

สายอากาศช่องเปิดระนาบร่วมแถบความถี่กว้างสำหรับระบบเครือข่ายไร้สาย

WIDEBAND COPLANAR SLOT ANTENNA FOR  
WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS



เอกรัฐ หล่อพิเชียร

AEKKARAT LORPHICHIAN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

จพ.  
๑๕๗๙๘  
๒๕๔๘

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

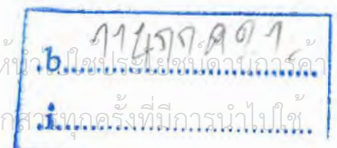
พ.ศ. ๒๕๔๘

เลขหมู่.....

ISBN 974-15-1383-6

เลขทะเบียน..... 56680

วัน,เดือน,ปี..... 14 08 2548



WIDEBAND COPLANAR SLOT ANTENNA FOR  
WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS



AEKKARAT LORPICHIAN

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2005**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	สายอากาศช่องเปิดระนาบร่วมแถบความถี่กว้าง สำหรับระบบเครือข่ายไร้สาย
นักศึกษา	นาย เอกรัฐ หล่อพิเชียร
รหัสนักศึกษา	4506114
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2548
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอ การศึกษาและวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม (Coplanar Slot Microstrip Antenna) ที่ให้แบนด์วิดท์กว้าง โดยรูปร่างของสายอากาศจะเป็นแบบช่องเปิดวงรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้า (Folded Slot) ที่เชื่อมต่อโดยใช้สายส่งสัญญาณแบบท่อนำระนาบร่วม (Coplanar Waveguide : CPW) สายอากาศชนิดนี้เป็นสายอากาศที่มีคุณลักษณะที่สำคัญหลายประการ คือ สามารถออกแบบให้มีแบนด์วิดท์กว้างได้ง่าย ให้ความถี่ใช้งานได้สองความถี่คือ 2.4 GHz และ 5.2 GHz และสามารถทำให้การสูญเสียจากการสะท้อนกลับลดน้อยลงได้ด้วยการปรับพารามิเตอร์ทางโครงสร้าง จากคุณลักษณะดังกล่าวนี้ จึงทำให้สายอากาศชนิดนี้เหมาะกับการนำไปใช้ในระบบสื่อสารไร้สาย (Wireless Communication System) การวิเคราะห์สายอากาศที่วิจัยนี้ จะใช้วิธีผลต่างสี่เหลี่ยมจํากัดในโดเมนเวลา (Finite Difference Time Domain Method) และทำการจำลองแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ผลที่ได้คือ แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นเป็น 37.38 เปอร์เซ็นต์ ที่ความถี่ 2.4 GHz

Thesis Title	Wideband Coplanar Slot Antenna for Wireless Communication Systems
Student	Mr. Aekkarat Lorphichian
Student ID.	45061114
Degree	Master of Engineering
Programme	Information Engineering
Year	2005
Thesis Advisor	Asst. Prof. Noppin Anantrasirichai

### ABSTRACT

This thesis presents the analysis and study in various characteristics of Coplanar Slot Microstrip Antenna for wideband. The structure of this antenna is folded slot fed by coplanar waveguide (CPW). Many points of characteristics be important that are easy to design for wide bandwidth, has two resonance frequencies at 2.4 GHz and 5.2 GHz, and can decrease return loss by adjust the parameters of antenna structure. Therefore, this antenna will suitable for use in wireless communication system. Finite Difference Time Domain method is introduced to solved this problem by simulation with computer software. The simulation results shown that optimum width of slot will increase bandwidth to 37.38 % for wideband at frequency 2.4 GHz.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ นภพินท์ อนันตรศิริชัย ที่แนะแนวทางการแก้ปัญหา ตลอดจนช่วยตรวจทานต้นฉบับของวิทยานิพนธ์นี้ ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณความกรุณาที่ท่านมีให้เป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่านในภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ ที่ให้คำแนะนำการทำวิทยานิพนธ์ฉบับ

ขอขอบคุณ คุณไพฑูรย์ รักเหลือ ที่ช่วยชี้แนะและคำปรึกษาเกี่ยวกับการทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จลุล่วง

ขอขอบคุณพี่ เพื่อน ๆ และน้อง ในห้อง FDTD LAB ทุกคนที่ได้ให้คำปรึกษาในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จนสำเร็จ

ขอขอบคุณ บิตาและมารดา ที่ช่วยเหลือและให้กำลังใจในการทำงานกับผู้วิจัยมาโดยตลอด

ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่และอุปกรณ์ในการทำวิจัยฉบับนี้จนสำเร็จลุล่วง

ขอขอบคุณคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตคลองหก ที่เอื้อเฟื้อโปรแกรมในการทำวิทยานิพนธ์ จนสำเร็จ

คุณค่าและคุณประโยชน์อันพึงเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ข้าพเจ้าขอมอบให้แก่ บิตา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้า ตลอดจนผู้มีพระคุณทุกท่าน

เอกรัฐ หล่อพิเชียร

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	II
กิตติกรรมประกาศ .....	III
สารบัญ .....	IV
สารบัญตาราง .....	VII
สารบัญรูป .....	VIII
สัญลักษณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....	XIII
บทที่ 1 บทนำ .....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา .....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา .....	2
1.3 ขอบเขตของการศึกษา .....	3
1.4 ขั้นตอนในการศึกษา .....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 กล่าวนำ .....	5
2.2 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป.....	5
2.2.1 คลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป .....	6
2.2.1.1 คลื่นถูกนำทาง .....	7
2.2.1.2 คลื่นแผ่พลังงาน .....	7
2.2.1.3 คลื่นรั่ว .....	7
2.2.1.4 คลื่นผิว .....	8
2.2.1.5 ความต้องการคลื่นในสายส่งสัญญาณและสายอากาศ .....	8
2.3 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น.....	8
2.4 คุณลักษณะสายอากาศแบบช่องเปิด.....	9
2.4.1 ทฤษฎีการเหนี่ยวนำ .....	9
2.4.2 การกระจายคลื่นออกจากสายอากาศแบบช่องเปิด .....	11
2.4.3 การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด (Slot line) .....	12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5 สายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPW .....	13
2.5.1 การออกแบบสายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPW .....	15
2.6 สรุป .....	16
<b>บทที่ 3 วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา .....</b>	<b>17</b>
3.1 บทนำ .....	17
3.2 สมการแมกซ์เวลล์และอีอัลกอริทึม .....	18
3.2.1 สมการแมกซ์เวลล์ .....	18
3.2.2 อีอัลกอริทึม .....	19
3.3 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข .....	24
3.4 องค์ประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบนผิวดำชนิดต่าง ๆ .....	25
3.4.1 ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ (Perfect Electric Conductor : PEC) .....	25
3.4.2 ตัวนำแม่เหล็กสมบูรณ์ (Perfect Magnetic Conductor : PMC) .....	25
3.4.3 การต่อร่วมระหว่างไดอิเล็กตริกต่างชนิด .....	26
3.5 การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน .....	26
3.6 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน .....	27
3.7 การวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD สำหรับสายอากาศ .....	35
3.7.1 พารามิเตอร์การกระจาย .....	35
3.7.2 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง .....	37
3.7.3 แบนด์วิดท์ .....	37
3.7.4 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ .....	38
3.8 สรุป.....	43
<b>บทที่ 4 การออกแบบและวิเคราะห์ .....</b>	<b>44</b>
4.1 กล่าวนำ .....	44
4.2 การออกแบบขนาดของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม .....	44
4.2.1 ความยาวของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม.....	46

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.2.2 การจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศ .....	47
4.3 ผลการทดลองและการวิเคราะห์ .....	47
4.3.1 การวิเคราะห์หาความยาวของช่องเปิดด้านข้าง ( $L_s$ ) และ ความยาวของช่องเปิดด้านบน ( $L_u$ ) ที่เหมาะสม .....	48
4.3.2 การวิเคราะห์ความกว้างของสายส่งสัญญาณ CPW ( $W_{cpw}$ ) และ ความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณ CPW ( $S_{cpw}$ ) .....	53
4.3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบของการเปลี่ยนความยาว ของสายส่งสัญญาณ ( $L_{cpw}$ ) .....	57
4.3.4 ผลกระทบของการเปลี่ยนขนาดช่องเปิด .....	58
4.3.5 การปรับสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม เป็นแบบ Non-Uniform .....	67
4.3.6 การวิเคราะห์สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบ ช่องเปิดระนาบร่วมที่ความกว้างของช่องเปิดเท่ากับ 3.5 มิลลิเมตร .....	68
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ .....	79
5.1 สรุปผลการออกแบบและวิเคราะห์ .....	79
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา .....	82
เอกสารอ้างอิง .....	83
ภาคผนวก .....	86
ภาคผนวก ก บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ .....	87
ประวัติผู้เขียน .....	93

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ผลการจำลองหาค่าความยาวของช่องเปิดด้านข้าง ( $L_s$ ) และ ความยาวของช่องเปิดด้านบน ( $L_u$ ) ที่เหมาะสม .....	49
4.2 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศที่มีความกว้างของช่องเปิด 2.5 มิลลิเมตร .....	50
4.3 ค่า $\lambda_0$ , $\epsilon_{eff}$ และ $\lambda_g$ เมื่อเปลี่ยนค่าความกว้างของสายส่งสัญญาณ CPW ( $W_{cpw}$ ) .....	54
4.4 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนความกว้างของ สายส่งสัญญาณ CPW ( $W_{cpw}$ ) .....	54
4.5 ค่า $\lambda_0$ , $\epsilon_{eff}$ และ $\lambda_g$ เมื่อเปลี่ยนค่าความกว้างของ ช่องเปิดสายส่งสัญญาณ CPW ( $S_{cpw}$ ) .....	56
4.6 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อปรับเปลี่ยนความกว้างของช่องเปิด สายส่งสัญญาณ ( $S_{cpw}$ ) ให้มีขนาดต่างกัน .....	57
4.7 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนความยาวของสายส่งสัญญาณ ( $L_{cpw}$ ) .....	57
4.8 แสดงผลกระทบของการปรับความกว้างช่องเปิดต่อคุณลักษณะของความถี่ เรโซแนนซ์แรก .....	59
4.9 แสดงผลกระทบของการปรับความกว้างช่องเปิดต่อคุณลักษณะของความถี่ เรโซแนนซ์ที่สอง .....	59
4.10 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศที่มีความกว้างของช่องเปิด 3.5 มิลลิเมตร .....	63
5.1 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศที่มีความกว้างของช่องเปิด 2.5 มิลลิเมตร และ 3.5 มิลลิเมตร .....	80
5.2 แสดงคุณลักษณะรวมของสายอากาศที่มีความกว้างของช่องเปิด 3.5 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz .....	81

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างของไมโครสตริป.....	6
2.2 ลักษณะของคลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป.....	7
2.3 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น.....	8
2.4 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น.....	10
2.5 การกระจายคลื่นจากช่องเปิด.....	12
2.6 สนามไฟฟ้าในระนาบทรงกระบอก.....	12
2.7 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด.....	13
2.8 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPW (Coplanar Waveguide).....	13
2.9 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายส่งสัญญาณแบบ CPW.....	14
2.10 ภาคตัดขวางของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPW.....	15
3.1 โครงสร้างส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่.....	19
3.2 แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของยี่อัลกอริทึม.....	21
3.3 โครงสร้างสามมิติสำหรับกริดเซลล์ของ FDTD.....	21
3.4 สนามไฟฟ้าที่ผิวในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่ง (1, j, k).....	29
3.5 วงจรความถี่สูงทั่วไปที่มีลักษณะการต่อแบบ 2 พอร์ต.....	36
3.6 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล.....	38
3.7 กล้องเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล.....	38
4.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม.....	44
4.2 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม.....	45
4.3 ค่า $S_{11}$ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วมที่ช่องเปิดกว้าง 2.5 มิลลิเมตร ด้วยวิธี FDTD.....	51
4.4 ค่า $S_{11}$ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วมที่ช่องเปิดกว้าง 2.5 มิลลิเมตร ด้วยวิธี MoM.....	51
4.5 VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ช่องเปิดกว้าง 2.5 มิลลิเมตร.....	52
4.6 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ช่องเปิดกว้าง 2.5 มิลลิเมตร.....	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.7 กราฟแสดงความกว้างของสายส่งสัญญาณ CPW ต่อค่า $\epsilon_{eff}$ .....	53
4.8 กราฟแสดงความกว้างของสายส่งสัญญาณ CPW ต่อค่า $\lambda_g$ .....	53
4.9 ค่า $S_{11}$ พารามิเตอร์ ของสายอากาศที่มีความกว้างของ สายส่งสัญญาณ CPW ( $W_{cpw}$ ) ต่างกัน .....	54
4.10 กราฟแสดงความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณ CPW ต่อค่า $\epsilon_{eff}$ .....	55
4.11 กราฟแสดงความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณ CPW ต่อค่า $\lambda_g$ .....	55
4.12 ค่า $S_{11}$ พารามิเตอร์ ของสายอากาศที่มีความกว้างของ ช่องเปิดสายส่งสัญญาณ ( $S_{cpw}$ ) ไม่เท่ากัน .....	56
4.13 ค่า $S_{11}$ พารามิเตอร์ ของสายอากาศที่ความยาวของสายส่งสัญญาณต่างกัน .....	58
4.14 แสดง $S_{11}$ พารามิเตอร์เมื่อปรับขนาดความกว้างของช่องเปิด .....	60
4.15 กราฟแสดงความกว้างของช่องเปิดต่อแบนด์วิดท์ที่ความถี่เรโซแนนซ์แรก และความถี่เรโซแนนซ์ที่สอง .....	61
4.16 ค่า $S_{11}$ พารามิเตอร์ของสายอากาศที่มีความกว้างของช่องเปิดทุกด้าน 3.5 มิลลิเมตร ....	61
4.17 VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ช่องเปิดกว้าง 3.5 มิลลิเมตร.....	62
4.18 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ช่องเปิดกว้าง 3.5 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 2.4 GHz .....	62
4.19 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ช่องเปิดกว้าง 3.5 มิลลิเมตรที่ความถี่ 5.2 GHz .....	62
4.20 แบบรูปการแผ่กระจายพลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริป แบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ช่องเปิดทุกด้านกว้าง 3.5 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 2.4 GHz .....	64
4.21 แบบรูปการแผ่กระจายพลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริป แบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ช่องเปิดทุกด้านกว้าง 3.5 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 2.4 GHz .....	64
4.22 แบบรูปการแผ่กระจายพลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริป แบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ช่องเปิดทุกด้านกว้าง 3.5 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 5.2 GHz .....	65

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.23	แบบรูปการแผ่กระจายพลังงานสนามระยะไกลในระนาบ $xz$ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วมที่ช่องเปิดทุกด้านกว้าง 3.5 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 5.2 GHz ..... 65
4.24	แบบรูปการแผ่กระจายพลังงานสนามระยะไกลในระนาบสามมิติของสายอากาศที่ช่องเปิดทุกด้านกว้าง 3.5 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 2.4 GHz..... 66
4.25	แบบรูปการแผ่กระจายพลังงานสนามระยะไกลในระนาบสามมิติที่ช่องเปิดทุกด้านกว้าง 3.5 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 5.2 GHz..... 66
4.26	ค่า $S_{11}$ พารามิเตอร์ของสายอากาศที่มีการปรับแบบ Non-Uniform แบบแรก ..... 67
4.27	ค่า $S_{11}$ พารามิเตอร์ของสายอากาศที่มีการปรับแบบ Non-Uniform แบบที่สอง ..... 67
4.28	รูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วมที่ช่องเปิดทุกด้านกว้าง 3.5 มิลลิเมตรด้วยวิธี FDTD..... 68
4.29	กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดัน $V_s$ ในโดเมนเวลา..... 69
4.30	กราฟแสดงแรงดันสะท้อนกลับ ( $V_r$ ) ในโดเมนเวลา..... 69
4.31	กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในโดเมนความถี่ ..... 69
4.32	การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าตามชั้นเวลาต่างๆ ที่ความถี่ 2.4 GHz ..... 70
4.33	การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าตามชั้นเวลาต่างๆ ที่ความถี่ 5.2 GHz ..... 71
4.34	สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วมที่ความถี่ 2.4 GHz..... 72
4.35	สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วมที่ความถี่ 5.2 GHz..... 72
4.36	การแผ่กระจายของสนาม $E_x$ และ $H_x$ ที่ระนาบ $yz$ ที่ความถี่ 2.4 GHz..... 73
4.37	การแผ่กระจายของสนาม $E_y$ และ $H_y$ ที่ระนาบ $xz$ ที่ความถี่ 2.4 GHz..... 73
4.38	การแผ่กระจายของสนาม $E_z$ และ $H_z$ ที่ระนาบ $xy$ ที่ความถี่ 2.4 GHz..... 73
4.39	การแผ่กระจายของสนาม $E_x$ และ $H_x$ ที่ระนาบ $yz$ ที่ความถี่ 5.2 GHz..... 74
4.40	การแผ่กระจายของสนาม $E_y$ และ $H_y$ ที่ระนาบ $xz$ ที่ความถี่ 5.2 GHz..... 74
4.41	การแผ่กระจายของสนาม $E_x$ และ $H_x$ ที่ระนาบ $xy$ ที่ความถี่ 5.2 GHz..... 74
4.42	เวกเตอร์การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วมที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.4 GHz..... 75
4.43	เวกเตอร์การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วมที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.2 GHz..... 75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.44 ภาพขยายเวกเตอร์การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าบริเวณช่องเปิดด้านซ้ายของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.4 GHz.....	76
4.45 ภาพขยายเวกเตอร์การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าบริเวณช่องเปิดด้านซ้ายของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.2 GHz.....	76
4.46 เวกเตอร์การแผ่กระจายสนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วมที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.4 GHz .....	77
4.47 เวกเตอร์การแผ่กระจายสนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วมที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.4 GHz .....	77
4.48 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.4 GHz .....	78
4.49 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.2 GHz .....	78

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สัญลักษณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

$S_1$	ความกว้างของช่องเปิดด้านซ้าย	[มิลลิเมตร]
$S_2$	ความกว้างของช่องเปิดด้านขวา	[มิลลิเมตร]
$S_3$	ความกว้างของช่องเปิดด้านบน	[มิลลิเมตร]
$S_4$	ความกว้างของช่องเปิดด้านล่าง	[มิลลิเมตร]
$L_u$	ความยาวของช่องเปิดด้านบน	[มิลลิเมตร]
$L_s$	ความยาวของช่องเปิดด้านข้าง	[มิลลิเมตร]
$S_{cpw}$	ความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณ CPW	[มิลลิเมตร]
$W_{cpw}$	ความกว้างของสายส่งสัญญาณ CPW	[มิลลิเมตร]
$L_{cpw}$	ความยาวของสายส่งสัญญาณ CPW	[มิลลิเมตร]
$h$	ความหนาของวัสดุฐานรอง	[มิลลิเมตร]
$L_{total}$	ความยาวรวมทั้งหมดของสายอากาศ	[มิลลิเมตร]
$L_{stotal}$	ความยาวรวมทั้งหมดของช่องเปิดด้านข้าง	[มิลลิเมตร]
$L_{utotal}$	ความยาวรวมทั้งหมดของช่องเปิดด้านบน	[มิลลิเมตร]
$C$	ค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหน่วยความยาว	[F/m]
$c$	ความเร็วของแสง	[m/s]
$\vec{E}$	เวกเตอร์สนามไฟฟ้า	[v/m]
$f$	ความถี่เรโซแนนซ์	[Hz]
$\vec{H}$	เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก	[A/m]
$h$	ความหนาของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศ	[มิลลิเมตร]
$\vec{J}_s$	เวกเตอร์ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าบนพื้นผิวปิด $S'$	[A/m <sup>2</sup> ]
$L_a$	ความยาวของช่องเปิดของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด	[มิลลิเมตร]
$L$	ค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว	[H/m]
$\vec{M}_s$	เวกเตอร์ความหนาแน่นกระแสแม่เหล็กบนพื้นผิวปิด $S'$	[v/m <sup>2</sup> ]
$r$	ระยะไกลจริง	
$r'$	ระยะจากแหล่งกำเนิดถึงจุดสนามระยะไกล	
$S'$	พื้นที่ผิวปิด	
$T$	ความกว้างของพัลส์	[s]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ใด ๆ [s] ารค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$t_0$	เวลาดึงกลางพัลส์	[s]
$V_{inc}(t)$	แรงดันที่ส่งเข้าไปในโครงสร้าง	[V]
$V_{i\,ref}(t)$	แรงดันที่สะท้อนกลับ	[V]
$V_{trans}(t)$	แรงดันที่ส่งมาที่พอร์ต ซึ่งเป็นผลตอบสนองของสัญญาณมาจากพอร์ตอื่น	[V]
$v_p$	ความเร็วเฟส	[m/s]
$\hat{x}$	เวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง x	
$\hat{y}$	เวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง y	
$\hat{z}$	เวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง z	
$Z_c$	อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ	[ $\Omega$ ]
$\epsilon$	สภาพยอมทางสนามไฟฟ้า	[F/m]
$\epsilon_r$	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง	
$\epsilon_{ra}$	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศ	
$\epsilon_{rf}$	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณ	
$\epsilon_{eff}$	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์	
$\lambda_g$	ความยาวคลื่นสัมพัทธ์	[m]
$\lambda_0$	ความยาวคลื่นในอวกาศว่าง	[m]
$\Theta_{1d}$	ความกว้างลำคลื่นกำลังในระนาบ XY	[degree]
$\Theta_{2d}$	ความกว้างลำคลื่นกำลังในระนาบ XZ	[degree]
$G_0$	อัตราขยายของสายอากาศ	[dB]
$\mu$	ความขบขี้มได้ทางสนามแม่เหล็ก	[H/m]
$\rho^*$	สภาพต้านทานแม่เหล็กสมบูรณ	[ $\Omega/m$ ]
$\sigma$	สภาพนำไฟฟ้า	[S/m]
$\omega$	angular frequency ( $2\pi f$ )	[s <sup>-1</sup> ]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การสื่อสารและโทรคมนาคมเป็นสิ่งที่มีความสำคัญต่อโลกในยุคปัจจุบันนี้ จึงได้มีการวิจัยและพัฒนาเพื่อเพิ่มขีดความสามารถในการสื่อสารให้สูงขึ้น ตัวอย่างของการสื่อสารดังกล่าวได้แก่ การสื่อสารโทรศัพทเคลื่อนที่ การสื่อสารผ่านดาวเทียมและการสื่อสารแบบไร้สาย เป็นต้น

ระบบเครือข่ายไร้สาย (Wireless Communication Systems) [1] แบ่งได้เป็น 3 ลักษณะตามระยะทางการติดต่อสื่อสารได้แก่

1. WPAN (Wireless Personal Area Network) เช่น IEEE 802.15.1, Bluetooth ซึ่งทั้งสองมาตรฐานนั้นเป็นการสื่อสารที่มีระยะทางการสื่อสารที่ใกล้ๆ เช่น อุปกรณ์สื่อสารสำหรับบุคคล โดย Bluetooth นั้นมีความถี่การใช้งานที่ 5.2 GHz

2. WLAN (Wireless Local Area Network) เช่น 802.11 a/b/g เป็นการสื่อสารที่มีระยะทางมากกว่า WPAN ในการใช้งาน WLAN มีย่านความถี่การใช้งานคือ 2.4 GHz และ 5.2 GHz

3. WWAN (Wireless Wide Area Network) เช่น GPRS, UMTS, GSM เป็นการสื่อสารที่ใช้ระยะทางการสื่อสารที่ไกลๆ เช่น การสื่อสารในระบบโทรศัพท์

ซึ่งการสื่อสารในรูปแบบที่กล่าวมานี้ล้วนต้องใช้สัญญาณในช่วงความถี่ไมโครเวฟ [2-3] ทั้งสิ้น โดยมีสายอากาศทำหน้าที่ในการรับและส่งสัญญาณ และเนื่องจากการสื่อสารในย่านไมโครเวฟเป็นการสื่อสารที่อยู่ในย่านความถี่สูง ความยาวคลื่นจึงสั้น ทำให้อุปกรณ์ที่ใช้มีขนาดเล็ก และต้องมีประสิทธิภาพสูง ด้วยเหตุนี้ทำให้สายอากาศแบบไมโครสตริป [4-5] เป็นสายอากาศแบบหนึ่งที่น่าสนใจ ทั้งนี้เนื่องจากคุณสมบัติที่ดีหลายประการ เช่น มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา มีรูปร่างไม่ซับซ้อน ราคาถูก ออกแบบและสร้างได้ง่าย ลักษณะโครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปที่นิยมใช้งานทั่วไปได้แก่ สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น (Microstrip Patch Antenna) สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด (Microstrip Slot Antenna) และสายอากาศไมโครสตริปไดโพล (Microstrip Dipole Antenna) ซึ่งสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดเป็นสายอากาศหนึ่งที่ได้รับค่านิยมและมีการทำวิจัยอย่างกว้างขวาง โดยโครงสร้างหนึ่งที่ได้มีการทำวิจัยและพัฒนาอย่างต่อเนื่องคือ สายอากาศแบบช่องเปิดที่ถูกเชื่อมต่อโดยใช้สายส่งสัญญาณแบบ CPW (Coplanar Waveguide) [6] ซึ่งข้อดีของการใช้สายส่งสัญญาณแบบ CPW คือ การแผ่กระจายคลื่นจากส่วนป้อนสัญญาณน้อย ง่ายต่อการปรับแมทชิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิมพีแดนซ์ (Matching Impedance) สามารถออกแบบให้ใช้งานสองความถี่ได้ และสามารถออกแบบให้สายอากาศมีแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ที่กว้างได้

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้ จึงได้ทำการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่มีแบนด์วิดท์ที่กว้างและสามารถใช้งานได้ 2 ความถี่ คือ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ซึ่งสามารถนำไปใช้งานในระบบเครือข่ายไร้สายได้ดี ข้อดีของสายอากาศคือ สามารถใช้งานได้ 2 ความถี่ และมีแบนด์วิดท์ที่กว้าง นอกจากนี้ยังให้ความประหยัดและความสะดวกในการใช้งาน ในงานวิจัยนี้จะทำการออกแบบสายอากาศให้มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน และป้อนสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริปแบบ CPW ซึ่งสายส่งสัญญาณชนิดนี้จะต่อเชื่อมโดยตรงเข้ากับตัวสายอากาศแบบช่องเปิดระนาบร่วม โดยมีการปรับแมทชิ่งอิมพีแดนซ์ระหว่างสายส่งสัญญาณและสายอากาศ การวิเคราะห์ผลกระทบของการปรับพารามิเตอร์ต่อคุณลักษณะต่าง ๆ ที่สำคัญของสายอากาศ จะใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลข (Numerical Method) มาทำการวิเคราะห์ด้วยสมการแมกซ์เวลล์ ซึ่งวิธีนี้เป็นวิธีที่นิยมมากเนื่องจากสามารถนำคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์สายอากาศได้รวดเร็วและง่ายต่อความเข้าใจยิ่งขึ้น สำหรับระเบียบวิธีเชิงตัวเลขที่นำมาใช้ได้แก่ วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference - Time Domain : FDTD) [7-8] และระเบียบวิธีโมเมนต์ (Moment Method : MoM) โดยวิธี FDTD จะเป็นการแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยสมการเชิงอนุพันธ์ย่อย (Partial Differential Equation) ส่วนวิธี MoM เป็นการแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยสมการเชิงอินทิกรัล (Integral Equation)

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วมที่สามารถใช้งานได้สองความถี่คือ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ที่มีแบนด์วิดท์ที่กว้าง ที่สามารถนำไปใช้ในในระบบเครือข่ายไร้สาย (Wireless Communication Systems) และวิเคราะห์ผลกระทบของการปรับพารามิเตอร์ของสายอากาศ เพื่อนำไปเป็นแนวทางในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริปแบบ CPW และนำไปประยุกต์ใช้กับสายอากาศชนิดอื่น ๆ ต่อไป ซึ่งในการวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศนั้นจะทำการศึกษาระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference - Time Domain : FDTD) มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์ และนำมาเปรียบเทียบกับวิธีระเบียบวิธีโมเมนต์ (Moment Method : MoM)

### 1.3 ขอบเขตของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ออกแบบให้มีแบนด์วิดท์กว้างและสามารถใช้งานได้สองความถี่ คือ 2.4 GHz และ 5.2 GHz เพื่อนำไปใช้ในระบบเครือข่ายไร้สาย (Wireless Communication Systems) โดยวิเคราะห์พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ซึ่งจะทำการศึกษาและวิเคราะห์สายอากาศด้วยรูปแบบจำลองโครงสร้างทางระเบียบวิธีเชิงตัวเลขในเชิงทฤษฎีโดยไม่มี การทดลองสร้างอุปกรณ์จริง ในการวิเคราะห์นี้จะใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบ FDTD มาใช้ในการคำนวณและวิเคราะห์คุณลักษณะสำคัญต่าง ๆ ของสายอากาศ และทำการเปรียบเทียบคุณลักษณะที่ได้กับระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบ MoM เพื่อพิสูจน์ว่าผลการวิเคราะห์ที่ได้จากวิธี FDTD มีความถูกต้องเชื่อถือได้ โดยจะทำการวิเคราะห์ถึงหลักการออกแบบเพื่อให้ได้มาซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ วิเคราะห์พารามิเตอร์แต่ละตัวของสายอากาศ และวิเคราะห์คุณลักษณะบางตัวที่สำคัญของสายอากาศ ได้แก่ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของคลื่น ( $S_{11}$  พารามิเตอร์) อินพุตอิมพีแดนซ์ ( $Z_{in}$ ) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio : VSWR) แบนด์วิดท์ (Bandwidth) และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far Field Radiation Pattern) สนามไฟฟ้า (Electric Field) และสนามแม่เหล็ก (Magnetic Field)

### 1.4 ขั้นตอนในการศึกษา

จากจุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ สามารถสรุปขั้นตอนในการศึกษาเป็น 5 บท ดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงประวัติความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์และขอบเขตการศึกษาของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง ประกอบด้วย โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น คุณลักษณะของสายอากาศแบบช่องเปิด สายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบ CPW

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีของวิธี FDTD และการนำ FDTD ไปประยุกต์ใช้กับสายอากาศ ทฤษฎีของ FDTD นั้น จะประกอบด้วยสมการแมกซ์เวลล์และอีอัลกอริทึม (Yee Algorithm) เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข (Numerical stability) องค์ประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบนแผ่นตัวนำชนิดต่าง ๆ การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน (Source Excitation) เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorb Boundary Conditions) ส่วนทฤษฎีในการวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD นั้น ประกอบด้วยสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของคลื่น ( $S_{11}$  parameter) อินพุตอิมพีแดนซ์ ( $Z_{in}$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) แบนด์วิดท์ (Bandwidth) อัตราขยาย (Gain) และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ (Far Field Radiation Pattern)

บทที่ 4 เป็นการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะและพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม โดยใช้การจำลองโครงสร้างจากวิธี FDTD ผลของการวิเคราะห์ประกอบไปด้วย คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ คือ  $S_{11}$  พารามิเตอร์ อินพุต อิมพีแดนซ์ แบนด์วิดท์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล และสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

บทที่ 5 เป็นบทสรุปผลการวิเคราะห์ พร้อมทั้งข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนาต่อไปของงานวิจัยที่ได้จัดทำในวิทยานิพนธ์นี้



## บทที่ 2

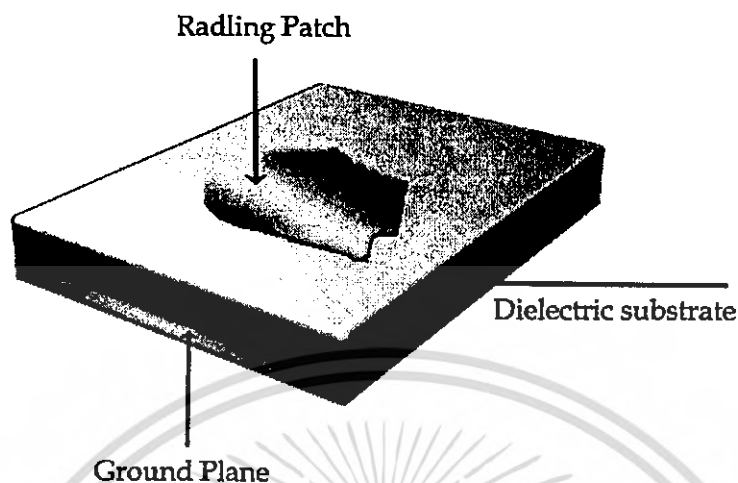
# ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 กล่าวนำ

สายอากาศไมโครสตริป [9] เป็นสายอากาศที่มีการศึกษาและพัฒนาอย่างมากตั้งแต่ปี 1970 เป็นต้นมา สายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูก ดังนั้นจึงได้มีการทำวิจัยและพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปมาอย่างต่อเนื่อง โดยทั่วไปแล้วรูปร่างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปที่นิยมใช้หลัก ๆ จะแบ่งเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น และสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ข้อได้เปรียบทางโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป คือ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และมีความหลากหลายของรูปร่างของตัวแผ่กระจายคลื่น นอกจากนี้ยังมีข้อดีอื่น ๆ อีก เช่น ผลิตด้วยเทคโนโลยีการผลิตวงจรรวม ซึ่งทำให้สร้างได้ง่าย มีราคาถูก และตัวสายอากาศมีความแข็งแรง นอกจากนี้สายอากาศชนิดนี้ยังเหมาะกับการใช้งานในโครงสร้างวงจรรวมไมโครเวฟ (Monolithic Microwave Integrated Circuit : MMIC) [10] ด้วยคุณสมบัติที่ดีเหล่านี้ของสายอากาศ ทำให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสารต่าง ๆ ได้ อย่างหลากหลาย เช่น การสื่อสารในระบบเครือข่ายไร้สาย ระบบมือถือ และการสื่อสารผ่านดาวเทียม เป็นต้น ในบทที่ 2 นี้ จะกล่าวถึงคุณลักษณะทั่วไปของโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม และการป้อนสัญญาณของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบ CPW (Coplanar Waveguide)

### 2.2 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป

ไมโครสตริปเป็นแผ่นวงจรที่ใช้กันอย่างมากในย่านความถี่ไมโครเวฟ [11] โครงสร้างของไมโครสตริปจะสร้างมาจากแผ่นฉนวน (Dielectric) ที่มีการสูญเสียต่ำ ซึ่งเรียกว่าวัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริก (Dielectric Substrate) ด้านหนึ่งจะเป็นส่วนของตัวนำทั้งหมด เรียกว่า พื้นกราวด์ (Ground Plane) ส่วนอีกด้านเป็นส่วนของวงจรหรือสายอากาศที่ถูกสร้างลงไป โดยโครงสร้างที่สำคัญของสายอากาศ ไมโครสตริปก็คือ วัสดุฐานรอง (Substrate) และสายส่งสัญญาณ (Transmission Line) ดังแสดงในรูปที่ 2.1

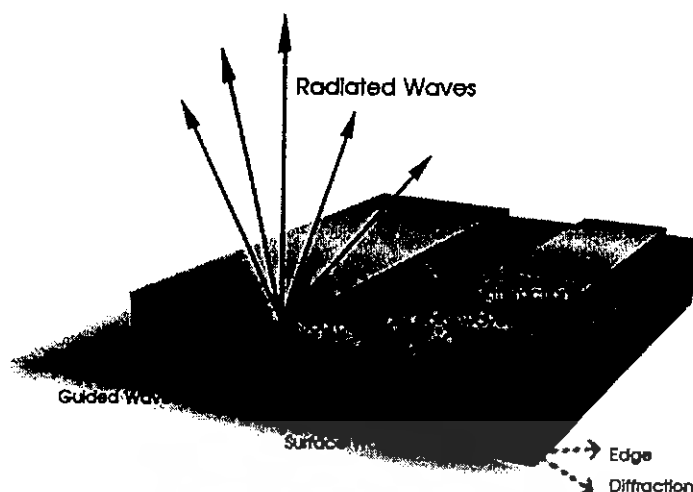


รูปที่ 2.1 โครงสร้างของไมโครสตริป

โครงสร้างทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปจะประกอบด้วย ส่วนของวัสดุฐานรอง (substrate) ด้านหนึ่งของวัสดุฐานรองจะประกอบด้วยแผ่นตัวนำเรียกว่าระนาบกราวด์ (ground plane) ส่วนอีกด้านจะเป็นตัวแผ่กระจายคลื่น (radiating element) ซึ่งสามารถสร้างขนาดและรูปร่างได้หลายรูปแบบเพื่อให้ได้คุณลักษณะของสายอากาศที่เหมาะสมกับลักษณะงานที่ต้องการใช้ เช่น การออกแบบเพื่อให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์สองความถี่ และการออกแบบเพื่อให้ได้แบนด์วิดท์กว้างและลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานที่ต้องการโดยที่ลักษณะโครงสร้างของไมโครสตริปจะประกอบไปด้วยแผ่นตัวนำบาง ๆ ที่มีความสูญเสียพลังงานต่ำวางอยู่บนวัสดุที่เรียกว่าวัสดุฐานรอง และอีกด้านหนึ่งของวัสดุฐานรองจะเป็นระนาบกราวด์ (Ground Plane) โดยโครงสร้างของไมโครสตริปนั้นสามารถจะนำไปเป็นวงจรที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ และสามารถนำไปเป็นสายอากาศสำหรับคลื่นความถี่ไมโครเวฟได้อีกด้วย

### 2.2.1 คลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป

ในสายอากาศไมโครสตริปจะมีคลื่นที่แพร่กระจายอยู่หลายแบบเช่น คลื่นถูกนำทาง (Guided Wave) คลื่นแผ่พลังงาน (Radiated Wave) คลื่นรั่ว (Leaky Wave) คลื่นผิว (Surface Wave) ดังแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 ลักษณะของคลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป

### 2.2.1.1 คลื่นถูกนำทาง (Guided Wave)

สำหรับทิศทางการแพร่กระจายคลื่นของคลื่นถูกนำทางนั้น จะมีลักษณะที่มุมของการแพร่กระจายทำมุมอยู่ระหว่างช่วง 6 ถึง 9 นาฬิกา (ทิศตามเข็มนาฬิกา) โดยลักษณะการแพร่กระจายคลื่นนั้นจะแพร่กระจายอยู่เฉพาะในวัสดุฐานรอง และคลื่นจะสะท้อนไปมาระหว่างตัวนำสองตัว คลื่นถูกนำทางนี้จะนำไปใช้อย่างมากกับสายส่งสัญญาณ สำหรับคลื่นแบบนี้มีส่วนในการสะสมพลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต้องการในสายอากาศแบบแผ่น เมื่อเลือกใช้วัสดุฐานรองที่บางและมีสภาพยอมทางไฟฟ้า (permittivity) สูง จะทำให้คลื่นแบบนี้มีอิทธิพลสูง

### 2.2.1.2 คลื่นแผ่พลังงาน (Radiated Wave)

คลื่นแบบนี้จะมีทิศทางการแพร่กระจายคลื่นเป็นมุมที่อยู่ระหว่างช่วง 9 ถึง 3 นาฬิกาโดยจะมีทิศทางที่แพร่ขึ้นไปบนอากาศที่ไม่มีการปิดกั้นของขอบเขตใด ๆ ลักษณะของคลื่นแบบนี้จะใช้มากในงานเกี่ยวกับสายอากาศ คลื่นแบบนี้จะมีอิทธิพลสูงเมื่อใช้วัสดุฐานรองที่หนา (เปรียบเทียบกับความยาวคลื่น) และค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าต่ำ

### 2.2.1.3 คลื่นรั่ว (Leaky Wave)

ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นจะอยู่ในช่วง 3 ถึง 6 นาฬิกา โดยคลื่นรั่วนั้นจะแพร่กระจายมาจากคลื่นที่สะท้อนมาจากกระนาบกราวด์ และไปยังจุดเชื่อมต่อระหว่างอากาศกับไดโอดีเลกตริก เมื่อคลื่นที่สะท้อนมาถึงตำแหน่งนี้ จะทำให้เกิดคลื่นส่งออกไปในอากาศ ซึ่งก็คือ คลื่นรั่วออกจากคลื่นที่สะท้อนอยู่ภายในวัสดุฐานรอง ( Surface Wave) ลักษณะของคลื่นรั่วที่เกิดขึ้นนี้จะนำไปช่วยในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งจะอยู่ในเงื่อนไขของความเหมาะสมที่จะนำไปใช้ในแต่ละสายอากาศ เช่น ทำให้มีสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) ที่สูง [12]

#### 2.2.1.4 คลื่นผิว (Surface Wave)

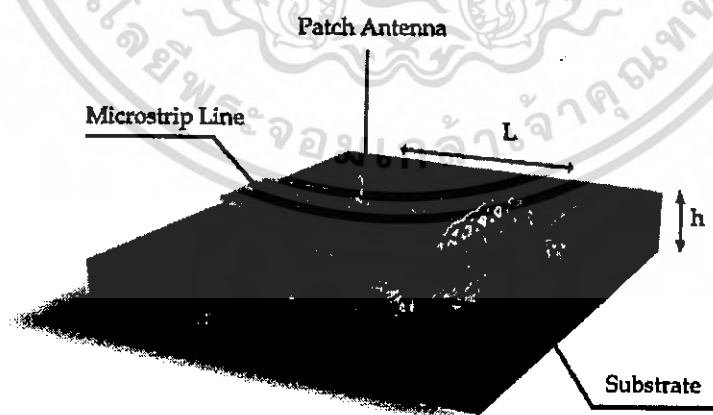
จากการเกิดคลื่นรั่ว เมื่อมุมของคลื่นที่แพร่กระจายกลับลงมายังภายในวัสดุฐานรอง มีค่ามากกว่ามุมของคลื่นที่เกิดคลื่นรั่ว จึงเรียกคลื่นแบบนี้ว่าคลื่นผิว เมื่อคลื่นผิวถูกส่งมาที่ขอบของโครงสร้างดังรูป จะทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นออกมาจากโครงสร้าง คลื่นที่แพร่กระจายออกมานี้ทำให้เกิดผลเสียต่อแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ คือ ทำให้พลังงานในการส่งหรือรับน้อยลง ลักษณะของคลื่นแบบนี้จะมีความสำคัญ เมื่อใช้วัสดุฐานรองที่หนาและสภาพยอมทางไฟฟ้ามีค่าสูง

#### 2.2.1.5 ความต้องการคลื่นในสายส่งสัญญาณและสายอากาศ

ในการแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายส่งสัญญาณนั้น คลื่นถูกนำทางจะถูกกระตุ้นมากที่สุด ขณะที่จะต้องหลีกเลี่ยงคลื่นแผ่พลังงาน คลื่นรั่ว และคลื่นผิว ในทางตรงกันข้ามถ้าเป็นสายอากาศจะต้องการให้เกิดคลื่นแผ่พลังงานมากที่สุด และจะต้องป้องกันการเกิดคลื่นนำทางในแผ่นตัวนำ และคลื่นผิว

### 2.3 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น

รูปที่ 2.3 แสดงโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น ที่ประกอบด้วยแผ่นตัวนำบาง ๆ ซึ่งเป็นตัวแผ่กระจายคลื่นเรียกว่า แผ่นสายอากาศ (Patch Antenna) วางบนผิวของวัสดุฐานรอง อีกด้านของวัสดุฐานรองเป็นระนาบกราวด์ (ground plane) โดยความหนาของแผ่นสายอากาศจะมีขนาดน้อยกว่าความยาวคลื่นของอากาศมาก ๆ ( $t \ll \lambda_0$ ) เช่นเดียวกับกับความหนาของวัสดุฐานรอง ซึ่ง  $h \ll \lambda_0$  และโดยทั่วไปจะอยู่ในช่วง  $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$



รูปที่ 2.3 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น

การพิจารณาคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น ส่วนประกอบหนึ่งที่มีความสำคัญคือ ความหนา ( $h$ ) และค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (Dielectric constant :  $\epsilon_r$ ) ของตัววัสดุฐานรอง โดยทั่วไปค่าคงตัวไดอิเล็กตริกจะอยู่ในช่วง  $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$  ซึ่งการใช้วัสดุฐานรองที่มีความหนามากและมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกต่ำจะได้สายอากาศที่มีประสิทธิภาพสูงและมีแบนด์วิดท์กว้าง แต่ข้อเสียคือตัวสายอากาศมีขนาดใหญ่ ส่วนการใช้วัสดุฐานรองที่บางและมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสูงนั้น มักจะนิยมนำมาใช้ร่วมกับวงจรทางไมโครเวฟ เนื่องจากวงจรทางไมโครเวฟต้องการขอบเขตสนามที่แน่นอนเพื่อลดการแผ่กระจายคลื่นและการเชื่อมต่อ (Coupling) สัญญาณที่ไม่ต้องการให้น้อยที่สุด และยังทำให้วงจรมีขนาดเล็กลงด้วย แต่เนื่องจากการสูญเสียในวงจรมากทำให้ประสิทธิภาพและแบนด์วิดท์ของสายอากาศลดลง ดังนั้นในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น จึงต้องคำนึงถึงความเหมาะสมทั้งในด้านประสิทธิภาพของสายอากาศและการออกแบบวงจร

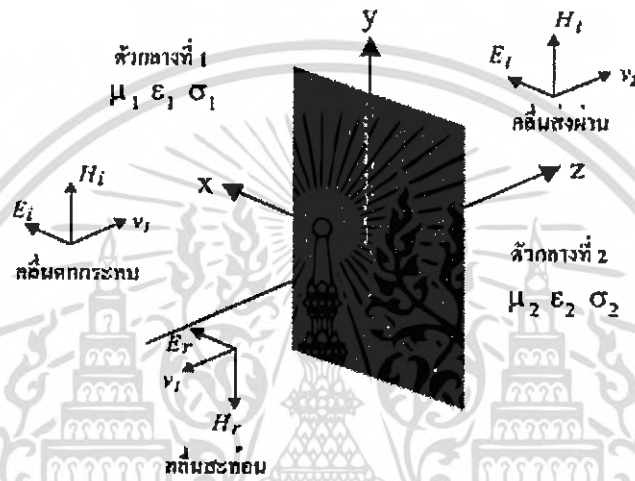
โดยทั่วไปสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นมักจะออกแบบให้แผ่นสายอากาศ และสายส่งสัญญาณอยู่บนวัสดุฐานรองเดียวกัน ซึ่งตัวแผ่นสายอากาศนั้น สามารถมีรูปร่างที่หลากหลายตามวัตถุประสงค์ของการใช้งาน ได้แก่ รูปแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส (Square) สี่เหลี่ยมผืนผ้า (Rectangular) ไดโพล (Dipole) แถบแคบบาง ๆ (Thin strip) วงกลม (Circular) วงรี (Ellipse) สามเหลี่ยม (Triangular) ห้าเหลี่ยม (Pentagon) หรือรูปร่างอื่น ๆ โดยรูปร่างสี่เหลี่ยมจัตุรัส สี่เหลี่ยมผืนผ้า และไดโพล จัดว่าเป็นรูปร่างที่ได้รับความนิยมมาก เนื่องจากสามารถสร้างและวิเคราะห์คุณลักษณะได้ง่าย และมีคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นดี (มีค่า cross polarization) ต่ำ นอกจากนี้ยังเป็นสายอากาศที่มีแบนด์วิดท์กว้าง และใช้พื้นที่ในการสร้างน้อยอีกด้วย

## 2.4 คุณลักษณะสายอากาศแบบช่องเปิด

### 2.4.1 ทฤษฎีการเหนี่ยวนำ (Induction Theorem) [13]

สายอากาศแบบช่องเปิดนั้น โดยทั่วไปปัญหาจะอยู่ในลักษณะที่ว่าแหล่งกำเนิดคลื่นจะอยู่ในอาณาบริเวณหนึ่ง และคลื่นที่กระจายออกจากสายอากาศจะกระจายไปในอีกอาณาบริเวณหนึ่งซึ่งมีตัวกลางไม่เหมือนกัน รูปที่ 2.4 แสดงรูปทั่วไปของปัญหาดังกล่าวนี้ คือ แหล่งกำเนิดคลื่นอยู่ในตัวกลางที่ 1 ซึ่งอาณาบริเวณถูกล้อมรอบไว้ด้วยผิวปิด  $S'$  และตัวกลางที่ 2 ที่อยู่ติดกับอาณาบริเวณของตัวกลางที่ 1 เป็นบริเวณที่เราต้องการรู้ว่าการกระจายคลื่นจะเป็นไปในลักษณะใด ในปัญหาเช่นนี้ ถ้าตัวกลางที่ 1 และตัวกลางที่ 2 มีค่าคงที่ของตัวกลางไม่เหมือนกันหรือมีค่าอินทรินสิกอิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ไม่เหมือนกัน คลื่นจะเคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดคลื่น และเมื่อปะทะกับผิวขอบเขตจะเกิดการสะท้อนของคลื่นกลับเข้าสู่

ตัวกลางที่ 1 และส่งผ่านคลื่นเข้าไปในตัวกลางที่ 2 ด้วย เพราะฉะนั้น ถ้าให้  $\vec{E}^i$  และ  $\vec{H}^i$  เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากแหล่งกำเนิดคลื่นตกกระทบ ส่วน  $\vec{E}^r$  และ  $\vec{H}^r$  เป็นคลื่นที่เกิดจากการสะท้อนที่ผิวขอบเขต และ  $\vec{E}^t$  และ  $\vec{H}^t$  เป็นคลื่นที่ส่งผ่านเข้าไปในตัวกลางที่ 2 ดังนั้นในตัวกลางที่ 1 คลื่นที่ปรากฏอยู่ก็จะเป็นผลบวกของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนรวมกัน คือ  $\vec{E}^i + \vec{E}^r$  และ  $\vec{H}^i + \vec{H}^r$  ส่วนในตัวกลางที่ 2 ก็จะมีเพียงคลื่นที่ส่งผ่าน คือ  $\vec{E}^t$  และ  $\vec{H}^t$  ซึ่งก็คือคลื่นที่กระจายไปในตัวกลางที่ 2 ที่เราต้องการรู้ค่านั่นเอง



รูปที่ 2.4 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น

ในการคำนวณหาคลื่น  $\vec{E}^t$  และ  $\vec{H}^t$  นี้ทำได้ โดยต้องให้ผิวขอบเขตสนามแม่เหล็กไฟฟ้ามีความสัมพันธ์กันในรูปต่อไปนี้

$$\vec{E}^i + \vec{E}^r = \vec{E}^t \quad (2.1)$$

$$\vec{H}^i + \vec{H}^r = \vec{H}^t \quad (2.2)$$

โดยที่ตัวพ่วง  $t$  หมายถึงส่วนประกอบของสนามในแนวขนานกับผิวขอบเขต

คลื่นสะท้อน  $\vec{E}'$  และ  $\vec{H}'$  และคลื่นส่งผ่าน  $\vec{E}^i$  และ  $\vec{H}^i$  ทั้งสองชุดนี้จะถูกต้องตามสมการแมกซ์เวลล์ที่ทุก ๆ ตำแหน่งยกเว้นที่ผิวขอบเขตซึ่งมีความไม่ต่อเนื่องเกิดอยู่ในรูปต่อไปนี้

$$\vec{E}'_i - \vec{E}'_r = \vec{E}^i \quad (2.3)$$

$$\vec{H}'_i - \vec{H}'_r = \vec{H}^i \quad (2.4)$$

เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต่อเนื่องที่เกิดขึ้นตรงผิวขอบเขตนั้น เราสามารถคิดได้ว่าเกิดขึ้นจากกระแสไฟฟ้าสมมูลและกระแสแม่เหล็กสมมูลที่กระจายอยู่บนผิวขอบเขตในรูป สมการต่อไปนี้เป็นคือ

$$\vec{J} = \vec{n} \times (\vec{H}'_i - \vec{H}'_r) \quad (2.5)$$

$$\vec{M} = -\vec{n} \times (\vec{E}'_i - \vec{E}'_r) \quad (2.6)$$

โดยที่  $\vec{J}$  และ  $\vec{M}$  เป็นกระแสไฟฟ้าสมมูล และกระแสแม่เหล็กสมมูลตามลำดับ นั่นคือในการหาคลื่นสะท้อน  $\vec{E}'$  และ  $\vec{H}'$  และคลื่นที่ส่งผ่านเข้าตัวกลางที่ 2  $\vec{E}^i$  และ  $\vec{H}^i$  นั้นแทนที่จะแก้ปัญหาจากแหล่งกำเนิดคลื่นโดยตรง เราอาจคิดได้ว่าคลื่นทั้งสองชุดนี้เกิดจากกระแสไฟฟ้าสมมูลและกระแสแม่เหล็กสมมูลดังกล่าวนี้ และเนื่องจาก  $\vec{n}$  เป็นเวกเตอร์หน่วยที่ผิวขอบเขต เพราะฉะนั้นสมการ (2.18) และสมการ (2.19) จะเขียนได้โดยใช้  $\vec{E}^i$ ,  $\vec{H}^i$  ดังนี้

$$\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}^i \quad (2.7)$$

$$\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}^i \quad (2.8)$$

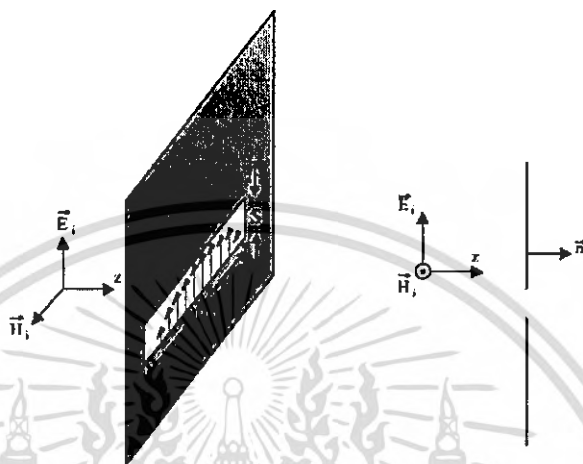
#### 2.4.2 การกระจายคลื่นออกจากสายอากาศแบบช่องเปิด

ถ้ามีคลื่นเคลื่อนที่เข้าปะทะแผ่นตัวนำสมบูรณ์แบบที่มีช่องเปิดแคบ ๆ ดังรูปที่ 2.5 โดยที่สนามไฟฟ้ามีทิศตั้งฉากกับแนวของช่องเปิด ดังจะเห็นได้ว่าที่ตรงช่องเปิดจะมีสนามไฟฟ้าความเข้มสูงมากเกิดขึ้น ทำให้เกิดการแผ่กระจายคลื่นออกไปยังอาณาบริเวณที่อยู่อีกด้านหนึ่ง ในกรณีที่มีช่องเปิดแคบมาก ๆ กระแสไฟฟ้าสมมูล คือ  $\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}^i$  จะมีขนาดจำกัดและเมื่อคิดว่าความกว้างของช่องเปิด คือ  $S$  มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ กระแสไฟฟ้าสมมูลส่วนนี้อาจจะตัดทิ้งได้เพราะมีขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อผู้ใช้เห็นประโยชน์จากเอกสารนี้  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เล็ก แต่ส่วนที่เป็นกระแสแม่เหล็กสมมูล คือ  $\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}^i$  นั้น ไม่สามารถตัดทิ้งได้ เพราะเมื่อ  $S$  มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ สนามไฟฟ้าที่ช่องเปิดก็จะเข้าหาอนันต์ จึงไม่สามารถตัดทิ้งได้

ถ้าให้  $E_s$  เป็นสนามไฟฟ้าที่ช่องเปิด และช่องเปิดยาว  $L_s$  เนื่องจากที่ปลายทั้งสองของช่องเปิดสนามไฟฟ้าจะต้องเป็นศูนย์ เพราะฉะนั้นการกระจายของสนามไฟฟ้าบนช่องเปิดจะเขียนได้ดังรูป

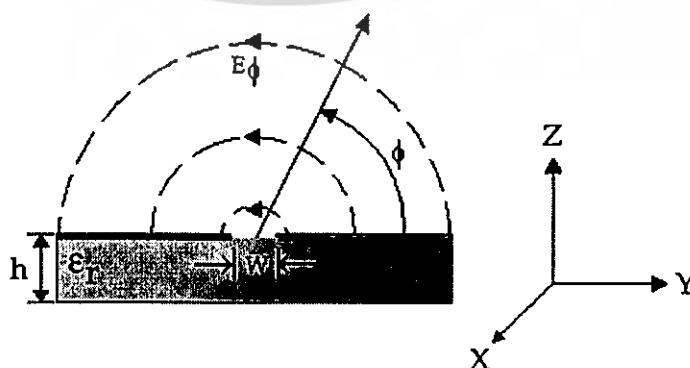


รูปที่ 2.5 การกระจายคลื่นจากช่องเปิด

กระแสแม่เหล็กสมมูลที่เกิดขึ้นนี้ เกิดเนื่องจากแผ่นตัวนำมีความหนาจำกัด จึงทำให้กระแสแม่เหล็กสมมูลเกิดขึ้นที่ทางด้านหน้าและด้านหลังโดยมีขนาดเท่ากัน

#### 2.4.3 การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด (Slotline)

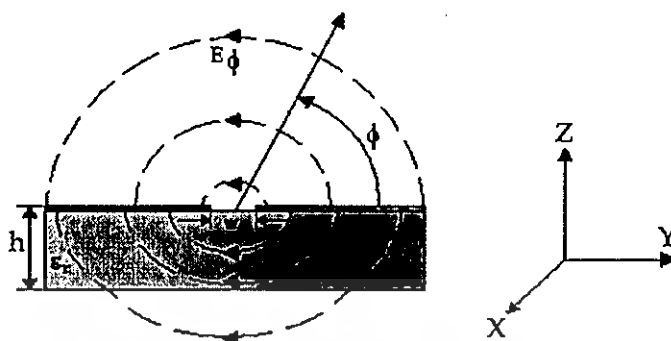
สนามไฟฟ้าในช่องเปิดจะประกอบด้วยสามส่วน อย่างไรก็ตามในสนามระยะไกลจะเหลือเพียงแค่ส่วนเดียวในทิศทาง  $\phi$  ดังแสดงในรูปที่ 2.6 สนามไฟฟ้าหลักของคลื่นที่เคลื่อนที่ในช่องเปิดคือทิศทางที่พุ่งเข้ามาออกจากช่องเปิดในทิศทางระนาบของแผ่นโลหะที่วางอยู่บนวัสดุฐานรอง



รูปที่ 2.6 สนามไฟฟ้าในระนาบทรงกระบอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะการแผ่กระจายสนามไฟฟ้าของช่องเปิด ในด้านของวัสดุฐานรอง แถบโลหะ และ ในอากาศ ได้แสดงดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด

## 2.5 สายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPW (Coplanar WaveGuide)

สายส่งสัญญาณที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟนั้น สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ประเภท คือ สายส่งสัญญาณที่รองรับการแพร่กระจายคลื่นในโหมด TEM หรือ กึ่ง TEM (quasi-TEM) และ สายส่งสัญญาณที่ไม่รองรับการแพร่กระจายคลื่นในโหมดดังกล่าว เรียกว่า non-TEM โดยสายส่งสัญญาณในประเภทแรกมีหลายชนิดด้วยกันได้แก่ สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป และ ระบายท่อนำคลื่น เป็นต้น ในที่นี้จะกล่าวถึงสายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPW (Coplanar Waveguide) ซึ่งการแพร่กระจายคลื่นของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPW จะเป็นแบบกึ่ง TEM (quasi-TEM)



รูปที่ 2.8 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPW (Coplanar Waveguide)

สายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPW (Coplanar Waveguide) [6] ที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้น จะมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.8 กล่าวคือ จะมีรูปร่างเป็นแถบโลหะวางอยู่บนวัสดุฐานรอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งวัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กตริก ที่ถูกคั่นด้วยช่องเปิดสองช่อง คุณสมบัติหลักที่ใช้ในการพิจารณาสายส่งสัญญาณคือ คุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์ และเพื่อให้เกิดความเข้าคู่กัน (แมตช์) ระหว่างอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณกับอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ จะต้องพิจารณาปัจจัยที่มีผลต่อคุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์ ซึ่งได้แก่ ความหนาของวัสดุฐานรองและความกว้างของแผ่นสตริป (W) ความกว้างของช่องเปิด (S) ดังจะเห็นได้ว่าการเลือกชนิดของวัสดุฐานรองเป็นส่วนสำคัญในการพิจารณาคุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์ และคุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่นำมาใช้มีดังต่อไปนี้

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ( $\epsilon_r$ ) เป็นค่าแสดงคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริกโดยเทียบกับอากาศ

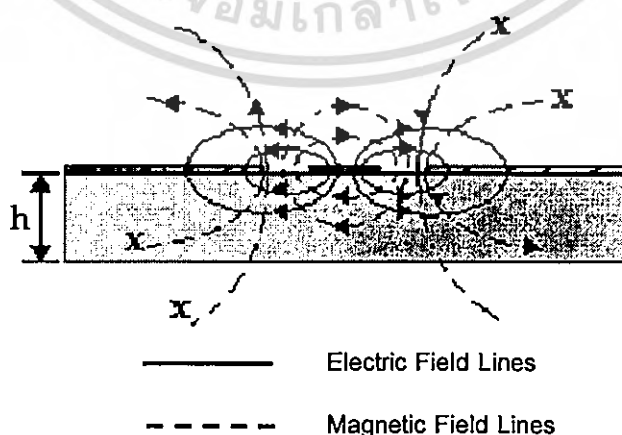
- ค่า Loss tangent ( $\tan\delta$ ) ที่ความถี่ 10 GHz คือ ค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสดิสเพลซเมนต์ ซึ่งค่านี้จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใด โดยที่ยิ่งต่ำก็ยิ่งดี

- ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal Conductivity) จะแสดงความสามารถในการระบายความร้อนของสารไดอิเล็กตริก ซึ่งค่านี้ยิ่งสูงก็ยิ่งดี

- ความขรุขระของผิว จัดว่าเป็นคุณสมบัติที่มีความสำคัญมากเช่นเดียวกันเพราะจะมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริป เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า

- ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric Strength) สำหรับค่านี้จะบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ

การแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าในสายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPW นั้นจะมีลักษณะที่ตั้งฉากกัน โดยสนามไฟฟ้าจะเคลื่อนที่ระหว่างแถบโลหะที่ถูกคั่นด้วยช่องเปิด ส่วนสนามแม่เหล็กนั้นจะเคลื่อนที่ล้อมรอบแผ่นโลหะในทิศทางตามความหนาของวัสดุฐานรอง แสดงดังรูปที่ 2.9

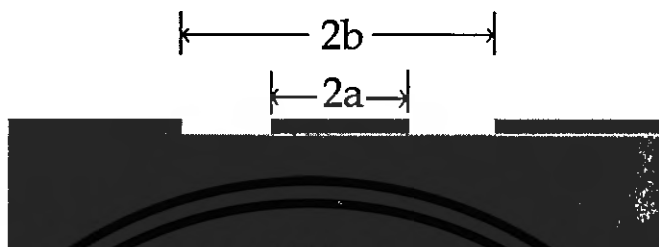


รูปที่ 2.9 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายส่งสัญญาณแบบ CPW

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.5.1 การออกแบบสายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPW [14]

ภาคตัดขวางของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPW แสดงดังรูปที่ 2.10 ซึ่งเราสามารถหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล  $\epsilon_{eff}$  และค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPW ( $z_{0cp}$ ) เพื่อนำไปใช้ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ต่อไป



รูปที่ 2.10 ภาคตัดขวางของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPW

สามารถหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลได้จากสมการ

$$\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (2.9)$$

เมื่อ  $q$  คือค่าฟิลลิงแฟร็กชัน (Filling fraction)

$$q = \frac{1}{2} \frac{K(k_2)}{K'(k_2)} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} \quad (2.10)$$

โดยที่

$$k_1 = \frac{a}{b} \quad (2.11)$$

$$k_2 = \frac{\sinh(\pi a / 2h)}{\sinh(\pi b / 2h)} \quad (2.12)$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \frac{\pi}{\ln[2(1+\sqrt{k'})/(1-\sqrt{k'})]} & \text{for } 0 \leq k \leq 1/\sqrt{2} \\ \frac{1}{\pi} \ln[2(1+\sqrt{k})/(1-\sqrt{k})] & \text{for } 1/\sqrt{2} \leq k \leq 1 \end{cases} \quad (2.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (2.14)$$

ค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPW แสดงดังสมการต่อไปนี้

$$Z_{0cp} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} \quad (2.15)$$

## 2.6 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีที่จะนำมาช่วยในการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ซึ่งประกอบด้วย

1. พื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปได้แก่โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปซึ่งเป็นการอธิบายคลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป คือ คลื่นกู่กานาทาง คลื่นพลังงาน คลื่นรั่ว และคลื่นผิว
2. โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น โดยได้อธิบายถึงทฤษฎีของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น
3. คุณลักษณะสายอากาศแบบช่องเปิด ซึ่งจะอธิบาย ทฤษฎีการเหนี่ยวนำ การกระจายคลื่นออกจากสายอากาศแบบช่องเปิด และการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด
4. สายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPW กล่าวถึงทฤษฎีสายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบ CPW โดยอธิบายถึงโครงสร้างพื้นฐาน ลักษณะการแพร่กระจายคลื่น อธิบายการหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล และค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPW ซึ่งสิ่งเหล่านี้เป็นพื้นฐานสำคัญในการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม

## บทที่ 3

## วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา

## 3.1 บทนำ

วิธีไฟไนต์ดิฟเฟอเรนซ์ในโดเมนเวลา ได้มีการนำเสนอเป็นครั้งแรกโดย เค เอส ยี (K. S. Yee) ในปี ค.ศ. 1966 [15] วิธีนี้ได้มีการนำมาใช้วิเคราะห์สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก โดยมีหลักการด้วยการเปลี่ยนสมการเชิงอนุพันธ์ของแมกซ์เวล (Maxwell's Equations) ให้อยู่ในรูปของสมการไฟไนต์ดิฟเฟอเรนซ์ ซึ่งมีการกระจายตำแหน่งของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กตามโครงข่ายของยี่ การวิเคราะห์คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในโดเมนความถี่ ต้องศึกษาคุณสมบัติต่าง ๆ ในแต่ละความถี่ คือ ต้องคำนวณแต่ละเทอมของเมตริกซ์ใหม่ทุกครั้งเมื่อความถี่ใหม่เปลี่ยนไป ในการวิเคราะห์ที่มีความถี่กว้างจะทำให้เสียเวลาในการคำนวณมาก ดังนั้นจึงมีการคิดค้นวิธีการคำนวณในโดเมนเวลาขึ้น ซึ่งทำให้รู้การแพร่กระจายของคลื่นในแต่ละชั้นเวลา ซึ่งวิธี FDTD เป็นวิธีหนึ่งที่ทำกรวิเคราะห์ในโดเมนของเวลา เนื่องจากเป็นวิธีที่ง่ายและสะดวกในการแก้ปัญหาสมการเชิงอนุพันธ์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และเป็นวิธีหนึ่งที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายมาจนถึงปัจจุบัน โดยวิธี FDTD จะทำการวิเคราะห์ในโดเมนเวลา (Time domain) และโดเมนสเปซ (Space domain) และได้ทำการกำหนดการกระทำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจำนวนหกสนามให้อยู่บนเซลล์สี่เหลี่ยมลูกบาศก์หนึ่งเซลล์ การปรับปรุงลักษณะการกระทำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโดเมนต่าง ๆ นี้จะใช้แบบแผนลีฟรอก (Leap-Frog) โดยจะทำการปรับปรุงสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสลับกันในโดเมนเวลา ด้วยวิธีการเช่นนี้ทำให้สามารถสังเกตพฤติกรรมของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าได้ทั้งโดเมนของเวลาและโดเมนของสเปซ กล่าวคือ เมื่อสังเกตพฤติกรรม ณ ตำแหน่งหนึ่ง ๆ ของโครงสร้างจะสามารถเลือกสังเกตพฤติกรรมสนามที่เวลาใดก็ได้ ในทางกลับกัน ถ้าสังเกตพฤติกรรม ณ เวลาหนึ่ง ๆ จะสามารถสังเกตพฤติกรรมของสนามที่ตำแหน่งต่าง ๆ ได้เช่นกัน

ในบทนี้จะกล่าวถึงสมการแมกซ์เวลล์ ยีอัลกอริทึม (Yee Algorithm) เงื่อนไขเสถียรภาพเชิงตัวเลข การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน และขอบเขตการดูดกลืน โดยในวิทยานิพนธ์ได้ทำการเสนอขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์ [16] (Mur's Absorbing Boundary Condition : Mur's ABC)

## 3.2 สมการแมกซ์เวลล์และยี่อ์ลกอริทึม

### 3.2.1 สมการแมกซ์เวลล์

วิธีไฟไนต์ดิฟเฟอเรนเชียลในโดเมนเวลา เป็นวิธีที่ได้มีการนำมาใช้วิเคราะห์สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก โดยมีหลักการด้วยการเปลี่ยนสมการเชิงอนุพันธ์ของแมกซ์เวล (Maxwell's Equations) ให้อยู่ในรูปของสมการไฟไนต์ดิฟเฟอเรนเชียล โดย ยี่อ์ลกอริทึม จะเริ่มจากสมการแมกซ์เวลล์ที่อยู่ในรูปแบบเชิงอนุพันธ์สองสมการที่เปลี่ยนแปลง นั่นคือ

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

$$\nabla \times \vec{H} = \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} \quad (3.1b)$$

โดยที่  $\vec{H}$  คือ เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก ( magnetic field vector : A/m)

$\vec{E}$  คือ เวกเตอร์สนามไฟฟ้า (electric field vector : V/m)

$\sigma$  คือ สภาพนำ (conductivity: S/m )

$\epsilon$  คือ สภาพยอมทางสนามไฟฟ้า (electric permittivity : F/m )

$\mu$  คือ สภาพซาบซึมได้ทางสนามแม่เหล็ก (magnetic permeability : H/m )

$\rho$  คือ สภาพต้านทานแม่เหล็กสมบูรณ์ ( resistivity :  $\Omega/m$  )

จากสมการที่ (3.1a) และ (3.1b) สามารถแยกออกเป็นสมการสเกลาร์ 6 สมการในระบบพิกัดมุมฉากสามมิติ (x, y, z) ได้ดังสมการที่ (3.2a) ถึง (3.2f)

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \rho H_x \right) \quad (3.2a)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \rho H_y \right) \quad (3.2b)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \rho H_z \right) \quad (3.2c)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (3.2d)$$

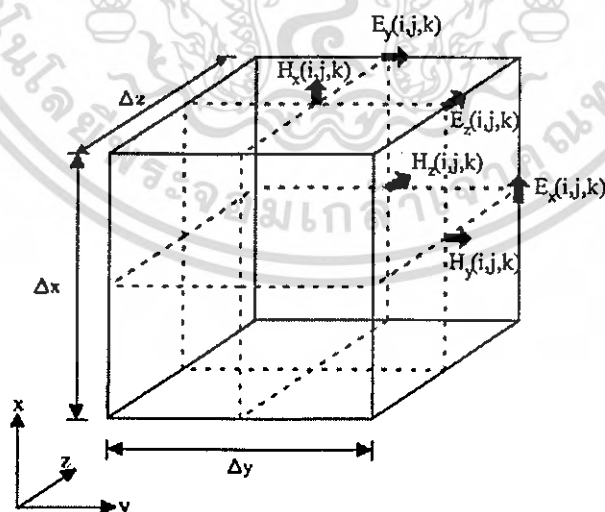
$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (3.2e)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (3.2f)$$

ซึ่งสมการเหล่านี้จะเป็นพื้นฐานของแนวคิดเชิงตัวเลขของวิธี FDTD ในการวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าของวัตถุในสามมิติทั่วไป

### 3.2.2 ยีอัลกอริทึม

ในปี 1966, Kane Yee เป็นผู้เริ่มต้นใช้สมการไฟไนต์ดิฟเฟอเรนซ์ ซึ่งเป็นสมการเชิงอนุพันธ์ของแมกซ์เวลล์เทียบกับเวลา สมการที่ (3.2a) ถึง (3.2f) ใช้สำหรับกรณีวัสดุไม่มีการสูญเสีย  $\rho' = 0$  และ  $\sigma = 0$



รูปที่ 3.1 โครงสร้างส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี (Yee cell)

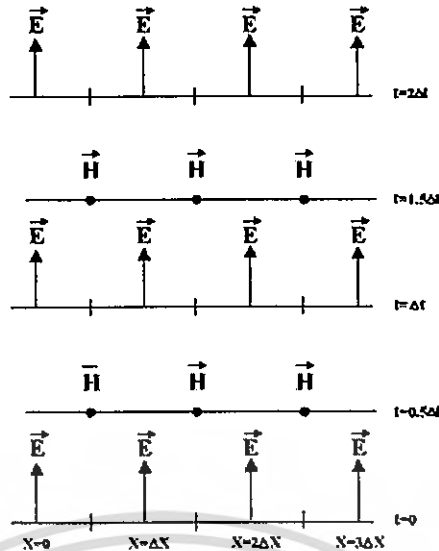
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยี่อัครอิทธิมมีเนื้อหาดังนี้คือ

1. ยี่อัครอิทธิมจะทำการแก้ปัญหาคงสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กพร้อมกันในโดเมนเวลาและโดเมนสเปซ โดยใช้สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์แทนสมการคลื่นเพื่อแก้ปัญหาคงสนามไฟฟ้าหรือสนามแม่เหล็กแทนที่ การวิเคราะห์ทั้งสองสนามพร้อมกันนี้เปรียบเสมือนการแปลงสนามรวมของสมการอินทิกรัลด้วยวิธีโมเมนต์ โดยเงื่อนไขขอบเขตของทั้ง  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  จะถูกกำหนดให้อยู่บนขอบเขตของตัวกลางนั้น ซึ่งมีข้อดีคือ การใช้ข้อมูลของทั้ง  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  ด้วยกัน จะได้ผลลัพธ์ที่แม่นยำกว่าการใช้สนามชนิดใดชนิดหนึ่งเพียงอย่างเดียว (เช่น จะมีความเที่ยงตรงสำหรับโครงสร้างที่มีขนาดใหญ่) โดยในการวิเคราะห์สามารถจำลองคุณสมบัติทางสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของวัสดุที่ใช้ได้ และสำหรับบริเวณที่สนามมีลักษณะเฉพาะหรือสามารถมีได้เพียงสนามเดียว เช่น  $\vec{H}$  ที่สัมผัสบริเวณ ขอบ มุม หรือรอบ ๆ แกนเส้นลวดบาง และ  $\vec{E}$  ในแนวรัศมีที่อยู่บริเวณ จุด ขอบ และเส้นลวดบางนั้น สามารถสร้างแบบจำลองขึ้นมาได้ ถ้าในบริเวณนั้นเกิดสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กขึ้น

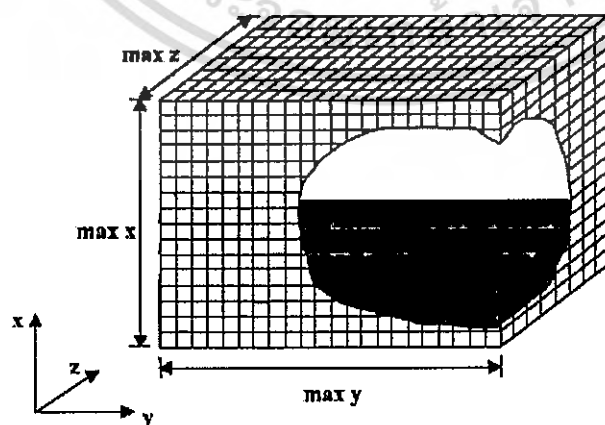
2. รูปที่ 3.1 แสดงแบบจำลองของส่วนประกอบ  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  ในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่อัครอิทธิม ซึ่ง  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  ถูกจัดวางไว้ระหว่างกลางของกันและกันในสเปซแบบสามมิติ ดังนั้นทุกส่วนประกอบของ  $\vec{E}$  ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบ  $\vec{H}$  และส่วนประกอบของ  $\vec{H}$  ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบ  $\vec{E}$  ใด ๆ เช่นเดียวกัน จึงทำให้ได้รูปแบบจำลองอย่างง่ายในโครงสร้างสเปซสามมิติที่เป็นไปตามกฎฟาราเดย์และแอมแปร์

3. ผลลัพธ์ของสมการผลต่างสี่บเนื่องที่ได้มาโดยการใช้สมการเคิร์ลนั้น จะเป็นแบบผลต่างสี่บเนื่องจำกัดแบบตรงกลาง ในกรณีที่มีความต่อเนื่องของ  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  ในแนวสัมผัสระหว่างรอยต่อของตัวกลางต่างชนิดกัน จะสามารถกระทำได้อย่างเหมือนจริงตามธรรมชาติโดยที่ไม่ต้องทำการแมตซ์เงื่อนไขขอบเขตของสนามที่รอยต่อ  $\vec{E}$  แต่ถ้าย่อยต่อที่ทับกับกริดในตำแหน่งของแกนพอดิ จะได้สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่นำไปใช้งานได้เลย โดยเพียงแค่ทำการกำหนดสภาพยอมทางสนามไฟฟ้าและสภาพซาบซึมได้ทางสนามแม่เหล็กของวัสดุไว้ ณ ตำแหน่งที่สมมุติให้เป็นวัสดุนั้น ๆ



รูปที่ 3.2 แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของยี่อัสลกอริทึม

รูปที่ 3.2 นี้เรียกว่า กระบวนการขั้นเวลาแบบลิฟฟรอก (Leap-Frog) โดยจะเป็นการคำนวณสลับกันระหว่าง  $\vec{E}$  และ  $\vec{H}$  กับช่วงเวลาของเวลาของยี่อัสลกอริทึมโดยหลักการจะทำการคำนวณ  $\vec{E}$  ทุกตำแหน่งในแบบจำลองสเปซแบบสามมิติแล้วเก็บค่าทั้งหมดไว้ในหน่วยความจำ ในช่วงเวลาต่อมา  $\vec{H}$  ก็ถูกคำนวณทุกตำแหน่งในแบบจำลองสเปซ และเก็บไว้ในหน่วยความจำ โดยการคำนวณนั้นจะเอาข้อมูลของ  $\vec{E}$  ที่เก็บไว้ในหน่วยความจำในช่วงเวลาที่แล้วมาใช้ในการคำนวณ และในช่วงเวลาต่อมา  $\vec{E}$  ก็จะถูกคำนวณมาจาก  $\vec{H}$  ที่ได้คำนวณมาจากครั้งที่ผ่านมา ซึ่งในการคำนวณนี้จะกระทำวนรอบไปเรื่อย ๆ จนกว่าจะถึงขั้นเวลาที่กำหนดเอาไว้ กระบวนการทำขั้นเวลาแบบลิฟฟรอกนี้เป็นกระบวนการที่แน่นอน ดังนั้นจึงสามารถหลีกเลี่ยงการแกว่งการสองสมการพร้อมกันและการหาเมตริกซ์ผกผันได้อย่างสมบูรณ์แบบ



รูปที่ 3.3 โครงสร้างสามมิติสำหรับกริดเซลล์ของ FDTD (FDTD grid)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการแก้ปัญหาสมการเชิงอนุพันธ์โดยใช้วิธี FDTD อย่างแรกที่จะต้องคำนึงก็คือ หนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ซึ่งอยู่ในโดเมนสเปซ และอย่างที่สอง ก็คือ การคิดคำนวณในเชิงเวลา ดังนั้นในการกำหนดสัญลักษณ์ของยี่ล็กอริทึมนั้น จะกำหนดเป็นฟังก์ชันของโดเมนสเปซและโดเมนเวลาในระบบพิกัดสามมิติเอาไว้ดังนี้

$$F^n(i, j, k) = F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \quad (3.3)$$

โดยที่  $\Delta x$   $\Delta y$   $\Delta z$  คือ ขนาดของช่วงความยาวในหนึ่งหน่วยเซลล์ และ  $\Delta t$  คือ ขนาดของช่วงเวลาเพิ่มขึ้นในแต่ละชั้นในโดเมนเวลา โดยที่จะมีค่า  $i$ ,  $j$  และ  $k$  เป็นเลขจำนวนเต็มที่จะบอกตำแหน่งในพิกัดมุมฉากในโดเมนสเปซ และ  $n$  เป็นเลขจำนวนเต็มที่บอกช่วงเวลาในโดเมนเวลา

จากรูปที่ 3.3 จะเห็นลักษณะโครงสร้างสามมิติที่แสดงถึงโครงสร้างทั้งหมดที่นำมาใช้ในการจำลองเหตุการณ์โดยใช้การคำนวณด้วยวิธีของ FDTD ซึ่งจะเป็นการนำหนึ่งหน่วยเซลล์มาต่อกันจนถึงขอบเขตที่ต้องการที่ใช้ในการจำลอง โดยโครงสร้างแบบนี้จะเรียกว่า กริดเซลล์ของ FDTD และจากกริดเซลล์ของ FDTD จะเห็นได้ว่าขอบเขตสูงสุดนั้นจะประกอบไปด้วย  $\max_x$ ,  $\max_y$ ,  $\max_z$

ยี่ได้นำเสนอการใช้รูปแบบของสมการผลต่างสี่แบบตรงกลาง (Central Difference Scheme) โดยใช้กับฟังก์ชัน  $F$  ทั้งในโดเมนสเปซของระบบพิกัดฉาก และในโดเมนเวลา คือ

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial x} = \frac{F^n(i+1/2, j, k) - F^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \quad (3.4a)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial y} = \frac{F^n(i, j+1/2, k) - F^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \quad (3.4b)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial z} = \frac{F^n(i, j, k+1/2) - F^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \quad (3.4c)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial t} = \frac{F^{n+1/2}(i, j, k) - F^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} \quad (3.4d)$$

ในการปรับปรุงสมการ (3.2a) - (3.2f) โดยใช้วิธีอัลกอริทึม จะสามารถปรับปรุงสมการ สนามแม่เหล็กไฟฟ้า 6 สมการ ดังนี้

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_x^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \left[ \frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i, j-1, k)}{\Delta y} - \frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i, j, k-1)}{\Delta z} \right] \quad (3.5a)$$

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_y^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \left[ \frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j, k-1)}{\Delta z} - \frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i-1, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (3.5b)$$

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_z^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \left[ \frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i-1, j, k)}{\Delta x} - \frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j-1, k)}{\Delta y} \right] \quad (3.5c)$$

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\epsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\epsilon} E_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \epsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\epsilon} \left[ \frac{H_z^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} - \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} \right] \quad (3.5d)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_y^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[ \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} - \frac{H_z^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (3.5e)$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[ \frac{H_y^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} \right] \quad (3.5f)$$

โดยจะมีค่าของ

$$H_x^n(i, j, k) = \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k) + H_x^{n-1/2}(i, j, k)}{2} \quad (3.6)$$

### 3.3 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข

เงื่อนไขเสถียรเชิงตัวเลข (Calculation time stability) คือสิ่งสำคัญในการคำนวณเชิงตัวเลขของวิธี FDTD การกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสมในการคำนวณจะเป็นสิ่งที่สำคัญอย่างยิ่ง ได้แก่ การกำหนดขนาดของช่วงเวลา  $\Delta t$  ขนาดของช่วงระยะทางคือ  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$  และจำนวนช่วงระยะทางที่สามารถครอบคลุมพื้นที่ของอุปกรณ์ได้ทั้งหมด และจำนวนช่วงเวลาเพียงพอให้คลื่นสามารถเดินทางผ่านเส้นทางที่ต้องการได้จนเสร็จสิ้น อย่างไรก็ตามการที่ความสำคัญก็คือ ขนาดของช่วงระยะทาง ซึ่งควรจะมีขนาดต่ำกว่าหนึ่งในสิบถึงหนึ่งในยี่สิบของความยาวคลื่นที่ใช้งาน และตัวแปรที่สำคัญที่สุดที่ส่งผลกระทบต่อกรคำนวณมากอีกตัวหนึ่งก็คือ ขนาดของช่วงเวลา เนื่องจากการกำหนดช่วงเวลาที่ไม่เหมาะสมหรือมากเกินไปจะทำให้การคำนวณขาดเสถียรภาพไม่สามารถหาคำตอบได้ กล่าวคือการคำนวณจะเกิดการลู่ออกทุกครั้งที่ทำซ้ำในแต่ละช่วงเวลา ซึ่งอาจจะแก้ปัญหาได้โดยการกำหนดค่าช่วงเวลาไว้ต่ำ แต่อย่างไรก็ดีการใช้ช่วงเวลาที่สูงมาก ๆ จะทำให้ต้องใช้จำนวนช่วงเวลาที่สูงจนเกินความจำเป็น ทำให้การคำนวณเกิดความล่าช้า ดังนั้นจึงต้องมีข้อกำหนดในการเลือกค่าช่วงเวลาที่เหมาะสม โดย ยี่ ได้กำหนดเงื่อนไขของเสถียรภาพทางเวลาไว้ดังสมการที่ 3.7

$$\Delta t \leq \frac{l}{v_{\max} \sqrt{(l/\Delta x)^2 + (l/\Delta y)^2 + (l/\Delta z)^2}} \quad (3.7)$$

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

### 3.4 องค์ประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบนผิวตัวนำชนิดต่าง ๆ

#### 3.4.1 ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ (Perfect Electric Conductor : PEC)

บนผิวตัวนำแบบ PEC นี้ องค์ประกอบสนามไฟฟ้าสัมผัสและองค์ประกอบสนามแม่เหล็กจะมีค่าเท่ากับศูนย์ เมื่อพิจารณาการวางองค์ประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ดังรูปที่ 3.1 และให้ผิวตัวนำที่อยู่ ณ ตำแหน่งบนสุดของโครงสร้างของยี่เซลล์  $(i, j, k)$  มีลักษณะเป็นแบบ PEC จะได้องค์ประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าแสดงดังสมการที่ 3.8

$$\begin{aligned} E_y(i, j, k-1) = E_y(i, j, k) = E_z(i, j-1, k) = \\ E_z(i, j, k) = H_x(i, j, k) \equiv 0 \end{aligned} \quad (3.8)$$

ซึ่งเป็นการพิจารณา ณ ช่วงเวลาใด ๆ ระหว่างการจำลองแบบโครงสร้าง เนื่องจาก  $H_x(i, j, k)$  คำนวณได้จากสนามไฟฟ้าสัมผัสที่อยู่รอบ ๆ ดังนั้นโดยทั่วไปจึงกำหนดเพียงแค่องค์ประกอบสนามไฟฟ้าจากสมการ 3.8 ให้เท่ากับศูนย์ และในทำนองเดียวกันหากต้องการกำหนดให้ยี่เซลล์ ณ ตำแหน่ง  $(i, j, k)$  ใด ๆ มีสภาพเป็น PEC ก็สามารถทำได้โดยการกำหนดให้องค์ประกอบสนามไฟฟ้าทั้ง 12 ตัว และองค์ประกอบสนามแม่เหล็ก 8 ตัวมีค่าเท่ากับศูนย์ตลอดช่วงเวลาทำการจำลองแบบโครงสร้าง

#### 3.4.2 ตัวนำแม่เหล็กสมบูรณ์ (Perfect Magnetic Conductor : PMC)

ในการพิจารณาสถาณแม่เหล็กไฟฟ้าที่อยู่บนตัวนำแบบ PMC นี้ เราจะกำหนดให้องค์ประกอบสนามแม่เหล็กสัมผัสและองค์ประกอบสนามไฟฟ้ามีค่าเท่ากับศูนย์ ณ ตำแหน่งใด ๆ ของผิวตัวนำ จากรูปที่ 3.1 เราจะพิจารณาสถาณแม่เหล็กไฟฟ้าบน PMC ได้ โดยใช้การตัดขวาง ณ ตำแหน่งกึ่งกลางยี่เซลล์ ซึ่งจะได้้องค์ประกอบสนามแม่เหล็กแสดงดังสมการ 3.9

$$H_y(i, j-1, k) = H_y(i, j, k) = H_z(i, j, k-1) = H_z(i, j, k) \equiv 0 \quad (3.9)$$

ซึ่งเป็นการพิจารณา ณ ช่วงเวลาใด ๆ และจากการพิจารณาการตัดขวาง ณ ตำแหน่งกึ่งกลางของยี่เซลล์นี้เอง จะได้ว่าองค์ประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบนผิวตัวนำแบบ PMC สามารถคำนวณได้ในโครงสร้างที่มีระนาบสมมาตรกัน ดังนั้นในการจำลองแบบโครงสร้างด้วยวิธี FDTD จะใช้พื้นที่ในการแก้ปัญหาเพียงครึ่งเดียว

### 3.4.3 การต่อร่วมระหว่างไดอิเล็กตริกต่างชนิด

การแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธี FDTD จะทำโดยแบ่งปัญหาออกเป็นพื้นที่ช่องเล็ก ๆ (grid cell) ดังนั้นในการพิจารณาปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากการต่อร่วมระหว่างสารไดอิเล็กตริกต่างชนิดกัน จึงสามารถทำได้ ณ บริเวณผิวของยี่เซลล์ โดยในที่นี้จะขอยกตัวอย่างการต่อร่วมของสารไดอิเล็กตริกต่างชนิดที่มีการต่อร่วมตามแนวแกน X ซึ่งเมื่อพิจารณาที่ผิวบนสุดของยี่เซลล์ ดังรูปที่ 3.1 ซึ่งมีเฉพาะองค์ประกอบสนามไฟฟ้าสัมผัส และองค์ประกอบสนามแม่เหล็ก และให้สภาพยอมทางไฟฟ้าของสารไดอิเล็กตริกทั้งสองคือ  $\epsilon_1$  และ  $\epsilon_2$  ตามลำดับ จะได้องค์ประกอบสนามไฟฟ้าสัมผัส  $E_y$  และ  $E_z$  ที่มีการพิจารณาค่าเฉลี่ยของสภาพยอมทางไฟฟ้าของสารไดอิเล็กตริกทั้งสองร่วมด้วย นั่นคือจะได้  $E_y$  และ  $E_z$  ณ บริเวณต่อร่วมดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{2} \cdot \frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \quad (3.10)$$

$$\frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{2} \cdot \frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \quad (3.11)$$

หรือกล่าวได้ว่าตามบริเวณที่มีการต่อร่วมของวัสดุทั้งสองด้านจะไม่มีสนามแม่เหล็กสัมผัส นั่นคือ  $\mu_1 = \mu_2 = \mu_0$

### 3.5 การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน

การเลือกแหล่งกำเนิดแรงดันที่เหมาะสมเป็นปัจจัยสำคัญประการหนึ่งในการจำลองแบบโครงสร้างแบบ FDTD ในระยะแรกได้มีการใช้แหล่งกำเนิดแรงดันแบบ สภาวะเริ่มต้นของคลื่นระนาบ ซึ่งเหมาะสำหรับการแก้ปัญหาในโครงสร้างที่มีมิติเดียว แต่สำหรับการจำลองโครงสร้างแบบ FDTD ที่มีการแก้ปัญหาคลื่นไมโครเวฟด้วยโครงสร้างสามมิตินั้น จะใช้การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันที่เป็นพัลส์แบบเกาส์ (Gaussian Pulse) หรือพัลส์แบบเกาส์มอดูเลต (Modulated Gaussian Pulse) เนื่องจากหารูปคลื่นและฟูรีเยร์สเปกตรัมได้ง่ายกว่า ซึ่งการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันของพัลส์แบบเกาส์แสดงได้ดังสมการที่ 3.12

$$g(t) = e^{-\frac{(t-t_0)^2}{T}} \quad (3.12)$$

$g(t)$  คือพัลส์แบบเกาส์ (Gaussian Pulse)

โดยที่  $T$  คือความกว้างของพัลส์ และ  $t_0$  คือกึ่งกลางของพัลส์ ( $t_0 = 3T$ ) ในขณะที่สมการการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันของพัลส์แบบเกาส์มอดูเลตนั้น จะแสดงได้ดังสมการ

$$g(t) = e^{-\frac{(t-t_0)^2}{T}} \sin 2\pi f_0(t - t_0) \quad (3.13)$$

เมื่อ  $f_0$  คือความถี่ที่เข้ามามอดูเลต

ดังนั้นจากสมการของการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันทั้งสองสมการจากที่กล่าวมาสามารถที่จะนำไปแปลงโดยใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ (Fourier Transform) ซึ่งเป็นการแปลงสัญญาณของแหล่งกำเนิดแรงดันที่อยู่ในโดเมนของเวลาให้อยู่ในโดเมนความถี่ ทำให้ได้รูปแบบของสมการที่คล้ายกันคือ

$$G(f) \propto e^{-(\pi T f)^2} \quad (3.14)$$

### 3.6 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน

ในการแก้ปัญหาทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธี FDTD นั้น มักจะให้บริเวณที่พิจารณาเป็นบริเวณเปิด ซึ่งโดเมนการคำนวณสนามจะไม่ถูกจำกัดในทิศทางใด ๆ ดังนั้นในการจำลองโครงสร้างกริดเซลล์ของ FDTD ที่ใช้ขอบเขตเปิด (Open-Boundary) จึงเกิดปัญหาในการวิเคราะห์ คือ ปัญหาของขอบเขตในการแพร่กระจายคลื่นที่มีลักษณะการแพร่กระจายเสมือนลู่อเข้าสู่ระยะอนันต์ ซึ่งในความเป็นจริงแล้วคงไม่มีคอมพิวเตอร์ที่สามารถเก็บข้อมูลได้โดยไม่จำกัดเพื่อเป็นการแก้ปัญหาดังกล่าวนี้ จึงได้มีการกำหนดเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorbing Boundary Condition : ABC) ขึ้น โดยเป็นการจำกัดโดเมนการคำนวณไว้ที่ขนาดใดขนาดหนึ่งซึ่งใหญ่พอที่จะครอบคลุมโครงสร้างที่พิจารณา และมีเงื่อนไขขอบเขตที่ขอบนอกของโดเมนเสมือนเป็นระยะอนันต์ และเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนี้จะกำจัดหรือลดการสะท้อนกลับของสนามที่ขอบของโดเมนการคำนวณ ทำให้เปรียบเสมือนว่าในขณะที่ทำการคำนวณ โดเมนการคำนวณมีขนาดเป็นอนันต์ ซึ่งเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนี้จะได้นำมาวิเคราะห์และพัฒนาเพื่อช่วยลดขนาดของกริดเซลล์ให้มีขนาดลดลง สิ่งสำคัญที่สุดในการวิเคราะห์การกระทำใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

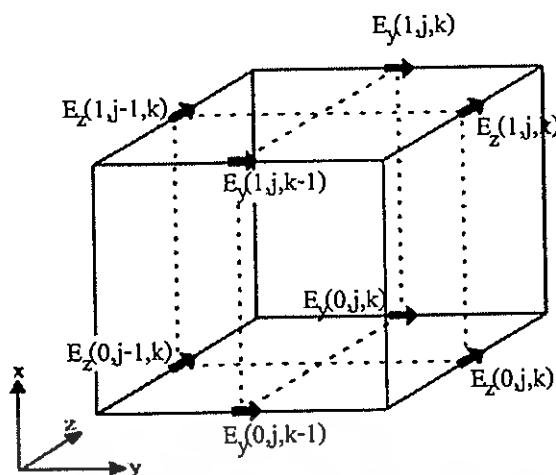
เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนั้น ก็คือ ประสิทธิภาพและความเที่ยงตรงในการคำนวณ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนได้มีการพัฒนาต่อเนื่องมาในช่วงสามสิบกว่าปีที่ผ่านมา หลักในการวิเคราะห์ขอบเขตการดูดกลืนในระบบสามมิตินั้น สามารถที่จะแบ่งได้ 2 กลุ่มหลัก ๆ คือ กลุ่มแรกจะมีการใช้คุณสมบัติของคลื่นเดินทางเดียว (One-Way Wave Characteristics) โดยจะใช้แพคเตอร์เชิงอนุพันธ์ของสมการคลื่นในการคำนวณ การคิดคำนวณแบบนี้จะใช้เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบหนึ่งที่เป็นที่นิยมกันมากก็คือ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์ (Mur's ABC) ซึ่งเงื่อนไขชนิดนี้จะถูกนำมาวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ด้วย และในกลุ่มที่สองจะใช้หลักการพื้นฐานของการให้วัสดุดูดกลืน (Absorbing Materials) โดยเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่นิยมใช้สำหรับการวิเคราะห์แบบนี้ก็คือ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของชั้นแมตช์สมบูรณ์ (Perfectly Matched Layer ABC : PML) [16] ในการวิเคราะห์เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่ได้นั้นจะมีหลักที่สำคัญ ๆ ก็คือ

1. จะต้องมีความเที่ยงตรงอย่างมากในการแก้ปัญหาในทางวิศวกรรม
2. สามารถที่จะวิเคราะห์คุณสมบัติของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าแต่ละโครงสร้างในโครงสร้างต่าง ๆ ไม่ว่าจะ เป็นโครงสร้างทั่วไป หรือโครงสร้างที่ซับซ้อนได้
3. ควรจะมีความเสถียรเชิงตัวเลขในการใช้งาน

จากหลักการสามข้อที่กล่าวมานั้น จะเห็นได้ว่าเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์เป็นเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนชนิดหนึ่งที่จะนำมาใช้ในการวิเคราะห์กริดเซลล์ของ FDTD ได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยที่เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์จะมีลักษณะของสมการอยู่สองแบบคือ แบบอันดับหนึ่ง (Mur's first order) และแบบอันดับสอง (Mur's second order) ซึ่งทั้งสองแบบนี้จะมีสมการพื้นฐานมาจากสมการคลื่นทางเดียว (One Way Wave Equation) ซึ่งแบบนี้กลุ่มนักวิจัยกลุ่มแรกที่คิด คือ Engquist and Majda เงื่อนไขขอบเขตของสมการคลื่นแสดงดังสมการที่ 3.15

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} - v^{-2} \frac{\partial^2}{\partial t^2}\right)E_i = 0 \quad (3.15)$$

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



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

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

$$\left( \frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} \right) (1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} E_i \Big|_{x=0} = 0 \quad (3.16)$$

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 (3.16) ซึ่งสามารถหาได้โดยใช้อนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor Series Expansions) ดังนั้นเมอริจึงได้เสนอสมการของเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรก จะได้สมการเป็น

$$(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} = 1 + O((vs_y)^2 + (vs_z)^2) \quad (3.17)$$

ซึ่งสมการที่ (3.17) จะได้การดูดกลืนของคลื่นใกล้เคียงกับคลื่นที่ส่งมา (Incident Waves) และเมอริยังได้นำเสนอสมการสำหรับอันดับที่สองดังสมการ

$$(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} = 1 - \frac{1}{2} ((vs_y)^2 + (vs_z)^2) + O(((vs_y)^2 + (vs_z)^2)^2) \quad (3.18)$$

ดังนั้นจึงทำให้คลื่นมาตกกระทบระนาบ  $x = 0$  และจะได้สมการคลื่นทางเดียวสำหรับเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรกดังสมการ

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t}\right) E_i \Big|_{x=0} = 0 \quad (3.19)$$

และอันดับสองดังสมการ

$$\left(\frac{1}{v} \frac{\partial^2}{\partial x \partial t} - \left(\frac{1}{v}\right)^2 \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right)\right) E_i \Big|_{x=0} = 0 \quad (3.20)$$

จากรูปที่ 3.4 แสดงตำแหน่งในหนึ่งหน่วยเซลล์ของ ยี่ซึ่งเป็นกริดต่ำสุดของ 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  $E_z(0, j, k)$  ดังนั้นจึงได้สมการของยี่อัลกอริทึมสำหรับเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอร์อันดับแรกดังสมการ

$$E_y^{n+1}(0, j, k) = E_y^n(1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_y^{n+1}(1, j, k) - E_y^n(0, j, k)] \quad (3.21)$$

$$E_z^{n+1}(0, j, k) = E_z^n(1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_z^{n+1}(1, j, k) - E_z^n(0, j, k)] \quad (3.22)$$

สมการที่แสดงในสมการข้างบนนั้นจะบ่งบอกถึงการกระทำของสนามไฟฟ้าที่ผิวของหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ ( $E_y(0, j, k)$ ) บนขอบเขตบนสุดของกริดเซลล์ของ FDTD โดยสมการที่ได้มานั้นจะใช้ข้อมูลของการกระทำสนามไฟฟ้าบนกริดเซลล์ของ FDTD ( $E_y(1, j, k)$ ) โดยหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่งขอบเขตบนสุดของกริดนั้น ( $i = \text{maxx}$ ) จะมีสมการคือ

$$E_i^{n+1}(\text{maxx}, j, k) = E_i^n(\text{maxx} - 1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^{n+1}(\text{maxx} - 1, j, k) - E_i^n(\text{maxx}, j, k)] \quad (3.23)$$

เมื่อ  $t = y$  หรือ  $z$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรกของเมอร์จะได้สมการในขอบเขตต่าง ๆ คือ  $y = 0$ ,  $y = \max y$ ,  $z = 0$  และ  $z = \max z$  ดังนี้

1. ขอบเขตที่  $y = 0$

$$E_i^{n+1}(i, 0, k) = E_i^n(i, 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} [E_i^{n+1}(i, 1, k) - E_i^n(i, 0, k)] \quad (3.24a)$$

2. ขอบเขตที่  $y = \max y$

$$E_i^{n+1}(i, \max y, k) = E_i^n(i, \max y - 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} [E_i^{n+1}(i, \max y - 1, k) - E_i^n(i, \max y, k)] \quad (3.24b)$$

3. ขอบเขตที่  $z = 0$

$$E_i^{n+1}(i, j, 0) = E_i^n(i, j, 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} [E_i^{n+1}(i, j, 1) - E_i^n(i, j, 0)] \quad (3.24c)$$

4. ขอบเขตที่  $z = \max z$

$$E_i^{n+1}(i, j, \max z) = E_i^n(i, j, \max z - 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} [E_i^{n+1}(i, j, \max z - 1) - E_i^n(i, j, \max z)] \quad (3.24d)$$

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

สมการที่กล่าวมาเป็นเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอร์อันดับหนึ่ง แต่ถ้าเป็นเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอร์อันดับสองจะแสดงดังสมการ

1. ขอบเขตที่  $x = 0$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(0, j, k) &= -E_i^{n-1}(1, j, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(1, j, k) + E_i^n(0, j, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^{n+1}(0, j, k) + E_i^n(1, j, k)] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[ E_i^n(0, j+1, k) - 2E_i^n(0, j, k) + E_i^n(0, j-1, k) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(1, j+1, k) - 2E_i^n(1, j, k) + E_i^n(1, j-1, k) \right] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[ E_i^n(0, j, k+1) - 2E_i^n(0, j, k) + E_i^n(0, j, k-1) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(1, j, k+1) - 2E_i^n(1, j, k) + E_i^n(1, j, k-1) \right]
 \end{aligned} \tag{3.25a}$$

2. ขอบเขตที่  $x = \text{maxx}$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(\text{maxx}, j, k) &= -E_i^{n-1}(\text{maxx}-1, j, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^{n+1}(\text{maxx}-1, j, k) - E_i^{n-1}(\text{maxx}, j, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^n(\text{maxx}, j, k) - E_i^n(\text{maxx}, j, k)] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[ E_i^n(\text{maxx}, j+1, k) + E_i^n(\text{maxx}, j-1, k) - \right. \\
 &\quad \left. 2E_i^n(\text{maxx}, j, k) + E_i^n(\text{maxx}-1, j+1, k) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(\text{maxx}-1, j-1, k) - 2E_i^n(\text{maxx}-1, j, k) \right] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[ E_i^n(\text{maxx}, j, k+1) + E_i^n(\text{maxx}, j, k-1) - \right. \\
 &\quad \left. 2E_i^n(\text{maxx}, j, k) + E_i^n(\text{maxx}-1, j, k+1) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(\text{maxx}-1, j, k-1) - 2E_i^n(\text{maxx}-1, j, k) \right]
 \end{aligned} \tag{3.25b}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ขอบเขตที่  $y = 0$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(i, 0, k) &= -E_i^{n-1}(i, 1, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(i, 1, k) + E_i^{n-1}(i, 0, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i, 1, k)] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\quad \left[ E_i^n(i+1, 0, k) - 2E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i-1, 0, k) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(i+1, 1, k) - 2E_i^n(i, 1, k) + E_i^n(i-1, 1, k) \right] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\quad \left[ E_i^n(i, 0, k+1) - 2E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i, 0, k-1) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(i, 1, k+1) - 2E_i^n(i, 1, k) + E_i^n(i, 1, k-1) \right]
 \end{aligned} \tag{3.25c}$$

4. ขอบเขตที่  $y = \text{maxy}$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(i, \text{maxy}, k) &= -E_i^{n-1}(i, \text{maxy}-1, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(i, \text{maxy}-1, k) + E_i^{n-1}(i, \text{maxy}, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^n(i, \text{maxy}, k) + E_i^n(i, \text{maxy}-1, k)] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\quad \left[ E_i^n(i+1, \text{maxy}, k) + E_i^n(i-1, \text{maxy}, k) - \right. \\
 &\quad \left. 2E_i^n(i, \text{maxy}, k) + E_i^n(i+1, \text{maxy}-1, k) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(i-1, \text{maxy}-1, k) - 2E_i^n(i, \text{maxy}-1, k) \right] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\quad \left[ E_i^n(i, \text{maxy}, k+1) + E_i^n(i, \text{maxy}, k-1) - \right. \\
 &\quad \left. 2E_i^n(i, \text{maxy}, k) + E_i^n(i, \text{maxy}-1, k+1) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(i, \text{maxy}-1, k-1) - 2E_i^n(i, \text{maxy}-1, k) \right]
 \end{aligned} \tag{3.25d}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. ขอบเขตที่  $z = 0$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(i, j, 0) &= -E_i^{n-1}(i, j, 1) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^{n+1}(i, j, 1) + E_i^{n-1}(i, j, 0)] \\
 &+ \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^n(i, j, 0) + E_i^n(i, j, 1)] \\
 &+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 &\quad \left[ E_i^n(i+1, j, 0) - 2E_i^n(i, j, 0) + E_i^n(i-1, j, 0) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(i+1, j, 1) - 2E_i^n(i, j, 1) + E_i^n(i-1, j, 1) \right] \\
 &+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 &\quad \left[ E_i^n(i, j+1, 0) - 2E_i^n(i, j, 0) + E_i^n(i, j-1, 0) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(i, j+1, 1) - 2E_i^n(i, j, 1) + E_i^n(i, j-1, 1) \right]
 \end{aligned} \tag{3.25e}$$

6. ขอบเขตที่  $z = \text{maxz}$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(i, j, \text{maxz}) &= -E_i^{n-1}(i, j, \text{maxz}-1) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^{n+1}(i, j, \text{maxz}-1) + E_i^{n-1}(i, j, \text{maxz})] \\
 &+ \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^n(i, j, \text{maxz}) + E_i^n(i, j, \text{maxz}-1)] \\
 &+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 &\quad \left[ E_i^n(i+1, j, \text{maxz}) + E_i^n(i-1, j, \text{maxz}) - \right. \\
 &\quad \left. 2E_i^n(i, j, \text{maxz}) + E_i^n(i+1, j, \text{maxz}-1) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(i-1, j, \text{maxz}-1) - 2E_i^n(i, j, \text{maxz}-1) \right] \\
 &+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 &\quad \left[ E_i^n(i, j+1, \text{maxz}) + E_i^n(i, j-1, \text{maxz}) - \right. \\
 &\quad \left. 2E_i^n(i, j, \text{maxz}) + E_i^n(i, j+1, \text{maxz}-1) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(i, j-1, \text{maxz}-1) - 2E_i^n(i, j, \text{maxz}-1) \right]
 \end{aligned} \tag{3.25f}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.7 การวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD สำหรับสายอากาศ

#### 3.7.1 พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย

การวิเคราะห์พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย (S Parameters) จะใช้วิธีการวิเคราะห์สองครั้ง โดยการวิเคราะห์ครั้งแรกจะสร้างแบบจำลองของโครงสร้างให้มีความยาวเป็นอนันต์แล้วทำการวิเคราะห์หาสนามในโครงสร้างนั้นโดยตรง ส่วนครั้งที่สองจะสร้างแบบจำลองของโครงสร้างจริงที่ทำการวิเคราะห์แล้วทำการวิเคราะห์หาสนามจากโครงสร้างดังกล่าว ซึ่งสนามที่วิเคราะห์ได้มาในครั้งนี้จะป้อนรวมที่ประกอบไปด้วยสนามในโครงสร้าง และสนามที่สะท้อนออกมาจากโครงสร้าง จากนั้นก็นำสนามในโครงสร้างและสนามที่สะท้อนออกมาในแต่ละพอร์ตที่อยู่ในโดเมนเวลามาทำการแปลงโดยใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ก็จะได้สนามอยู่ในโดเมนความถี่ แล้วนำค่าสนามที่อยู่ในโดเมนความถี่เหล่านั้นมาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจายต่อไป โดยสมการของพารามิเตอร์การกระจัดกระจายจะเป็นไปตามสมการ

$$S_{mn} = \frac{F[V_m(t)]}{F[V_n(t)]} \sqrt{\frac{Z_{0n}}{Z_{0m}}} \quad (3.26)$$

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

$$S_{11} = \frac{F[V_{1ref}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \quad (3.27a)$$

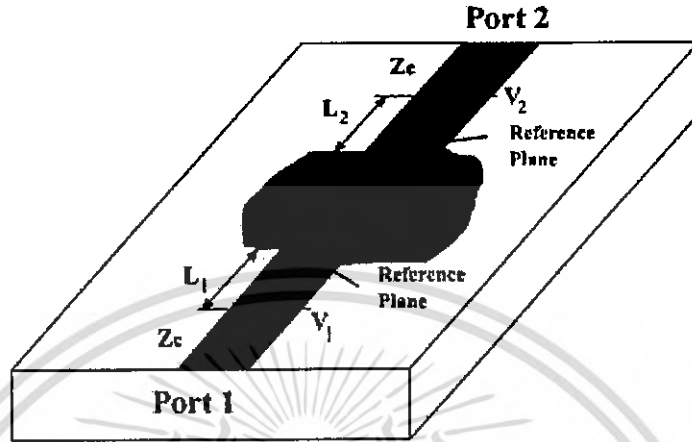
$$S_{12} = \frac{F[V_{1trans}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \quad (3.27b)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2trans}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \quad (3.27c)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2ref}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \quad (3.27d)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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 3.5 วงจรความถี่สูงทั่วไปที่มีลักษณะการต่อแบบ 2 พอร์ต

ในรูปทั่วไปของพารามิเตอร์การกระจายจะอยู่ในรูปของคอมเพล็กซ์ ซึ่งจะประกอบไปด้วยค่าของขนาดกัมพล ดังนั้นพารามิเตอร์การกระจายจะได้มาซึ่งสมการที่มีทั้งขนาดและเฟส

$$S_{11} = \frac{F[V_{1\text{ ref}}(t)]}{F[V_{1\text{ inc}}(t)]} \cdot e^{2\gamma_1 L_1} \quad (3.28a)$$

$$S_{12} = \frac{F[V_{1\text{ trans}}(t)]}{F[V_{2\text{ inc}}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.28b)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2\text{ trans}}(t)]}{F[V_{1\text{ inc}}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.28c)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2\text{ ref}}(t)]}{F[V_{2\text{ inc}}(t)]} \cdot e^{2\gamma_2 L_2} \quad (3.28d)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $L_1$  และ  $L_2$  เป็นระยะห่างระหว่างจุดสมมุติ (Observation Point) และระนาบเฟสอ้างอิง (Phase Reference Plane) โดยจะมีค่าของ  $\gamma_1$  และ  $\gamma_2$  ( $\gamma = \alpha + j\beta$ ) เป็นค่าคงที่ของการแพร่กระจายคลื่นของสายส่งสัญญาณที่พอร์ต 1 และ พอร์ต 2

S พารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศนั้นก็คือ  $S_{11}$  พารามิเตอร์ ซึ่ง เป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดันของสายอากาศ

### 3.7.2 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง

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

$$Z_m = Z_c \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \quad (3.29)$$

$Z_c$  เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณโดยทั่วไป และค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จะเป็นค่าแบบคอมเพล็กซ์ ที่ซึ่งจะมีทั้งค่าจริงและค่าจินตภาพ ในสมการหาอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งนั้น สามารถหาได้ดังสมการ

$$VSWR = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \quad (3.30)$$

### 3.7.3 แบนด์วิดท์

การวัดหาค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศนั้นจะวัดที่ -10 dB ของ  $S_{11}$  พารามิเตอร์ ซึ่งสามารถหาได้ดังสมการ

$$-10dB \% BW = \frac{f_{hi} - f_{lo}}{f_r} \times 100\% \quad (3.31)$$

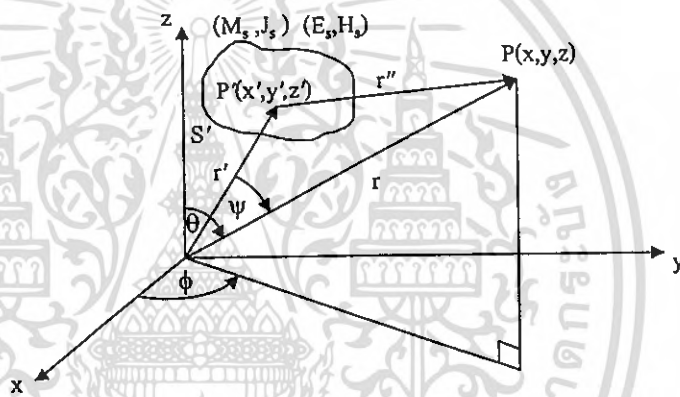
เมื่อ  $f_r$  คือความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ  $f_{hi}$  คือความถี่สูงสุดของช่วงความถี่เรโซแนนซ์ที่ -10 dB ของ  $S_{11}$  พารามิเตอร์  $f_{lo}$  คือความถี่ต่ำสุดของช่วงความถี่เรโซแนนซ์ที่ -10 dB ของ  $S_{11}$  พารามิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

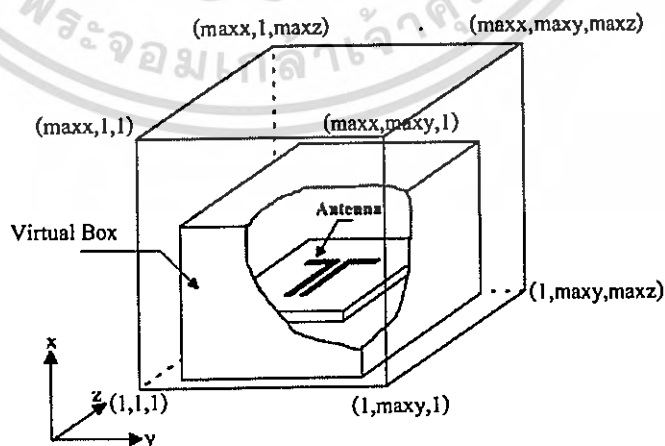
### 3.7.4 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ

ในการวิเคราะห์ในแบบวิธี FDTD นั้นไม่สามารถหาผลลัพธ์ของแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-Field Radiation Pattern) ได้โดยตรง เนื่องจากกริดของ FDTD โดยจะคำนวณเฉพาะพื้นที่ของสนามระยะใกล้ (Near-Field) เท่านั้น โดยจะไม่สามารถคำนวณในขอบเขตของสนามระยะไกลได้ (Far Field) ดังนั้นในวิธี FDTD จึงต้องทำการแปลงผลการคำนวณของสนามระยะใกล้ไปเป็นสนามระยะไกล (Near-Field to Far-Field)

เงื่อนไขการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากพื้นที่ผิวปิด  $S'$  ของแหล่งกำเนิดแสดงดังรูปที่ 3.6 โดยการอ้างอิงหลักการของทฤษฎีสมมูลย์ทางผิวเพื่อหาค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า  $\vec{J}_s$  และความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็ก  $\vec{M}_s$  บนพื้นที่  $S'$  เพื่อที่จะหาผลลัพธ์ของสนามระยะไกล



รูปที่ 3.6 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล



รูปที่ 3.7 กล่องเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พื้นที่ผิว  $s'$  ที่แสดงในรูปที่ 3.6 เป็นแหล่งกำเนิดสมมูลย์ที่แปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล โดยแหล่งกำเนิดสมมูลย์นี้ ถ้าเป็นการวิเคราะห์หัดด้วยวิธี FDTD จะให้นิยามเป็นกล่องเสมือน (Virtual Box) ในกริดของ FDTD ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.7 ตำแหน่งที่กำหนดให้เป็นกล่องเสมือนนั้นจะกำหนดให้เข้ามาในขอบเขตกริดของ FDTD ประมาณ 3-5 เซลล์ จากขอบเขตนอกสุด ซึ่งจะทำให้ได้สมการความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า ( $\vec{J}_s$ ) และ กระแสแม่เหล็ก ( $\vec{M}_s$ ) ดังนี้

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H} \quad (3.32a)$$

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times \vec{E} \quad (3.32b)$$

ซึ่งความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กดังสมการที่ (3.32a) และ (3.32b) จะได้มาจากสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่ผิวของกล่องเสมือนทุกด้าน โดยในระบบพิกัดมุมฉากนั้นจะได้สมการของความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กในแกน x y และ z ตามสมการ

$$\vec{J}_s = J_x \hat{x} + J_y \hat{y} + J_z \hat{z} \quad (3.33a)$$

$$\vec{M}_s = M_x \hat{x} + M_y \hat{y} + M_z \hat{z} \quad (3.33b)$$

ในการหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสนามระยะไกลที่จุด P ดังรูปที่ 3.6 นั้น จะใช้ศักดาเวกเตอร์มาช่วยในการหา ซึ่งศักดาเวกเตอร์แม่เหล็กไฟฟ้าจะได้ดังสมการ

$$\vec{A} = \mu \iint_{s'} \frac{\vec{J}_s e^{-jkr''}}{4\pi r''} dS' \quad (3.34a)$$

$$\vec{F} = \epsilon \iint_{s'} \frac{\vec{M}_s e^{-jkr''}}{4\pi r''} dS' \quad (3.34b)$$

ดังนั้นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่สนามระยะไกลจะได้สมการเป็น

$$\vec{E} = -j\omega \vec{A} - \frac{j\omega}{k^2} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \vec{F} \quad (3.35a)$$

$$\vec{H} = -j\omega \vec{F} - \frac{j\omega}{k^2} \nabla(\nabla \cdot \vec{F}) + \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (3.35b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อค่า  $r' \ll r$  ที่จุด P ของสนามระยะไกล

$$\begin{aligned}
 r'' &= \sqrt{r^2 - 2rr' \cos \psi + r'^2} \\
 &\cong r \left(1 + \left(\frac{r'}{r}\right)^2 - 2\frac{r'}{r} \cos \psi\right)^{\frac{1}{2}} \\
 &\cong r \left(1 - 2\frac{r'}{r} \cos \psi\right)^{\frac{1}{2}} \\
 &\cong r - r' \cos \psi
 \end{aligned} \tag{3.36}$$

และจากสมการที่ (3.29a) และ (3.29b) สามารถเขียนศักดาเวกเตอร์แม่เหล็กไฟฟ้าใหม่ได้เป็น

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{J}_s e^{-jkr' \cos \psi} dS' \tag{3.36a}$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{M}_s e^{-jkr' \cos \psi} dS' \tag{3.36b}$$

เมื่อ

$$r' \cos \psi = r' \cdot \hat{r} = x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi + z' \cos \theta \tag{3.37}$$

จากสมการ (3.34a) และ (3.34b) ที่อยู่ในเทอมของอินทิกรัลนั้น จะให้นิยามใหม่เป็นค่าของ  $\vec{N}$  และ  $\vec{L}$  ดังสมการ

$$\vec{N} = \iint_{S'} \vec{J}_s e^{jkr' \cos \psi} dS' \tag{3.38a}$$

$$\vec{L} = \iint_{S'} \vec{M}_s e^{jkr' \cos \psi} dS' \tag{3.38b}$$

และจะได้ความสัมพันธ์ของศักดาเวกเตอร์  $\vec{A}$  และ  $\vec{F}$

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{N} \tag{3.39a}$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{L} \tag{3.39b}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการที่ (3.35) ไปใส่ไว้ในสมการ (3.30) จะทำให้ได้สมการในการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ดังนี้

$$E_\theta = \eta H_\phi = -j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (\eta N_\theta + L_\phi) \quad (3.40a)$$

$$E_\phi = -\eta H_\theta = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (-\eta N_\theta + L_\phi) \quad (3.40b)$$

เมื่อ  $\eta$  คือ อินทรินสิคอิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ของตัวกลาง

โดยจะมีค่าของ

$$N_\theta = \iint_{s'} (J_x \cos\theta \cos\phi + J_y \cos\theta \sin\phi - J_z \sin\theta) e^{jkr' \cos\varphi} dS' \quad (3.41a)$$

$$N_\phi = \iint_{s'} (-J_x \sin\phi + J_y \cos\phi) e^{jkr' \cos\varphi} dS' \quad (3.41b)$$

$$L_\theta = \iint_{s'} (M_x \cos\theta \cos\phi + M_y \cos\theta \sin\phi - M_z \sin\theta) e^{jkr' \cos\varphi} dS' \quad (3.41c)$$

$$L_\phi = \iint_{s'} (-M_x \sin\phi + M_y \cos\phi) e^{jkr' \cos\varphi} dS' \quad (3.41d)$$

สำหรับความหนาแน่นของกำลังงานในการแพร่กระจายได้มาจากสูตร

$$\begin{aligned} W_r &= \frac{1}{2} R_e \left[ \vec{E} \times \overline{\vec{H}^*} \right] = \frac{1}{2} R_e \left[ E_\theta H_\phi^* - E_\phi H_\theta^* \right] \\ &= \frac{\eta}{8\lambda^2 r^2} \left[ \left| N_\theta + \frac{L_\phi}{\eta} \right|^2 + \left| N_\phi - \frac{L_\theta}{\eta} \right|^2 \right] \end{aligned} \quad (3.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเข้มในการแพร่กระจายคลื่นสามารถหาได้จากสูตร

$$U = r^2 W_r \quad (3.43)$$

เมื่อ  $U$  คือ ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (W/หน่วยมุมตัน)

$W_r$  คือ ความหนาแน่นของการแพร่กระจายคลื่น (W/m<sup>2</sup>)

ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น ถ้าจะเขียนแสดงความสัมพันธ์กับสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกลได้คือ

$$U = \frac{\eta}{8\lambda^2} \left[ \left| N_\theta + \frac{L_\theta}{\eta} \right|^2 + \left| N_\phi - \frac{L_\phi}{\eta} \right|^2 \right] \quad (3.44)$$

เกนของสายอากาศสามารถหาได้จาก

$$\text{Gain} = \frac{4\pi U}{P_m} \quad (\text{dBi}) \quad (3.45)$$

เมื่อ  $P_m$  คือ กำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศโดยสายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบจะเป็นไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มี การสูญเสีย

ในการวิเคราะห์สนามระยะไกลในกล่องเสมือน ดังสมการที่ได้กล่าวมานั้น จะวิเคราะห์ในโดเมนเวลา ดังนั้นจึงสามารถใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform : DFT) ที่มีสมการทั่วไปเป็น

$$E(\omega) = \int_0^{+\infty} E(t)e^{-j\omega t} dt \quad (3.46a)$$

$$H(\omega) = \int_0^{+\infty} H(t)e^{-j\omega t} dt \quad (3.46b)$$

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

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

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

### 3.8 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของวิธี FDTD ซึ่งเป็นวิธีวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโดเมนเวลา และโดเมนสเปซ โดยประยุกต์ใช้สมการเชิงอนุพันธ์ของแมกซ์เวลล์ และโครงสร้างของยี่อัสกอริทึม การพิจารณาเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขเพื่อเลือกค่าช่วงพื้นที่และเวลาที่เหมาะสมกับการคำนวณ ประเภทของแหล่งกำเนิดแรงดัน เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน และการนำวิธี FDTD มาประยุกต์ใช้วิเคราะห์คุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิด ระบายร่วม ซึ่งได้แก่ ทฤษฎีพารามิเตอร์การกระจาย อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง แบนดิวิตี อัตราขยาย และแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกล

## บทที่ 4

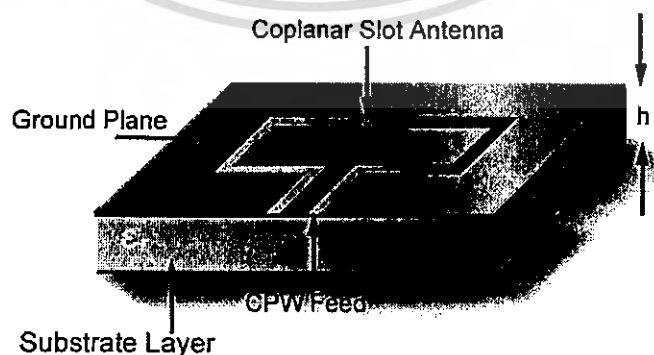
### การออกแบบและวิเคราะห์

#### 4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการออกแบบสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่มีแบนด์วิดท์กว้างและสามารถใช้งานได้ 2 ความถี่คือ 2.4 GHz และ 5.2 GHz เพื่อนำไปใช้งานในระบบเครือข่ายไร้สาย และวิเคราะห์ผลกระทบของพารามิเตอร์ที่มีต่อคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิดระนาบร่วม โดยนำเอาทฤษฎีพื้นฐานที่ได้กล่าวถึงในบทที่ 2 มาช่วยในการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศ โดยในการวิเคราะห์นั้นจะทำการจำลองโครงสร้างของสายอากาศด้วยโปรแกรม QFDTD90 ซึ่งเป็นโปรแกรมจำลองที่แก้ปัญหาทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference – Time Domain : FDTD) และนำผลการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศที่ได้ มาเปรียบเทียบกับคุณลักษณะที่ได้จากการจำลองโครงสร้างด้วยโปรแกรมการแก้ปัญหาทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธีโมเมนต์ (Moment of Method : MoM) เพื่อเป็นการแสดงให้เห็นว่า การวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD นั้นมีความถูกต้องเชื่อถือได้

#### 4.2 การออกแบบขนาดของสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิดระนาบร่วม

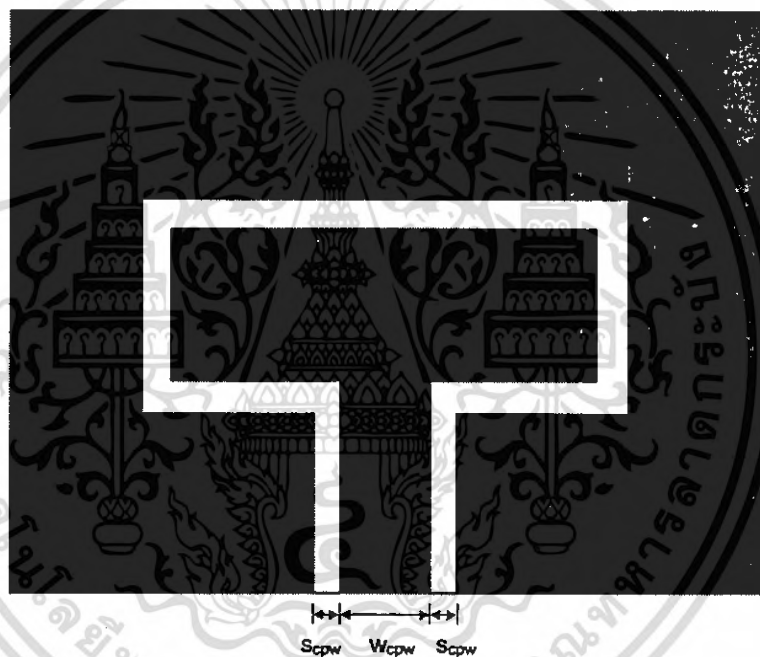
ในงานวิจัยนี้ จะทำการจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิดระนาบร่วมด้วยโปรแกรม QFDTD90 ซึ่งการออกแบบขนาดของสายอากาศจะทำบนวัสดุฐานรองชนิด PTFE Glass Fiber ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) เท่ากับ 2.2 ความหนาของวัสดุฐานรอง ( $h$ ) เท่ากับ 3.175 มิลลิเมตร และป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริบ CPW โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิดระนาบร่วม แสดงดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิดระนาบร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วัตถุประสงค์หลักของการออกแบบสายอากาศชนิดนี้คือ สายอากาศที่มีแบนด์วิดท์กว้าง และทำงานได้ที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ซึ่งพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องได้แก่ ความยาวรวมทั้งหมดของสายอากาศช่องเปิดระนาบร่วม ( $L_{total}$ ) ความยาวของช่องเปิดด้านข้าง ( $L_s$ ) ความยาวของช่องเปิดด้านบน ( $L_u$ ) และความกว้างของช่องเปิดทั้งหมด ( $S_1, S_2, S_3$  และ  $S_4$ ) การปรับขนาดพารามิเตอร์ค่าใดค่าหนึ่งเหล่านี้จะมีผลต่อคุณลักษณะทางไฟฟ้าของสายอากาศ ซึ่งพารามิเตอร์ทางไฟฟ้า ได้แก่ อินพุตอิมพีแดนซ์ ความถี่เรโซแนนซ์ แบนด์วิดท์ โพลาริเซชัน แบบรูปการแผ่พลังงาน และสนามแม่เหล็กไฟฟ้า พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วมแสดงดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม

$S_1$  คือ ความกว้างของช่องเปิดด้านซ้าย (มิลลิเมตร)

$S_2$  คือ ความกว้างของช่องเปิดด้านขวา (มิลลิเมตร)

$S_3$  คือ ความกว้างของช่องเปิดด้านบน (มิลลิเมตร)

$S_4$  คือ ความกว้างของช่องเปิดด้านล่าง (มิลลิเมตร)

$L_u$  คือความยาวของช่องเปิดด้านบน (มิลลิเมตร) ไม่รวมความกว้างช่องเปิด  $S_1$  และ  $S_2$

$L_s$  คือความยาวของช่องเปิดด้านข้าง (มิลลิเมตร) ไม่รวมความกว้างช่องเปิด  $S_3$  และ  $S_4$

$S_{cpw}$  คือความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณ CPW (มิลลิเมตร)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า, ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$W_{cpw}$  คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณ CPW (มิลลิเมตร)

$L_{cpw}$  คือ ความยาวของสายส่งสัญญาณ CPW (มิลลิเมตร)

$h$  คือ ความหนาของวัสดุฐานรอง (มิลลิเมตร)

$L_{total}$  คือ ความยาวรวมทั้งหมดของสายอากาศช่องเปิดระนาบร่วม (มิลลิเมตร) ซึ่งวัดจากกึ่งกลางของช่องเปิด หาได้จากสมการที่ (4.1)

$$L_{total} = 2(L_u + L_s) + \frac{1}{2}(S_1 + S_2 + S_3 + S_4) - W_{cpw} \quad (4.1)$$

$L_{Utotal}$  คือ ความยาวรวมทั้งหมดของช่องเปิดด้านบนหาได้จาก

$$L_{Utotal} = S_1 + L_u + S_2 \quad (4.2)$$

$L_{Stotal}$  คือ ความยาวรวมทั้งหมดของช่องเปิดด้านข้างหาได้จาก

$$L_{Stotal} = S_3 + L_s + S_4 \quad (4.3)$$

#### 4.2.1 ความยาวของสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิดระนาบร่วม

การเริ่มต้นออกแบบสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิดระนาบร่วม อันดับแรกคือการหาความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_0$ ) ของความถี่ 2.4 GHz เพื่อที่จะใช้เข้าไปเป็นตัวเปรียบเทียบกับพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิดระนาบร่วม โดยสามารถหาได้จากสมการที่ 4.4

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

เมื่อ  $\epsilon_{eff}$  คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพันธ์ประสิทธิผล หาได้จากสมการที่ 2.9 หัวข้อที่ 2.5.1 ในบทที่ 2

$\lambda_0$  คือ ความยาวคลื่นในอากาศสามารถหาได้จากสมการที่ 4.5

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

$c$  คือ ความเร็วในอากาศมีค่าเท่ากับ  $3 \times 10^8$  m/sec

$f_r$  คือ ความถี่เรโซแนนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.4 GHz วัสดุฐานรองมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) เท่ากับ 2.2 ค่า loss tangent ( $\tan\delta$ ) เท่ากับ 0.0009 ความหนาของวัสดุฐานรอง ( $h$ ) มีขนาดเท่ากับ 3.175 มิลลิเมตร ความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณ CPW ( $S_{cpw}$ ) มีขนาด 1 มิลลิเมตร ความกว้างของสายส่งสัญญาณ CPW ( $W_{cpw}$ ) มีขนาด 2 มิลลิเมตร ซึ่งจะหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล ( $\epsilon_{eff}$ ) ได้ 1.56 ความยาวคลื่นในอากาศ ( $\lambda_0$ ) ได้ 122.45 มิลลิเมตร และค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) ของความถี่ 2.4 GHz ได้ 99.98 มิลลิเมตร

#### 4.2.2 การจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศ

ในการออกแบบรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม เพื่อให้เกิดการผิดพลาดในการคำนวณรูปแบบจำลองให้น้อยที่สุด จึงได้กำหนดขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทาง  $x$  คือ  $\Delta x = 0.3175$  มิลลิเมตร ขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทาง  $y$  คือ  $\Delta y = 0.25$  มิลลิเมตร และขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทาง  $z$  คือ  $\Delta z = 0.25$  มิลลิเมตร ซึ่งเป็นขนาดในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่มีขนาดต่ำกว่าหนึ่งส่วนยี่สิบของความยาวคลื่นที่ใช้งาน รวมทั้งยังสามารถครอบคลุมพื้นที่ของสายอากาศที่จะทำการคำนวณได้ทั้งหมด นอกจากการกำหนดขนาดของยี่เซลล์แล้ว ตัวแปรที่มีความสำคัญต่อการคำนวณอีกหนึ่งตัว คือ ขนาดของช่วงเวลา  $\Delta t$  ซึ่งเป็นขนาดของช่วงเวลาที่เหมาะสมสำหรับการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยยี่ได้กำหนดเงื่อนไขความเสถียรภาพเชิงตัวเลข ดังสมการที่ (3.7) ดังนั้นจากขนาดในหนึ่งหน่วยเซลล์ที่กำหนดสามารถคำนวณหาขนาดของช่วงเวลาที่เหมาะสมได้คือ

$$\Delta t \leq \frac{1}{3 \times 10^8 \sqrt{\left(\frac{1}{0.3175 \times 10^{-3}}\right)^2 + \left(\frac{1}{0.25 \times 10^{-3}}\right)^2 + \left(\frac{1}{0.25 \times 10^{-3}}\right)^2}} \quad (4.6)$$

จะได้  $\Delta t \leq 0.5148$  ps เป็นช่วงเวลาที่เหมาะสมสำหรับการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

#### 4.3 ผลการทดลองและการวิเคราะห์

การวิเคราะห์สายอากาศในเชิงทฤษฎี ด้วยแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้วิธีการวิเคราะห์เชิงตัวเลขแบบผลต่างสลับเนื่องในโดเมนเวลา (FDTD) โดยอาศัยโปรแกรมคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์ โปรแกรมที่นำมาใช้คือ โปรแกรม

QFDTD90 [7] ซึ่งเป็นโปรแกรมที่วิเคราะห์สายอากาศได้ดีและมีความเที่ยงตรงสูง ในงานวิจัยนี้จะทำการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศ โดยจะแบ่งการวิเคราะห์เป็น 4 ส่วน ดังนี้

ส่วนที่ 1 การวิเคราะห์หาขนาดพารามิเตอร์ที่เหมาะสม ทำการกำหนดขนาดช่องเปิดทุกด้าน  $S_1, S_2, S_3$  และ  $S_4$  ให้มีขนาดเท่ากันทุกด้าน คือ 2.5 มิลลิเมตร (0.025λg) และทำการปรับพารามิเตอร์ต่าง ๆ ภายในตัวสายอากาศ ได้แก่ ความยาวของช่องเปิดด้านข้าง ( $L_s$ ) และความยาวของช่องเปิดด้านบน ( $L_u$ ) เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของแต่ละตัวที่จะทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ 2.4 GHz และ 5.2 GHz วิเคราะห์ผลกระทบของการปรับค่าพารามิเตอร์ของสายส่งสัญญาณแบบ CPW ซึ่งได้แก่ ความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณ ( $S_{cpw}$ ) ความกว้างของสายส่งสัญญาณ ( $W_{cpw}$ ) และความยาวของสายส่งสัญญาณ ( $L_{cpw}$ ) เพื่อดูผลกระทบต่าง ๆ ที่เกิดขึ้น

ส่วนที่ 2 การวิเคราะห์ผลกระทบของการเปลี่ยนขนาดช่องเปิด ในส่วนที่ 2 เป็นขั้นตอนของการปรับความกว้างของช่องเปิดพร้อม ๆ กันทั้งสี่ด้านคือ  $S_1, S_2, S_3$  และ  $S_4$  โดยให้ช่องเปิดมีขนาดตั้งแต่ 2.5 (0.025λg) มิลลิเมตร แล้วปรับค่าความกว้างของช่องเปิดขึ้นทีละ 0.5 มิลลิเมตร จนถึงขนาด 6 มิลลิเมตร (0.06λg) เพื่อหาขนาดของช่องเปิดที่เหมาะสมกับสายอากาศ โดยจะนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการวิเคราะห์ในส่วนที่ 1 มาใช้ในการวิเคราะห์เพื่อดูผลกระทบของการปรับขนาดช่องเปิดทั้งสี่ด้านพร้อม ๆ กัน

ส่วนที่ 3 การวิเคราะห์ผลกระทบของการเปลี่ยนขนาดช่องเปิดแบบ Non-Uniform ทำการปรับขนาดของช่องเปิดทั้งสี่ด้านคือ  $S_1, S_2, S_3$  และ  $S_4$  แบบ Non-uniform คือ การปรับขนาดช่องเปิดทั้งสี่ด้านให้มีขนาดที่ไม่เท่ากัน เพื่อดูผลกระทบของการปรับช่องเปิดแบบ Non-uniform

ส่วนที่ 4 การวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้า นำผลที่ดีที่สุดจากส่วนที่ 1-3 มาทำการวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม โดยจะวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าในแต่ละชั้นเวลา และแบบรูปการแผ่กระจายพลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ

### การวิเคราะห์หาขนาดพารามิเตอร์ที่เหมาะสม

4.3.1 การวิเคราะห์หาความยาวของช่องเปิดด้านข้าง ( $L_s$ ) และ ความยาวของช่องเปิดด้านบน ( $L_u$ ) ที่เหมาะสม

ขั้นตอนแรกกำหนดให้ความกว้างของช่องเปิดทุกด้าน  $S_1, S_2, S_3$  และ  $S_4$  มีขนาดเท่ากัน คือ 2.5 มิลลิเมตร (0.025λg) แล้วทำการวิเคราะห์หาความยาวของช่องเปิดด้านข้าง ( $L_s$ ) และความยาวของช่องเปิดด้านบน ( $L_u$ ) ที่เหมาะสมกับสายอากาศ โดยปรับความยาวของช่องเปิดด้านบน ( $L_u$ ) และ ความยาวของช่องเปิดด้านข้าง ( $L_s$ ) ให้มีความยาวต่างกัน ผลการจำลองแสดงดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ผลการจำลองหาค่า ความยาวของช่องเปิดด้านข้าง ( $L_s$ ) และความยาวของช่องเปิดด้านบน ( $L_u$ ) ที่เหมาะสม

$L_u$	$L_s$	$F_{r1}$ (GHz)	$F_{r2}$ (GHz)
50.5 มม. (0.505 $\lambda_g$ )	3 มม. (0.03 $\lambda_g$ )	2.15	5.45
49.5 มม. (0.495 $\lambda_g$ )	5 มม. (0.05 $\lambda_g$ )	2.25	5.39
45.0 มม. (0.450 $\lambda_g$ )	10 มม. (0.10 $\lambda_g$ )	2.39	5.24
39.5 มม. (0.395 $\lambda_g$ )	15 มม. (0.15 $\lambda_g$ )	2.59	5.04
34.5 มม. (0.345 $\lambda_g$ )	20 มม. (0.20 $\lambda_g$ )	2.70	4.83
29.5 มม. (0.295 $\lambda_g$ )	25 มม. (0.25 $\lambda_g$ )	2.90	4.21

จากตารางที่ 4.1 จะเห็นว่า เมื่อทำการปรับค่าความยาวของช่องเปิดด้านบน ( $L_u$ ) ลดลง จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์แรกเพิ่มขึ้น ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการปรับความยาวของช่องเปิดด้านบนมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ ซึ่งความยาวของช่องเปิดด้านบน ( $L_u$ ) ที่เหมาะสมคือประมาณ 0.45 $\lambda_g$  และความยาวของช่องเปิดด้านข้าง ( $L_s$ ) ที่เหมาะสมคือประมาณ 0.1 $\lambda_g$  ซึ่งทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์แรก คือ 2.39 GHz และความถี่เรโซแนนซ์ที่สอง คือ 5.24 GHz ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้ให้เป็นสายอากาศสองความถี่ เพื่อนำไปใช้ในระบบเครือข่ายไร้สาย (Wireless Communication Systems) ได้

จากสมการที่ 4.2 เมื่อเราได้ความยาวของช่องเปิดด้านบน ( $L_u$ ) ที่เหมาะสมคือประมาณ 0.45 $\lambda_g$  จะหาค่าความยาวรวมทั้งหมดของช่องเปิดด้านบน ( $L_{Utotal}$ ) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} L_{Utotal} &= S_1 + L_u + S_2 \\ &= 0.025\lambda_g + 0.45\lambda_g + 0.025\lambda_g \\ &= 0.5\lambda_g \end{aligned}$$

นั่นคือความยาวรวมของช่องเปิดด้านบน ( $L_u$ ) จะมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นสัมพันธ์ (0.5 $\lambda_g$ )

และจะหาความยาวรวมทั้งหมดของช่องเปิดด้านบน ( $L_{\text{Stotal}}$ ) ได้จากสมการที่ 4.3 ซึ่งความยาวของช่องเปิดด้านข้างที่เหมาะสม คือ  $0.1\lambda_g$

$$\begin{aligned} L_{\text{Stotal}} &= S_3 + L_s + S_4 \\ &= 0.025\lambda_g + 0.1\lambda_g + 0.025\lambda_g \\ &= 0.15\lambda_g \end{aligned}$$

ความยาวรวมทั้งหมดของช่องเปิดด้านบน ( $L_{\text{Stotal}}$ ) จะมีค่า  $0.15\lambda_g$

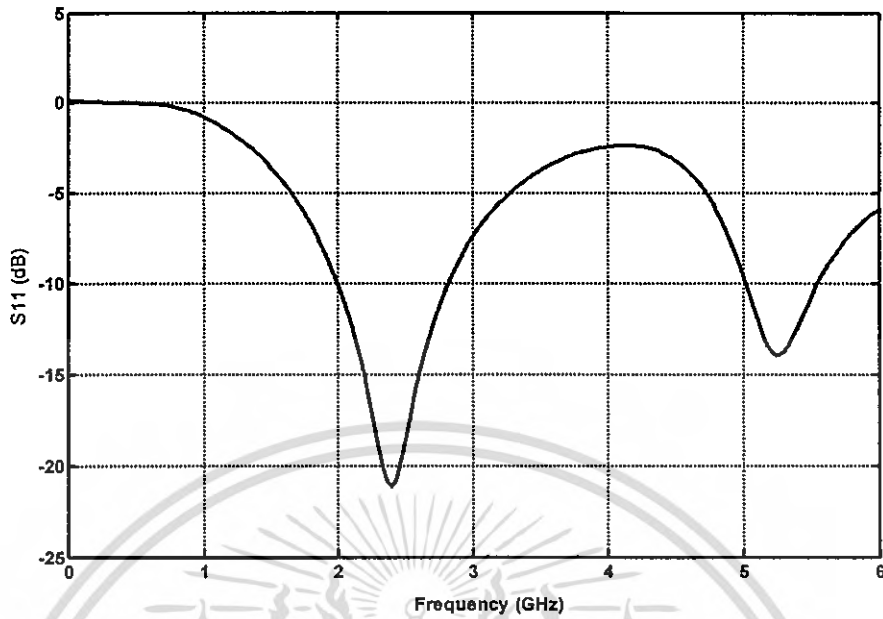
และความยาวรวมทั้งหมดสายอากาศ ( $L_{\text{total}}$ ) จะสามารถหาได้จากสมการที่ 4.1 ซึ่งความยาวรวมทั้งหมดสายอากาศ ( $L_{\text{total}}$ ) จะมีค่า  $1.08\lambda_g$

หลังจากที่ทำการวิเคราะห์หาความยาวรวมทั้งหมดของสายอากาศ ( $L_{\text{total}}$ ) ความยาวของช่องเปิดด้านข้าง ( $L_s$ ) และความยาวของช่องเปิดด้านบน ( $L_u$ ) ที่เหมาะสมแล้ว สรุปได้ว่าทั้ง 3 พารามิเตอร์มีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์

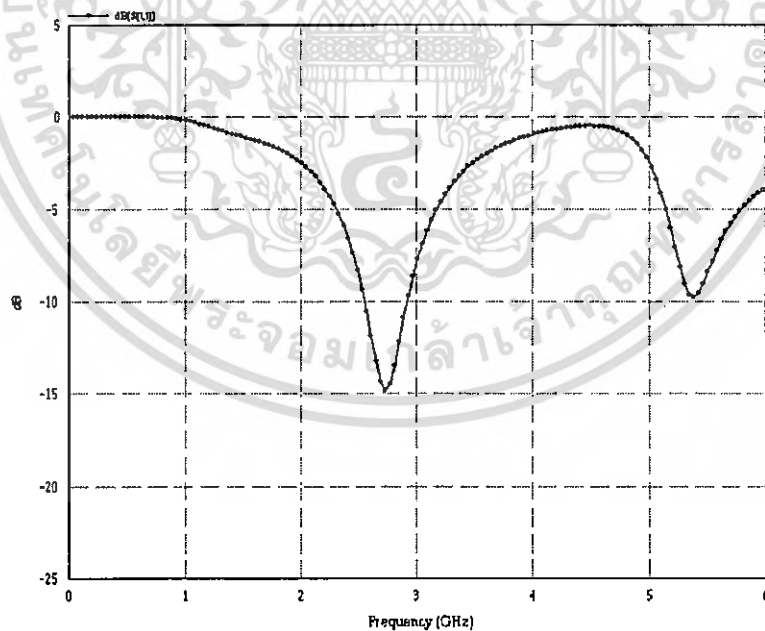
คุณลักษณะของสายอากาศที่มีความยาวรวมทั้งหมดของสายอากาศ ( $L_{\text{total}}$ ) ความยาวของช่องเปิดด้านข้าง ( $L_s$ ) และความยาวของช่องเปิดด้านบน ( $L_u$ ) ที่เหมาะสม แสดงดังตารางที่ 4.2 จะเห็นได้ว่าสายอากาศที่มีความกว้างของช่องเปิดทุกด้าน ( $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  และ  $S_4$ ) ขนาด 2.5 มิลลิเมตรนั้น ยังมีการทำแมทซ์อิมพีแดนซ์ไม่ค่อยดี ดังนั้นจะทำการปรับปรุงการทำแมทซ์อิมพีแดนซ์ให้ดีขึ้นในหัวข้อต่อไป โดยรูปที่ 4.3 และรูปที่ 4.4 แสดงค่า  $S_{11}$  ด้วยวิธี FDTD และวิธี MoM ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวิธี FDTD นั้นสามารถคำนวณและให้ผลการจำลองที่มีความถูกต้องใกล้เคียงกับวิธี MoM

ตารางที่ 4.2 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศที่มีความกว้างของช่องเปิด 2.5 มิลลิเมตร

	$L_s = 0.45\lambda_g$ , $W_s = 0.1\lambda_g$ , $L_{\text{total}} = 1.08\lambda_g$	
	$F_{r1} = 2.39$ GHz	$F_{r2} = 5.24$ GHz
$S_{11}$	-20.84	-14.35
VSWR	1.20	1.40
$Z_{in}$ ( $\Omega$ )	53.45 - j8.77	39.12 - j13.40
Gain (dBi)	2.11	2.30
BW (%)	34.26	10.47

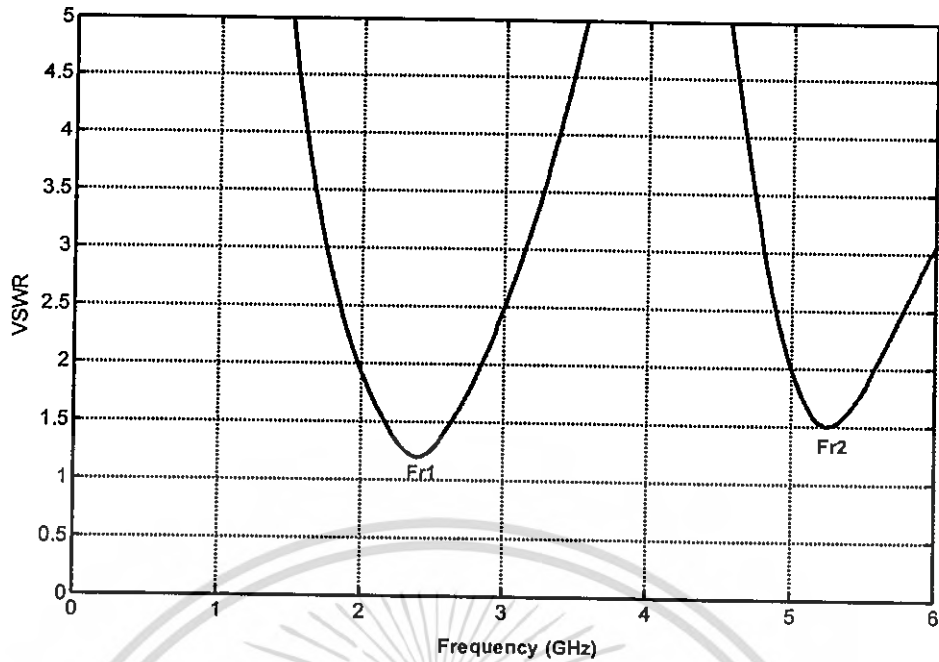


รูปที่ 4.3 ค่า  $S_{11}$  ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ช่องเปิดกว้าง 2.5 มิลลิเมตร ด้วยวิธี FDTD

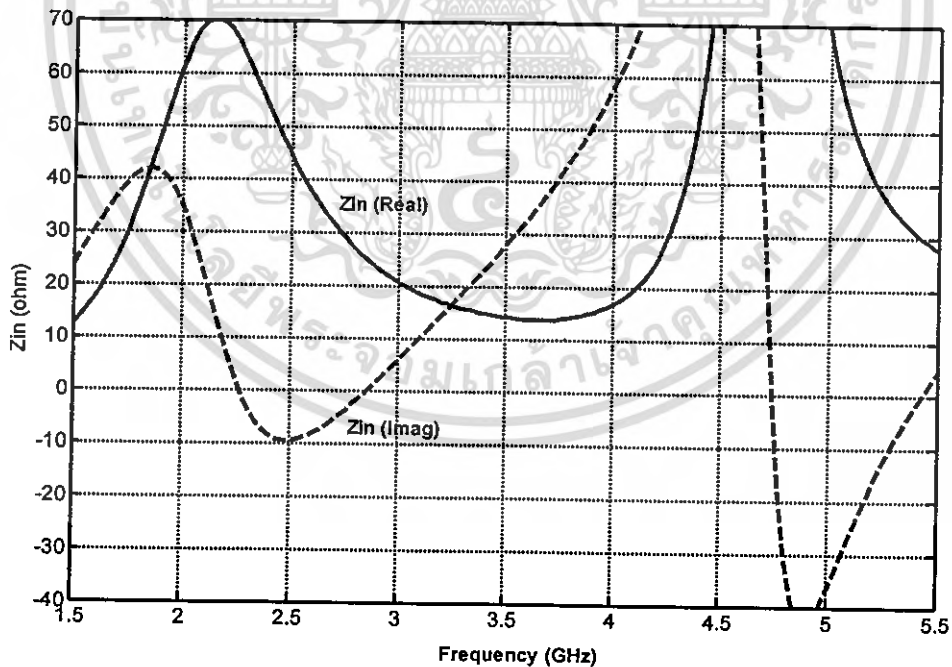


รูปที่ 4.4 ค่า  $S_{11}$  ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ช่องเปิดกว้าง 2.5 มิลลิเมตร ด้วยวิธี MoM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ช่องเปิดกว้าง 2.5 มิลลิเมตร



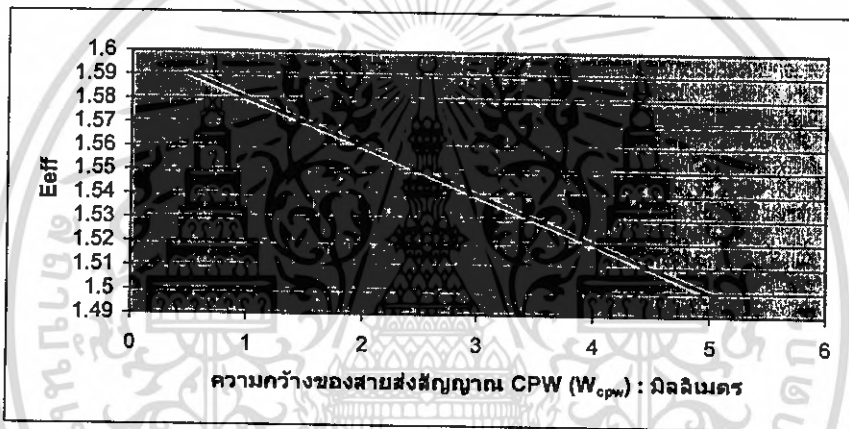
รูปที่ 4.6 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ช่องเปิดกว้าง 2.5 มิลลิเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

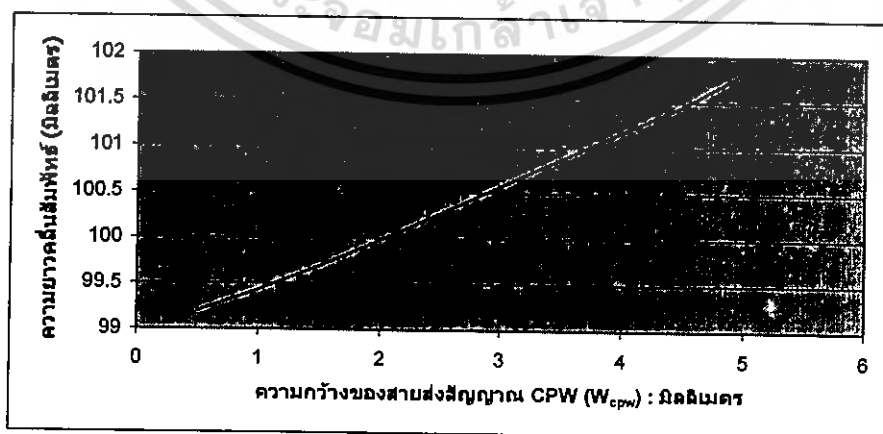
4.3.2 การวิเคราะห์ความกว้างของสายส่งสัญญาณ CPW ( $W_{cpw}$ ) และ ความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณ CPW ( $S_{cpw}$ )

- การวิเคราะห์ความกว้างของสายส่งสัญญาณ CPW ( $W_{cpw}$ )

หลังจากหาความยาวรวมทั้งหมดของสายอากาศ ( $L_{total}$ ) ความยาวของช่องเปิดด้านข้าง ( $L_s$ ) และความยาวของช่องเปิดด้านบน ( $L_u$ ) ที่เหมาะสมได้แล้ว ต่อมาจะพิจารณาความกว้างของสายส่งสัญญาณ CPW ( $W_{cpw}$ ) เพื่อดูผลกระทบต่อคุณลักษณะของสายอากาศ จากบทที่ 2 หัวข้อที่ 2.5.1 เมื่อเราเปลี่ยนค่าความกว้างของสายส่งสัญญาณให้มีค่ามากขึ้นจะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล ( $\epsilon_{eff}$ ) มีค่าลดลง และความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) มีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.7 และ รูปที่ 4.8



รูปที่ 4.7 กราฟแสดงความกว้างของสายส่งสัญญาณ CPW ต่อค่า  $\epsilon_{eff}$



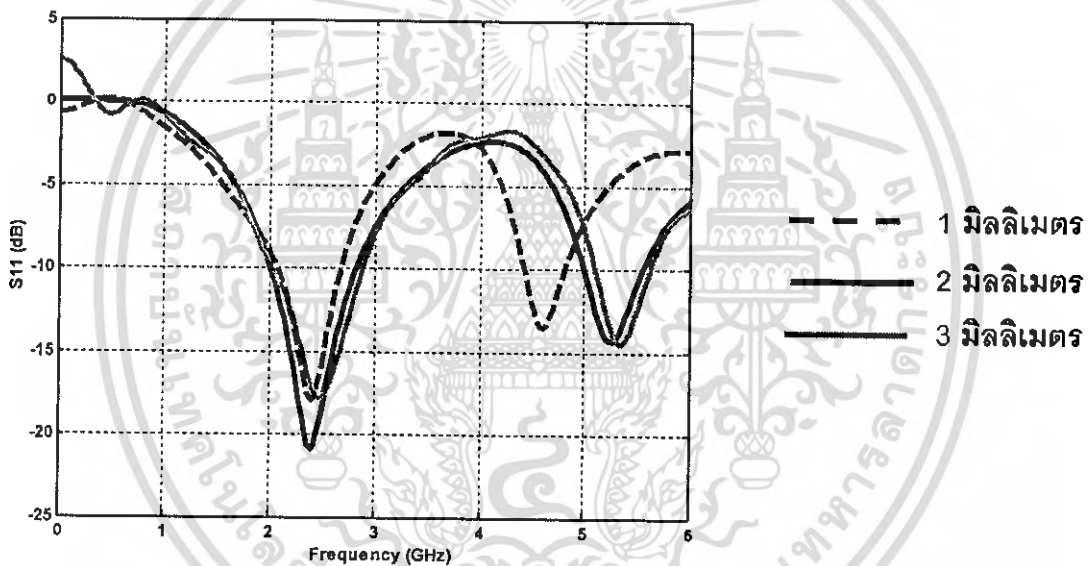
รูปที่ 4.8 กราฟแสดงความกว้างของสายส่งสัญญาณ CPW ต่อค่า  $\lambda_g$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการวิเคราะห์จะใช้ความกว้างของช่องเปิดทั้งหมด ( $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  และ  $S_4$ ) ขนาดเดิม คือ 2.5 มิลลิเมตร และความยาวของสายส่งสัญญาณ ( $L_{cpw}$ ) ขนาดเดิม คือ 6.25 มิลลิเมตร โดยจะปรับความกว้างของสายส่งสัญญาณ CPW ตั้งแต่ 1, 2 และ 3 มิลลิเมตร จะได้ค่า  $\lambda_0$ ,  $\epsilon_{eff}$  และ ( $\lambda_g$ ) ตามตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 ค่า  $\lambda_0$ ,  $\epsilon_{eff}$  และ ( $\lambda_g$ ) เมื่อเปลี่ยนค่าความกว้างของสายส่งสัญญาณ CPW ( $W_{cpw}$ )

$W_{cpw}$ (มิลลิเมตร)	$\lambda_0$ (มิลลิเมตร)	$\epsilon_{eff}$	$\lambda_g$ (มิลลิเมตร)
1	122.45	1.58	99.43
2	122.45	1.56	99.98
3	122.45	1.54	100.57



รูปที่ 4.9 ค่า  $S_{11}$  พารามิเตอร์ ของสายอากาศที่มีความกว้างของสายส่งสัญญาณ CPW ( $W_{cpw}$ ) ต่างกัน

ตารางที่ 4.4 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนความกว้างของสายส่งสัญญาณ CPW ( $W_{cpw}$ )

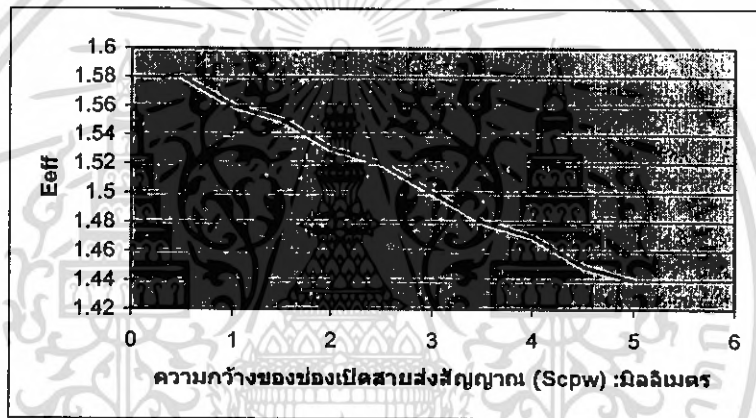
$W_{cpw}$	$F_{r1}$ (GHz)	$S_{11F1}$ (dB)	$BW_{F1}$ (%)	$F_{r2}$ (GHz)	$S_{11F2}$ (dB)	$BW_{F2}$ (%)
1 มม. ( $0.01\lambda_g$ )	2.39	-17.26	32.22	4.72	-13.78	12.73
2 มม. ( $0.02\lambda_g$ )	2.39	-20.84	34.26	5.24	-14.35	10.47
3 มม. ( $0.03\lambda_g$ )	2.39	-17.01	35.47	5.29	-14.51	10.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

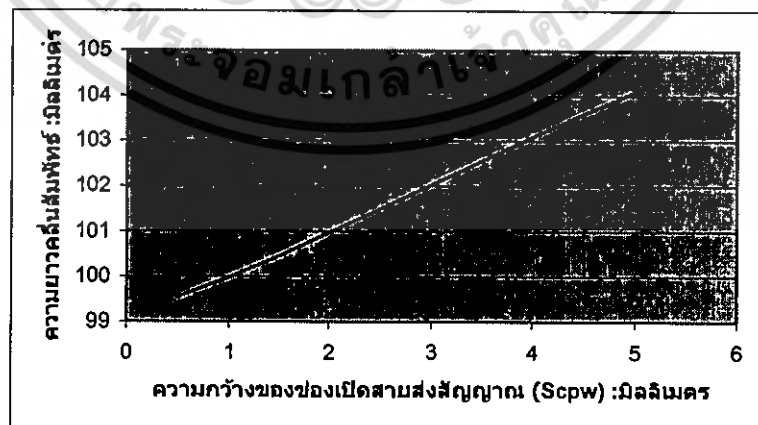
จากรูปที่ 4.9 และ ตารางที่ 4.4 จะเห็นได้ว่า เมื่อปรับความกว้างของสายส่งสัญญาณให้มีความมากขึ้น จะทำให้แบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์แรกมีค่าเพิ่มขึ้น แต่แบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์ที่สองจะมีค่าลดลง ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงใช้ความกว้างของสายส่งสัญญาณเท่ากับ 2 มิลลิเมตร ( $0.02\lambda_g$ ) ซึ่งเป็นค่าตรงกลางที่ทำให้แบนด์วิดท์ของทั้งสองความถี่เรโซแนนซ์มีความใกล้เคียงกัน

- การวิเคราะห์ความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณ CPW ( $S_{cpw}$ )

จากบทที่ 2 หัวข้อที่ 2.5.1 เมื่อเปลี่ยนค่าความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณ ( $S_{cpw}$ ) ให้มีความมากขึ้น จะทำให้ค่าค่านิวโตนิกไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล ( $\epsilon_{eff}$ ) มีค่าลดลง และความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) มีค่าเพิ่มขึ้นดังแสดงตามรูปที่ 4.10 และ รูปที่ 4.11



รูปที่ 4.10 กราฟแสดงความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณ CPW ต่อค่า  $\epsilon_{eff}$

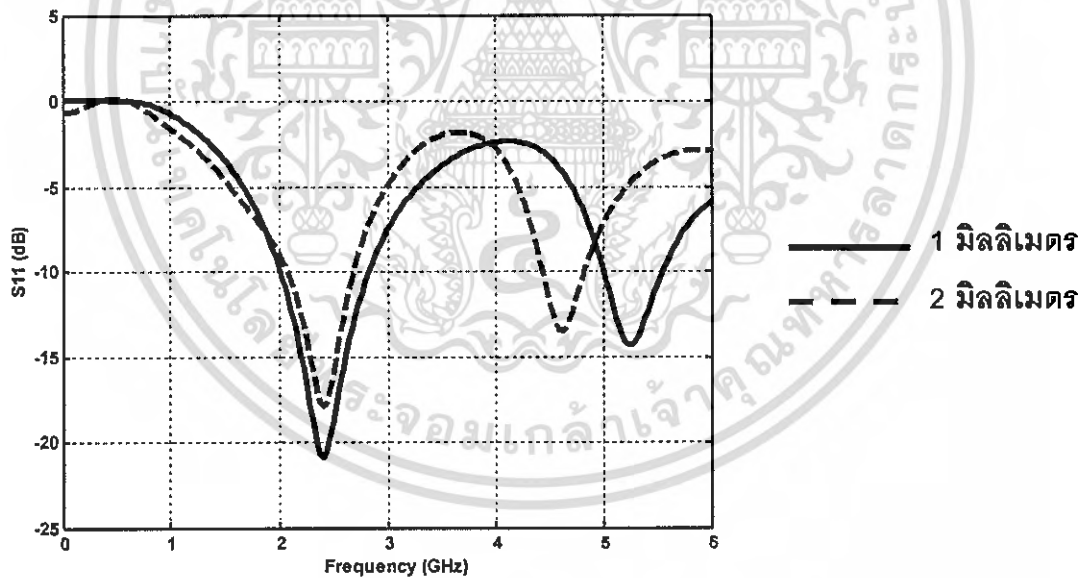


รูปที่ 4.11 กราฟแสดงความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณ CPW ต่อค่า  $\lambda_g$

การพิจารณาความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณ CPW ( $S_{cpw}$ ) จะใช้วิธีทำการจำลองโดยให้ความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณมีขนาด 2.5 มิลลิเมตร ความยาวสายส่งสัญญาณ ( $L_{cpw}$ ) เท่ากับ 6.25 มิลลิเมตร โดยจะทำการเปลี่ยนขนาดความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณ ให้มีขนาด 1 มิลลิเมตร และ 2 มิลลิเมตร ซึ่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพ ( $\epsilon_{eff}$ ) และความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) ก็จะเปลี่ยนไป แสดงดังตารางที่ 4.5

ตารางที่ 4.5 ค่า  $\lambda_0$ ,  $\epsilon_{eff}$  และ  $\lambda_g$  เมื่อเปลี่ยนค่าความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณ CPW ( $S_{cpw}$ )

$S_{cpw}$ (มิลลิเมตร)	$\lambda_0$ (มิลลิเมตร)	$\epsilon_{eff}$	$\lambda_g$ (มิลลิเมตร)
1	122.45	1.56	99.98
2	122.45	1.53	100.97



รูปที่ 4.12 ค่า  $S_{11}$  พารามิเตอร์ ของสายอากาศที่มีความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณ ( $S_{cpw}$ ) ไม่เท่ากัน

ตารางที่ 4.6 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อปรับเปลี่ยนความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณ ( $S_{cpw}$ ) ให้มีขนาดต่างกัน

$S_{cpw}$	$F_{r1}$ (GHz)	$S_{11Fr1}$ (dB)	$BW_{Fr1}$ (%)	$F_{r2}$ (GHz)	$S_{11Fr2}$ (dB)	$BW_{Fr2}$ (%)
1 มม. (0.01λg)	2.39	-20.84	34.26	5.24	-14.35	10.47
2 มม. (0.02λg)	2.39	-17.29	31.38	4.82	-13.87	10.19

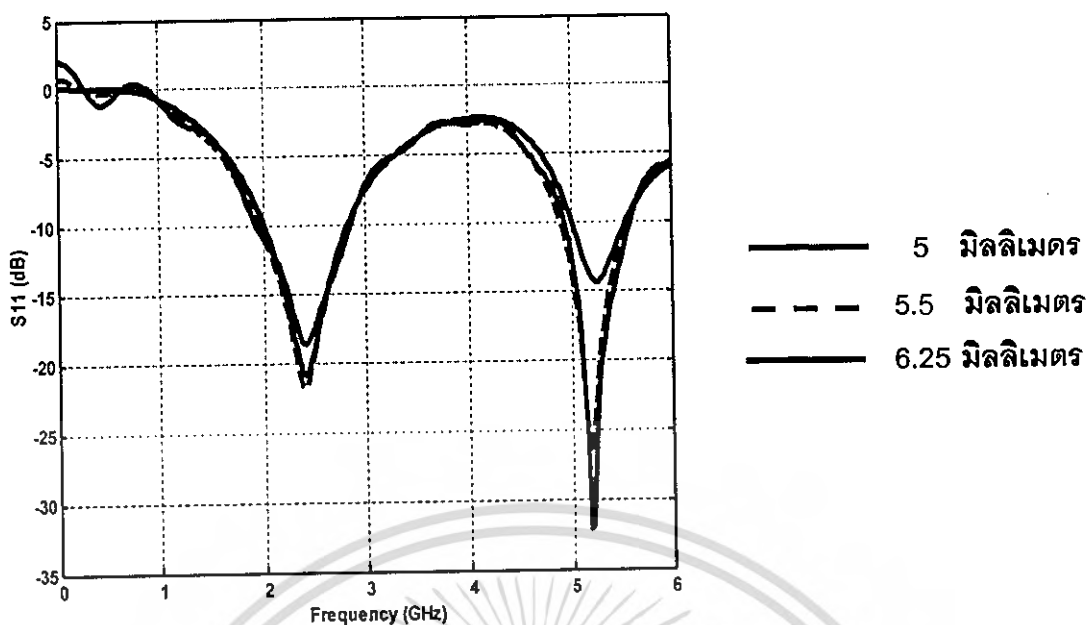
จากตารางที่ 4.6 และรูปที่ 4.12 เมื่อทำการปรับค่าความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณ ( $S_{cpw}$ ) ให้มีขนาดกว้างขึ้น จะทำให้แบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์แรกและแบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์ที่สองลดลง ดังนั้นจึงใช้ความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณเป็น 1 มิลลิเมตร (0.01λg) มาใช้ในการวิเคราะห์ต่อไป เพราะเนื่องจากความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณที่มีค่า 1 มิลลิเมตร ทำให้แบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์แรกและแบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์ที่สอง กว้างกว่าแบนด์วิดท์ของช่องเปิดที่มีความกว้างของสายส่งสัญญาณเป็น 2 มิลลิเมตร

#### 4.3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบของการเปลี่ยนความยาวของสายส่งสัญญาณ ( $L_{cpw}$ )

ในการวิเคราะห์ความยาวของสายส่งสัญญาณ ( $L_{cpw}$ ) จะให้ความกว้างของช่องเปิดทุกด้าน ( $S_1, S_2, S_3$  และ  $S_4$ ) มีขนาดเท่ากันคือ 2.5 มิลลิเมตร โดยความกว้างของสายส่งสัญญาณ ( $W_{cpw}$ ) มีขนาด 2 มิลลิเมตร และความกว้างช่องเปิดสายส่งสัญญาณ ( $S_{cpw}$ ) มีขนาด 1 มิลลิเมตร ซึ่งนำมาจากผลการวิเคราะห์ในหัวข้อที่ 4.3.2 โดยจะทำการปรับความยาวสายส่งสัญญาณให้มีความยาว 5 มิลลิเมตร (0.050λg), 5.5 มิลลิเมตร (0.055λg) และ 6.25 มิลลิเมตร (0.0625λg) ตามลำดับ ซึ่งมีผลกระทบต่อคุณลักษณะของสายอากาศ ผลการจำลองแสดงดังตารางที่ 4.7

ตารางที่ 4.7 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนความยาวของสายส่งสัญญาณ ( $L_{cpw}$ )

$L_{cpw}$	$F_{r1}$ (GHz)	$S_{11Fr1}$ (dB)	$BW_{Fr1}$ (%)	$F_{r2}$ (GHz)	$S_{11Fr2}$ (dB)	$BW_{Fr2}$ (%)
5 มม.(0.050λg)	2.39	-18.65	34.05	5.18	-32.11	10.23
5.5 มม.(0.055λg)	2.39	-20.09	34.12	5.15	-27.42	10.35
6.25 มม.(0.0625λg)	2.39	-20.84	34.26	5.24	-14.35	10.47



รูปที่ 4.13 ค่า  $S_{11}$  พารามิเตอร์ ของสายอากาศที่ความยาวของสายส่งสัญญาณต่างกัน

จากตารางที่ 4.7 และ รูปที่ 4.13 เมื่อทำการปรับความยาวของสายส่งสัญญาณจาก 6.25 มิลลิเมตร เป็น 5.5 มิลลิเมตร และเป็น 5 มิลลิเมตร ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าความยาวของสายส่งสัญญาณมีผลกระทบต่อแบนด์วิดท์ที่ความถี่ 2.4 GHz ไม่มาก แต่จะมีผลกระทบต่อการทำแมทซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ซึ่งในที่นี้จะใช้ความยาว 6.25 มิลลิเมตรมาวิเคราะห์ต่อไป

#### การวิเคราะห์ผลกระทบของการเปลี่ยนขนาดช่องเปิด

##### 4.3.4 ผลกระทบของการเปลี่ยนขนาดช่องเปิด

หลังจากที่วิเคราะห์ในส่วนที่ 1 จะเห็นว่าสายอากาศที่ทำการวิเคราะห์หานั้น มีการทำแมทซ์อิมพีแดนซ์ยังไม่ดี จึงต้องทำให้สายอากาศมีการแมทซ์อิมพีแดนซ์ให้ดีขึ้น ซึ่งความกว้างของช่องเปิดเป็นอีกส่วนหนึ่งที่จะต้องพิจารณาถึง ในการวิเคราะห์ความกว้างของช่องเปิดจะทำการให้ช่องเปิดด้าน  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  และ  $S_4$  มีขนาดเท่ากันทุกด้าน โดยจะเริ่มปรับตั้งแต่ 2.5 มิลลิเมตร ( $0.025\lambda_g$ ), 3 มิลลิเมตร ( $0.03\lambda_g$ ), 3.5 มิลลิเมตร ( $0.035\lambda_g$ ), 4 มิลลิเมตร ( $0.04\lambda_g$ ), 4.5 มิลลิเมตร ( $0.045\lambda_g$ ), 5 มิลลิเมตร ( $0.05\lambda_g$ ), 5.5 มิลลิเมตร ( $0.055\lambda_g$ ) และ 6 มิลลิเมตร ( $0.06\lambda_g$ ) ซึ่งจะกำหนดค่าความยาวสายส่งสัญญาณ ( $L_{cpw}$ ) 6.25 มิลลิเมตร ความกว้างสายส่งสัญญาณ ( $W_{cpw}$ ) 2 มิลลิเมตร ความกว้างช่องเปิดสายส่งสัญญาณ ( $S_{cpw}$ ) 1 มิลลิเมตร ผลการจำลองแสดงดังตารางที่ 4.8 และตารางที่ 4.9 โดยตารางที่ 4.8 แสดงผลกระทบของความกว้างช่องเปิดที่มีต่อคุณลักษณะทางความถี่เรโซแนนซ์แรก และตารางที่ 4.9 แสดงผลกระทบของความกว้างช่องเปิดต่อคุณลักษณะทางความถี่เรโซแนนซ์ที่สอง

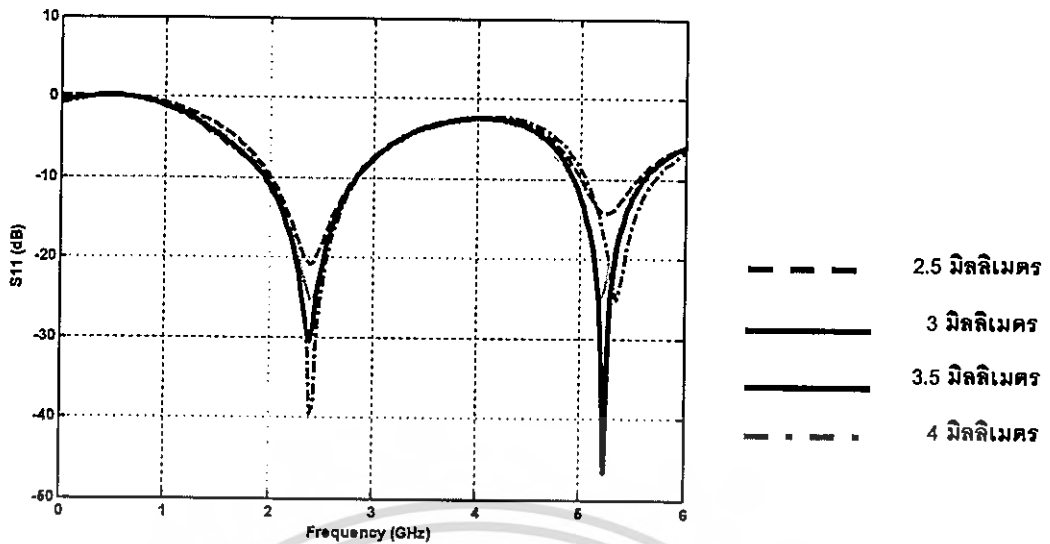
ตารางที่ 4.8 แสดงผลกระทบของการปรับความกว้างช่องเปิดต่อคุณลักษณะของความถี่เรโซแนนซ์แรก

$S_{11}, S_{21}, S_{31}, S_{41}$	$F_{r1}$ (GHz)	$S_{11FR1}$ (dB)	$Z_{in}$	VSWR	$BW_{FR1}$ (%)
0.025 $\lambda_g$	2.399	-20.84	53.45-j8.77	1.20	34.26
0.030 $\lambda_g$	2.399	-25.22	51.58-j5.01	1.11	36.68
0.035 $\lambda_g$	2.399	-30.50	49.81-j2.97	1.06	37.38
0.040 $\lambda_g$	2.399	-39.50	50.94-j0.51	1.02	38.10
0.045 $\lambda_g$	2.399	-35.97	49.60+j1.53	1.03	38.34
0.050 $\lambda_g$	2.399	-31.23	50.27+j2.74	1.06	38.47
0.055 $\lambda_g$	2.399	-28.60	51.29+j3.75	1.08	39.60
0.060 $\lambda_g$	2.399	-28.15	51.34+j3.52	1.08	40.48

ตารางที่ 4.9 แสดงผลกระทบของการปรับความกว้างช่องเปิดต่อคุณลักษณะของความถี่เรโซแนนซ์ที่สอง

$S_{11}, S_{21}, S_{31}, S_{41}$	$F_{r2}$ (GHz)	$S_{11FR2}$ (dB)	$Z_{in}$	VSWR	$BW_{FR2}$ (%)
0.025 $\lambda_g$	5.24	-14.35	39.12-3.40j	1.40	10.47
0.030 $\lambda_g$	5.21	-24.89	45.56-4.75j	1.15	13.32
0.035 $\lambda_g$	5.24	-46.64	49.60-0.23j	1.01	12.94
0.040 $\lambda_g$	5.33	-25.11	55.93+2.32j	1.13	12.20
0.045 $\lambda_g$	5.42	-20.65	56.94+7.13j	1.20	11.29
0.050 $\lambda_g$	5.54	-16.76	63.27+9.82j	1.34	10.45
0.055 $\lambda_g$	5.72	-14.05	70.53+12.49j	1.49	9.39
0.060 $\lambda_g$	5.86	-13.64	73.99+9.64j	1.52	8.09

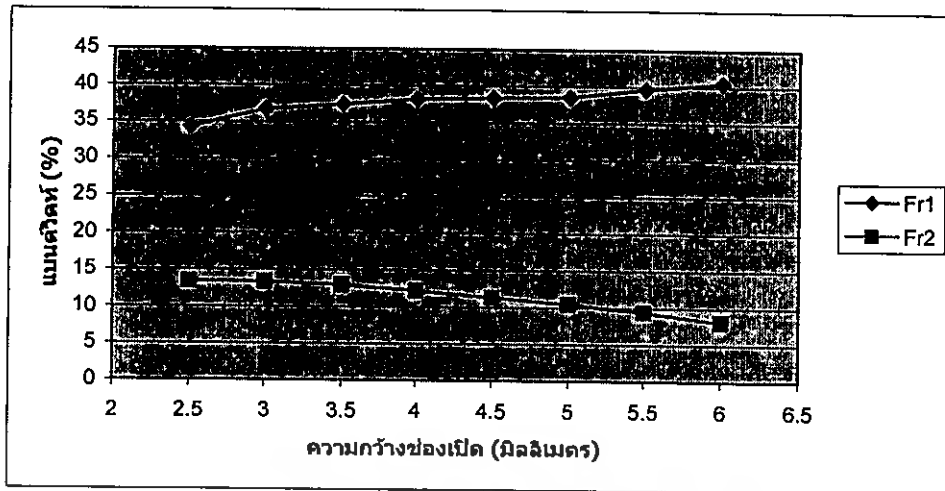
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 แสดง  $S_{11}$  พารามิเตอร์เมื่อปรับขนาดความกว้างของช่องเปิด

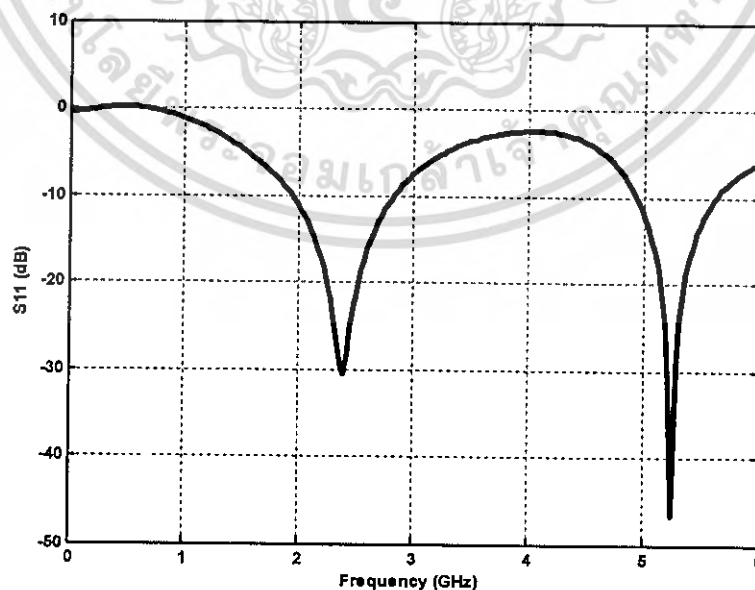
เมื่อปรับขนาดของช่องเปิด ( $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  และ  $S_4$ ) พร้อม ๆ กัน จะมีผลกระทบต่อแมทซ์อิมพีแดนซ์ของทั้งสองความถี่ และจะมีผลต่อแบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์แรกและความถี่เรโซแนนซ์ที่สองด้วย ผลการจำลองแสดงดังตารางที่ 4.8 ตารางที่ 4.9 และรูปที่ 4.14 จะเห็นได้ว่าความกว้างของช่องเปิดที่เหมาะสม คือความกว้างของช่องเปิด 3.5 มิลลิเมตร ( $0.035\lambda_g$ ) เนื่องจากความถี่เรโซแนนซ์แรกเท่ากับ 2.39 GHz มีค่า  $S_{11}$  เท่ากับ -30.50 dB มีแบนด์วิดท์ 37.38% และ ความถี่เรโซแนนซ์ที่สองเท่ากับ 5.24 GHz มีค่า  $S_{11}$  เท่ากับ -46.64 dB มีแบนด์วิดท์ 12.94% ซึ่งทั้งสองความถี่ที่ได้นี้มีค่าใกล้เคียงกับความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz และมีการแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี ซึ่งสามารถนำไปใช้งานในระบบเครือข่ายไร้สาย (Wireless Communication Systems) ได้ ดังนั้นจึงเลือกความกว้างของช่องเปิดที่ 3.5 มิลลิเมตร ( $0.035\lambda_g$ ) มาใช้ในการวิเคราะห์ต่อไป

สรุปได้ว่าความกว้างของช่องเปิดเป็นการทำแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่สำคัญของสายอากาศ ซึ่งจะต้องให้ค่าความยาวรวมสายอากาศ ( $L_{total}$ ) ความยาวของช่องเปิดด้านข้าง ( $L_s$ ) และ ความยาวของช่องเปิดด้านบน ( $L_t$ ) ที่เหมาะสมด้วยเช่นกัน จึงจะมีการแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี



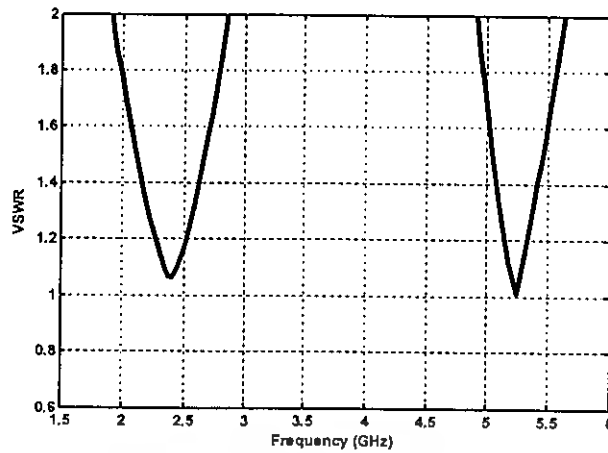
รูปที่ 4.15 กราฟแสดงความกว้างของช่องเปิดต่อแบนด์วิดท์ที่ความถี่เรโซแนนซ์แรก และความถี่เรโซแนนซ์ที่สอง

จากรูปที่ 4.15 จะแสดงให้เห็นว่า เมื่อความกว้างของช่องเปิดทุกด้านคือ  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  และ  $S_4$  เพิ่มขึ้นพร้อมกันทุกด้าน จะทำให้แบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์แรกเพิ่มขึ้น แต่แบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์ที่สองจะลดลง ซึ่งความกว้างของช่องเปิดที่เหมาะสมคือ 3.5 มิลลิเมตร ( $0.035\lambda_g$ ) เนื่องจากความถี่แรกได้ 2.39 GHz ความถี่ที่สองได้ 5.24 GHz และ โดยแบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์แรกและแบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์ที่สองอยู่ในระดับที่เหมาะสม และมีเมทริกซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี

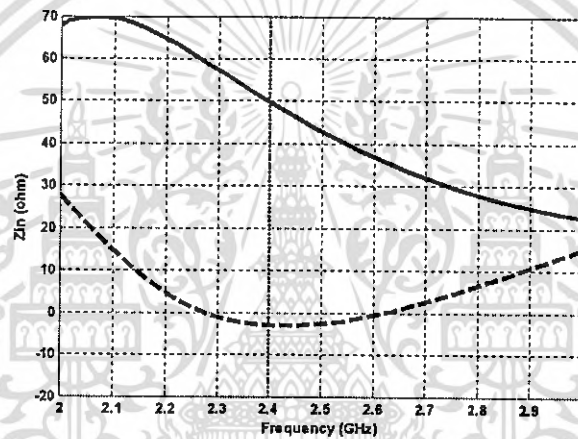


รูปที่ 4.16 ค่า  $S_{11}$  พารามิเตอร์ของสายอากาศที่มีความกว้างของช่องเปิดทุกด้าน 3.5 มิลลิเมตร

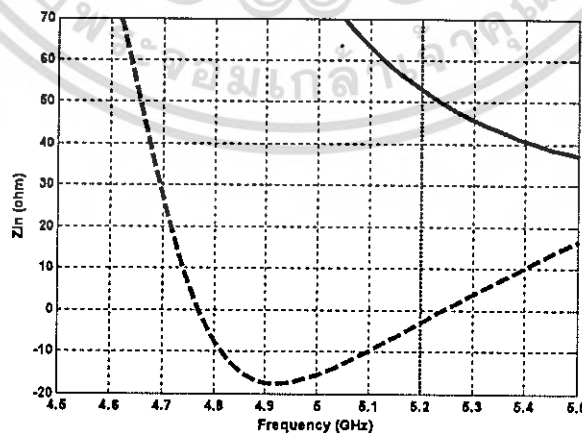
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม  
ที่ช่องเปิดกว้าง 3.5 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.18 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม  
ที่ช่องเปิดกว้าง 3.5 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 2.4 GHz



รูปที่ 4.19 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม  
ที่ช่องเปิดกว้าง 3.5 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 5.2 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.10 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศที่มีความกว้างของช่องเปิด 3.5 มิลลิเมตร

	$W_p = 0.45\lambda_g, L_p = 0.1\lambda_g, L_{total} = 1.3\lambda_g$	
	$F_{r1} = 2.39 \text{ GHz}$	$F_{r2} = 5.24 \text{ GHz}$
$S_{11}$	-30.50	-46.64
VSWR	1.06	1.01
$Z_{in} (\Omega)$	$49.81 - j2.97$	$49.60 - j0.23$
Gain (dBi)	2.22	2.60
BW (%)	37.38	12.94

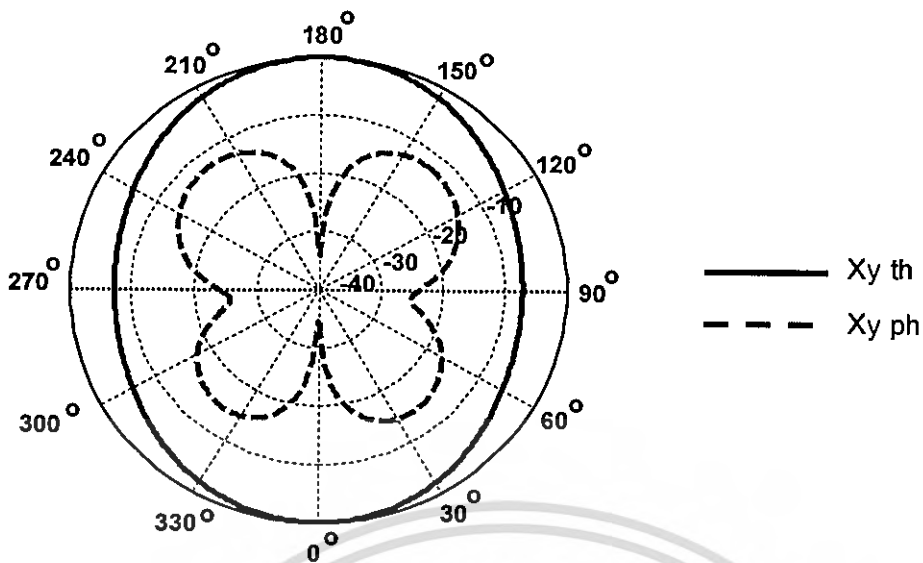
รูปที่ 4.16-4.19 แสดงรูปคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วมที่มีความกว้างของช่องเปิดทั้งหมด 3.5 มิลลิเมตร ( $0.035\lambda_g$ )

ตารางที่ 4.10 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วมที่มีความกว้างของช่องเปิด 3.5 มิลลิเมตร ซึ่งแบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์แรกจะมากกว่าแบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์ที่สองอยู่ประมาณ 3 เท่า

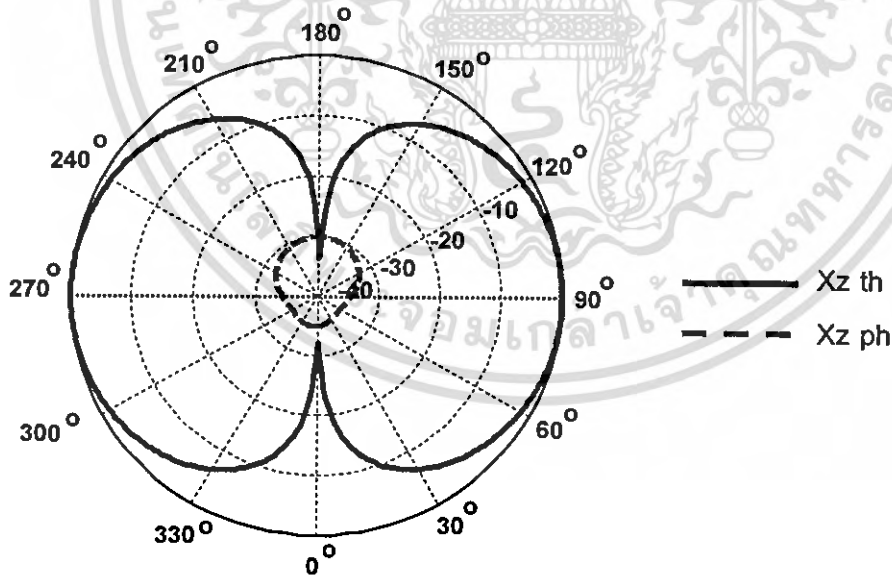
รูปที่ 4.20 และ 4.21 แสดงแบบรูปการแผ่กระจายพลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy และ xz ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ช่องเปิดทุกด้านกว้าง 3.5 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 2.4 GHz จะเห็นได้ว่าการแผ่กระจายพลังงานสนามระยะไกลนั้น จะมีครอสโพลาไรซ์ต่ำทั้งในระนาบ xy และระนาบ xz

จากรูปที่ 4.22 และ 4.23 แสดงแบบรูปการแผ่กระจายพลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy และ xz ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ช่องเปิดทุกด้านกว้าง 3.5 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 5.2 GHz จะเห็นได้ว่าการแผ่กระจายพลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy นั้น จะมีค่าครอสโพลาไรซ์สูงกว่าที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.4 GHz ในระนาบเดียวกัน

รูปที่ 4.24 และ 4.25 แสดงแบบรูปการแผ่กระจายพลังงานสนามระยะไกลสามมิติของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ช่องเปิดทุกด้านกว้าง 3.5 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ด้วยวิธี MoM

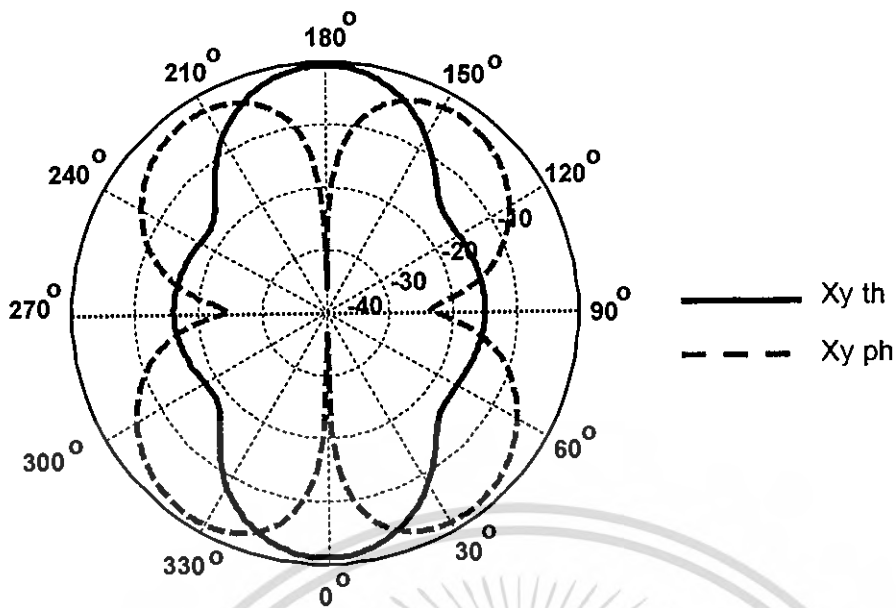


รูปที่ 4.20 แบบรูปการแผ่กระจายพลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศไมโคร สตรีปแบบช่องเปิดระนาบร่วมช่องเปิดทุกด้านกว้าง 3.5 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 2.4 GHz

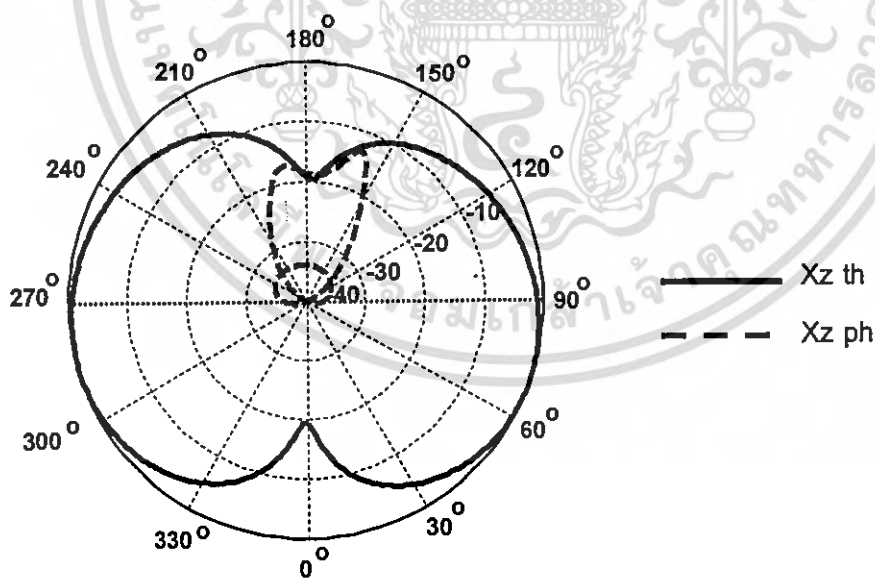


รูปที่ 4.21 แบบรูปการแผ่กระจายพลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xz ของสายอากาศไมโคร สตรีป แบบช่องเปิดระนาบร่วมช่องเปิดทุกด้านกว้าง 3.5 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 2.4 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

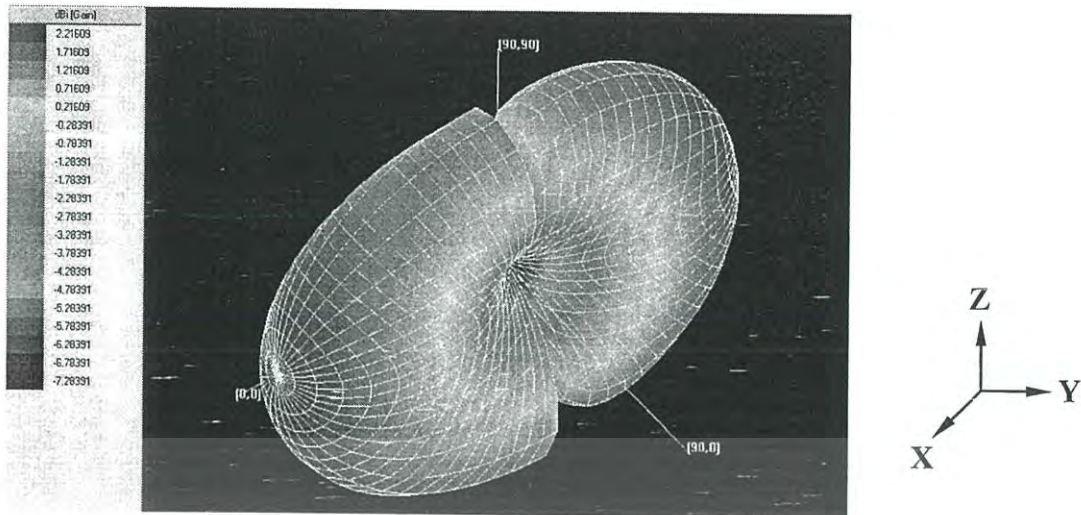


รูปที่ 4.22 แบบรูปการแผ่กระจายพลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศไมโคร สตรีปแบบช่องเปิดระนาบร่วมช่องเปิดทุกด้านกว้าง 3.5 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 5.2 GHz

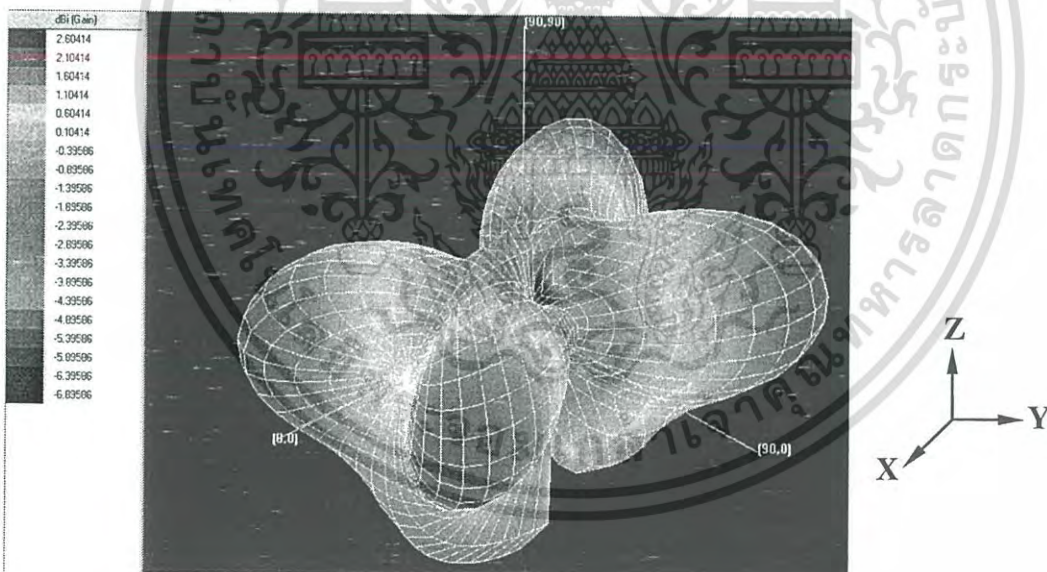


รูปที่ 4.23 แบบรูปการแผ่กระจายพลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xz ของสายอากาศไมโคร สตรีปแบบช่องเปิดระนาบร่วมช่องเปิดทุกด้านกว้าง 3.5 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 5.2 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.24 แบบรูปการแผ่กระจายพลังงานสนามระยะไกลในระนาบสามมิติของสายอากาศที่ช่องเปิดทุกด้านกว้าง 3.5 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 2.4 GHz



รูปที่ 4.25 แบบรูปการแผ่กระจายพลังงานสนามระยะไกลในระนาบสามมิติของสายอากาศที่ช่องเปิดทุกด้านกว้าง 3.5 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 5.2 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

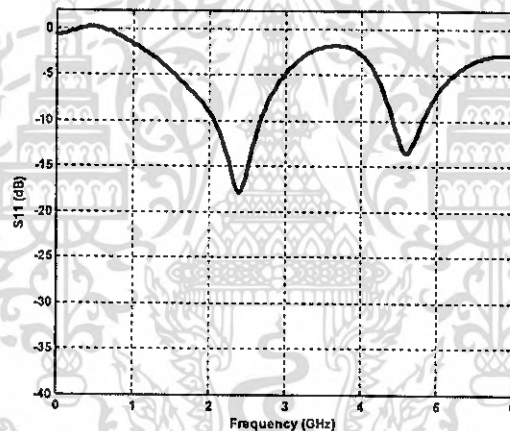
### การวิเคราะห์ผลกระทบของการเปลี่ยนขนาดช่องเปิดแบบ Non-Uniform

#### 4.3.5 การปรับสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วมเป็นแบบ Non-Uniform

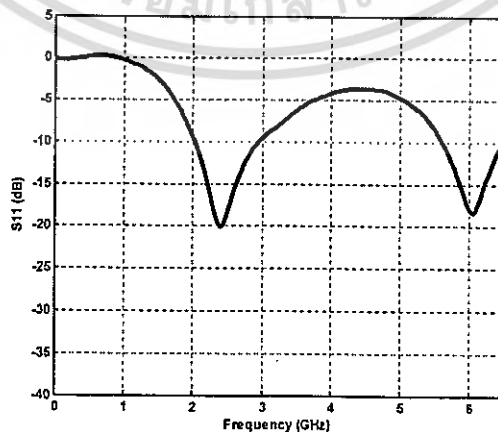
จากหัวข้อที่ 4.3.4 ที่ผ่านมา เป็นการวิเคราะห์ห้ความกว้างของช่องเปิดโดยการให้ความกว้างของช่องเปิดมีขนาดเท่ากันทุกด้าน ซึ่งการปรับแบบนี้จะเรียกว่า Uniform แต่ในหัวข้อนี้จะเป็นการวิเคราะห์การปรับแบบ Non-Uniform คือ การปรับช่องเปิดแต่ละด้านอย่างอิสระต่อกัน โดยจะให้ความกว้างของสายส่งสัญญาณ CPW ( $W_{cpw}$ ) มีขนาด 2 มิลลิเมตร ความกว้างของช่องเปิดสายส่งสัญญาณ ( $S_{cpw}$ ) มีขนาด 1 มิลลิเมตร และความยาวสายส่งสัญญาณ ( $L_{cpw}$ ) มีขนาด 6.25 มิลลิเมตร เหมือนในหัวข้อที่ผ่านมา

ในหัวข้อนี้ จะทำการจำลองโครงสร้างของสายอากาศแบบ Non-Uniform 2 แบบ

- แบบแรก  $S_1 = 2$  มิลลิเมตร  $S_2 = 3$  มิลลิเมตร  $S_3 = 4$  มิลลิเมตร และ  $S_4 = 5$  มิลลิเมตร
- แบบสอง  $S_1 = 4$  มิลลิเมตร  $S_2 = 5$  มิลลิเมตร  $S_3 = 2$  มิลลิเมตร และ  $S_4 = 3$  มิลลิเมตร



รูปที่ 4.26 ค่า  $S_{11}$  พารามิเตอร์ของสายอากาศที่มีการปรับแบบ Non-Uniform แบบแรก



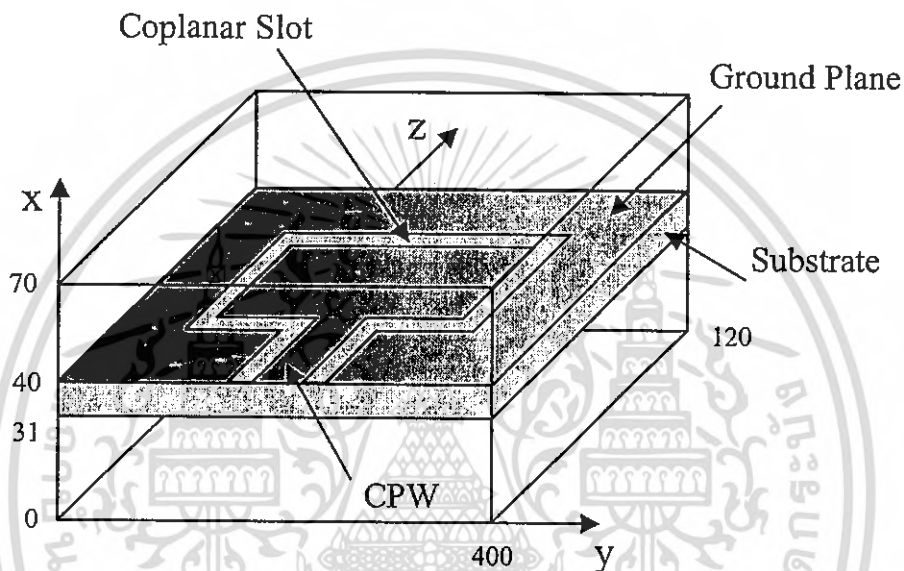
รูปที่ 4.27 ค่า  $S_{11}$  พารามิเตอร์ของสายอากาศที่มีการปรับแบบ Non-Uniform แบบที่สอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.26 และ รูปที่ 4.27 เมื่อทำการปรับช่องเปิดแบบ Non-Uniform จะเห็นได้ว่าผล การทำแมทซ์อิมพีแดนซ์ของทั้งสองแบบนี้ มีค่าไม่ค่อยดีนัก และแบนด์วิดท์ที่ได้นั้นก็ค่าน้อยจึง ไม่เหมาะกับการนำไปใช้งานเมื่อเทียบกับการปรับช่องเปิดแบบ Uniform

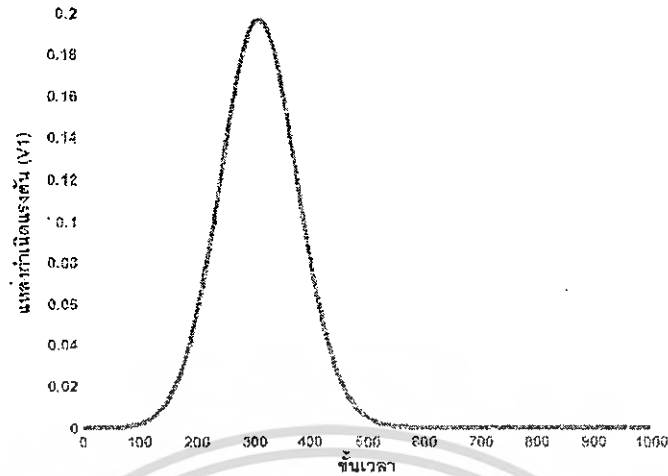
### การวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้า

4.3.6 การวิเคราะห์สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบ ร่วม ที่ความกว้างของช่องเปิดเท่ากับ 3.5 มิลลิเมตร

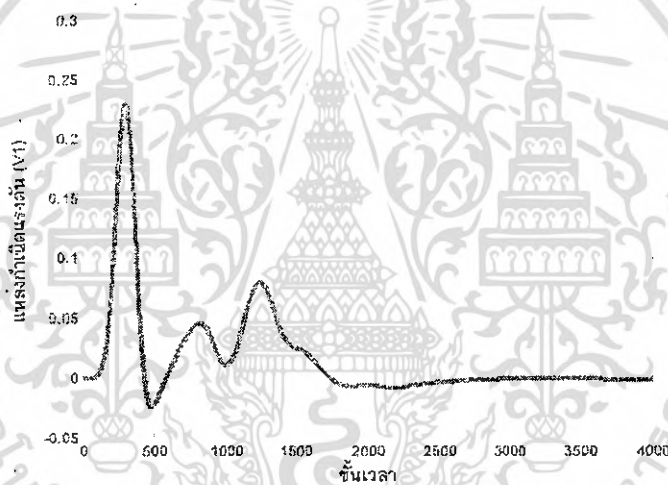


รูปที่ 4.28 รูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป แบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ช่อง เปิดทุกด้านกว้าง 3.5 มิลลิเมตรด้วยวิธี FDTD

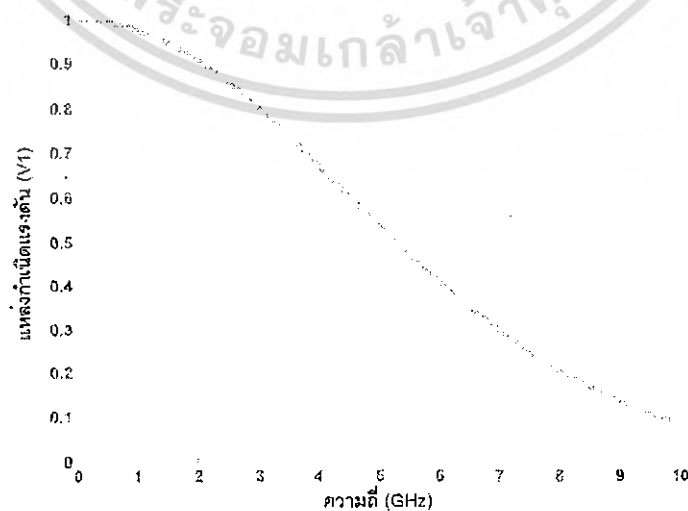
ในส่วนที่ 4 จะเป็นการนำสายอากาศไมโครสตริป แบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่มีความกว้าง ของช่องเปิดที่ได้จากการวิเคราะห์ในหัวข้อที่ 4.3.4 มาทำการวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าต่อไป รูปที่ 4.28 แสดงรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศด้วยวิธี FDTD โดยกำหนดขอบเขตกริด เซลล์ที่ใช้สำหรับการคำนวณคือ  $70 \times 400 \times 120$  เซลล์ จากรูปจะเห็นได้ว่าในกริดเซลล์ที่ 40 ใน แนวแกน X จะเป็นตำแหน่งของระนาบกราวด์ ช่องเปิด และสายส่งสัญญาณ CPW ส่วนวัสดุ ฐานรองจะอยู่ระหว่างเซลล์ที่ 31 ถึง 40 ในแนวแกน X ซึ่งแรงดันในการกระตุ้นได้แสดงในรูปที่ 4.29 ขึ้นเวลาที่ใช้ในการจำลองด้วยวิธี FDTD นั้นคือ 4000 ซึ่งเป็นขั้นเวลาที่เสถียรแล้ว ดังรูปที่ 4.30 ผลของการเกิดสนามไฟฟ้าตามขั้นเวลาต่าง ๆ แสดงดังรูปที่ 4.32 และ 4.33



รูปที่ 4.29 กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดัน  $V_1$  ในโดเมนเวลา

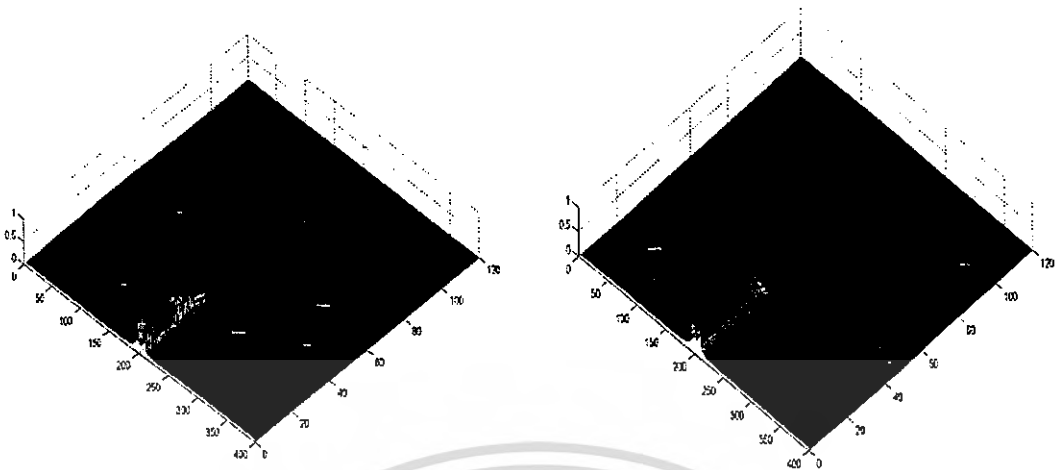


รูปที่ 4.30 กราฟแสดงแรงดันสะท้อนกลับ ( $V_1$ ) ในโดเมนเวลา



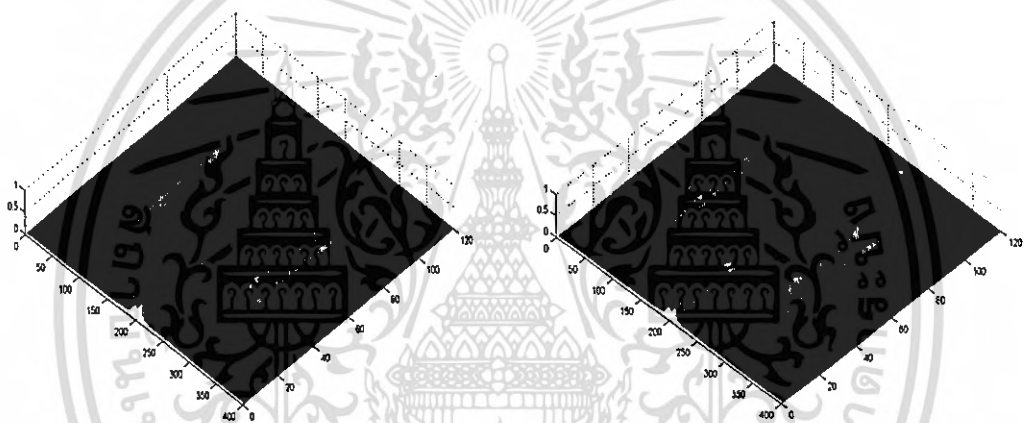
รูปที่ 4.31 กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในโดเมนความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



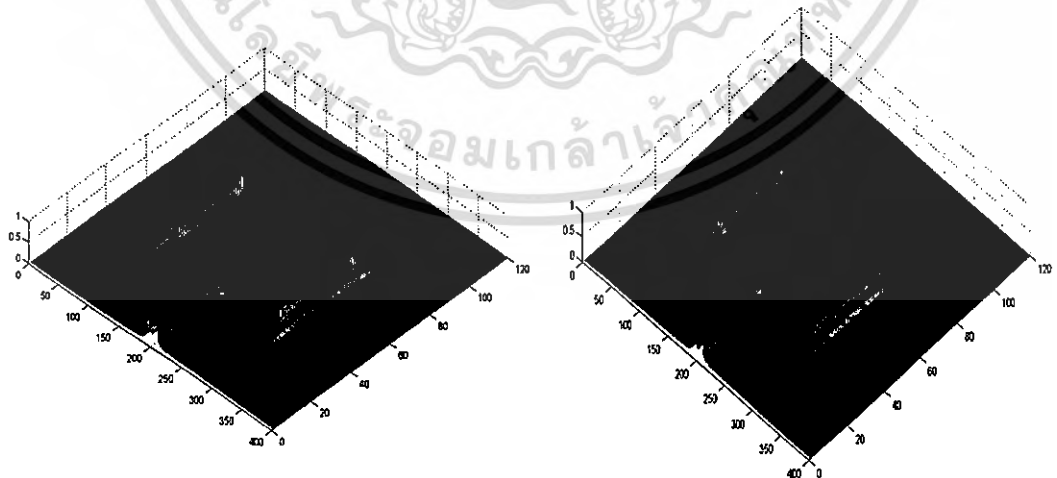
ก. ชั้นเวลา 200

ข. ชั้นเวลา 400



ค. ชั้นเวลา 600

ง. ชั้นเวลา 800

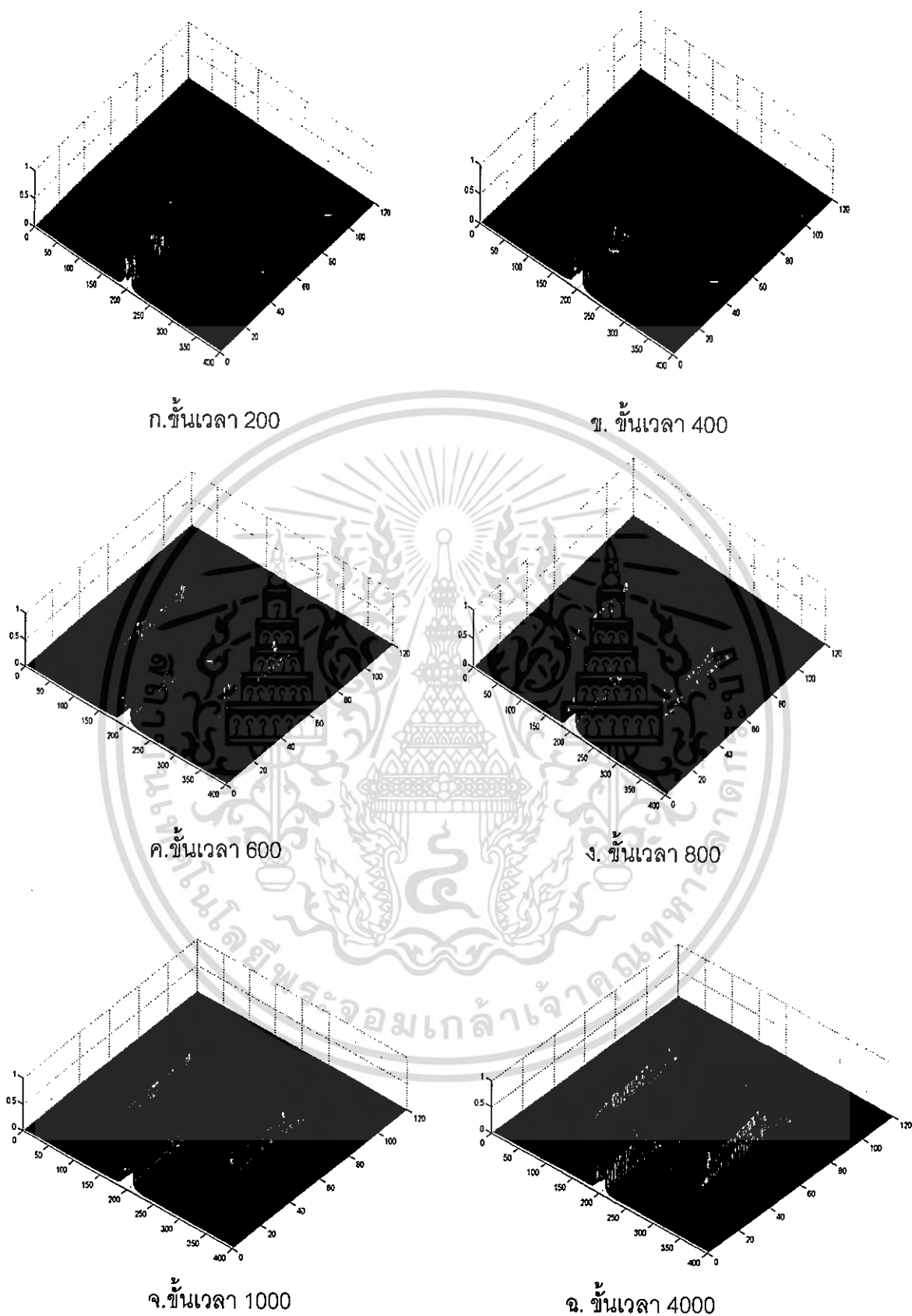


จ. ชั้นเวลา 1,000

ฉ. ชั้นเวลา 4,000

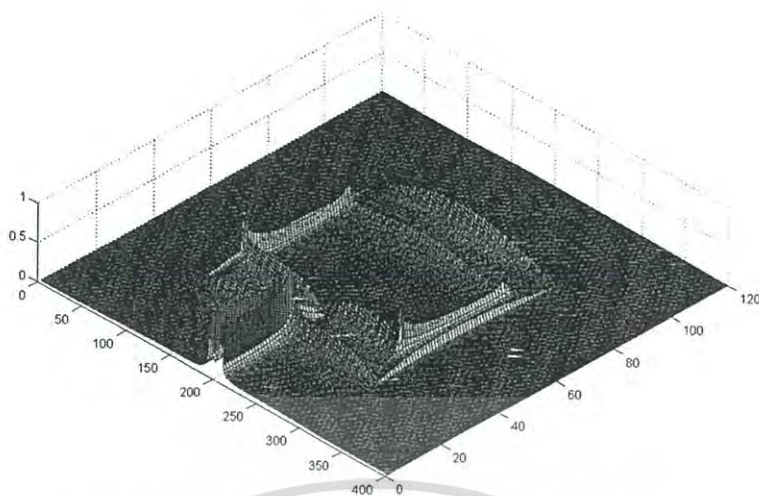
รูปที่ 4.32 การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าตามชั้นเวลาต่าง ๆ ที่ความถี่ 2.4 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

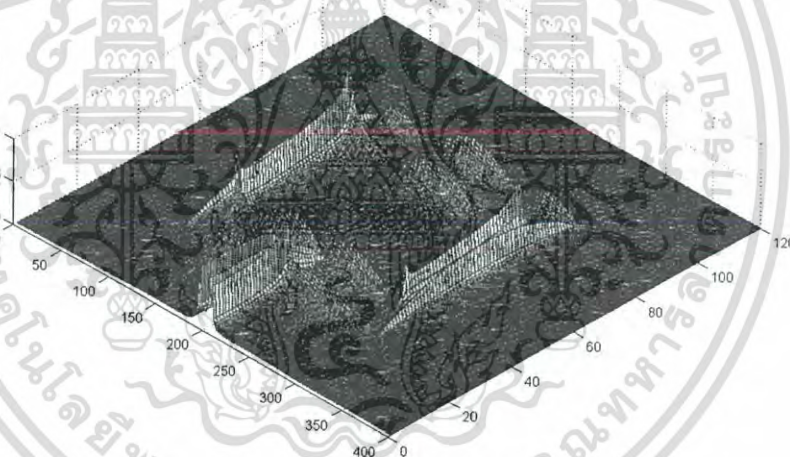


รูปที่ 4.33 การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าตามชั้นเวลาต่าง ๆ ที่ความถี่ 5.2 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



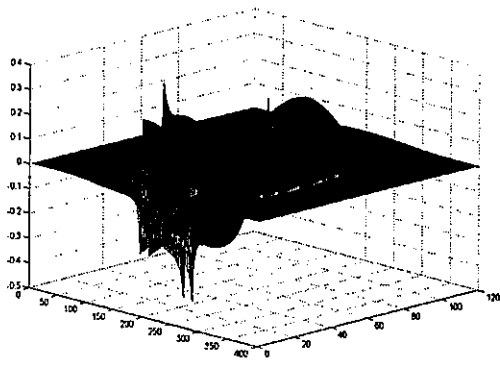
รูปที่ 4.34 สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ความถี่ 2.4 GHz



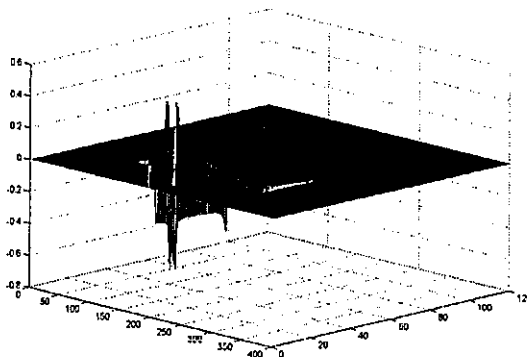
รูปที่ 4.35 สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ความถี่ 5.2 GHz

จากรูปที่ 4.34 แสดงความเข้มของสนามไฟฟ้าที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.4 GHz จะมีความเข้มมากบริเวณขอบ ๆ ของช่องเปิด แต่ช่องเปิดด้านซ้าย ( $S_1$ ) และช่องเปิดด้านขวา ( $S_2$ ) นั้นจะมีความเข้มของสนามไฟฟ้าไม่มากเมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 4.35 ซึ่งจะมีความเข้มสนามไฟฟ้าที่ช่องเปิดด้านซ้าย ( $S_1$ ) และช่องเปิดด้านขวา ( $S_2$ ) มากกว่า การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.2 GHz บนช่องเปิดด้านบน ( $S_3$ ) จะประมาณหนึ่งความยาวคลื่น ซึ่งมากกว่าที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.4 GHz ในรูปที่ 4.34 ซึ่งจะมีการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าประมาณครึ่งความยาวคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

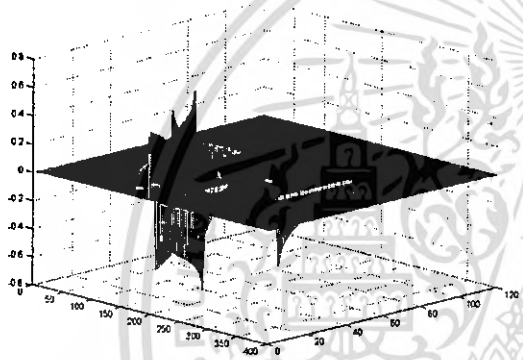


ก. สนาม Ex

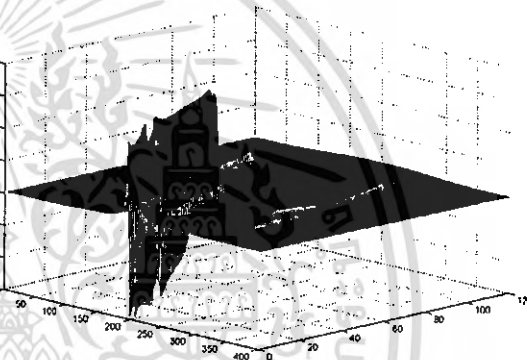


ข. สนาม Hx

รูปที่ 4.36 การแผ่กระจายของสนาม Ex และ Hx ที่ระนาบ yz ที่ความถี่ 2.4 GHz

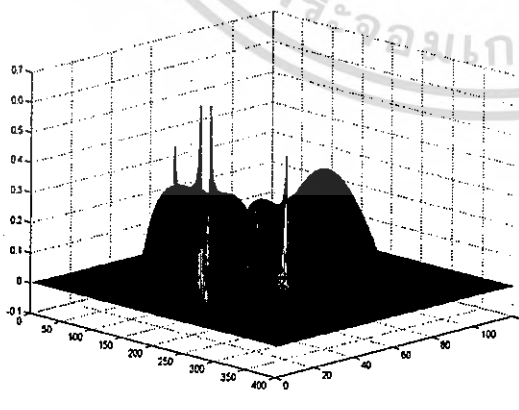


ก. สนาม Ey

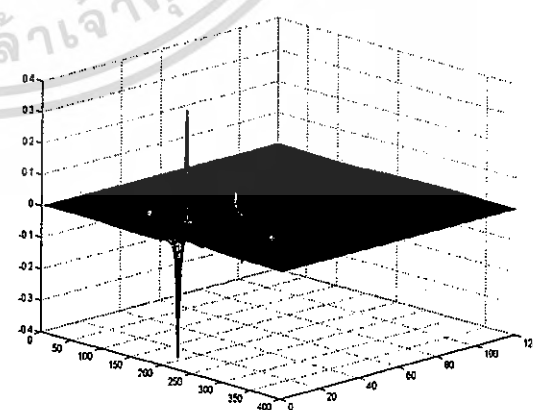


ข. สนาม Hy

รูปที่ 4.37 การแผ่กระจายของสนาม Ey และ Hy ที่ระนาบ xz ที่ความถี่ 2.4 GHz



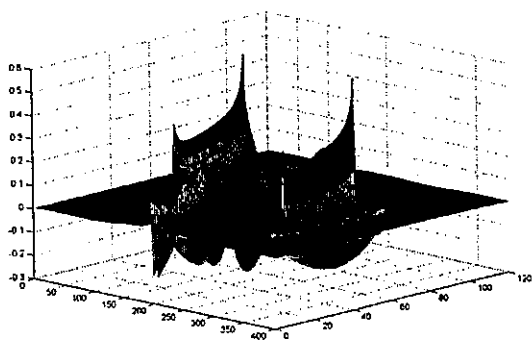
ก. สนาม Ez



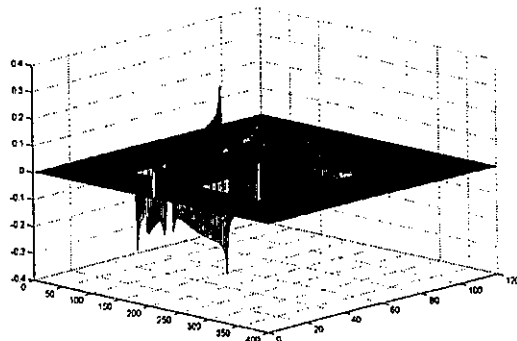
ข. สนาม Hz

รูปที่ 4.38 การแผ่กระจายของสนาม Ez และ Hz ที่ระนาบ xy ที่ความถี่ 2.4 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

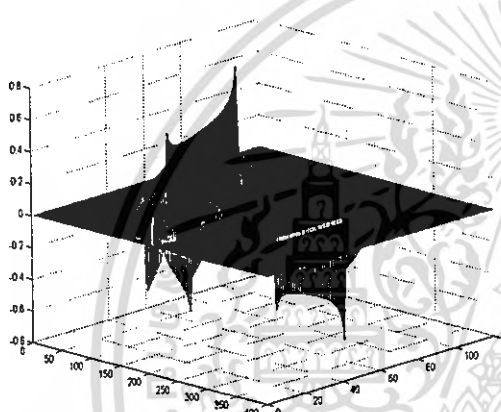


ก. สนาม Ex

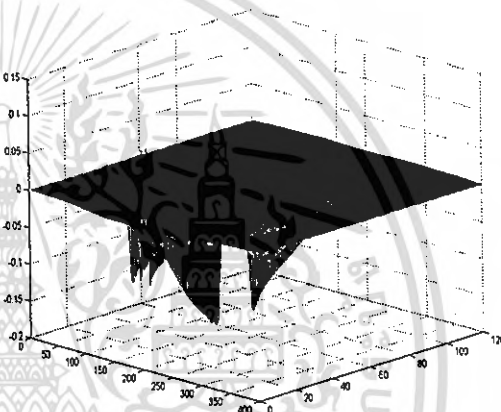


ข. สนาม Hx

รูปที่ 4.39 การแผ่กระจายของสนาม Ex และ Hx ที่ระนาบ yz ที่ความถี่ 5.2 GHz

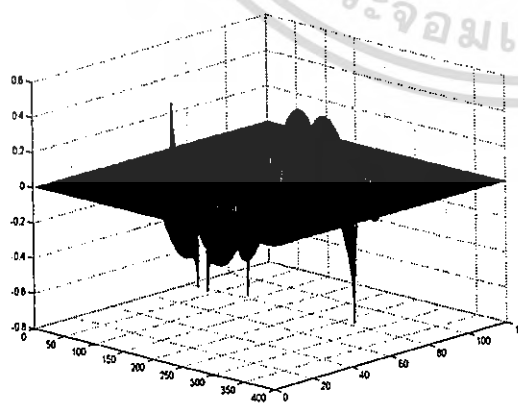


ก. สนาม Ey

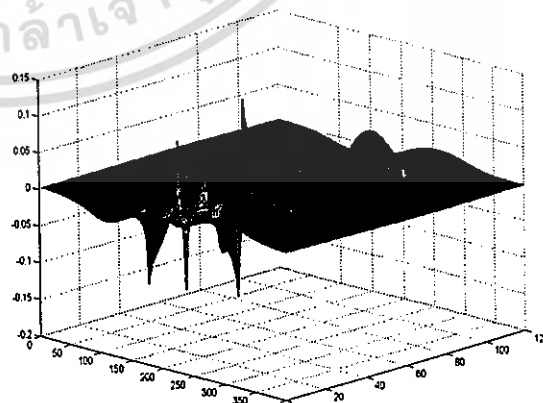


ข. สนาม Hy

รูปที่ 4.40 การแผ่กระจายของสนาม Ey และ Hy ที่ระนาบ xz ที่ความถี่ 5.2 GHz



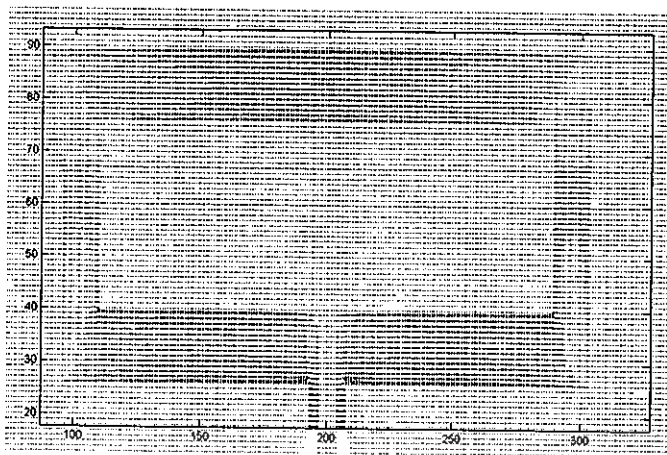
ก. สนาม Ez



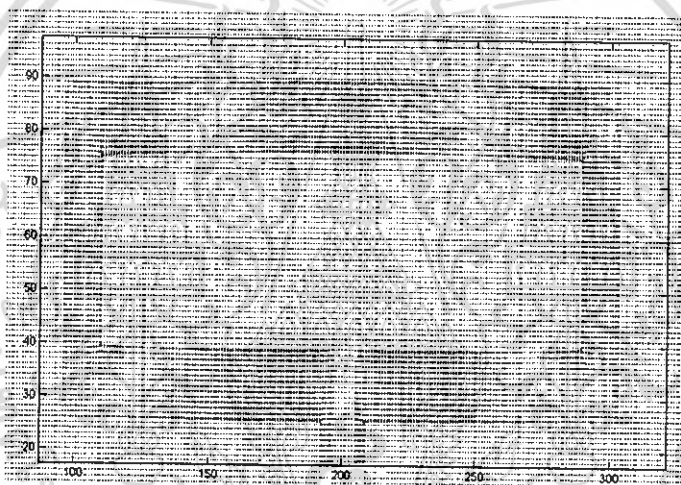
ข. สนาม Hx

รูปที่ 4.41 การแผ่กระจายของสนาม Ex และ Hx ที่ระนาบ xy ที่ความถี่ 5.2 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.42 เวกเตอร์การแผ่กระจายสนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบ  
รวม ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.4 GHz

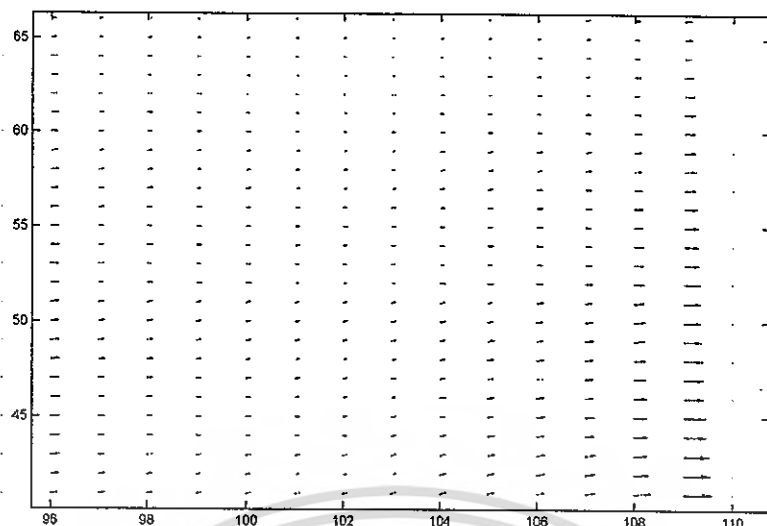


รูปที่ 4.43 เวกเตอร์การแผ่กระจายสนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบ  
รวม ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.2 GHz

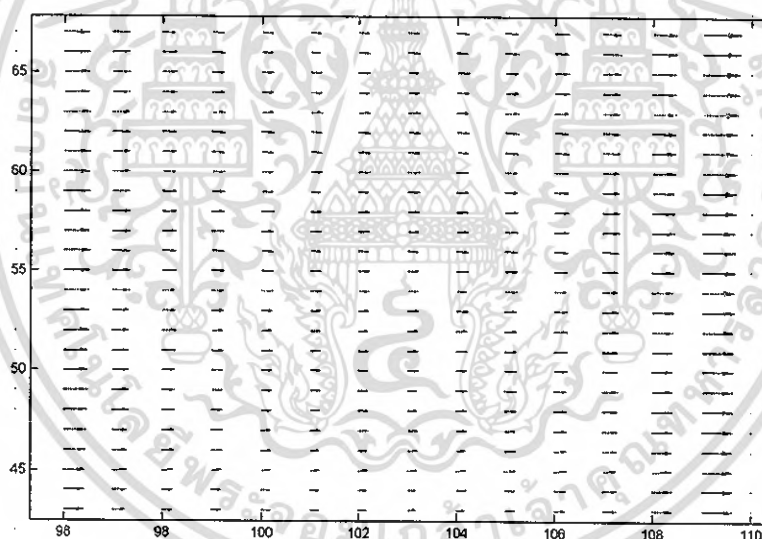
รูปที่ 4.36 ถึง 4.41 แสดงการเกิดสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าในระนาบต่าง ๆ ที่ชั้นเวลา 4000 ซึ่งสนามแม่เหล็กนั้นจะเกิดตรงข้ามกับสนามไฟฟ้า

จากรูปที่ 4.42 การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.4 GHz นั้น จะมีมากบริเวณที่ช่องเปิดด้านบน ( $S_3$ ) และ ด้านล่าง ( $S_4$ ) ส่วนช่องเปิดด้านซ้าย ( $S_1$ ) และช่องเปิดด้านขวา ( $S_2$ ) นั้น มีการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าน้อยมาก เมื่อเทียบกับรูปที่ 4.43 ซึ่งมีการแผ่กระจายที่ช่องเปิดด้านซ้าย ( $S_1$ ) และช่องเปิดด้านขวา ( $S_2$ ) มากกว่า จึงทำให้แพทเทิร์นของความถี่เรโซแนนซ์ 5.2 GHz มีค่าครอสโพลาไรซ์มากกว่าแพทเทิร์นของความถี่เรโซแนนซ์ 2.4 GHz แสดงดังรูปที่ 4.20 และ รูปที่ 4.22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

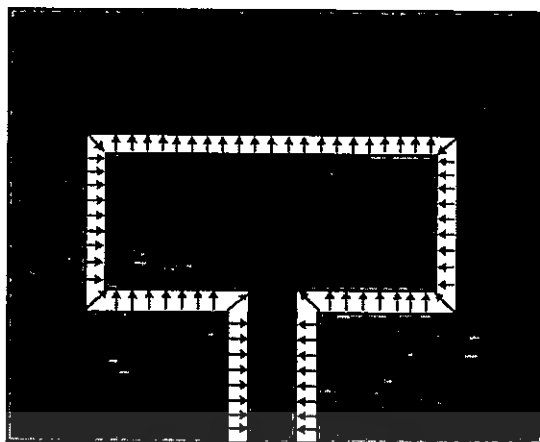


รูปที่ 4.44 ภาพขยายเวกเตอร์การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าบริเวณช่องเปิดด้านซ้าย ( $S_x$ ) ของสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.4 GHz

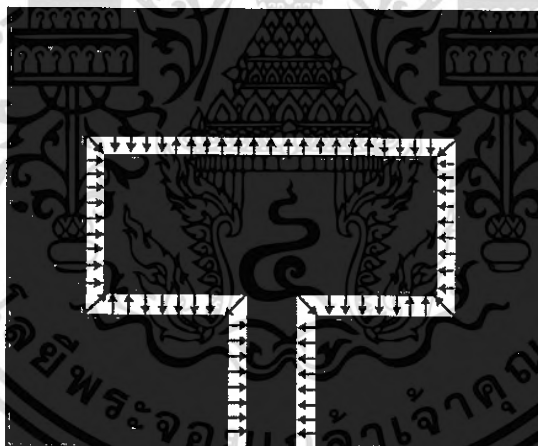


รูปที่ 4.45 ภาพขยายเวกเตอร์การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าบริเวณช่องเปิดด้านซ้าย ( $S_x$ ) ของสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.2 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

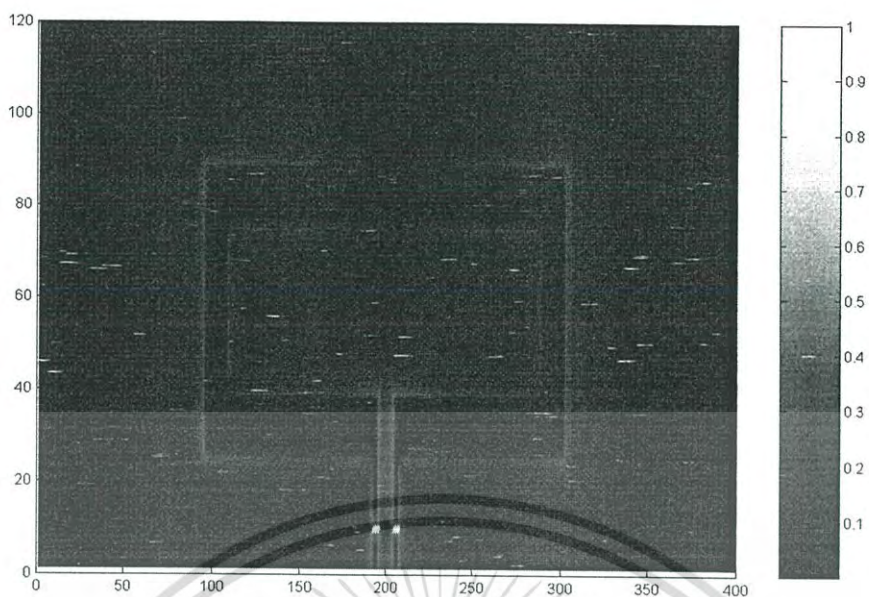


รูปที่ 4.46 เวกเตอร์การแผ่กระจายสนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบ  
ร่วม ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.4 GHz



รูปที่ 4.47 เวกเตอร์การแผ่กระจายสนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบ  
ร่วม ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.2 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.48 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.4 GHz



รูปที่ 4.49 ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.2 GHz

จากรูปที่ 4.48 และ รูปที่ 4.49 ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าทั้งที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.4 GHz และ 5.2 GHz จะมีความหนาแน่นมากตรงบริเวณขอบของช่องเปิดทั้งด้านในและด้านนอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม เพื่อให้มีแบนด์วิดท์การใช้งานกว้าง สามารถใช้งานได้สองความถี่คือ 2.4 GHz และ 5.2 GHz เพื่อนำไปใช้ในระบบเครือข่ายไร้สาย (Wireless Communication Systems) โดยสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วมที่นำมาวิเคราะห์นั้น ใช้สายส่งสัญญาณแบบ CPW โดยสายอากาศจะเชื่อมต่อกับสายส่งสัญญาณอยู่บนระนาบเดียวกัน วัสดุฐานรองที่ใช้คือ PTFE Glass Fiber ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) เท่ากับ 2.2 ค่า Loss tangent ( $\tan\delta$ ) เท่ากับ 0.0009 ความหนาของวัสดุฐานรอง ( $h$ ) เท่ากับ 3.175 มิลลิเมตร ในการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบระนาบร่วมที่ได้ออกแบบนั้น ได้ใช้โปรแกรม QFDTD90 ซึ่งเป็นโปรแกรมจำลองที่แก้ปัญหาทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference – Time Domain : FDTD) ซึ่งวิธีนี้เป็นวิธีหนึ่งที่ยืดหยุ่นและสะดวกในการแก้ปัญหาสมการเชิงอนุพันธ์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า อีกทั้งยังมีความง่ายในการวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศที่มีรูปร่างซับซ้อนได้หลากหลายรูปแบบ ซึ่งได้กำหนดขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทาง  $x$  คือ  $\Delta x = 0.3175$  มิลลิเมตร ขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทาง  $y$  และ  $z$  คือ  $\Delta y = \Delta z = 0.25$  มิลลิเมตร จะทำให้ได้ค่าเงื่อนไขของเสถียรภาพทางเวลา  $\Delta t \leq 0.5148$  ps สำหรับขั้นตอนในการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ได้ทำในวิทยานิพนธ์นี้ เริ่มจากการหาขนาดความยาวของสายอากาศที่ความถี่ 2.4 GHz หลังจากนั้นจะแบ่งการวิเคราะห์ออกเป็นสี่ส่วน ได้แก่ ส่วนที่ 1 การวิเคราะห์หาขนาดพารามิเตอร์ที่เหมาะสม ส่วนที่ 2 การวิเคราะห์ผลกระทบของการเปลี่ยนขนาดช่องเปิด ส่วนที่ 3 การวิเคราะห์ผลกระทบของการเปลี่ยนขนาดช่องเปิดแบบ Non-Uniform และส่วนที่ 4 การวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งทั้งสี่ส่วนนั้นจะวิเคราะห์ถึงคุณลักษณะของสายอากาศได้แก่  $S_{11}$ , พารามิเตอร์ อินพุต อิมพีแดนซ์ แบนด์วิดท์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง อัตราขยาย แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล และสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

#### 5.1 สรุปผลการออกแบบและวิเคราะห์

ขั้นตอนแรกคือการวิเคราะห์หา ความยาวของช่องเปิดด้านข้าง ( $L_s$ ) ความยาวของช่องเปิดด้านบน ( $L_u$ ) ที่เหมาะสม โดยกำหนดให้ความกว้างของช่องเปิดเท่ากันทุกด้าน ( $S_1, S_2, S_3$  และ  $S_4$ ) คือ 2.5 มิลลิเมตร ซึ่งจะได้ความยาวของช่องเปิดด้านบน ( $L_u$ ) ที่เหมาะสมคือ  $0.45\lambda_g$  เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ใดเห็นหน้าใบเซอร์ไอเซนด้านการศึกษาไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

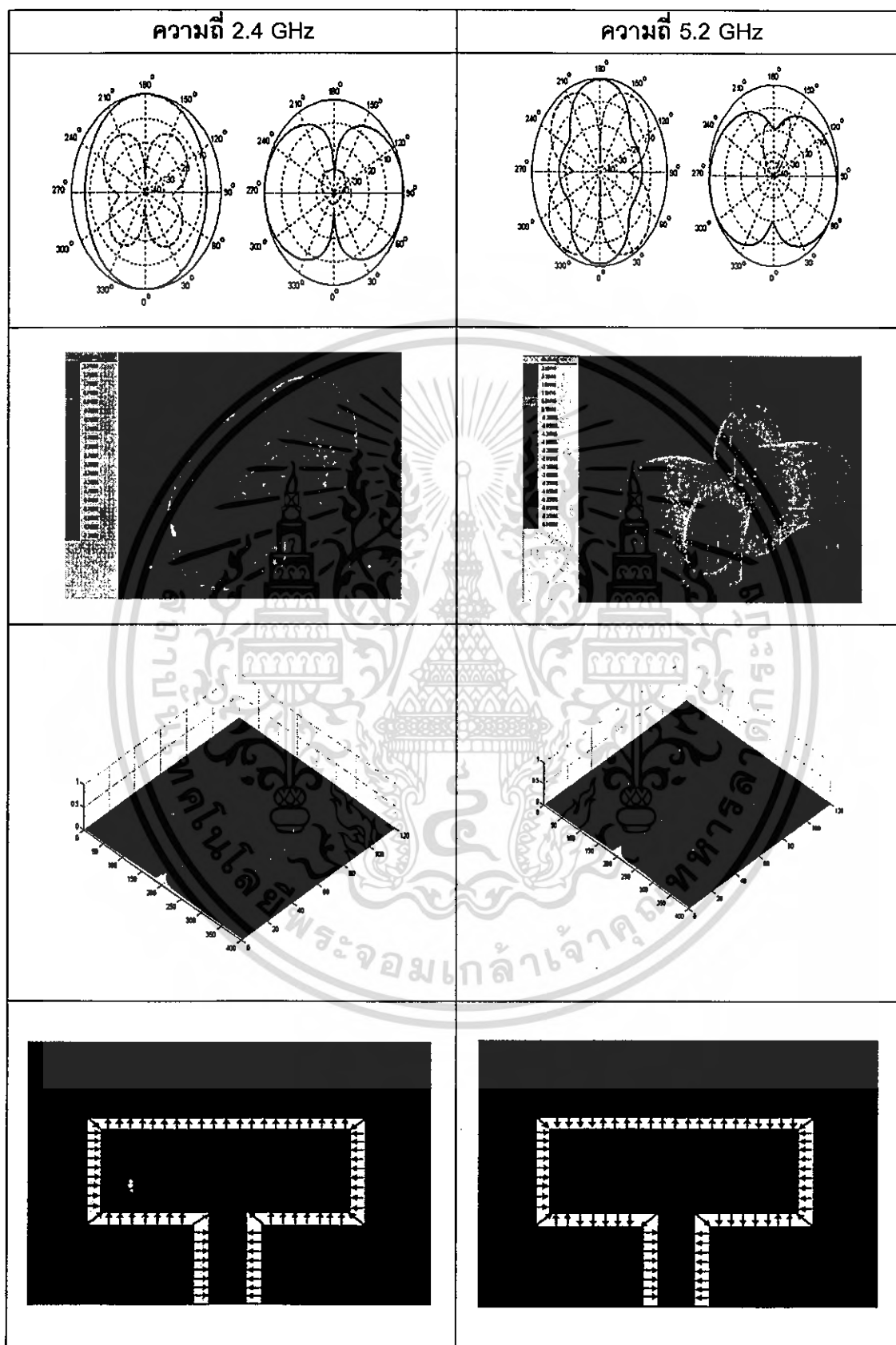
ความยาวของช่องเปิดด้านข้าง ( $L_s$ ) ที่เหมาะสมคือ  $0.1\lambda_g$  แต่สายอากาศที่ได้ยังมีการแมทช์อิมพีแดนซ์ที่ไม่ดีเนื่องจากค่า  $S_{11}$  ที่ได้นั้นยังไม่ดีนัก ซึ่งยังไม่เหมาะแก่การนำไปใช้งานในระบบเครือข่ายไร้สาย (Wireless Communication Systems) จึงได้ทำการปรับขนาดของช่องเปิดทุกด้าน ( $S_1, S_2, S_3$  และ  $S_4$ ) ให้มีขนาดตั้งแต่ 2.5 มิลลิเมตร ( $0.025\lambda_g$ ), 3 มิลลิเมตร ( $0.03\lambda_g$ ), 4 มิลลิเมตร ( $0.4\lambda_g$ ), 4.5 มิลลิเมตร ( $0.045\lambda_g$ ), 5 มิลลิเมตร ( $0.025\lambda_g$ ) , 5.5 มิลลิเมตร ( $0.055\lambda_g$ ) และ 6 มิลลิเมตร ( $0.06\lambda_g$ )

ผลการจำลองได้ขนาดที่เหมาะสมของช่องเปิดคือ 3.5 มิลลิเมตร ( $0.035\lambda_g$ ) ความถี่เรโซแนนซ์แรก 2.4 GHz และความถี่เรโซแนนซ์ที่สอง 5.24 GHz มีการแมทช์อิมพีแดนซ์ที่ดีของทั้งสองความถี่ ซึ่งดีกว่าสายอากาศที่มีช่องเปิด 2.5 มิลลิเมตร ( $0.025\lambda_g$ ) นอกจากนั้นแบนด์วิดท์และอัตราขยายของทั้งสองความถี่ ยังเพิ่มขึ้นจากสายอากาศที่มีช่องเปิด 2.5 มิลลิเมตร ( $0.025\lambda_g$ ) ซึ่งคุณลักษณะของสายอากาศที่มีความกว้างของช่องเปิด 2.5 มิลลิเมตร และ 3.5 มิลลิเมตร แสดงดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศที่มีความกว้างของช่องเปิด 2.5 มิลลิเมตร และ 3.5 มิลลิเมตร

	ช่องเปิด 2.5 มิลลิเมตร		ช่องเปิด 3.5 มิลลิเมตร	
	Fr1	Fr2	Fr1	Fr2
$S_{11}$	-20.84	-14.35	-30.50	-46.64
VSWR	1.20	1.40	1.06	1.01
$Z_m$ ( $\Omega$ )	53.45 - j8.77	39.12 - j13.40	49.81 - j2.97	49.60 - j0.23
Gain (dBi)	2.11	2.30	2.22	2.60
BW (%)	34.26	10.47	37.38	12.94

ตารางที่ 5.1 แสดงคุณลักษณะรวมของสายอากาศที่มีความกว้างของช่องเปิด 3.5 มิลลิเมตร  
ที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 5.2 แสดงแบบรูปการแผ่กระจายสนามระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ในระนาบต่าง ๆ ซึ่งในระนาบ  $xy$  ของความถี่ 5.2 GHz จะเกิดค่าครอสโพลาไรซ์มากกว่าระนาบอื่น ๆ

แบบรูปการแผ่กระจายสนามระยะไกลในรูปสามมิติ จะพบว่ามีแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามระยะไกลจะมีสนามแม่เหล็กไฟฟ้าพุ่งออกในลักษณะตั้งฉากกับตัวสายอากาศ และมีทิศพุ่งออกในสองทิศทางตามแนวแกน  $x$

ความเข้มของสนามไฟฟ้าที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.4 GHz จะมีความเข้มมากบริเวณขอบ ๆ ของช่องเปิด แต่ช่องเปิดด้านซ้าย ( $S_1$ ) และช่องเปิดด้านขวา ( $S_2$ ) นั้นจะมีความเข้มของสนามไฟฟ้าน้อย เมื่อเปรียบเทียบกับความเข้มของสนามไฟฟ้าที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.2 GHz จะมีความเข้มสนามไฟฟ้าที่ช่องเปิดด้านซ้าย ( $S_1$ ) และช่องเปิดด้านขวา ( $S_2$ ) มากกว่า การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.2 GHz บนช่องเปิดด้านบน ( $S_3$ ) จะประมาณหนึ่งความยาวคลื่นซึ่งมากกว่าที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.4 GHz ซึ่งจะมีการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าประมาณครึ่งความยาวคลื่น

## 5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

จากบทสรุปที่ผ่านมา จะเห็นได้ว่ารูปร่างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดระนาบร่วม ที่ได้ออกแบบให้ทำงานได้สองความถี่และมีแบนด์วิดท์กว้าง จะให้ผลการทดลองที่ดีคือ มีการแผ่กระจายคลื่นตามความถี่ที่ได้ออกแบบไว้ และมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี จึงมีความเป็นไปได้ที่จะออกแบบสายอากาศที่หลายความถี่ ซึ่งควรจะมีการศึกษาปัญหาต่อไปในอนาคต โดยการศึกษาวิธีปรับให้สายอากาศมีการทำงานได้หลายความถี่ เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ในการใช้งานต่อไป

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยหวังว่าข้อมูลที่ได้จากการวิเคราะห์สายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นข้อมูลพื้นฐาน ที่จะนำไปช่วยในการศึกษาวิจัยและพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปที่ส่งสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณ CPW เพื่อเป็นแนวทางในการนำสายอากาศไมโครสตริปไปประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการต่อไป

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Simon R. Saunders. 1999. Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems. John Wiley&Sons Ltd.
- [2] พิชัย ภัคดีพานิชเจริญ. 2536. ทฤษฎีและการใช้งานความถี่ย่านไมโครเวฟ. กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์.
- [3] บัณฑิต โรจน์อารยานนท์. 2539. วิศวกรรมไมโครเวฟ. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.
- [4] Kai Fong Lee and Wei Chen. 1997. Advances in Microstrip and Printed Antennas. New York : John Wiley & Sons, Inc.
- [5] Bahl, I. J. and Bharita, P. 1980. Microstrip Antenna. Dedham : Artech House.
- [6] Constantine A. Balanis. 1997. Antenna Theory Analysis and Design. Second Edition. John Wiley & Sons, Inc.
- [7] Yongxi Qian and Tatsuo Itoh. 1999. FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and antennas Software and Applications. Tokyo : Realize Inc
- [8] A. Taflove. 1995. Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time - Domain Method. Norwood, MA. : Artech House.
- [9] Kai Fong Lee and Wei Chen. 1997. Advances in Microstrip and Printed Antennas. New York : John Wiley & Sons, Inc.
- [10] Terry Edwards. 1992. Foundations for Microstrip Circuit Design. Second Edition. John Wiley & Sons, Inc.
- [11] Howell, J. Q., 1972. "Microstrip Antennas." IEEE AP-S Int. Symp. Digest. : pp. 177-180.
- [12] Munson, R. E. 1974. "Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays." IEEE Trans. On Antennas and Propagation. Vol. AP-22 : pp. 74-78.
- [13] Deschamps, G. A. 1953. "Microstrip Microwave Antennas." Presented at the Third USAF Symposium on Antennas.
- [14] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl and Apisak Ittipiboon. 2000. Microstrip Antenna Design Handbook. Boston : Artech House .

- [15] 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
- [16] 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.
- [17] Robert E. Collin. 1992. Foundations for Microwave Engineering. 2<sup>nd</sup> ed. New York : McGraw – Hill, Inc.
- [18] Stephen C. Harsany. 1997. Principles of Microwave Technology. New Jersey : Prentice Hall, Inc.
- [19] D. M. Pozar. January 17, 1985. "A Microstrip Antenna Aperture Coupled to a Microstrip Line." Electronics Letters. Vol. 21 : pp. 49-50.
- [20] Gupta, K. C., R. Garg and R. Chadha. 1981. Computer-Aided Design of Microwave Circuits. Dedham, MA : Artech House.
- [21] A. Thom and C. J. Apelt. 1961. Field Computation in Engineering and Physics. London : D. Van Nostrand.
- [22] อาริยา อูทัยรุ่งเรือง. "เครือข่ายไร้สาย (WirelessLAN:WLAN)." ภาคนิพนธ์ คณะอักษรศาสตร์ สาขาบรรณารักษศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2543.
- [23] จตุชัย แพงจันทร์, อนุโชต วุฒิพรพงษ์. เจาะระบบ Network ฉบับสมบูรณ์. พิมพ์ครั้งที่ 1. ไอดีซี อินโฟดิสทริบิวชัน เซ็นเตอร์ จำกัด. 2546
- [24] K. Li, C.H. Cheng. T. Matsui and M. Izutsu, "Simulation and Experimental Study on Coplanar Patch Array Antennas," APS-URSI Symposium, Boston, MA, Vol. 3, pp 402-405, 2001
- [25] A. Z. Elsherbeni, Abdelnasser A. Eldek, B. N. Baker, C. E. Smith, and K-F Lee, "Wideband Coplanar Patch-Slot Antennas for Radar Applications.", 2002 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Digest, San Antonio, TX, June 2002, pp. 436-439
- [26] A. Z. Elsherbeni, Abdelnasser A. Eldek, B. N. Baker, C. E. Smith, and K-F Lee, "Wideband Rectangular Slot Antenna For Personal Wireless Communication

Systems.", 2002 IEEE Antenna' s and Propagation Magazine, Vol. 44 No.5 ,  
October 2002,pp. 146-155

- [27] A. Z. Elsherbeni, Abdelnasser A. Eldek, B. N. Baker, C. E. Smith, and K-F Lee,  
"Wideband Slot Antennas for Radar Applications.", 2003 IEEE International  
Symposium on Antennas and Propagation Digest, San Antonio, TX, June  
2002,pp. 79-84
- [28] ไพฑูรย์ รักเหลือ. 2546. "การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบ  
ช่องเปิดโดยวิธี FDTD." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรม  
สารสนเทศ,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [29] กฤตพล นาคเจริญ. 2547. "การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสอง  
ความถี่." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ,  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [30] มาลีญา ตั้งจิตเฉษฐา. 2547. "การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปไดโพลโดยวิธี  
FDTD." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ,  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.



ภาคผนวก

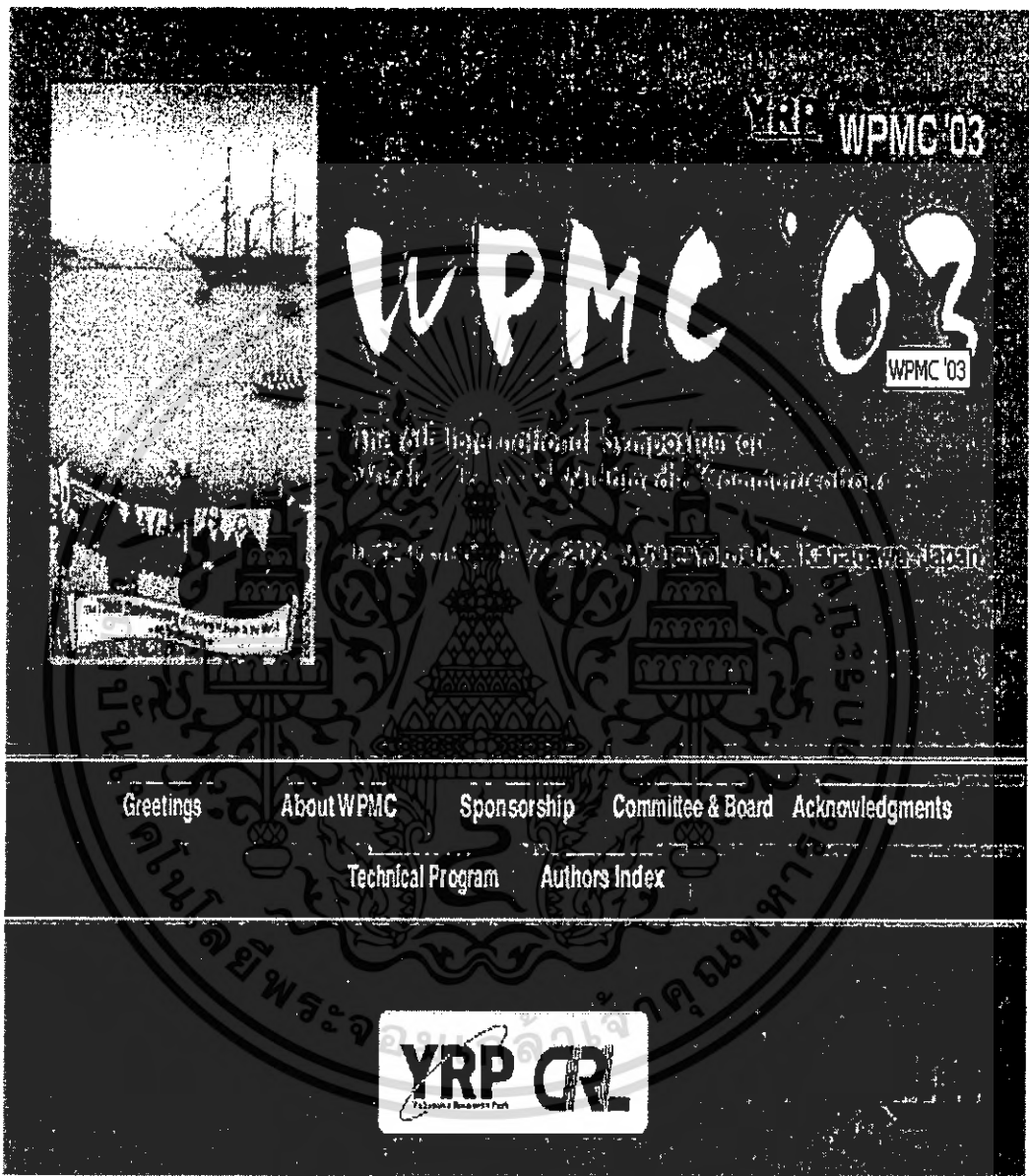
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.  
บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] A. Lorphichian , T. Somsongkul, K. Janchitrapongvej, N. Anantrasirichai and T. Wakabayashi "Effective Analysis of U-Shaped Slot Antenna on Dielectric Substrate" WPMC,03, October 19-22,2003 Yokosuka, Kanagawa, Japan, pp. 382-386 Volume1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Copyright: ©2003 by WPMC Steering Board  
 Copyright and reproduction permission: All rights are reserved and no part of this publication may be reproduced or transmitted in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopy, recording, or any information storage and retrieval system, without permission in writing from the publisher. Notwithstanding, instructors are permitted to photocopy isolated articles for noncommercial classroom use without fee.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Effect of Adjustable Antenna Substrate Thickness on Aperture-Coupled Microstrip Antenna

T. Somsongkul\*, A. Lorphichian\*, K. Janchitrapongvej\*, N. Anantrasirichai\*, and T. Wakabayashi\*\*

\* ReCCIT, Faculty of Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL)  
Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand  
E-mail : kanoppin@kmitl.ac.th/,  
Tel. +66-2737-3000 Ext.5050, Fax. +66-2326-4176

\*\*School of Information Technology and Electronics, Tokai University  
Hiratsuka, Kanagawa, 259-1292, Japan  
E-mail : wakaba@et.u.tokai.ac.jp

**Abstract:** Aperture-coupled microstrip antenna is one type of microstrip antennas. This type of antenna has bandwidth wider than simple microstrip antenna. Herein, we use two substrates, that have the same dielectric constant 2.47 (PTFE-quartz) in which upper substrate is a rectangular patch. The microstrip patch is fed by a microstrip line which is printed on lower substrate, through an aperture or slot in the common ground plane of patch and microstrip feed. This antenna is analyzed by using Finite Difference Time Domain (FDTD) method the specific design frequency 10 GHz and match impedance is 50 ohms. The simulation results of its characteristics are input impedance, return loss, VSWR and radiation patterns respectively.

**Keywords:** FDTD, VSWR, return loss, resonance frequency

### 1. INTRODUCTION

It is known that there are many type of antennas can be used for both transmit and receive signals. Microstrip or printed antenna is one type of antennas which is a miniature size, light weight and widely used in wireless and mobile communications.

However, microstrip antenna have a number of useful properties. But one of the serious limitations of microstrip antenna is that it has narrow bandwidth characteristic. Researchers has been engaged in removing this limitation and successful to increase impedance bandwidth. Aperture-coupled microstrip antenna is one of these successful. It was proposed by Pozar in 1985. It is one type of microstrip antenna. It has many advantages over other types. These include shielding of antenna from spurious feed radiation, use of suitable substrates for feed structure and antenna, and use of thick substrate for increasing the antenna bandwidth. Since the features of this antenna is used in a wide variety of applications, and the versatility and flexibility of the basic design have led to an extensive amount of development and design variations by workers throughout the world.

To describe the performance of an antenna, some parameters are necessary. Some of the parameters are interrelated and not all of them must be specified for complete description of the antenna performance. The parameters in characteristics of this antenna are radiation pattern, input impedance, S parameter and VSWR. To achieve these parameters, Finite Difference Time Domain (FDTD) method is used. FDTD method is introduced to solve the complicated problems in electromagnetic field theory. The FDTD method is capable of computing electromagnetic interactions for geometric problems that it is extremely difficult to analyze by other methods.

In this research, we will consider aperture-coupled

microstrip antenna with difference substrate thickness H. Analysis an input impedance, return loss, VSWR, and radiation patterns of antennas for observe effect. To have better impedance matching at designed resonant frequency, the real part of input impedance is approached to characteristic impedance of the microstrip line and the imaginary part of the impedance is nearly zero ohm.

### 2. FDTD METHOD

This antenna was simulated by FDTD analysis. This software is a full wave electromagnetic simulation code for conventional three dimensional (3D) passive structures, particularly planar-oriented microwave circuits and antennas which are based on the FDTD algorithm. FDTD analysis was introduced by Kane Yee. This 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 analytical space consists of 40x80x100 cells with the cell dimension  $\Delta x = 0.1$  mm,  $\Delta y = \Delta z = 0.25$  mm. The time step satisfies the following courant condition.

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

For FDTD simulation of general three-dimensional microwave structures, it is more effective to use pulsed signal sources for excitation in the circuit. Gaussian pulse has been preferred source signal. The Gaussian pulse is excited at a source plane along the +z direction. The equations of electromagnetic field in FDTD method is analyzed in the boundary condition that calculate by central difference

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

expressions base on Maxwell's equations and can easily derive Yee's famous "Icap-frog" algorithm for updating the six electromagnetic field components with respect to a certain type of source excitation [2]. For source excitation of the antenna is input voltage  $V(t)$  base on Gaussian pulse and express as

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

Where  $t_0$  is the center of the pulse,  $T$  is the pulses width at its 1/e characteristic decay point.

### 3. ANTENNA STRUCTURE

An exploded view of aperture-coupled microstrip antenna is shown in Fig. 1 Which consists of two substrates. On upper substrate is a rectangular patch of dimensions  $A \times B$  printed on a substrate of thickness  $H$  and dielectric constant  $\epsilon_{ra}$ . The microstrip patch is fed by a microstrip line through an aperture or slot in the common ground plane of patch and microstrip feed. The dimensions of aperture is  $L_a \times W_a$  and width of microstrip line is match with characteristic impedance of transmission line.

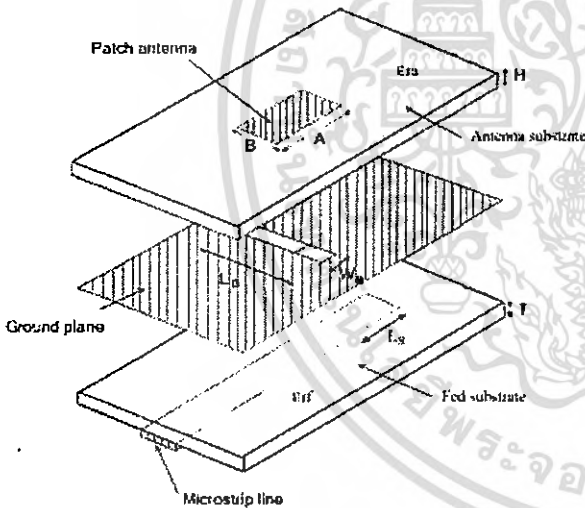


Fig. 1 Aperture-coupled microstrip antenna structure

The first step in designing an antenna is chose with an appropriate substrate. The dielectric material substrate has dielectric constant which may affect the electrical performance of an antenna, circuits and transmission line. In this paper, we use two substrates that have the same dielectric constant 2.47 (PTFE-quartz). After that, we define thickness  $H$  and  $T$ . Later, we adjust  $A$ ,  $B$ ,  $L_a$ ,  $W_a$  that effect to resonance frequency. Adjusting stub length ( $L_s$ ) will effect to matching impedance. Moreover, we also study the behavior of the designed microstrip antenna by changing thickness  $H$  of substrate  $\epsilon_{ra}$  and fixed  $T$  at 0.7 mm.

### 4. SIMULATION RESULTS

#### 4.1 Return loss and characteristic of input impedance

The return loss or reflected loss set as  $S_{11}$  parameter is given as follows.

$$S_{11} = \frac{\mathfrak{F}[V_{ref}(t)]}{\mathfrak{F}[V_{inc}(t)]} e^{2\gamma L} \quad (3)$$

Where  $\mathfrak{F}$  shows a Fourier Transform and  $L$  is the length between observing point and a reference point. The propagation constant  $\gamma$  can be defined by

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (4)$$

Where  $\gamma$  and  $\beta$  are attenuation and phase constants, respectively.

The input impedance is the complex number. To find out the input impedance can be done by using an parameter  $S_{11}$  and characteristic impedance  $Z_0$  of a microstrip line :

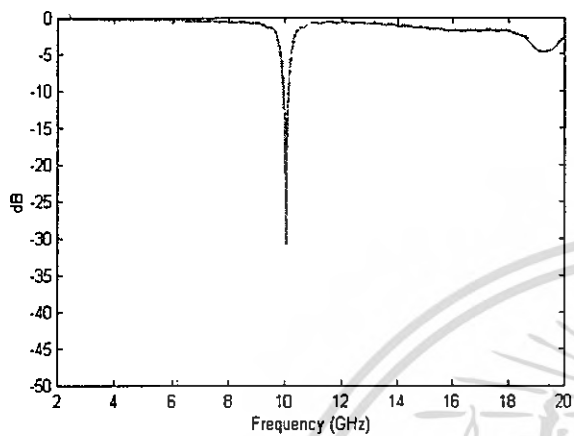
$$Z_{in} = \left[ \frac{(1 + S_{11})}{(1 - S_{11})} \right] Z_0 \quad (5)$$

The observation point will be nearly the reference point when analysis by FDTD method. By adjusting technique, real part and imaginary part of  $Z_{in}$  are nearly 50 ohms and 0 ohm, respectively.

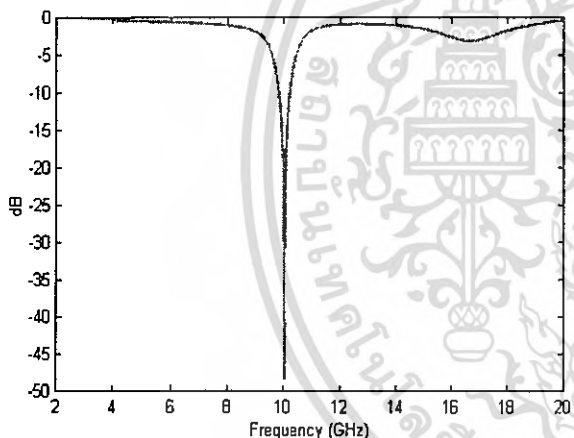
Table 1. Simulation Result of aperture-coupled antennas with difference substrate thickness  $H$  by fixed  $T = 0.7$  mm.

H (mm)		0.3	0.7	1.5
A (mm)		7.5	7.5	7.5
B (mm)		11.5	7	5.5
$L_a$ (mm)		5.5	5.5	5.5
$W_a$ (mm)		0.5	0.5	0.5
$L_s$ (mm)		7.75	7	3.5
Bandwidth		2.4%	4.4%	12.1%
Return Loss	GHz	10.03	10.02	9.91
	dB	-30.87	-48.43	-31.40
Input Impedance	Real ( $\Omega$ )	52.10	49.84	47.54
	Imag ( $\Omega$ )	2.02	-0.34	0.92

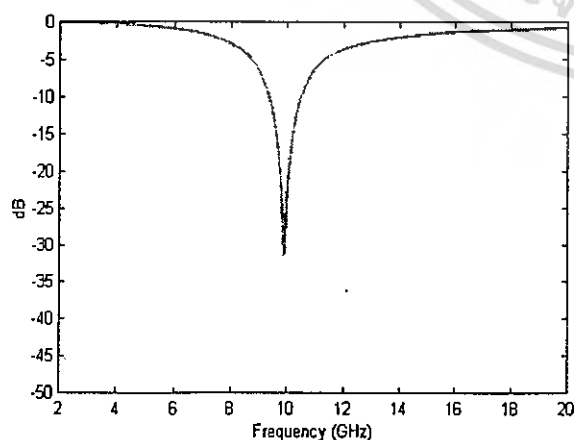
On table I, by using three different thickness H and fix the thickness T, the adjusting technique in this simulation will be done for get the good matching impedance at resonant frequency 10 GHz. The characteristics of return loss, input impedance as shown in Fig. 2 and 3.



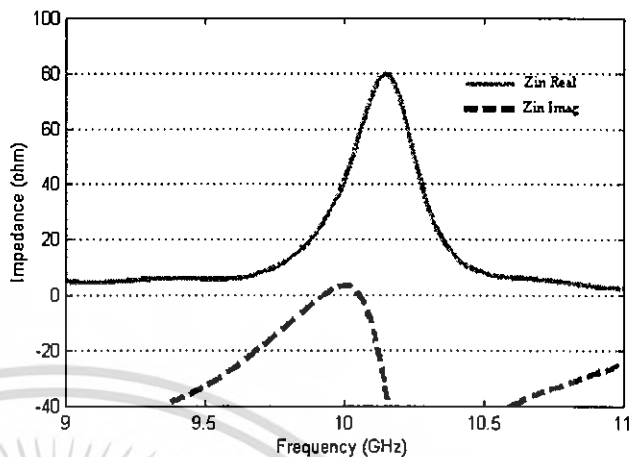
a)  $T=0.7$  mm,  $H=0.3$  mm



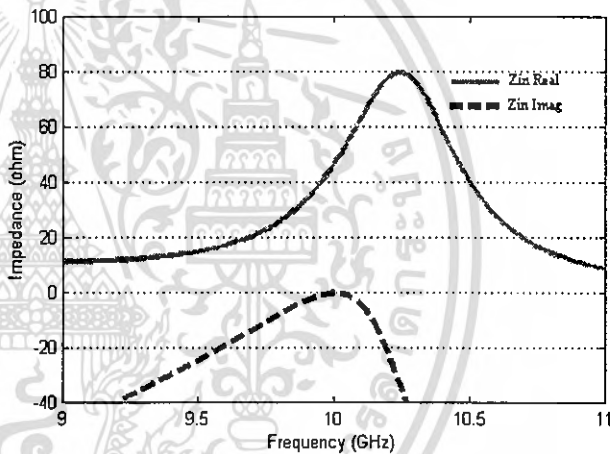
b)  $T=H=0.7$  mm



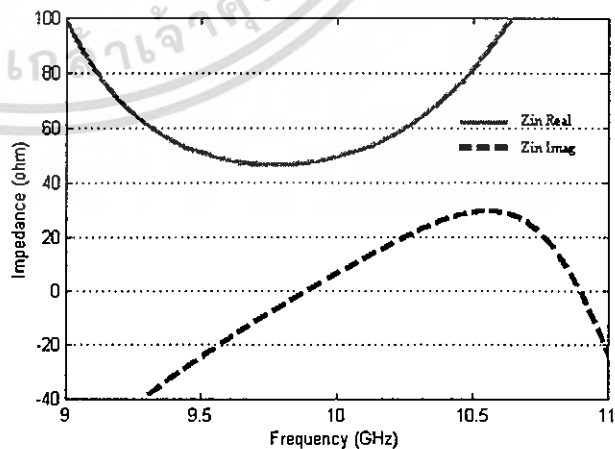
c)  $T=0.7$  mm,  $H=1.5$  mm



a)  $T=0.7$  mm,  $H=0.3$  mm



b)  $T=H=0.7$  mm



c)  $T=0.7$  mm,  $H=1.5$  mm

Fig. 3 Shown input impedance of antennas at difference thickness H

Fig. 2 Shown return loss of antennas at difference thickness H

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 VSWR

VSWR is a characteristic for show the performance of antenna which relate to reflected wave. The VSWR can be calculated from any of several bits of knowledge. Therefore, it is possible to determine value of VSWR by the ratio of the reflected voltage to incident voltage along the microstrip line. In a properly designed system for impedance matching the value of VSWR will nearly 1.

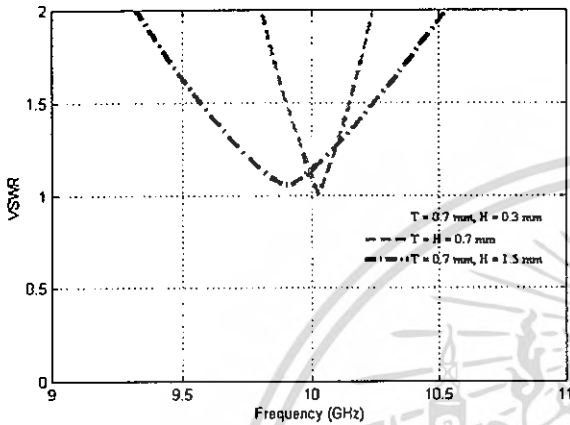


Fig. 4 VSWR of aperture-coupled microstrip antennas in three difference thickness H

4.3 Far Field Patterns

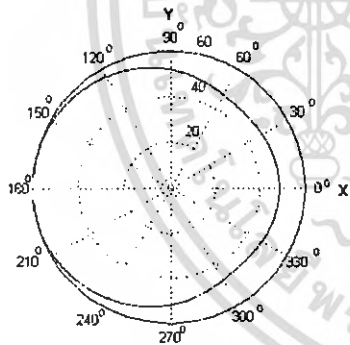


Fig. 5 Far field pattern on the xy-plane

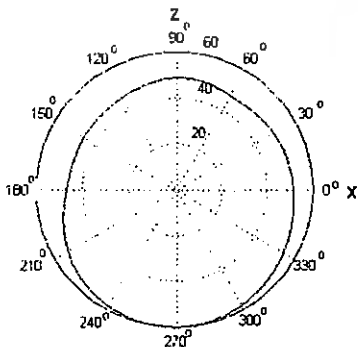


Fig. 6 Far field pattern on the xz-plane

To achieve far field patterns, FDTD method can transform near field to far field by discrete Fourier Transform to carry out for the equivalent electric and magnetic current densities during the FDTD iteration. From simulated by FDTD, we found that total far field patterns of this antenna in three different thickness H will be similar.

5. CONCLUSION

Microstrip antennas have various useful properties. But one of the serious limitations is that it has narrow bandwidth characteristic. To overcome this limitation, aperture-coupled microstrip antenna used the thickness of substrate to increase the antenna bandwidth.

From simulated results by FDTD method, it is shown that changing thickness H will effect the bandwidth of antenna. Furthermore, when thickness H is adjusted. The size of patch,  $L_a$ ,  $W_a$  and stub length ( $L_s$ ) have to be adjusted for good matching impedance at specific resonance frequency 10 GHz.

REFERENCES

- [1] David M. Pozar, "A review of Aperture Coupled Microstrip Antenna: History Operation, Development and Applications".
- [2] Yongxi Qian and Tatsuo Itoh, *FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and Antennas Software and Applications*, Realize Inc., 1999.
- [3] Ramesh Grag, Prakash Bhartia, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House 2001.
- [4] Kai Fong Lee and Wei Chen, *Advances in Microstrip and Printed Antennas*, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [5] Pamela R. Haddad and David M. Pozar, "Analysis of Aperture Coupled Microstrip Patch antenna with a thick ground plane," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Volume: 2, Page(s): 932-935, 20-24 June 1994.
- [6] K. Williams, D.B. Davidson and H.C. Reader, "FDTD MODELLING OF AN APERTURE COUPLED PATCH ANTENNA FOR USE IN AN ACTIVE ARRAY," *10<sup>th</sup> International Conference on Antennas and Propagation*, 14-17 April 1997.

## ประวัติผู้เขียน

นาย เอกรัฐ หล่อพิเชียร เกิดเมื่อวันที่ 5 สิงหาคม ที่จังหวัดสมุทรปราการ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีคณะวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2544 และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีคณะวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ ปีการศึกษา 2543

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์นอกเหนือจากวิทยานิพนธ์

1. A. Lorphichian, T. Somsongkul, K. Janchitrapongvej, N. Anantrasirichai and T. Wakabashi. 2003 "Effective Analysis of U-Shaped Slot Antenna on Dielectric Substrate." V1- 382 in WPMC'03. Japan : Yokosuka, Kanagawa

