk and L Shafai, *Microwave Horn and Feeds*, The Institution of Electrical Engineers, 1994.
- [6] Aanandan, C.K. and K.G. Nair, "Compact Broadband Microstrip Antenna," *Electronics Letters*, Vol. 22, pp. 1064-1065, 1986.
- [7] Yoshimura, Y., "A Microstrip Line Slot Antenna," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-20, pp. 760-762, 1972.
- [8] Kim, J.P., and W.S. Park, "Network Modeling of an Inclined and off-center Microstrip-Fed Slot Antenna," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. AP-46, pp. 1182-1188, 1998.
- [9] Jean-Francois Zurcher and Fred E. Gardiol, *Broadband patch antennas*, Artech House., 1995.
- [10] Yongxi Qian and Tatsuo Itoh, *FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and Antennas Software and Applications*, Realize Inc., 1999.

ICCAS 2003

International Conference on Control, Automation and Systems

October, 22-25, 2003
Gyeongju TEMF Hotel, Gyeongju, KOREA

Welcome Message

Conference Organization

Conference Information

Table of Contents

Author Index

Search This CD-ROM

CD-ROM Help

EXIT

<http://www.iccas.org>



Improve Matching for Rectangular Slot Antenna by Parasitic Slots

N. Anantrasirichai*, S. Satthamsakul*, P. Raklua*, and T. Wakabayashi**

* ReCCIT, Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL)
Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand
(E-mail: kanoppin@kmitl.ac.th)

**School of Information Engineering, Tokai University
Hiratsuka, Kanagawa, 259-1292, Japan
(E-mail: wakaba@et.u.tokai.ac.jp)

Abstract: A perfect matching is the desire of antenna designers. In this paper, we improve the matching of antenna designing. In general, the efficiency of antennas has many improvements. In this paper, we choose to extend matching by adding the slots in the basic microstrip-fed rectangular slot antenna. We called it as "parasitic slots". The dominant characteristic of this addition is double efficient improvement matching and other characteristics of antenna are similar. It means that the microstrip-fed rectangular slot antenna with parasitic slots has all characteristics as same as the microstrip-fed rectangular slot antenna without parasitic slots. The antenna with parasitic slots has better matching better than the antenna without parasitic slots.

Keywords: rectangular slot, parasitic slot, matching

1. INTRODUCTION

Microstrip antennas have the advantages of low-profile, lightweight antennas, low fabrication cost, most suitable for aerospace and mobile applications. These antennas can be used in low power transmitting and receiving applications because capability handling low power of them. It is the interesting antenna in this time. All microstrip antennas can be divided into four basic categories: microstrip patch antennas, microstrip dipoles, printed slot antennas, and microstrip travelling-wave antennas [1]. In this paper, we chose the microstrip-fed rectangular slot antenna that is the one of printed slot antennas.

In general, the efficiencies of microstrip slot antennas have many improvements, for example: Slot Array Antenna fed by Microstrip Line [2], A Large Bandwidth T-shaped Microstrip-Fed Ground Plane Slot Antenna [3], Characteristic of a Large Bandwidth Rectangular Microstrip-Fed Insert Triangular Patch in A Circular Slot Antenna [4], etc. They have both the addition and difference in geometrical shape. In this paper, we will add the slots in the basic rectangular slot antenna.

The antennas have many characteristics. The principal parameters of antennas are associated with the radiation pattern, the radiation efficiency, the input impedance, and the bandwidth. The input impedance of the antenna that is the one of all parameters is very important parameter because it can produce a perfect matching. A matched perfect antenna will radiate all power sent to the antenna by a transmission line. This occurs when the impedance of the antenna is equal to the characteristic impedance of the transmission line.

Often microstrip antennas are also referred to as patch antennas. Compact Boardband Microstrip Antenna [5] is an interesting research, which the bandwidth can also be increased by placing parasitic elements (dipoles) next to the main radiating patch. The side elements called *parasitic*, are excited by coupling from the main radiator, in the same

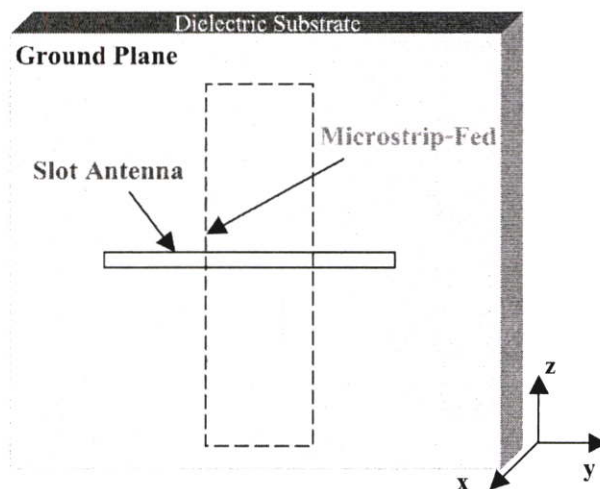


Fig. 1 Microstrip-Fed Rectangular Slot Antenna

manner as the secondary elements are excited in a Yagi-Uda antenna.

2. MICROSTRIP-FED RECTANGULAR SLOT ANTENNA

A microstrip-fed rectangular slot antenna comprises a rectangular slot cut in the ground plane of the microstrip antenna. The slot is perpendicular to the microstrip line. For efficient excitation of the slot, the strip conductor is either short-circuited which we don't consider, or the strip conductor is terminated in an open-circuited stub beyond the edge of the slot as shown in Fig. 1 [6].

The length L_m of the open-circuited microstrip stub is approximately a quarter-wave as shown in Fig. 2.

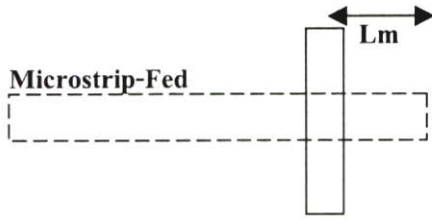


Fig. 2 Technique stub-tuning

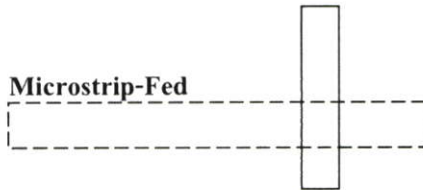


Fig. 3 Technique offset microstrip feed

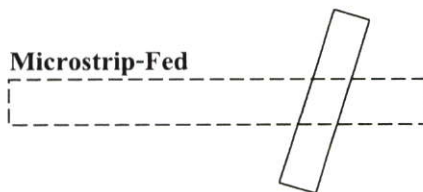


Fig. 4 Technique center-fed but inclined microstrip feed

For a given slot size, the resistance seen by the feed line can be reduced in three possible ways [7]. The first technique is very similar to that of Fig. 2 except that the length L_m of the microstrip stub is longer than a quarter-wave. The stub-tuning introduces reactive loading of the antenna, thereby changing the resonant frequency. The stub is designed so that the input resistance compares with the feed line impedance at the new resonant frequency. The second technique is off-center feeding as suggested [6] and shown in Fig. 3. The third technique feeding possibility is that the slot is center fed but is inclined as shown in Fig. 4.

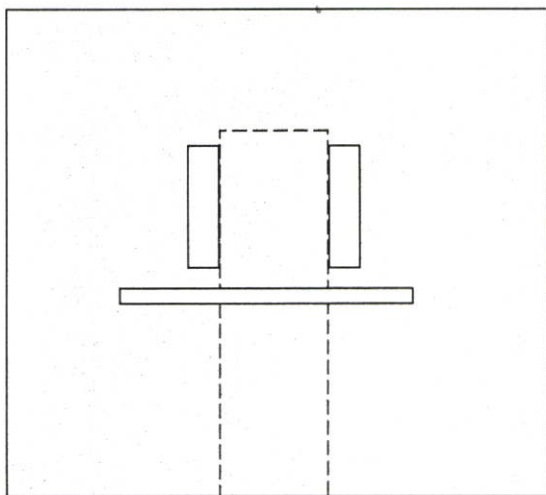


Fig. 5 The structure of the antenna with parasitic slots

3. DESIGN AND RESULTS

3.1 Parasitic Slot

The word "parasitic" usually refers to parasitic element of Yagi-Uda antenna so we refer to the principle of Yagi-Uda antenna.

It is not necessary to feed each element by direct connection to a transmission line. If only one dipole of such an array is directly fed, or driven, the field that it sets up will cause currents to flow in adjoining elements. This process is called parasitic excitation and the elements thus excited are parasitic elements.

In this paper, the parasitic element for adding in the microstrip-fed rectangular slot antenna has an aspect in rectangular shape and cut in the ground plane. We called it "parasitic slot"

3.2 Structure of Antenna with Parasitic Slots

Fig. 5 shows the structure of the microstrip-fed rectangular slot antenna with parasitic slots. Two parasitic slots have the same size and they are placed perpendicular to the slot antenna in the same plane. The widths of two parasitic slots are located parallel to the slot antenna and the lengths of two parasitic slots are located along the microstrip line.

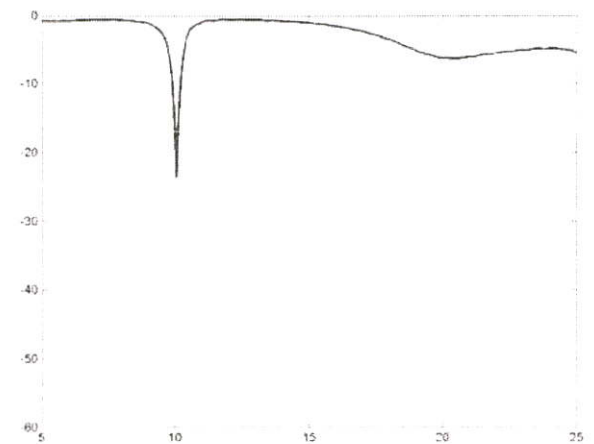


Fig. 6 The reflected loss of the microstrip-fed rectangular slot antenna without parasitic slots

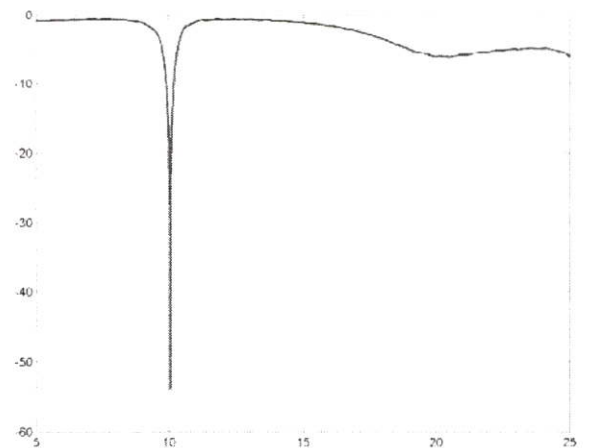


Fig. 7 The reflected loss of the microstrip-fed rectangular slot antenna with parasitic slots

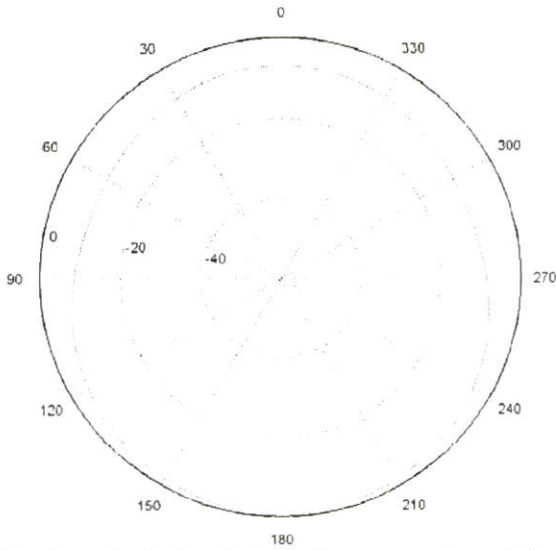


Fig. 8 the far-field radiation pattern on xy-plane of the antenna without parasitic slots.

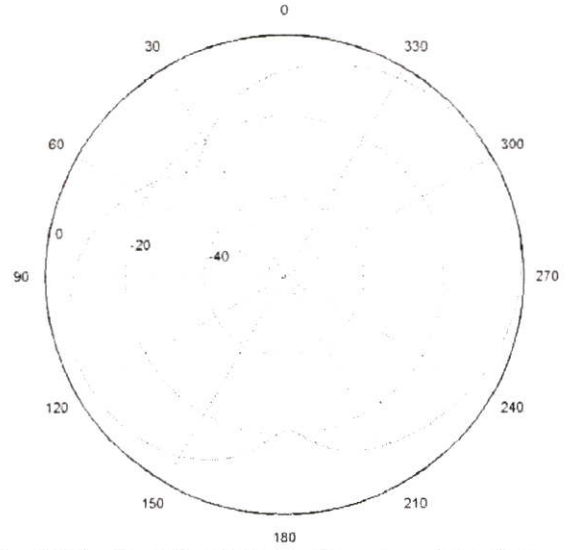


Fig. 10 The far-field radiation pattern on xz-plane of the antenna without parasitic slots

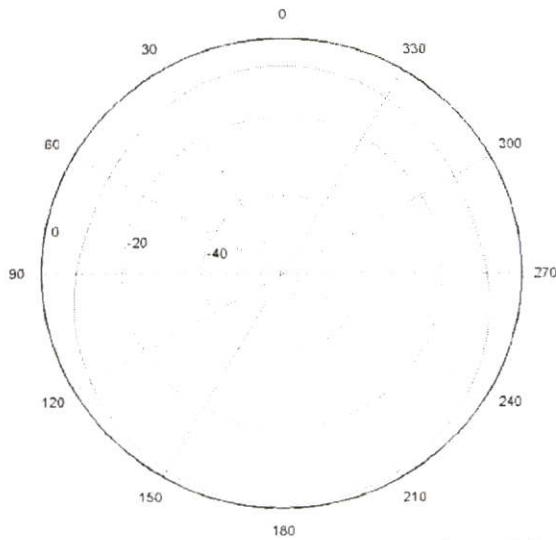


Fig. 9 the far-field radiation pattern on xy-plane of the antenna with parasitic slots.

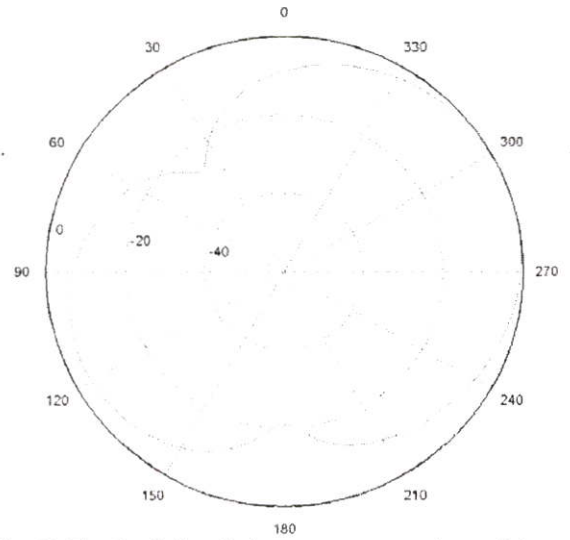


Fig. 11 The far-field radiation pattern on xz-plane of the antenna with parasitic slots.

3.3 Simulation

To simulate microstrip-fed rectangular slot antenna without parasitic slots and microstrip-fed rectangular slot antenna with parasitic slots, we used the FDTD analysis and design of microwave circuits and antennas software. This software is a full wave electromagnetic simulation code for general three-dimensional (3D) passive structures, particularly planar-oriented microwave circuits and antennas that based on the FDTD algorithm. It can get the results such as input impedance, S parameter and radiation pattern. For these reasons, it can get the good results by simulation.

3.4 Simulation Results

Before adding the parasitic slots, we must designed a microstrip-fed rectangular slot antenna for desire frequency. We can adjust the size of slot antenna and the length L_m for a good matching at design resonant frequency. We designed the antenna for resonant frequency at 10 GHz. Return loss or

reflected loss (S11 parameter) of microstrip-fed rectangular slot antenna without parasitic slots is shown in Fig. 6.

The reflected loss of the antenna with parasitic slots is shown in Fig. 7. When we compared the return loss of simulation results between the antenna without parasitic slots and the antenna with parasitic slots, the antenna with parasitic slots (S11 equal -54.0271 dB) has the matching better than the antenna without parasitic slots (S11 equal -23.6354 dB).

Fig. 8 and 9 are comparisons of far-field radiation pattern on xy-plane between the antenna without parasitic slots and the antenna with parasitic slots, which are similar.

Fig. 10 and 11 are comparisons of far-field radiation pattern on xz-plane between the antenna without parasitic slots and the antenna with parasitic slots, which are similar.

Fig. 12 displayed the current density in slot antenna and current density in the parasitic slots. The current density in slot antenna is high and able radiation because the slot antenna excited directly by a strip line, but the parasitic slot excited by coupling from the slot antenna which can not radiate.

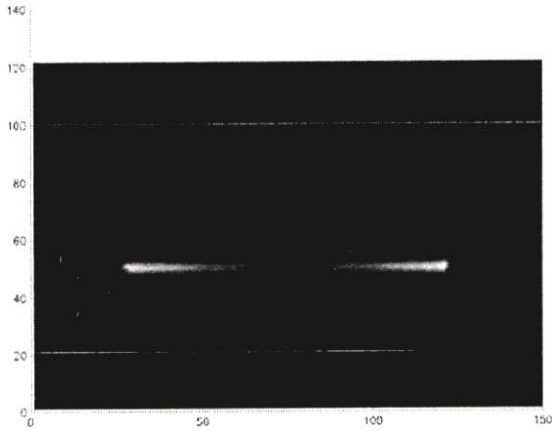


Fig. 12 The current density of the microstrip-fed rectangular slot antenna with parasitic slots.

4. CONCLUSIONS

The Parasitic slots in the basic microstrip-fed rectangular slot antenna make double decrease of return loss. The return loss is so less that matching improves better. This improvement by parasitic slots is trend to use in other frequency and other antennas. The important cause in improvement matching by parasitic slots is size and position of parasitic slots.

REFERENCES

- [1] R.Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House., 2001.
- [2] N.Anantrasirichai, M.Tangjitjetsada and P.Raklua, "Slot Array Antenna fed by Microstrip Line," 2001 *International Symposium on Communications and Information Technology*, pp.211-214, 2001.
- [3] Y.W. Jang, J.C. Yoon and H.S. Shin, "A Large Bandwidth T-shaped Microstrip-Fed Ground Plane Slot Antenna," *Microwave Journal*, Vol. 45, No.1, pp. 92-103, 2002.
- [4] Y.W. Jang, "Characteristics of A Large Bandwidth Rectangular Microstrip-Fed Inserted Triangular Patch in A Circular Slot Antenna". *Microwave Journal*, Vol. 45, No.5, pp. 92-103, 2002.
- [5] Aanandan,C.K. and K.G. Nair, "Compact Broadband Microstrip Antenna," *Electronics Letters*, Vol. 22, pp. 1064-1065, 1986.
- [6] Yoshimura,Y., "A Microstrip Line Slot Antenna," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-20, pp. 760-762, 1972.
- [7] Kim,J.P., and W.S.Park, "Network Modeling of an Inclined and off-center Microstrip-Fed Slot Antenna," *IEEE Trans.on Antennas and Propagation*, Vol. AP-46, pp. 1182-1188, 1998.
- [8] Jean-Francois Zurcher and Fred E. Gardiol, *Broadband patch antennas*, Artech House., 1995.
- [9] Yongxi Qian and Tatsuo Itoh, *FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and Antennas Software and Applications*, Realize Inc., 1999.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายสุธรรม สัทธรรมสกุล
วัน เดือน ปีเกิด	2 มิถุนายน 2521 ที่กรุงเทพมหานคร
ที่อยู่	56/58 หมู่ 9 ต.บางกระสอ อ.เมือง จ.นนทบุรี
ประวัติการศึกษา	พ.ศ.2542 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาวิชาเทคนิคคอมพิวเตอร์ สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตนนทบุรี พ.ศ. 2544 อดุสหกรรมศาสตรบัณฑิต (เกียรตินิยมอันดับสอง) สาขาวิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ตำแหน่งงานปัจจุบัน	นักวิชาการคอมพิวเตอร์ สังกัดกองคลัง สำนักงานอธิการบดี สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
สถานที่ทำงาน	กองคลัง ชั้น 3 อาคารกรมหลวงนราธิวาสราชนครินทร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง