

การศึกษาคณะสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

STUDY ON THE CHARACTERISTICS OF MICROSTRIP SLOT ANTENNAS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2543

ISBN 974-15-1875-5

การศึกษาคูณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

STUDY ON THE CHARACTERISTICS OF MICROSTRIP SLOT ANTENNAS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2548

ISBN 914-15-1375-5

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน 56682

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่.....

วันที่.....ปี.....

สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้.....
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้.....



STUDY ON THE CHARACTERISTICS OF MICROSTRIP SLOT ANTENNAS



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
2005

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2005

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสติปแบบช่องเปิด
นักศึกษา	นาย อรรถพล ป้อมสถิตย์
รหัสนักศึกษา	45065111
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2548
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ เป็นการนำเสนอ การศึกษาคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสติปแบบช่องเปิด ที่ออกแบบใช้งานที่ความถี่ 10 GHz ซึ่งเหมาะสำหรับการนำไปใช้งานในระบบเรดาร์ โดยเป็นการศึกษาผลของการปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ (เช่น ความกว้าง ความยาว และระยะการวางของช่องเปิด เป็นต้น) ที่มีผลกระทบต่อคุณสมบัติที่สำคัญของสายอากาศ ได้แก่ การสูญเสียจากการสะท้อนกลับ อินพุทอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง และแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น ซึ่งรูปแบบที่จะทำการศึกษาก็จะเริ่มจาก สายอากาศหนึ่งช่องเปิด สายอากาศแบบสองช่องเปิด สายอากาศแบบสามช่องเปิด และสายอากาศแบบสี่ช่องเปิด การวิเคราะห์ผลจะใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ที่ใช้หลักการ Finite Difference Time Domain (FDTD) ซึ่งผลการวิเคราะห์พบว่า เมื่อขยายความกว้างของช่องเปิดมากขึ้น จะทำให้แบนด์วิดท์เพิ่มมากขึ้น ขณะเดียวกันความยาวของสายอากาศช่องเปิดก็ต้องสั้นลง เพื่อชดเชยกับการปรับให้ความถี่เรโซแนนซ์ตรงกับความถี่ที่ต้องการ และอัตราขยายของสายอากาศก็จะลดลงด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Study on the Characteristics of Microstrip slot Antennas
Student	Mr. Auttapon Pomsathit
Student ID.	45065111
Degree	Master of Engineering
Programme	Information Engineering
Year	2005
Thesis Advisor	Assist. Prof. Noppin Anantrasirichai

ABSTRACT

This thesis presents the study of microstrip slot antenna at design frequency 10 GHz which can use in radar system. To adjusting value of various parameters (such as : width, length and spacing of slot antenna) will be effected to main characteristics of antenna such as : return loss, input impedance, VSWR (voltage standing wave ratio), and radiation pattern. The analysis procedure of this research is using single slot, two slots, three slots, and four slots, respectively. Finite Difference Time Domain (FDTD) method is introduced to solve the complicate problems, it useful for obtain characteristics of antennas. Finally, the simulation results can show that the wider bandwidth will be improved by increasing width of slot, and length of slot will be decreased for compensate to desirable frequency. Disadvantage of the increasing width of slot is gain will be decreased.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ นภพินท์ อนันตรศิริชัย ที่ประสิทธิประสาทวิชาความรู้ ชี้แนะแนวทาง และให้คำแนะนำในการแก้ไขปัญหา ตลอดจนช่วยตรวจทานต้นฉบับของวิทยานิพนธ์นี้ ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณความกรุณาที่ท่านมีให้เป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณพี่ เพื่อน ๆ และน้อง ในห้อง FDTD LAB ทุกคนที่ได้ให้ความช่วยเหลือในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จนสำเร็จ และสร้างรอยยิ้มให้แก่ข้าพเจ้าอย่างสม่ำเสมอ

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ ทุกคนที่คอยเป็นกำลังใจให้เสมอมา

ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่และอุปกรณ์ในการทำวิจัยฉบับนี้จนสำเร็จลุล่วง

คุณค่าและคุณประโยชน์อันพึงเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ข้าพเจ้าขอมอบให้แก่บิดาและมารดาซึ่งมีพระคุณที่สุดในชีวิต

อรรถพล ป้อมสถิตย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญรูป	VIII
สัญลักษณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์	XII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	2
1.3 ขอบเขตของการศึกษา	3
1.4 ขั้นตอนในการศึกษา	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวข้อง	5
2.1 บทนำ	5
2.2 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป	5
2.2.1 แผ่นตัวนำ (Patch).....	5
2.2.2 สารตัวกลาง (Medium)	6
2.2.3 แผ่นระนาบตัวนำ (Ground Plane).....	6
2.2.4 ตัวป้อนสัญญาณ (Feeder)	6
2.2.4.1 สายส่งไมโครสตริป (Microstrip Line Feed).....	7
2.2.4.2 สายส่งแบบแกนร่วม (Coaxial Feed).....	7
2.2.4.3 สายส่งแบบผ่านช่องเปิด (Slot Feed).....	8
2.3 คลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป	8
2.3.1 คลื่นนำทาง (Guided Wave)	8
2.3.2 คลื่นแผ่พลังงาน (Radiated Wave).....	8
2.3.3 คลื่นรั่ว (Leaky Wave).....	8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3.4 คลื่นผิว (Surface Wave)	9
2.3.5 ความต้องการคลื่นในสายส่งสัญญาณและสายอากาศ.....	9
2.3.6 ความสูญเสียเนื่องจากผิวของตัวนำ (Skin Effect)	9
2.4 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	10
2.4.1 ปปรากฏการณ์ฟริงกิง (Fringing Effect)	13
2.5 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด.....	14
2.5.1 โครงสร้างของสายอากาศ.....	14
2.5.2 การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิด	15
2.6 สายอากาศแบบอาร์เรย์.....	17
2.6.1 บรอดไซด์อาร์เรย์ (Broadside Array)	18
2.6.2 เอนไฟต์อาร์เรย์ (End-Fire Array)	18
2.7 กำลังขยาย.....	19
2.8 สรุป.....	19
บทที่ 3 วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา.....	20
3.1 บทนำ	20
3.2 ตัวแปรพื้นฐานของวิธี FDTD	20
3.2.1 ขนาดของเซลล์	20
3.2.2 ขั้นเวลา (Time Step, Δt).....	21
3.3 สมการแมกซ์เวลล์และขั้นตอนวิธีของยี่.....	21
3.3.1 สมการแมกซ์เวลล์ใน 3 มิติ.....	21
3.3.2 โครงสร้างของยี่อัลกอริทึม (The Yee Algorithm)	24
3.3.3 สมการไฟไนท์-ดิฟเฟอเรนซ์	26
3.4 การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน.....	29
3.5 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน	30
3.6 การวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD	37
3.6.1 พารามิเตอร์การกระจาย.....	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.6.2 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	39
3.6.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ.....	39
3.7 สรุป.....	40
บทที่ 4 การออกแบบและวิเคราะห์	41
4.1 บทนำ	41
4.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิด	41
4.3 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิด	50
4.3.1 การปรับตำแหน่งของช่องเปิดเยื้องกัน	54
4.4 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิด	57
4.4.1 การปรับตำแหน่งของช่องเปิดเยื้องกัน	61
4.5 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิด	63
4.5.1 การปรับตำแหน่งของช่องเปิดเยื้องกัน	67
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	69
5.1 สรุปผลการออกแบบและวิเคราะห์.....	69
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา.....	73
เอกสารอ้างอิง	74
ภาคผนวก	77
ภาคผนวก ก บทควมวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์	78
ประวัติผู้เขียน	84

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิด	44
4.2 แสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิดเมื่อมีการปรับ ความกว้างของช่องเปิด โดยความยาวช่องเปิดเท่ากับ 17.69 มิลลิเมตร	46
4.3 แสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิดเมื่อ มีการปรับความยาวและความกว้างช่องเปิด.....	47
4.4 แสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิดที่มีความยาวช่องเปิด ประมาณ $0.4 \lambda_g$	51
4.5 แสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิดที่มีความยาวช่องเปิด ประมาณ λ_g	51
4.6 เปรียบเทียบสายอากาศช่องเปิดเส้นตรงสองเส้นเมื่อมีการปรับตำแหน่งของช่องเปิด ในสามลักษณะ.....	54
4.7 แสดงผลการจำลองแบบของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดเมื่อเปลี่ยน ระยะห่างระหว่างช่องเปิด.....	58
4.8 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดเมื่อมีการปรับตำแหน่ง ในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ.....	61
4.9 แสดงผลการจำลองแบบของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิดเมื่อเปลี่ยน ระยะห่างระหว่างช่องเปิด.....	64
4.10 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิดเมื่อมีการปรับตำแหน่ง ในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ	67
5.1 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแถวลำดับ.....	70

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป	5
2.2 แสดงแผ่นตัวนำในรูปแบบต่าง ๆ	6
2.3 รูปสายส่งสัญญาณไมโครสตริป.....	7
2.4 รูปสายส่งแบบแกนร่วม.....	7
2.5 การลดทอนของความหนาแน่นกระแสเนื่องจากความลึกของพื้นผิว	9
2.6 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป	10
2.7 เส้นแรงไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณ แบบไมโครสตริป	10
2.8 สายอากาศไมโครสตริปฝังลงในตัวนำ.....	13
2.9 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบปิดวงจร.....	14
2.10 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบเปิดวงจร.....	14
2.11 การกระจายคลื่นในช่องเปิด.....	15
2.12 วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ	16
2.13 วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น.....	16
2.14 วิธีการหมุนช่องเปิด.....	17
3.1 โครงสร้างส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ (Yee cell).....	25
3.2 แสดงตำแหน่งและชั้นเวลาที่ใช้ในการคำนวณหา \vec{E} และ \vec{H}	26
3.3 สนามไฟฟ้าที่ผิวในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่ง (1, j, k).....	32
3.4 วงจรความถี่สูงทั่วไปที่มีลักษณะการต่อแบบ 2 พอร์ต.....	38
4.1 โครงสร้างของไมโครสตริป	41
4.2 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิด	43
4.3 แสดง S_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิด.....	45
4.4 แสดงการเปรียบเทียบ S_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศแบบหนึ่งช่องเปิดเมื่อ มีการปรับความกว้างของช่องเปิด	46

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.5 แสดงการเปรียบเทียบ S_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศแบบหนึ่งช่องเปิดเมื่อปรับความยาวและความกว้างช่องเปิด.....	47
4.6 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิด	48
4.7 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิดที่ความถี่ 10.01 GHz	48
4.8 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิด (a) ระนาบ xy (b) ระนาบ xz	49
4.9 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิด	49
4.10 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิด	50
4.11 แสดงเปรียบเทียบ S_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศสองช่องเปิดเมื่อความยาวช่องเปิดเท่ากับ $(0.4 \lambda_g)$ และ λ_g โดยมีระยะห่างระหว่างช่องเปิดเท่ากับ $\lambda_g / 4$	51
4.12 ค่าอัตราส่วนแรงดันต่อคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดเมื่อปรับระยะห่างกันระหว่างช่องเปิดเท่ากับ $\lambda_g / 4$	52
4.13 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิดเมื่อระยะห่างระหว่างช่องเปิดเท่ากับ $\lambda_g / 4$	52
4.14 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิด.....	53
4.15 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิดที่มีความยาวช่องเปิด (L_s) เท่ากับ λ_g	53
4.16 แสดง S_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศช่องเปิดสองเส้นเมื่อมีการปรับตำแหน่งของช่องเปิดในสามลักษณะ.....	54
4.17 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดเส้นตรงสองเส้น ในระนาบ xy เมื่อมีความยาวช่องเปิดเท่ากับ λ_g โดยมีการปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.18 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดเส้นตรงสองเส้น ในระนาบ xz เมื่อมีความยาวช่องเปิดเท่ากับ λ_g โดยมีการปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ.....	55
4.19 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดเส้นตรงสองเส้นที่มีความยาวช่องเปิดเท่ากับ $1.25 \lambda_g$ (เอียงขวา)	56
4.20 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดเส้นตรงสองเส้นที่มีความยาวช่องเปิดเท่ากับ $1.25 \lambda_g$ (เอียงซ้าย).....	56
4.21 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิด.....	57
4.22 แสดง S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดเมื่อระยะห่างกันระหว่างช่องเปิดเท่ากับ $\lambda_g / 4$	58
4.23 อัตราส่วนแรงดันต่อคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดเมื่อปรับระยะห่างกันระหว่างช่องเปิดเท่ากับ $\lambda_g / 4$	59
4.24 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดที่ความถี่ 10 GHz เมื่อระยะห่างระหว่างช่องเปิดเท่ากับ $\lambda_g / 4$	59
4.25 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดเมื่อปรับระยะห่างกันระหว่างช่องเปิด เท่ากับ $\lambda_g / 4$	60
4.26 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดเมื่อปรับระยะห่างกันระหว่างช่องเปิด เท่ากับ $\lambda_g / 4$	60
4.27 แสดง S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดเส้นตรงสามเส้นเมื่อมีการปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ.....	61
4.28 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดเส้นตรงสามเส้นในระนาบ xy โดยมีการปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ.....	62
4.29 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดเส้นตรงสามเส้นในระนาบ xz โดยมีการปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ.....	62
4.30 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิด.....	63
4.31 แสดง S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิดเมื่อมีการปรับระยะห่างระหว่างช่องเปิดเท่ากับ $\lambda_g / 4$	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.32 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิด.....	65
4.33 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิด	65
4.34 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิดโดย เมื่อระยะห่างระหว่างช่องเปิดเท่ากับ $\lambda_g / 4$	66
4.35 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริป แบบสี่ช่องเปิดเมื่อปรับระยะห่างกันระหว่างช่องเปิด เท่ากับ $\lambda_g / 4$	66
4.36 แสดง S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดเส้นตรงสี่เส้นเมื่อมีการปรับ ตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ.....	67
4.37 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิด ในระนาบ xy โดยมีการปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ.....	68
4.38 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิด ในระนาบ xz โดยมีการปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ.....	69
5.1 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบ ช่องเปิดเมื่อจำนวนแฉกลำดับต่างๆ กัน.....	71
5.2 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบ ช่องเปิดเมื่อจำนวนแฉกลำดับมีการเอียงทางด้านซ้าย.....	71
5.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบ ช่องเปิดเมื่อจำนวนแฉกลำดับมีการเอียงทางด้านขวา.....	72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญลักษณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

C	ค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหน่วยความยาว	[F/m]
c	ความเร็วของแสง	[m/s]
D_s	ระยะห่างระหว่างช่องเปิด	[มิลลิเมตร]
\vec{E}	เวกเตอร์สนามไฟฟ้า	[v/m]
f	ความถี่เรโซแนนซ์	[Hz]
\vec{H}	เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก	[A/m]
h	ความหนาของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศ	[มิลลิเมตร]
\vec{J}_s	เวกเตอร์ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าบนพื้นผิวปิด S'	[A/m ²]
L_m	ความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่วัดจากกึ่งกลาง (อันที่อยู่ใกล้ไมโครสตริป) ของช่องเปิดไปถึงขอบปลายของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป	[มิลลิเมตร]
L_s	ความยาวของช่องเปิด	[มิลลิเมตร]
L	ค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว	[H/m]
\vec{M}_s	เวกเตอร์ความหนาแน่นกระแสแม่เหล็กบนพื้นผิวปิด S'	[v/m ²]
T	ความหนาของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณของสายอากาศไมโครสตริป	
T	ความกว้างของพัลส์	[วินาที]
t	เวลา	[วินาที]
t_o	เวลาที่กึ่งกลางพัลส์	[วินาที]
$V_{in}(t)$	แรงดันที่ส่งเข้าไปในโครงสร้าง	[Volt]
$V_{ref}(t)$	แรงดันที่สะท้อนกลับ	[Volt]
$V_{trans}(t)$	แรงดันที่ส่งมาที่พอร์ต ซึ่งเป็นผลตอบสนองของสัญญาณมาจากพอร์ตอื่น	[Volt]
v_p	ความเร็วเฟส	[m/s]
W_s	ความกว้างของช่องเปิด	[มิลลิเมตร]
Z_c	อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ	[Ω]
ϵ	สภาพยอมทางสนามไฟฟ้า	[F/m]
ϵ	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง	
ϵ_{ra}	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศ	

ϵ_f	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณ	
ϵ_{eff}	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์	
λ_g	ความยาวคลื่นสัมพัทธ์	[เมตร]
λ_0	ความยาวคลื่นในอวกาศว่าง	[เมตร]
μ	ความซาบซึมได้ทางสนามแม่เหล็ก	[H/m]
ρ^*	สภาพต้านทานแม่เหล็กสมบูรณ	[Ω/m]
σ	สภาพนำไฟฟ้า	[S/m]
ω	angular frequency ($2\pi f$)	[s^{-1}]



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ความต้องการสายอากาศที่มีการใช้งานในระบบเรดาร์ซึ่งอยู่ในย่าน X-Band (8-12 GHz) นั้น อุปกรณ์สายอากาศจะต้องมีขนาดเล็กและมีประสิทธิภาพในการส่งสัญญาณสูง ในการออกแบบสายอากาศดังกล่าวจะต้องคำนึงถึงคุณสมบัติในการแพร่กระจายคลื่นว่าควรจะต้องมีโพลาไรเซชัน ไขว้น้อย แต่อย่างไรก็ตามสายอากาศแบบไมโครสตริปนั้นส่วนใหญ่จะมีแบนด์วิดท์ที่แคบและเป็น โครงสร้างสายอากาศแบบครึ่งความยาวคลื่น โดยสามารถออกแบบโครงสร้างของสายอากาศได้ หลากหลายรูปแบบตามวัตถุประสงค์ในการนำไปใช้งานด้านต่าง ๆ โครงสร้างที่สำคัญของ สายอากาศ ไมโครสตริปนั้นคือ วัสดุฐานรอง (Substrate) และสายส่งสัญญาณ (Transmission Line) สำหรับโครงสร้างของสายอากาศนั้นสามารถออกแบบรูปร่างได้หลายรูปแบบ โดยในแต่ละ รูปร่างของสายอากาศนั้นสามารถเปลี่ยนแปลงรูปร่างให้ได้มาซึ่งคุณสมบัติของสายอากาศตามที่ ต้องการ จากคุณสมบัติต่าง ๆ เหล่านี้จะเห็นได้ว่า สายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่นิยม นำมาใช้ศึกษาและวิจัยกันอย่างแพร่หลาย—สายอากาศแบบไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่มี แนวคิดมาจากเทคโนโลยีแบบแผงวงจรพิมพ์ (Printed Circuit Technology) [1] นั้น หมายถึง สามารถที่จะนำไปใช้งานได้หลากหลายเช่น ตัวแบ่งกำลังงาน โครงข่ายแมตซ์อิมพีแดนซ์ วงจรเฟส และตัวแผ่พลังงาน สายอากาศไมโครสตริปอันแรกถูกสร้างขึ้นในปี ค.ศ.1970 โดยนาย ไฮเวล (Howell) และนายมูนสัน (Munson) สายอากาศแบบไมโครสตริปนั้นยังสามารถนำไป ประยุกต์ใช้งานได้หลากหลายในย่านความถี่ 100 MHz ถึง 10 GHz และมีข้อได้เปรียบหลายอย่าง เมื่อเทียบกับสายอากาศโดยทั่วไป ดังต่อไปนี้

1. มีน้ำหนักเบา รวมทั้งมีขนาดเล็ก ง่ายในการสร้าง และนำไปใช้งานสำหรับทำวงจรรวม ของไมโครเวฟ (Microwave Integrated Circuit : MIC)
2. ค่าใช้จ่ายในการผลิตต่ำ เนื่องจากมีการผลิตเป็นจำนวนมาก
3. เนื่องจากมีขนาดที่บางมากจึงนิยมนำไปใช้งานกับอากาศยานชนิดต่าง ๆ โดยไม่ ผลกระทบต่อหลักอากาศพลศาสตร์
4. ไม่ต้องการพื้นที่มากในการรองรับการติดตั้ง
5. สายป้อนสัญญาณและตัวปรับแมตซ์ซึ่งรวมด้วยกันภายในโครงสร้างสายอากาศเดียว
6. ง่ายในการออกแบบเพื่อนำไปใช้งานแบบสองความถี่
7. มีภาคตัดขวางการกระจายตัว (Scattering cross section)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และข้อเสียเปรียบของสายอากาศแบบไมโครสตริปนั้นคือ

1. มีแบนด์วิดท์ที่แคบ นั่นคืออยู่ในช่วงประมาณ 0.5 - 10%
2. มีอัตราขยายต่ำ
3. โดยส่วนมากสายอากาศแบบไมโครสตริปจะมีการแพร่กระจายคลื่นแบบครึ่งระนาบ นั่นคือไม่แพร่กระจายคลื่นรอบทิศทาง
4. การเก็บพลังงานได้น้อยทำให้การส่งผ่านพลังงานไม่ดีนัก
5. มีการแผ่พลังงานแบบเอนด์ไฟร์ไม่ดีนัก
6. มีผลกระทบจากการกระตุ้นคลื่นผิว
7. มีการสูญเสียมากทำให้อัตราขยายต่ำ

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดแถวลำดับ โดยทำการออกแบบสายอากาศที่มีลักษณะโครงสร้างไม่ซับซ้อน และป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป (Microstrip Line) [2] โดยจะป้อนสัญญาณเข้าที่ตำแหน่งจุดศูนย์กลางของสายอากาศแบบช่องเปิด แล้วทำการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ระหว่างสายส่งสัญญาณและสายอากาศ และวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ที่สำคัญของสายอากาศในแต่ละชนิดโดยใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลข (Numerical Method) [3] มาช่วยแทนการวิเคราะห์ด้วยสมการแมกซ์เวลล์โดยตรง ซึ่งวิธีนี้เป็นวิธีที่นิยมมากเนื่องจากสามารถนำคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์สายอากาศได้รวดเร็วและง่ายต่อความเข้าใจยิ่งขึ้น สำหรับระเบียบวิธีเชิงตัวเลขที่นำมาใช้คือวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference Time Domain, FDTD) ซึ่งเป็นการแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยสมการเชิงอนุพันธ์ย่อย (Partial Differential Equation) เป็นต้น

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดเป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างรวมถึงรูปร่างสายอากาศที่ไม่ซับซ้อนนักทำให้ง่ายในการออกแบบและการนำไปประยุกต์ใช้งานและเนื่องจากสายอากาศไมโครสตริป แบบช่องเปิดมีลักษณะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นพุ่งไปในทิศทางเดียวมีโลบหลังน้อย และมีแบนด์วิดท์น้อยมาก ดังนั้นการเพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเพื่อการนำไปใช้งานได้อย่างกว้างขวางขึ้น โดยสายอากาศแถวลำดับแบบร่องเป็นสายอากาศไมโครสตริปชนิดหนึ่งที่น่าจะมีค่าแบนด์วิดท์และอัตราขยายมากกว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบพื้นฐาน ดังนั้นจึงมีการพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดดังนี้

- พัฒนาเพื่อทำให้เป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดแถบกว้าง (Wideband)

- พัฒนาให้เป็นสายอากาศแบบแถวลำดับ (Array) ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการวิเคราะห์และศึกษาผลของการจำลองสายอากาศแบบแถวลำดับนี้
- เพิ่มอัตราขยายของสายอากาศไมโครสตริป
- ศึกษาแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแต่ละชนิดเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานตามความเหมาะสม

ซึ่งหากทำการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดให้มีลักษณะเป็นแบบแถวลำดับแล้วก็น่าจะทำให้ค่าอัตราขยายเพิ่มขึ้น รวมทั้งมีผลกระทบต่อแบนด์วิดท์และอาจมีแบบรูปการแผ่พลังงานสนามไกลที่เปลี่ยนไปตามรูปร่างของสายอากาศแต่ละชนิดและการตำแหน่งการวางช่องเปิดที่ต่างกันไป

1.3 ขอบเขตของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ประกอบไปด้วยหนึ่งช่องเปิด โดยมีการเพิ่มช่องเปิดแบบแถวลำดับจนมีช่องเปิดที่ประกอบไปด้วยสี่ช่องเปิด และวิเคราะห์การปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป ซึ่งจะทำการศึกษาและวิเคราะห์สายอากาศด้วยรูปแบบจำลองโครงสร้างทางระเบียบวิธีเชิงตัวเลขในเชิงทฤษฎีโดยไม่มีการทดลองสร้างอุปกรณ์จริง โดยเลือกระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบ FDTD มาใช้ในการคำนวณและวิเคราะห์คุณลักษณะสำคัญต่าง ๆ ของสายอากาศ และทำการเปรียบเทียบคุณลักษณะเหล่านั้นกับระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบ MoM เพื่อพิสูจน์ว่าค่าที่ได้จากทั้งสองวิธีมีความใกล้เคียงหรือแตกต่างกันเพียงใด ในการวิเคราะห์นั้น จะทำการวิเคราะห์ถึงหลักการออกแบบเพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ตามที่ต้องการ วิเคราะห์การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ และวิเคราะห์คุณลักษณะบางตัวที่สำคัญของสายอากาศ คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของคลื่น (S_{11} พารามิเตอร์) อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far Field Radiation Pattern)

1.4 ขั้นตอนในการศึกษา

จากจุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ สามารถสรุปขั้นตอนในการศึกษาเป็น 5 บท ดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงวัตถุประสงค์และขอบเขตการศึกษาของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศไมโครสตริปที่ประกอบด้วย โครงสร้างและคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปและสายอากาศแบบแถวลำดับ ทฤษฎีสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปและสุดท้ายจะเป็นทฤษฎีของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

บทที่ 3 กล่าวถึงการศึกษาและวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD และการนำ FDTD ไปประยุกต์ใช้กับสายอากาศ ในทฤษฎีของ FDTD นั้นจะประกอบด้วยสมการแมกซ์เวลล์และยี่อัลกอริทึม (Yee Algorithm) เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข (Numerical stability) การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน (Source Excitation) เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorb Boundary Conditions) ส่วนทฤษฎีในการวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD นั้น ประกอบด้วยพารามิเตอร์การกระจัดกระจาย (S parameter) อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ

บทที่ 4 เป็นการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด โดยผลที่ถูกลำมาวิเคราะห์นั้น จะได้มาจากการคำนวณโดยใช้การจำลองโครงสร้างจากวิธี FDTD และมีการเปรียบเทียบผลจากการจำลองแบบโครงสร้างของวิธี MOM เพื่อเป็นการตรวจสอบว่าคุณสมบัติของสายอากาศที่ทำกรวิเคราะห์ถูกต้อง และนำมาวิเคราะห์คุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศประกอบไปด้วย คือ S_{11} , พารามิเตอร์อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง และวิเคราะห์แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล

บทที่ 5 เป็นบทสรุปผลการวิเคราะห์ พร้อมทั้งข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนาต่อไปของงานวิจัยที่ได้จัดทำในวิทยานิพนธ์นี้

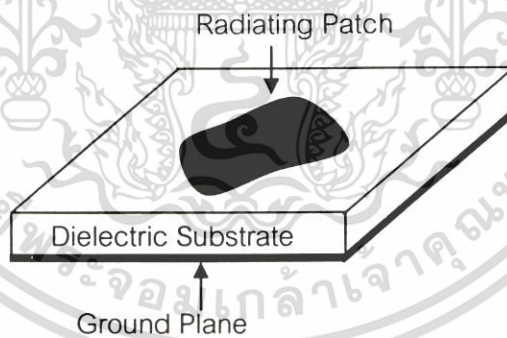
บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

สายอากาศไมโครสตริปมีการนำมาใช้งานอย่างแพร่หลายเนื่องมาจากมีคุณสมบัติทางฟิสิกส์และไฟฟ้าที่ดีหลายอย่าง เช่น เป็นแผ่นแบนเรียบ ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ง่ายต่อการปรับการแมตซ์ซิ่ง โครงสร้างทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปจะประกอบด้วยส่วนของวัสดุฐานรอง (substrate) ด้านหนึ่งของวัสดุฐานรองจะประกอบด้วยแผ่นตัวนำเรียกว่าระนาบกราวด์ (ground plane) ส่วนอีกด้านจะเป็นตัวแผ่กระจายคลื่น (radiating element) ซึ่งสามารถสร้างขนาดและรูปร่างได้หลายรูปแบบเพื่อให้ได้ คุณลักษณะของสายอากาศที่เหมาะสมกับลักษณะงานที่ต้องการใช้ เช่น การออกแบบเพื่อให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์หลายความถี่และการออกแบบเพื่อให้ได้ลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานที่ต้องการ โดยทั่วไปแล้วรูปร่างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปที่นิยมใช้หลัก ๆ จะแบ่งเป็น สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นและสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

2.2 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป



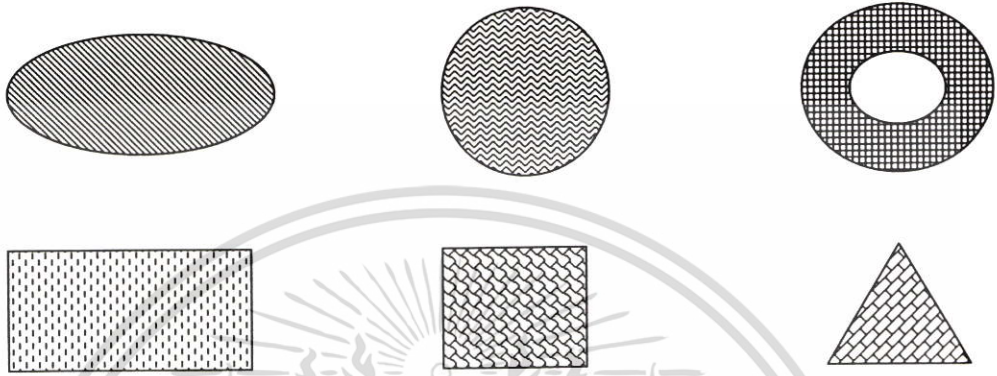
รูปที่ 2.1 โครงสร้างทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป

ลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปได้แสดงดังรูปที่ 2.1 ซึ่งปกติแล้วสามารถออกแบบได้หลายรูปแบบแต่ลักษณะโดยทั่วไปแล้วจะประกอบด้วยองค์ประกอบ 4 ส่วนด้วยกัน คือ

2.2.1 แผ่นตัวนำ (Patch)

แผ่นตัวนำคือแผ่นโลหะที่บางมากโดยปกติแล้วความหนาจะมีค่าน้อยกว่าความยาวคลื่นที่อยู่ในสายอากาศมาก (ความยาวคลื่นของความถี่ที่ออกแบบ) ซึ่งการออกแบบรูปร่างและขนาดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของแผ่นตัวนำ จะทำให้ได้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่ต้องการและรูปร่างแผ่นตัวนำก็มีด้วยกันหลายอย่าง เช่น แผ่นสี่เหลี่ยมผืนผ้า สี่เหลี่ยมจัตุรัส สามเหลี่ยม วงกลม วงรี ดังแสดงในรูปที่ 2.2 สำหรับตัวนำแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า สี่เหลี่ยมจัตุรัสและวงกลม จะเป็นแบบที่พบได้บ่อยเพราะเป็นรูปแบบที่สามารถสร้างและคำนวณได้ง่ายกว่ารูปอื่น



รูปที่ 2.2 แสดงแผ่นตัวนำในรูปแบบต่าง ๆ

2.2.2 สารตัวกลาง (Medium)

ลักษณะเป็นไดอิเล็กตริกมีค่าคงที่สัมพัทธ์ของสารไดอิเล็กตริกมีอยู่ระหว่าง 2.2 ถึง 12 ซึ่งสารมีความหนาแน่นมากกว่าจะมีค่าคงที่สัมพัทธ์ของสารไดอิเล็กตริกต่ำ ให้ช่วงความถี่ใช้งานมากกว่าและให้ประสิทธิภาพมากกว่าแต่ทำให้มีขนาดใหญ่ขึ้น ส่วนสารที่ค่าคงที่สัมพัทธ์ของสารไดอิเล็กตริกสูงจะมีความหนาแน่นน้อยแต่จะมีค่าความสูญเสียมากกว่า ทำให้ประสิทธิภาพด้อยกว่าและให้ช่วงความถี่ใช้งานน้อยกว่า แต่เหมาะกับอุปกรณ์ที่เกี่ยวกับคลื่นไมโครเวฟ

2.2.3 แผ่นระนาบตัวนำ (Ground Plane)

แผ่นระนาบตัวนำจะต้องกว้างกว่าแผ่นตัวนำมากโดยจะติดอีกด้านหนึ่งของสารตัวกลาง (คนละด้านกับแผ่นตัวนำ) และทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อนคลื่น

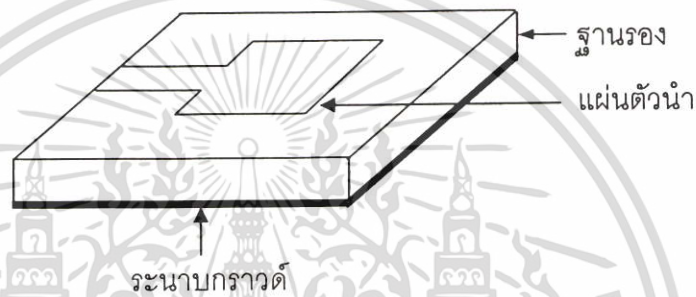
2.2.4 ตัวป้อนสัญญาณ (Feeder)

จะใช้สายส่งสัญญาณชนิดต่างๆ เป็นตัวป้อนสัญญาณแก่สายอากาศและสามารถปรับค่าแมตชิ่ง (Matching) ให้กับสายอากาศมีค่าเท่ากับ 50 โอห์ม นอกจากนี้ยังใช้การปรับโวลตาไรซ์ได้อีกด้วย โดยตำแหน่งและความยาวของส่วนป้อนสัญญาณจะมีผลต่อการแพร่กระจายคลื่น โดยวิธีการป้อนสัญญาณที่นิยมใช้งานนี้ได้หลายรูปแบบตามตัวอย่างดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.4.1 สายส่งไมโครสตริป (Microstrip Line Feed)

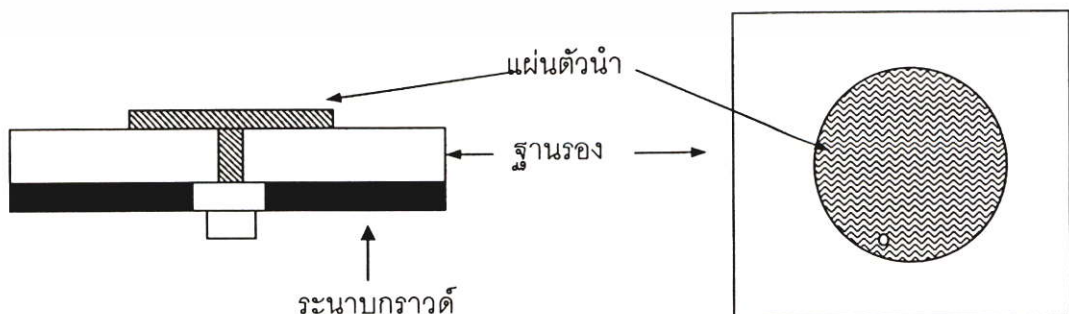
วิธีที่ง่ายที่สุดในการป้อนสัญญาณก็คือการใช้แผ่นไมโครสตริปและสายส่งไมโครสตริปต่อกับตัวกลางโดยตรงแต่วิธีนี้จะสายอากาศที่มีคุณสมบัติที่ไม่ค่อยดีเพราะโครงสร้างของสายอากาศและสายส่งไมโครสตริปจะไม่สอดคล้องกันกล่าวคือสายอากาศแบบนี้จะส่งคลื่นได้ไม่ดีนัก เนื่องจากมีผิวโลหะที่ไม่ต่อเนื่องกันทำให้ระดับของคลื่นในทิศทางด้านข้างที่ศหลัก (Side Lobe Level) มีค่าเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากมีพลังงานจำนวนมากสะสมอยู่ ภายใต้แผ่นตัวนำ (Cavity Effect) แต่สายส่งชนิดนี้สามารถปรับแมตชิงในตัวเองได้และยังสามารถใช้งานได้ง่ายโดยทำการสร้างไปพร้อมกับตัวนำที่ใช้ในการส่งคลื่นได้เลย



รูปที่ 2.3 รูปสายส่งสัญญาณไมโครสตริป

2.2.4.2 สายส่งแบบแกนร่วม (Coaxial Feed)

ในการใช้สายส่งแบบแกนร่วมเป็นตัวป้อนสัญญาณจะต้องต่อสายนำสัญญาณให้ตั้งฉากกับแผ่นตัวนำโดยตัวนำด้านในจะต่ออยู่กับตัวนำด้านบนและตัวนำด้านนอกจะต่ออยู่กับแผ่นระนาบตัวนำ ซึ่งจากการศึกษาจะพบว่าเมื่อป้อนสัญญาณผ่านเข้าไปยังสายอากาศ ตัวสายอากาศจะมีการแพร่กระจายคลื่นเป็นปริมาณน้อยมาก เมื่อใช้ตัวกลางที่ขนาดบาง แต่จะมีการแพร่กระจายคลื่นมากขึ้นถ้ามีการต่อกับตัวกลางที่หนาขึ้น นอกจากสายอากาศแกนคู่ยังสามารถต่อกับสายนำสัญญาณชนิดอื่นได้อีกด้วย



รูปที่ 2.4 รูปสายส่งแบบแกนร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.4.3 สายส่งแบบผ่านช่องเปิด (Slot Feed)

เป็นวิธีป้อนสัญญาณที่สามารถแพร่กระจายคลื่นของสายส่งกับแผ่นตัวนำไม่ให้รบกวนกันได้โดยสิ้นเชิง โดยการใส่แผ่นระนาบตัวนำเป็นตัวป้องกันการส่งผ่านคลื่นจากสายส่งที่จะมารบกวนคลื่นที่ต้องการส่งจากแผ่นตัวนำและทำการเชื่อมต่อระหว่างแผ่นระนาบตัวนำกับสารตัวกลางโดยใช้ช่องว่างเพื่อหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวน นอกจากนี้ขนาดของช่องว่างจะต้องไม่ความถี่ที่ตรงกับความถี่ที่ใช้งานและวางอยู่ไกลจากแผ่นตัวนำ

2.3 คลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป

2.3.1 คลื่นถูกนำทาง (Guided Wave)

สำหรับทิศทางการแพร่กระจายคลื่นของคลื่นถูกนำทางนั้นจะมีลักษณะมุมของการแพร่กระจายทำมุมอยู่ระหว่างช่วง 6 ถึง 9 นาฬิกา โดยลักษณะการแพร่กระจายคลื่นนั้นจะแพร่กระจายอยู่เฉพาะในวัสดุฐานรอง และคลื่นจะสะท้อนไปมาระหว่างตัวนำสองตัว คลื่นถูกนำทางนี้จะนำไปใช้อย่างมากกับสายส่งสัญญาณ สำหรับคลื่นแบบนี้มีส่วนในการสะสมพลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต้องการในสายอากาศแบบแผ่น เมื่อเลือกใช้วัสดุฐานรองที่บางและมีสภาพยอมทางไฟฟ้า (permittivity) สูงจะทำให้คลื่นแบบนี้มีอิทธิพลสูง

2.3.2 คลื่นแผ่พลังงาน (Radiated Wave)

คลื่นแบบนี้จะมีทิศทางการแพร่กระจายคลื่นเป็นมุมที่อยู่ระหว่างช่วง 9 ถึง 3 นาฬิกาโดยจะมีทิศทางที่แพร่ขึ้นไปบนอากาศที่ไม่มีการปิดกั้นของขอบเขตใดๆ ลักษณะของคลื่นแบบนี้จะใช้มากในงานเกี่ยวกับสายอากาศ คลื่นแบบนี้จะมีอิทธิพลสูงเมื่อใช้วัสดุฐานรองที่หนา (เปรียบเทียบกับความยาวคลื่น) และค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าต่ำ

2.3.3 คลื่นรั่ว (Leaky Wave)

ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นจะอยู่ในช่วง 3 ถึง 6 นาฬิกา โดยคลื่นรั่วนั้นจะแพร่กระจายมาจากคลื่นที่สะท้อนมาจากระนาบกราวด์ และไปยังจุดเชื่อมต่อระหว่างอากาศกับไดอิเล็กตริก เมื่อคลื่นที่สะท้อนมาถึงตำแหน่งนี้จะทำให้เกิดคลื่นที่ถูกส่งไปในอากาศนั้น คือ คลื่นรั่วออกจากคลื่นที่สะท้อนกลับลงไปในวัสดุฐานรอง (Surface Wave) ลักษณะของคลื่นรั่วที่เกิดขึ้นนี้จะนำไปช่วยในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งจะอยู่ในเงื่อนไขของความเหมาะสมที่จะนำไปใช้ในแต่ละสายอากาศ เช่น ทำให้มีสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) ที่สูง

2.3.4 คลื่นผิว (Surface Wave)

มุมในการแพร่กระจายที่เกิดขึ้นมีค่ามากกว่าของคลื่นร้าว จึงทำให้เกิดคลื่นที่สะท้อนกลับมายังวัสดุฐานรองจึงเรียกคลื่นแบบนี้ว่าคลื่นผิว เมื่อคลื่นผิวถูกส่งมาที่ขอบของโครงสร้างดังรูป จะทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นออกมาจากโครงสร้าง คลื่นที่แพร่กระจายออกมานี้ทำให้เกิดผลเสียต่อแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ คือ ทำให้พลังงานในการส่งหรือรับน้อยลง ลักษณะของคลื่นแบบนี้จะมีความสำคัญเมื่อใช้วัสดุฐานรองที่หนาและสภาพยอมทางไฟฟ้ามีค่าสูง

2.3.5 ความต้องการคลื่นในสายส่งสัญญาณและสายอากาศ

ในการแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายส่งสัญญาณนั้น คลื่นถูกนำทางจะถูกกระตุ้นมากที่สุด ขณะที่จะต้องหลีกเลี่ยงคลื่นแผ่พลังงาน คลื่นร้าวและคลื่นผิว ในทางตรงกันข้ามถ้าเป็นสายอากาศต้องการให้เกิดคลื่นแผ่พลังงานมากที่สุดและจะต้องป้องกันการเกิดคลื่นนำทางในแผ่นตัวนำและคลื่นผิว

2.3.6 ความสูญเสียเนื่องจากผิวของตัวนำ (Skin Effect)

เมื่อความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่จ่ายให้แก่แท่งตัวนำเพิ่มขึ้น ความลึกของกระแสที่ผ่านผิวตัวนำจะลดลง ความลึกของกระแสที่ผิวตัวนำเรียกว่าความลึกพื้นผิวตัวนำ (Skin depth) ที่ชั้นความลึกหรือระยะความลึกจากพื้นผิวตัวนำซึ่งมีความหนาแน่นของกระแสลดลงเป็น $-1/\epsilon$ ของกระแสที่พื้นผิว ($\epsilon = 2.718$) แสดงดังรูปที่ 2.5



โดยสมการ Skin depth จะได้ดังนี้

$$\text{Skin depth} = \sqrt{\frac{R}{\pi \cdot f \cdot \mu}} \quad (\text{m}) \quad (2.1)$$

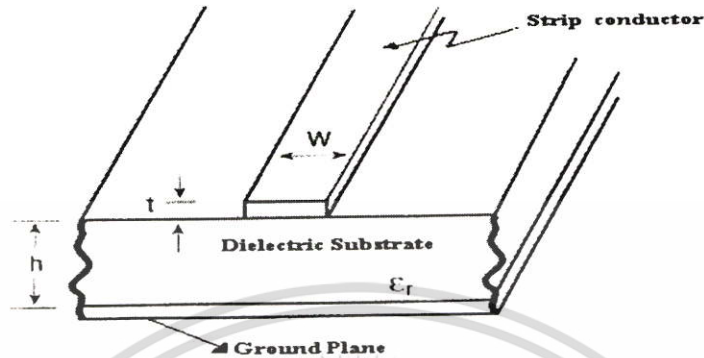
เมื่อ f = ความถี่ (Hz)

μ = ค่าเพอร์มิอิตีวิตี (Henry/m)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

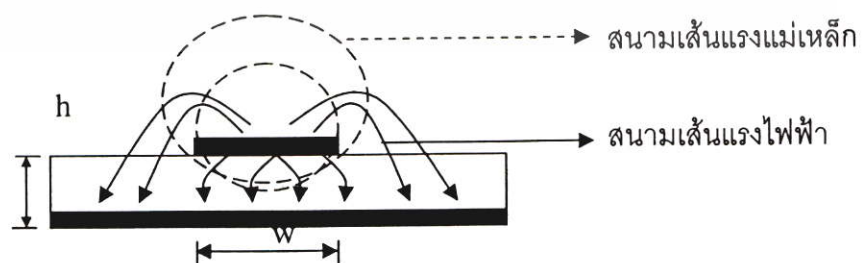
$R = \text{ความต้านทาน } (\Omega/\text{m})$

2.4 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป



รูปที่ 2.6 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

ไมโครสตริปแม้จะมีโครงสร้างที่ง่ายตามที่กล่าวมาข้างต้นแต่การวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปโดยละเอียดนั้นยุ่งยากมาก ทั้งนี้เกิดมาจากระบบแกนประสานที่ใช้และเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่น อย่างไรก็ตามได้มีผู้ทำการศึกษาทางทฤษฎีและพบว่าคลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปนั้นจะใกล้เคียงกับโหมด TEM มากแต่จะไม่ใช่มอด TEM เสียทีเดียว จึงเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่าโหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) [4-6] ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.7 โดยแสดงถึงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป การที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM ซึ่งพออนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้สามารถใช้หลักการวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปได้ กล่าวคือ ถ้าเราสามารถหาค่าอินดักแตนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ ก็จะนำค่าทั้งสองนี้ไปคำนวณค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ได้ อย่างไรก็ตามการหาค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปจะยุ่งยากกว่าของสาย



รูปที่ 2.7 เส้นแรงไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คู่ขนานหรือสายโคแอกเชียล เพราะสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปมีทั้งสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน สำหรับการหาค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวนั้นจะไม่ถูกรบกวนจากการมีสารไดอิเล็กตริก

ถึงแม้การหาค่าคาปาซิแตนซ์จะยุ่งยากกว่าปกติ แต่ก็มีวิธีที่ทำให้ง่ายขึ้นโดยใช้วิธีหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant ย่อว่า ϵ_{eff}) ของระบบซึ่งจะรวมผลของสารไดอิเล็กตริกและอากาศเข้าด้วยกัน และเนื่องจากสารไดอิเล็กตริกทั้งหลายมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ ดังนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่หาได้ก็จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่ไปด้วย อย่างไรก็ตามจากการศึกษาทางทฤษฎีและการทดลองของผู้เชี่ยวชาญพบว่า ในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 2 GHz ลงมา ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะเปลี่ยนแปลงไปอันเนื่องมาจากกรณีของไฟฟ้าสถิติน้อยมาก จึงสามารถอนุมานให้ใช้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของไฟฟ้าสถิตได้ สำหรับในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 2 GHz ก็ต้องคำนึงถึงการปรับแต่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล ให้เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้งาน

ในการหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของกรณีไฟฟ้าสถิตินั้น จะใช้แนวคิดของวงจรกระจายดังต่อไปนี้ คือเมื่อคลื่นที่ส่งผ่านไปไมโครสตริปเป็นโหมด TEM คุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์ (Z_c) ของสายส่งสัญญาณ จะเขียนในรูปของค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว (L) และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว (C) ได้ในรูปต่อไปนี้

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.2)$$

ในขณะเดียวกันความเร็วเฟส v_p จะเขียนได้เป็น

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.3)$$

จากสมการ (2.2) นี้ทำให้เขียน Z_c ในรูปของ v_p กับ L หรือ C ได้ดังนี้

$$Z_c = v_p L \quad (2.4)$$

ในขั้นต่อไปเราจะพิจารณากรณีที่วัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริกถูกดึงออกไปเหลือแต่อากาศเพียงอย่างเดียวที่โอบล้อมสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปอยู่ในสภาพเช่นนี้ค่าความเร็วเฟสของคลื่น TEM ที่ส่งผ่านจะเท่ากับความเร็วแสง และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเปลี่ยนไป โดยที่ค่าอินดักแตนซ์ไม่ถูกกระทบ ถ้าให้ค่าคาปาซิแตนซ์ที่เปลี่ยนไปนี้มีค่าเป็น C_0 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง C_0 กับความเร็วเฟสในรูปต่อไปนี้

$$C = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \quad (2.5)$$

ในขณะที่เดียวกันค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Z_0) ก็จะสามารถเขียนได้ดังนี้

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_0}} \quad (2.6)$$

เมื่อนำสมการ (2.4) มาร่วมสมการ (2.2) จะได้ผลดังนี้

$$\frac{C}{C_0} = \left(\frac{c}{v_p}\right)^2 \quad (2.7)$$

ตามนิยามทั่วไปค่าของ C/C_0 คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพของสารไดอิเล็กตริกที่โบล้อมระบบเก็บประจุอยู่ ค่านี้จะเปรียบเหมือนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีวัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กตริกและด้านบนเป็นอากาศอยู่ นั่นคือ

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{c}{v_p}\right)^2 \quad (2.8)$$

จากสมการ (2.4) ถึงสมการ (2.8) จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง Z_c , Z_0 และ ϵ_{eff} ได้ดังนี้

$$Z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.9a)$$

$$Z_0 = Z_c \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (2.9b)$$

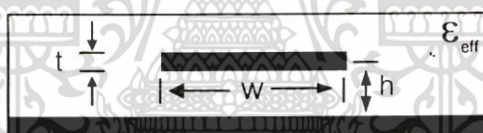
$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{Z_0}{Z_c}\right)^2 \quad (2.9c)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.1 ปราณุกการณ์ฟริงกิง (Fringing Effect)

เนื่องจากมิติของแผ่นตัวนำถูกจำกัดด้วยความยาวและความกว้าง ดังนั้นสนามที่ขอบของแผ่นตัวนำจะเกิดฟริงกิง ผลรวมของฟริงกิงเป็นฟังก์ชันของความยาวความกว้างของแผ่นตัวนำและความหนาของสารตัวกลางสำหรับระนาบไฟฟ้า (E-Plane หรือ ระนาบ x-y) ส่วนใหญ่ฟริงกิงเป็นอัตราส่วนระหว่างความยาวของแผ่นตัวนำ (L) ต่อความหนาของสารตัวกลาง (h) และค่าคงที่สัมพัทธ์ไดอิเล็กตริกของสารตัวกลาง

สำหรับสายส่งไมโครสตริปในรูปที่ 2.6 เส้นแรงสนามไฟฟ้าแบบทั่วไปแสดงดังรูป 2.7 เส้นแรงแบบนี้เกิดจากเนื้อสารของไดอิเล็กตริกสองชนิดไม่เหมือนกัน (Nonhomogeneous) ซึ่งสารไดอิเล็กตริกสองชนิดนี้มักเป็นสารตัวกลางกับอากาศ สนามไฟฟ้าส่วนใหญ่อยู่ในสารตัวกลางและบางส่วนจะปรากฏในอากาศ เมื่อ L/h มีค่ามากกว่า 1 มาก ๆ และค่าคงที่สัมพัทธ์ไดอิเล็กตริกมากกว่า 1 มาก ๆ สนามไฟฟ้าจะอยู่อย่างหนาแน่นในสารตัวกลาง ในกรณีนี้ฟริงกิงจะทำให้สายส่งไมโครสตริปมีขนาดในทางไฟฟ้าดูมากกว่าขนาดจริง เนื่องจากคลื่นบางส่วนเคลื่อนที่ในสารตัวกลางและบางส่วนเคลื่อนที่ในอากาศจึงมีการนำ Effective Dielectric Constant (ϵ_{eff}) มาคิดสำหรับฟริงกิงและการแผ่กระจายคลื่น



รูปที่ 2.8 สายอากาศไมโครสตริปฝังลงในตัวนำ

ในการนำ ϵ_{eff} มาคิดจะสมมติให้ตัวนำในสายส่งไมโครสตริปมีขนาดและความหนาเท่าเดิมฝังลงในสารตัวกลางดังรูปที่ 2.8 ค่า ϵ_{eff} จะถูกนิยามว่าเป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุที่สม่ำเสมอ ดังนั้นสายส่งไมโครสตริปในรูป 2.8 จะมีลักษณะเฉพาะทางไฟฟ้าแบบเดียวและค่าคงที่การกระจายคลื่นโดยเฉพาะเหมือนกับสายส่งไมโครสตริปของจริง ในรูป 2.6 สำหรับสายส่งไมโครสตริปที่มีอากาศอยู่เหนือสารตัวกลาง ค่า ϵ_{eff} จะมีค่าระหว่าง 1 ถึงเพอร์-มิตติวิตี้ สำหรับการใช้งานทั่วไปที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของสารตัวกลางมีค่ามากกว่า 1 มาก ๆ ค่า ϵ_{eff} จะใกล้เคียงกับค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) จริง ๆ ของสารตัวกลางนั้น ๆ

ϵ_{eff} เป็นฟังก์ชันของความถี่ถ้าความถี่เพิ่มขึ้น สนามไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่หนาแน่นในสารตัวกลาง เพราะฉะนั้นสายส่งไมโครสตริปจะทำตัวเหมือนเป็นสารเนื้อเดียวกัน (Homogeneous) มีไดอิเล็กตริกตัวเดียว (ไดอิเล็กตริกในที่นี้หมายถึงสารตัวกลาง) และ ϵ_{eff} จะมีค่าเข้าใกล้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของสารตัวกลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

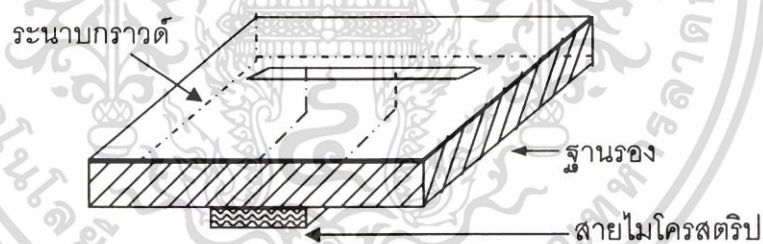
สำหรับความถี่ต่ำ ϵ_{eff} จำเป็นจะต้องมีค่าคงที่ ที่ความถี่กลางของมัน ϵ_{eff} จะเริ่มเพิ่มขึ้นอย่างสม่ำเสมอและจะเพิ่มขึ้นจนถึงค่าไดอิเล็กตริกของสารตัวกลางในท้ายที่สุด ค่าเริ่มต้น (ที่ความถี่ต่ำ) ของ ϵ_{eff} จะถูกเรียกว่า Static Value แสดงได้ดังนี้ เมื่อ $W/h \gg 1$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1} \quad (2.10)$$

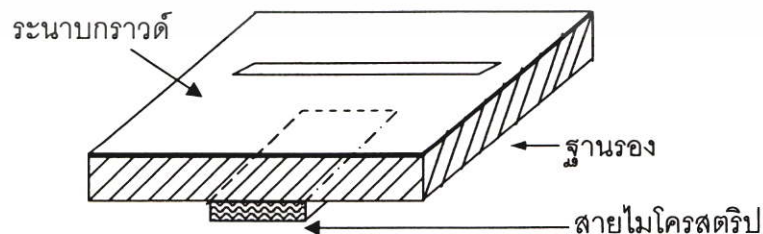
2.5 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

2.5.1 โครงสร้างของสายอากาศ

ลักษณะของโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดจะประกอบด้วย สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์และ สายอากาศแบบช่องเปิดวางตั้งฉากกับไมโครสตริปไลน์อยู่บนระนาบกราวด์โดยมีวัสดุฐานรองเป็นตัวกั้นกลางระหว่างสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์กับสายอากาศแบบช่องเปิด โดยลักษณะของการส่งผ่านสัญญาณของคลื่นนั้นจะมีอยู่ 2 แบบหลัก ๆ คือ แบบปิดวงจรซึ่งจะเป็นการต่อตัวนำจากสายส่งสัญญาณผ่านวัสดุฐานรองไปปิดวงจรที่ขอบของช่องเปิด (Microstrip Terminated in a Short Circuit) [7] ดังรูปที่ 2.9 และอีกวิธีคือ แบบเปิดวงจร (Microstrip Terminated in an Open Circuit) ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.9 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบปิดวงจร

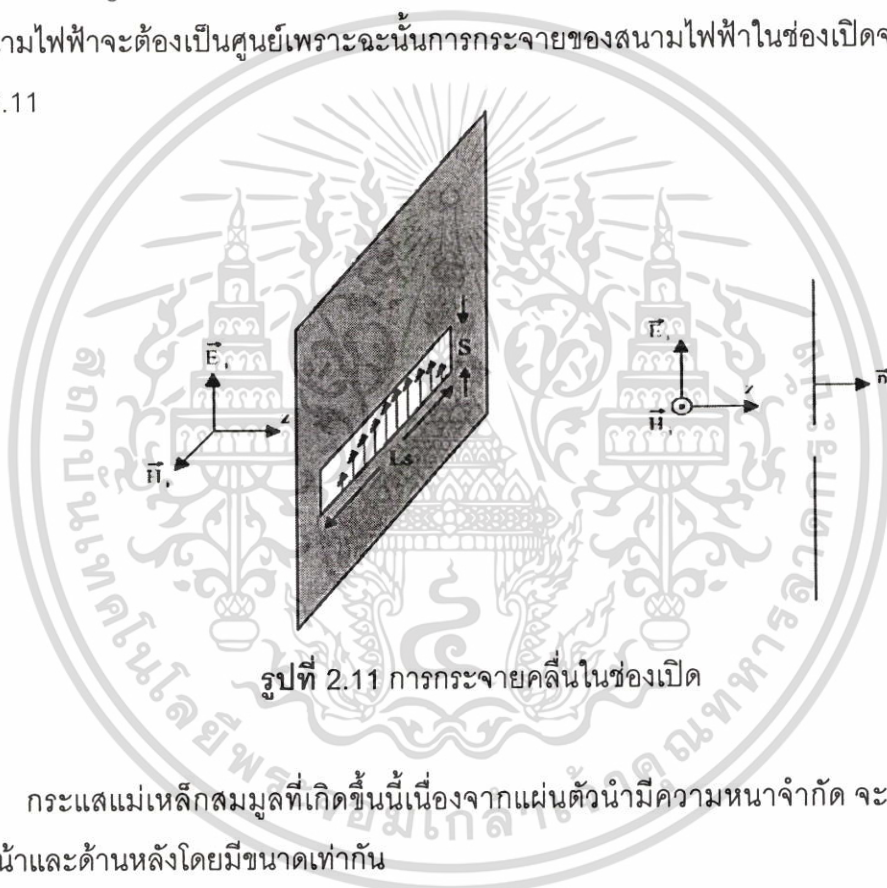


รูปที่ 2.10 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบเปิดวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้ามีคลื่นเคลื่อนที่เข้าปะทะแผ่นตัวนำสมบรูณ์แบบที่มีช่องเปิดแคบ ๆ ดังรูปที่ 2.11 โดยที่สนามไฟฟ้าที่ติดตั้งจากกับแนวของช่องเปิด ดังจะเห็นได้ว่าที่ตรงช่องเปิดจะมีสนามไฟฟ้าความเข้มสูงมากเกิดขึ้นทำให้เกิดการแผ่กระจายคลื่นออกไปยังอาณาบริเวณที่อยู่อีกด้านหนึ่ง ในกรณีที่ช่องเปิดแคบมาก ๆ กระแสไฟฟ้าสมมูล คือ $\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}^i$ จะมีขนาดจำกัดและเมื่อคิดว่าความกว้างของช่องเปิด คือ S เข้าหาศูนย์กระแสไฟฟ้าสมมูลส่วนนี้อาจจะตัดทิ้งได้เพราะมีขนาดเล็ก แต่ส่วนที่เป็นกระแสแม่เหล็กสมมูล คือ $\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}^i$ นั้น ไม่สามารถตัดทิ้งได้ เพราะเมื่อ S เข้าหาศูนย์ สนามไฟฟ้าที่ช่องเปิดก็จะเข้าหาคอนันต์ จึงไม่สามารถตัดทิ้งได้

ถ้าให้ E_s เป็นสนามไฟฟ้าที่ช่องเปิด และช่องเปิดยาว L_s เนื่องจากที่ปลายทั้งสองของช่องเปิดสนามไฟฟ้าจะต้องเป็นศูนย์เพราะฉะนั้นการกระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิดจะเขียนได้ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 การกระจายคลื่นในช่องเปิด

กระแสแม่เหล็กสมมูลที่เกิดขึ้นนี้เนื่องจากแผ่นตัวนำมีความหนาจำกัด จะเกิดขึ้นที่ทางด้านหน้าและด้านหลังโดยมีขนาดเท่ากัน

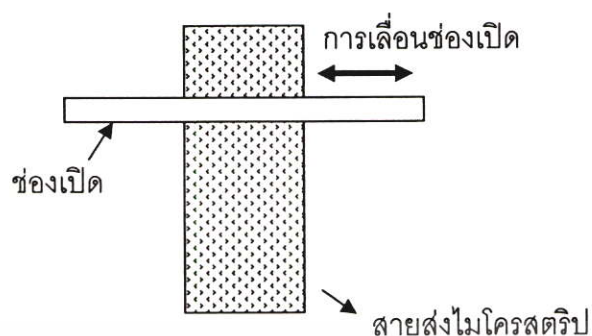
2.5.2 การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิด

วิธีในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดนั้นโดยพื้นฐานจะมีด้วยกัน 3 วิธี [8] คือ

1. วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ (Offset Microstrip Feeding) [9]

เป็นวิธีเลื่อนหรือเปลี่ยนตำแหน่งของจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์โดยเลื่อนไปทางซ้ายหรือทางขวาเท่านั้นดังรูปที่ 2.12

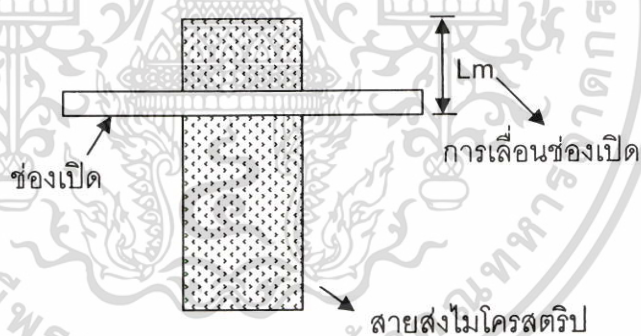
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ

2. วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น (Stub-Turning)

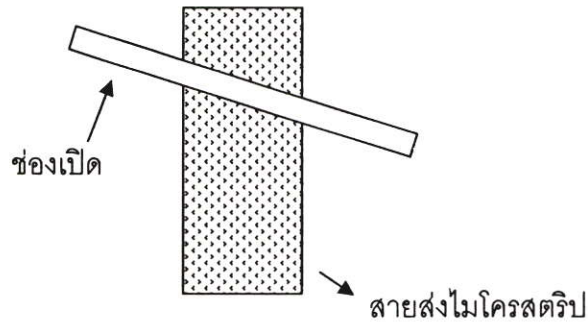
โดยวิธีนี้จะเป็นการเปลี่ยนขนาดความยาวของสายส่งสัญญาณ [10] จากรูปที่ 2.13 กำหนดให้ L_m เป็นความยาวของท่อนสั้นวัดเทียบจากขอบของช่องเปิดจนถึงปลายสายส่งสัญญาณ การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์วิธีนี้จะมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ด้วย



รูปที่ 2.13 วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น

3. วิธีการหมุนช่องเปิด

วิธีการนี้คือการทำให้ช่องเปิดไม่ตั้งฉากกับสายส่งสัญญาณแสดงดังรูปที่ 2.14 ซึ่งการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์วิธีนี้จะมีความยุ่งยากและไม่ค่อยได้รับความนิยม



รูปที่ 2.14 วิธีการหมุนช่องเปิด

2.6 สายอากาศแบบอาร์เรย์

เนื่องมาจากรูปแบบสายอากาศเพียงตัวเดียว ไม่สามารถจะให้ค่าการชี้ทิศทางและอัตราขยาย (Gain) ซึ่งมีความสำคัญต่อสายอากาศให้มีค่ามากๆ ได้ ดังนั้น วิธีการหนึ่งที่จะทำให้การชี้ทิศทางและค่าอัตราขยายให้มีค่ามากขึ้นได้ คือ การจัดรูปแบบของสายอากาศให้เป็นแถวลำดับ (Array) ซึ่งทำได้โดยการจัดเอเลเมนต์ที่แพร่กระจายคลื่นให้เหมาะสมทั้งทางด้านไฟฟ้า ซึ่งปกติจะเลือกให้แต่ละเอเลเมนต์เหมือนกัน ในการหา สนามลัพธ์ของอาร์เรย์สามารถหาได้โดยการบวกเวกเตอร์สนามของสนามที่แพร่กระจายในแต่ละเอเลเมนต์ซึ่งสนามจะรวมกันในทิศทางที่ต้องการติดต่อสื่อสาร และหักล้างกันในทิศทางที่ไม่ต้องการติดต่อสื่อสาร สายอากาศไมโครสตริปใน 1 เอเลเมนต์จะประกอบด้วยสายอากาศแบบปากเปิด 2 ตัว วางกันในทิศทางที่เราต้องการ ในการออกแบบนี้จะเป็นการอาร์เรย์แบบที่มีการวางตัวเป็นเส้นตรงหรือเรียกว่า Linear Array ในการอาร์เรย์แบบวางตัวเป็นเส้นตรงเส้นเดียวกันและมีระยะห่างจากแหล่งกำเนิดคลื่นไม่เป็น 0 ตัวแปรที่จะกำหนดลักษณะสมบัติของสายอากาศอาร์เรย์แบบนี้มีอยู่สองตัว คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศและขนาดของกระแสที่ป้อนให้กับสายอากาศในแต่ละเอเลเมนต์ซึ่งรวมถึงเฟสของกระแสนั้นด้วย จากตัวแปรสองชนิดนี้สามารถแบ่งสายอากาศอาร์เรย์ที่มีการเรียงตัวเป็นเส้นตรงออกเป็นชนิดต่างๆ ได้ดังนี้

1. Uniform Array หมายถึงแบบที่มีระยะห่างระหว่างสายอากาศในแต่ละเอเลเมนต์และขนาดและเฟสของกระแสเท่ากันหมด
2. Uniformly spaced but uniformly excited arrays หมายถึงแบบที่มีระยะห่างระหว่างสายอากาศในแต่ละเอเลเมนต์เท่ากัน แต่ขนาดและเฟสของกระแสไม่เท่ากัน
3. Nonuniformly spaced but uniformly excited arrays หมายถึงแบบที่มีระยะห่างระหว่างสายอากาศในแต่ละเอเลเมนต์ไม่เท่ากัน แต่ขนาดและเฟสของกระแสเท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. Nonuniformly spaced and nonuniformly excited arrays หมายถึงแบบที่มีระยะห่างระหว่างสายอากาศในแต่ละเอลเมนที่ไม่เท่ากัน แต่ขนาดและเฟสของกระแสไม่เท่ากัน ในการออกแบบนั้นจะกล่าวเฉพาะในแบบ Uniform Array เท่านั้น ซึ่งจะเป็นแบบที่มีระยะห่างระหว่างสายอากาศในแต่ละเอลเมนและขนาดเฟสของกระแสเท่ากันหมด Uniform Array ยังสามารถแบ่งเป็นชนิดต่างๆ ได้ดังต่อไปนี้

2.6.1 บรอดไซด์อาร์เรย์ (Broadside Array)

บรอดไซด์อาร์เรย์เป็นอาร์เรย์ที่มีการแพร่กระจายคลื่นมากที่สุดในทิศทางที่ตั้งฉากกับแกนอาร์เรย์เพื่อจะทำให้อาร์เรย์แพคเตอร์ ของยูนิฟอร์มลิเนียร์อาร์เรย์ มีค่าสูงสุดซึ่งในทิศทางบรอดไซด์กับแนวแกนอาร์เรย์ทุกเอลเมนที่จะต้องเป็นเฟสเดียวกัน โดยที่ระยะห่างระหว่างเอลเมนที่จะเป็นเท่าไรก็ได้สำหรับยูนิฟอร์มอาร์เรย์ที่มีเฟสของกระแสที่ป้อนให้กับสายอากาศเท่ากับ 0 และระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละเอลเมนที่เท่ากับ $n\lambda$ เมื่อ n คือจำนวนเอลเมนของสายอากาศที่นำมาอาร์เรย์กัน (1,2,3,...,n) และ λ คือความยาวคลื่นในสารไดอิเล็กตริก นอกจากสนามจะมีค่าสูงสุดในทิศทางที่ตั้งฉากกับแนวแกนอาร์เรย์และสนามจะมีค่าสูงสุดในทิศทางตามแนวแกนอาร์เรย์ คือในทิศทาง 0 องศา และในทิศทาง 180 องศา

แต่ถ้าเราต้องการที่จะให้สนามที่แพร่กระจายให้มีค่าสูงสุดเฉพาะในทิศทางที่ตั้งฉากกับแนวแกนอาร์เรย์เท่านั้น เมื่อเฟสของกระแสที่ป้อนให้กับสายอากาศเท่ากับ 0 แล้วจะต้องกำหนดระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละเอลเมนที่ไม่ให้เท่ากับ $n\lambda$ ก็จะได้สนามที่แพร่กระจายเฉพาะในทิศทางที่ตั้งฉากกับแนวแกนอาร์เรย์ดังกล่าว

2.6.2 เอนไฟต์อาร์เรย์ (End-Fire Array)

เอนไฟต์อาร์เรย์เป็นอาร์เรย์ที่มีการแพร่กระจายคลื่นค่าสูงสุดในทิศทางแนวแกนอาร์เรย์สามารถกำหนดให้แพทเทิร์นมีค่าสูงสุดซึ่งทิศทาง 0 องศา หรือ 180 องศา ซึ่งสามารถกำหนดได้จากค่าเฟสของกระแสที่ป้อนให้กับสายอากาศเท่ากับ $-kl$ เมื่อ k คือค่าคงที่มีค่าเท่ากับ $2\pi/\lambda$ และ l คือระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละเอลเมน สนามจะมีทิศทางแพร่กระจายคลื่นไปในทิศทาง 0 องศาและถ้าเฟสของกระแสที่ป้อนให้กับสายอากาศเท่ากับ kl สนามจะมีทิศทางแพร่กระจายคลื่นไปในทิศทาง 180 องศา

ถ้าระยะห่างระหว่างเอลเมนที่เท่ากับ $n\lambda$ นอกจากจะเป็นเอนไฟต์อาร์เรย์ยังมีค่าสูงสุดของแพทเทิร์นในทิศทางบรอดไซด์อาร์เรย์ด้วย นอกจากนี้ในทิศทางเอนไฟต์ยังชี้ทั้งในทิศทาง 0 องศา และ 180 องศา อีกด้วย ดังนั้นเมื่อระยะห่างระหว่างเอลเมนที่เท่ากับ $n\lambda$ สนามจะมีค่าสูงสุดอยู่ในทั้งสองทิศทาง

2.7 กำลังขยาย

กำลังขยาย (Power Gain) เป็นสิ่งที่แสดงถึงคุณสมบัติอย่างหนึ่งของสายอากาศ ซึ่งมีค่าเท่ากับอัตราส่วนของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางนั้นต่อกำลังงานที่ป้อน แต่โดยทั่วไปแล้วค่าของกำลังขยายนี้นั้นจะคิดเฉพาะในทิศทางที่มีการแผ่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ค่าของกำลังขยายสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\text{Gain} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (\text{ไม่มีหน่วย})$$

โดยที่

$U(\theta, \phi)$ เป็นความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น ($W / \text{หน่วยมุมตัน}$)

P_{in} = กำลังงานที่ป้อนให้กับสายอากาศ

$$U(\theta, \phi) = r^2 W_{rad}$$

เมื่อ

W_{rad} คือ ความหนาแน่นของการแผ่กระจายคลื่น (W / m^2)

r คือ ระยะทาง (m)

$$\text{ค่าของ } W_{rad} = \frac{\eta}{8\lambda^2 r^2} \left[\left| N_\theta + \frac{L_\phi}{\eta} \right|^2 + \left| N_\phi - \frac{L_\theta}{\eta} \right|^2 \right]$$

$$\text{เพราะฉะนั้นค่าของ } U(\theta, \phi) = \frac{\eta}{8\lambda^2} \left[\left| N_\theta + \frac{L_\phi}{\eta} \right|^2 + \left| N_\phi - \frac{L_\theta}{\eta} \right|^2 \right]$$

$$\text{จะได้ Gain} = \frac{4\pi \left[\frac{\eta}{8\lambda^2} \left[\left| N_\theta + \frac{L_\phi}{\eta} \right|^2 + \left| N_\phi - \frac{L_\theta}{\eta} \right|^2 \right] \right]}{P_{in}}$$

2.8 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป โดยอธิบายถึงโครงสร้างพื้นฐาน ลักษณะการส่งผ่านคลื่น นอกจากนี้ยังกล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดและการวางสายอากาศแบบแถวลำดับ ได้แก่ คุณลักษณะทั่วไป โครงสร้างพื้นฐาน การแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด อธิบายการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ ซึ่งสิ่งเหล่านี้เป็นพื้นฐานสำคัญในการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา

3.1 บทนำ

การวิเคราะห์คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในโดเมนของเวลาที่ ต้องศึกษาคุณสมบัติต่างๆ ในแต่ละความถี่ คือต้องคำนวณแต่ละเทอมของเมตริกซ์ใหม่ทุกครั้งเมื่อความถี่เปลี่ยนไป ซึ่งทำให้เสียเวลาในการคำนวณมากในการวิเคราะห์ที่มีแถบความถี่ที่กว้าง ดังนั้นจึงมีการคิดค้นวิธีการคำนวณในโดเมนเวลาขึ้น ซึ่งทำให้รู้การแพร่กระจายของคลื่นในแต่ละชั้นเวลา ซึ่งวิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference - Time Domain : FDTD) [11] เป็นวิธีหนึ่งที่ทำกรวิเคราะห์ในโดเมนของเวลา

วิธี FDTD เป็นวิธีประมวลผลเชิงตัวเลขในโดเมนของเวลา นิยมใช้สำหรับวิเคราะห์ทางแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งคิดค้นขึ้นเป็นครั้งแรกโดยยี่ (Yee) ในปี ค.ศ.1966 [12] ซึ่งเป็นวิธีที่สะดวกในการแก้ปัญหาอนุพันธ์ของสมการแมกซ์เวลล์ โดยใช้คอมพิวเตอร์ช่วยในการคำนวณ ต่อมาได้มีการใช้กันอย่างแพร่หลาย และมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ทำให้สามารถวิเคราะห์ได้อย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น ใช้น้อยกว่าความจำของคอมพิวเตอร์น้อยลง และเป็นที่ยอมรับได้มาก

ในบทนี้จะกล่าวถึงตัวแปรพื้นฐานของวิธี FDTD จากนั้นจะกล่าวถึงสมการแมกซ์เวลล์ ยี่ อัลกอริทึม (Yee Algorithm) ซึ่งเป็นหลักการพื้นฐานของวิธี FDTD เงื่อนไขเสถียรภาพเชิงตัวเลข การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน และขอบเขตการดูดกลืน โดยในวิทยานิพนธ์ได้ทำการเสนอขอบเขตการดูดกลืน

3.2 ตัวแปรพื้นฐานของวิธี FDTD

ก่อนที่ชั้นเวลาจะเริ่มต้องกำหนดพื้นที่ที่จะคำนวณ (Problem Space) และพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ไม่ต้องการการคำนวณในแต่ละชั้นเวลา ซึ่งสามารถคำนวณและเก็บก่อนที่ชั้นเวลาจะเริ่ม เช่น ขนาดของเซลล์ ชั้นเวลา และสนามตกกระทบ ถ้าคิดที่สนามระยะไกลต้องกำหนดทิศทางของสนามระยะไกลด้วย หลังจากชั้นเวลาทำงาน เราจะได้ข้อมูลเอาท์พุท

3.2.1 ขนาดของเซลล์

ด้วยขนาดของเซลล์ขึ้นอยู่กับวัสดุ ค่าเพอร์มิตติวิตี ค่าความนำ และความยาวคลื่น ซึ่งควรมีขนาดเล็กกว่าความยาวคลื่นที่น้อยที่สุดมาก ๆ เพื่อให้ได้ผลที่ถูกต้องที่ใช้กันมากคือ 10 เซลล์ต่อหนึ่งความยาวคลื่น ดังนั้นแต่ละด้านของแต่ละเซลล์มีขนาด 0.1λ ที่ความถี่สูงสุดที่ใช้งาน ในบาง

กรณีที่ต้องการความแม่นยำมาก ๆ เช่น เรดาร์ อาจใช้ 20 เซลล์ต่อหนึ่งความยาวคลื่นหรือมากกว่านี้ถ้าจำเป็น

3.2.2 ขั้นเวลา (Time Step, Δt)

ขั้นเวลาที่ใหญ่ จะได้ผลไม่ดีต่อเสถียรภาพ แต่ก็ต้องมีขนาดใหญ่พอตามคุณสมบัติของวัสดุ (Full Characteristic) ของวัสดุและสนามที่มีปฏิริยาต่อกัน สิ่งที่สำคัญที่สุดคือ คุณสมบัติเรโซแนนซ์ ซึ่งจะถูกละเลยจากจำนวนขั้นเวลาและจำนวนเซลล์

การหาค่าขั้นเวลาสูงสุดต้องเข้าใน Courant Condition เสียก่อน โดยพิจารณาคลื่นระนาบที่แพร่กระจายออกมาจาก FD-TD grid โดยทิศทางของคลื่นระนาบตั้งฉากกับระนาบของ FD-TD grid (การแพร่กระจายคลื่นระนาบจะไวที่สุดระหว่างจุดสองจุดทิศทางตั้งฉาก) ใน 1 ขั้นเวลา ทุกๆ จุดบนคลื่นนี้จะไม่ผ่านไปมากกว่า 1 ขั้นเวลา FD-TD สามารถแพร่กระจายคลื่นจาก 1 เซลล์ ไปยังบริเวณที่ใกล้ที่สุดเท่านั้น ดังนั้นจึงต้องมีข้อกำหนดในการเลือกค่าช่วงเวลาที่เหมาะสม โดยยึดกำหนดเงื่อนไขของเสถียรภาพทางเวลาไว้ดังนี้

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{\max} \sqrt{(1/\Delta x)^2 + (1/\Delta y)^2 + (1/\Delta z)^2}} \quad (3.1)$$

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

3.3 สมการแมกซ์เวลล์และขั้นตอนวิธีของยี่

3.3.1 สมการแมกซ์เวลล์ใน 3 มิติ

พิจารณาระนาบที่ไม่มีแหล่งกำเนิดกระแสแม่เหล็กหรือกระแสไฟฟ้า แต่อาจจะมีวัสดุที่ดูดกลืนพลังงานไฟฟ้าหรือพลังงานแม่เหล็ก สมการแมกซ์เวลล์เทียบเวลาในรูปอนุพันธ์และอินทิเกรตคือกฎของฟาราเดย์ดังสมการที่ (3.2) และ (3.3)

$$\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} = -\nabla \times \bar{E} - \bar{J}_m \quad (3.2)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \iint_s \bar{B} \cdot d\bar{s} = -\oint_c \bar{E} \cdot d\bar{l} - \iint_m \bar{J} \cdot d\bar{s} \quad (3.3)$$

กฎของแอมแปร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\partial \bar{D}}{\partial t} = \nabla \times \bar{H} - \bar{J}_e \quad (3.4)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \iint_S \bar{D} \cdot d\hat{s} = \oint_C \bar{H} \cdot d\hat{l} - \iint_S \bar{J}_e \cdot d\hat{s} \quad (3.5)$$

กฎของเกาส์สำหรับสนามไฟฟ้า

$$\nabla \cdot \bar{D} = 0 \quad (3.6)$$

$$\oiint_S \bar{D} \cdot d\hat{s} = 0 \quad (3.7)$$

กฎของเกาส์สำหรับสนามแม่เหล็ก

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0 \quad (3.8)$$

$$\oiint_S \bar{B} \cdot d\hat{s} = 0 \quad (3.9)$$

ในที่นี้ \bar{E} คือ เวกเตอร์สนามไฟฟ้า (v/m), \bar{D} คือ ความหนาแน่นฟลักซ์ไฟฟ้า (c/m) \bar{H} คือ เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก (A/m) \bar{B} คือ ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กไฟฟ้า (wb/m²) S คือ พื้นผิวที่กำหนดเอง โดยมีเวกเตอร์หน่วยที่ตั้งฉากคือ $d\hat{s}$, c คือ รอบๆ พื้นผิว S เวกเตอร์หนึ่งหน่วย ความยาว คือ $d\hat{l}$

ในเชิงเส้น วัสดุที่ไม่กระจัดกระจายไอโซทรอปิก (เช่น วัสดุที่มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าและแม่เหล็กแบบสนามอิสระ ทิศทางอิสระและความถี่อิสระ) เราสามารถเขียนความสัมพันธ์ \bar{B} กับ \bar{H} และ \bar{D} กับ \bar{E} ได้โดยสัดส่วนง่ายๆ คือ

$$\bar{B} = \mu \bar{H} \quad (3.10)$$

$$\bar{D} = \epsilon \bar{E} \quad (3.11)$$

μ คือ เพอร์มิบิลิตีแม่เหล็ก (เฮนรี/เมตร) ϵ คือ เพอร์มิตีวิตีไฟฟ้า (ฟารัด/เมตร)

ต่อไปพูดถึงความสูญเสียทางไฟฟ้าและแม่เหล็กที่สามารถแพร่กระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในวัสดุโดยกลายเป็นพลังงานความร้อน เรากำหนดกระแสแม่เหล็กสำหรับกลไกการสูญเสียทางแม่เหล็ก

$$\bar{J}_m = \rho^* \bar{H} \frac{n!}{r!(n-r)!} \quad (3.12)$$

และกระแสไฟฟ้าสำหรับกลไกการสูญเสียทางไฟฟ้า

$$\bar{J}_e = \sigma \bar{E} \quad (3.13)$$

ρ^* คือ ความต้านทานแม่เหล็ก (โอห์ม/เมตร) σ คือ ค่าความนำไฟฟ้า (ซีเมนต/เมตร) รวมถึงสมการที่ (3.10) ถึง (3.13) และแทนในสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ [13-15] (3.2) และ (3.4) เราจะได้

$$\frac{\partial \bar{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \bar{E} - \frac{\rho^*}{\mu} \bar{H} \quad (3.14)$$

$$\frac{\partial \bar{E}}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \bar{H} - \frac{\sigma}{\varepsilon} \bar{E} \quad (3.15)$$

ขณะนี้เราเขียนส่วนประกอบเวกเตอร์ของ (3.14) และ (3.15) ทำให้ได้สมการสเกลาร์ 6 สมการเป็นสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ใน 3 มิติระบบพิกัดมุมฉาก (x,y,z)

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \rho^* H_x \right) \quad (3.16a)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \rho^* H_y \right) \quad (3.16b)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \rho^* H_z \right) \quad (3.16c)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (3.17a)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (3.17b)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (3.17c)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการอนุพันธ์ย่อย 6 สมการ (3.16) และ (3.17) เป็นรูปแบบพื้นฐานของวิธี FDTD ซึ่งตัวเลข สำหรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีผลกับวัสดุ 3 มิติทั่วไป วิธี FDTD ไม่ต้องการความสัมพันธ์กฎของเกาส์มาแสดงว่าประจุไฟฟ้าอิสระ เพราะความสัมพันธ์นี้ตามทฤษฎีจะเป็นผลมาจากสมการเคิร์ล อย่างไรก็ตามต้องสร้าง FDTD space grid ขึ้นเพื่อความสัมพันธ์กฎของเกาส์คือ อยู่ในตำแหน่งของส่วนประกอบเวกเตอร์สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในกริด และการทำอนุพันธ์สเปซเชิงตัวเลข (Numerical Space Derivative) บนส่วนประกอบเวกเตอร์เหล่านี้ ซึ่งจำลองการทำงานของตัวดำเนินการเคิร์ล

3.3.2 โครงสร้างของยี่อัลกอริทึม (The Yee Algorithm)

ในปี 1966, Kane Yee เป็นผู้เริ่มต้นใช้สมการไฟไนท์ - ดิฟเฟอเรนซ์ เป็นแนวความคิดพื้นฐานในการนำไปประยุกต์ใช้ต่อไป ซึ่งยี่ได้นำสมการผลต่างสืบเนื่องจำกัดมาประยุกต์ใช้กับสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ที่ขึ้นกับเวลาสำหรับโครงสร้างของตัวกลางที่ไม่มีการสูญเสียพลังงาน คือค่าของ $\rho^* = 0$ และ $\sigma = 0$

1. ทฤษฎีของยี่จะหาคำตอบทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในเวลาและระยะทางโดยใช้สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์มากกว่าที่จะหาสนามไฟฟ้า(หรือสนามแม่เหล็ก) อย่างเดียว

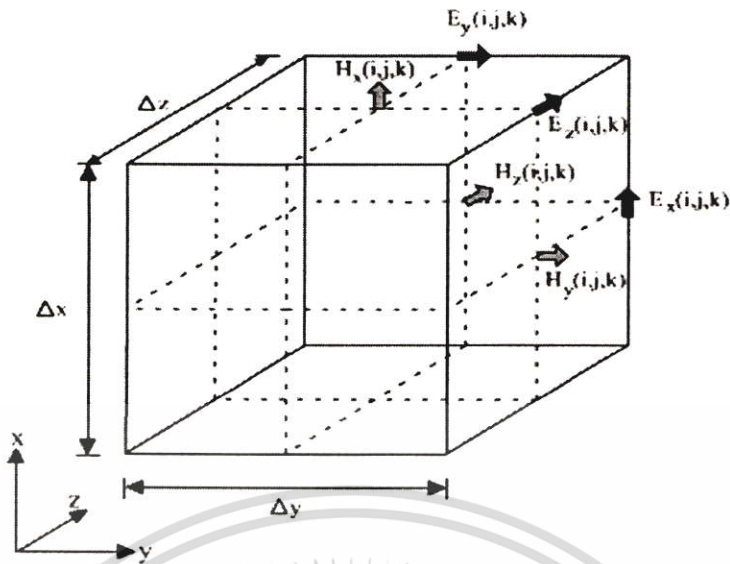
- เงื่อนไขขอบเขตทั้ง \vec{E} และ \vec{H} จะถูกบังคับให้อยู่บนพื้นผิวของโครงสร้างวัสดุ
- สามารถสร้างแบบจำลองสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าได้เพราะมีทั้ง \vec{E} และ \vec{H}
- ลักษณะพิเศษของทุกๆ สนาม เช่น สนาม \vec{H} ไกลกับขอบและมุม รูปอาซิมุของสนาม \vec{H} ไกลกับลวด และรัศมีของสนาม \vec{E} ไกลจุด ขอบและเส้นลวด สามารถใช้เป็นแบบเฉพาะ

รายได้ ถ้าทั้งสนามไฟฟ้าและแม่เหล็กหาค่าได้

2. อธิบายจากรูปที่ 3.1 ปัจจัยสำคัญของทฤษฎีของยี่ คือ ทิศทางของ \vec{E} และ \vec{H} ในสเปซ 3 มิติ ทุกๆ ทิศทางของ \vec{E} รอบๆ จะถูกล้อมรอบด้วยสนาม \vec{H} 4 ตัว และทุกๆ สนาม \vec{H} จะล้อมรอบด้วยส่วนประกอบ \vec{E} 4 ตัว

ทำให้ได้รูปอย่างง่ายของสเปซ 3 มิติที่มีการเชื่อมต่อภายในแถวลำดับของกฎฟาราเดย์และกฎของแอมแปร์แบบคอนทัวร์ ตัวอย่างเช่น สามารถจะกำหนดให้ส่วนประกอบ \vec{E} ประกอบด้วยฟลักซ์กระแสที่เชื่อมต่อบรรอบ \vec{H} และกำหนดส่วนประกอบ \vec{H} ด้วย ฟลักซ์แม่เหล็กที่เชื่อมต่อบรรอบด้วยวงรอบ \vec{E} ผลที่ได้แนวความคิดของยี่ สามารถจำลองการทำงานรูปแบบอนุพันธ์และรูปแบบอินทิกรัลของสมการแมกซ์เวลล์พร้อมกัน ซึ่งจะเป็นประโยชน์ในการกำหนดขอบเขตสนาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 โครงสร้างส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ (Yee cell)

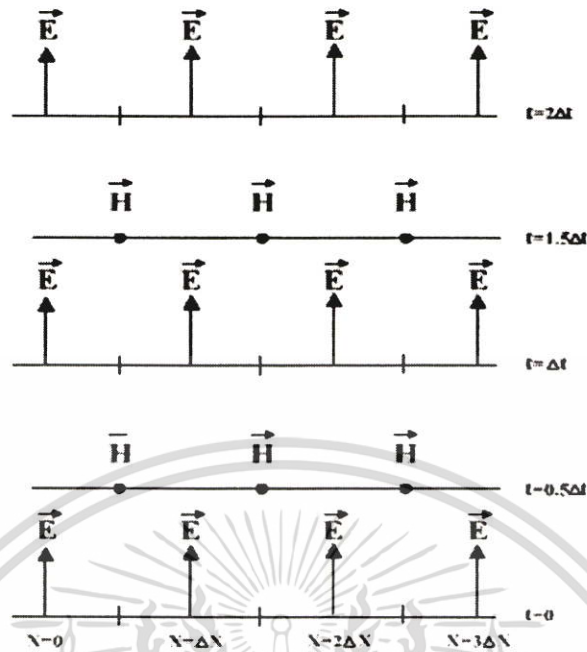
- ผลที่ได้จากนิพจน์ไฟไนท์-ดิฟเฟอเรนซ์ สำหรับอนุพันธ์สเปซ ที่ใช้ในตัวดำเนินการเคิร์ลเป็นแบบตรงกลางและมีความเที่ยงตรงอันดับ 2

- ความต่อเนื่องของ \vec{E} และ \vec{H} ที่ข้ามรอยต่อวัสดุที่ไม่เหมือนกัน ถ้ามองต่อขนานกันใน 1 แกนพิกัดกริด ในกรณีนี้จะได้ผลเฉลยสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต้องการเงื่อนไขขอบเขตพิเศษ ในการแมทซ์สนามที่รอยต่อ ในการเริ่มต้นของปัญหาเราเพียงกำหนดเพอร์มิตติวิตีของวัสดุและเพอร์มิบิลิตีของสารที่แต่ละตำแหน่งของส่วนประกอบสนาม สำหรับสี่เหลี่ยมมุมฉากของยี่ จะทำการประมาณแบบขั้นบันไดของพื้นผิวและรูปทรงเลขาคณิตของโครงสร้างที่สนใจกับสเปซที่ จะหา จะกำหนดโดยขนาดของหน่วยเซลล์

- ตำแหน่งส่วนประกอบ \vec{E} และ \vec{H} ในกริดของยี่ และตัวดำเนินการไฟไนท์-ดิฟเฟอเรนซ์แบบตรงกลางส่วนประกอบเหล่านี้ จะถือว่าอยู่ในความสัมพันธ์กฎของเกาส์ ดังนั้น สี่เหลี่ยมมุมฉากของยี่ คือ ไดเวอร์เจนซ์อิสระ เมื่อเทียบกับสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าและจะไม่มีประจุไฟฟ้ากับประจุแม่เหล็กอิสระในแหล่งกำเนิดอิสระที่เป็นแบบจำลอง

3. จากรูปที่ 3.2 ขั้นตอนวิธีของยี่จะวางส่วนประกอบ \vec{E} และ \vec{H} ในเวลาที่จัดแบบ leapfrog การคำนวณ \vec{E} ทั้งหมดในสเปซ 3 มิติที่สนใจจะสมบูรณ์และเก็บในหน่วยความจำที่จุดเวลาเฉพาะโดยใช้ข้อมูลของ \vec{H} ที่เก็บอยู่ในหน่วยความจำคอมพิวเตอร์ก่อนหน้านี้ ดังนั้นการคำนวณ \vec{H} ทั้งหมดในสเปซจำลองจะสมบูรณ์และเก็บในหน่วยความจำโดยใช้ข้อมูล \vec{E} ที่คำนวณไปเมื่อครั้งนี้ วงจรการทำงานจะเกิดขึ้นอีกครั้งโดยการคำนวณส่วนประกอบ \vec{E} ใหม่ โดยใช้ส่วนประกอบ \vec{H} ใหม่ ขบวนการนี้จะต่อเนื่องจนกระทั่งจบชั้นเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 แสดงตำแหน่งและชั้นเวลาที่ใช้ในการคำนวณหา \vec{E} และ \vec{H}

- ชั้นเวลา leapfrog จะมีรูปแบบที่แน่นอน ดังนั้นจึงสามารถหลีกเลี่ยงการหาการแก้สมการและการทำอินเวอร์สเมตริกซ์ได้อย่างสมบูรณ์
- ผลที่ได้จากนิพจน์ไฟไนท์-ดิฟเฟอเรนซ์ สำหรับอนุพันธ์เวลาที่ใช้ในสมการเคิร์ลความสัมพันธ์จะเป็นแบบตรงกลาง และมีความเที่ยงตรงอันดับ 2
- ผลที่ได้จากขั้นตอนการทำชั้นเวลาจะได้กระจายกระจาย นั่นคือ โหมดคลื่นที่แพร่กระจายเชิงตัวเลขใน mesh จะไม่ลดลงเนื่องจากการทำชั้นเวลา

3.3.3 สมการไฟไนท์-ดิฟเฟอเรนซ์

ในการแก้ปัญหาสมการเชิงอนุพันธ์โดยใช้วิธี FDTD อย่างแรกที่จะต้องคำนึงก็คือ หนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ซึ่งอยู่ในโดเมนสเปซ และอีกอันหนึ่งก็คือการคิดคำนวณในเชิงเวลา ดังนั้นในการกำหนดสัญลักษณ์ของยี่อัลกอริทึมนั้นจะกำหนดเป็นฟังก์ชันของโดเมนสเปซและโดเมนเวลาในระบบพิกัดสามมิติเอาไว้ดังนี้

$$F^n(i, j, k) = F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \quad (3.18)$$

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

จากรูปที่ 3.3 จะเห็นลักษณะโครงสร้างสามมิติที่แสดงถึงโครงสร้างทั้งหมดที่นำมาใช้ในการจำลองเหตุการณ์ในการคำนวณของ FDTD ซึ่งจะเป็นการนำหนึ่งหน่วยเซลล์มาต่อกันจนถึงขอบเขตที่ต้องการที่ใช้ในการจำลอง โดยโครงสร้างแบบนี้จะเรียกว่า กริดเซลล์ของ FDTD และจากกริดเซลล์ของ FDTD จะเห็นได้ว่าขอบเขตสูงสุดนั้นจะประกอบไปด้วย $\max x \times \max y \times \max z$

ยี่ได้นำเสนอการใช้รูปแบบของสมการผลต่างสี่เบื้องแบบตรงกลาง (Central Difference Scheme) โดยใช้กับฟังก์ชัน F ทั้งในโดเมนสเปซของระบบพิกัดฉาก และในโดเมนเวลา คือ

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial x} = \frac{F^n(i+1/2, j, k) - F^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \quad (3.19a)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial y} = \frac{F^n(i, j+1/2, k) - F^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \quad (3.19b)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial z} = \frac{F^n(i, j, k+1/2) - F^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \quad (3.19c)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial t} = \frac{F^{n+1/2}(i, j, k) - F^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} \quad (3.19d)$$

ในการปรับปรุงสมการ (3.16a)-(3.17c) โดยใช้วิธีอัลกอริทึมจะสามารถปรับปรุงสมการสนามแม่เหล็กไฟฟ้า 6 สมการ ดังนี้

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_x^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \left[\frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i, j-1, k)}{\Delta y} - \frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i, j, k-1)}{\Delta z} \right] \quad (3.20a)$$

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_y^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \cdot \left[\frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j, k-1)}{\Delta z} - \frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i-1, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (3.20b)$$

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_z^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \cdot \left[\frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i-1, j, k)}{\Delta x} - \frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j-1, k)}{\Delta y} \right] \quad (3.20c)$$

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[\frac{H_z^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} - \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} \right] \quad (3.20d)$$

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_y^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[\frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} - \frac{H_z^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (3.20e)$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[\frac{H_y^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} \right] \quad (3.20f)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยจะมีค่าของ

$$H_x^n(i, j, k) = \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k) + H_x^{n-1/2}(i, j, k)}{2} \quad (3.21)$$

3.4 การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน

การเลือกแหล่งกำเนิดแรงดันที่เหมาะสมเป็นปัจจัยสำคัญประการหนึ่งในการจำลองแบบโครงสร้างแบบ FDTD ในระยะแรกเริ่มได้มีการใช้แหล่งกำเนิดแรงดันแบบ สภาวะเริ่มต้นของคลื่นระนาบ ซึ่งเหมาะสำหรับการแก้ปัญหาในโครงสร้างที่มีมิติเดียว แต่สำหรับการจำลองโครงสร้างแบบ FDTD ที่มีการแก้ปัญหาคณิตศาสตร์ไม่โครเวฟด้วยโครงสร้างสามมิตินั้น จะใช้การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันที่เป็นพัลส์แบบเกาส์ (Gaussian Pulse) หรือพัลส์แบบเกาส์มอดูเลต (Modulated Gaussian Pulse) เนื่องจากหารูปคลื่นและฟูริเยร์สเปกตรัมได้ง่ายกว่า ซึ่งการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันของพัลส์แบบเกาส์แสดงได้ดังสมการ

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

$g(t)$ คือ พัลส์แบบเกาส์ (Gaussian Pulse)

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

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

เมื่อ f_0 คือความถี่ที่เข้ามามอดูเลต

ดังนั้นจากสมการของการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันทั้งสองสมการจากที่กล่าวมาสามารถที่จะนำไปแปลงโดยใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ (Fourier Transform) ซึ่งเป็นการแปลงสัญญาณของแหล่งกำเนิดแรงดันที่อยู่ในโดเมนของเวลาให้อยู่ในโดเมนความถี่ ทำให้ได้รูปแบบของสมการที่คล้ายกันคือ

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

3.5 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน

ในการแก้ปัญหาทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธี FDTD นั้นมักจะให้บริเวณที่พิจารณาเป็นบริเวณเปิด ซึ่งโดเมนการคำนวณสนามจะไม่ถูกจำกัดในทิศทางใด ๆ ดังนั้นในการจำลองโครงสร้างกริดเซลล์ของ FDTD ที่ใช้ขอบเขตเปิด (Open-Boundary) จึงเกิดปัญหาในการวิเคราะห์ก็คือ ปัญหาของขอบเขตในการแพร่กระจายคลื่นที่มีลักษณะการแพร่กระจายเสมือนลู่เข้าสู่ระยะอนันต์ ซึ่งในความเป็นจริงแล้วคงไม่มีคอมพิวเตอร์ที่สามารถเก็บข้อมูลได้โดยไม่จำกัด เพื่อเป็นการแก้ปัญหาดังกล่าวนี้จึงได้มีการกำหนดเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorbing Boundary Condition : ABC) ขึ้น โดยเป็นการจำกัดโดเมนการคำนวณไว้ที่ขนาดใดขนาดหนึ่งซึ่งใหญ่พอที่จะครอบคลุมโครงสร้างที่พิจารณาและมีเงื่อนไขขอบเขตที่ขอบนอกของโดเมนเสมือนเป็นระยะอนันต์ และเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนี้จะกำจัดหรือลดการสะท้อนกลับของสนามที่ขอบของโดเมนการคำนวณ ทำให้เปรียบเสมือนว่าในขณะที่ทำการคำนวณ โดเมนการคำนวณมีขนาดเป็นอนันต์ ซึ่งเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนี้จะได้ถูกนำมาวิเคราะห์และพัฒนาเพื่อช่วยลดขนาดของกริดเซลล์ให้มีขนาดลดลง สิ่งสำคัญที่สุดในการวิเคราะห์การกระทำในเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนั้น ก็คือประสิทธิภาพและความเที่ยงตรงในการคำนวณ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนได้มีการพัฒนาต่อเนื่องมาในช่วงสามสิบกว่าปีที่ผ่านมา หลักในการวิเคราะห์ขอบเขตการดูดกลืนในระบบสามมิตินั้นสามารถที่จะแบ่งได้ 2 กลุ่มหลัก ๆ คือ กลุ่มแรกจะมีการใช้คุณสมบัติของคลื่นเดินทางเดียว (One-Way Wave Characteristics) โดยจะใช้แพคเตอร์เชิงอนุพันธ์ของสมการคลื่นในการคำนวณ การคิดคำนวณแบบนี้จะใช้เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบหนึ่งที่เป็นที่นิยมกันมากก็คือ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์ (Mur's ABC) [16-17] ซึ่งเงื่อนไขชนิดนี้จะถูกนำมาวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ด้วย และในกลุ่มที่สองจะใช้หลักการพื้นฐานของการให้วัสดุดูดกลืน (Absorbing Materials) โดยเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่นิยมใช้สำหรับการวิเคราะห์แบบนี้ก็คือ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของชั้นแมตช์สมบูรณ์ (Perfectly Matched Layer ABC : PML) [18] ในการวิเคราะห์เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่ได้นั้นควรจะมีคุณสมบัติหลักที่สำคัญ ๆ คือ

1. จะต้องมีความเที่ยงตรงในการแก้ปัญหาเชิงวิศวกรรม
2. วิเคราะห์คุณสมบัติของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโครงสร้างต่าง ๆ ไม่ว่าจะ เป็นโครงสร้างทั่วไป หรือโครงสร้างที่ซับซ้อนได้
3. ควรจะมีความเสถียรเชิงตัวเลขในการใช้งาน

จากคุณสมบัติสามข้อที่กล่าวมานั้น จะเห็นได้ว่าเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์เป็นเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนชนิดหนึ่งที่จะนำมาใช้ในการวิเคราะห์กริดเซลล์ของ FDTD ได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยที่เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์จะมีลักษณะของสมการอยู่สองแบบ คือ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบอันดับหนึ่ง (Mur's first order) และ แบบอันดับสอง (Mur's second order) ซึ่งทั้งสองแบบนี้ จะได้สมการพื้นฐานมาจากสมการคลื่นทางเดียว (One Way Wave Equation) ซึ่งแบบนี้กลุ่ม นักวิจัยกลุ่มแรกที่คิดคือ Engquist and Majda เงื่อนไขขอบเขตของสมการคลื่นแสดงดังสมการที่ 3.20

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

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

ในระนาบของคลื่นที่แพร่กระจายจากพื้นที่ $x > 0$ มาถึงขอบเขตที่ $x = 0$ จะเห็นได้ว่าไม่มี คลื่นสะท้อนจากขอบเขตการดูดกลืนเลย ดังนั้นจะได้สมการคลื่นเป็น

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

เมื่อ $i = y$ หรือ z และ $s_x^2 + s_y^2 + s_z^2 = v^{-2}$ อย่างไรก็ตามจะต้องหาค่าที่แน่นอนของ $(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2}$ ในสมการ (3.26) ซึ่งสามารถหาได้โดยใช้อนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor Series Expansions) ดังนั้นเมอริจึงได้เสนอสมการของเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรก จะได้สมการเป็น

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

ซึ่งสมการที่ (3.27) จะได้การดูดกลืนของคลื่นใกล้เคียงกับคลื่นที่ส่งมา (Incident Waves) และเมอริจึงได้นำเสนอสมการสำหรับอันดับที่สองดังสมการ

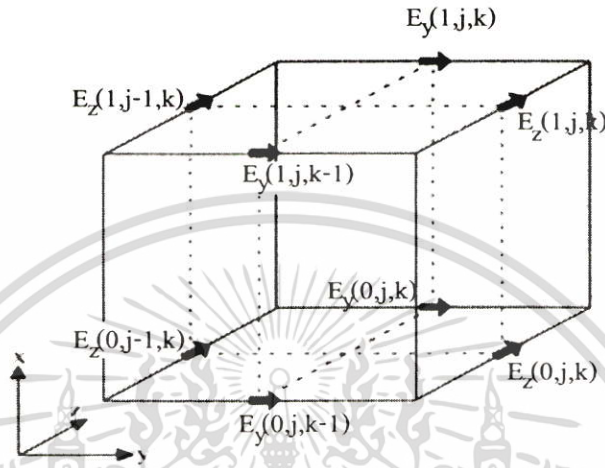
$$(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} = 1 - \frac{1}{2}((vs_y)^2 + (vs_z)^2) + O(((vs_y)^2 + (vs_z)^2)^2) \quad (3.28)$$

ดังนั้นจึงทำให้คลื่นมาตกกระทบระนาบ $x = 0$ จะได้สมการคลื่นทางเดียวสำหรับเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรกดังสมการ

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

และอันดับสองดังสมการ

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



รูปที่ 3.3 สนามไฟฟ้าที่ผิวในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่ง $(1, j, k)$

จากรูปที่ 3.4 แสดงตำแหน่งในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ซึ่งเป็นกริดต่ำสุดของ FDTD ตำแหน่งที่กริด $(i = 1)$ ทำให้มีสนามไฟฟ้าที่ผิวบนระนาบกริด $x = 0$ คือ $E_y(0, j, k-1)$, $E_y(0, j, k)$, $E_z(0, j-1, k)$ และ $E_z(0, j, k)$ ดังนั้นจึงได้สมการของยี่อัลกอริทึมสำหรับเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอริอันดับแรกดังสมการ

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ (3.31) นั้นจะบ่งบอกถึงการกระทำของสนามไฟฟ้าที่ผิวของหนึ่งหน่วยเซลล์ของ ยี่ ($E_y(0, j, k)$) บนขอบเขตนอกสุดของกริดเซลล์ของ FDTD โดยสมการที่ได้มานั้นจะใช้ข้อมูลของ การกระทำสนามไฟฟ้าบนกริดเซลล์ของ FDTD ($E_y(1, j, k)$) โดยหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่ง ขอบเขตบนสุดของกริดนั้น ($i = \max_x$) 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 คือ $y = 0$, $y = \max_y$, $z = 0$ และ $z = \max_z$ ดังนี้

1. ขอบเขตที่ $y = 0$

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

2. ขอบเขตที่ $y = \max_y$

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

3. ขอบเขตที่ $z = 0$

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

4. ขอบเขตที่ $z = \max z$

$$E_i^{n+1}(i, j, \max z) = E_i^n(i, j, \max z - 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^{n+1}(i, j, \max z - 1) - E_i^n(i, j, \max z)] \quad (3.34d)$$

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

สมการที่กล่าวมาเป็นเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอร์อันดับหนึ่ง แต่ถ้าเป็นเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอร์อันดับสองจะแสดงดังสมการข้างล่าง

1. ขอบเขตที่ $x = 0$

$$E_i^{n+1}(0, j, k) = -E_i^{n-1}(1, j, k) \quad (3.35a)$$

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

2. ขอบเขตที่ $x = \max x$

$$E_i^{n+1}(\max x, j, k) = -E_i^{n-1}(\max x - 1, j, k) \quad (3.35b)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ใดนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ขอบเขตที่ $y = 0$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(i, 0, k) &= -E_i^{n-1}(i, 1, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(i, 1, k) + E_i^{n-1}(i, 0, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i, 1, k)] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i+1, 0, k) - 2E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i-1, 0, k) + \\ &E_i^n(i+1, 1, k) - 2E_i^n(i, 1, k) + E_i^n(i-1, 1, k) \end{aligned} \right] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i, 0, k+1) - 2E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i, 0, k-1) + \\ &E_i^n(i, 1, k+1) - 2E_i^n(i, 1, k) + E_i^n(i, 1, k-1) \end{aligned} \right]
 \end{aligned}
 \tag{3.35c}$$

4. ขอบเขตที่ $y = \text{maxy}$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(i, \text{maxy}, k) &= -E_i^{n-1}(i, \text{maxy}-1, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(i, \text{maxy}-1, k) + E_i^{n-1}(i, \text{maxy}, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^n(i, \text{maxy}, k) + E_i^n(i, \text{maxy}-1, k)] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i+1, \text{maxy}, k) + E_i^n(i-1, \text{maxy}, k) - \\ &2E_i^n(i, \text{maxy}, k) + E_i^n(i+1, \text{maxy}-1, k) + \\ &E_i^n(i-1, \text{maxy}-1, k) - 2E_i^n(i, \text{maxy}-1, k) \end{aligned} \right] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i, \text{maxy}, k+1) + E_i^n(i, \text{maxy}, k-1) - \\ &2E_i^n(i, \text{maxy}, k) + E_i^n(i, \text{maxy}-1, k+1) + \\ &E_i^n(i, \text{maxy}-1, k-1) - 2E_i^n(i, \text{maxy}-1, k) \end{aligned} \right]
 \end{aligned}
 \tag{3.35d}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. ขอบเขตที่ $z = 0$

$$E_i^{n+1}(i, j, 0) = -E_i^{n-1}(i, j, 1) \quad (3.35e)$$

$$+ \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^{n+1}(i, j, 1) + E_i^{n-1}(i, j, 0)]$$

$$+ \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^n(i, j, 0) + E_i^n(i, j, 1)]$$

$$+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot$$

$$\left[\begin{array}{l} E_i^n(i+1, j, 0) - 2E_i^n(i, j, 0) + E_i^n(i-1, j, 0) + \\ E_i^n(i+1, j, 1) - 2E_i^n(i, j, 1) + E_i^n(i-1, j, 1) \end{array} \right]$$

$$+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot$$

$$\left[\begin{array}{l} E_i^n(i, j+1, 0) - 2E_i^n(i, j, 0) + E_i^n(i, j-1, 0) + \\ E_i^n(i, j+1, 1) - 2E_i^n(i, j, 1) + E_i^n(i, j-1, 1) \end{array} \right]$$

6. ขอบเขตที่ $z = \max z$

$$E_i^{n+1}(i, j, \max z) = -E_i^{n-1}(i, j, \max z - 1) \quad (3.35f)$$

$$+ \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^{n+1}(i, j, \max z - 1) + E_i^{n-1}(i, j, \max z)]$$

$$+ \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^n(i, j, \max z) + E_i^n(i, j, \max z - 1)]$$

$$+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot$$

$$\left[\begin{array}{l} E_i^n(i+1, j, \max z) + E_i^n(i-1, j, \max z) - \\ 2E_i^n(i, j, \max z) + E_i^n(i+1, j, \max z - 1) + \\ E_i^n(i-1, j, \max z - 1) - 2E_i^n(i, j, \max z - 1) \end{array} \right]$$

$$+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot$$

$$\left[\begin{array}{l} E_i^n(i, j+1, \max z) + E_i^n(i, j-1, \max z) - \\ 2E_i^n(i, j, \max z) + E_i^n(i, j+1, \max z - 1) + \\ E_i^n(i, j-1, \max z - 1) - 2E_i^n(i, j, \max z - 1) \end{array} \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 การวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD

3.6.1 พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย

การวิเคราะห์พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย (S Parameters) จะใช้วิธีการวิเคราะห์สองครั้ง โดยการวิเคราะห์ครั้งแรกจะสร้างแบบจำลองของโครงสร้างให้มีความยาวเป็นอนันต์แล้วทำการวิเคราะห์หาสนามในโครงสร้างนั้นโดยตรง ส่วนครั้งที่สองจะสร้างแบบจำลองของโครงสร้างจริงที่ทำการวิเคราะห์แล้วทำการวิเคราะห์หาสนามจากโครงสร้างดังกล่าว ซึ่งสนามที่วิเคราะห์ได้มาในครั้งนี้จะเป็นสนามรวมที่ประกอบไปด้วยสนามในโครงสร้าง และสนามที่สะท้อนออกมาจากโครงสร้าง จากนั้นก็นำสนามในโครงสร้างและสนามที่สะท้อนออกมาในแต่ละพอร์ตที่อยู่ในโดเมนเวลาทำการแปลงโดยใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ก็จะได้สนามอยู่ในโดเมนความถี่ แล้วนำค่าสนามที่อยู่ในโดเมนความถี่เหล่านั้นมาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจายต่อไป โดยสมการของพารามิเตอร์การกระจัดกระจายจะเป็นไปตามสมการ

$$S_{mn} = \frac{F[V_m(t)]}{F[V_n(t)]} \sqrt{\frac{Z_{0n}}{Z_{0m}}} \quad (3.36)$$

เมื่อ F คือ การกระทำผลการแปลงฟูริเยร์โดยที่ $m, n = 1, 2, \dots, N$ และ $V_m(t)$ กับ $V_n(t)$ เป็นแรงดันในโดเมนเวลาที่พอร์ต m และ n ส่วน Z_{0m} และ Z_{0n} เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งซึ่งต่ออยู่ที่ พอร์ต m และ n ตามลำดับ โดยคุณลักษณะของสายส่งจะมีค่า 50 โอห์ม และพารามิเตอร์การกระจัดกระจายจะแสดงดังสมการ

$$S_{11} = \frac{F[V_{1ref}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \quad (3.37)$$

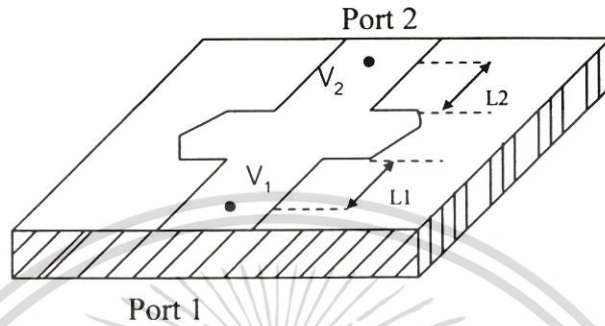
$$S_{12} = \frac{F[V_{1trans}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \quad (3.38)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2trans}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \quad (3.39)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2ref}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \quad (3.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $V_{i\text{inc}}(t)$ และ $V_{i\text{ref}}(t)$ ($i = 1, 2$) เป็นแรงดันในส่วนที่ส่งเข้าไปในโครงสร้างและแรงดันที่สะท้อนกลับตามลำดับของแต่ละพอร์ต และ $V_{i\text{trans}}(t)$ คือแรงดันที่ส่งมาที่พอร์ต i ซึ่งเป็นผลตอบสนองของสัญญาณมาจากพอร์ตอื่น



รูปที่ 3.4 วงจรความถี่สูงทั่วไปที่มีลักษณะการต่อแบบ 2 พอร์ต

ในรูปทั่วไปของพารามิเตอร์การกระจายนั้น จะอยู่ในรูปของคอมเพล็กซ์ซึ่งจะประกอบไปด้วยค่าของขนาดกับเฟส ดังนั้นพารามิเตอร์การกระจายจะได้มาซึ่งสมการที่มีทั้งขนาดและเฟส

$$S_{11} = \frac{F[V_{1\text{ref}}(t)]}{F[V_{1\text{inc}}(t)]} \cdot e^{2\gamma_1 L_1} \quad (3.41)$$

$$S_{12} = \frac{F[V_{1\text{trans}}(t)]}{F[V_{2\text{inc}}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.42)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2\text{trans}}(t)]}{F[V_{1\text{inc}}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.43)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2\text{ref}}(t)]}{F[V_{2\text{inc}}(t)]} \cdot e^{2\gamma_2 L_2} \quad (3.44)$$

โดยที่ L_1 และ L_2 เป็นระยะห่างระหว่างจุดสมมุติ (Observation Point) และระนาบเฟส

อ้างอิง (Phase Reference Plane) โดยจะมีค่าของ γ_1 และ γ_2 ($\gamma = \alpha + j\beta$) เป็นค่าคงที่ของการ

แพร่กระจายคลื่นของสายส่งสัญญาณที่พอร์ต 1 และ พอร์ต 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

S พารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศนั้นก็คือ S_{11} พารามิเตอร์ ซึ่งเป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดันของสายอากาศ

3.6.2 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง

ในการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศนั้น อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) และ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio, VSWR) จัดเป็นสองพารามิเตอร์ที่มีความสำคัญ ซึ่งจะเห็นได้ว่า FDTD เป็นวิธีการหนึ่งที่มี ประสิทธิภาพในการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศ และในการคำนวณอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะใช้สมการคือ

$$Z_{in} = Z_c \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \quad (3.45)$$

Z_c เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณโดยทั่วไป และค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จะเป็นค่าแบบคอมเพล็กซ์ ที่ซึ่งจะมีทั้งค่าจริงและค่าจินตภาพ ในส่วนของสมการหาอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งนั้น สามารถที่จะพิจารณาหาจากสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดันของสายอากาศได้ดังสมการ

$$VSWR = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \quad (3.46)$$

3.6.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ

ในการวิเคราะห์ในแบบวิธี FDTD นั้นไม่สามารถหาผลลัพธ์ของแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-Field Radiation Pattern) ได้โดยตรง เนื่องจากกริดของ FDTD จะคำนวณเฉพาะพื้นที่ของสนามระยะใกล้ (Near-Field) เท่านั้น โดยจะไม่สามารถคำนวณในขอบเขตของสนามระยะไกลได้ (Far Field) ดังนั้นในวิธี FDTD จึงต้องทำการแปลงผลการคำนวณของสนามระยะใกล้ไปเป็นสนามระยะไกล (Near-Field to Far-Field) และเมื่อ $\omega = 2\pi f$ และ f คือความถี่ที่ซึ่งจะใช้คำนวณหาการแผ่พลังงานระยะไกลโดยสมการหาการแผ่พลังงานระยะไกลในโดเมนความถี่ของ FDTD มีสมการดังนี้

$$E(\omega) = \sum_{n=0}^{NSTEP} E(n\Delta t) \cdot e^{-j\omega n\Delta t} \Delta t \quad (3.47)$$

$$H(\omega) = \sum_{n=0}^{NSTEP} H(n\Delta t) \cdot e^{-j\omega n\Delta t} \Delta t \quad (3.48)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของวิธี FDTD ซึ่งเป็นวิธีหนึ่งที่ยืดหยุ่นและสะดวกในการแก้ปัญหาสมการเชิงอนุพันธ์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยสมการแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equation) ขึ้นมาใหม่ โดยจะทำการวิเคราะห์ในโดเมนเวลา (Time domain) และโดเมนสเปซ (Space domain) โดยได้ทำการกำหนดส่วนประกอบสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าให้อยู่บนเซลล์สี่เหลี่ยมลูกบาศก์หนึ่งเซลล์ จะใช้แบบแผนลีฟรอก (Leap-Frog) โดยจะทำการปรับปรุงสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสลับกันในโดเมนเวลา ส่วนการพิจารณาเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขเพื่อเลือกค่าช่วงพื้นที่และเวลาที่เหมาะสมกับการคำนวณ ส่วนประเภทของแหล่งกำเนิดแรงดันนั้นจะเป็นพัลส์แบบเกาส์ โดยที่เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนั้นเลือกใช้แบบเมอร์ และการนำวิธี FDTD มาประยุกต์ใช้วิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด



บทที่ 4

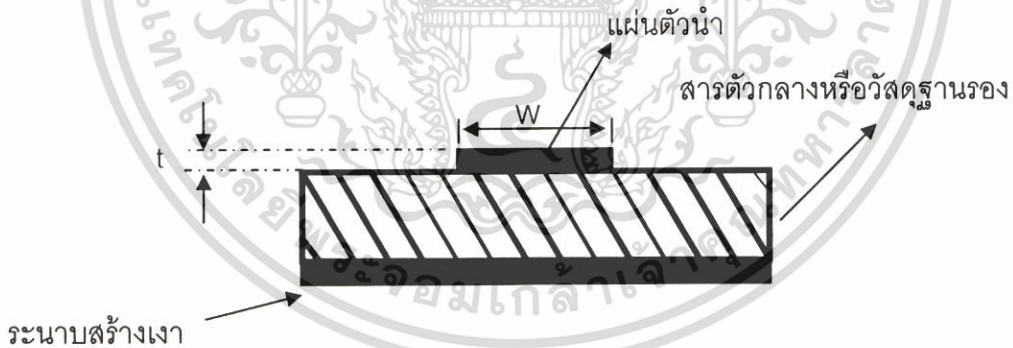
การออกแบบและวิเคราะห์

4.1 บทนำ

สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดนั้นประกอบด้วยส่วนประกอบสำคัญ 4 ส่วนนั้น คือ

1. ช่องเปิด (Slot)
2. วัสดุฐานรอง (Dielectric Substrate)
3. สายป้อนสัญญาณ (Microstrip Feed Line)
4. ระนาบสร้างเงา (Ground Plane)

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ประกอบไปด้วย ช่องเปิดรูปเส้นตรงเดี่ยว ช่องเปิดรูปเส้นตรงคู่ ช่องเปิดรูปเส้นตรงสามเส้น และช่องเปิดรูปเส้นตรงสี่เส้น โดยนำเอาทฤษฎีพื้นฐานที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 และบทที่ 3 มาช่วยในการออกแบบ และวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญต่าง ๆ ของสายอากาศ ซึ่งในการวิเคราะห์นั้นจะทำการจำลองโครงสร้างของสายอากาศด้วยวิธี FDTD และนำผลการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศที่ได้มาเปรียบเทียบกับคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้จากการจำลองโครงสร้างด้วยวิธีโมเมนต์เพื่อเป็นการตรวจสอบว่าผลการวิเคราะห์มีความถูกต้องเชื่อถือได้



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของไมโครสตริป

4.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องหนึ่งเปิด

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่มีการส่งผ่านสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ที่ต่อแบบเปิดวงจร (open-circuit stub) แสดงดังรูปที่ 2.10 นั้น ส่วนที่สำคัญอย่างหนึ่งคือการออกแบบสายส่งสัญญาณให้มีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม (Z_0) โดยความหนาของเนื้อโลหะ (t) มีค่าน้อยมากประมาณ ($t/h \leq 0.005$) ซึ่งการคำนวณหาความกว้างของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายส่งสัญญาณ (W) สามารถหาได้โดยในสมการที่ 4.1 และ 4.2 หรือ 4.3 และ 4.4 ในกรณีนี้จะใช้สมการที่ (4.3) ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) และความหนาหรือความสูงของวัสดุฐานรอง (h)

$$\text{กรณี } (W \ll h) \quad \frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (4.1)$$

$$A = \frac{Z_c}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{1/2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\} \quad (4.2)$$

$$\text{กรณี } (W \gg h) \quad \frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} [\ln(B - 1)] + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \quad (4.3)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.4)$$

จากการคำนวณตามสมการที่ (4.3) นั้น W มีความกว้างประมาณ 4.6 mm และในการออกแบบสายอากาศขั้นต่อไปจะต้องหาความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) โดยใช้สมการในการออกแบบพื้นฐานดังสมการ

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.4)$$

โดยมีค่า

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (4.5)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (4.6)$$

c คือ ความเร็วของแสง

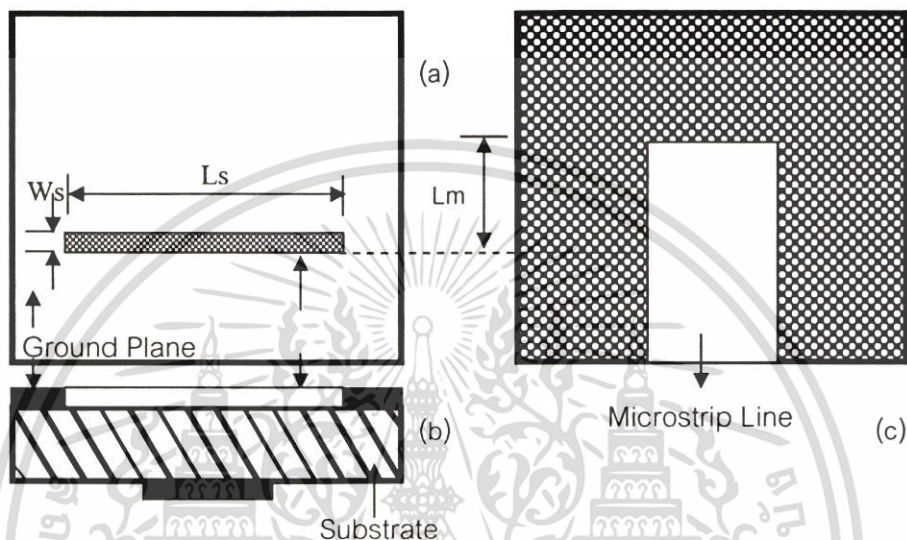
f คือ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ

ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพันธ์

ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองที่ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ที่ทำการออกแบบและวิเคราะห์คือ 10 GHz ดังนั้นจะได้ค่า λ_g ประมาณ 23.80 มิลลิเมตร ค่าที่ได้นี้จะนำไปใช้ในการออกแบบเพื่อกำหนดความยาวของช่องเปิด โดยให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ และสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิดที่ทำการออกแบบและวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้จะมีความหนาของวัสดุฐานรองประมาณ 1.52 มิลลิเมตร รูปที่ 4.2 แสดงรูปโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริบแบบหนึ่งช่องเปิด



รูปที่ 4.2 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริบแบบหนึ่งช่องเปิด (a) สายอากาศไมโครสตริบในมุมมองด้านบน (b) สายอากาศไมโครสตริบในมุมมองด้านข้าง (c) สายอากาศไมโครสตริบในมุมมองด้านล่าง

ในการออกแบบโครงสร้างของสายอากาศด้วยวิธี FDTD ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ มีการกำหนดขนาดในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ให้มีขนาดต่ำกว่าหนึ่งส่วนยี่สิบของความยาวคลื่นที่ใช้งาน โดยจะต้องครอบคลุมพื้นที่ของสายอากาศที่จะทำการคำนวณได้ทั้งหมด และเพื่อให้เกิดการผิดพลาดในการคำนวณในรูปแบบจำลองน้อยที่สุด ดังนั้นจึงได้กำหนดขนาดหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ให้มีขนาดต่ำกว่าหนึ่งส่วนยี่สิบของความยาวคลื่นที่ใช้งาน ซึ่งขนาดหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ในทิศทาง x คือ $\Delta x = 0.152$ มิลลิเมตร และกำหนดขนาดในทิศทาง y และ z เป็น $\Delta y = \Delta z = 0.167$ มิลลิเมตร

อย่างไรก็ดียังมีตัวแปรที่มีความสำคัญต่อการคำนวณ คือ ขนาดของช่วงเวลา Δt โดยยี่ได้กำหนดเงื่อนไขความเสถียรภาพเชิงตัวเลขดังสมการที่ (4.7) ดังนั้นจากขนาดในหนึ่งหน่วยเซลล์ที่กำหนดสามารถคำนวณหาขนาดของช่วงเวลาที่เหมาะสมได้ คือ

$$\Delta t \leq \frac{1}{3 \times 10^8 \sqrt{\left(\frac{1}{0.152 \times 10^{-3}}\right)^2 + \left(\frac{1}{0.167 \times 10^{-3}}\right)^2 + \left(\frac{1}{0.167 \times 10^{-3}}\right)^2}} \quad (4.7)$$

$$\Delta t \leq 0.31 \text{ ps} \quad (4.8)$$

ค่า Δt ที่ได้จากสมการที่ (4.8) จะเป็นขนาดของช่วงเวลาที่เหมาะสมสำหรับการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

ในการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง ที่มีโครงสร้างของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 4.2 ได้นิยามพารามิเตอร์ของสายอากาศที่ใช้ คือ

W_s คือ ความกว้างของช่องเปิด

L_s คือ ความยาวของช่องเปิด

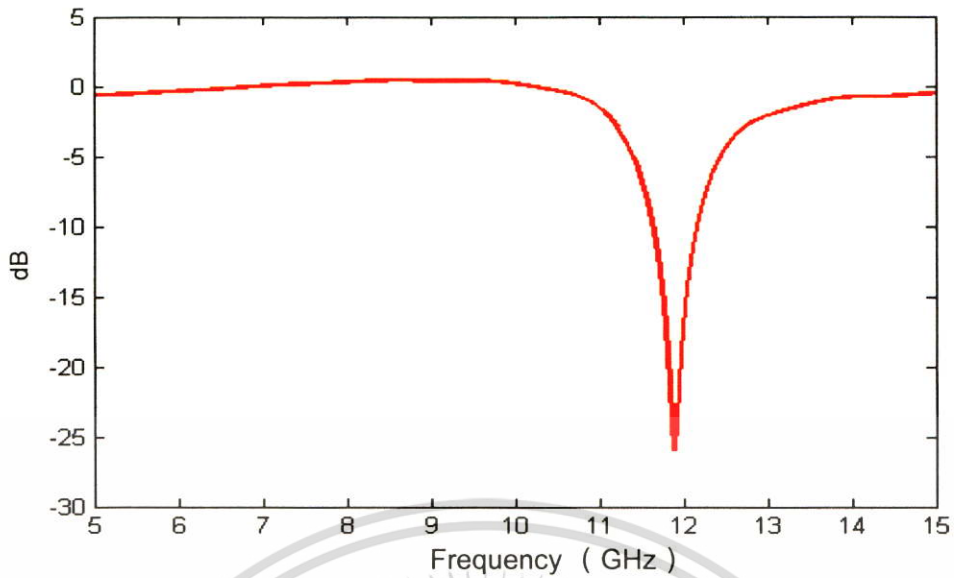
L_m คือ ความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่วัดจากกึ่งกลาง (อันที่อยู่ใกล้ไมโครสตริป) ของช่องเปิดไปถึงขอบปลายของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป

การออกแบบสายอากาศช่องเปิดเดี่ยวที่ใช้งานที่ความถี่ 10 GHz จะเริ่มต้นที่ความยาวช่องเปิดประมาณ $0.5 \lambda_g$ (11.91 มิลลิเมตร) และกำหนดให้ความกว้างช่องเปิดเท่ากับ 0.16 มิลลิเมตร ($0.006 \lambda_g$) ซึ่งเป็นช่องเปิดแบบแคบ ผลจากการจำลองแบบและวิเคราะห์แสดงดังตารางที่ 4.1 ส่วนรูปที่ 4.3 แสดงผลของการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (S_{11} พารามิเตอร์) ซึ่งได้จากการปรับความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่วัดจากกึ่งกลาง และจะเห็นได้ว่าความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ 11.9 GHz ซึ่งสูงกว่าความถี่ที่ต้องการ ดังนั้นถ้าต้องการให้ความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ 10 GHz จะต้องเปลี่ยนความยาวของช่องเปิดให้ยาวมากขึ้นจากเดิมเป็น $0.742 \lambda_g$ (17.69 มิลลิเมตร) โดยใช้ความกว้างช่องเปิดเท่าเดิม ผลที่ได้คือความถี่เรโซแนนซ์จะลดลงใกล้เคียง 10 GHz แสดงดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิด

W_s (mm)	L_s (mm)	L_m (mm)	ความถี่ เรโซแนนซ์ (GHz)	Z_{in} Imag (Ω)	Z_{in} Real (Ω)	VSWR	S_{11} (dB)	แบนด์ วิดท์ (%)
0.16 ($0.0067 \lambda_g$)	11.91 ($0.5 \lambda_g$)	11.69 ($0.49 \lambda_g$)	11.9	-0.4	54.17	1.08	-26	4.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



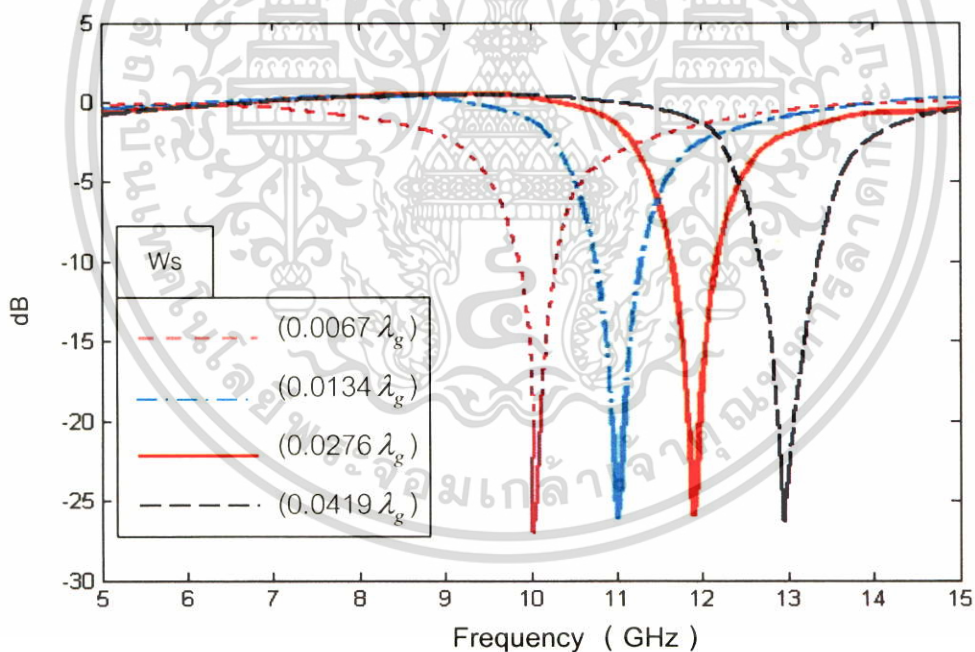
รูปที่ 4.3 แสดง S_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศไมโครสตริบแบบหนึ่งช่องเปิด

เมื่อทดลองปรับความกว้างของช่องเปิดให้มากขึ้น โดยให้ความยาวของช่องเปิดเป็น $0.742 \lambda_g$ และปรับความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริบที่วัดจากกึ่งกลางเพื่อผลของการลดการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ ก็พบว่าความถี่เรโซแนนซ์เปลี่ยนไปค่อนข้างมาก และแบนด์วิดท์ก็จะเพิ่มมากขึ้นตามความกว้างของช่องเปิด ผลที่ได้จากการเปลี่ยนความกว้างของช่องเปิดทั้งหมดแสดงดังตารางที่ 4.2 และรูปที่ 4.4 แสดงผลของ S_{11} พารามิเตอร์ ที่ความกว้างช่องเปิดที่แตกต่างกัน

ดังนั้นการพิจารณาเพื่อให้ความถี่เรโซแนนซ์ตรงกับความถี่ที่ต้องการออกแบบ จึงต้องปรับความยาวของช่องเปิด และในการเพิ่มแบนด์วิดท์จะทำการปรับความกว้างของช่องเปิด ผลจากการปรับ ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศแสดงดังตารางที่ 4.3 และจะเห็นได้ว่าแบนด์วิดท์ที่ได้จากช่องเปิดแบบแคบจะมีค่าไม่ค่อนกว้างนัก ซึ่งสามารถปรับปรุงให้กว้างได้โดยเพิ่มความกว้างของช่องเปิด แต่จะต้องเปลี่ยนความยาวช่องเปิดตามไปด้วย และการปรับดังกล่าวมีผลทำให้อัตราขยายลดลงด้วย ซึ่งในการวิเคราะห์นี้จะทำการปรับแต่งจากความกว้างช่องเปิดที่แคบไปกว้างในช่วงจาก 0.16 มิลลิเมตร ถึง 1 มิลลิเมตร โดยมีการปรับแมตซิ่งให้ดีที่สุด ซึ่งผลการวิเคราะห์ด้วยคอมพิวเตอร์แสดงดังตารางที่ 4.3 จะเห็นได้ว่าความยาวช่องเปิด 9.53 มิลลิเมตร ($0.4 \lambda_g$) ที่ความกว้างช่องเปิดเท่ากับ 1.002 มิลลิเมตร ($0.0419 \lambda_g$) จะมีแบนด์วิดท์และอัตราขยายที่เหมาะสมในการนำไปปรับปรุงและวิเคราะห์ในขั้นต่อไป

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิดเมื่อมีการปรับความกว้างของช่องเปิด โดยความยาวช่องเปิดเท่ากับ 17.69 มิลลิเมตร

Ws (mm)	Lm (mm)	ความถี่ เรโซแนนซ์ (GHz)	Zin Imag (Ω)	Zin Real (Ω)	VSWR	S ₁₁ (dB)	แบนด์ วิดท์ (%)
0.16 (0.0067 λ_g)	13.19 (0.55 λ_g)	10.02	-1.02	52.39	1.09	-27.5	3.3
0.32 (0.0134 λ_g)	13.36 (0.56 λ_g)	11.03	1.29	52.02	1.07	-26.4	3.8
0.66 (0.0276 λ_g)	16.12 (0.67 λ_g)	11.97	-0.18	48.56	1.02	-26.2	4.2
1.002 (0.0419 λ_g)	16.71 (0.70 λ_g)	12.8	2.31	51.01	1.05	-26.8	5.6

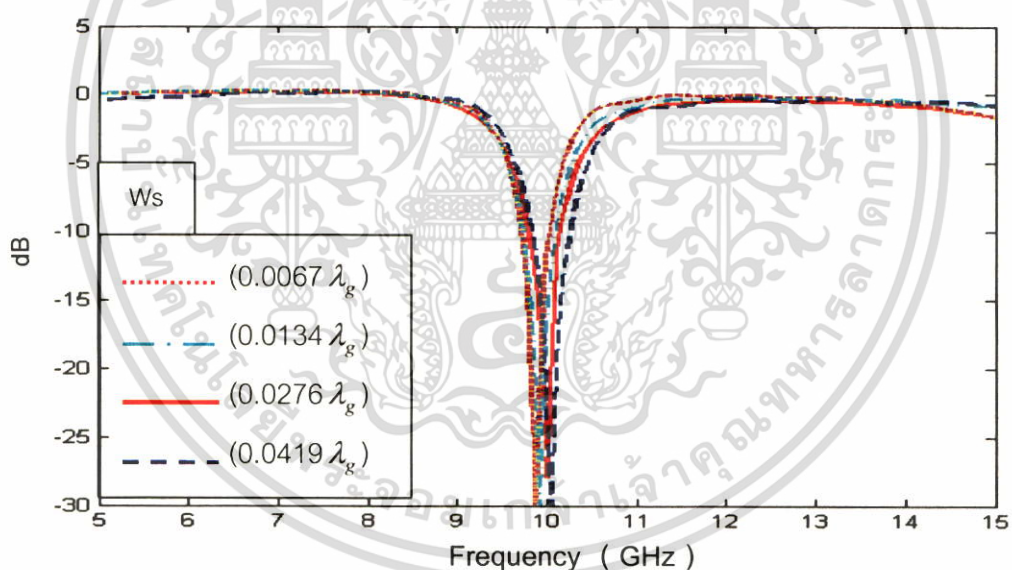


รูปที่ 4.4 แสดงการเปรียบเทียบ S₁₁ พารามิเตอร์ ของสายอากาศแบบหนึ่งช่องเปิดเมื่อมีการปรับความกว้างของช่องเปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 แสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิดเมื่อ มีการปรับ ความยาวและความกว้างช่องเปิด

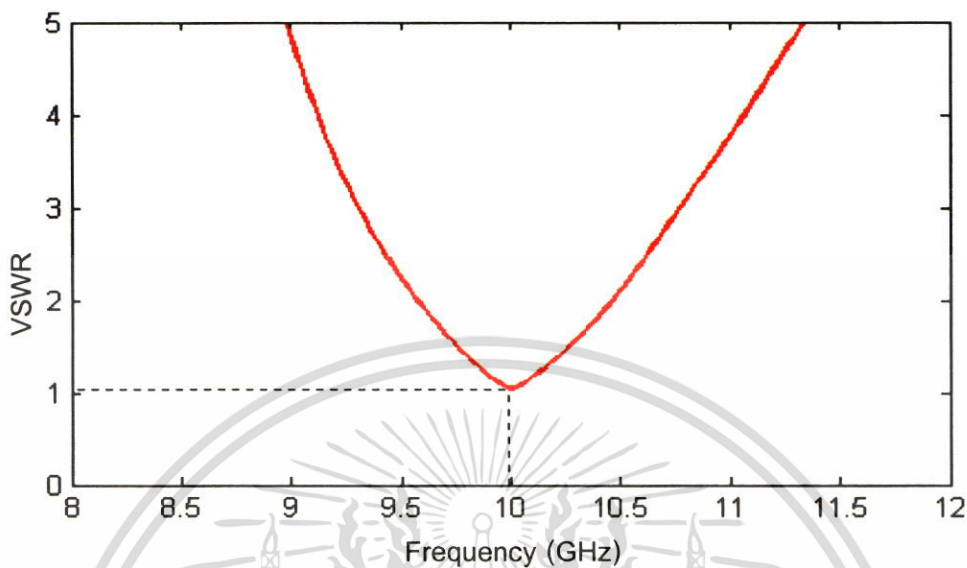
Ws (mm)	Ls (mm)	Lm (mm)	ความถี่ เรโซแนนซ์ (GHz)	Zin Imag (Ω)	Zin Real (Ω)	VSWR	S ₁₁ (dB)	แบนด์ วิดท์ (%)	อัตรา ขยาย (dB)
0.16 ($0.0067 \lambda_g$)	17.69 ($0.742 \lambda_g$)	13.19 ($0.55 \lambda_g$)	10.03	2.04	54.39	1.09	-31.8	3.5	6.45
0.32 ($0.0134 \lambda_g$)	15.59 ($0.654 \lambda_g$)	13.36 ($0.56 \lambda_g$)	9.96	2.29	53.02	1.07	-36	3.8	6.38
0.66 ($0.0276 \lambda_g$)	10.354 ($0.434 \lambda_g$)	16.12 ($0.67 \lambda_g$)	10.03	-0.18	48.56	1.02	-29.2	4.6	6.27
1.002 ($0.0419 \lambda_g$)	9.53 ($0.4 \lambda_g$)	16.99 ($0.71 \lambda_g$)	10.01	2.29	53.02	1.07	-29.0	5.56	6.14



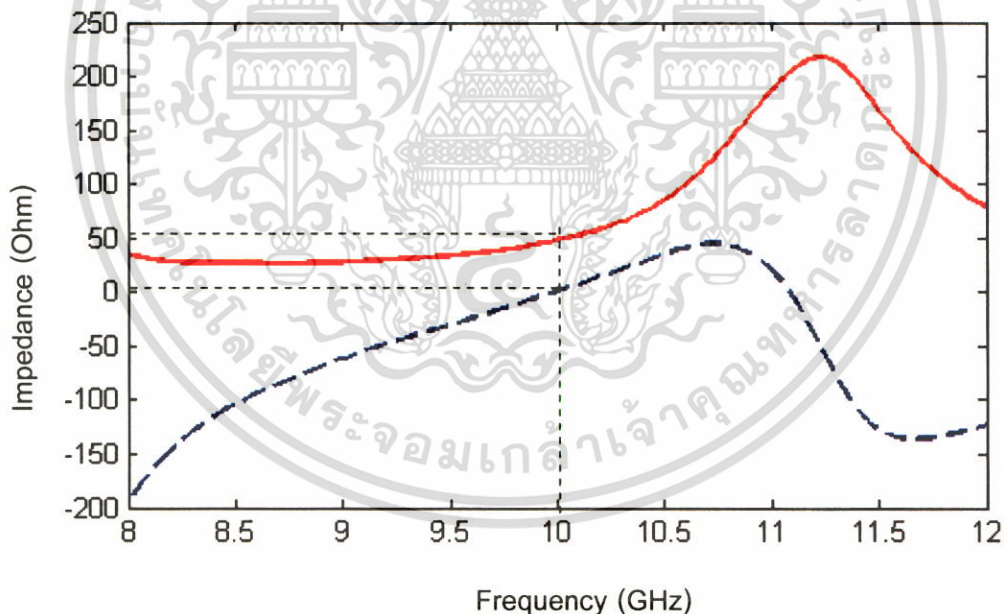
รูปที่ 4.5 แสดงการเปรียบเทียบ S₁₁ พารามิเตอร์ ของสายอากาศแบบหนึ่งช่องเปิดเมื่อปรับความ ยาวและความกว้างช่องเปิด

รูปที่ 4.6 เป็นการแสดงค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ของการจำลองแบบโครงสร้าง ของสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิดที่ความถี่ 10.01 GHz โดยมีความยาวช่องเปิดเท่า กับ 9.53 มิลลิเมตร ($0.4 \lambda_g$) และมีความกว้างช่องเปิดเท่ากับ 1.002 มิลลิเมตร ($0.0419 \lambda_g$) ซึ่ง ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งที่มีค่าต่ำใกล้ค่า 1 จะเป็นสิ่งที่แสดงว่ามีความสูญเสียเนื่องจากการที่มี

คลื่นสะท้อนกลับน้อย ซึ่งสามารถบอกได้ถึงการผลิตที่ดี สังเกตได้จากค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ ดังแสดงในรูปที่ 4.7 โดยจะพบว่าค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ได้มีค่าใกล้เคียง 50Ω



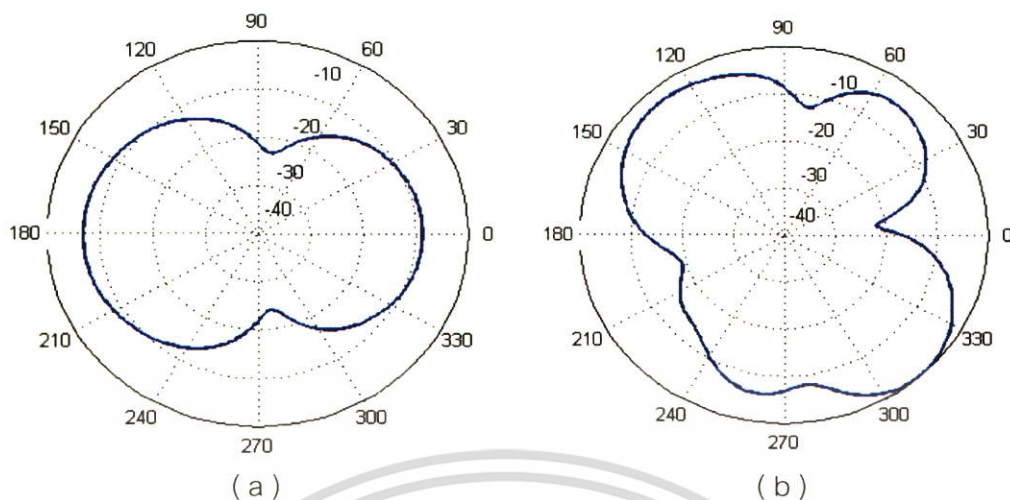
รูปที่ 4.6 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิด



รูปที่ 4.7 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิดที่ความถี่ 10.01 GHz

และแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิด แสดงดังรูปที่ 4.8 ซึ่งระนาบ xy จะเป็นการวิเคราะห์ในระนาบของสนามไฟฟ้า และระนาบ xz จะเป็นการวิเคราะห์ในระนาบของสนามแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิด

(a) ระนาบ xy (b) ระนาบ xz

รูปที่ 4.9 เป็นการแสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิด ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นเป็นแบบสายอากาศทิศทางเดียว (Unidirectional Antenna) และมีอัตราขยายเท่ากับ 6.14 dBi

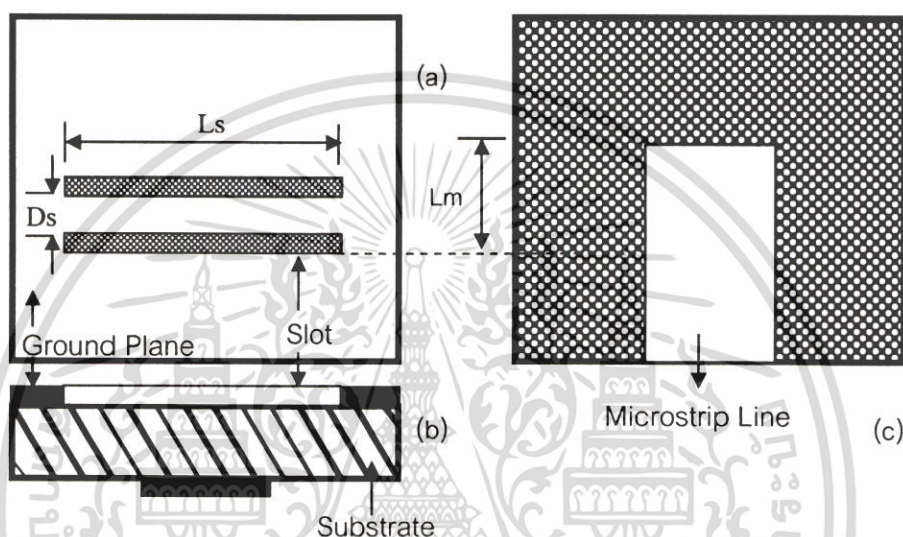


รูปที่ 4.9 แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิด

จากการที่ได้ทำการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิด ซึ่งได้ค่าความกว้างของช่องเปิดที่เหมาะสม คือ $W_s = 1$ มิลลิเมตร ต่อมาทำการเพิ่มจำนวนของช่องเปิดอีกหนึ่งช่องเปิด รวมเป็นสองช่องเปิด โดยการนำมาวางแบบแถวลำดับบนวัสดุฐานรองเดียวกันและใช้ตัวป้อนสัญญาณร่วมกัน และทำการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ แสดงดังรูปที่ 4.10 ที่แสดงพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิด



รูปที่ 4.10 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิด (a) สายอากาศไมโครสตริปในมุมมองด้านบน (b) สายอากาศไมโครสตริปในมุมมองด้านข้าง (c) สายอากาศไมโครสตริปในมุมมองด้านล่าง

ผลการวิเคราะห์ที่แสดงในตารางที่ 4.4 เป็นผลของการทดลองปรับระยะห่างระหว่างช่องเปิดเท่ากับ 2.839 มิลลิเมตร ($\lambda_g / 8$) และที่ 5.84 มิลลิเมตร ($\lambda_g / 4$) และปรับความยาวของช่องเปิดเพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ตามที่ต้องการ คือเท่ากับ 10.18 มิลลิเมตร ($0.42 \lambda_g$) เมื่อพิจารณาผลจากการจำลอง พบว่าแบนด์วิดท์เท่ากับ 2.63 % แต่เมื่อทำการเปลี่ยนความยาวของช่องเปิดจาก 10.18 มิลลิเมตร ($0.42 \lambda_g$) เป็น 23.88 มิลลิเมตร ($1.0 \lambda_g$) ค่าของแบนด์วิดท์จะเพิ่มขึ้นเป็น 16.2 % ซึ่งค่าที่ได้นี้สามารถพิจารณาได้จากความกว้างของ S_{11} พารามิเตอร์ ที่ตำแหน่ง -10 dB ของรูปที่ 4.11 ดังนั้นที่ระยะห่างระหว่างช่องเปิดเท่ากับ 5.84 มิลลิเมตร ($\lambda_g / 4$) โดยมีความยาวช่องเปิดเท่ากับ 23.88 มิลลิเมตร ($1.0 \lambda_g$) จะเหมาะสมสำหรับการนำไปใช้ในการวิเคราะห์ในหัวข้อถัดไป (ซึ่งเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดแถวลำดับ) เพราะมีแบนด์วิดท์ที่กว้างที่สุดโดยที่มีอัตราขยายในระดับเพียงพอ

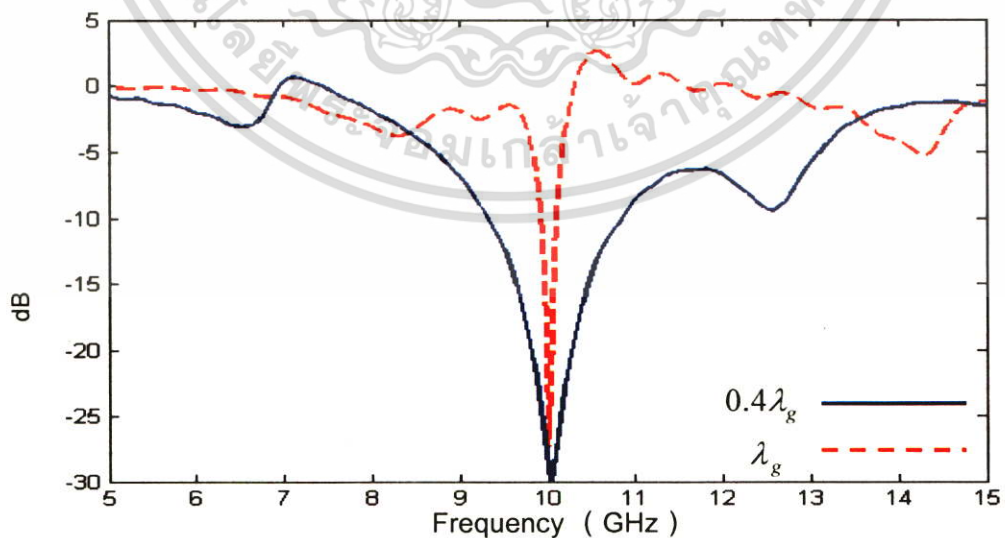
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.4 แสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิดที่มีความยาวช่องเปิดประมาณ $0.4 \lambda_g$

Ds (mm)	Ls (mm)	Lm (mm)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	Zin Imag (Ω)	Zin Real (Ω)	VSWR	S ₁₁ (dB)	Ws (mm)	แบนด์วิดท์ (%)
2.839 ($\lambda_g/8$)	11.18 ($0.46 \lambda_g$)	20.04	9.96	-2.5	51.06	1.08	-27.7	1	2.69
5.84 ($\lambda_g/4$)	10.18 ($0.42 \lambda_g$)	20.04	10.01	-4.2	49.10	1.09	-27.2	1	2.63

ตารางที่ 4.5 แสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิดที่มีความยาวช่องเปิด ประมาณ λ_g

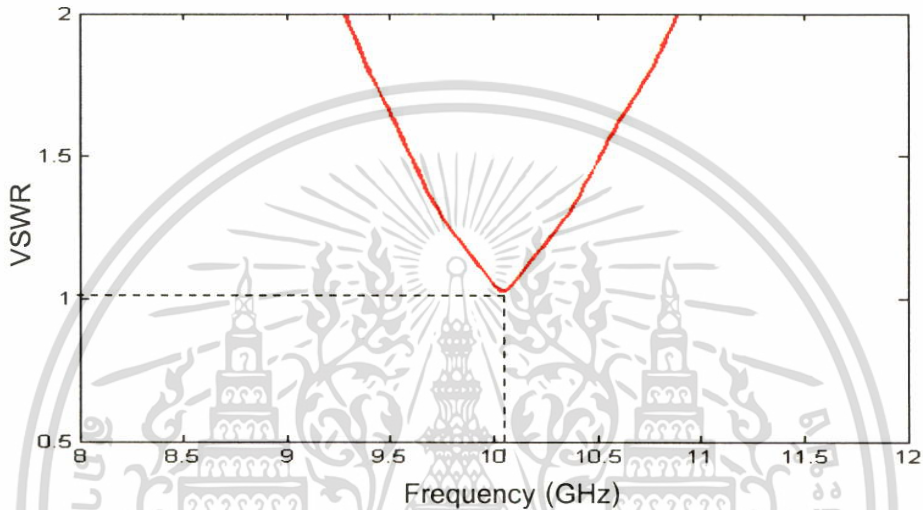
Ds (mm)	Ls (mm)	Lm (mm)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	Zin Imag (Ω)	Zin Real (Ω)	VSWR	S ₁₁ (dB)	อัตราขยาย (dBi)	แบนด์วิดท์ (%)
2.839 ($\lambda_g/8$)	25.71 ($1.07 \lambda_g$)	23.38	9.99	-1.48	51.59	1.04	-33.3	6.37	14
5.84 ($\lambda_g/4$)	23.88 ($1.0 \lambda_g$)	24.21	10.03	0.71	48.90	1.02	-30.1	6.34	16.2



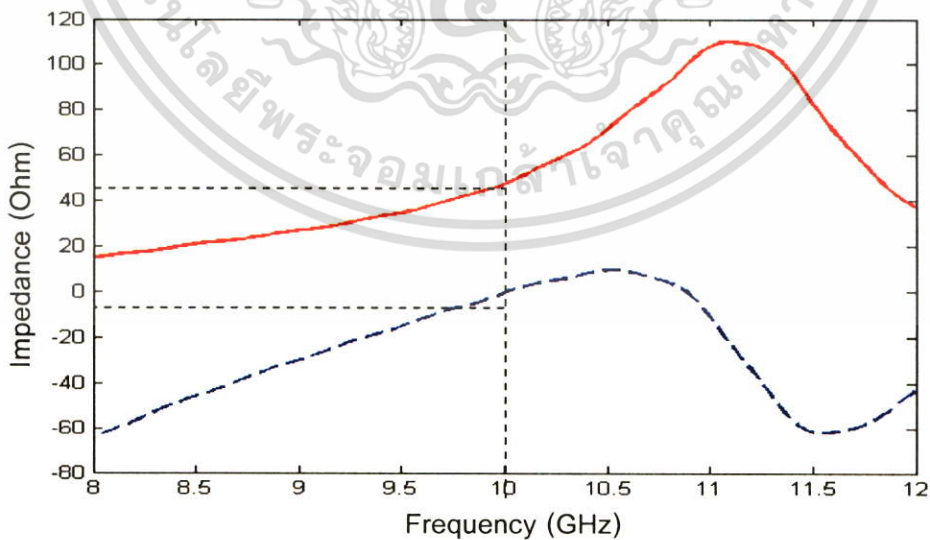
รูปที่ 4.11 แสดงเปรียบเทียบ S₁₁ พารามิเตอร์ ของสายอากาศสองช่องเปิด เมื่อความยาวช่องเปิดเท่ากับ $(0.4 \lambda_g)$ และ λ_g โดยมีระยะห่างระหว่างช่องเปิดเท่ากับ $\lambda_g/4$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.12 แสดงอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิดที่ความถี่เรโซแนนซ์ 10.03 GHz โดยมีความยาวช่องเปิดเท่ากับ 23.88 มิลลิเมตร ($1.0 \lambda_g$) และมีความกว้างช่องเปิดเท่ากับ 1.002 มิลลิเมตร ($0.0419 \lambda_g$) และระยะห่างระหว่างช่องเปิดเท่ากับ 5.84 มิลลิเมตร ($\lambda_g / 4$) ซึ่งอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งที่ได้จะมีค่าต่ำใกล้ค่า 1 ซึ่งสามารถแสดงว่ามีการแมตซ์ที่ดี และอาจจะสังเกตได้จากค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ ดังแสดงในรูปที่ 4.13 โดยจะพบว่าค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ได้มีค่าใกล้เคียง 50Ω

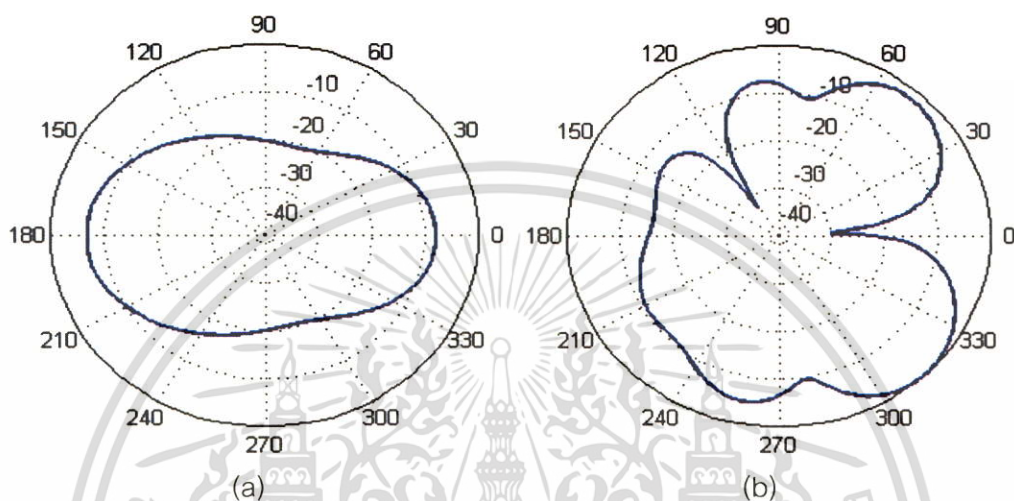


รูปที่ 4.12 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิดเมื่อปรับระยะห่างระหว่างช่องเปิดเท่ากับ $\lambda_g / 4$

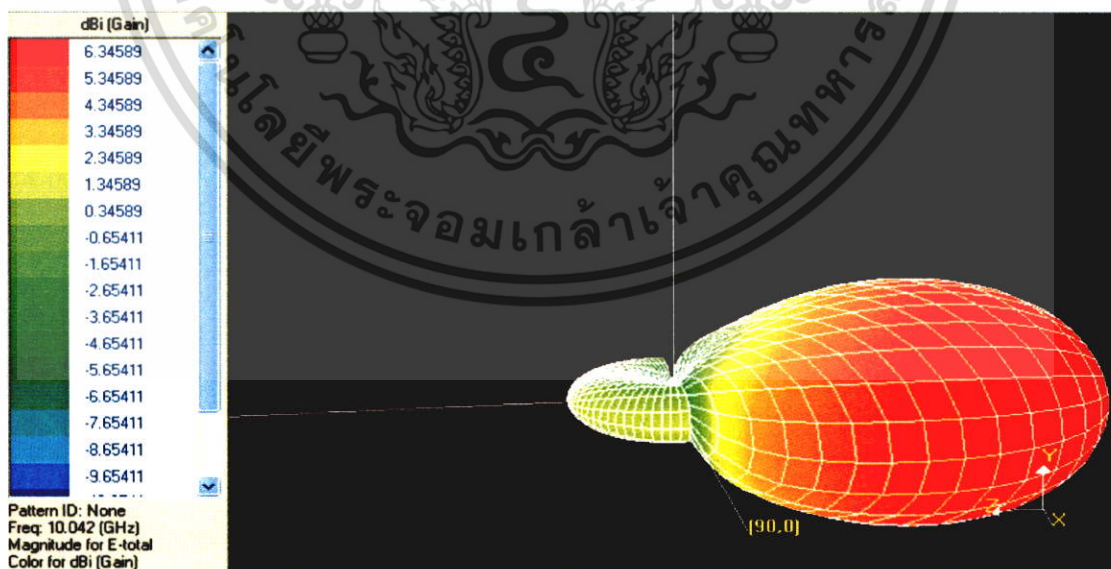


รูปที่ 4.13 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิดเมื่อระยะห่างระหว่างช่องเปิดเท่ากับ $\lambda_g / 4$

รูปที่ 4.14 เป็นการแสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบสองมิติของสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิด ที่มีความยาวช่องเปิด (L_s) เท่ากับ λ_g และระยะห่างระหว่างช่องเปิด (D_s) เท่ากับ $\lambda_g / 4$ และแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในแบบ 3 มิติแสดงดังรูปที่ 4.15 ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบสายอากาศทิศทางเดียว (Unidirectional Antenna) และมีอัตราขยายเท่ากับ 6.34 dBi



รูปที่ 4.14 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิด เมื่อระยะห่างระหว่างช่องเปิด (D_s) เท่ากับ $\lambda_g / 4$ โดย (a) ในระนาบ xy (b) ในระนาบ xz



รูปที่ 4.15 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิดที่มีความยาวช่องเปิด (L_s) เท่ากับ λ_g

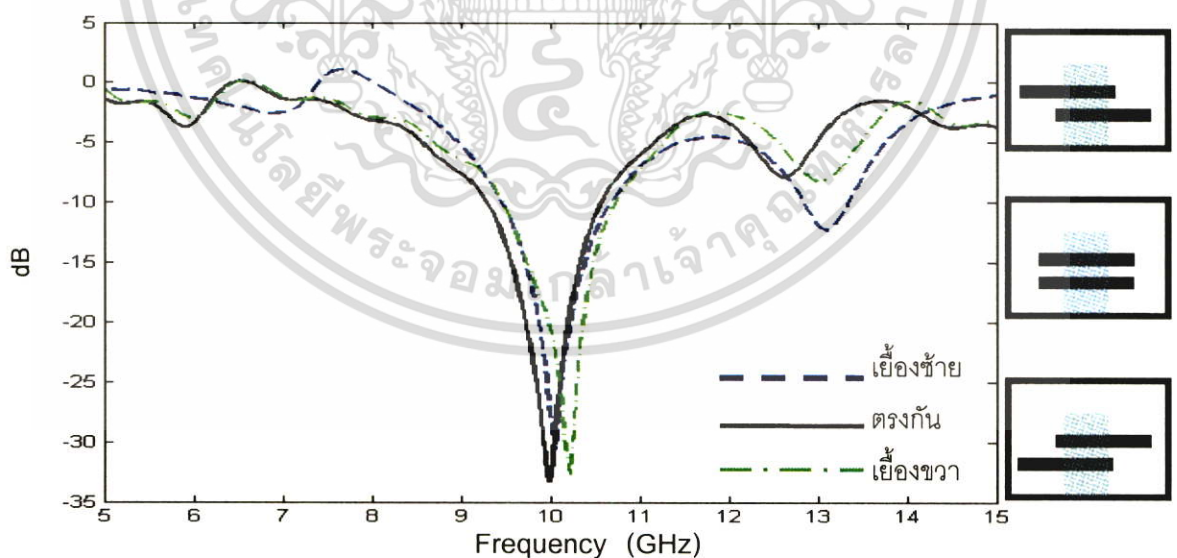
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.1 การปรับตำแหน่งของช่องเปิดเอียงกัน

ขั้นต่อไป จะเป็นการเปรียบเทียบสายอากาศแบบสองช่องเปิดที่มีการปรับตำแหน่งของช่องเปิดเอียงกันใน 3 ลักษณะ ประกอบด้วย การวางช่องเปิดในตำแหน่งที่ตรงกัน การวางช่องเปิดในตำแหน่งเอียงซ้าย และการวางช่องเปิดเอียงขวา ซึ่งผลการวิเคราะห์ที่แสดงคุณสมบัติของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่วางตำแหน่งช่องเปิดในตำแหน่งต่าง ๆ ดังกล่าว แสดงดังตารางที่ 4.6 และรูปที่ 4.16 แสดงค่า S_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศแบบสองช่องเปิด เมื่อมีการปรับตำแหน่งของช่องเปิดทั้งสามลักษณะ

ตารางที่ 4.6 เปรียบเทียบสายอากาศช่องเปิดเส้นตรงสองเส้นเมื่อมีการปรับตำแหน่งของช่องเปิดในสามลักษณะ

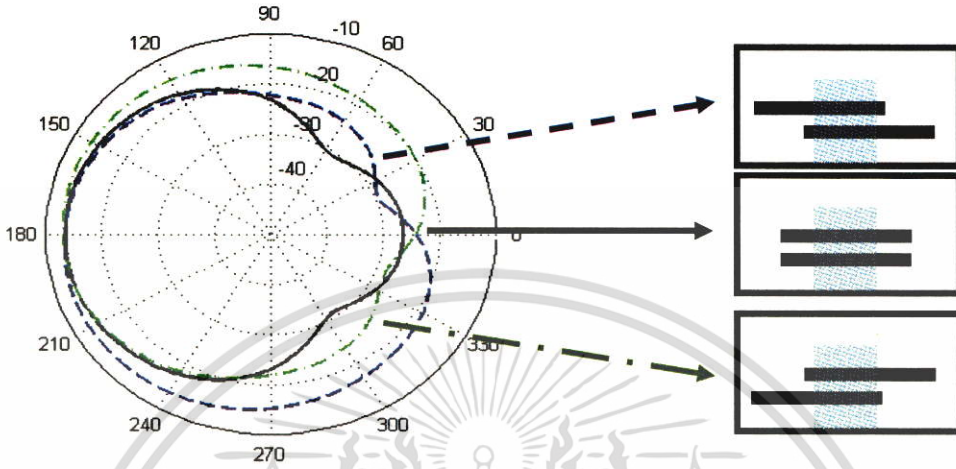
Ds (mm)	Ls (mm)	Lm (mm)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} (dB)	Ws (mm)	แบนด์วิดท์ (%)	ลักษณะการวางช่องเปิด
2.839	25.71	20.04	10.03	-27.24	1	12.9	เอียงซ้าย
2.839	25.71	20.875	9.99	-33.3	1	14	ตรงกัน
2.839	25.71	20.04	10.12	-32.6	1	13.6	เอียงขวา



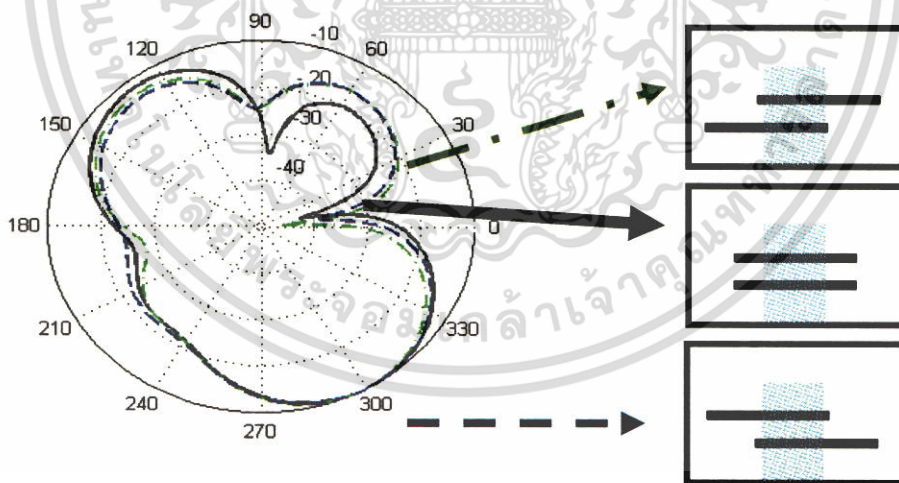
รูปที่ 4.16 แสดง S_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศช่องเปิดสองเส้นเมื่อมีการปรับตำแหน่งของช่องเปิดในสามลักษณะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.17 และรูปที่ 4.18 แสดงการเปรียบเทียบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิดในระนาบ xy และ xz เมื่อมีความยาวช่องเปิดเท่ากับ λ_g โดยมีการปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ



รูปที่ 4.17 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิดในระนาบ xy เมื่อมีความยาวช่องเปิดเท่ากับ λ_g โดยมีการปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ



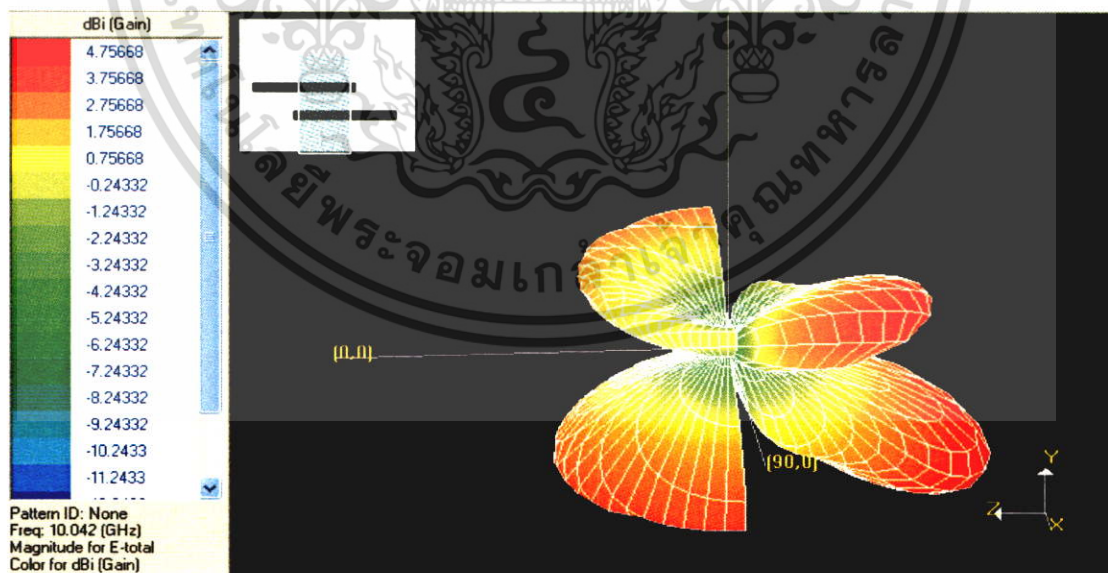
รูปที่ 4.18 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิดในระนาบ xz เมื่อมีความยาวช่องเปิดเท่ากับ λ_g โดยมีการปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ

โดยสามารถพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ตามรูปที่ 4.19 และรูปที่ 4.20 ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบแบบสองทิศทาง (Bidirectional) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Antenna) ซึ่งการวางตำแหน่งของช่องเปิดเยื้องซ้ายและขวามีอัตราขยายใกล้เคียงกันคือประมาณ 4.75 dBi แต่ในการวางตำแหน่งของช่องเปิดในแนวตรงกันตามรูปที่ 4.15 มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบสายอากาศทิศทางเดียว (Unidirectional Antenna) และอัตราขยาย 6.34 dBi



รูปที่ 4.19 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบสองช่อง ที่มีความยาวช่องเปิดเท่ากับ $1.25\lambda_g$ (เยื้องขวา)

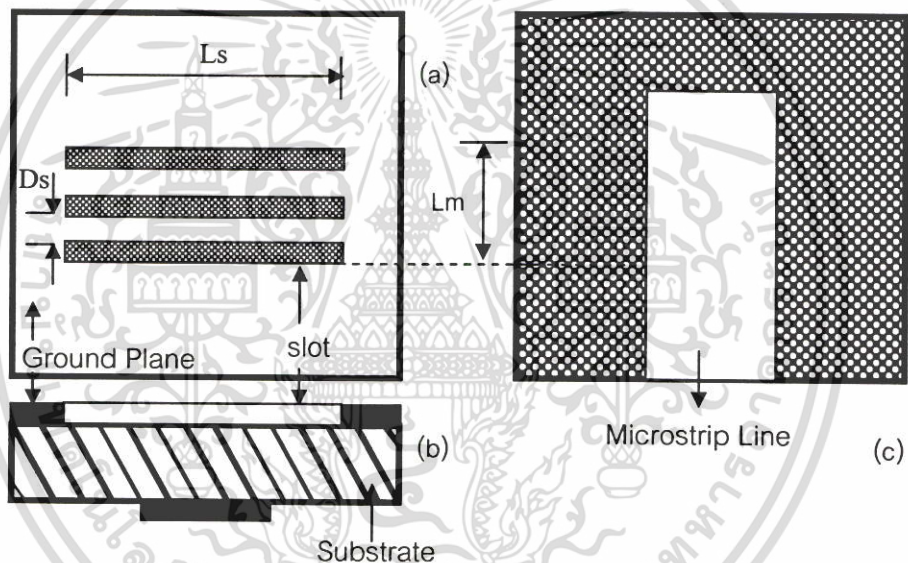


รูปที่ 4.20 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดเส้นตรงสองเส้นที่มีความยาวช่องเปิดเท่ากับ $1.25\lambda_g$ (เยื้องซ้าย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิด

จากการที่ได้ทำการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิดและสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิดแล้ว ลำดับต่อมาจึงมีการเพิ่มจำนวนของช่องเปิดเพิ่มอีกเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดโดยกำหนดให้คงที่ค่าของความกว้างของช่องเปิด เท่ากับ 1 มิลลิเมตร และความยาวของช่องเปิดเท่ากับ λ_g ซึ่งเป็นค่าที่เหมาะสมตามที่ได้ออกแบบมาก่อนนี้ ซึ่งในหัวข้อนี้จะเป็นการปรับระยะห่างระหว่างโดยการนำช่องเปิดมาวางแบบแถวลำดับบนวัสดุฐานรองเดียวกันและใช้ตัวป้อนสัญญาณร่วมกัน โดยจะทำการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป ดังรูปที่ 4.21 แสดงพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิด

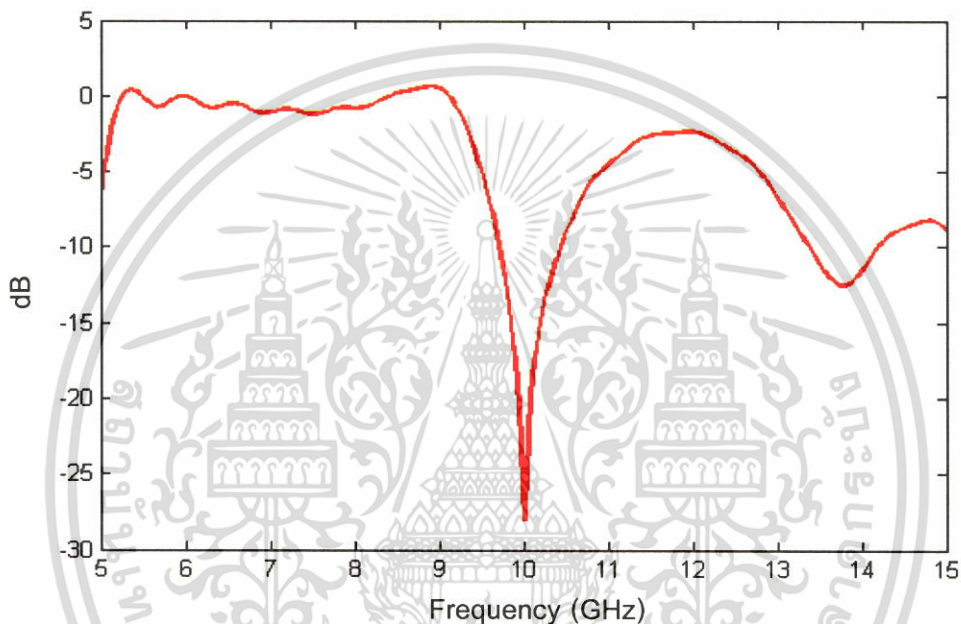


รูปที่ 4.21 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิด (a) สายอากาศไมโครสตริปในมุมมองด้านบน (b) สายอากาศไมโครสตริปในมุมมองด้านข้าง (c) สายอากาศไมโครสตริปในมุมมองด้านล่าง

จากตารางที่ 4.7 และรูปที่ 4.22 แสดง S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดเมื่อปรับระยะห่างกันระหว่างช่องเปิด เท่ากับ $\lambda_g / 4$ จะเห็นว่ามีแบนด์วิดท์ที่กว้างเท่ากับ 6.6 % ซึ่งมีค่าน้อยกว่ากรณีสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิดซึ่งมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 16.2%

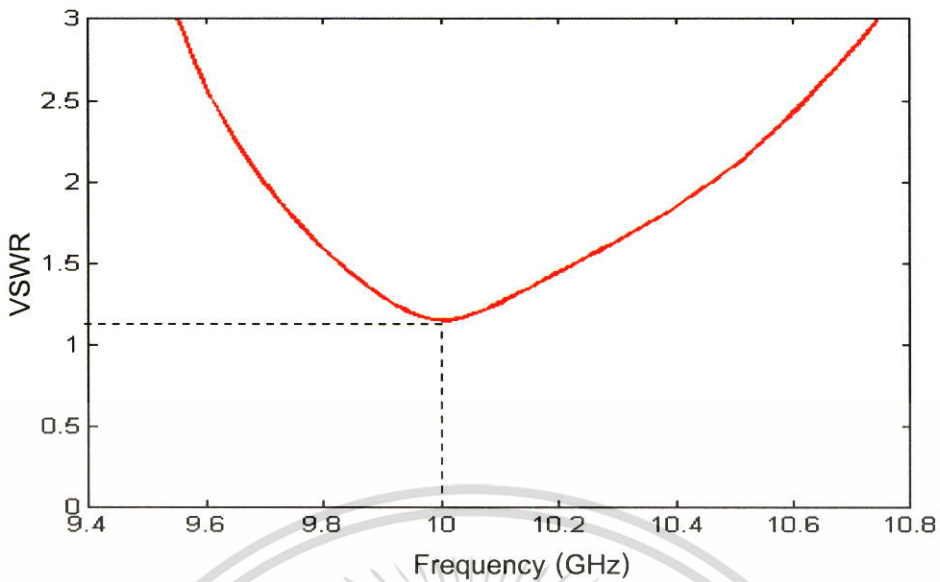
ตารางที่ 4.7 แสดงผลการจำลองแบบของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดเมื่อเปลี่ยนระยะห่างระหว่างช่องเปิด

Ds (mm)	Ls (mm)	Lm (mm)	ความถี่ เรโซแนนซ์ (GHz)	Zin Imag (Ω)	Zin Real (Ω)	VSWR	S ₁₁ (dB)	อัตรา ขยาย (dBi)	แบน ด์วิดท์ (%)
5.84 ($\lambda_g/4$)	20.3 7	26.21	10.01	-2.87	52.9	1.12	-28.0	6.59	6.6

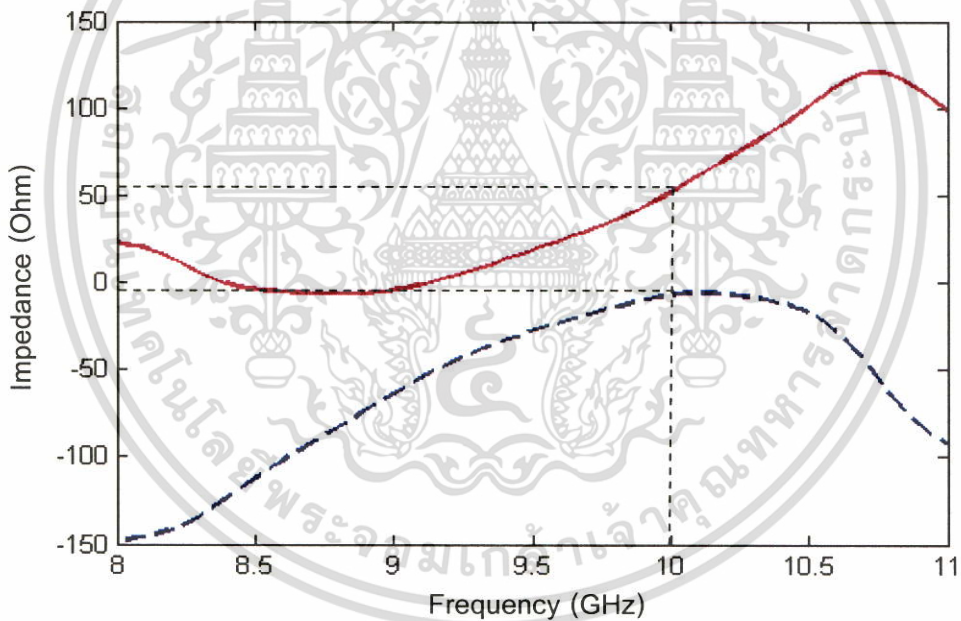


รูปที่ 4.22 แสดง S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดเมื่อระยะห่างกันระหว่างช่องเปิดเท่ากับ $\lambda_g/4$

ในรูปที่ 4.23 แสดงค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดเมื่อปรับระยะห่างกันระหว่างช่องเปิดเท่ากับ $\lambda_g/4$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 1.15 และ ตามรูปที่ 4.24 เป็นการแสดงคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิด ซึ่งจากการปรับแมตซิ่งนั้น ทำให้ได้ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ใกล้เคียง 50 Ω



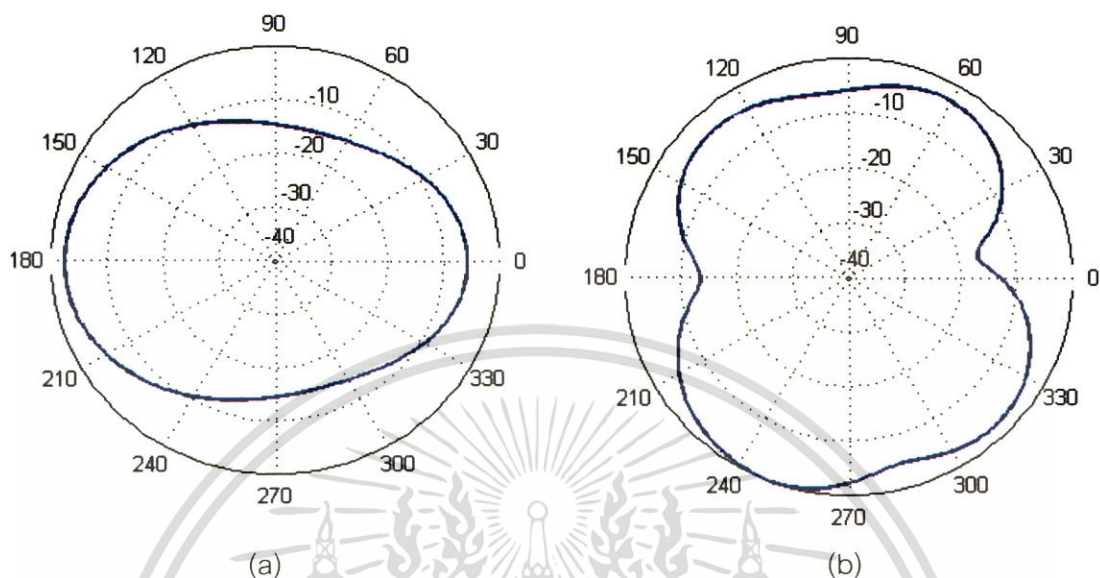
รูปที่ 4.23 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดเมื่อปรับระยะห่างระหว่างช่องเปิดเท่ากับ $\lambda_g / 4$



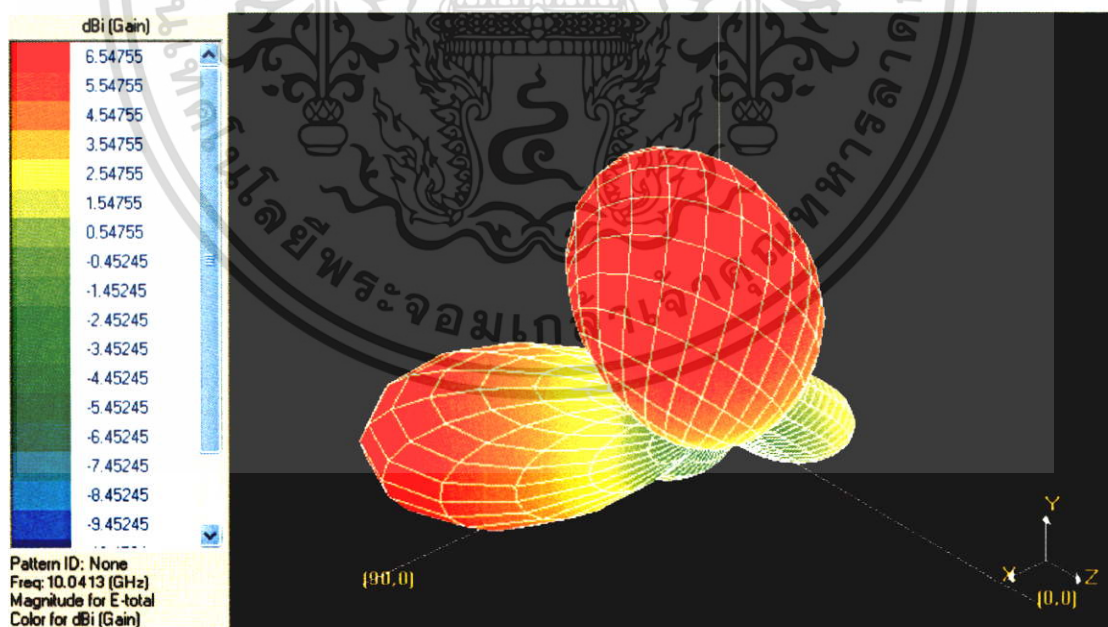
รูปที่ 4.24 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดที่ความถี่ 10 GHz เมื่อระยะห่างระหว่างช่องเปิดเท่ากับ $\lambda_g / 4$

ดังรูปที่ 4.25 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดโดยปรับระยะห่างกันระหว่างช่องเปิดเท่ากับ $\lambda_g / 4$ ทั้งในระนาบ xy และ xz โดยนำมาพิจารณาเทียบกับรูปที่ 4.26 ซึ่งเป็นการแสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดเส้นตรงสามเส้นเมื่อระยะห่างกันระหว่างช่องเปิด (D_s) เท่ากับ

$\lambda_g/4$ ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบสองทิศทาง (Bidirectional Antenna) และมีอัตราขยายเท่ากับ 6.54 dBi



รูปที่ 4.25 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิด โดย (a) ระนาบ xy (b) ระนาบ xz เมื่อปรับระยะห่างกันระหว่างช่องเปิด เท่ากับ $\lambda_g/4$



รูปที่ 4.26 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดเมื่อปรับระยะห่างกันระหว่างช่อง เท่ากับ $\lambda_g/4$

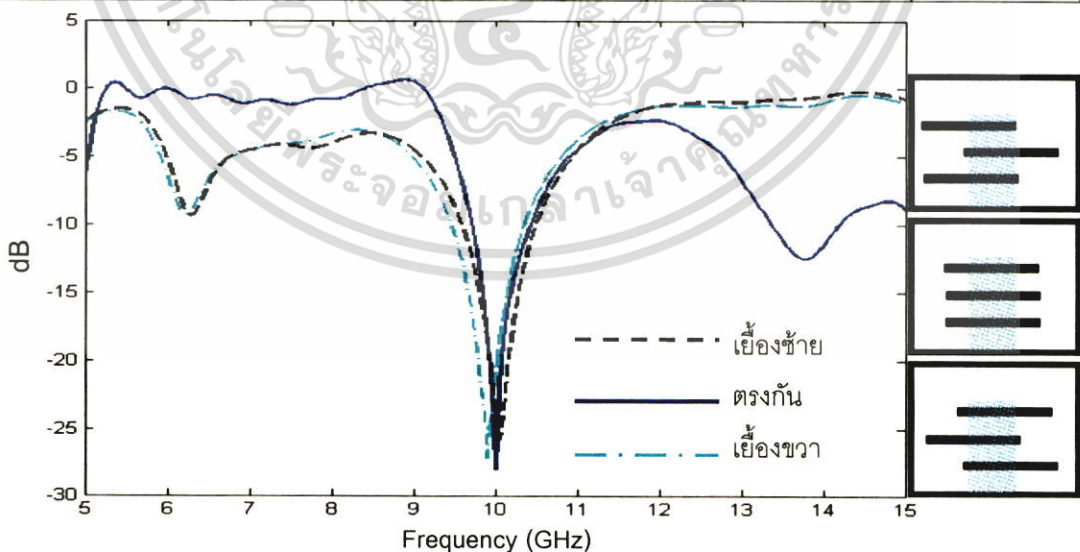
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.1 การปรับตำแหน่งของช่องเปิดเอียงกัน

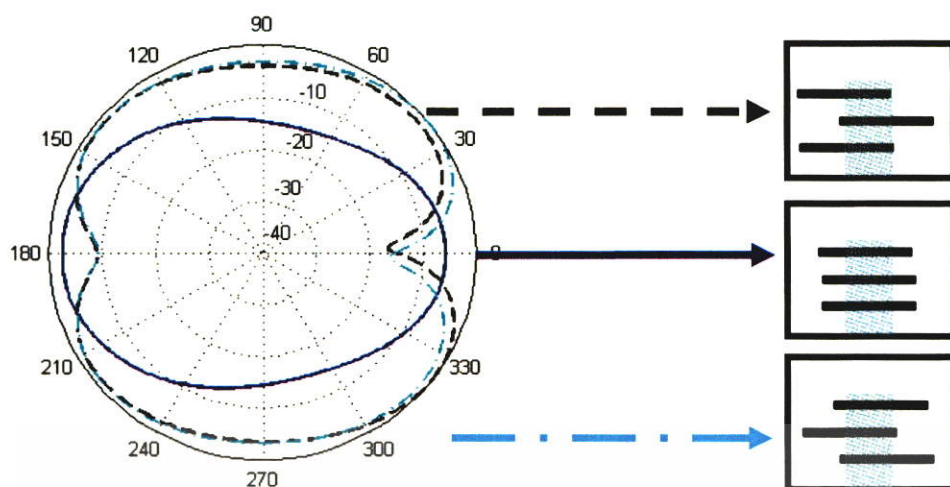
การปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ ประกอบด้วย 1.การวางแบบเอียงซ้าย 2.การวางตรงในแนวเดียวกัน และ 3.การวางแบบเอียงซ้าย ได้แสดงตามตารางที่ 4.8 และได้แสดง S_{11} พารามิเตอร์ดังรูปที่ 4.27 โดยจะเห็นว่าในการวางตำแหน่งของช่องเปิดแบบเอียงนั้นมีผลให้แบนด์วิดท์มีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อยเมื่อเทียบกับการวางช่องเปิดตรงในแนวเดียวกัน ส่วนในรูปที่ 4.28 และรูปที่ 4.29 เป็นการแสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดในระนาบ xy และ xz ตามลำดับ โดยมีการปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะตามแสดงในตารางที่ 4.12 จะเห็นได้ว่ามีเมื่อมีการเปลี่ยนตำแหน่งในการวางเอียงทางซ้ายและเอียงทางขวานั้นแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นมีรูปร่างเปลี่ยนจากการวางช่องเปิดในแนวตรงกันโดยมีลักษณะเป็นแบบสองทิศทาง (Bidirectional Antenna)

ตารางที่ 4.8 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดเมื่อมีการปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ

Ds (mm)	Ls (mm)	Lm (mm)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} (dB)	Ws (mm)	แบนด์วิดท์ (%)	ลักษณะการวางช่องเปิด
5.84	20.37	27.05	10.03	-27.2	1	6.7	เอียงซ้าย
5.84	20.37	26.21	10.01	-28.4	1	6.6	ตรงกัน
5.84	20.37	27.05	10.05	-25.7	1	6.8	เอียงขวา



รูปที่ 4.27 แสดง S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดเมื่อมีการปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ



รูปที่ 4.28 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิด
ในระนาบ xy โดยมีการปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ

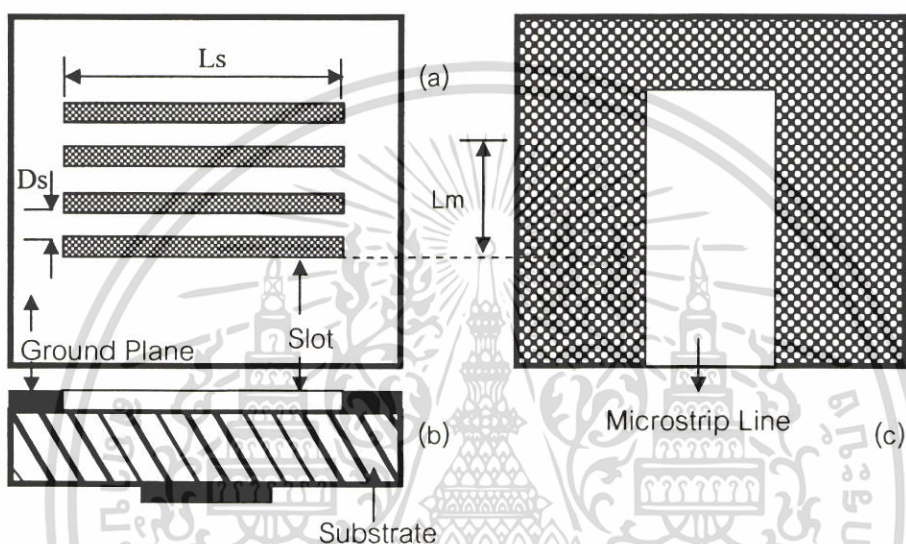


รูปที่ 4.29 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิด
ในระนาบ xz โดยมีการปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิด

ภายหลังจากได้ทำการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดต่อมาจึงมีการเพิ่มจำนวนของช่องเปิดเพิ่มอีกหนึ่งอันโดยยึดเอาความหนาของช่องเปิดที่ 1 มิลลิเมตร และค่าความยาวช่องเปิดประมาณ λ_g ในช่วงการนำมาวางแบบแถวลำดับบนวัสดุฐานรองเดียวกันและใช้ตัวป้อนสัญญาณร่วมกัน โดยจะทำการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ ซึ่งโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิดแสดงดังรูปที่ 4.30



รูปที่ 4.30 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิด (a) สายอากาศไมโครสตริปในมุมมองด้านบน (b) สายอากาศไมโครสตริปในมุมมองด้านข้าง (c) สายอากาศไมโครสตริปในมุมมองด้านล่าง

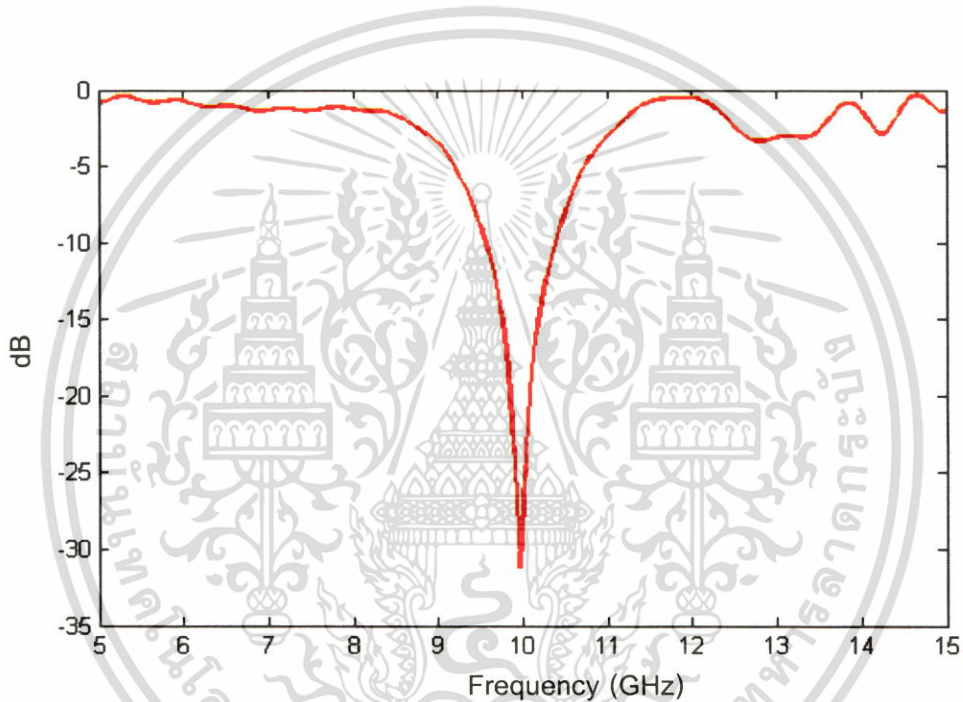
ผลของการจำลองแบบแสดงดังตารางที่ 4.9 เป็นการปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิด โดยมีความยาวของช่องเปิดเท่ากับหนึ่งความยาวคลื่นเป็นหลัก และระยะห่างระหว่างช่องเปิด เท่ากับ 5.84 มิลลิเมตร ($\lambda_g / 4$) ซึ่งเป็นค่าที่เหมาะสมตามที่ได้ออกแบบมาจากสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิด ส่วนการปรับความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่วัดจากกึ่งกลาง เพื่อช่วยในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์

จากรูปที่ 4.31 จะเห็นว่าเมื่อระยะห่างระหว่างช่องเปิดเท่ากับ $\lambda_g / 4$ จะมีแบนด์วิดท์ที่กว้างเท่ากับ 7.1 % ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับกรณีสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิดโดยสายอากาศทั้งสองชนิดมีค่าแบนด์วิดท์น้อยกว่ากรณีสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิดซึ่งมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 16.2 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

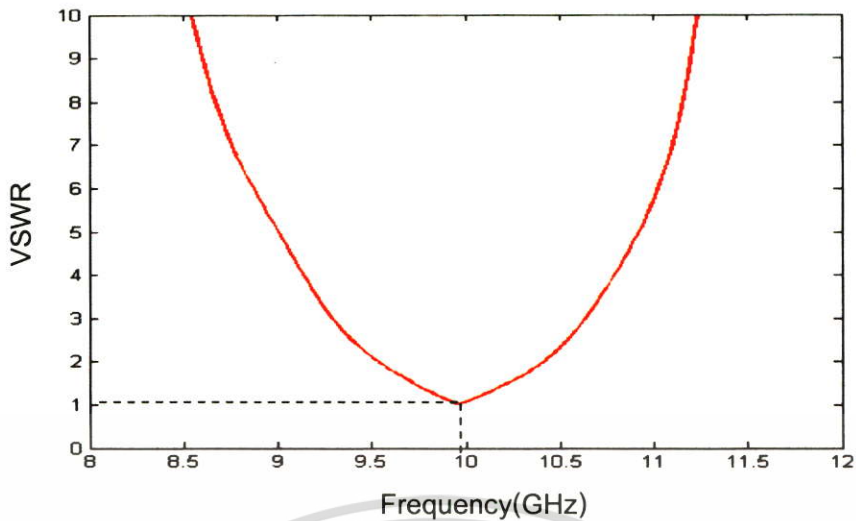
ตารางที่ 4.9 แสดงผลการจำลองแบบของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิดเมื่อเปลี่ยนระยะห่างระหว่างช่องเปิด

Ds (mm)	Ls (mm)	Lm (mm)	ความถี่ เรโซแนนซ์ (GHz)	Zin Imag (Ω)	Zin Real (Ω)	VSWR	S ₁₁ (dB)	อัตรา- ขยาย (dBi)	แบนด์ วิดท์ (%)
5,84 ($\lambda_g/4$)	21.87	26.88	9.98	2.57	51.2 2	1.05	-31.1	6.74	7.1

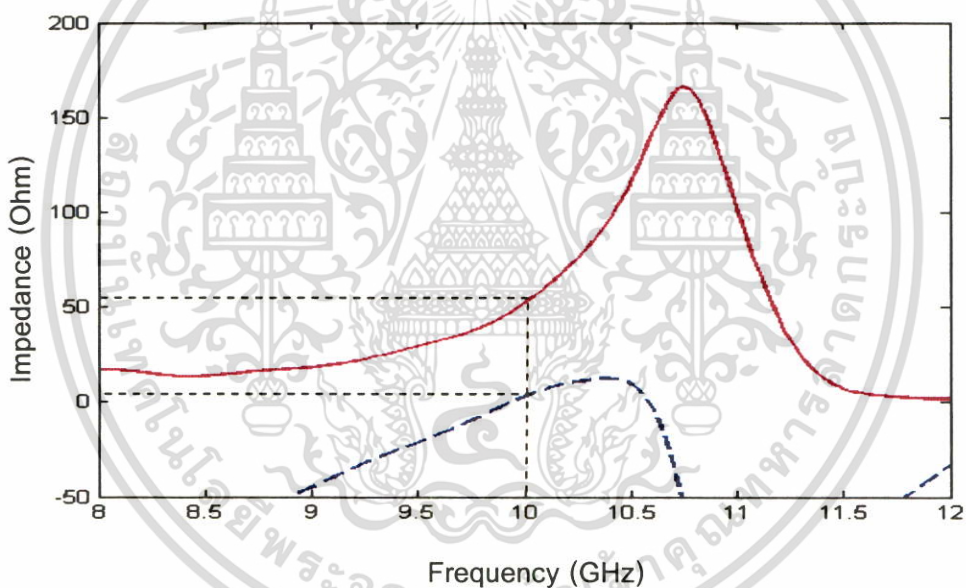


รูปที่ 4.31 แสดง S₁₁ พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิดเมื่อมีการปรับระยะห่างระหว่างช่องเปิดเท่ากับ $\lambda_g/4$

ตามรูปที่ 4.32 แสดงค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิดเมื่อปรับระยะห่างกันระหว่างช่องเปิดเท่ากับ $\lambda_g/4$ มีค่าเท่ากับ 1.05 และในรูปที่ 4.33 เป็นการแสดงคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิดโดยมีระยะห่างระหว่างช่องเปิดที่ระยะ $\lambda_g/4$



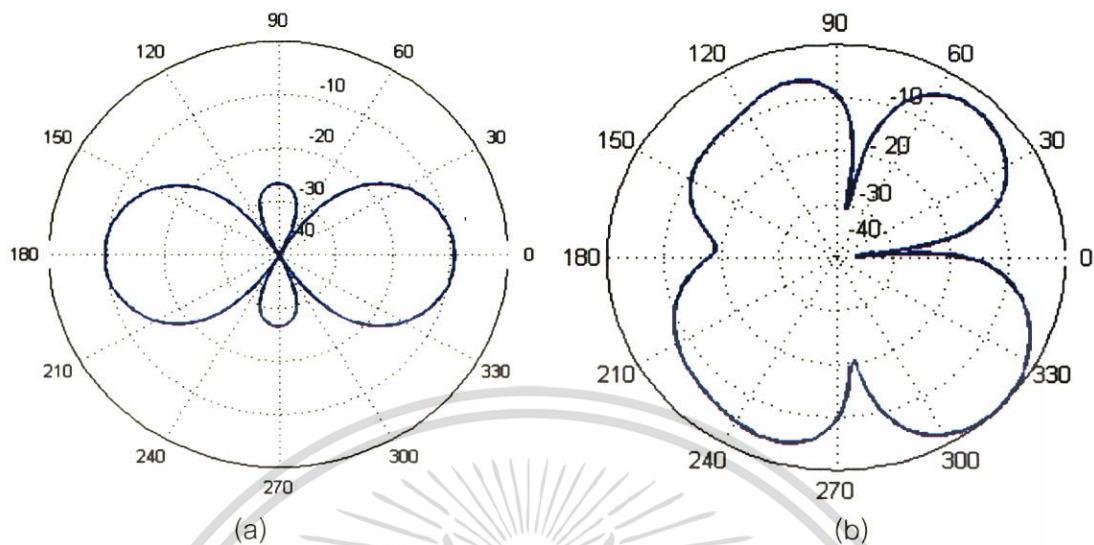
รูปที่ 4.32 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิด



รูปที่ 4.33 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิด

ในรูปที่ 4.34 เป็นการแสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิดโดยปรับระยะห่างกันระหว่างช่องเปิดเท่ากับ $\lambda_g / 4$ ทั้งในระนาบ xy และ xz โดยเมื่อพิจารณารูปที่ 4.35 ซึ่งเป็นการแสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดเส้นตรงสี่เส้นเมื่อระยะห่างกันระหว่างช่องเปิด เท่ากับ $\lambda_g / 4$ ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบสองทิศทาง (Bidirectional Antenna) และมีอัตราขยายเท่ากับ 6.78 dBi

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.34 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิดโดยเมื่อระยะห่างระหว่างช่องเปิดเท่ากับ $\lambda_g/4$ (a) ระนาบ xy (b) ระนาบ xz



รูปที่ 4.35 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิดเมื่อปรับระยะห่างกันระหว่างช่องเปิด เท่ากับ $\lambda_g/4$

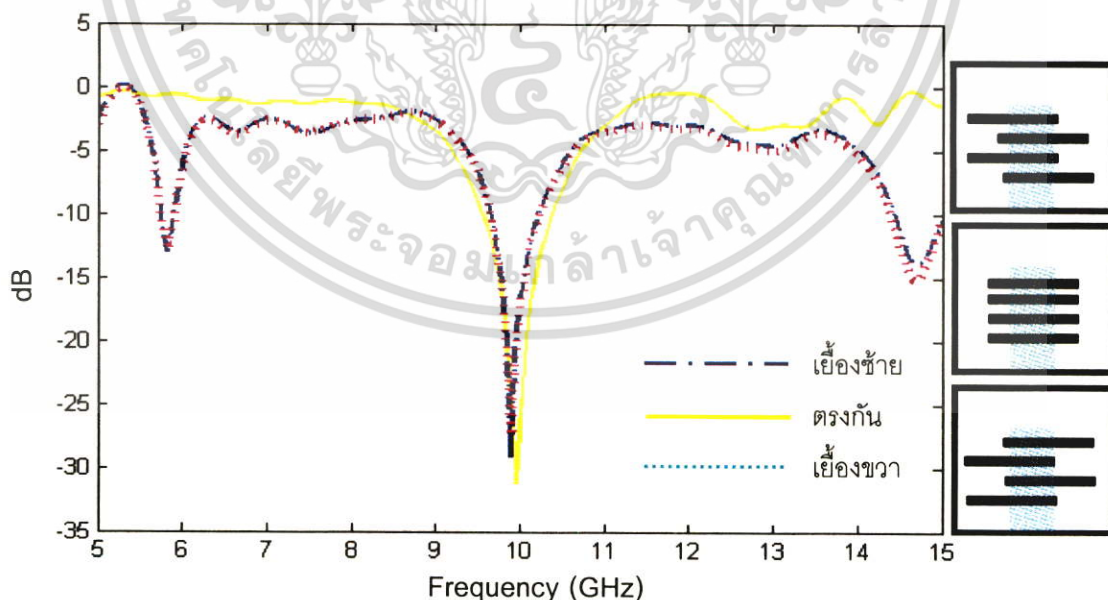
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.1 การปรับตำแหน่งของช่องเปิดเอียงกัน

ต่อมาเป็นการทดลองในการปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดเอียงกัน 3 ลักษณะ ประกอบด้วย การวางช่องเปิดในตำแหน่งที่ตรงกัน การวางช่องเปิดในตำแหน่งเอียงซ้าย และการวางช่องเปิดเอียงขวา ได้แสดงตามตารางที่ 4.10 และรูปที่ 4.36 โดยจะเห็นว่าในการวางตำแหน่งของช่องเปิดแบบเอียงนั้น มีผลให้แบนด์วิดท์มีค่าเปลี่ยนแปลงเล็กน้อย ส่วนในการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ จะใช้การปรับความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่วัดจากกึ่งกลาง (Lm)

ตารางที่ 4.10 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิดเมื่อมีการปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ

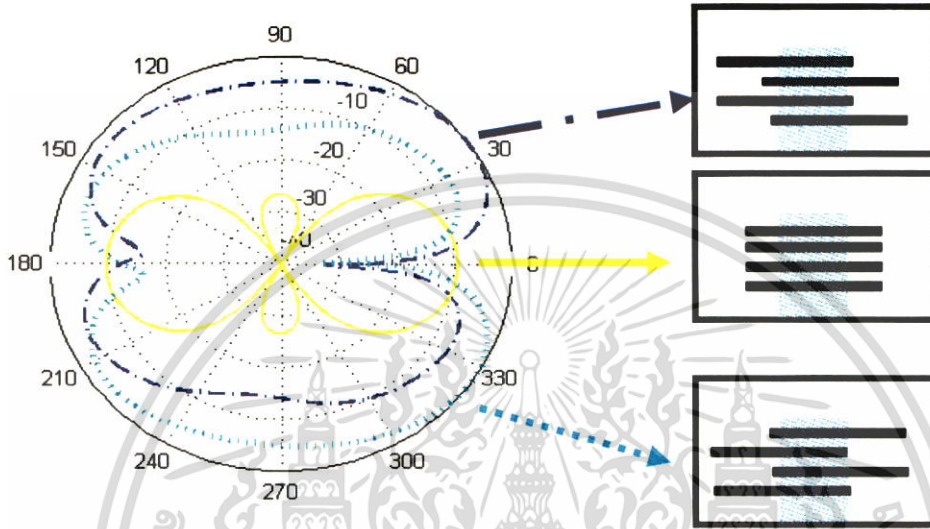
Ds (mm)	Ls (mm)	Lm (mm)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	S ₁₁ (dB)	Ws (mm)	แบนด์วิดท์ (%)	ลักษณะการวางช่องเปิด
5.84	21.87	24.38	9.97	-29.4	1	6.7	เอียงซ้าย
5.84	21.87	26.88	9.98	-36.1	1	7.1	ตรงกัน
5.84	21.87	24.38	9.96	-27.5	1	6.7	เอียงขวา



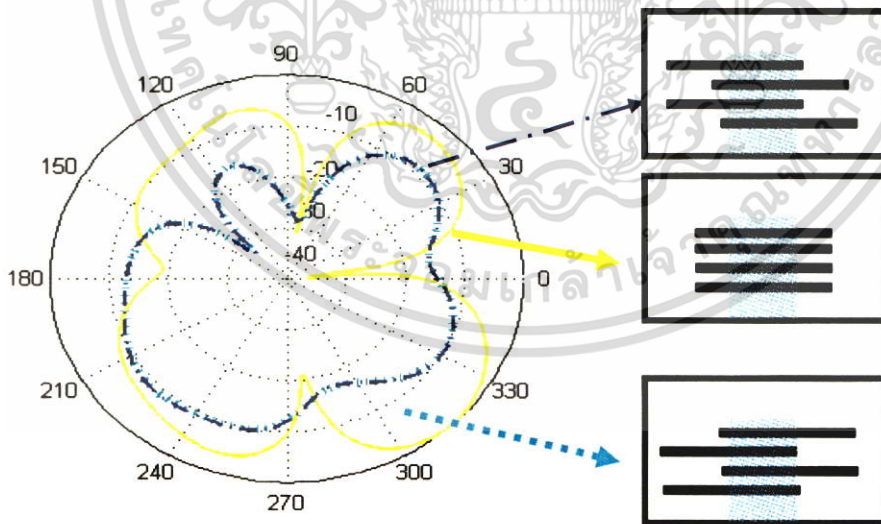
รูปที่ 4.36 แสดง S₁₁ พารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดเส้นตรงสี่เส้นเมื่อมีการปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 4.37 และรูปที่ 4.38 เป็นการแสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิดในระนาบ xy และ xz ตามลำดับ โดยมีการปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ จะเห็นได้ว่าเมื่อมีการเปลี่ยนตำแหน่งในการวางช่องเปิดทั้งทางซ้ายและขวานั้น แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นมีรูปร่างเปลี่ยนจากการวางช่องเปิดตรงในแนวเดียวกันโดยมีลักษณะเป็นสายอากาศแบบสองทิศทาง

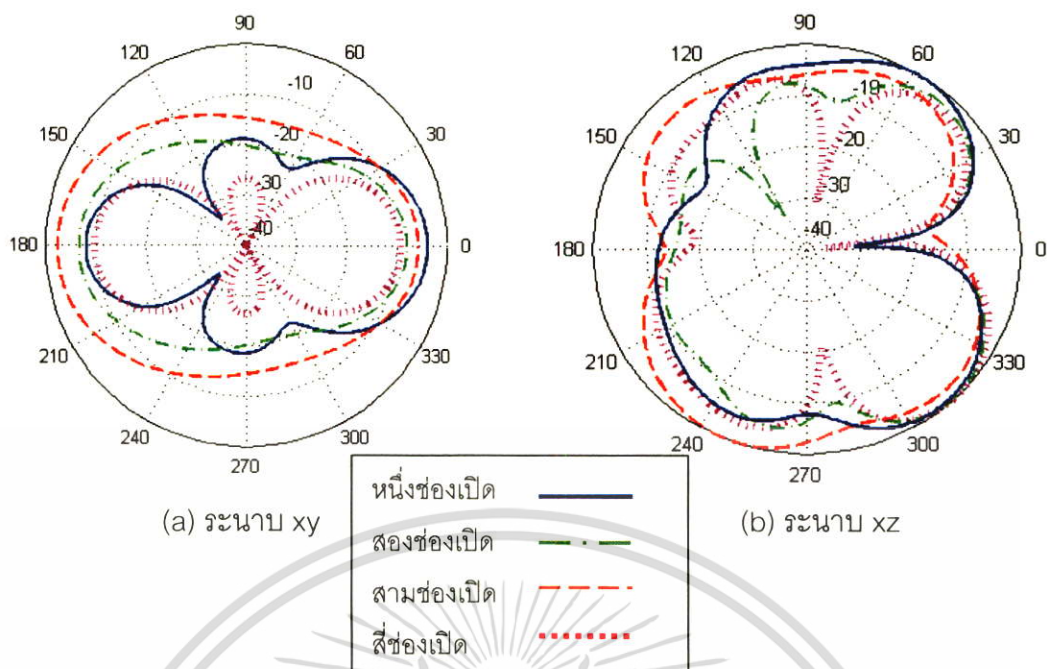


รูปที่ 4.37 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิดในระนาบ xy โดยมีการปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ

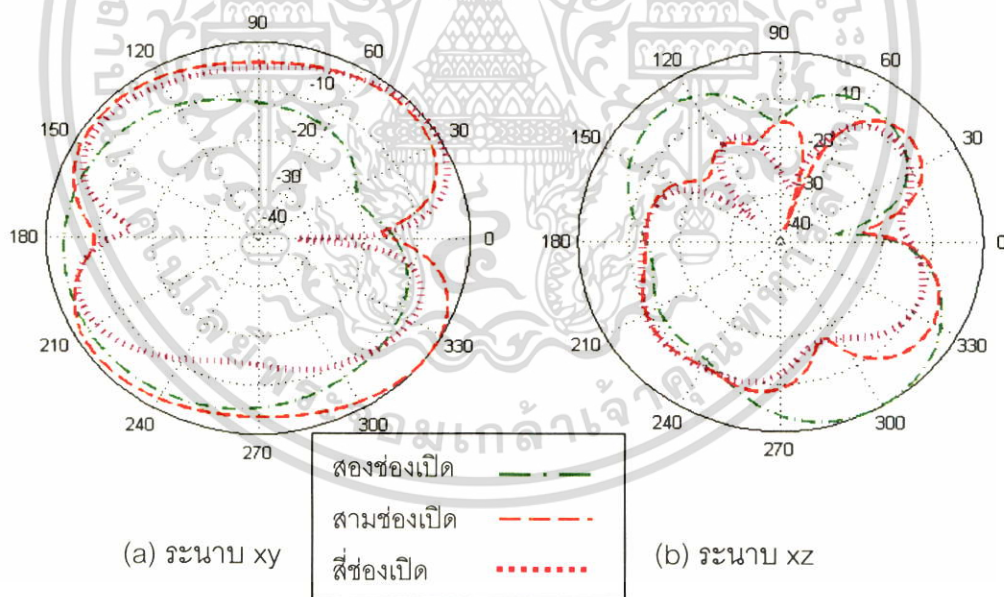


รูปที่ 4.38 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิดในระนาบ xz โดยมีการปรับตำแหน่งในการวางช่องเปิดใน 3 ลักษณะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

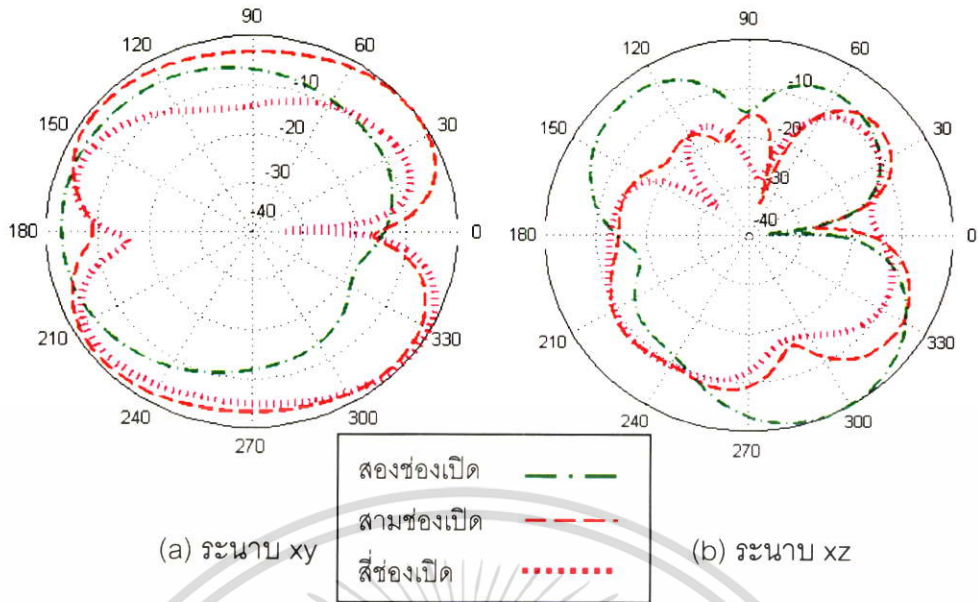


รูปที่ 5.1 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดเมื่อจำนวนแถวลำดับต่างๆ กัน



รูปที่ 5.2 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดเมื่อจำนวนแถวลำดับมีการเอียงทางด้านซ้าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดเมื่อจำนวนแถวลำดับมีการเรียงทางด้านขวา

ดังนั้นการวางตำแหน่งของช่องเปิดตรงกันจึงเหมาะสมกับการนำไปใช้งาน โดยสามารถสรุปผลการวิเคราะห์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดทั้งสี่รูปแบบ ซึ่งขึ้นอยู่กับการใช้งานได้ดังนี้

1. กรณีสายอากาศไมโครสตริปแบบหนึ่งช่องเปิด
 - เป็นสายอากาศพื้นฐานที่ง่ายในการออกแบบและการสร้างเนื่องจากรูปร่างไม่ซับซ้อน
 - มีอัตราขยายน้อยเมื่อเทียบกับสายอากาศกรณีอื่น
 - ลักษณะแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นเป็นแบบทิศทางเดียว (Unidirectional Pattern)
2. กรณีสายอากาศไมโครสตริปแบบสองช่องเปิด
 - เป็นสายอากาศที่มีแบนด์วิดท์สูงโดยที่ขนาดประมาณ λ_g
 - ลักษณะแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นมีทิศทางเดียว
3. กรณีสายอากาศไมโครสตริปแบบสามช่องเปิด
 - ลักษณะแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นเป็นแบบสองทิศทาง (Bidirectional Pattern)
4. กรณีสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่ช่องเปิด
 - เป็นสายอากาศที่มีอัตราขยายมากที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ลักษณะแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นเป็นแบบสองทิศทาง (Bidirectional Pattern)

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

จากบทสรุปแสดงให้เห็นว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดที่มีโครงสร้างเป็นแถวลำดับแบบเส้นตรงวางในแนวเดียวกันและวางเอียงกันนั้น จำนวนของช่องเปิดมีผลกระทบกับแบนด์วิดท์แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น อัตราขยาย ซึ่งในทุกรูปแบบของสายอากาศถ้ามีการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ให้ดีขึ้น เช่น มีการลดขนาดของหน่วยเซลล์ในทุกทิศทางเพื่อความละเอียดในการจำลอง น่าจะมีความเป็นไปได้ที่ข้อดีของสายอากาศแต่ละชนิดจะมีค่าเพิ่มมากขึ้น และหากมีการศึกษาการวางตำแหน่งของช่องเปิดให้เอียงกัน โดยค่อย ๆ ปรับตำแหน่งการวางอย่างละเอียดก็อาจทำให้ผลที่ได้จากการวิเคราะห์ดีขึ้น

สุดท้ายนี้ผู้เขียนหวังว่าข้อมูลที่ได้จากการวิเคราะห์สายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นข้อมูลพื้นฐานที่จะนำไปใช้ช่วยในการศึกษาวิจัยและ พัฒนาสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดแถวลำดับ และวิธีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ เพื่อเป็นแนวทางในการนำไปประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] Stephen C. Harsany. 1997. **Principles of Microwave Technology**. New Jersey : Prentice Hall, Inc.
- [2] K. C. Gupta, Ramesh Garg, Inder Bahl and Prakash Bhartia. 1996. **Microstrip Lines and Slotlines**. Second Edition. Boston : Artech House.
- [3] นิรันดร์ คำประเสริฐ. 2545. **วิศวกรรมแม่เหล็กไฟฟ้าและวิศวกรรมไมโครเวฟ เล่ม 3**. กรุงเทพฯ : ศูนย์สื่อเสริมกรุงเทพ.
- [4] Terry Edwards. 1991. **Foundations for Microstrip Circuit Design**. Second Edition UK : John Wiley & Son.
- [5] Fred Gardiol. 1994. **Microstrip Circuits**. United States of America : John Wiley & Sons. Inc.
- [6] พิชัย ภัคดีพานิชเจริญ. 2536. **ทฤษฎีและการใช้งานความถี่ย่านไมโครเวฟ**. กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์ฟิลิปปส์เซ็นเตอร์.
- [7] I.J. Bahl and P. Bhartia. 1982. **Microstrip Antennas**. United States of America: Artech House. Inc.
- [8] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl, Apisak Ittipiboon. 2000. **Microstrip Antenna Design Handbook**. Boston : Artech House.
- [9] Yoshimura, Y. 1972. "A Microstrip Line Slot Antenna," **IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques**. Vol. MTT-20 : pp. 760-762.
- [10] Pozar D. M. 1986. "Reciprocity Method of Analysis for Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antennas," **IEEE Trans. on Antennas and Propagation**, Vol. Ap-34 : pp. 1439-1446.
- [11] Karl S. Kunz, Raymond J. Luebbers. 1993. **The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics**. United States : CRC Press, Inc.
- [12] K.S.Yee, May 1966. "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," **IEEE Trans. Antennas Propagat**. Vol. AP-14 : pp. 302 -307.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [13] Allen Taflove and Morris E. brodwin. August 1975. "Numerical Solution of Steady-State Electromagnetic Scattering Problems Using the Time-Dependent Maxwell's Equations." *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*. Vol. MTT-23 : pp. 623-630.
- [14] Allen Taflove. 1995. **Computational Electrodynamics The Finite – Differential Time Domain Method**. London : Artech House. Inc.
- [15] Allen Taflove. 1998. **Advances in Computational Electrodynamics The Finite – Difference Time-Domain Method**. London : Artech House. Inc.
- [16] Yongxi Qian, Tatsuo Itoh. 1999. **FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and antennas Software and Applications**. Tokyo : Realize Inc.
- [17] Mur, G. 1981. "Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetics field equations," *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*. vol. 23 : pp. 377-382.
- [18] Engquist, B., and A. Majda. 1997. "Absorbing boundary conditions for the Numerical simulation of waves," *Mathematics of Computation*. vol. 31, pp. 629-651.
- [19] ณัฐพล สุทธิพันธ์. 2544. "การวิเคราะห์เชิงตัวเลขของสายอากาศแฉกลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปที่เชื่อมต่อด้วยสายไมโครสตริป." *วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.*
- [20] บัณฑิต ไรจน์อารยานนท์. 2539. **วิศวกรรมไมโครเวฟ**. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.
- [21] ไพฑูรย์ รักเหลือ. 2546. "การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยวิธี FDTD." *วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.*
- [22] กฤตพล นาคเจริญ. 2547. "การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่." *วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.*
- [23] Constantine A. Balanis. 1997. **Antenna Theory Analysis and Design**. Second Edition. John Wiley & Sons, Inc.

- [25] มาลียา ตั้งจิตเจษฎา. 2547. "การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

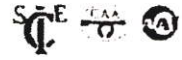
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.
บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] A. Pomsathit, N. Anantrasirichai and T. Wakabayashi "Analysis of Electromagnetic Field in Triangular Slot Antenna" ICCAS2003, October 22-25, Gyeongju TEMF Hotel, Gyeongju, Korea pp. 1672-1675



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Final Program & Digest Book

ICCAS 2003 International Conference on Control, Automation and Systems

October, 22 ~ 25, 2003
Gyeongju TEMF Hotel, Gyeongju, Korea



The Institute of Control, Automation and Systems Engineers, Korea

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Analysis of Electromagnetic Field in Triangular Slot Antenna

A. Pomsathit*, N. Anantrasirichai * and T. Wakabayashi**

* ReCCIT, Faculty of Engineering

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL) Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand

E-mail : kanoppin@kmitl.ac.th

Tel. +66-2737-3000 Ext.50 , Fax. +66-2326-4176

** Department of Communications Engineering, Tokai University

Hiratsuka, Kanagawa, 259-1292, Japan

E-mail : wakaba@et.u.tokai.ac.jp

Abstract: Microstrip antennas have many applications in wireless communication system. This paper propose a analytical far-field pattern of radiation for application of the wireless communication. The triangular slot antenna fed by micorstrip line is proposed at resonance frequency 10 GHz. The simulation results of the electromagnetic field radiation pattern, S parameter, characteristic of input impedance are obtain by using the finite difference time domain (FDTD) method. The analytical space in FDTD analysis are 50x17x120 cells with the cell dimension $\Delta x = 0.152$ mm, $\Delta y = \Delta z = 0.15$ mm.

Keywords: triangular slot, electromagnetic field, current density, microstrip

1. INTRODUCTION

Microstrip antennas have many important applications e.g. in wireless communication devices. Since these devices are becoming smaller and the operation frequencies are becoming higher, traditional methods based on circuit modeling are not accurate any more and new more advanced methods based on solutions of Maxwell's equations are required. Propagation and interaction of electromagnetic waves have a great amount of applications in many areas of technology. Some examples are wireless communication, microwave engineering. Modeling of complex electromagnetic phenomena are both theoretically and computationally demanding, requiring advanced mathematical and numerical methods and combination of mathematics, physics and computer science.

The Finite Difference Time Domain (FDTD) method is introduced to solved the complicate problem in electromagnetic field theory. The equations of electromagnetic field in FDTD method is analyzed in the boundary condition that calculate by central difference expressions base on Maxell's equations and derive by Yee's famous "leap-frog" algorithm for updating the six electromagnetic field components with respect to a certain type of source excitation. For example, x-component of magnetic field and electric field are calculated by equation (1) and (2) respectively.

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

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\epsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\epsilon} E_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \epsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\epsilon} \left\{ \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} - \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k+1) - E_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} \right\} \quad (2)$$

In this paper, we will consider double triangular shape on the ground plane fed by microstrip line. From the simulation results the electromagnetic filed at resonance frequency 10 GHz are shown.

2. DOUBLE TRIANGULAR SLOT ANTENNA STRUCTURE

The structure of double triangular slot antenna is shown in Fig. 1. Double triangular slot antenna on the ground plane is fed by a microstrip line at the center among its.

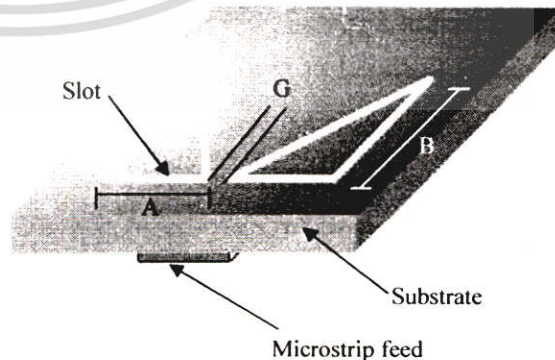


Fig. 1 The triangular slot antenna structure

slot antenna. These triangular slot antennas have the same geometry and size. The microstrip line is designed to be 50 ohms in order to match the measurement system, it has the substrate of the thickness $h = 1.52$ mm and the dielectric constant $= 2.17$.

The adjustment in some parameters for match impedance are as follows:

- length of slot side A and B = 8.1 mm.
- gap between triangular slot (G) = 0.45 mm.
- The distance between edge of microrstrip line and adjacent side of triangular slot is about 10.5 mm.

3. FDTD ALGORITHM

The algorithm of FDTD electromagnetic field analysis was introduced by Kane Yee. FDTD technique can be treats in transients conditions such as pulse in the time domain, and computational electromagnetic modeling which can predict and analysis of the electromagnetic responses of complex problems. The starting point of the FDTD algorithm is the two Maxwell's equations in derivative forms in the time domain.

$$\nabla \times \bar{E} = -\mu \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} - \rho^* \bar{H} \quad (3)$$

$$\nabla \times \bar{H} = \epsilon \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} + \sigma \bar{E} \quad (4)$$

where ϵ and σ , μ and ρ^* are the electric permittivity and conductivity, and magnetic permeability and resistivity of the medium, respectively. In a rectangular coordinate system, equation (1) and (2) can be expanded into the partial differential equations. We also need to discretize the time domain using a properly chosen time step. The maximum time step that may be used is limited by the stability restriction of the finite difference equation.

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{\max}} \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \quad (5)$$

where v_{\max} is the highest velocity of wave propagation within the problem space, and can usually be replaced by $c = 2.997925 \times 10^8$ m/s, the speed of light in free space. For the case of antennas, it is usually safe to make Δt to be largest value allowed by the above stability condition, so that the number of FDTD iteration steps can be minimized.

4. SIMULATION RESULTS

To simulate this triangular slot antenna by using FDTD analysis and design of microwave circuit and antenna software. This software is a full wave electromagnetic simulation code for general three dimension (3D) passive structures, particularly planar - oriented microwave circuit and antennas which base on the FDTD algorithm. It can get the results such as input impedance, S parameter and radiation pattern. For this reason, it can get the good results by simulation.

4.1 Reflected loss

The reflected loss or return loss S_{11} which is a parameter of antenna given as follows.

$$S_{11} = \frac{\Im[V_{ref}(t)]}{\Im[V_{inc}(t)]} e^{2\gamma L} \quad (6)$$

Where \Im shows a Fourier Transform and L is the length between an observing point and a reference point. The propagation constant can be define by

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (7)$$

where α and β are attenuation and phase constants, respectively. The input impedance is the complex number. By using an S_{11} parameter and characteristic impedance Z_0 of a microstrip line, the input impedance can be find out as follows.

$$Z_{IN} = \left[\frac{(1 + S_{11})}{(1 - S_{11})} \right] Z_0 \quad (8)$$

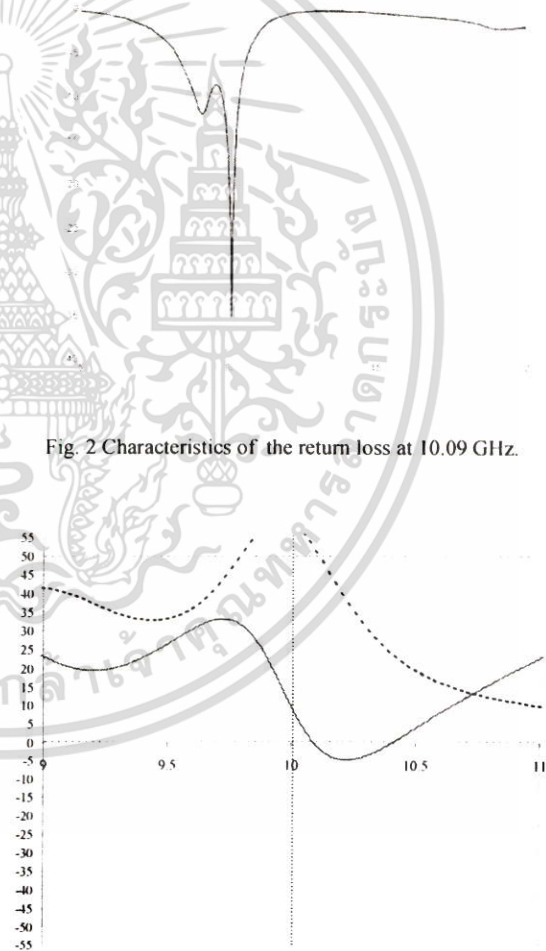


Fig. 2 Characteristics of the return loss at 10.09 GHz.

Fig.3 Characteristics of input impedance at 10.09 GHz.

By adjusting technique, S_{11} is nearly -35.2 dB at resonance frequency 10.09 GHz as shown in Fig.2. Similarly, Fig.3

shown the input impedance in real and imaginary at 51.67 ohms and -0.55 ohms, respectively. For perfect impedance matching, the length of microstrip line is adjusted to cancel the imaginary part. The results of good matching can be obtained at resonance frequency.

4.2 Characteristic of electric field

The wave propagation along a microstrip line through substrate and aperture of triangular slot antenna. It clearly in electric field at 10.09 GHz, figure4 shows the field intensity is maximal at the two corner of both triangular slot. The radiation in one side of triangular slot in accordance with the resonance one-wavelength at 10.09 GHz.

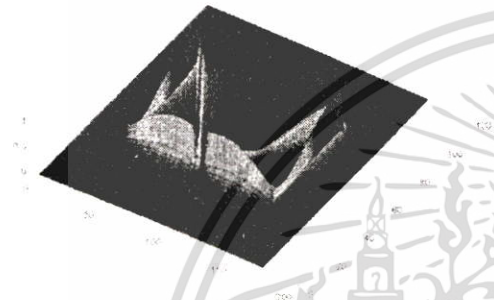


Fig. 4 Electric field of triangular slot antenna.



Fig. 5 The overview of transverse electric field vector in across section of triangular slot antenna.



Fig. 6. Extension at the vertex of left triangular slot in transverse electric field vector

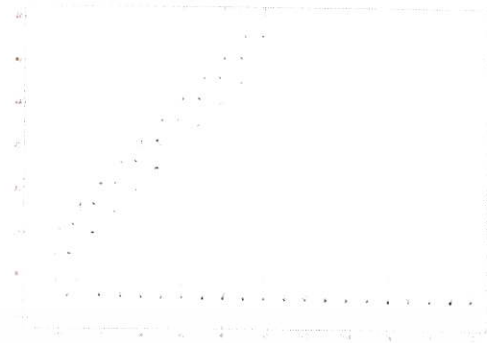


Fig. 7. Extension at the left corner of right triangular slot in transverse electric field vector

4.3 Characteristic of magnetic field

The field distribution in this structure can be demonstrate the steady state profile of magnetic field as shown in figure 8 at resonance frequency 10.09 GHz. The peak of magnetic field will be occur at the position in degradation of electric field.



Fig. 8 Magnetic field of triangular slot antenna.

4.4 Characteristic of current density

The equivalent electric current density are related to the magnetic field component.

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H} \tag{9}$$

Figure 9 shown current density depending on the magnetic field.

4.5 Far field patterns

Far field patterns are obtained by converting near fields to far fields in the frequency domain. Herein, We can obtain radiating field at the far field point as shown by equation (10) and (11). Far fields patterns of the xy and xz planes are simulated as shown in Figure 8 and 9.

$$E_\theta = \eta H_\phi = -j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (\eta N_\theta + L_\phi) \tag{10}$$

$$E_\phi = \eta H_\theta = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (-\eta N_\theta + L_\theta) \tag{11}$$

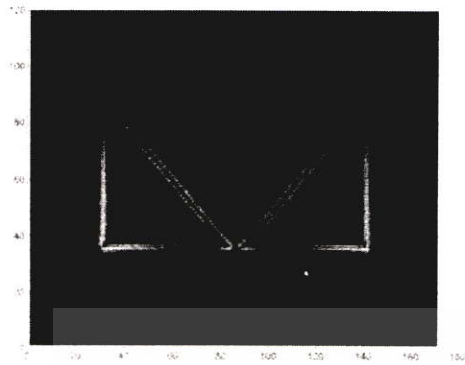
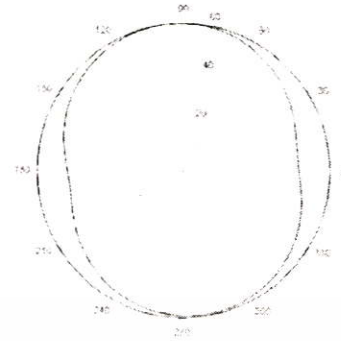


Fig. 9 Current Density of triangular slot antenna.



* Cross polarization is not display since it is a much a lower level compared to the other patterns.

Fig. 11 Far field pattern on the xz-plane

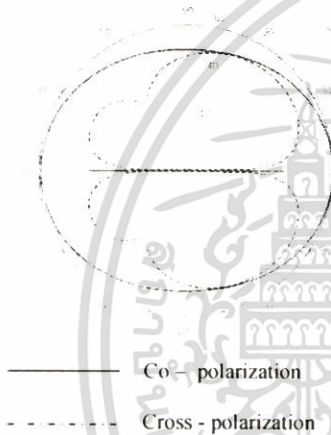


Fig.10 Far field pattern on the xy-plane

REFERENCES

- [1] Yongxi Qian and Tatsuo Itoh, FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and Antennas Software and Application, Realize Inc., 1999
- [2] A. Santamaria and F.J.Lopez-Hernandez, Wireless LAN Systems, Artech House, Boston London, 1993
- [3] Allen Taflove, Computational Electrodynamics The Finite-Difference Time-Domain Method, Artech House, Inc., 1995.
- [5] N. Anantrasirichai, A. Pomsathit and C. Benjangkprasert, Microstrip Line Coupled Triangular Slot Antenna, International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Beijing China, 2002

5. CONCLUSION

The electromagnetic field in slot antenna can be considered from the wave propagation along the microstrip line through the aperture of triangle slot antenna. The magnetic field will be maximum at the two point of each triangular slot antenna side which course the one side triangular slot antenna is one wave - length of resonance frequency. The triangular slot antenna obtain radiation pattern on xy and xz plane that to show omni-directional of antenna's radiation pattern. Therefore, the FDTD method was used to analyze the electromagnetic field of triangular slot antenna. Herein, simulation results of triangular slot antenna coupled by a microstrip line is shown. From the results the proposed antenna described here is useful for wireless communications.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นาย อรรถพล ป้อมสถิตย์
วัน เดือน ปีเกิด	24 มกราคม 2521
ที่อยู่	69/307 หมู่บ้านกฤษดานคร16 ถ.พุทธมณฑลสาย 3 แขวงศาลาธรรมสพน์ ช.พิมาน18 ทวีวัฒนา กรุงเทพฯ
ประวัติการศึกษา	2540 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาวิชาช่างอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตพระนครเหนือ 2544 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประวัติการทำงาน	2546 นักวิชาการคอมพิวเตอร์ สำนักหอสมุดกลาง สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์นอกเหนือจากวิทยานิพนธ์

1. N. Anantrasirichai, A. Pomsathit, C. Benjangkaprasert, "Microstrip line coupled triangular slot antenna" pp.150-153 in Electromagnetic Compatibility, 2002 3rd International Symposium, May 21-24, 2002.Beijing, China
2. N. Anantrasirichai, W. Chanwattanapong, A. Pomsathit and T. Wakabayashi " Characteristics of U-Shaped Slot Antenna Fed by Microstrip Line" pp. 1535-1538 in ICCAS2002, October 16-19, 2002. Muju Resort, Jeonbuk, Korea
3. A. Pomsathit, N. Anantrasirichai and T. Wakabayashi "Analysis of Electromagnetic Field in Triangular Slot Antenna" pp. 1672-1675 in ICCAS2003, October 22-25, 2003. Gyeongju TEMF Hotel, Gyeongju, Korea