

การศึกษาคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุม

STUDY ON CHARACTERISTICS OF ANGULAR MICROSTRIP SLOT
ANTENNA

ชิตสุวรรณ แจ่มแจ้ง
CHITSUWAN JAMJANK

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การศึกษาคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุม

**STUDY ON CHARACTERISTICS OF ANGULAR MICROSTRIP SLOT
ANTENNA**

ชิตสุวรรณ แจ่มแจ่ม

CHITSUWAN JAMJANK

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 69049
วัน,เดือน,ปี..... - 7 ก.พ. 2550

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

**STUDY ON CHARACTERISTICS OF ANGULAR MICROSTRIP SLOT
ANTENNA**

CHITSUWAN JAMJANK

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

2006

COPYRIGHT 2006

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบเชิงมุม
นักศึกษา	นาย ชิตสุวรรณ แจ่มแจ้ง
รหัสนักศึกษา	46061335
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2549
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการศึกษาคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุม ประกอบไปด้วยสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง (มุม 180°) สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก (มุม 90°) และสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม (มุม 45°) จากการวิเคราะห์สายอากาศทั้ง 3 แบบพบว่า สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมมีแบนด์วิดท์กว้างมากที่สุด จึงนำสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมมาทำการออกแบบและวิเคราะห์ให้สามารถนำไปใช้ในระบบเครือข่ายไร้สาย โดยการออกแบบสายอากาศให้มีแบนด์วิดท์กว้าง ในแต่ละย่านความถี่ คือ ย่านความถี่ตั้งแต่ 2.45–3.62 GHz ซึ่งจะครอบคลุมมาตรฐาน IEEE802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.16e (2.5-2.7 GHz and 3.4-3.6 GHz) และการออกแบบให้ใช้งานได้ในช่วงความถี่ที่สูงขึ้นไป คือ 3.37–7.1 GHz ซึ่งจะครอบคลุมมาตรฐาน IEEE802.11a/h/j (4.9-5.825 GHz) และ IEEE 802.16e (3.4-3.6 GHz and 5.7-5.9 GHz) คุณลักษณะของสายอากาศที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ได้แก่ S_{11} พารามิเตอร์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง อินพุตอิมพีแดนซ์ และแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกล ที่ใช้วิธีไฟไนท์-ดิฟเฟอเรนซ์ ไซมูเลชัน-โดเมนในการคำนวณและวิเคราะห์

Thesis Title	Study on Characteristics of Angular Microstrip Slot Antenna
Student	Mr. Chitsuwan Jamjank
Student ID	46061335
Degree	Master of Engineering
Programme	Information Engineering
Year	2006
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Noppin Anantrasirichai

ABSTRACT

This thesis present study on characteristics of angular microstrip slot antenna. Proposed antennas consist of microstrip fed slot antenna (180°), microstrip fed right angle slot antenna (90°) and microstrip fed acute angle slot antenna. Analysis all angular microstrip slot antennas are discovered that acute angle slot antenna have the widest bandwidth. Accordingly, microstrip fed acute angle slot antenna is designed and analyzed in order to use for wireless communication systems. The design procedure involve operation wide bandwidth at 2.45–3.62 GHz that cover standard IEEE802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) and IEEE 802.16e (2.5-2.7 GHz and 3.4-3.6 GHz) for low resonance frequency. Moreover, The design procedure for high resonance frequency involve operation wide bandwidth at 3.37–7.1 GHz that cover standard IEEE802.11a/h/j (4.9-5.825 GHz) and IEEE 802.16e (3.4-3.6 GHz and 5.7-5.9 GHz). The characteristics of antenna are proposed such as S_{11} parameter, VSWR, input impedance and far field radiation patterns that the finite difference time domain (FDTD) method are used for computation and analysis.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถสำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา รองศาสตราจารย์ นภพินท์ อนันตรศิริชัย ที่แนะแนวทางการแก้ปัญหา ตลอดจนช่วยตรวจทานต้นฉบับของวิทยานิพนธ์นี้ ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณความกรุณาที่ท่านมีให้ เป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ อาจารย์ไพฑูรย์ รักเหลือ และครอบครัวรักเหลือ ที่ช่วยเหลือแนะแนวทางการแก้ปัญหา และให้คำปรึกษาในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จนสำเร็จ

ขอขอบคุณ อาจารย์อรรถพล ป้อมสกลิต อาจารย์เอกรัฐ หล่อพิเชียร คุณกฤตพล นาคเจริญ พี่ ๆ เพื่อน ๆ และน้อง ๆ ในห้อง FDTD LAB ทุกคนที่ได้ให้ความช่วยเหลือในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จนสำเร็จ

ขอขอบคุณ อาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้แก่ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่และอุปกรณ์ในการทำวิจัยฉบับนี้จนสำเร็จลุล่วง

สุดท้ายขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้า ที่คอยเป็นกำลังใจ ให้ความห่วงใยและเข้าใจข้าพเจ้าเสมอมา

คุณค่าและคุณประโยชน์อันพึงเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดา มารดา ซึ่งมีพระคุณที่สุดในชีวิต ครอบครัวที่อบอุ่นและเป็นที่พักของข้าพเจ้าและหากมีข้อผิดพลาดประการใด ข้าพเจ้าขออภัยมา ณ โอกาสนี้และขอน้อมรับไว้แต่เพียงผู้เดียว

จิตสุวรรณ แจ่มแจ้ง

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VIII
สารบัญรูป	X
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	2
1.3 ขอบเขตของการศึกษา.....	3
1.4 ขั้นตอนในการศึกษา	3
บทที่ 2 สายอากาศไมโครสตริป	5
2.1 บทนำ	5
2.2 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	5
2.2.1 การส่งผ่านคลื่นในสายส่งไมโครสตริป	6
2.2.2 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่อง.....	11
2.2.2.1 แบบช่องต่อ.....	11
2.2.2.2 แบบมุมฉาก.....	13
2.2.2.3 แบบขั้น.....	14
2.2.2.4 แบบรูปตัว T	15
2.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด	16
2.3.1 โครงสร้างของสายอากาศ.....	16
2.3.2 การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบช่องเปิด.....	17
2.3.3 การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิด.....	19
2.4 สรุป	21

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD Method)	22
3.1 บทนำ	22
3.2 สมการแมกซ์เวลล์และยี่อัสกอรทิ้ม	23
3.3 สมการผลต่างสี่บเนื่อง	26
3.4 การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน	30
3.5 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข	31
3.6 เงื่อนไขขอบเขตการคูดกลืน	34
3.7 การวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD	42
3.7.1 พารามิเตอร์การกระจาย	42
3.7.2 อินพุตคิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	43
3.7.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ	43
3.8 สรุป.....	34
บทที่ 4 การออกแบบและวิเคราะห์	49
4.1 บทนำ	49
4.2 การออกแบบและการวิเคราะห์ช่องเปิดแบบเชิงมุม	49
4.2.1 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรงที่ความถี่ 2.5 GHz.....	48
4.2.2 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากที่ความถี่ 2.5 GHz.....	48
4.2.3 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมแหลมที่ความถี่ 2.5 GHz.....	59
4.2.4 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรงที่ความถี่ 5.2 GHz.....	65
4.2.5 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากที่ความถี่ 5.2 GHz.....	67
4.2.6 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมแหลมที่ความถี่ 5.2 GHz.....	68
4.2.7 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมแหลม 1 ช่องที่ความถี่ต่ำ	71
4.2.7.1 การปรับระยะห่างระหว่างขอบล่างของช่องเปิดถึง ขอบบนไมโครสตริป (LM) ที่ความถี่ต่ำ.....	71
4.2.7.2 การปรับระยะห่างระหว่างจุดกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริป ถึงขอบของช่องเปิด (R)	73

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.2.7.3 การปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดที่ขอบด้านใน โดยให้ขอบนอกของสายอากาศคงที่ (w_i)	75
4.2.7.4 การปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดที่ขอบด้านนอก โดยให้ขอบในของสายอากาศคงที่ (w_o)	77
4.2.8 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมแหลม 2 ช่องที่ความถี่ต่ำ	80
4.2.8.1 การปรับค่าพารามิเตอร์ r ของสายอากาศไมโครสตริป ช่องเปิดแบบมุมแหลมสองช่องที่ความถี่ต่ำ.....	82
4.2.8.2 การปรับค่าพารามิเตอร์ u ของสายอากาศไมโครสตริป ช่องเปิดแบบมุมแหลมสองช่องที่ความถี่ต่ำ.....	84
4.2.9 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมแหลม 1 ช่องที่ความถี่สูง	84
4.2.10 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมแหลม 2 ช่องที่ความถี่สูง	87
4.3 ผลการจำลอง.....	88
4.3.1 ผลการจำลองของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมที่ ความถี่ต่ำ	88
4.3.2 ผลการจำลองของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมที่ ความถี่สูง	92
4.4 สรุป.....	95
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	96
5.1 สรุปผลการออกแบบและวิเคราะห์	96
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา	98
เอกสารอ้างอิง	99
ภาคผนวก	102
ภาคผนวก ก บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์	103

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ประวัติผู้เขียน	109

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ขนาดโครงสร้างและคุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิด แบบเส้นตรง ที่ความถี่ 2.5 GHz.....	49
4.2 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดแบบเส้นตรง ที่ความถี่ 2.5 GHz.....	55
4.3 ขนาดโครงสร้างและคุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิด แบบมุมฉาก ที่ความถี่ 2.5 GHz.....	56
4.4 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดแบบมุมฉาก ที่ความถี่ 2.5 GHz.....	59
4.5 ขนาดโครงสร้างและคุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิด แบบมุมแหลม ที่ความถี่ 2.5 GHz.....	62
4.6 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดแบบมุมแหลม ที่ความถี่ 2.5 GHz.....	63
4.7 การเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดทั้งสามรูปแบบ.....	65
4.8 ขนาดโครงสร้างและคุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิด แบบเส้นตรง ที่ความถี่ 5.2 GHz.....	65
4.9 คุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดแบบเส้นตรง ที่ความถี่ 5.2 GHz.....	66
4.10 ขนาดโครงสร้างและคุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิด แบบมุมฉาก ที่ความถี่ 5.2 GHz.....	67
4.11 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดแบบมุมฉาก ที่ความถี่ 5.2 GHz.....	68
4.12 ขนาดโครงสร้างและคุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิด แบบมุมแหลม ที่ความถี่ 5.2 GHz.....	68
4.13 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดแบบมุมแหลม ที่ความถี่ 5.2 GHz.....	69
4.14 การเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดทั้งสามรูปแบบ ที่ความถี่ 5.2 GHz.....	70
4.15 ขนาดโครงสร้างและคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิด แบบมุมแหลม 2 ช่อง.....	81
4.16 ขนาดโครงสร้างและคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิด แบบมุมแหลม 2 ช่อง ที่ความถี่สูง.....	87
4.17 ผลการจำลองของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมที่ความถี่ต่ำ.....	89
4.18 ผลการจำลองของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมที่ความถี่สูง.....	92

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.19 ตารางอัตราของสายอากาศช่องเปิดเชิงมุมที่ความถี่ต่างๆ.....	95

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์	6
2.2 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป	7
2.3 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \gg 1$	9
2.4 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \ll 1$	9
2.5 ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล	11
2.6 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบช่องต่อ (a) โครงสร้าง (b) วงจรสมมูลย์.....	12
2.7 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉาก (a) โครงสร้าง (b) วงจรสมมูลย์.....	13
2.8 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบขั้น (a) โครงสร้าง (b) วงจรสมมูลย์	14
2.9 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบรูปตัว T (a) โครงสร้าง (b) วงจรสมมูลย์	15
2.10 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด.....	16
2.11 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบปิดวงจร	16
2.12 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบเปิดวงจร	17
2.13 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น	18
2.14 การกระจายคลื่นจากช่องเปิด	19
2.15 วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ	19
2.16 วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น.....	20
2.17 วิธีการหมุนช่องเปิด	20
3.1 โครงสร้างส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ (Yee cell)....	25
3.2 แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของยี่อัลกอริทึม	25
3.3 โครงสร้างสามมิติสำหรับกริดเซลล์ของ FDTD (FDTD grid)	26
3.4 สนามไฟฟ้าที่ผิวในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่ง $(1, j, k)$	37
3.5 วงจรความถี่สูงทั่วไปที่มีลักษณะการต่อแบบ 2 พอร์ต.....	42
3.6 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล.....	44
3.7 กล้องเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล.....	44

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง.....	49
4.2 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรงที่ความถี่ 2.5 GHz โดยที่ (a) เป็นผลที่ได้จาก วิธี FDTD และ (b) เป็นผลที่ได้จาก MOM	53
4.3 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง ที่ความถี่ 2.5 GHz	54
4.4 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรงที่ความถี่ 2.5 GHz ...	54
4.5 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก.....	55
4.6 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากที่ความถี่ 2.5 GHz โดยที่ (a) เป็นผลที่ได้จาก วิธี FDTD และ (b) เป็นผลที่ได้จาก MOM	58
4.7 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก ที่ความถี่ 2.5 GHz	59
4.8 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากที่ความถี่ 2.5 GHz.....	58
4.9 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม.....	60
4.10 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมแหลมที่ความถี่ 2.5 GHz โดยที่ (a) เป็นผลที่ได้จาก วิธี FDTD และ (b) เป็นผลที่ได้จาก MOM	61
4.11 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม ที่ความถี่ 2.5 GHz	62
4.12 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมที่ ความถี่ 2.5 GHz	63
4.13 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของการเปรียบเทียบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิด ทั้ง 3 รูปแบบ ที่ความถี่ 2.5 GHz	64
4.14 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง ที่ความถี่ 5.2 GHz.....	66
4.15 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก ที่ความถี่ 5.2 GHz.....	67
4.16 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม ที่ความถี่ 5.2 GHz.....	69
4.17 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของการเปรียบเทียบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิด ทั้ง 3 รูปแบบ ที่ความถี่ 5.2 GHz	70
4.18 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของการสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า L_m ที่ความถี่ต่ำ	72
4.19 จำนวนจริงอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า L_m ที่ความถี่ต่ำ.....	72

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.20 จำนวนจินตภาพอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า L_m ที่ความถี่ต่ำ ...	73
4.21 S_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า r ที่ความถี่ต่ำ	74
4.22 จำนวนจริงอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า r ที่ความถี่ต่ำ	74
4.23 จำนวนจินตภาพอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า r ที่ความถี่ต่ำ	75
4.24 S_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศเมื่อทำการปรับขนาดความกว้าง ของช่องเปิด ที่ขอบด้านใน โดยให้ขอบนอกของสายอากาศคงที่ (w_i) ที่ความถี่ต่ำ	76
4.25 จำนวนจริงอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับขนาดความกว้าง ของช่องเปิดที่ขอบด้านใน โดยให้ขอบนอกของสายอากาศคงที่ (w_i) ที่ความถี่ต่ำ.....	76
4.26 จำนวนจินตภาพอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับขนาดความกว้าง ของช่องเปิดที่ขอบด้านใน โดยให้ขอบนอกของสายอากาศคงที่ (w_i) ที่ความถี่ต่ำ.....	77
4.27 S_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศเมื่อทำการปรับขนาดความกว้าง ของช่องเปิด ที่ขอบด้านนอก โดยให้ขอบในของสายอากาศคงที่ (w_o) ที่ความถี่ต่ำ	78
4.28 จำนวนจริงอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับขนาดความกว้าง ของช่องเปิดที่ขอบด้านนอก โดยให้ขอบในของสายอากาศคงที่ (w_o) ที่ความถี่ต่ำ.....	78
4.29 จำนวนจินตภาพอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับขนาดความกว้าง ของช่องเปิดที่ขอบด้านนอก โดยให้ขอบในของสายอากาศคงที่ (w_o) ที่ความถี่ต่ำ.....	79
4.30 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมสองช่อง.....	81
4.31 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่อง ที่ความถี่ต่ำ.....	82
4.32 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศเมื่อทำการเปลี่ยนค่า r_A ของสายอากาศไมโครสตริป ช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่องที่ความถี่ต่ำ	83
4.33 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศเมื่อทำการเปลี่ยนค่า r_B ของสายอากาศไมโครสตริป ช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่องที่ความถี่ต่ำ	83
4.34 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศเมื่อทำการเปลี่ยนค่า u ของสายอากาศไมโครสตริป ช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่องที่ความถี่ต่ำ	84
4.35 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า L_m ที่ความถี่สูง.....	85
4.36 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า r ที่ความถี่สูง.....	85
4.37 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า w_i ที่ความถี่สูง	86

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.38 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า w_0 ที่ความถี่สูง	86
4.39 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่อง ที่ความถี่สูง.....	88
4.40 S_{11} พารามิเตอร์ผลการจำลองของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิด แบบมุมแหลมที่ความถี่ต่ำ	89
4.41 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลระนาบ xy ที่ความถี่ต่ำของสายอากาศ 1 ช่องเปิด	90
4.42 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลระนาบ xz ที่ความถี่ต่ำของสายอากาศ 1 ช่องเปิด.....	90
4.43 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลระนาบ xy ที่ความถี่ต่ำของสายอากาศ 2 ช่องเปิด	91
4.44 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลระนาบ xz ที่ความถี่ต่ำของสายอากาศ 2 ช่องเปิด.....	91
4.45 S_{11} พารามิเตอร์ผลการจำลองของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิด แบบมุมแหลมที่ความถี่สูง.....	93
4.46 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลระนาบ xy ที่ความถี่สูงของสายอากาศ 1 ช่องเปิด	93
4.47 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลระนาบ xz ที่ความถี่สูงของสายอากาศ 1 ช่องเปิด	94
4.48 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลระนาบ xy ที่ความถี่สูงของสายอากาศ 2 ช่องเปิด	94
4.49 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลระนาบ xz ที่ความถี่สูงของสายอากาศ 2 ช่องเปิด	95

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันเทคโนโลยีระบบการสื่อสารไร้สาย (Wireless Communication Systems) มีการใช้งานอย่างกว้างขวางและพัฒนาอย่างต่อเนื่อง จึงทำให้เกิดการวิจัยและพัฒนาเพื่อเพิ่มความสามารถในการสื่อสารให้สูงขึ้น ปัจจุบันได้มีการกำหนดมาตรฐานเพื่อรองรับย่านความถี่ที่ใช้งานในหลายระบบของการสื่อสารไร้สาย ตัวอย่างเช่น WLAN กับ WiMAX เป็นต้น โดยจะมีย่านความถี่ที่ใช้งานตามมาตรฐานต่าง ๆ คือ IEEE 802.11a/b/g/h/j สำหรับระบบ WLAN และ IEEE 802.16e สำหรับระบบ WiMAX

มาตรฐานต่าง ๆ ที่กล่าวมาได้กำหนดย่านความถี่ที่แตกต่างกันกล่าวคือ มาตรฐาน IEEE 802.11b/g จะมีย่านความถี่อยู่ในช่วง 2.4-2.4835 GHz ส่วนมาตรฐาน IEEE802.11a จะอยู่ในช่วง 5.15-5.35 GHz และมาตรฐาน IEEE802.11j ใช้ในประเทศญี่ปุ่นจะมีความถี่อยู่ในช่วง 4.9-5.0 GHz และ 5.03-5.091 GHz สำหรับระบบ WiMAX นั้นจะใช้มาตรฐาน IEEE 802.16e ที่มีย่านความถี่ที่ใช้งานคือ 2.5-2.7 GHz, 3.4-3.6 GHz และ 5.7-5.9 GHz และเนื่องจากในปัจจุบันได้มีการใช้งานระบบสื่อสารต่าง ๆ เพิ่มมากขึ้น ทำให้เกิดการกำหนดมาตรฐานความถี่ต่าง ๆ ขึ้นมารองรับดังที่กล่าวมา ทำให้แต่ละประเทศหรือแต่ละพื้นที่ก็จะใช้มาตรฐานความถี่ที่ต่างกันออกไป ทำให้การรับส่งข้อมูลต่างพื้นที่ หรือข้ามระบบไม่สามารถกระทำได้ ดังนั้นจึงมีการคิดค้นสายอากาศที่มีแบนด์วิดท์กว้างมาอย่างต่อเนื่อง ซึ่งจะเป็นการสะดวกต่อการนำไปใช้งานอีกทั้งยังประหยัดค่าใช้จ่ายอันเกิดจากการเพิ่มอุปกรณ์รับส่งสัญญาณ

การสื่อสารในรูปแบบที่กล่าวมานี้ส่วนต้องใช้สัญญาณในช่วงความถี่ไมโครเวฟ [1]-[2] ทั้งสิ้น และสิ่งที่ทำหน้าที่ในการรับและส่งสัญญาณในอากาศก็คือ สายอากาศ เนื่องจากการสื่อสารในย่านไมโครเวฟเป็นการสื่อสารที่อยู่ในย่านความถี่สูงที่มีความยาวคลื่นสั้น จึงทำให้อุปกรณ์ที่ใช้มีขนาดเล็ก และมีประสิทธิภาพสูง ด้วยเหตุนี้จึงทำให้สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป [3]-[4] เป็นสายอากาศแบบหนึ่งที่นิยมใช้ เนื่องจากคุณสมบัติที่ดีหลายประการ เช่น มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูก และยังสามารถนำมาใช้งานได้หลายรูปแบบ แนวความคิดเกี่ยวกับสายอากาศแบบไมโครสตริปนั้นมีมาตั้งแต่ปี 1953 [5] โดยได้ถูกสร้างขึ้นมาครั้งแรกในปี 1970 โดย Howell [6] และ Munson [7] และได้มีการพัฒนาไปอย่างรวดเร็วในช่วงปลายทศวรรษ 1970 ต่อมาในช่วงต้นของทศวรรษ 1980 ได้มีการออกแบบและสร้างแบบจำลองสายอากาศไมโครสตริปแบบแถวลำดับขึ้น โดยนักวิจัยได้ให้ความสนใจไปที่การปรับปรุงประสิทธิภาพของสายอากาศ เช่น แบนด์วิดท์

(Bandwidth) เพื่อเพิ่มความสามารถให้แก่สายอากาศ สายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่มีคุณสมบัติที่ดีเช่น มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูก รวมทั้งยังออกแบบและสร้างได้ง่ายอีกด้วย แต่ข้อเสียที่สำคัญอย่างหนึ่งของสายอากาศชนิดนี้คือ สายอากาศชนิดนี้จะมีค่าแบนด์วิดท์ที่แคบ โดยสายอากาศไมโครสตริปแบบพื้นฐานทั่วไปจะมีค่าแบนด์วิดท์เพียง 2% - 5% เพื่อแก้ปัญหานี้ได้มีการคิดค้นวิธีมากมายเพื่อที่จะเพิ่มค่าแบนด์วิดท์

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการศึกษา ออกแบบ และวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุม และทำการหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศโดยเทียบกับค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ เพื่อช่วยในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุมที่มีความถี่เรโซแนนซ์ (Resonance Frequency) ตามที่ต้องการ โดยที่ในส่วนของการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้นั้นจะใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลข (Numerical Method) มาทำการวิเคราะห์ด้วยสมการแมกซ์เวลล์ ซึ่งวิธีนี้เป็นวิธีที่นิยมมากเนื่องจากสามารถนำคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์สายอากาศได้รวดเร็วและง่ายต่อความเข้าใจยิ่งขึ้น สำหรับระเบียบวิธีเชิงตัวเลขที่นำมาใช้ได้แก่ วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (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 ได้ทำการออกแบบ ศึกษา และวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุม โดยออกแบบให้มีแบนด์วิดท์กว้าง ให้สามารถนำไปใช้ในระบบเครือข่ายไร้สาย (Wireless Communication Systems) โดยการออกแบบสายอากาศให้มีแบนด์วิดท์กว้างในแต่ละย่านความถี่ คือ ย่านความถี่ตั้งแต่ 2.45-3.62 GHz ซึ่งจะครอบคลุมมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.16e (2.5-2.7 GHz กับ 3.4-3.6 GHz) และออกแบบให้ใช้งานได้ในย่านความถี่ที่สูงขึ้นไป คือ 3.37-7.1 GHz ซึ่งครอบคลุมมาตรฐาน IEEE 802.11a/b/j (4.9-5.825 GHz) และ IEEE 802.16e (3.4-3.6 GHz กับ 5.7-5.9 GHz) โดยที่การหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศจะเทียบกับค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์เพื่อให้ได้สายอากาศที่มีความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ วิเคราะห์ผลกระทบของการปรับพารามิเตอร์ของสายอากาศ เพื่อนำไปเป็นแนวทางในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริป และนำไปประยุกต์ใช้กับสายอากาศชนิดอื่น ๆ ต่อไป ซึ่งในการวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศนั้นจะทำการศึกษาระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite

Difference - Time Domain : FDTD) มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์ และนำมาเปรียบเทียบกับวิธีระเบียบวิธีโมเมนต์ (Moment Method : MoM)

1.3 ขอบเขตของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษา ออกแบบ และวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุม ที่ออกแบบให้มีแบนด์วิดท์กว้าง เพื่อนำไปใช้ในระบบเครือข่ายไร้สาย (Wireless Communication Systems) โดยวิเคราะห์พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุม ซึ่งจะทำการศึกษาและวิเคราะห์สายอากาศด้วยรูปแบบจำลองโครงสร้างทางระเบียบวิธีเชิงตัวเลขในเชิงทฤษฎี โดยไม่มีการทดลองสร้างอุปกรณ์จริง ในการวิเคราะห์นี้จะใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบ FDTD มาใช้ในการคำนวณและวิเคราะห์คุณลักษณะสำคัญต่าง ๆ ของสายอากาศ และทำการเปรียบเทียบคุณลักษณะที่ได้กับระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบ MoM เพื่อพิสูจน์ว่าผลการวิเคราะห์ที่ได้จากวิธี FDTD มีความถูกต้องเชื่อถือได้ โดยจะทำการวิเคราะห์ถึงหลักการออกแบบเพื่อให้ได้มาซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการวิเคราะห์พารามิเตอร์แต่ละตัวของสายอากาศ และวิเคราะห์คุณลักษณะบางตัวที่สำคัญของสายอากาศ ได้แก่ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของคลื่น (S11 พารามิเตอร์) อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio : VSWR) แบนด์วิดท์ (Bandwidth)

1.4 ขั้นตอนในการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการแบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท ซึ่งประกอบด้วย

บทที่ 1 เป็นการกล่าวถึงความจำเป็นมาและข้อดีของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุม รวมทั้งวัตถุประสงค์และขอบเขตของการทำวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป ทฤษฎีสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป และโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุม

บทที่ 3 กล่าวถึงวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD Method) ซึ่งประกอบด้วย สมการแมกซ์เวลล์และอีอัลกอริทึม (Yee Algorithm) เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข (Numerical Stability) การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน (Source Excitation) เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorb Boundary Conditions) รวมทั้งค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศ

บทที่ 4 เป็นการออกแบบศึกษาและวิเคราะห์คุณลักษณะและพารามิเตอร์ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุม โดยใช้การจำลองโครงสร้างจากวิธี FDTD ผลของการวิเคราะห์

ประกอบไปด้วยคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ คือ S_{11} พารามิเตอร์ อินพุตอิมพีแดนซ์
แบนด์วิดท์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง อัตราขยาย

บทที่ 5 กล่าวถึงบทสรุปผลการวิเคราะห์ พร้อมทั้งข้อเสนอแนะแนวทางในการศึกษา
และ การพัฒนางานวิจัยต่อไป

บทที่ 2

สายอากาศไมโครสตริป

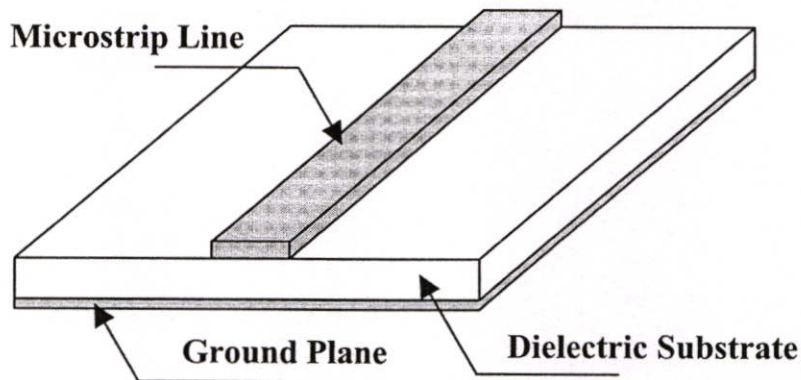
2.1 บทนำ

สายอากาศไมโครสตริป [9] เป็นสายอากาศที่มีการศึกษาและพัฒนาอย่างมากตั้งแต่ปี 1970 เป็นต้นมา สายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูก ดังนั้นจึงได้มีการทำวิจัยและพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปอย่างต่อเนื่อง โดยทั่วไปแล้วรูปร่างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปที่นิยมใช้หลัก ๆ จะแบ่งเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น และสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ข้อได้เปรียบทางโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป คือ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และมีความหลากหลายของรูปร่างของตัวแผ่กระจายคลื่น นอกจากนี้ยังมีข้อดีอื่น ๆ อีก เช่น ผลิตด้วยเทคโนโลยีการผลิตวงจรรวม ซึ่งทำให้สร้างได้ง่าย มีราคาถูกและตัวสายอากาศมีความแข็งแรง นอกจากนี้สายอากาศชนิดนี้ยังเหมาะกับการใช้งานในโครงสร้างวงจรรวมไมโครเวฟ (Monolithic Microwave Integrated Circuit : MMIC) [10] ด้วยคุณสมบัติที่ดีเหล่านี้ของสายอากาศ ทำให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสารต่าง ๆ ได้อย่างหลากหลาย เช่น การสื่อสารในระบบเครือข่ายไร้สาย ระบบมือถือ และการสื่อสารผ่านดาวเทียม เป็นต้น ในบทที่ 2 นี้ จะกล่าวถึงคุณลักษณะทั่วไปของโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิด และการป้อนสัญญาณของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป ซึ่งเป็นแบบไมโครสตริปไลน์ และเนื่องจากโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดนั้นมีการแยกสายอากาศที่เป็นช่องเปิดกับตัวป้อนสัญญาณ ซึ่งเป็นแบบไมโครสตริปไลน์อย่างอิสระต่อกันทำให้ง่ายต่อการออกแบบและง่ายต่อการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์

2.2 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป (Microstrip Line) [14] โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.1 กล่าวคือ จะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบ ๆ อยู่บนวัสดุฐานรองซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของวัสดุฐานรองจะเป็นระนาบกราวด์ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในวัสดุฐานรองบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบ กับระนาบกราวด์ ความหนาของวัสดุฐานรองและความกว้างของสตริปนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Characteristic Impedance) ที่ต้องการสำหรับวัสดุฐานรองที่ใช้งานทั่วไปจะมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน และคุณสมบัติที่สำคัญของวัสดุฐานรองที่นำมาใช้ คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_r) ซึ่งจะเป็นค่าที่บ่งบอกคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริก โดยเทียบกับอากาศว่าง ค่านี้จะส่งผลทำให้

คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของ สายส่งไมโครสตริปมีเปลี่ยนแปลงค่า Lossangent ($\tan \delta$) ที่ความถี่ 10 GHz คือค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสเสดิสเพลซเมนต์ ซึ่งค่านี้จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใด โดยที่มีค่ายิ่งต่ำก็ยิ่งดี ค่าคงตัวของความร้อน (Thermal Conductivity) เป็นค่าที่แสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้น มีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ค่านี้ยิ่งสูงก็ยิ่งดี สุดท้ายค่าความขรุขระของผิวและความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric Strength) ซึ่งความขรุขระของผิวนั้นจัดว่ามีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะจะมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริป เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า สำหรับความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้านั้นจะบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ

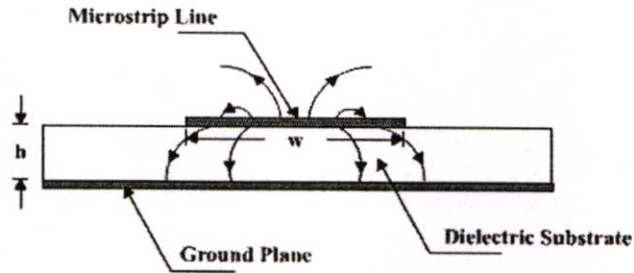


รูปที่ 2.1 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์

2.2.1 การส่งผ่านคลื่นในสายส่งไมโครสตริป

ถึงแม้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปจะมีโครงสร้างง่าย ๆ แต่การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายส่งไมโครสตริปโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ยุ่งยากมาก ทั้งนี้เป็นเพราะเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่น อย่างไรก็ตาม ได้มีผู้ทำการศึกษาทางทฤษฎีและพบว่าคลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปนั้น จะใกล้เคียงกับโหมด TEM แต่จะไม่ใช่โหมด TEM เสียทีเดียวจึงเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่าโหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) [15-17] ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.2 โดยแสดงถึงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป การที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM ซึ่งพออนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้สามารถใช้ หลักการวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาคุณลักษณะของ สายส่งสัญญาณแบบไมโคร สตริปได้กล่าวคือ ถ้าสามารถหาค่าอินดักแตนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ ก็จะนำค่าทั้งสองนี้ไปคำนวณค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ได้ อย่างไรก็ตามการหาค่า คาปาซิแตนซ์ ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปจะยุ่งยากกว่าของสายคู่ขนาน

หรือสายโคแอกเซียล เพราะสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปมีทั้งสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน สำหรับการหาค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวนั้นจะไม่ถูกรบกวนจากไดอิเล็กตริก



รูปที่ 2.2 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

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

ในการหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของกรณีไฟฟ้าสถิตนั้น จะใช้แนวคิดของวงจรกระจายคังต่อไปนี้ คือเมื่อคลื่นที่ส่งผ่านไปไมโครสตริปเป็นโหมด TEM คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Z_c) ของสายส่งสัญญาณ จะเขียนในรูปของค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว (L) และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหน่วยความยาว (C) ได้ในรูปต่อไปนี้

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.1)$$

ในขณะเดียวกันความเร็วเฟส v_p จะเขียนได้เป็น

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.2)$$

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

$$Z_c = v_p L \quad (2.3)$$

ในขั้นต่อไปเราจะพิจารณา กรณีที่วัสดุฐานรองที่เป็นสาร ไดอิเล็กตริกถูกเอาออกไปเหลือแต่อากาศเพียงอย่างเดียวที่โอบล้อมสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปอยู่ ในสภาพเช่นนี้ค่าความเร็วเฟสของคลื่น TEM ที่ส่งผ่านจะเท่ากับความเร็วแสง และค่าคาเปซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวจะเปลี่ยนไป โดยที่ค่าอินดักแตนซ์ไม่ถูกกระทบ ถ้าให้ค่าคาเปซิแตนซ์ที่เปลี่ยนไปนี้มีค่าเป็น C_o จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง C_o กับความเร็วเฟสในรูปต่อไปนี้

$$C = \frac{1}{\sqrt{LC_o}} \quad (2.4)$$

ในขณะเดียวกันค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Z_o) ก็เขียนได้ดังนี้

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C_o}} \quad (2.5)$$

เมื่อนำสมการ (2.4) หาค่าด้วยสมการ (2.2) จะได้ผลดังนี้

$$\frac{C}{C_o} = \left(\frac{c}{v_p} \right)^2 \quad (2.6)$$

ตามนิยามทั่วไปค่าของ C/C_o คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของสารไดอิเล็กตริกที่โอบล้อมระบบเก็บประจุอยู่ ค่านี้จะเปรียบเหมือนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีวัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กตริกและด้านบนเป็นอากาศอยู่ นั่นคือ

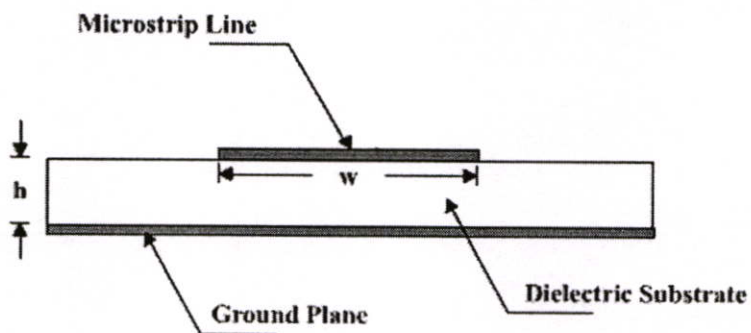
$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{c}{v_p} \right)^2 \quad (2.7)$$

จากสมการ (2.3) ถึงสมการ (2.7) จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง Z_c , Z_o และ ϵ_{eff} ได้ดังนี้

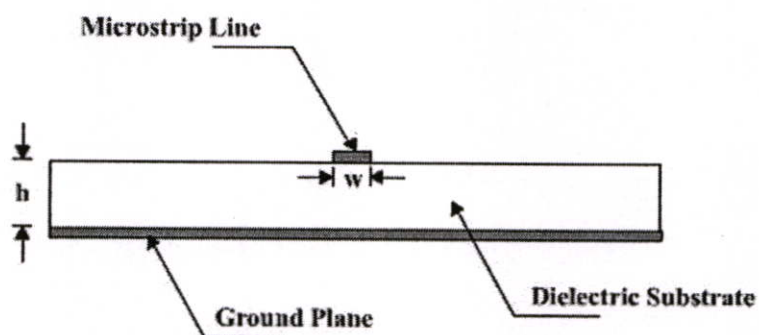
$$Z_c = \frac{Z_o}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.8)$$

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

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{Z_o}{Z_c} \right)^2 \quad (2.10)$$



รูปที่ 2.3 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \gg 1$



รูปที่ 2.4 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \ll 1$

จากสมการที่กล่าวมาข้างต้น ถ้าสามารถรู้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลได้ก็จะทำให้สามารถคำนวณคุณสมบัติอื่นตามมาได้ อย่างไรก็ตามค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์

ประสิทธิภาพ จะเปลี่ยนแปลงตามความกว้างของไมโครสตริปเมื่อเปรียบเทียบกับความหนาของวัสดุฐานรอง ซึ่งพิจารณาได้ 2 กรณี ดังต่อไปนี้ กรณีแรกคือกรณีที่ $w/h \gg 1$ แสดงไว้ดังรูปที่ 2.3 ในกรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ระหว่างบริเวณที่มีแถบสตริปกับระนาบกราวด์ สภาพดังกล่าวจะส่งผลให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพมีค่าเข้าใกล้ค่า ϵ_r ของวัสดุฐานรอง สำหรับกรณีที่สองคือกรณีที่ $w/h \ll 1$ แสดงดังรูปที่ 2.4 ในกรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าจะผ่านวัสดุฐานรองครึ่งหนึ่งและผ่านอากาศครึ่งหนึ่ง ซึ่งจะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพมีค่าเข้าใกล้ $(\epsilon_r + 1)/2$ จากที่อธิบายมานี้จะเห็นได้ว่า ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพจะเปลี่ยนแปลงตามค่า w/h ดังนั้นจึงได้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพที่สามารถออกแบบได้ดังสมการที่ (2.11)

$$\frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) \leq \epsilon_{eff} \leq \epsilon_r \quad (2.11)$$

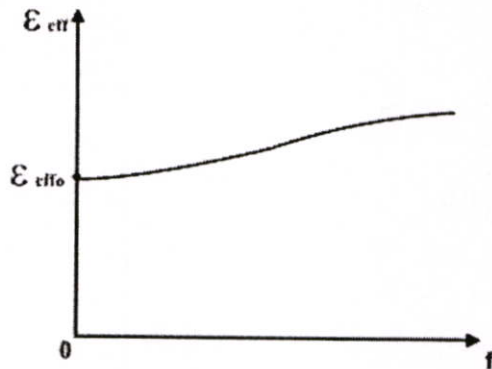
และเพื่อความสะดวกในการคำนวณและการออกแบบต่อไป ได้มีการเขียนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพในรูปต่อไปนี้

$$\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r - 1), \quad \frac{1}{2} \leq q \leq 1 \quad (2.12)$$

ค่า q ในสมการ (2.12) นี้ถูกเรียกว่าฟิลลิงแฟกเตอร์ (Filling Factor) ซึ่งหมายถึงตัวประกอบที่แสดงให้รู้ว่าวัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริกจะมีผลต่อโครงสร้างไมโครสตริปนั้นมากน้อยแค่ไหน เมื่อเขียนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพตามสมการ (2.12) ค่า q ก็จะเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามค่า w/h

ในกรณีที่ความถี่ใช้งานสูงขึ้นไปกว่า 2 GHz จะได้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพที่เปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่เปลี่ยนไปความเร็วเฟสก็จะเปลี่ยนไปด้วย ซึ่งทำให้ได้สมการ

$$\epsilon_{eff}(f) = \left(\frac{c}{v_p(f)} \right)^2 \quad (2.13)$$



รูปที่ 2.5 ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล

เมื่อพิจารณาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลตามสมการที่ (2.13) นี้จะพบว่าในช่วงความถี่ต่ำนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะลู่เข้าหากรณีของไฟฟ้าสถิตและเมื่อความถี่มีค่าสูงขึ้นเข้าหาค่าอนันต์ จะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลลู่เข้าสู่ ϵ_r ของวัสดุฐานรอง เพราะความเร็วเฟสจะลู่เข้าสู่ความเร็วของแสงในสารไดอิเล็กตริกที่เป็นวัสดุฐานรอง ดังนั้นโดยทั่วไปการเปลี่ยนแปลงค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลตามความถี่จะเป็นไปดังรูปที่ 2.5 ซึ่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลนั้นจะสูงขึ้นตามความถี่

2.2.2 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่อง (Discontinuities in Microstrip)

2.2.2.1 แบบช่องต่อ (Series Gap)

คุณลักษณะของความไม่ต่อเนื่องแบบช่องต่อในสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปนั้นถูกมองในลักษณะของค่าคาปาซิแตนซ์ โดยที่รูป 2.6 แสดงโครงสร้างและวงจรสมมูลของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบช่องต่อ [15-16] ในการแปลงเป็นวงจรสมมูลที่บริเวณช่องต่อจะทำการแปลงเป็นวงจรข่ายแบบ π ที่มีแต่ละองค์ประกอบของวงจรเป็นตัวเก็บประจุ ซึ่งสามารถหาค่าของแต่ละองค์ประกอบในวงจรสมมูลได้จากสมการดังต่อไปนี้ (2.14)

$$C_1 = \frac{1}{2} C_e \quad (2.14)$$

$$C_2 = \frac{1}{2} C_o - \frac{1}{4} C_e \quad (2.15)$$

เมื่อ

$$C_o = w \left(\frac{\epsilon_r}{9.6} \right)^{0.8} \left(\frac{g}{w} \right)^{m_o} e^{K_o} \times 10^{-12} \quad (2.16)$$

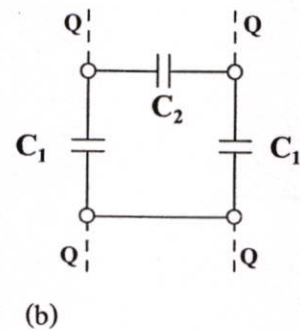
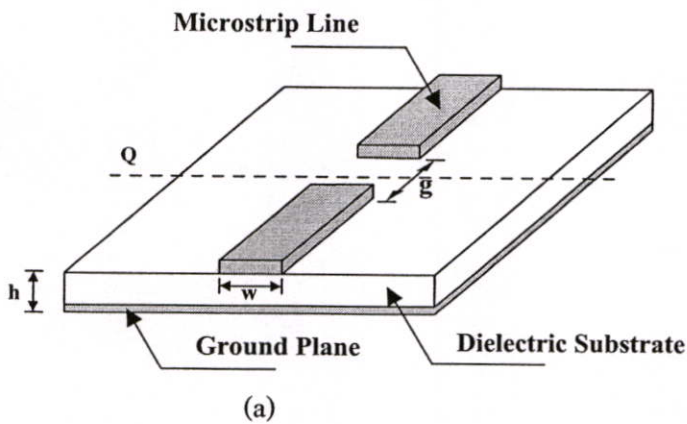
$$C_e = w \left(\frac{\epsilon_r}{9.6} \right)^{0.9} \left(\frac{g}{w} \right)^{m_e} e^{K_e} \times 10^{-12} \quad (2.17)$$

$$m_o = \frac{w}{h} \left(0.619 \log \frac{w}{h} - 0.3853 \right) \quad (2.18)$$

$$m_e = \begin{cases} 0.8675 & \text{for } \frac{g}{w} \leq 0.3 \\ \frac{1.565}{(w/h)^{0.16}} - 1 & \text{for } \frac{g}{w} \geq 0.3 \end{cases} \quad (2.19)$$

$$K_o = 4.26 - 1.453 \log \frac{w}{h} \quad (2.20)$$

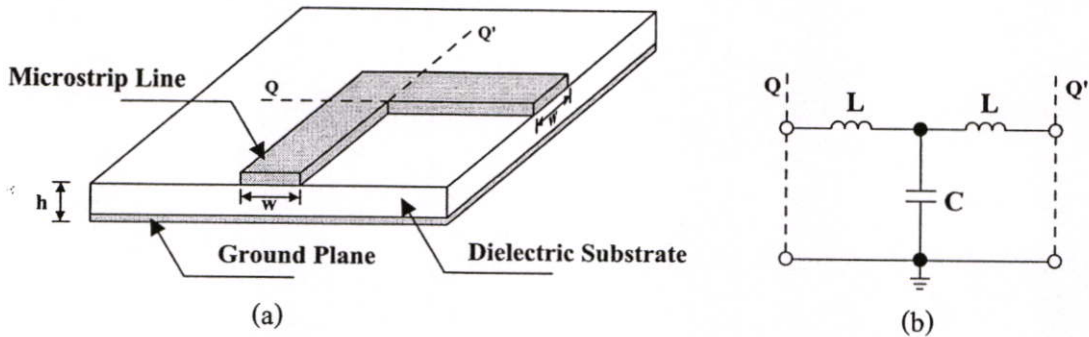
$$K_e = 2.043 \left(\frac{w}{h} \right)^{0.12} \quad (2.21)$$



รูปที่ 2.6 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบช่องต่อ (a) โครงสร้าง (b) วงจรสมมูล

2.2.2.2 แบบมุมฉาก (Right-Angled)

การเปลี่ยนลักษณะของสายส่งไมโครสตริป จากเส้นตรงให้กลายเป็นมุมแบบมุมฉากนั้นทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่องบนสายส่งไมโครสตริป โดยที่การเปลี่ยนรูปร่างในลักษณะนี้ส่วนใหญ่จะกับการส่งผ่านสัญญาณหรือ การกรองสัญญาณ จากรูปที่ 2.7 แสดงโครงสร้างและวงจรสมมูลของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉาก



รูปที่ 2.7 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉาก (a) โครงสร้าง (b) วงจรสมมูล

ในการแปลงวงจรสมมูลที่บริเวณมุมฉากนั้นจะทำการแปลงเป็นวงจรข่ายแบบ T โดยจะมีตัวเหนี่ยวนำสองตัวต่ออนุกรมกัน และมีตัวเก็บประจุต่อขนาน ซึ่งสามารถหาค่าของอินดักแตนซ์และคาปาซิแตนซ์ของแต่ละองค์ประกอบได้ดังนี้

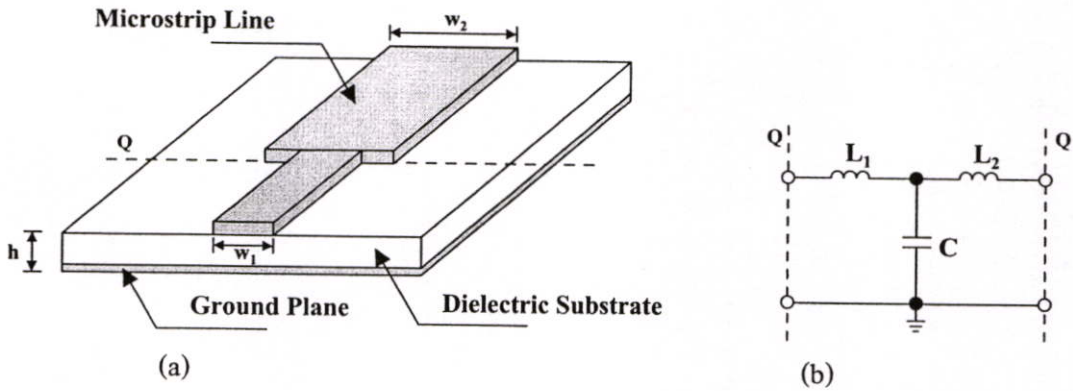
$$C = \begin{cases} w \left[\frac{(14\epsilon_r + 12.5)(w/h) - (1.83\epsilon_r - 2.25)}{\sqrt{w/h}} + \frac{0.02\epsilon_r}{w/h} \right] \times 10^{-12} & \text{for } \frac{w}{h} < 1 \\ w[(9.5\epsilon_r + 1.25)(w/h) + 5.2\epsilon_r + 7] \times 10^{-12} & \text{for } \frac{w}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (2.22)$$

$$L = 100 h \left(4 \sqrt{\frac{w}{h}} - 4.21 \right) \times 10^{-9} \quad (2.23)$$

2.2.2.3 แบบขั้น (Microstrip Step)

การที่เปลี่ยนความกว้างของแผ่นไมโครสตริป จะทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่อง ของค่าอิมพีแดนซ์ในสายส่งสัญญาณขึ้น โดยการออกแบบให้แผ่นไมโครสตริปเกิดความไม่ต่อเนื่องแบบเป็น

ขั้นนี้ ส่วนใหญ่จะทำเมื่อต้องการทำแมตซ์ตัวแปลงสัญญาณ ตัวเชื่อมต่อสัญญาณ ตัวกรองสัญญาณ และการส่งผ่านสัญญาณ จากรูปที่ 2.8 จะพบว่า การหาค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์สามารถพิจารณาได้จากค่าพารามิเตอร์ของวงจรสมมูลย์ในเทอมของอินดักแตนซ์กับคาปาซิแตนซ์ ซึ่งแสดงดังสมการที่ 2.24



รูปที่ 2.8 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบขั้น (a) โครงสร้าง (b) วงจรสมมูลย์

$$L_1 = \frac{L_{w1}}{L_{w1} + L_{w2}} L \quad (2.24)$$

$$L_2 = \frac{L_{w2}}{L_{w1} + L_{w2}} L \quad (2.25)$$

$$L = h \left[40.5 \left(\frac{w_1}{w_2} - 1 \right) - 75 \left(\frac{w_1}{w_2} \right) + 0.2 \left(\frac{w_1}{w_2} - 1 \right)^2 \right] \times 10^{-9} \quad (2.26)$$

เมื่อ L_{w1} และ L_{w2} เป็นตัวเหนี่ยวนำต่อหน่วยความยาวของสายไมโครสตริปที่มีความกว้างเป็น w_1 และ w_2 ตามลำดับ

$$C = \sqrt{w_1 w_2} \left[(10.1 \log \epsilon_r + 2.33) \frac{w_1}{w_2} - 12.6 \log \epsilon_r - 3.17 \right] \quad (2.27)$$

2.2.2.4 แบบรูปตัว T (Microstrip T-junction)

สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบรูปตัว T [18-19] มีโครงสร้างและวงจรสมมูลย์ ดังแสดงในรูปที่ 2.9 จากโครงสร้างและวงจรสมมูลย์จะเห็นว่าแบบรูปตัว T นั้นจะมี

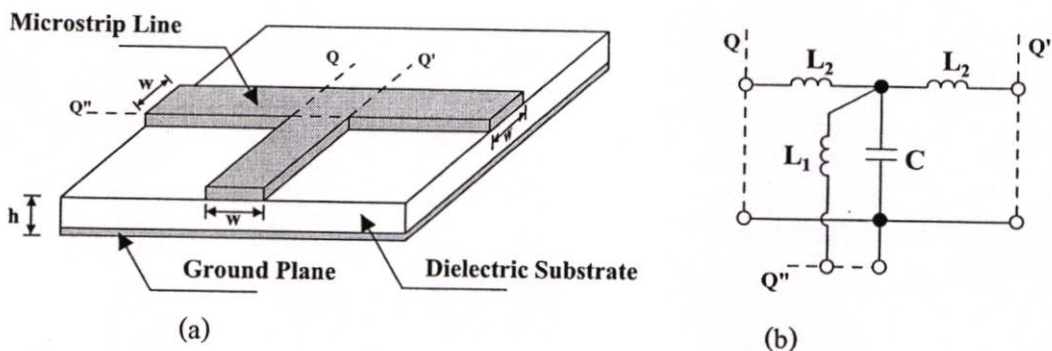
ลักษณะคล้ายรูปมุมฉาก การออกแบบให้สายส่งไมโครสตริปเกิดความไม่ต่อเนื่อง แบบเป็นขั้นนี้ ส่วนใหญ่จะใช้ในวงจรไมโครเวฟ เช่น เมื่อต้องการเพิ่มพอร์ทในการส่งสัญญาณ ตัวเชื่อมต่อสัญญาณ ตัวกรองสัญญาณ การทำแมตซ์เพื่อเชื่อมต่อวงจร หรือนำไปใช้ออกแบบป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริป [20] จากวงจรสมมูลจะพบว่าการหาค่าคุณลักษณะทาง อิมพีแดนซ์ นั้นสามารถที่จะพิจารณาในเทอมของอินดักแตนซ์ กับคาปาซิแตนซ์ โดยกำหนดให้ตัวเหนี่ยวนำที่อยู่พอร์ท Q" มีค่าเป็น L_1 ส่วนตัวเหนี่ยวนำที่อยู่ทางด้านพอร์ท Q และพอร์ท Q' มีค่าอินดักแตนซ์เป็น L_2 และมีตัวเก็บประจุต่อขนานอยู่ ซึ่งค่าของแต่ละองค์ประกอบสามารถหาได้จากสมการดังนี้

$$L_1 = hL_w \left[\left(0.12 \frac{w}{h} - 0.47 \right) \frac{w}{h} + 0.195 \frac{w}{h} - 0.357 + 0.0283 \sin \left(\pi \frac{w}{h} - 0.75\pi \right) \right] \quad (2.28)$$

$$L_2 = -wL_w \left[\frac{w}{h} \left(-0.016 \frac{w}{h} + 0.064 \right) + \frac{0.016}{w/h} \right] \quad (2.29)$$

เมื่อ L_w เป็นค่าอินดักแตนซ์ต่อหน่วยความยาวของสายส่งไมโครสตริปที่มีความกว้างเป็น w

$$C = w \left[\frac{100}{\tanh(0.0072 Z_o)} + 0.64 Z_o - 261 \right] \times 10^{-12} \quad (2.30)$$

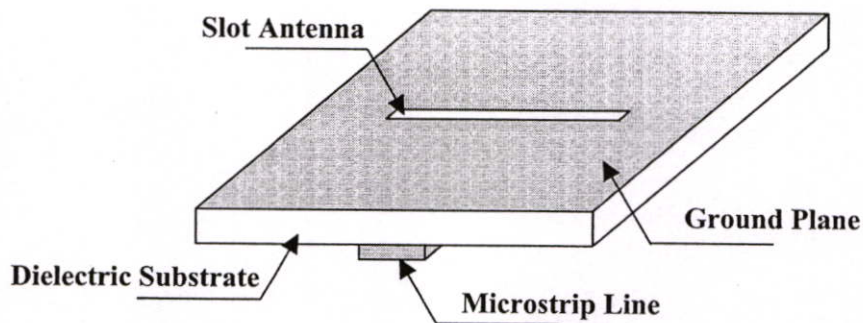


รูปที่ 2.9 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบรูปตัว T (a) โครงสร้าง (b) วงจรสมมูล

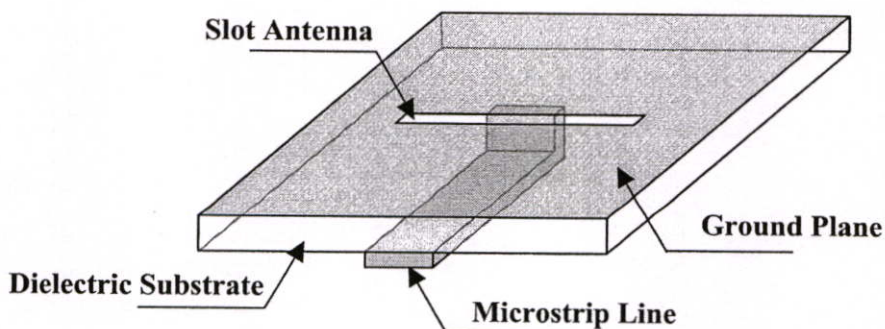
2.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

2.3.1 โครงสร้างของสายอากาศ

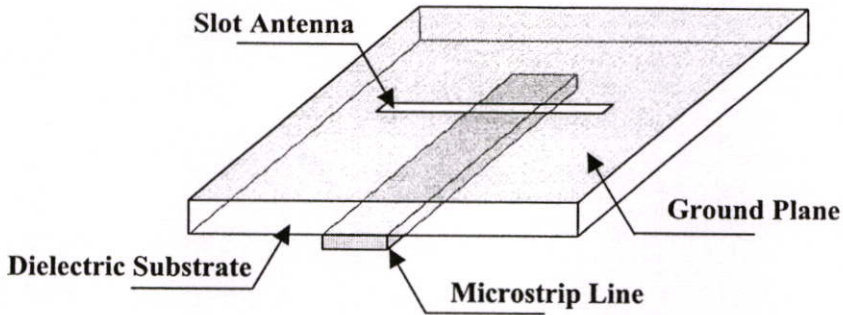
ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดประกอบด้วย สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ และสายอากาศแบบช่องเปิดวางตั้งฉากกับไมโครสตริปไลน์ อยู่บนระนาบกราวด์ มีวัสดุฐานรองเป็นตัวกั้นกลางระหว่าง สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์กับสายอากาศแบบช่องเปิดดังแสดงในรูปที่ 2.10 โดยลักษณะของการส่งผ่านสัญญาณของคลื่นนั้นจะมีอยู่ 2 แบบ คือ แบบปิดวงจรซึ่งจะเป็นการต่อตัวนำจากสายส่งสัญญาณผ่านวัสดุฐานรองไปปิดวงจร ที่ขอบของช่องเปิด (Microstrip Terminated in a Short Circuit) [21] ดังรูปที่ 2.11 และอีกวิธีคือ แบบเปิดวงจร (Microstrip Terminated in a Open Circuit) ซึ่งแสดงในรูป ที่ 2.12



รูปที่ 2.10 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด



รูปที่ 2.11 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบปิดวงจร



รูปที่ 2.12 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบเปิดวงจร

2.3.2 การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบช่องเปิด

สายอากาศแบบช่องเปิดนั้น จะมีการกระจายคลื่นผ่านหลายตัวกลาง ซึ่งเกิดเนื่องจากแหล่งกำเนิดคลื่นนั้น อยู่ที่บริเวณหนึ่ง ส่วนคลื่นที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศจะกระจายไปในอีกบริเวณหนึ่งซึ่งมีตัวกลางที่ต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.13 จากรูปแสดงการเดินทางของคลื่นจากตัวกลางที่ 1 ไปยังตัวกลางที่ 2 โดยที่ตัวกลางที่ 1 ถูกปิดล้อมด้วยผิวปิด S' ถ้าตัวกลางที่ 1 และมีตัวกลางที่ 2 ซึ่งมีค่าคงที่ของตัวกลางไม่เหมือนกัน หรือมีค่าอินทริกติกอิมพีแดนซ์ (Intrinsic impedance) ไม่เหมือนกัน คลื่นที่เคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดคลื่นเมื่อกระทบกับผิวขอบเขตจะเกิดการสะท้อนกลับของคลื่นเข้าสู่ตัวกลางที่ 1 ส่วนหนึ่งและส่งผ่านคลื่นเข้าไปในตัวกลางที่ 2 อีกส่วนหนึ่ง ดังนั้นถ้าให้ \vec{E}^i และ \vec{H}^i เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตกกระทบที่เกิดจากแหล่งกำเนิดคลื่น โดยที่ \vec{E}^r และ \vec{H}^r เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากการสะท้อนที่ผิวขอบเขต ส่วน \vec{E}^t และ \vec{H}^t เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ส่งผ่านเข้าไปในตัวกลางที่ 2 ดังนั้นในตัวกลางที่ 1 คลื่นที่ปรากฏอยู่ก็คือผลบวกระหว่างคลื่นตกกระทบกับคลื่นสะท้อนรวมกัน ส่วนในตัวกลางที่ 2 นั้นก็จะมีเพียงคลื่นที่ส่งผ่าน โดยสามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\vec{E}_t^i + \vec{E}_t^r = \vec{E}_t^t \quad (2.14)$$

$$\vec{H}_t^i + \vec{H}_t^r = \vec{H}_t^t \quad (2.15)$$

โดยที่ตัวห้อย t หมายถึงส่วนประกอบของสนามในแนวขนานกับผิวขอบเขต

เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต่อเนื่องที่เกิดขึ้นตรงผิวขอบเขตนั้น สามารถเกิดขึ้น
เนื่องจากกระแสไฟฟ้าสมมูล และกระแสแม่เหล็กสมมูลที่กระจายอยู่บนขอบเขต ในรูปสมการ
ต่อไปนี้

$$\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}_t^i \quad (2.16)$$

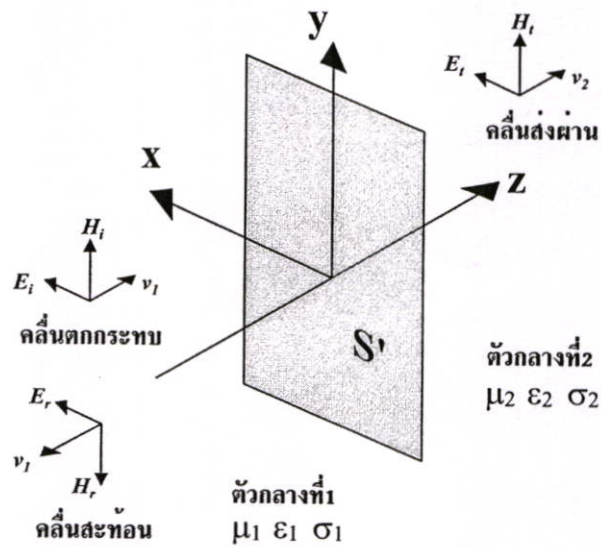
$$\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}_t^i \quad (2.17)$$

โดยที่

\vec{J} คือ กระแสไฟฟ้าสมมูล

\vec{M} คือ กระแสแม่เหล็กสมมูล

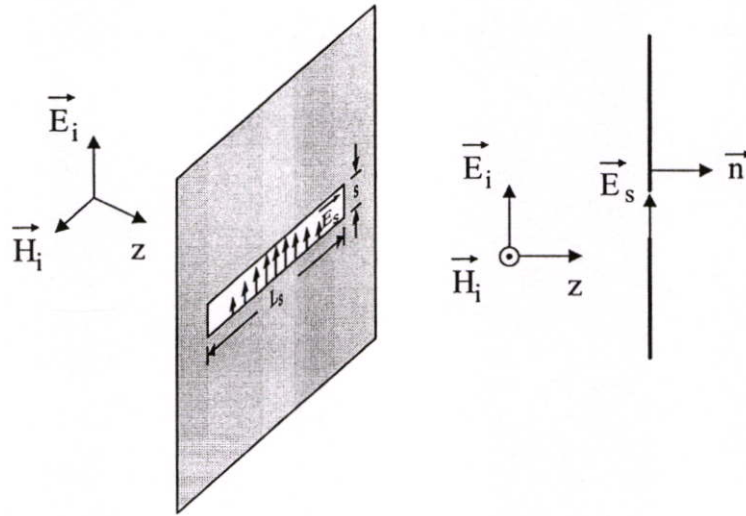
\vec{n} คือ เวกเตอร์หน่วยที่ผิวขอบเขต



รูปที่ 2.13 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น

เมื่อคลื่นที่เคลื่อนที่เข้ากระทบแผ่นตัวนำสมบูรณ์แบบที่มีช่องเปิดแคบ ๆ ดังรูปที่ 2.14 โดยมีทิศของสนามไฟฟ้าตั้งฉากกับแนวของช่องเปิด และถ้าให้ความกว้างของช่องเปิด (S) มีค่าน้อย ๆ นั้นหมายความว่าช่องเปิดแคบมาก ๆ กระแสไฟฟ้าสมมูล ($\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}^i$) จะมีขนาดจำกัดและเมื่อให้ S เข้าใกล้ศูนย์ซึ่งกระแสไฟฟ้าสมมูลนี้มีปริมาณน้อยมากจึงไม่น่ามาคิดเพราะเนื่องจากมีขนาด

เล็กมาก แต่ส่วนที่เป็นกระแสแม่เหล็กสมมูล ($\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}^i$) นั้นต้องนำค่ามาคิดเพราะเมื่อ S เข้าใกล้ศูนย์ สนามไฟฟ้าที่ช่องเปิดจะถูกลู่เข้าหาอนันต์



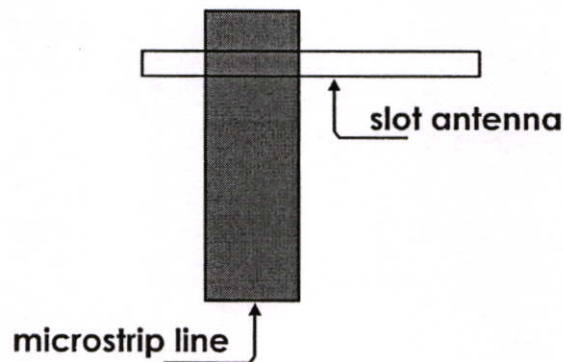
รูปที่ 2.14 การกระจายคลื่นจากช่องเปิด

2.3.3 การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิด

วิธีในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดนั้น โดยพื้นฐานจะมีด้วยกัน 3 วิธี [3] คือ

1. วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ (Offset Microstrip Feeding) [22]

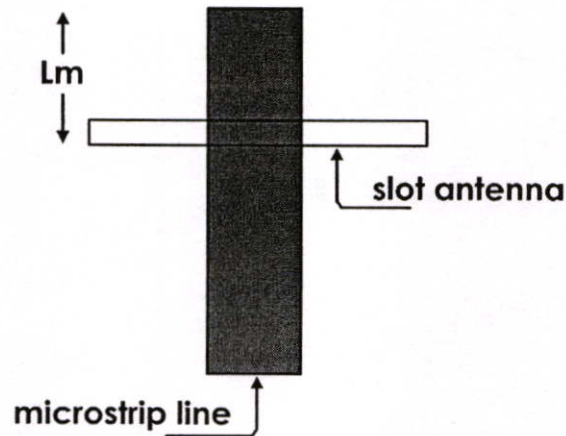
เป็นวิธีเลื่อนหรือเปลี่ยนตำแหน่งของจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์โดยเลื่อนไปทางซ้ายหรือทางขวาเท่านั้นดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.15 วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ

2. วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น (Stub-Tuning)

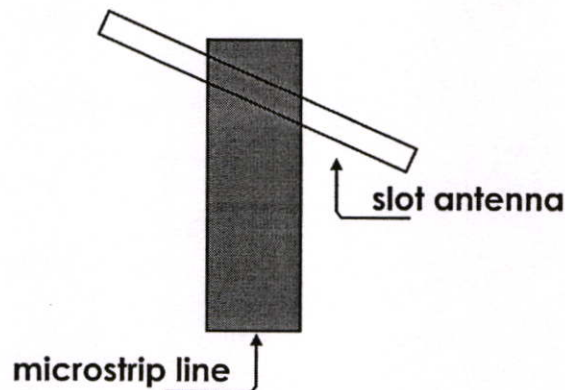
โดยวิธีนี้จะเป็นการเปลี่ยนขนาดความยาวของสายส่งสัญญาณ[23] จากรูปที่ 2.14 โดยมีการกำหนดให้ L_m เป็นความยาวของท่อนสั้นวัดเทียบจากขอบของช่องเปิดจนถึงปลายสายส่งสัญญาณ ในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์วิธีนี้จะมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ด้วย



รูปที่ 2.16 วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น

2. วิธีการหมุนช่องเปิด (Center-fed but Inclined Microstripline Feed)

วิธีการนี้คือการทำให้ช่องเปิดไม่ตั้งฉากกับสายส่งสัญญาณแสดงดังรูปที่ 2.15 ซึ่งการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์วิธีนี้จะมีความยุ่งยากและไม่ค่อยได้รับความนิยม



รูปที่ 2.17 วิธีการหมุนช่องเปิด

2.4 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป โดยอธิบายถึง โครงสร้างพื้นฐาน ลักษณะการส่งผ่านคลื่น และความไม่ต่อเนื่องบนสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป ที่มีทั้งแบบช่องต่อ แบบมุมฉาก แบบขั้น และแบบรูปตัว T นอกจากนี้ยังกล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ได้แก่ คุณลักษณะทั่วไป โครงสร้างพื้นฐาน การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด และอธิบายการทำเมตซ์อิมพีแดนซ์ ซึ่งสิ่งเหล่านี้เป็นพื้นฐานสำคัญในการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดแบบเชิงมุม

บทที่ 3

วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา

3.1 บทนำ

ในการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ที่สำคัญของสายอากาศโดยใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลข (Numerical Method) มาช่วยแทนการวิเคราะห์ด้วยสมการแมกซ์เวลล์โดยตรง ซึ่งวิธีนี้เป็นวิธีที่นิยมมาก เนื่องจากสามารถนำคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณ และวิเคราะห์สายอากาศได้รวดเร็ว และง่ายต่อความเข้าใจยิ่งขึ้น สำหรับระเบียบวิธีเชิงตัวเลขที่นำมาใช้ส่วนมาก ได้แก่ ระเบียบวิธีโมเมนต์ (Moment Method : MoM) ซึ่งเป็นการแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยสมการเชิงอินทิกรัล (Integral Equation) และวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference - Time Domain : FDTD) [24] ซึ่งเป็นการแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยสมการเชิงอนุพันธ์ย่อย (Partial Differential Equation) วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD) ถูกนำเสนอโดยเค เอส ยี (K. S. Yee) ในปี ค.ศ. 1966 [25] ซึ่งเป็นวิธีหนึ่งที่ยืดหยุ่นและสะดวกในการแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และเป็นวิธีหนึ่งที่น่าเชื่อถืออย่างแพร่หลายมาจนถึงปัจจุบัน โดย เค เอส ยี ได้เสนอแนวคิดสำหรับการแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าและสมการแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equation) ขึ้นมาใหม่ ซึ่ง จะทำการวิเคราะห์ในโดเมนเวลา (Time domain) และโดเมนสเปซ (Space domain) โดยได้ทำการกำหนด ส่วนประกอบของสมการแมกซ์เวลล์ และสมการไฟฟ้าเป็นจำนวนทศนิยม ให้อยู่บนเซลล์สี่เหลี่ยมลูกบาศก์ หนึ่งเซลล์ ซึ่งการปรับปรุงส่วนประกอบของสมการไฟฟ้า และสมการแม่เหล็กต่าง ๆ นี้จะใช้แบบแผน ลีฟรอก (Leap-Frog) โดยจะทำการปรับปรุงสมการไฟฟ้า และสมการแม่เหล็กสลับกัน ในโดเมนเวลา ด้วยวิธีการ FDTD ทำให้สามารถสังเกตพฤติกรรม ของสมการแม่เหล็กไฟฟ้าได้ทั้งโดเมนของเวลาและโดเมนของสเปซ กล่าวคือ เมื่อสังเกตพฤติกรรม ณ ตำแหน่งหนึ่ง ๆ ของโครงสร้างจะสามารถเลือกสังเกต พฤติกรรมสนามที่เวลาใดก็ได้ ในทางกลับกันถ้าสังเกต พฤติกรรม ณ เวลาหนึ่ง ๆ จะสามารถสังเกต พฤติกรรมของสนามที่ตำแหน่งต่าง ๆ ได้

ในบทนี้จะกล่าวถึงสมการแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equation) และอัลกอริทึม (Yee Algorithm) ซึ่งเป็นหลักการพื้นฐานของวิธี FDTD จากนั้นจะกล่าวถึงเงื่อนไขเสถียรภาพเชิงตัวเลข การกระตุ้น แหล่งกำเนิดแรงดัน และขอบเขตการดูดกลืน โดยในวิทยานิพนธ์ได้ทำการเสนอขอบเขตการดูดกลืน แบบเมอร์ [13, 26] (Mur's Absorbing Boundary Condition : Mur's ABC)

3.2 สมการแมกซ์เวลล์และยี่อัคริทิม

สมการแมกซ์เวลล์ประกอบด้วยสมการที่อยู่ในรูปแบบเชิงอนุพันธ์และรูปแบบอินทิกรัล สำหรับโครงสร้างของยี่อัคริทิมจะเริ่มจากสมการแมกซ์เวลล์ที่อยู่ในรูปแบบเชิงอนุพันธ์สอง สมการที่เปลี่ยนแปลง นั่นคือ

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

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

โดยที่

\vec{E} คือ เวกเตอร์สนามไฟฟ้า (Electric Field Vector: V/m)

\vec{H} คือ เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก (Magnetic Field Vector: A/m)

ε คือ สภาพยอมทางสนามไฟฟ้า (Electric Permittivity: F/m)

μ คือ สภาพซาบซึมได้ทางสนามแม่เหล็ก (Magnetic Permeability: H/m)

σ คือ สภาพนำทางไฟฟ้า (Electric Conductivity: S/m)

ρ^* คือ สภาพต้านทานแม่เหล็กสมบรูณ์ (Magnetic Resistivity: Ω/m)

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

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

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

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

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

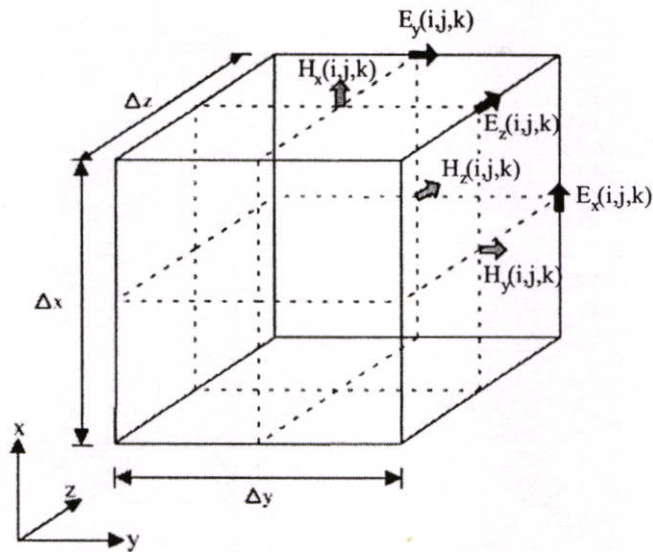
$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (3.2f)$$

จากสมการที่ (3.1a) และ (3.1b) จะเขียนตัวประกอบเวกเตอร์ของตัวดำเนินการเคิร์ล (Curl Operation) ได้เป็นสมการสเกลาร์ 6 สมการที่สมมูลกับสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ในระบบพิกัดมุมฉากสามมิติ (x, y, z) ได้ดังสมการที่ (3.2 a) ถึง (3.2f) ซึ่งสมการเหล่านี้จะเป็นพื้นฐานของแนวคิดเชิงตัวเลขของวิธี FDTD ในการวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าของวัตถุในสามมิติทั่ว ๆ ไป

แนวคิดของยี่อัครทิมซึ่งเป็นแนวความคิดพื้นฐานของวิธี FDTD มีดังต่อไปนี้

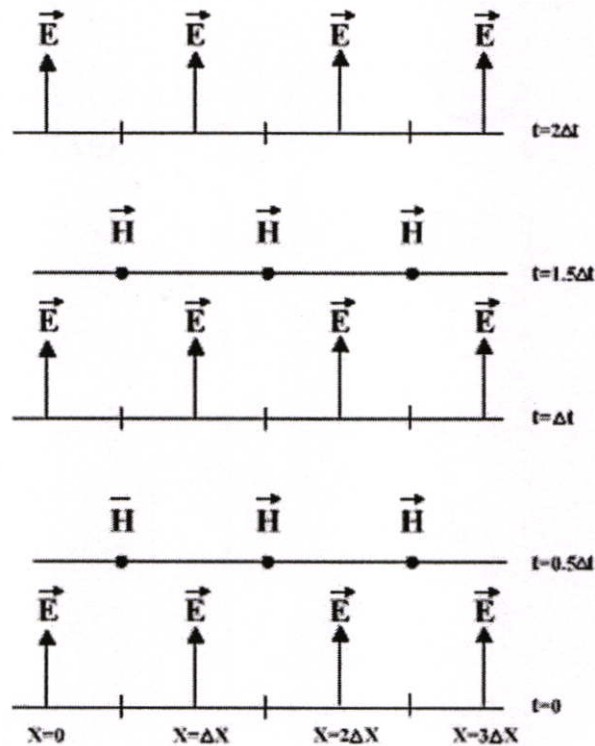
1. ทำการแก้ปัญหาทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กพร้อมกันในโดเมนเวลาและโดเมนสเปซ โดยใช้สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ แทนการแก้ปัญหาสถาปัตยกรรมไฟฟ้าหรือสนามแม่เหล็กเพียงอย่างเดียวด้วยสมการคลื่น ซึ่งการวิเคราะห์ทั้งสองสนามพร้อมกันนี้เปรียบเสมือนการแปลงสนามรวมของสมการอินทิกรัลในวิธีโมเมนต์ โดยเงื่อนไขขอบเขตของทั้ง \vec{E} และ \vec{H} ถูกกำหนดให้อยู่บนขอบเขตของตัวกลางนั้น มีข้อดีคือ การใช้ข้อมูลของทั้ง \vec{E} และ \vec{H} ด้วยกันจะได้ผลลัพธ์ที่แน่นอนกว่าการใช้สนามชนิดใดชนิดหนึ่งเพียงอย่างเดียว (จะมีความเที่ยงตรงสำหรับโครงสร้างที่มีขนาดใหญ่) โดยในการวิเคราะห์สามารถจำลองคุณสมบัติทางสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของวัสดุที่ใช้ได้ และสำหรับบริเวณที่สนามมีลักษณะเฉพาะหรือสามารถมีได้เพียงสนามเดียว เช่น \vec{H} ที่สัมผัสบริเวณขอบ มุม หรือรอบ ๆ แกนเส้นลวดบาง และ \vec{E} ในแนวรัศมีที่อยู่บริเวณจุด ขอบ และเส้นลวดบางนั้น สามารถสร้างแบบจำลองขึ้นมาได้ ถ้าในบริเวณนั้นเกิดสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กขึ้น

2. ส่วนประกอบของสนาม \vec{E} และ \vec{H} ในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่อัครทิมนั้นจะถูกจัดวางไว้ระหว่างกลางของกันและกันในสเปซแบบสามมิติ ดังนั้นทุกส่วนประกอบของสนาม \vec{E} ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบของสนาม \vec{H} และส่วนประกอบของสนาม \vec{H} ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบของสนาม \vec{E} ใด ๆ เช่นเดียวกัน จึงทำให้ได้รูปแบบจำลองอย่างง่ายในโครงสร้างสเปซสามมิติ ที่เป็นไปตามกฎฟาราเดย์และแอมแปร์ ดังแสดงในรูปที่ 3.1 ผลลัพธ์ของสมการผลต่างสี่บเนื่องที่ได้มาจากการใช้สมการเคิร์ลนั้น จะเป็นแบบผลต่างสี่บเนื่องจำกัดแบบตรงกลาง ในกรณีที่มีความต่อเนื่องของ \vec{E} และ \vec{H} ในแนวสัมผัสระหว่างรอยต่อของตัวกลางต่างชนิดกันจะสามารถกระทำได้อย่างเหมือนจริงตามธรรมชาติโดยที่ไม่ต้องทำการแมตซ์เงื่อนไขขอบเขตของสนามที่รอยต่อ ถ้ารอยต่อนั้นทับกับกริดในตำแหน่งของแกนพอดิ จะได้สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่นำไปใช้งานได้เลย โดยเพียงแต่ทำการกำหนดสภาพยอมทางสนามไฟฟ้าและสภาพขาศซึมได้ทางสนามแม่เหล็กของวัสดุไว้ ณ ตำแหน่งที่สมมุติให้เป็นวัสดุนั้น ๆ ถ้าเป็นเม็ช (Mesh) ทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากของยี่ จะมีลักษณะการประมาณพื้นที่ผิวและรูปทรงภายในของโครงสร้างที่น่าสนใจเป็นแบบขั้นบันได โดยกำหนดความละเอียดของสเปซจากขนาดของหน่วยเซลล์ทริกหรือหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่



รูปที่ 3.1 โครงสร้างส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ (Yee cell)

3. ส่วนประกอบของสนาม \vec{E} และ \vec{H} ในเวลาจะอยู่ในเทอมของขั้นเวลาแบบลิฟฟรอก (Leap-Frog) ซึ่งจะเป็นการคำนวณสลับกันระหว่าง \vec{E} และ \vec{H} กับช่วงห่างเวลาของยี่อัลกอริทึม



รูปที่ 3.2 แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของยี่อัลกอริทึม

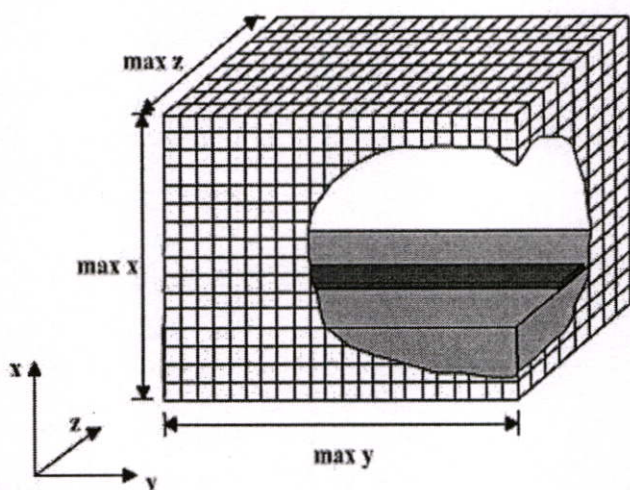
โดยหลักการจะทำการคำนวณ \vec{E} ทุกตำแหน่งในแบบจำลองสเปซแบบสามมิติแล้วเก็บค่าทั้งหมดไว้ในหน่วยความจำ ในช่วงเวลาต่อมา \vec{H} ก็ถูกคำนวณทุกตำแหน่งในแบบจำลองสเปซ และเก็บไว้ในหน่วยความจำ โดยการคำนวณนั้นจะเอาข้อมูลของ \vec{E} ที่เก็บไว้ในหน่วยความจำในช่วงเวลาที่แล้วมาใช้ในการคำนวณ และในช่วงเวลาต่อมา \vec{E} ก็จะคำนวณมาจาก \vec{H} คำนวณมาจากครั้งที่ผ่านมามีเหมือนกัน ซึ่งในการคำนวณนี้จะกระทำวนรอบไปเรื่อย ๆ จนกว่าจะถึงขั้นเวลาที่กำหนดเอาไว้ดังแสดงในรูปที่ 3.2 กระบวนการทำขั้นเวลาแบบลิฟฟรอกนี่ เป็นกระบวนการที่แน่นอน ดังนั้นจึงสามารถหลีกเลี่ยงการ แก้วสมการสองสมการพร้อมกัน และการหาเมตริกซ์ผกผันได้อย่างสมบูรณ์แบบ

3.3 สมการผลต่างสี่บเนื่อง

ในการแก้ปัญหาสมการเชิงอนุพันธ์โดยใช้วิธี FDTD อย่างแรกที่จะต้องคำนึงก็คือหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ซึ่งอยู่ในโดเมนสเปซ และอีกอันหนึ่งก็คือการคิดคำนวณในเชิงเวลา ดังนั้นในการกำหนดสัญลักษณ์ของยี่อัลกอริทึมนั้นจะกำหนดเป็นฟังก์ชันของโดเมนสเปซและ โดเมนเวลาในระบบพิกัดสามมิติเอาไว้ดังนี้

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

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



รูปที่ 3.3 โครงสร้างสามมิติสำหรับกริดเซลล์ของ FDTD (FDTD grid)

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

ยี่ได้นำเสนอการใช้รูปแบบของสมการผลต่างสี่เนื่องแบบตรงกลาง (Central Difference Scheme) โดยใช้กับฟังก์ชัน F ทั้งในโดเมนสเปซของระบบพิกัดฉาก และในโดเมนเวลา คือ

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

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

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

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

ทำการแทนสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ในระบบพิกัดมุมฉากสามมิติ (3.2a)-(3.2f) ลงในสมการ (3.4) จะได้สมการสนามแม่เหล็กไฟฟ้าใหม่ 6 สมการ ดังนี้

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

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

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

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

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

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

ทำการประมาณค่าสนามแม่เหล็กในทิศทางใด ๆ ที่ขึ้นเวลา n และค่าสนามไฟฟ้าในทิศทางใด ๆ ที่ขึ้นเวลา $n+1/2$ เป็น

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

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

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

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

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

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

นำสมการที่ (3.6) ทั้งหมดแทนลงในสมการที่ (3.5) จะได้เป็นสมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัด สำหรับแต่ละส่วนประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ใช้คำนวณในวิธี FDTD ดังนี้

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

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

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

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

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

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

3.4 การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน

การเลือกแหล่งกำเนิดแรงดันที่เหมาะสมเป็นปัจจัยสำคัญประการหนึ่งในการจำลองแบบโครงสร้างแบบ FDTD ในระยะแรกเริ่มได้มีการใช้แหล่งกำเนิดแรงดัน แบบสถานะเริ่มต้นของคลื่นระนาบ ซึ่งเหมาะสำหรับการแก้ปัญหาในโครงสร้างที่มีมิติเดียว แต่สำหรับการจำลองโครงสร้างแบบ FDTD ที่มีการแก้ปัญหาค้นไม่โครเวฟด้วยโครงสร้างสามมิตินั้น จะใช้การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันที่เป็นพัลส์แบบเกาส์ (Gaussian Pulse) หรือพัลส์แบบเกาส์มอดูเลต (Modulated Gaussian Pulse) เนื่องจาก

หารูปคลื่นและฟูรีเยร์สเปกตรัมได้ง่ายกว่า ซึ่งการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันของพัลส์แบบเกาส์แสดงได้ดังสมการ

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

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

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

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

เมื่อ f_0 คือความถี่ที่เข้ามามอดูเลต

ดังนั้นจากสมการของการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันทั้งสองสมการจากที่กล่าวมาสามารถที่จะนำไปแปลง โดยใช้ผลการแปลงฟูรีเยร์ (Fourier Transform) ซึ่งเป็นการแปลงสัญญาณของแหล่งกำเนิดแรงดันที่อยู่ในโดเมนของเวลาให้อยู่ในโดเมนความถี่ ทำให้ได้รูปแบบของสมการที่คล้ายกันคือ

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

3.5 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข

สิ่งหนึ่งที่สำคัญในการคำนวณเชิงตัวเลขด้วยวิธี FDTD นั้นคือ เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข และในการกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสมกับการคำนวณจะเป็นสิ่งที่สำคัญอย่างยิ่ง ซึ่งได้แก่ การกำหนดขนาดของช่วงเวลา Δt ขนาดของช่วงระยะทางคือ Δx Δy Δz และจำนวนช่วงระยะทางที่สามารถครอบคลุมพื้นที่ของอุปกรณ์ได้ทั้งหมด และจำนวนช่วงเวลาเพียงพอให้คลื่นสามารถเดินทางผ่านเส้นทางที่ต้องการได้จนเสร็จสิ้น อย่างไรก็ตามวิธีที่ที่มีความสำคัญก็คือ ขนาดของช่วงระยะทาง ซึ่งควรจะมีขนาดต่ำกว่าหนึ่งในสิบ ถึงหนึ่งในยี่สิบ ของความยาวคลื่นที่ใช้งาน และตัวแปรที่สำคัญที่สุดที่ส่งผลกระทบต่อการคำนวณมากอีกตัวหนึ่งก็คือขนาดของช่วงเวลา เนื่องจากการกำหนดช่วงเวลาที่ไม่เหมาะสมหรือมากเกินไป จะทำให้การคำนวณขาดเสถียรภาพไม่สามารถหาคำตอบได้ กล่าวคือการคำนวณจะเกิดการลู่ออกทุกครั้งที่ทำซ้ำในแต่ละช่วงเวลา ซึ่งอาจจะแก้ปัญหาได้โดยการกำหนดค่าช่วงเวลาไว้ต่ำ แต่อย่างไรก็ดีการใช้ช่วงเวลาต่ำมาก ๆ จะทำให้ต้องใช้จำนวนช่วงเวลาที่ยาวจนเกินความจำเป็น ทำให้การคำนวณเกิดความล่าช้า ดังนั้นจึงต้องมีข้อกำหนดในการเลือกค่าช่วงเวลา

เหมาะสม โดยเริ่มต้นจากการพิจารณาสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ [27-29] ซึ่งจะทำกรนอร์มอลไรซ์ (Normalize) ให้ $\mu=1$, $\varepsilon=1$, $\sigma=0$, $\rho^*=0$ และ $c=1$ จากนั้นเอาสมการที่ (3.1a) บวกกับสมการที่ (3.1b) แล้วคูณด้วย j เมื่อ $j=\sqrt{-1}$ จะได้เป็น

$$j\nabla \times (\vec{H} + j\vec{E}) = \frac{\partial}{\partial t} (\vec{H} + j\vec{E}) \quad (3.7)$$

กำหนดให้ $\vec{V} = \vec{H} + j\vec{E}$ ดังนั้นสมการที่ (3.7) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$j\nabla \times \vec{V} = \frac{\partial \vec{V}}{\partial t} \quad (3.8)$$

พิจารณาค่าเจาะจง (Eigenvalue) ของสมการที่ (3.8)

$$\frac{\partial \vec{V}}{\partial t} = \Lambda \vec{V} \quad (3.9a)$$

$$j\nabla \times \vec{V} = \Lambda \vec{V} \quad (3.9b)$$

ทำการหาค่าเจาะจงเวลา (Time Eigenvalue) โดยที่ตัวดำเนินการอนุพันธ์ย่อยในสมการที่ (3.9a) สามารถเปลี่ยนมาเป็นตัวดำเนินการผลต่างสืบเนื่องที่มีตำแหน่งขั้นเวลาแบบลิพฟรอก ซึ่งจะได้เป็น

$$\frac{V_{i,j,k}^{n+1/2} - V_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} = \Lambda V_{i,j,k}^n \quad (3.10)$$

นิยามตัวร่วมการเพิ่มขึ้น (Growth Factor) เป็น

$$q_{i,j,k} = \frac{V_{i,j,k}^{n+1/2}}{V_{i,j,k}^n} = \frac{V_{i,j,k}^n}{V_{i,j,k}^{n-1/2}} \quad (3.11)$$

ทำการแทนสมการที่ (3.11) ลงในสมการที่ (3.10) แล้วทำการจัดรูปใหม่จะได้

$$(q_{i,j,k})^2 - \Lambda \Delta t q_{i,j,k} - 1 = 0 \quad (3.12)$$

แก้สมการหาค่า $q_{i,j,k}$

$$q_{i,j,k} = \frac{\Lambda \Delta t}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\Lambda \Delta t}{2}\right)^2 + 1} \quad (3.13)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าของ $|q_{i,j,k}|$ จะมีค่าเท่ากับ 1 เสมอ (อยู่ในเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข $|q_{i,j,k}| \leq 1$) เมื่อ $\frac{\Lambda \Delta t}{2}$ มีส่วนจำนวนจริงเป็น 0 และมีส่วนจำนวนจินตภาพอยู่ในช่วง $-1j$ ถึง $1j$ แทนค่าของ $\frac{\Lambda \Delta t}{2}$ ลงในช่วงนี้แล้วจัดรูปใหม่ จะได้เงื่อนไขของค่าเจาะจงเวลาเป็น

$$\text{Re}(\Lambda) = 0 \quad (3.14 a)$$

$$-\frac{2}{\Delta t} \leq \text{Im}(\Lambda) \leq \frac{2}{\Delta t} \quad (3.14 b)$$

ทำการหาค่าเจาะจงสเปซ (Space Eigenvalue) โดยกำหนดให้

$$\vec{V}_{i,j,k} = \vec{V}_0 e^{j(\tilde{k}_x i \Delta x + \tilde{k}_y j \Delta y + \tilde{k}_z k \Delta z)} \quad (3.15)$$

แสดงแบบแผนคลื่นสเปซแลตทิซใด ๆ ใช้การทำผลต่างสืบเนื่องสเปซแบบตรงกลางแทนอนุพันธ์ย่อยของตัวดำเนินการเคิร์ลในสมการที่ (3.9b) จะได้

$$-2 \left[\frac{\hat{x}}{\Delta x} \sin(\tilde{k}_x \Delta x / 2) + \frac{\hat{y}}{\Delta y} \sin(\tilde{k}_y \Delta y / 2) + \frac{\hat{z}}{\Delta z} \sin(\tilde{k}_z \Delta z / 2) \right] \times \vec{V}_{i,j,k} = \Lambda \vec{V}_{i,j,k} \quad (3.16)$$

เมื่อ \hat{x} , \hat{y} และ \hat{z} เป็นเวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง x , y และ z ตามลำดับ หลังจากทำผลคูณเชิงเวกเตอร์ และเขียนสมการให้อยู่ในเทอมของส่วนประกอบ x , y และ z แล้วทำการแก้สมการหาค่าของ Λ^2 จะได้

$$\Lambda^2 = -4 \left[\frac{1}{(\Delta x)^2} \sin^2(\tilde{k}_x \Delta x/2) + \frac{1}{(\Delta y)^2} \sin^2(\tilde{k}_y \Delta y/2) + \frac{1}{(\Delta z)^2} \sin^2(\tilde{k}_z \Delta z/2) \right] \quad (3.17)$$

$$\text{Re}(\Lambda) = 0 \quad (3.18 a)$$

$$-2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \leq \text{Im}(\Lambda) \leq 2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \quad (3.18 b)$$

สำหรับการหาเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข และเงื่อนไขของค่าเจาะจงสเปซ ที่กำหนดโดยสมการที่ (3.18) จะต้องอยู่ในเงื่อนไขของค่าเจาะจงเวลาที่กำหนดโดยสมการที่ (3.14) อย่างสมบูรณ์แล้ว ยกเลิกการนอร์มอลไรซ์ค่า c ซึ่งจะได้เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขสำหรับสมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัดเป็น

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{(1/\Delta x)^2 + (1/\Delta y)^2 + (1/\Delta z)^2}} \quad (3.19)$$

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

3.6 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน

ในการแก้ปัญหาทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธี FDTD นั้นมักจะให้บริเวณที่พิจารณาเป็นบริเวณเปิด ซึ่งโดเมนการคำนวณสนามจะไม่ถูกจำกัดในทิศทางใด ๆ ดังนั้นในการจำลองโครงสร้างกริดเซลล์ของ FDTD ที่ใช้ขอบเขตเปิด (Open-Boundary) จึงเกิดปัญหาในการวิเคราะห์ก็คือ ปัญหาของขอบเขตในการแพร่กระจายคลื่นที่มีลักษณะการแพร่กระจายเหมือนลู่อู่เข้าสู่ระยะอนันต์ ซึ่งในความเป็นจริงแล้วคงไม่มีคอมพิวเตอร์ที่สามารถเก็บข้อมูลได้โดยไม่จำกัด เพื่อเป็นการแก้ปัญหาดังกล่าวนี้จึงได้มีการกำหนดเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorbing Boundary Condition : ABC) ขึ้น โดยเป็นการจำกัดโดเมนการคำนวณสนามไว้ที่ขนาดใดขนาดหนึ่งซึ่งใหญ่พอที่จะครอบคลุมโครงสร้างที่พิจารณาและมีเงื่อนไข

ขอบเขตที่ขอบนอกของโดเมนเสมือนเป็นระยะอนันต์ และเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนี้จะกำจัดหรือลดการสะท้อนกลับของสนามที่ขอบของโดเมน การคำนวณทำให้เปรียบเสมือนว่าในขณะที่ทำการคำนวณ โดเมนการคำนวณมีขนาดเป็นอนันต์ ซึ่งเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนี้จะได้นำมาวิเคราะห์และพัฒนาเพื่อช่วยลดขนาดของกริดเซลล์ให้มีขนาดลดลง สิ่งสำคัญที่สุดในการวิเคราะห์การกระทำในเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนั้นก็คือ ประสิทธิภาพและความเที่ยงตรงในการคำนวณ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนได้มีการพัฒนาต่อเนื่องมาในช่วงสามสิบกว่าปีที่ผ่านมา หลักในการวิเคราะห์ขอบเขตการดูดกลืนในระบบสามมิตินั้นสามารถที่จะแบ่งได้ 2 กลุ่มหลัก ๆ คือ กลุ่มแรกจะมีการใช้คุณสมบัติของคลื่นเดินทางเดียว (One-Way Wave Characteristics) โดยจะใช้แฟกเตอร์เชิงอนุพันธ์ของสมการคลื่นในการคำนวณ การคิดคำนวณแบบนี้จะใช้เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบหนึ่งที่เป็นที่นิยมกันมากก็คือ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์ (Mur's ABC) ซึ่งเงื่อนไขชนิดนี้จะได้นำมาวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ด้วย และในกลุ่มที่สองจะใช้หลักการพื้นฐานของการให้วัสดุดูดกลืน (Absorbing Materials) โดยเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่นิยมใช้สำหรับการวิเคราะห์แบบนี้ก็คือ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของชั้นแมตซ์สมบูรณ์ (Perfectly Matched Layer ABC : PML) [30] ในการวิเคราะห์เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่คตินั้นควรจะมีคุณสมบัติหลักที่สำคัญ ๆ คือ

1. จะต้องมีความเที่ยงตรงในการแก้ปัญหาเชิงวิศวกรรม
2. วิเคราะห์คุณสมบัติของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโครงสร้างต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นโครงสร้างทั่วไป หรือโครงสร้างที่ซับซ้อนได้
3. ควรจะมีความเสถียรเชิงตัวเลขในการใช้งาน

จากคุณสมบัติสามข้อที่กล่าวมานั้น จะเห็นได้ว่าเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์เป็นเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนชนิดหนึ่งที่จะนำมาใช้ในการวิเคราะห์กริดเซลล์ของ FDTD ได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยที่เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์จะมีลักษณะของสมการอยู่สองแบบ คือ แบบอันดับหนึ่ง (Mur's first order) และ แบบอันดับสอง (Mur's second order) ซึ่งทั้งสองแบบนี้จะได้สมการพื้นฐานมาจากสมการคลื่นทางเดียว (One Way Wave Equation) ซึ่งแบบนี้กลุ่มนักวิจัยกลุ่มแรกที่คิดคือ Engquist and Majda เงื่อนไขขอบเขตของสมการคลื่นแสดงดังสมการที่ 3.20

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

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

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

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t}\right) (1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} E_i|_{x=0} = 0 \quad (3.21)$$

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 (3.21) ซึ่งสามารถหาได้โดยใช้อนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor Series Expansions) ดังนั้นเมอริจึงได้เสนอสมการของเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรก จะได้สมการเป็น

$$(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} = 1 + O((vs_y)^2 + (vs_z)^2) \quad (3.22)$$

ซึ่งสมการที่ (3.22) จะได้การดูดกลืนของคลื่นใกล้เคียงกับคลื่นที่ส่งมา (Incident Waves) และเมอริจึงได้นำเสนอสมการสำหรับอันดับที่สองดังสมการ

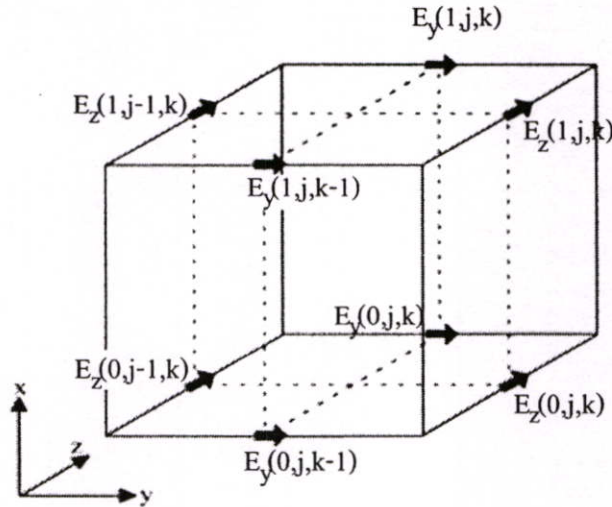
$$(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} = 1 - \frac{1}{2}((vs_y)^2 + (vs_z)^2) + O(((vs_y)^2 + (vs_z)^2)^2) \quad (3.23)$$

ดังนั้นจึงทำให้คลื่นมาตกกระทบระนาบ $x = 0$ จะได้สมการคลื่นทางเดียวสำหรับเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรกดังสมการ

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t}\right) E_i|_{x=0} = 0 \quad (3.24)$$

และอันดับสองดังสมการ

$$\left(\frac{1}{v} \frac{\partial^2}{\partial x \partial t} - \left(\frac{1}{v}\right)^2 \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right)\right) E_i|_{x=0} = 0 \quad (3.25)$$



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

จากรูปที่ 3.4 แสดงตำแหน่งในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ ซึ่งเป็นกริดต่ำสุดของ 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 $E_z(0, j, k)$ ดังนั้นจึงได้สมการของยี่อัตรากลิ้มสำหรับเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอร์อันดับแรกดังสมการ

$$E_y^{n+1}(0, j, k) = E_y^n(1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_y^{n+1}(1, j, k) - E_y^n(0, j, k)] \quad (3.26)$$

$$E_z^{n+1}(0, j, k) = E_z^n(1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_z^{n+1}(1, j, k) - E_z^n(0, j, k)] \quad (3.27)$$

สมการที่ (3.26) จะบอกถึงการกระทำของสนามไฟฟ้าที่ผิวของหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ ($E_y(0, j, k)$) บนขอบเขตนอกสุดของกริดเซลล์ของ FDTD โดยสมการที่ได้มานั้นจะใช้ข้อมูลของการกระทำสนามไฟฟ้าบนกริดเซลล์ของ FDTD ($E_y(1, j, k)$) โดยหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่งขอบเขตบนสุดของกริดนั้น ($i = maxx$) จะมีสมการคือ

$$E_t^{n+1}(\max x, j, k) = E_t^n(\max x - 1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot \left[E_t^{n+1}(\max x - 1, j, k) - E_t^n(\max x, j, k) \right] \quad (3.28)$$

เมื่อ $t = y$ หรือ $t = z$

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

1. ขอบเขตที่ $y = 0$

$$E_t^{n+1}(i, 0, k) = E_t^n(i, 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot \left[E_t^{n+1}(i, 1, k) - E_t^n(i, 0, k) \right] \quad (3.29a)$$

2. ขอบเขตที่ $y = \max y$

$$E_t^{n+1}(i, \max y, k) = E_t^n(i, \max y - 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot \left[E_t^{n+1}(i, \max y - 1, k) - E_t^n(i, \max y, k) \right] \quad (3.29b)$$

3. ขอบเขตที่ $z = 0$

$$E_t^{n+1}(i, j, 0) = E_t^n(i, j, 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot \left[E_t^{n+1}(i, j, 1) - E_t^n(i, j, 0) \right] \quad (3.29c)$$

4. ขอบเขตที่ $z = \max z$

$$E_t^{n+1}(i, j, \max z) = E_t^n(i, j, \max z - 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot \left[E_t^{n+1}(i, j, \max z - 1) - E_t^n(i, j, \max z) \right] \quad (3.29d)$$

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

1. ขอบเขตที่ $x = 0$

$$\begin{aligned}
 E_t^{n+1}(0, j, k) &= -E_t^{n-1}(1, j, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(1, j, k) + E_t^n(0, j, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_t^{n+1}(0, j, k) + E_t^n(1, j, k)] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[E_t^n(0, j+1, k) - 2E_t^n(0, j, k) + E_t^n(0, j-1, k) + \right. \\
 &\quad \left. E_t^n(1, j+1, k) - 2E_t^n(1, j, k) + E_t^n(1, j-1, k) \right] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \quad (3.30a) \\
 &\quad \left[E_t^n(0, j, k+1) - 2E_t^n(0, j, k) + E_t^n(0, j, k-1) + \right. \\
 &\quad \left. E_t^n(1, j, k+1) - 2E_t^n(1, j, k) + E_t^n(1, j, k-1) \right]
 \end{aligned}$$

2. ขอบเขตที่ $x = \max x$

$$\begin{aligned}
 E_t^{n+1}(\max x, j, k) &= -E_t^{n-1}(\max x - 1, j, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_t^{n+1}(\max x - 1, j, k) - E_t^{n-1}(\max x, j, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_t^n(\max x, j, k) - E_t^n(\max x - 1, j, k)] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[E_t^n(\max x, j+1, k) + E_t^n(\max x, j-1, k) - \right. \\
 &\quad \left. 2E_t^n(\max x, j, k) + E_t^n(\max x - 1, j+1, k) + \right. \\
 &\quad \left. E_t^n(\max x - 1, j-1, k) - 2E_t^n(\max x - 1, j, k) \right] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \quad (3.30b) \\
 &\quad \left[E_t^n(\max x, j, k+1) + E_t^n(\max x, j, k-1) - \right. \\
 &\quad \left. 2E_t^n(\max x, j, k) + E_t^n(\max x - 1, j, k+1) + \right. \\
 &\quad \left. E_t^n(\max x - 1, j, k-1) - 2E_t^n(\max x - 1, j, k) \right]
 \end{aligned}$$

3. ขอบเขตที่ $y = 0$

$$\begin{aligned}
 E_t^{n+1}(i,0,k) &= -E_t^{n-1}(i,1,k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(i,1,k) + E_t^{n-1}(i,0,k)] \\
 &+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^n(i,0,k) + E_t^n(i,1,k)] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_t^n(i+1,0,k) - 2E_t^n(i,0,k) + E_t^n(i-1,0,k) + \\ &E_t^n(i+1,1,k) - 2E_t^n(i,1,k) + E_t^n(i-1,1,k) \end{aligned} \right] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \quad (3.30c) \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_t^n(i,0,k+1) - 2E_t^n(i,0,k) + E_t^n(i,0,k-1) + \\ &E_t^n(i,1,k+1) - 2E_t^n(i,1,k) + E_t^n(i,1,k-1) \end{aligned} \right]
 \end{aligned}$$

4. ขอบเขตที่ $y = \max$

$$\begin{aligned}
 E_t^{n+1}(i, \max y, k) &= -E_t^{n-1}(i, \max y - 1, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(i, \max y - 1, k) + E_t^{n-1}(i, \max y, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^n(i, \max y, k) + E_t^n(i, \max y - 1, k)] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_t^n(i+1, \max y, k) + E_t^n(i-1, \max y, k) - \\ &2E_t^n(i, \max y, k) + E_t^n(i+1, \max y - 1, k) + \\ &E_t^n(i-1, \max y - 1, k) - 2E_t^n(i, \max y - 1, k) \end{aligned} \right] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \quad (3.30d) \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_t^n(i, \max y, k+1) + E_t^n(i, \max y, k-1) - \\ &2E_t^n(i, \max y, k) + E_t^n(i, \max y - 1, k+1) + \\ &E_t^n(i, \max y - 1, k-1) - 2E_t^n(i, \max y - 1, k) \end{aligned} \right]
 \end{aligned}$$

5. ขอบเขตที่ $z = 0$

$$\begin{aligned}
E_t^{n+1}(i, j, 0) &= -E_t^{n-1}(i, j, 1) \\
&+ \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot \left[E_t^{n+1}(i, j, 1) + E_t^{n-1}(i, j, 0) \right] \\
&+ \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot \left[E_t^n(i, j, 0) + E_t^n(i, j, 1) \right] \\
&+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
&\quad \left[E_t^n(i+1, j, 0) - 2E_t^n(i, j, 0) + E_t^n(i-1, j, 0) + \right. \\
&\quad \left. E_t^n(i+1, j, 1) - 2E_t^n(i, j, 1) + E_t^n(i-1, j, 1) \right] \\
&+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \quad (3.30e) \\
&\quad \left[E_t^n(i, j+1, 0) - 2E_t^n(i, j, 0) + E_t^n(i, j-1, 0) + \right. \\
&\quad \left. E_t^n(i, j+1, 1) - 2E_t^n(i, j, 1) + E_t^n(i, j-1, 1) \right]
\end{aligned}$$

6. ขอบเขตที่ $z = \max z$

$$\begin{aligned}
E_t^{n+1}(i, j, \max z) &= -E_t^{n-1}(i, j, \max z - 1) \\
&+ \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot \left[E_t^{n+1}(i, j, \max z - 1) + E_t^{n-1}(i, j, \max z) \right] \\
&+ \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot \left[E_t^n(i, j, \max z) + E_t^n(i, j, \max z - 1) \right] \\
&+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
&\quad \left[E_t^n(i+1, j, \max z) + E_t^n(i-1, j, \max z) - \right. \\
&\quad \left. 2E_t^n(i, j, \max z) + E_t^n(i+1, j, \max z - 1) + \right. \\
&\quad \left. E_t^n(i-1, j, \max z - 1) - 2E_t^n(i, j, \max z - 1) \right] \\
&+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \quad (3.30f) \\
&\quad \left[E_t^n(i, j+1, \max z) + E_t^n(i, j-1, \max z) - \right. \\
&\quad \left. 2E_t^n(i, j, \max z) + E_t^n(i, j+1, \max z - 1) + \right. \\
&\quad \left. E_t^n(i, j-1, \max z - 1) - 2E_t^n(i, j, \max z - 1) \right]
\end{aligned}$$

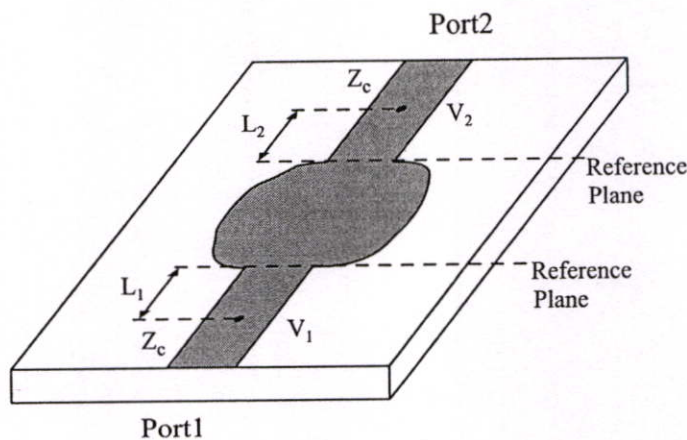
สมการที่ (3.29 a), (3.29 b), (3.29 c) และ (3.29 d) เป็นเงื่อนไขขอบเขตการคูณกลืนของเมอร์อันดับหนึ่ง แต่ถ้าเป็นเงื่อนไขขอบเขตการคูณกลืนของเมอร์อันดับสองจะแสดงดังสมการที่ (3.30 a), (3.30 b), (3.30 c), (3.30 d), (3.30 e) และ (3.30 f)

3.7 การวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD

3.7.1 พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย

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

เมื่อ F คือ การกระทำผลการแปลงฟูริเยร์ โดยที่ $V_{inc}(t)$ และ $V_{iref}(t)$ ($i = 1$) เป็นแรงดันในส่วนที่ส่งเข้าไปในโครงสร้างและแรงดันที่สะท้อนกลับมาตามลำดับของแต่ละพอร์ต และ $V_{itrans}(t)$ คือแรงดันที่ส่งมาที่พอร์ต i ซึ่งเป็นผลตอบสนองของสัญญาณมาจากพอร์ตอื่น



รูปที่ 3.5 วงจรความถี่สูงทั่วไปที่มีลักษณะการต่อแบบ 2 พอร์ต

ในรูปทั่วไปของพารามิเตอร์การกระจายจะอยู่ในรูปของคอมเพล็กซ์ซึ่งจะประกอบไปด้วยค่าของขนาดกับเฟส ดังนั้นพารามิเตอร์การกระจายจะได้มาซึ่งสมการที่มีทั้งขนาดและเฟส

$$S_{11} = \frac{F[V_{1ref}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \cdot e^{2\gamma_1 L_1} \quad (3.33)$$

โดยที่ L_1 เป็นระยะห่างระหว่างจุดสมมุติ (Observation Point) และระนาบเฟสอ้างอิง (Phase Reference Plane) โดยจะมีค่าของ γ_1 เป็นค่าคงที่ของการแพร่กระจายคลื่นของสายส่งสัญญาณที่พอร์ต 1

S พารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศนั้นก็คือ S_{11} พารามิเตอร์ ซึ่งเป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดันของสายอากาศ

3.7.2 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง

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

$$Z_{in} = Z_c \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (3.34)$$

Z_c เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ โดยทั่วไป และค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จะเป็นค่าแบบคอมเพล็กซ์ ที่ซึ่งจะมีทั้งค่าจริงและค่าจินตภาพ ในส่วนของสมการหาอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งนั้น สามารถที่จะพิจารณาหาจากสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดันของสายอากาศได้ดังสมการ

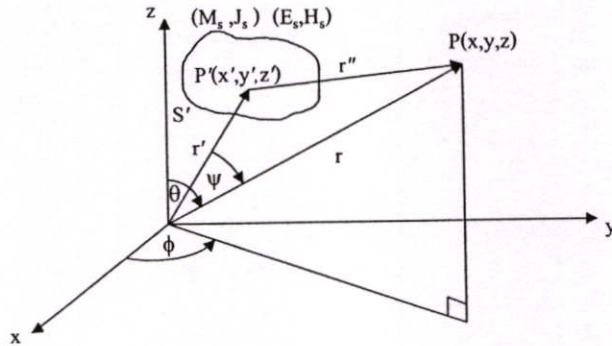
$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (3.35)$$

3.7.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ

ในการวิเคราะห์ในแบบวิธี FDTD นั้นไม่สามารถหาผลลัพธ์ของแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-Field Radiation Pattern) ได้โดยตรง เนื่องจากกริดของ FDTD จะคำนวณเฉพาะพื้นที่ของสนามระยะใกล้ (Near-Field) เท่านั้น โดยจะไม่สามารถคำนวณในขอบเขตของสนามระยะไกลได้ (Far

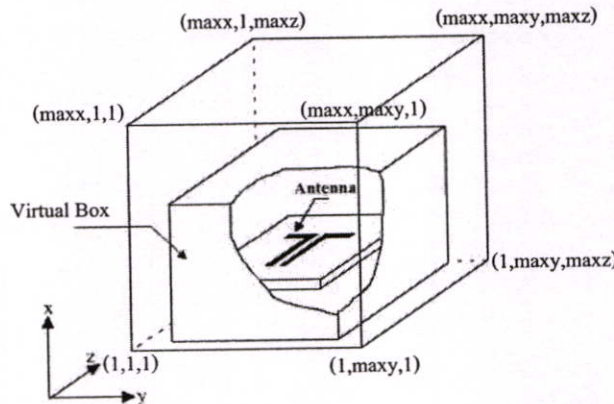
Field) ดังนั้นในวิธี FDTD จึงต้องทำการแปลงผลการคำนวณของสนามระยะใกล้ไปเป็นสนามระยะไกล (Near-Field to Far-Field)

เงื่อนไขการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากพื้นที่ผิวปิด S' ของแหล่งกำเนิด แสดงดังรูปที่ 3.6 โดยการอ้างอิงหลักการของทฤษฎีสถิตศาสตร์ทางผิวเพื่อหาค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า \vec{J}_s และความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็ก \vec{M}_s บนพื้นที่ S' เพื่อที่จะหาผลลัพธ์ของสนามระยะไกล



รูปที่ 3.6 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

พื้นที่ผิว S' ที่แสดงในรูปที่ 3.6 เป็นแหล่งกำเนิดสมมูลย์ที่แปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล โดยแหล่งกำเนิดสมมูลย์นี้ถ้าเป็นการวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD จะให้นิยามเป็นกล่องเสมือน (Virtual Box) ในกริดของ FDTD ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.7 ตำแหน่งที่กำหนดให้เป็นกล่องเสมือนนั้นจะกำหนดให้เข้ามาในขอบเขตกริดของ FDTD ประมาณ 3-5 เซลล์จากขอบเขตนอกสุดซึ่งจะทำให้ได้สมการความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า (\vec{J}_s) และ กระแสแม่เหล็ก (\vec{M}_s) ดังนี้



รูปที่ 3.7 กล่องเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H} \quad (3.36a)$$

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times \vec{E} \quad (3.36b)$$

ซึ่งความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กดังสมการที่ (3.36a) และ (3.36b) จะได้อามาจากสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่ผิวของกล่องเสมือนทุกด้าน โดยในระบบพิกัดมุมฉากนั้นจะได้สมการของความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กในแกน x y และ z ตามสมการ

$$\vec{J}_s = J_x \hat{x} + J_y \hat{y} + J_z \hat{z} \quad (3.37a)$$

$$\vec{M}_s = M_x \hat{x} + M_y \hat{y} + M_z \hat{z} \quad (3.37b)$$

ในการหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสนามระยะไกลที่จุด P ดังรูปที่ 3.6 นั้นจะใช้ศักดาเวกเตอร์มาช่วยในการหา ซึ่งศักดาเวกเตอร์แม่เหล็กไฟฟ้าจะได้ดังสมการ

$$\vec{A} = \mu \iint_{S'} \frac{\vec{J}_s e^{-jkr''}}{4\pi r''} dS' \quad (3.38a)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \iint_{S'} \frac{\vec{M}_s e^{-jkr''}}{4\pi r''} dS' \quad (3.38b)$$

ดังนั้นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่สนามระยะไกลจะได้สมการเป็น

$$\vec{E} = -j\omega \vec{A} - \frac{j\omega}{k^2} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{F} \quad (3.39a)$$

$$\vec{H} = -j\omega\vec{F} - \frac{j\omega}{k^2}\nabla(\nabla\cdot\vec{F}) + \frac{1}{\mu}\nabla\times\vec{A} \quad (3.39b)$$

เมื่อค่า $r' \ll r$ ที่จุด P ของสนามระยะไกล

$$\begin{aligned} r'' &= \sqrt{r^2 - 2rr'\cos\psi + r'^2} \\ &\cong r\left(1 + \left(\frac{r'}{r}\right)^2 - 2\frac{r'}{r}\cos\psi\right)^{\frac{1}{2}} \\ &\cong r\left(1 - 2\frac{r'}{r}\cos\psi\right)^{\frac{1}{2}} \\ &\cong r - r'\cos\psi \end{aligned} \quad (3.40)$$

และจากสมการที่ (3.38a) และ (3.38b) สามารถเขียนศักดาเวกเตอร์แม่เหล็กไฟฟ้าใหม่ได้เป็น

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{J}_s e^{-jkr'\cos\psi} dS' \quad (3.41a)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{M}_s e^{-jkr'\cos\psi} dS' \quad (3.41b)$$

เมื่อ

$$r'\cos\psi = \vec{r}' \cdot \hat{r} = x'\sin\theta\cos\phi + y'\sin\theta\sin\phi + z'\cos\theta \quad (3.42)$$

จากสมการ (3.41a) และ (3.41b) ที่อยู่ในเทอมของอินทิกรัลนั้นจะให้นิยามใหม่เป็นค่าของ \vec{N} และ \vec{L} ดังสมการ

$$\vec{N} = \iint_{S'} \vec{J}_s e^{jkr'\cos\psi} dS' \quad (3.43a)$$

$$\vec{L} = \iint_{S'} \vec{M}_s e^{jkr'\cos\psi} dS' \quad (3.43b)$$

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

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{N} \quad (3.44 a)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{L} \quad (3.44 b)$$

นำสมการที่ (3.44) ไปใส่ไว้ในสมการ (3.39) จะได้ซึ่งสมการในการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ดังนี้

$$E_\theta = \eta H_\phi = -j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (\eta N_\theta + L_\phi) \quad (3.45a)$$

$$E_\phi = \eta H_\theta = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (-\eta N_\theta + L_\phi) \quad (3.45b)$$

โดยจะมีค่าของ

$$N_\theta = \iint_{S'} (J_x \cos\theta \cos\phi + J_y \cos\theta \sin\phi - J_z \sin\theta) e^{jkr' \cos\phi} dS' \quad (3.46a)$$

$$N_\phi = \iint_{S'} (-J_x \sin\phi + J_y \cos\phi) e^{jkr' \cos\phi} dS' \quad (3.46b)$$

$$L_\theta = \iint_{S'} (M_x \cos\theta \cos\phi + M_y \cos\theta \sin\phi - M_z \sin\theta) e^{jkr' \cos\phi} dS' \quad (3.46c)$$

$$L_\phi = \iint_{S'} (-M_x \sin\phi + M_y \cos\phi) e^{jkr' \cos\phi} dS' \quad (3.46d)$$

3.8 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของวิธี FDTD ซึ่งเป็นวิธีที่ใช้วิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโดเมนเวลาและโดเมนสเปซ โดยประยุกต์ใช้สมการเชิงอนุพันธ์ของแมกซ์เวลล์ และ โครงสร้างของ ยี้อัลกอริทึม การพิจารณาเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขเพื่อเลือกค่าช่วงพื้นที่และเวลาที่ เหมาะสมกับการคำนวณ ประเภทของแหล่งกำเนิดแรงดันซึ่งเป็นพัลส์แบบเกาส์ โดยที่เงื่อนไขขอบเขต การเคลื่อนที่นั้นเลือกใช้แบบเมอร์ และการนำวิธี FDTD มาประยุกต์ใช้วิเคราะห์หาคุณสมบัติต่าง ๆ ของ สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ซึ่งได้แก่ ทฤษฎีพารามิเตอร์การกระจาย อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล

บทที่ 4

การออกแบบและวิเคราะห์

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุม ในโครงสร้างของสายอากาศที่ทำการวิเคราะห์จะเริ่มจาก โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดรูปเส้นตรง สายอากาศช่องเปิดรูปมุมฉาก สายอากาศช่องเปิดรูปมุมแหลม จากคุณลักษณะของสายอากาศที่ทำการวิเคราะห์ทั้งสามรูปแบบ สายอากาศช่องเปิดรูปมุมแหลมจะทำให้มีแบนด์วิดท์กว้างกว่าสายอากาศช่องเปิดรูปเส้นตรงและสายอากาศช่องเปิดรูปมุมฉาก ดังนั้นจึงนำสายอากาศช่องเปิดรูปมุมแหลมมาทำการวิเคราะห์เพื่อให้มีแบนด์วิดท์กว้างและสามารถนำไปใช้กับการสื่อสารแบบไร้สาย (wire less communication) สายอากาศที่นำเสนอนี้ ประกอบไปด้วยสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมที่เป็นช่องเปิดเดี่ยว และช่องเปิดมุมแหลมที่เป็นช่องเปิดคู่ โดยที่มีลักษณะของช่องเปิดมุมแหลม 2 ช่องเปิดวางซ้อนกัน และจากคุณลักษณะของสายอากาศที่ทำการวิเคราะห์นั้น จะเห็นได้ว่าลักษณะของช่องเปิดมุมแหลม 2 ช่องเปิด วางซ้อนกัน จะทำให้มีแบนด์วิดท์กว้างกว่าสายอากาศช่องเปิดทั่วไป โดยในการวิเคราะห์สายอากาศที่นำเสนอนี้ จะทำการวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม QFDTD 90 มาช่วยในการวิเคราะห์ ซึ่งโปรแกรมนี้จะใช้หลักการของวิธีผลต่างสลับเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD) มาช่วยในการวิเคราะห์

4.2 การออกแบบและการวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบเชิงมุม

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุม มีสายอากาศทั้งหมด 3 ชนิด ที่นำมาทำการออกแบบและวิเคราะห์ ประกอบด้วย สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง (มุม 180°) สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก (มุม 90°) และสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบแหลม (มุม 45°) กำหนดให้สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิด ทั้ง 3 ชนิด มีการใช้วัสดุฐานรองเป็นแบบชนิด RT/duroid 5880 ซึ่งมีความเหมาะสมกับการออกแบบสายอากาศในย่านความถี่สูง โดยมีคุณสมบัติดังนี้

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก	$\epsilon_r = 2.2$
ความหนาวัสดุฐานรอง	$h = 1.575 \text{ mm.}$
ค่าความนำของวัสดุตัวนำ (ทองแดง)	$\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ s/m}$
ค่าความหนาของวัสดุตัวนำ	$t = 0.017 \text{ mm.}$
ค่าตัวประกอบการกระจาย	$\tan \delta = 0.0009$

สำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดทั้ง 3 แบบ จะทำการออกแบบสายส่ง สัญญาณให้มีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม (Z_0) โดยคำนวณหาความกว้างของสายส่งสัญญาณ (w) จาก สมการที่ (4.1) ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) และความหนาของวัสดุฐานรอง (h)

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} [\ln(B - 1)] + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \quad (4.1)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} B &= \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \\ &= \frac{60\pi^2}{50\sqrt{2.2}} \\ &= 7.985 \end{aligned}$$

แทนค่า B และ ϵ_r ในสมการที่ (4.1)

$$\begin{aligned} \frac{w}{h} &= \frac{2}{\pi} \left\{ 7.985 - 1 - \ln(2(7.985) - 1) + \frac{2.2 - 1}{2 \times 2.2} [\ln((7.985) - 1)] + 0.39 - \frac{0.61}{2.2} \right\} \\ &= 3.1333 \end{aligned}$$

$$w = 3.133 \times 1.575 = 5 \text{ มม.}$$

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (ϵ_{eff}) หาได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \epsilon_{eff} &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \sqrt{\left(1 + \frac{12h}{w}\right)} \quad ; \frac{w}{h} > 1 \\ \epsilon_{eff} &= \frac{2.2 + 1}{2} + \frac{2.2 - 1}{2} \sqrt{[1 + 12/3.133]} \\ \epsilon_{eff} &= 1.873 \end{aligned}$$

คำนวณหาความยาวคลื่นในอากาศ (λ_0) ได้จาก

$$\lambda_0 = \frac{c}{f}$$

ค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ในตัวนำ (λ_g) ได้จาก

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{f} \quad (4.2)$$

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.3)$$

โดยที่

c คือ ความเร็วแสง (ประมาณ 3×10^8 m/s)

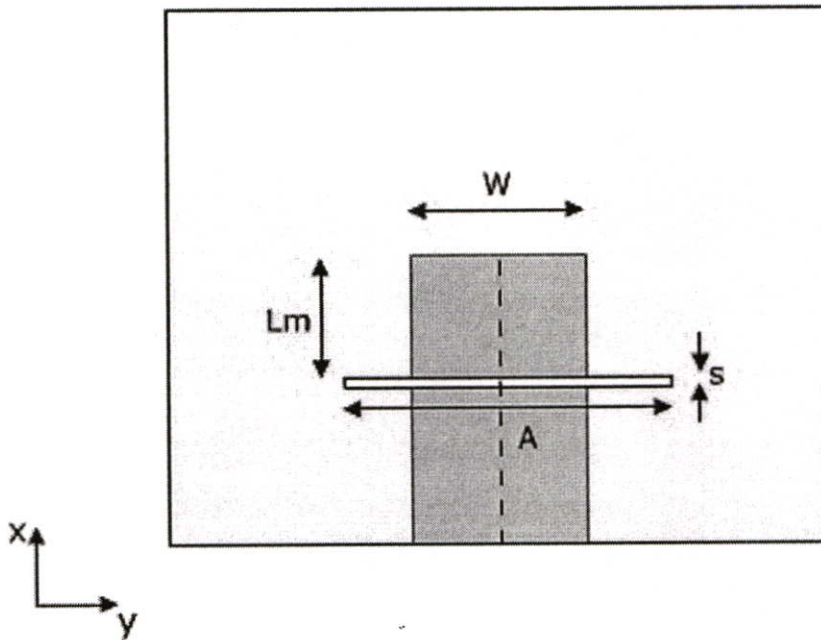
f คือ ความถี่ที่ต้องการออกแบบ (Hz)

ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์

ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง

ดังนั้น λ_g มีค่าเท่ากับ มิลลิเมตร

4.2.1 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรงที่ความถี่ 2.5 GHz



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง

รูปที่ 4.1 แสดงโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง (มุม 180°) โดยลักษณะโครงสร้างของสายอากาศประกอบด้วย ช่องเปิดแบบเส้นตรง วางอยู่บนระนาบกราวด์ ที่ส่งสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริป และกำหนดพารามิเตอร์ของสายอากาศต่าง ๆ ดังนี้

S คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปไลน์

w คือ ความกว้างของช่องเปิด

A คือ ความยาวในแนวนอนของช่องเปิดสำหรับความถี่ที่ออกแบบ

L_m คือ ระยะห่างระหว่างขอบล่างของช่องเปิดถึงขอบบนของไมโครสตริปไลน์

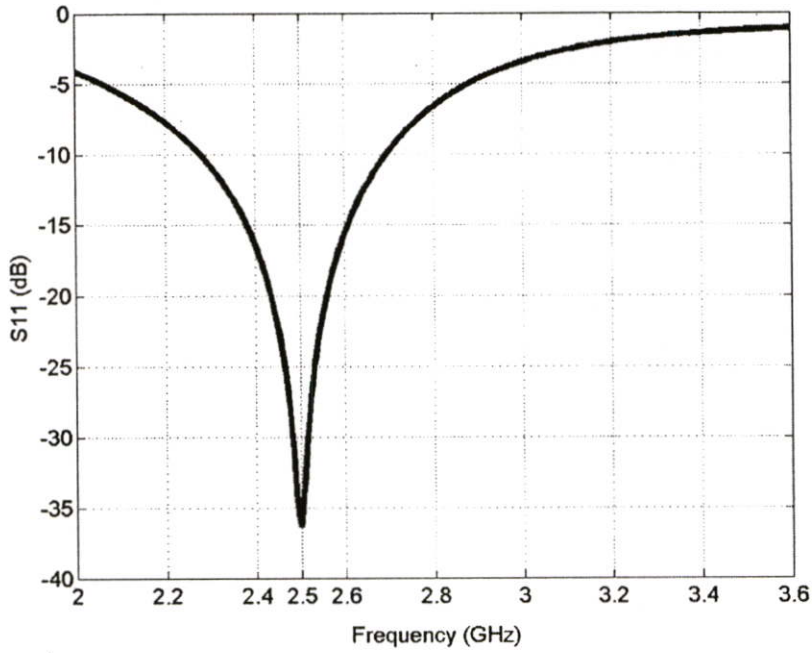
ในการออกแบบนั้นจะทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง ให้มีค่าดังในตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ขนาดโครงสร้างและคุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรงที่ความถี่ 2.5 GHz

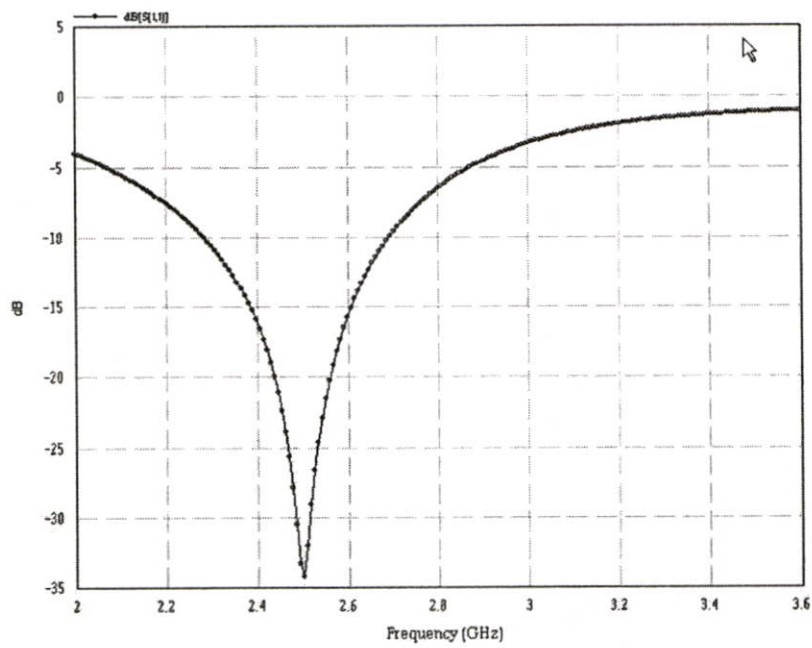
พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ(mm)
w	5
S	5
A	51
Lm	18

จากตารางที่ 4.1 แสดงขนาดทางกายภาพและขนาดทางไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง ในการออกแบบสายอากาศ กำหนดให้ช่องเปิดมีมุมเท่ากับ 180° โดยความกว้างของช่องเปิด (w) มีค่าเท่ากับ 5 มิลลิเมตร ความยาวของช่องเปิด (A) มีค่าเท่ากับ 51 มิลลิเมตร หรือประมาณ $0.6 \lambda_g$ ที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ และลักษณะในการวางช่องเปิด จะใช้ลักษณะการวางสายอากาศให้กึ่งกลางของช่องเปิดอยู่กึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ (Center-fed Microstrip Slot Antenna) แล้วจึงทำการปรับค่าพารามิเตอร์เพื่อแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศให้เท่ากับสายส่งสัญญาณ โดยการปรับระยะ Lm เพื่อให้ได้คุณลักษณะของสายอากาศที่ดีที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ ซึ่งระยะ Lm ที่ปรับจะมีความยาวประมาณเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่นหรือมากกว่า ในการออกแบบกำหนดค่าความถี่ที่ออกแบบ คือ 2.5 GHz ซึ่งผลที่ได้จากการวิเคราะห์คุณลักษณะต่างของสายอากาศ ประกอบด้วย S11 พารามิเตอร์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) และอินพุตอิมพีแดนซ์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2-4.4

จะเห็นได้ว่า จากรูปที่ 4.2 เป็นผลที่ได้จากการวิเคราะห์คุณลักษณะของ S11 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง โดยที่ (a) เป็นผลที่ได้จาก วิธี FDTD และ (b) เป็นผลที่ได้จากวิธี MOM มีค่าความถี่ที่ 2.5 GHz ทั้ง 2 วิธี ให้ความถี่ตรงตามความถี่ที่ออกแบบ และมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 0.41 GHz

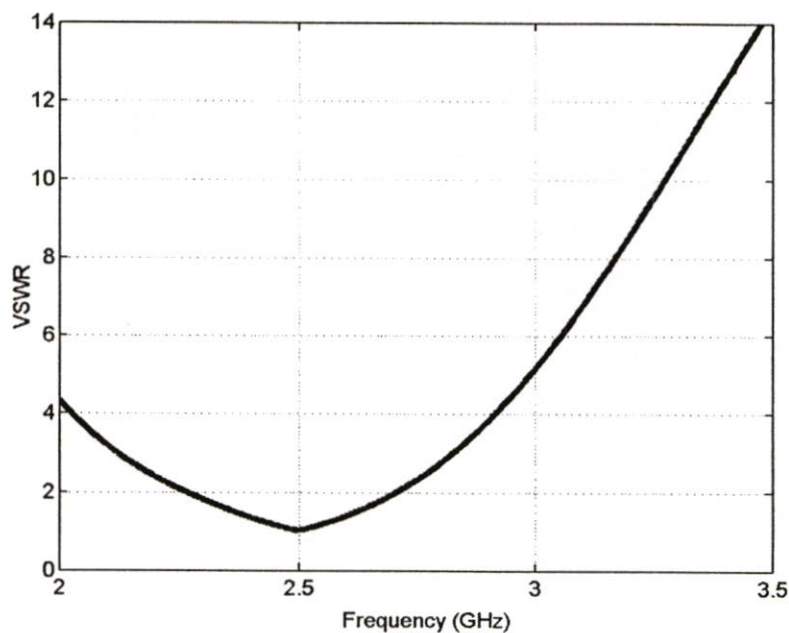


(a) คุณลักษณะของการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (S11) ด้วยวิธี FDTD

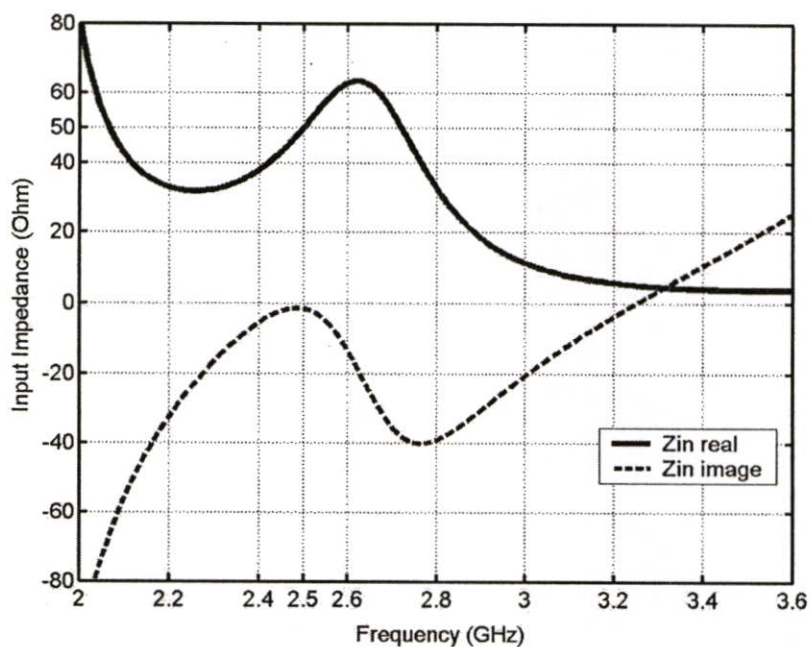


(b) คุณลักษณะของการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (S11) ด้วยวิธี MOM

รูปที่ 4.2 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง ที่ความถี่ 2.5 GHz โดยที่ (a) เป็นผลที่ได้ จากวิธี FDTD และ (b) เป็นผลที่ได้จากวิธี MOM



รูปที่ 4.3 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง ที่ความถี่ 2.5 GHz



รูปที่ 4.4 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง ที่ความถี่ 2.5 GHz

จากรูปที่ 4.3 จะเห็นได้ว่า ค่า VSWR มีค่าประมาณ 1.031 และรูปที่ 4.4 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ โดยที่จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับ 50.01 โอห์ม ที่ความถี่ 2.5 GHz และจำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ มีค่าเท่ากับ -1.579 โอห์ม ที่ความถี่ 2.5 GHz

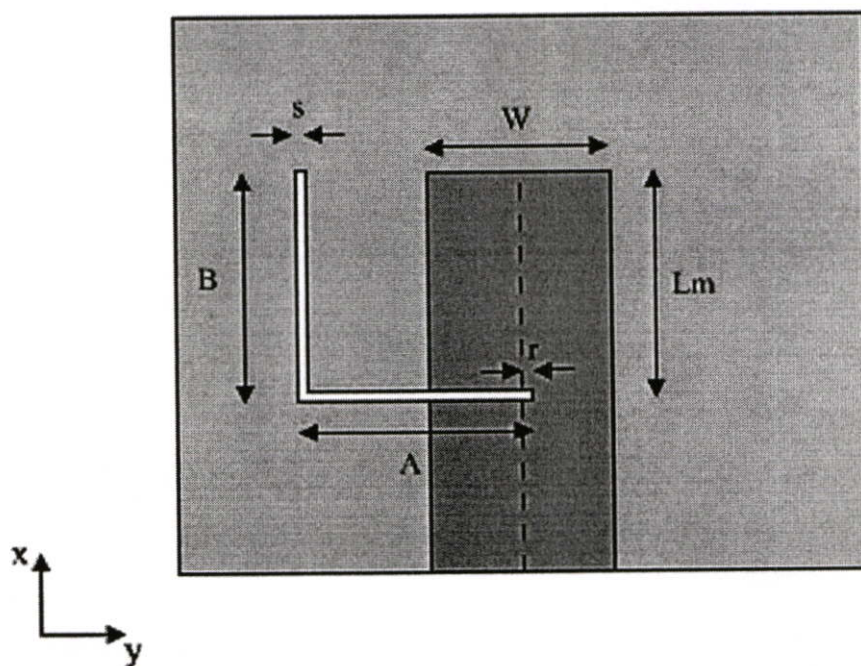
ตารางที่ 4.2 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดแบบเส้นตรง ที่ความถี่ 2.5 GHz

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ ที่ 2.5 GHz
S11 พารามิเตอร์ (dB)	-37.12
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.031:1
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Zin real)ohm	50.01
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Zin imag)ohm	-1.58
แบนด์วิดท์ (GHz)	0.41

จากตารางที่ 4.2 เป็นการแสดงคุณลักษณะต่าง ๆ สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง ที่ความถี่ 2.5 GHz ที่ได้จากการวิเคราะห์สายอากาศ

4.2.2 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก

ในการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก (90°) ความยาวของช่องเปิดจะเป็นตัวกำหนด เพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ โดยความยาวของช่องเปิดรวมทั้งหมด มีค่าประมาณ $0.5\lambda_g$ ของความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ ความถี่ที่ออกแบบคือ 2.5 GHz โดยกำหนดให้ความยาวของด้านประกอบมุมฉาก (A) และ (B) มีขนาดเท่ากัน และทำมุม 90° ดังนั้นขนาดของ (A) และ (B) มีค่าประมาณ $0.25\lambda_g$ ของความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ และมีความกว้างของช่องเปิด (w) เท่ากับสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง คือ 5 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.5 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก

สำหรับหลักในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์นั้น จะมีวิธีในการทำแมตซ์แบบวิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดให้ออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ (Offset Microstrip Feed) เมื่อช่องเปิดถูกวางอยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสมแล้วจึงทำการปรับระยะ L_m เพื่อให้ได้ผลของการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี โดยจะมีความยาวประมาณเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่นหรือมากกว่า

จากรูปที่ 4.5 แสดงโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก ประกอบด้วยช่องเปิดแบบมุมฉากวางอยู่บนระนาบกราวด์ ที่ส่งสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริป โดยมีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

w คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปไลน์

S คือ ความกว้างของช่องเปิด

A คือ ความยาวในแนวนอนของช่องเปิดสำหรับความถี่ที่ออกแบบ

B คือ ความยาวในแนวตั้งของช่องเปิดสำหรับความถี่ที่ออกแบบ

r คือ ระยะระหว่างจุดกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริปถึงขอบของช่องเปิด

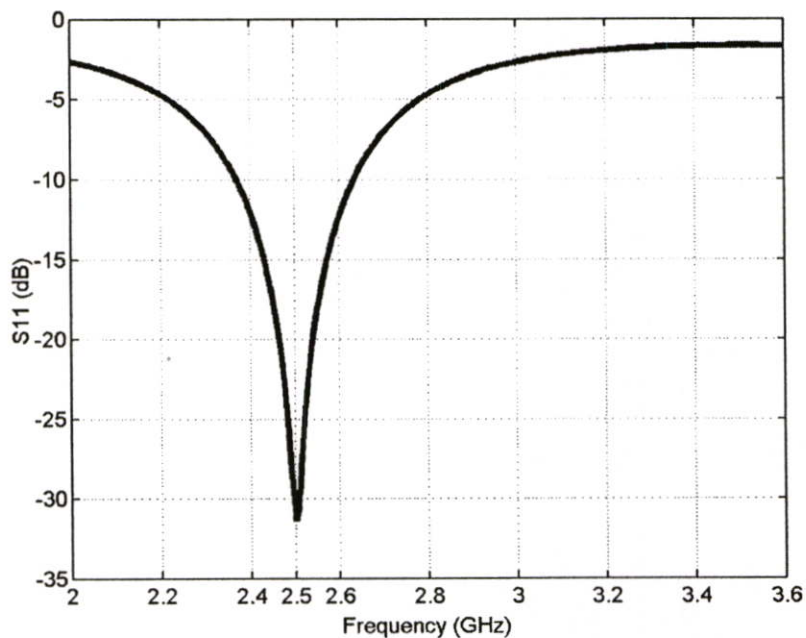
L_m คือ ระยะห่างระหว่างขอบล่างของช่องเปิดถึงขอบบนของไมโครสตริปไลน์

ในการออกแบบจะทำการกำหนดค่าขนาดโครงสร้างและคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก ดังในตารางที่ 4.3

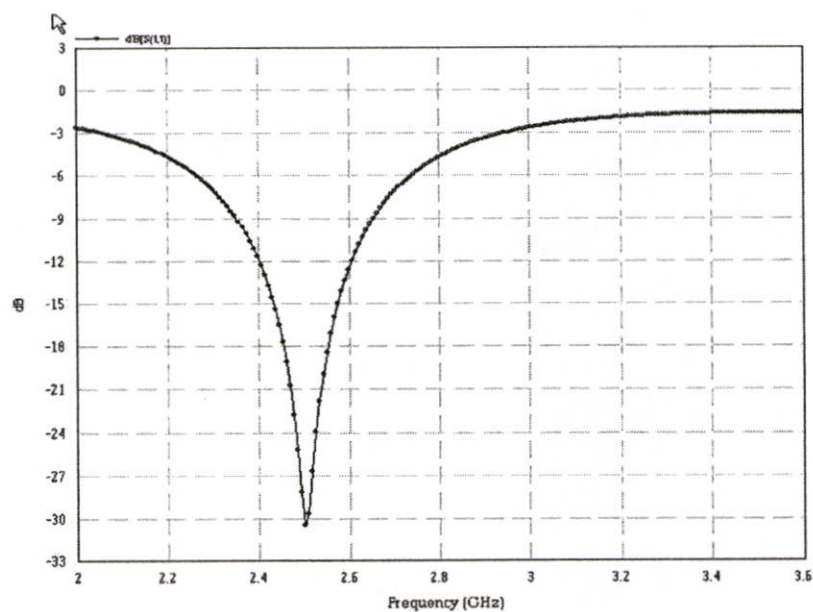
ตารางที่ 4.3 ขนาดโครงสร้างและคุณลักษณะ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก ที่ความถี่ 2.5 GHz

พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ(mm)
w	5.0
S	5.0
A	34.0
B	34.0
r	8.4
L_m	22.0

การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก ประกอบด้วยค่า S_{11} พารามิเตอร์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) และอินพุตอิมพีแดนซ์ สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 4.6-4.8



(a) คุณลักษณะของการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ด้วยวิธี FDTD

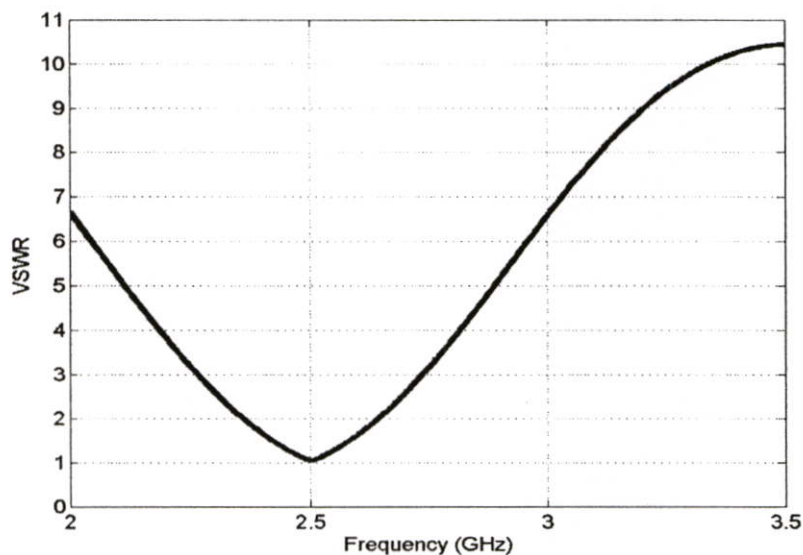


(b) คุณลักษณะของการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ด้วยวิธี MOM

รูปที่ 4.6 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากที่ความถี่ 2.5 GHz โดยที่ (a) เป็นผลที่ได้ จากวิธี FDTD และ (b) เป็นผลที่ได้จากวิธี MOM

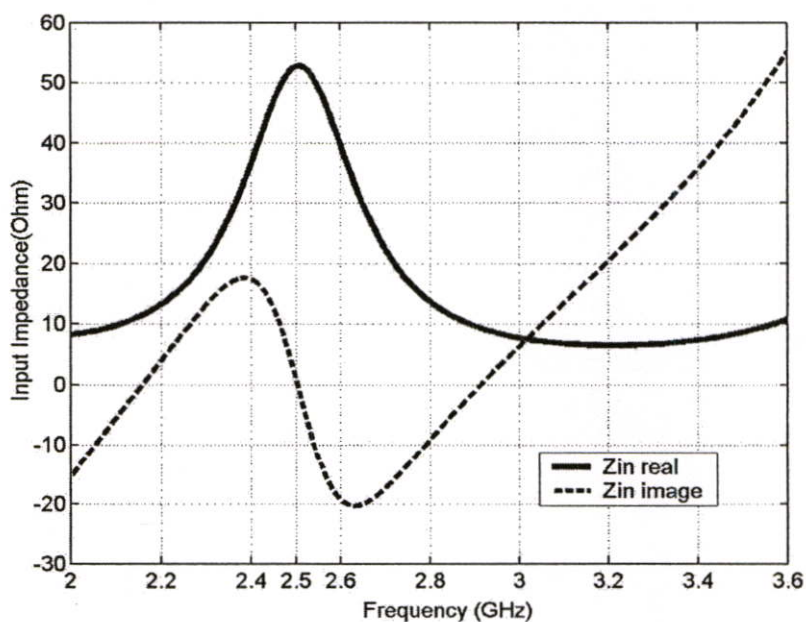
จากรูปที่ 4.6 จะเห็นได้ว่าผลที่ได้จากการวิเคราะห์คุณลักษณะของ S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรงโดยที่ (a) เป็นผลที่ได้ จากวิธี FDTD และ (b) เป็นผล

ที่ได้จากวิธี MOM ทั้ง 2 วิธี จะให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.501 ตรงตามความถี่ที่ออกแบบ และมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 0.320 GHz



รูปที่ 4.7 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก ที่ความถี่ 2.5 GHz

รูปที่ 4.7 เป็นค่า VSWR ที่ได้จากการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก ที่ความถี่ 2.5 GHz มีค่าเท่ากับ 1:1.055



รูปที่ 4.8 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก ที่ความถี่ 2.5 GHz

จากรูปที่ 4.8 จะเห็นได้ว่า ที่ความถี่ 2.5 GHz ค่าจำนวนจริงอินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับ 52.7 โอห์ม และจำนวนจินตภาพอินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับ 0.4595 โอห์ม

จากคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ ดังตารางที่ 4.3 จะเห็นได้ว่าในโครงสร้างของสายอากาศแบบนี้ ทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ออกมาเป็นความถี่ ที่เกิดจากผลกระทบจากการทำช่องเปิดให้เป็นรูปตัวแอล และคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ที่ได้ออกมานี้ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการจะได้ผลของการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี

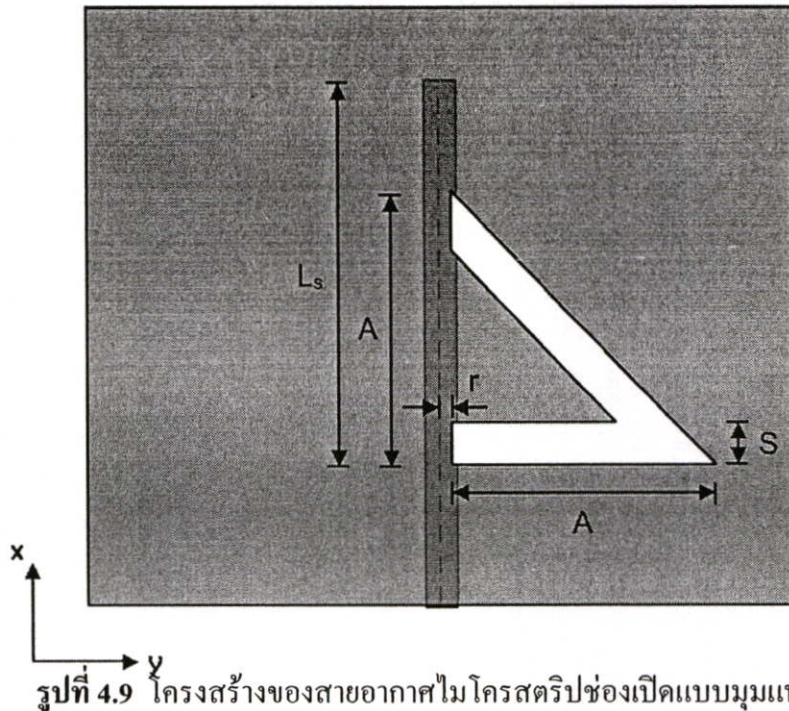
ตารางที่ 4.4 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก ที่ความถี่ 2.5 GHz

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ ที่ 2.5 GHz
S11 พารามิเตอร์ (dB)	-31.39
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.055 : 1
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Zin real)ohm	52.73
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Zin imag)ohm	0.459
แบนด์วิดท์ (GHz)	0.320

จากตารางที่ 4.4 เป็นการแสดงคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง ที่ความถี่ 2.5 GHz ที่ได้จากการวิเคราะห์สายอากาศ

4.2.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปมุมแหลม

การออกแบบและการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม ได้พัฒนามาจากสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก และมีการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เหมือนกับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก แต่มุมที่เกิดจากแขนของช่องเปิด จะมีมุมเปลี่ยนเป็นมุม 45 องศา โดยสายอากาศมุมฉาก จะกำหนดให้ด้านประกอบมุมฉาก ทั้งสอง (A) มีขนาดความยาวเท่ากันแต่สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมจะมีแขนของช่องเปิดทั้งสองที่ทำมุม 45 องศา ยาวไม่เท่ากัน โดยให้แขนช่องเปิดที่อยู่ในแนวนอนยาวประมาณ $0.25\lambda_g$ ส่วนแขนของช่องเปิดจะเป็นช่องเปิดที่อยู่ตรงข้ามมุมฉาก ที่มีด้านประกอบมุมฉากเท่ากัน ดังนั้นในที่นี้แขนช่องเปิดที่ทำมุม 45 องศา จะยาวประมาณ $1.414(0.25\lambda_g)$ และกำหนดให้ความกว้างของช่องเปิด (w) มีค่าเท่ากับ 5 มิลลิเมตร เท่ากับช่องเปิดแบบมุมฉาก



รูปที่ 4.9 แสดงโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม ประกอบด้วยช่องเปิดแบบมุมแหลม วางอยู่บนระนาบกราวด์ ที่ส่งสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณ ไมโครสตริป โดยมีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ไว้ดังนี้

w คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปไลน์

S คือ ความกว้างของช่องเปิด

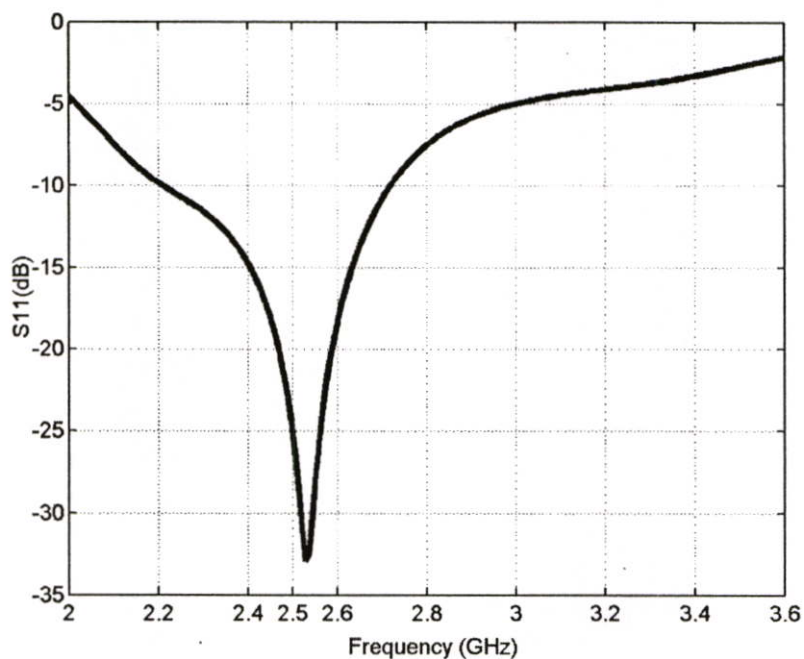
A คือ ความยาวในแนวนอนและแนวตั้งของช่องเปิดสำหรับความถี่ที่ออกแบบ

r คือ ระยะระหว่างจุดกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริปถึงขอบของช่องเปิด

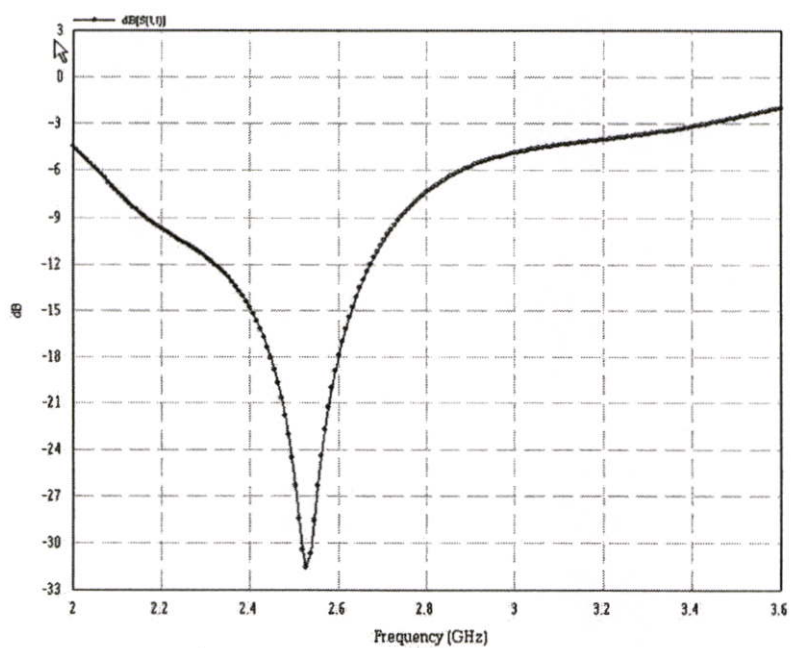
L_m คือ ระยะห่างระหว่างขอบล่างของช่องเปิดถึงขอบบนของไมโครสตริปไลน์

ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดแบบมุมแหลม ดังรูปที่ 4.10 จะมีโครงสร้าง ที่คล้ายกับช่องเปิดรูปมุมฉาก ดังนั้นตารางแสดงขนาดโครงสร้างของสายอากาศ จะใช้ ตารางที่ 4.5 และวิธีการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบนี้จะใช้หลักการเดียวกันกับ ช่องเปิดรูปมุมฉาก

ผลที่ได้จากการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม ที่ความถี่ 2.5 GHz ประกอบด้วย ค่า S_{11} พารามิเตอร์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) และอินพุตอิมพีแดนซ์ สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 4.11-4.13



(a) คุณลักษณะของการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (S11) ด้วยวิธี FDTD



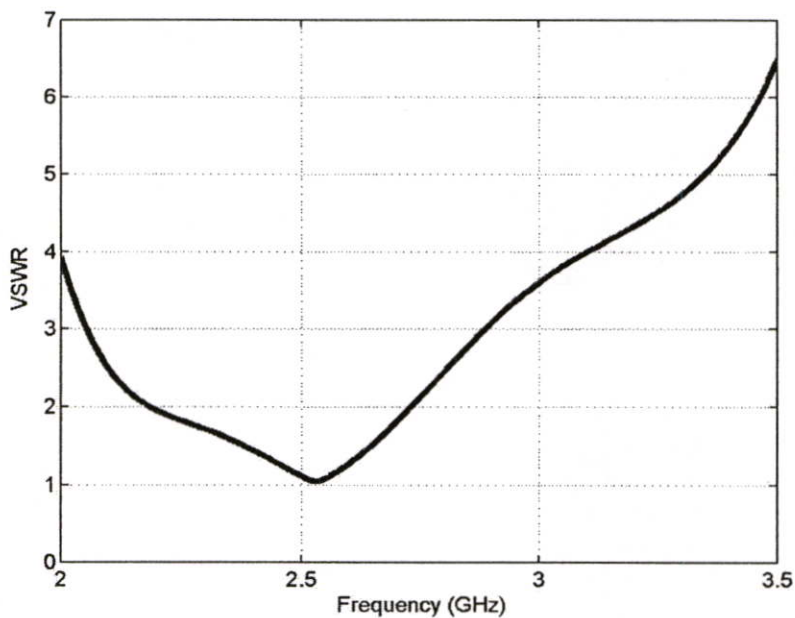
(b) คุณลักษณะของการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (S11) ด้วยวิธี MOM

รูปที่ 4.10 ค่า S11 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม ที่ความถี่ 2.5 GHz โดยที่ (a) เป็นผลที่ได้ จากวิธี FDTD และ (b) เป็นผลที่ได้จากวิธี MOM

ตารางที่ 4.5 ขนาดโครงสร้างและคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม ที่ความถี่ 2.5 GHz

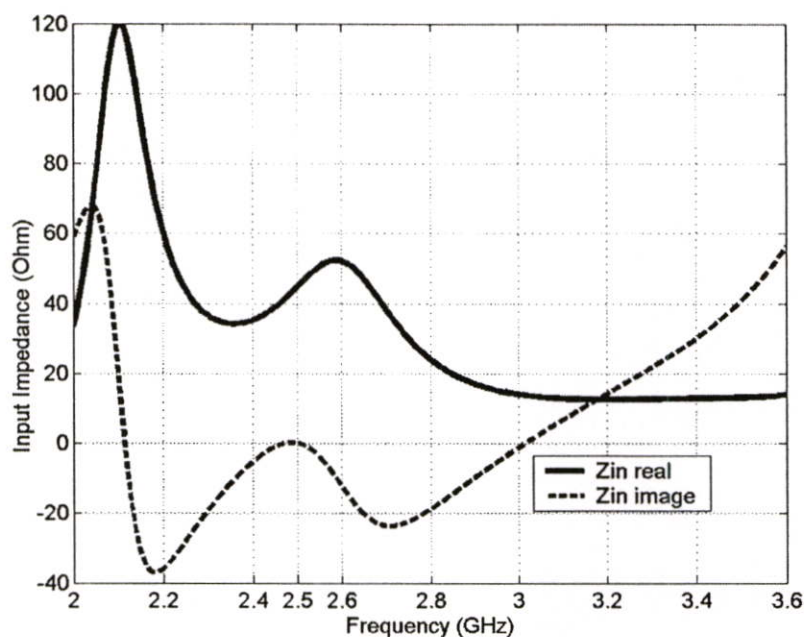
พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ(mm)
w	5.0
S	5.0
A	39.0
r	1.0
Lm	61.0

จากรูปที่ 4.10 ผลจากการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมที่ความถี่ 2.5 GHz นั้นมีค่าใกล้เคียงกัน และมีแบนด์วิธเท่ากับ 0.496 GHz



รูปที่ 4.11 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมที่ความถี่ 2.5 GHz

จากรูปที่ 4.11 แสดงค่า VSWR จากการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม ที่ความถี่ 2.5 GHz มีค่าเท่ากับ 1.054:1



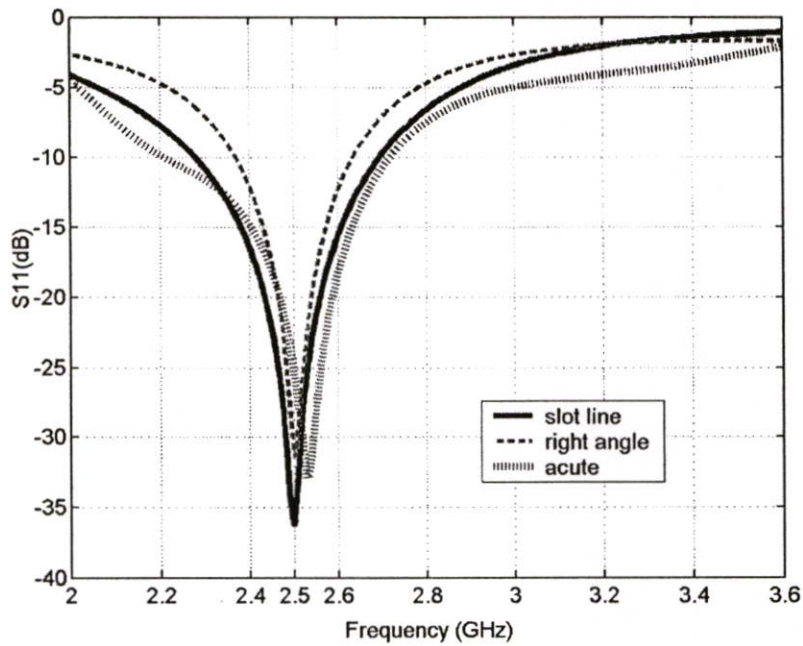
รูปที่ 4.12 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม ที่ความถี่ 2.5 GHz

จากรูปที่ 4.12 จะเห็นได้ว่า ที่ความถี่ 2.5 GHz ค่าจำนวนจริงอินพุตอิมพีแดนซ์ และค่าจำนวนจินตภาพอินพุตอิมพีแดนซ์ มีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ออกแบบ

ตารางที่ 4.6 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม ที่ความถี่ 2.5GHz

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ ที่ 2.5 GHz
S11 พารามิเตอร์ (dB)	-31.64
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.054 : 1
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Zin real)ohm	48.37
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Zin imag)ohm	-1.996
แบนด์วิดท์ (GHz)	0.496

จากผลการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดทั้ง 3 รูปแบบ จะเห็นได้ว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม มีแบนด์วิดท์กว้างกว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง และสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก ในข้อกำหนดเดียวกัน สามารถแสดงรูปการเปรียบเทียบสายอากาศทั้ง 3 รูปแบบ ได้ดังรูปที่ 4.13 และตารางที่ 4.7



รูปที่ 4.13 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของการเปรียบเทียบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิด ทั้ง 3 รูปแบบ ที่ความถี่ 2.5 GHz

จากรูปที่ 4.13 แสดงการเปรียบเทียบค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิด ที่ความถี่ 2.5 GHz ทั้ง 3 รูปแบบ ที่ -10 dB จะเห็นว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม มีแบนด์วิดท์มากที่สุด

ลำดับต่อมาเป็นการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิด ทั้ง 3 แบบที่ความถี่ 5.2 GHz เพื่อคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ เมื่อมีการออกแบบสายอากาศให้มีความถี่มากขึ้นแล้ว สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม จะมีแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง และสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก หรือไม่ โดยมีการกำหนดการใช้วัสดุฐานรอง และคุณลักษณะต่าง ๆ เหมือนกับการออกแบบสายอากาศทั้ง 3 แบบ ที่ความถี่ 2.5 GHz โดยจะมีค่าพารามิเตอร์บางค่าที่เปลี่ยนแปลง เพื่อให้สายอากาศทั้ง 3 แบบ มีค่าความถี่ที่ 5.2 GHz

ตารางที่ 4.7 การเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดทั้ง 3 รูปแบบ

คุณลักษณะของสายอากาศ	สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง	สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก	สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม
w (mm)	5.00	5.00	5.00
S(mm)	5.00	5.00	5.00
A (mm)	51.00	34.00	39.00
B (mm)	0.00	34.00	0.00
Lm (mm)	18.0	22.00	61.00
S11(dB)	-37.12	-31.39	-31.64
VSWR	1.03:1	1.05:1	1.05:1
Zin real(ohm)	50.01	52.73	48.37
Zin imag(ohm)	-1.579	0.459	-1.99
BW(GHz)	0.412	0.320	0.496

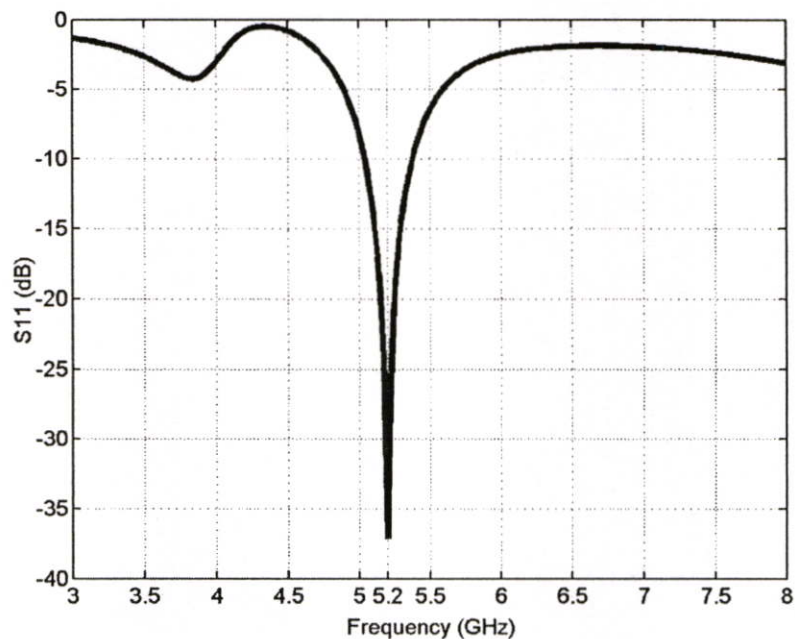
4.2.4 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรงที่ความถี่ 5.2 GHz

ในการออกแบบสายอากาศสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรงที่ความถี่ 5.2 GHz จะทำการกำหนดคุณลักษณะต่าง ๆ เหมือนกับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรงที่ความถี่ 2.5 GHz โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลง สามารถกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้มีค่าดังตารางที่ 4.8

ตารางที่ 4.8 ขนาดโครงสร้างและคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง ที่ความถี่ 5.2 GHz

พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ(mm)
w	5.0
S	5.0
A	37.0
r	9.5
Lm	27.5

จากการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ สามารถแสดงค่า S_{11} พารามิเตอร์ได้ดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.14 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง ที่ความถี่ 5.2 GHz

จากรูปที่ 4.14 จะเห็นได้ว่า S_{11} พารามิเตอร์ มีความถี่ที่ 5.2 GHz และมีค่าแบนด์วิดท์เท่ากับ 0.34 GHz สามารถแสดงค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ได้จากตารางที่ 4.9

ตารางที่ 4.9 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง ที่ความถี่ 5.2 GHz

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ ที่ 5.2 GHz
S_{11} พารามิเตอร์ (dB)	-37.12
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.028 : 1
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ ($Z_{in real}$)ohm	50.09
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ ($Z_{in imag}$)ohm	1.392
แบนด์วิดท์ (GHz)	0.34

จากตารางที่ 4.9 จะเห็นได้ว่าผลจากการวิเคราะห์สายอากาศได้ความถี่ตรงตามที่ต้องการ และมีแบนด์วิดท์ เท่ากับ 0.34 GHz

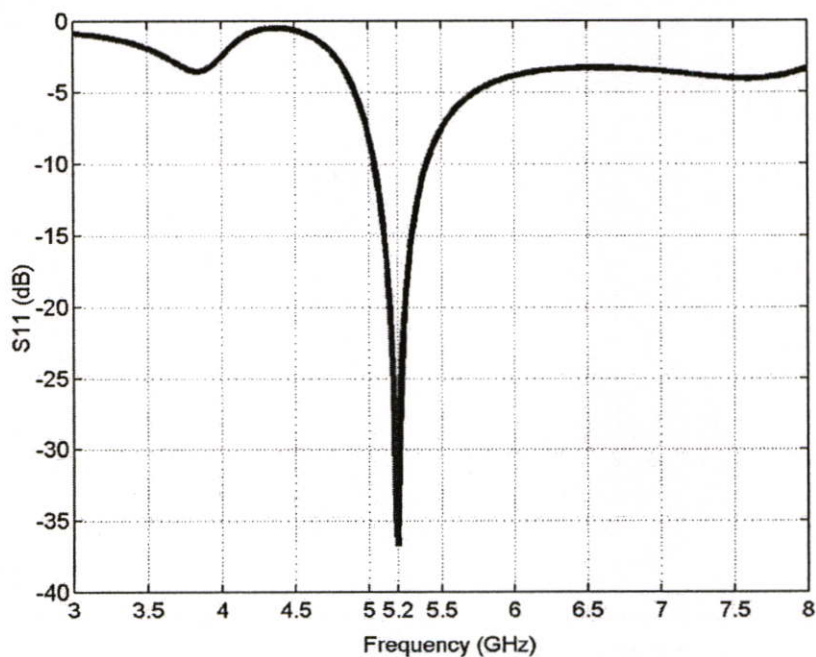
4.2.5 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากที่ความถี่ 5.2 GHz

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก ที่ความถี่ 2.5 GHz สามารถทำการปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้ได้ความถี่ 5.2 GHz แสดงได้ดังตารางที่ 4.10

ตารางที่ 4.10 ขนาดโครงสร้างและคุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก ที่ความถี่ 5.2 GHz

พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ(mm)
w	5.0
S	5.0
A	21.0
B	21.0
r	5.5
Lm	27.0

ผลจากการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก ที่ความถี่ 5.2 GHz นั้น สามารถแสดงค่า S11 พารามิเตอร์ ดังรูปที่ 4.15 และตารางที่ 4.11



รูปที่ 4.15 ค่า S11 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก ที่ความถี่ 5.2 GHz

จากรูปที่ 4.15 จะเห็นได้ว่า ค่า S11 พารามิเตอร์มีความถี่ที่ 5.2 GHz มีค่าตรงตามความถี่ที่ ออกแบบ และมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 0.34 GHz และสามารถแสดงค่าคุณลักษณะต่าง ๆ จากการ วิเคราะห์สายอากาศได้จากตารางที่ 4.11

ตารางที่ 4.11 คุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากความถี่ 5.2GHz

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ ที่ 5.2 GHz
S11 พารามิเตอร์ (dB)	-36.79 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.029 : 1
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Zin real)ohm	50.81 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Zin imag)ohm	1.215 โอห์ม
แบนด์วิดท์ (GHz)	0.34 GHz

4.2.6 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมที่ความถี่ 5.2 GHz

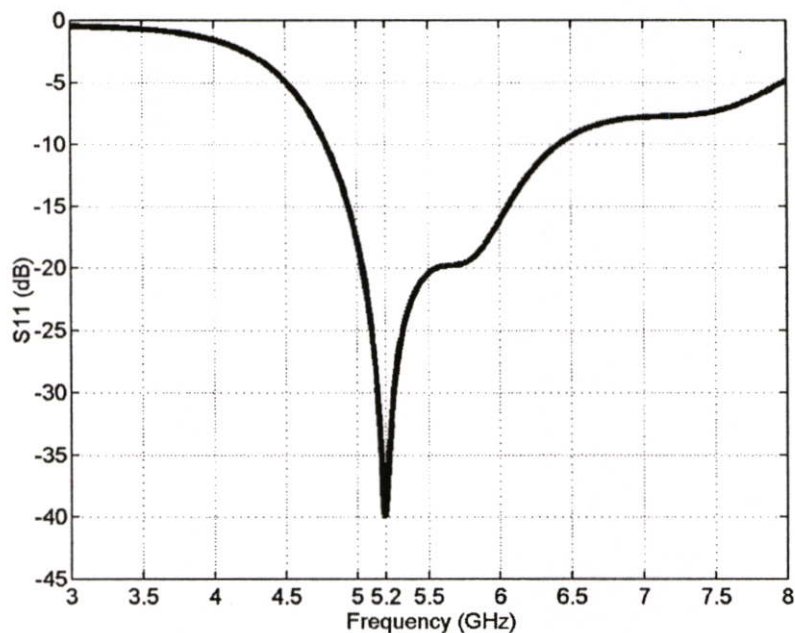
การออกแบบสายอากาศ ที่ความถี่ 5.2 GHz นี้จะเป็นการนำสายอากาศไมโครสตริปช่อง เปิดแบบมุมแหลม ที่ความถี่ 2.5 GHz มาทำการปรับค่าพารามิเตอร์ ต่าง ๆ ให้ได้ความถี่ 5.2 GHz สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 4.12

ตารางที่ 4.12 ขนาดโครงสร้างและคุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุม แหลม ที่ความถี่ 5.2 GHz

พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ(mm)
w	5.0
S	5.0
A	17.5
r	0.5
Lm	26.0

ผลจากการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมที่ความถี่ 5.2 GHz นั้น สามารถ แสดงค่า S11 พารามิเตอร์ ดังรูปที่ 4.16 และตารางที่ 13

จากรูปที่ 4.16 จะเห็นได้ว่า ค่า S11 พารามิเตอร์มีความถี่ที่ 5.2 GHz ตรงตามความถี่ที่ ออกแบบ และมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 1.62 GHz และสามารถแสดงค่าคุณลักษณะต่าง ๆ จากการ วิเคราะห์สายอากาศได้จากตารางที่ 4.13

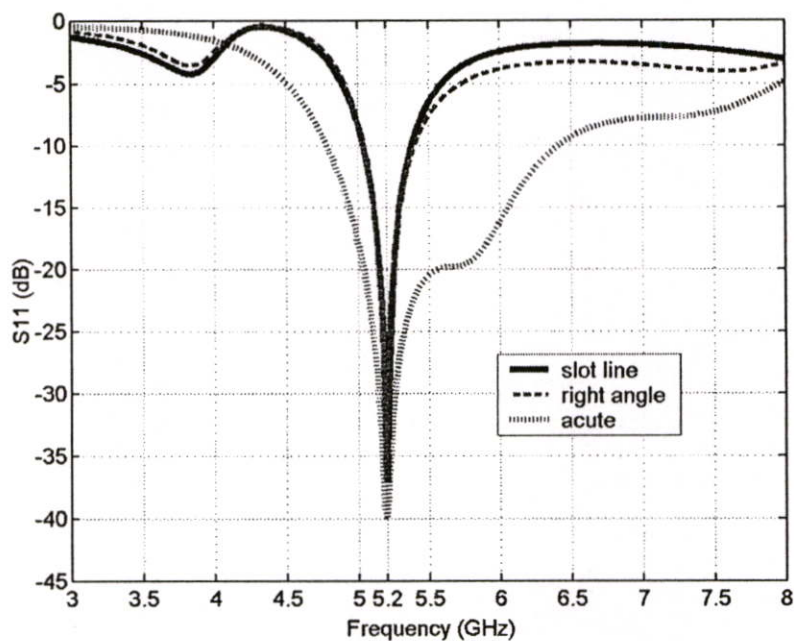


รูปที่ 4.16 ค่า S11 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม ความถี่ 5.2 GHz

ตารางที่ 4.13 คุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม ที่ความถี่ 5.2 GHz

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ ที่ 5.2 GHz
S11 พารามิเตอร์ (dB)	-40.02
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.02 : 1
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ ($Z_{in \text{ real}}$)ohm	50.97
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ ($Z_{in \text{ imag}}$)ohm	-0.26
แบนด์วิดท์ (GHz)	1.62

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าจากคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดทั้ง 3 แบบ ที่ความถี่ 5.2 GHz สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม มีแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง และสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก สามารถแสดงการเปรียบเทียบ ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิด ทั้ง 3 แบบ ได้ดังรูปที่ 4.17 และคุณลักษณะต่างๆ ของการเปรียบเทียบสายอากาศทั้ง 3 แบบ ได้ดัง ตารางที่ 4.14



รูปที่ 4.17 ค่า S11 พารามิเตอร์ของการเปรียบเทียบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิด ทั้ง 3 รูปแบบ ที่ความถี่ 5.2 GHz

ตารางที่ 4.14 การเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดทั้ง 3 รูปแบบ ที่ความถี่ 5.2 GHz

คุณลักษณะของสายอากาศ	สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง	สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก	สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม
W(mm)	5.00	5.00	5.00
S(mm)	5.0	5.00	5.00
A(mm)	37.00	21.00	17.5
B(mm)	0.00	21.00	0.00
Lm(mm)	27.5	27.00	26.00
S11(dB)	-37.12	-36.79	-40.02
VSWR	1.028:1	1.029:1	1.02:1
Zin real	50.09	50.81	50.97
Zin imag	1.392	1.215	-2.6
BW(GHz)	0.34	0.34	1.62

จากรูปที่ 4.17 จะเห็นได้ว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม มีแบนด์วิดท์กว้างกว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง และสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม

จากการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดทั้ง 3 แบบ ที่ความถี่ 2.5 GHz และที่ความถี่ 5.2 GHz จะเห็นได้ว่า สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดที่มีแบนด์วิดท์กว้างมากที่สุด คือสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม

ดังนั้นจึงนำสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมมาทำการวิเคราะห์และออกแบบให้มีแบนด์วิดท์กว้าง และสามารถนำไปใช้กับการสื่อสารแบบไร้สาย wire less communication โดยในการออกแบบให้ครอบคลุมได้ 2 ย่านความถี่ คือ ลำดับแรกเป็นความถี่ต่ำ (2.4-2.7 GHz) ซึ่งเป็นไปตามมาตรฐาน IEEE 802.11 b/g ครอบคลุมย่านความถี่ 2.4-2.483 GHz ,IEEE802.16e ครอบคลุมความถี่ 2.5-2.7 GHz ลำดับที่สองเป็นความถี่สูง (4.9-5.9 GHz) เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/h/g ครอบคลุมย่านความถี่ 4.9-5.825 GHz และ IEEE 802.16e ครอบคลุมความถี่ 5.7-5.9 GHz ในการออกแบบและการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม แบ่งการวิเคราะห์เป็น 2 ลักษณะคือ วิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 1 ช่อง และวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่อง

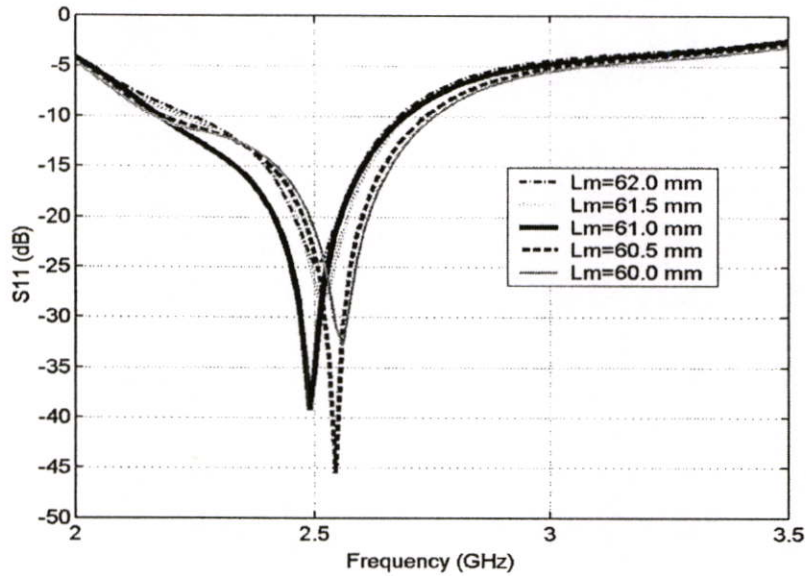
4.2.3.1 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 1 ช่องที่ความถี่ต่ำ

การออกแบบและการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม ที่ความถี่ต่ำ จะทำการวิเคราะห์ การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ ได้แก่ L_m คือ ระยะห่างระหว่างขอบด้านล่างของช่องเปิดถึงขอบบนไมโครสตริป r คือค่าของระยะระหว่างจุดกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริปถึงขอบของช่องเปิด และ w คือความกว้างของช่องเปิด เพื่อหาผลกระทบที่มีต่อสายอากาศ โดยในขั้นแรก จะทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์ 2 ตัวให้เป็นค่าคงที่ แล้วทำการปรับค่าพารามิเตอร์ตัวที่เหลือ เริ่มต้นจากการกำหนดให้ความกว้างของช่องเปิด (w) กับค่าของระยะระหว่างจุดกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริปถึงขอบของช่องเปิด (r) เป็นค่าคงที่ แล้วทำการปรับค่าระยะห่างระหว่างขอบด้านล่างของช่องเปิดถึงขอบบนไมโครสตริป (L_m) เพื่อดูผลของคุณลักษณะของสายอากาศ แล้วทำการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ตัวต่อไป

4.2.3.1.1 การปรับระยะห่างระหว่างขอบล่างของช่องเปิดถึงขอบบนไมโครสตริป (L_m) ที่ความถี่ต่ำ

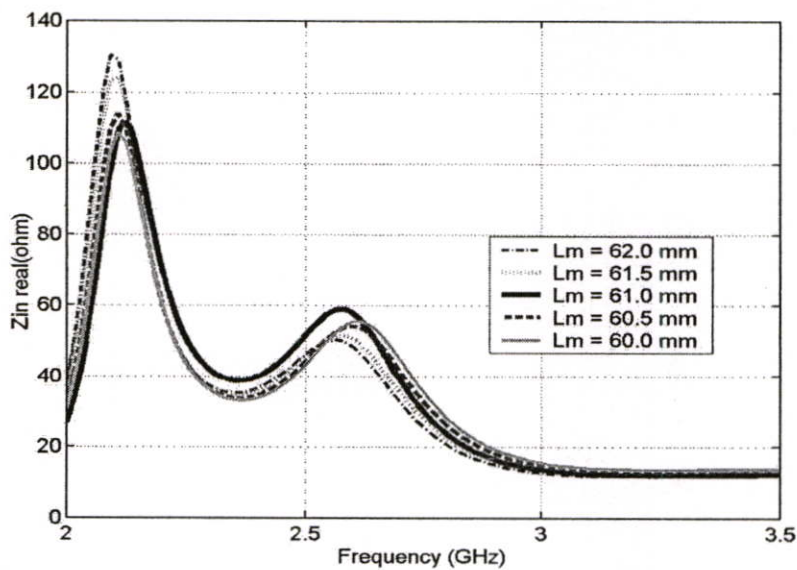
พารามิเตอร์ที่นำมาปรับค่าคือ L_m เป็นการปรับระยะห่างระหว่างขอบล่างของช่องเปิดถึงขอบบนไมโครสตริป โดยกำหนดให้ความกว้างของช่องเปิด (w) มีค่าเท่ากับ 9 มิลลิเมตร และระยะ

ระหว่างจุดกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริปถึงขอบของช่องเปิด (r) มีค่าเท่ากับ -1 มิลลิเมตร สามารถแสดงค่า S11 พารามิเตอร์ และอินพุตอิมพีแดนซ์ ดังรูปที่ 4.18-4.20



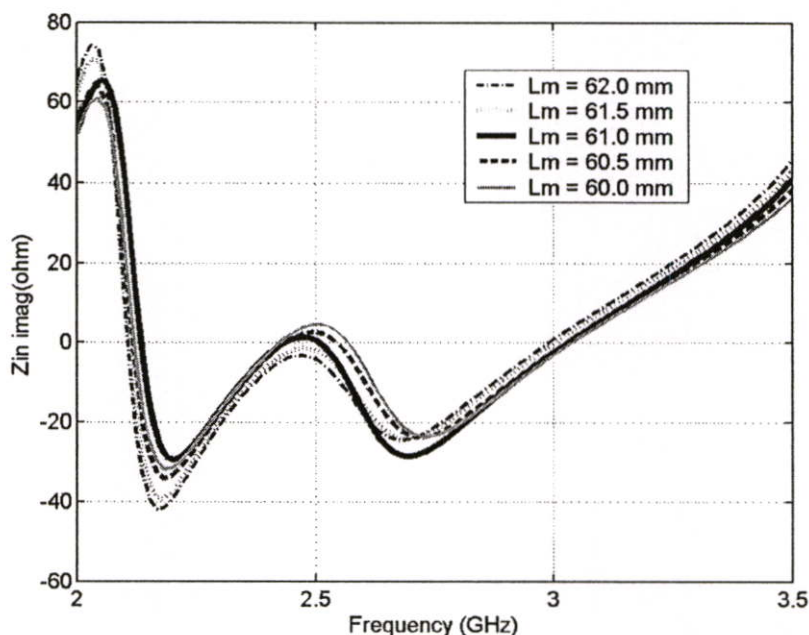
รูปที่ 4.18 S11 พารามิเตอร์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า L_m ที่ความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 4.18 จะเห็นได้ว่า ในการปรับค่าระยะห่างระหว่างขอบล่างของช่องเปิดถึงขอบบนไมโครสตริป (L_m) จะมีผลต่อการปรับค่าแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ และมีผลเล็กน้อยต่อความถี่ ซึ่ง L_m ที่เหมาะสมที่สุดของสายอากาศคือ $L_m = 61$ mm เนื่องจากมีความถี่ตรงตามที่ออกแบบ



รูปที่ 4.19 จำนวนจริงอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า L_m ที่ความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 4.19 ค่าจำนวนจริงอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ มีการเปลี่ยนแปลงน้อยค่า ใกล้เคียงกับ 50 โอห์ม ที่ความถี่ 2.5 GHz ดังนั้นในการปรับ L_m นั้นจะมีผลต่อความถี่น้อย ซึ่งสามารถนำมาใช้ในการปรับค่าแมตซิ่งของสายอากาศได้

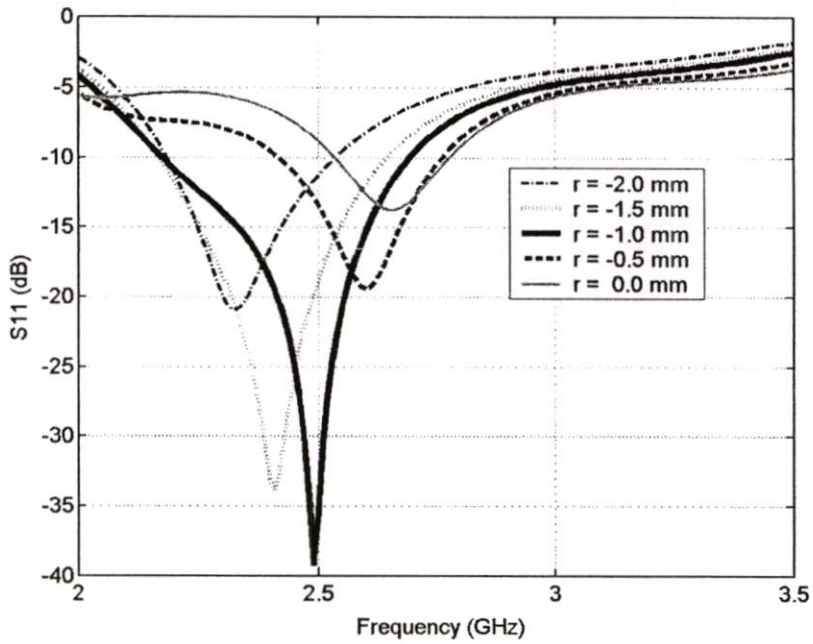


รูปที่ 4.20 จำนวนจินตภาพอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า L_m ที่ความถี่ต่ำ

จากภาพที่ 4.20 จะเห็นได้ว่าจำนวนจินตภาพอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า L_m จะมีการเปลี่ยนแปลงน้อย ใกล้เคียง กับ 0 โอห์ม

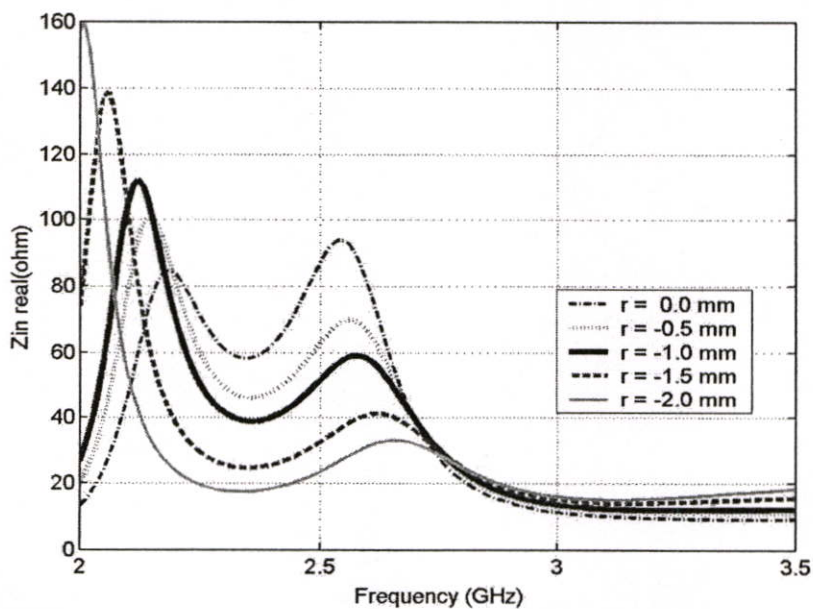
4.2.3.1.2 การปรับค่าของระยะระหว่างจุดกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริป ถึงขอบของช่องเปิด (r)

พารามิเตอร์ที่จะนำมาวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศ คือการปรับค่าของระยะระหว่างจุดกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริปถึงขอบของช่องเปิด (r) โดยกำหนดให้ ความกว้างของช่องเปิด (w) มีค่าเท่ากับ 9 มิลลิเมตร ระยะห่างระหว่างขอบล่างของช่องเปิดถึงขอบบนไมโครสตริป (L_m) มีค่าเท่ากับ 61 มิลลิเมตร ผลจากการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศ สามารถแสดงค่า S11 พารามิเตอร์ และอินพุตอิมพีแดนซ์ได้ดังรูปที่ 4.21-4.23



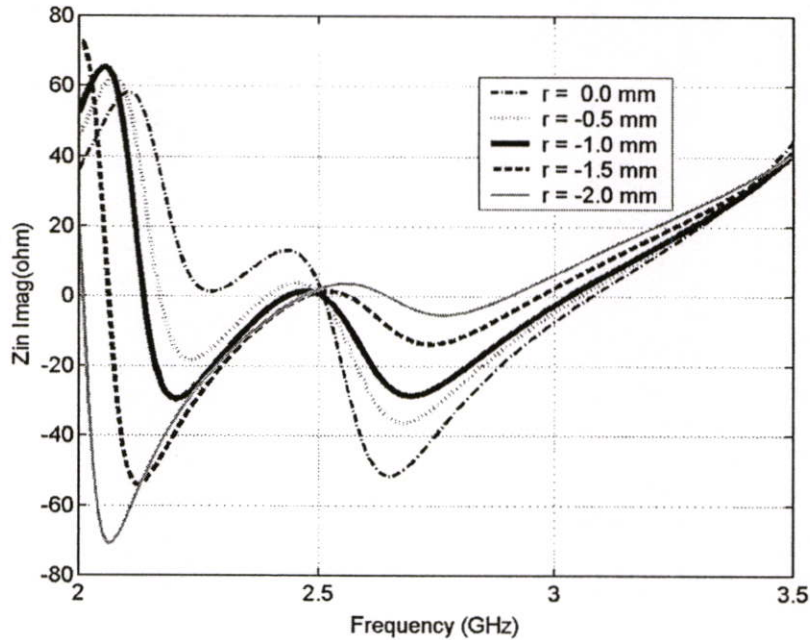
รูปที่ 4.21 S11 พารามิเตอร์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า r ที่ความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 4.21 จะเห็นได้ว่า การปรับค่า (r) นั้น จะมีผลกระทบต่อค่าของความถี่ ค่าของแมตซ์อิมพีแดนซ์ และค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศ ดังนั้นในการออกแบบสายอากาศ ควรวางตำแหน่งค่า r ที่เหมาะสมจากนั้น จึงทำการปรับระยะห่าง ระหว่างขอบล่างของช่องเปิดถึงขอบบนไมโครสตริป (L_m) ให้ได้ค่าแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศตามที่ต้องการ และ ตำแหน่งที่เหมาะสมที่สุด คือที่ตำแหน่ง $r = -1$ มิลลิเมตร



รูปที่ 4.22 จำนวนจริงอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า r ที่ความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 4.22 จะเห็นได้ว่า ที่ความถี่ในช่วงตั้งแต่ 2-2.7 GHz นั้น ค่าของจำนวนจริงอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ จะมีการเปลี่ยนแปลงมาก ดังนั้นการปรับค่าของระยะระหว่างจุดกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริปถึงขอบของช่องเปิด (r) นั้น จึงไม่สมควรนำมาปรับค่า เพื่อทำแมตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศอย่างละเอียด

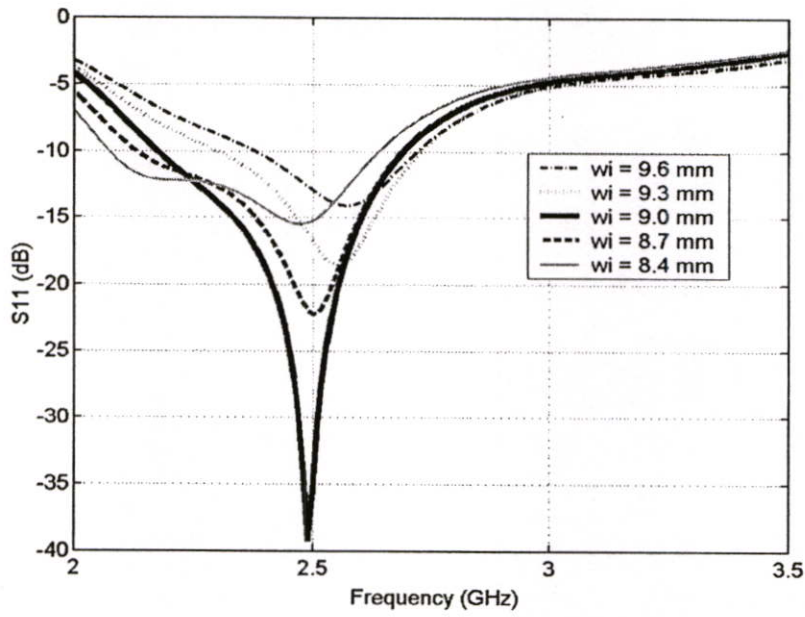


รูปที่ 4.23 จำนวนจินตภาพอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า r ที่ความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 4.23 เป็นค่าจำนวนจินตภาพอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า r ที่ความถี่ต่ำ จะเห็นได้ว่ามีลักษณะเหมือนกับค่าของจำนวนจริงอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ คือ มีผลกระทบต่อค่าของจำนวนจินตภาพอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศมาก ไม่สมควรนำมาปรับค่าเพื่อทำแมตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศอย่างละเอียด

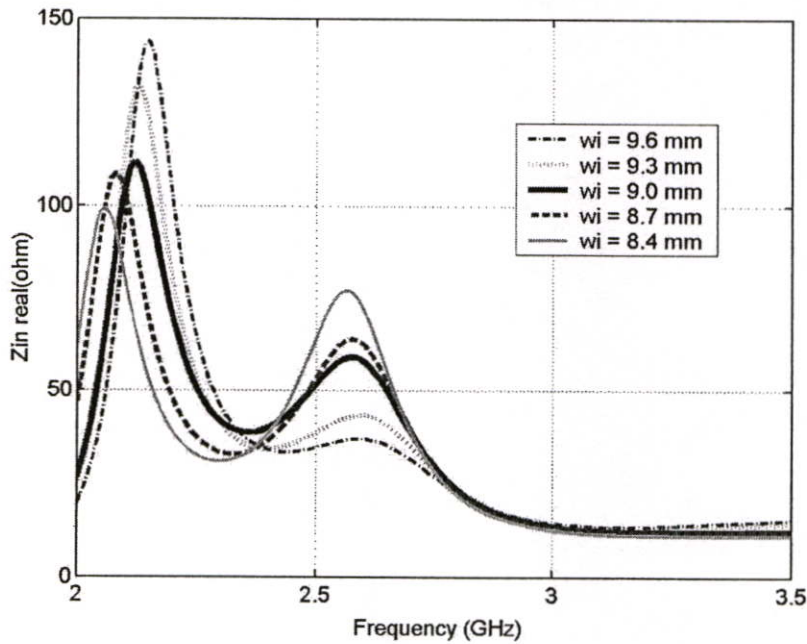
4.2.3.1.3 การปรับขนาดความกว้างของช่องเปิด ที่ขอบด้านใน โดยให้ขอบนอกของสายอากาศคงที่ (w_i)

พารามิเตอร์ของสายอากาศที่จะนำมาวิเคราะห์ คือ การปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดที่ขอบด้านใน โดยให้ขอบนอกของสายอากาศคงที่ (w_i) กำหนดระยะห่างระหว่างขอบล่างของช่องเปิดถึงขอบบนไมโครสตริป (L_m) มีค่าเท่ากับ 61 มิลลิเมตร และระยะระหว่างจุดกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริปถึงขอบของช่องเปิด (r) มีค่าเท่ากับ -1 มิลลิเมตร สามารถแสดงค่า S11พารามิเตอร์และอินพุตอิมพีแดนซ์ ดังรูปที่ 4.25 - 4.27



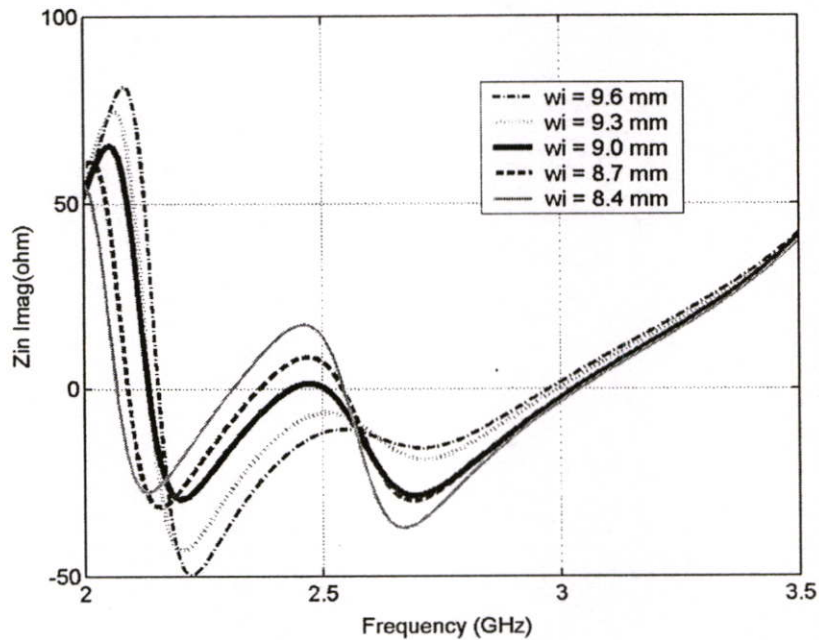
รูปที่ 4.24 S11 พารามิเตอร์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับขนาดความกว้าง ของช่องเปิดที่ขอบด้านใน โดยให้ขอบนอกของสายอากาศคงที่ (w_i) ที่ความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 4.24 จะเห็นได้ว่าการปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดที่ขอบด้านใน โดยให้ขอบนอกของสายอากาศคงที่ (w_i) จะมีผลกระทบต่อค่าของแบนด์วิดของสายอากาศ และค่าของแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ โดยที่ค่าของความถี่มีผลกระทบน้อยมาก



รูปที่ 4.25 จำนวนจริงอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดที่ขอบด้านใน โดยให้ขอบนอกของสายอากาศคงที่ (w_i) ที่ความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 4.25 จะเห็นได้ว่า การปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดที่ขอบด้านใน ของสายอากาศโดยให้ขอบนอกของสายอากาศคงที่ (w_i) ซึ่งจะมีผลกระทบต่อค่าของจำนวนจริงอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศมาก จึงไม่สมควรนำมาปรับค่า เพื่อทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศอย่างละเอียด

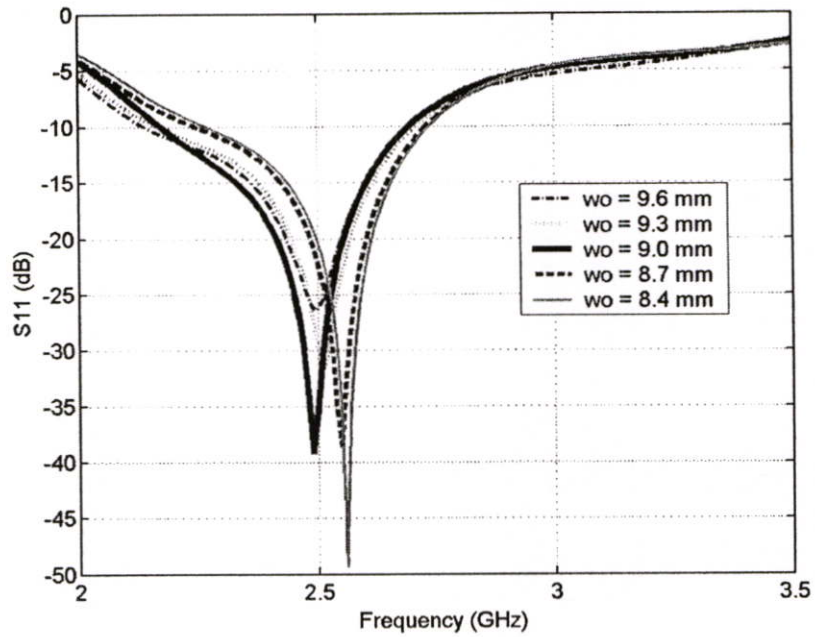


รูปที่ 4.26 จำนวนจินตภาพอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดที่ขอบด้านในโดยให้ขอบนอกของสายอากาศคงที่ (w_i) ที่ความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 4.26 จะเห็นได้ว่า การปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดที่ขอบด้านในโดยให้ขอบนอกของสายอากาศคงที่ (w_i) นั้น มีผลกระทบต่อ ค่าของจำนวนจินตภาพอินพุตอิมพีแดนซ์ ของสายอากาศมาก จึงไม่สมควรนำมาปรับค่าเพื่อทำแมตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศอย่างละเอียด

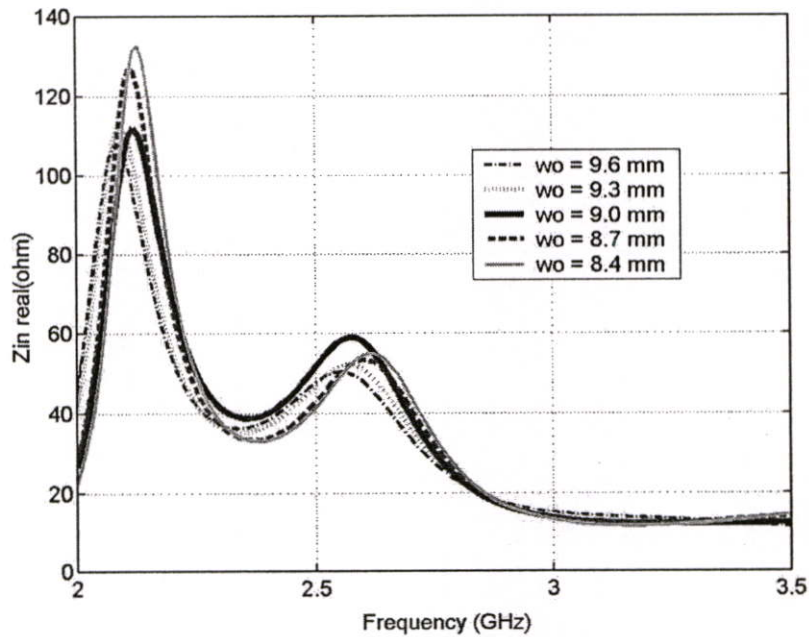
4.2.3.1.4 การปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดที่ขอบด้านนอกโดยให้ขอบในของสายอากาศคงที่ (w_o)

พารามิเตอร์ของสายอากาศที่จะนำมาวิเคราะห์ คือ การปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดที่ขอบด้านนอก โดยให้ขอบในของสายอากาศคงที่ (w_o) โดยกำหนดให้ ระยะห่างระหว่างขอบล่างของช่องเปิด ถึงขอบบนไมโครสตริป (L_m) มีค่าเท่ากับ 61 มิลลิเมตร และระยะระหว่างจุดกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริปถึงขอบของช่องเปิด (r) มีค่าเท่ากับ -1 มิลลิเมตร สามารถแสดงค่า S_{11} พารามิเตอร์ และอินพุตอิมพีแดนซ์ได้ดังรูปที่ 4.27-4.29



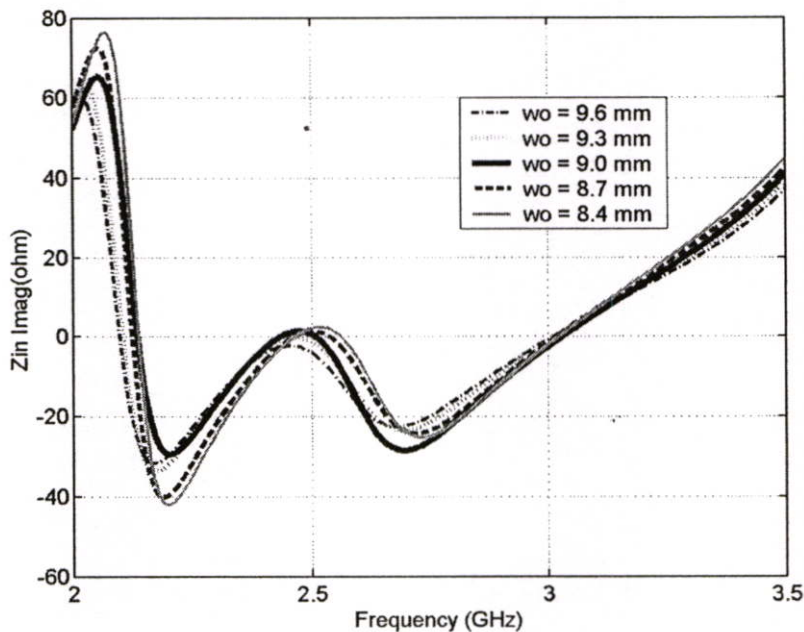
รูปที่ 4.27 S11 พารามิเตอร์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดที่ขอบด้านนอกโดยให้ขอบในของสายอากาศคงที่ (w_o) ที่ความถี่ต่ำ

จากรูป 4.27 จะเห็นได้ว่าการปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดที่ขอบด้านนอก โดยให้ขอบในของสายอากาศคงที่ (w_o) มีผลกระทบต่อค่าของความถี่ และค่า S11พารามิเตอร์ น้อยมาก



รูปที่ 4.28 จำนวนจริงอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดที่ขอบด้านนอก โดยให้ขอบในของสายอากาศคงที่ (w_o) ที่ความถี่ต่ำ

จากรูป 4.28 จะเห็นได้ว่าการปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดที่ขอบด้านนอก โดยให้ขอบในของสายอากาศคงที่ (w_o) มีผลกระทบต่อค่าจำนวนจริงอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศน้อย



รูปที่ 4.29 จำนวนจินตภาพอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ เมื่อทำการปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดที่ขอบด้านนอก โดยให้ขอบในของสายอากาศคงที่ (w_o) ที่ความถี่ต่ำ

จากรูป 4.29 จะเห็นได้ว่าการปรับขนาดความกว้างของช่องเปิดที่ขอบด้านนอก โดยให้ขอบในของสายอากาศคงที่ (w_o) มีผลกระทบต่อค่าจำนวนจริงอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศน้อย

จากการปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จะพบว่าเมื่อทำการปรับค่าพารามิเตอร์ L_m ให้เข้าใกล้สายอากาศมากขึ้น จะทำให้แบนด์วิดท์ของสายอากาศเพิ่มขึ้น และจะส่งผลกระทบต่อแอมพลิจูดเช่นกัน โดยค่าพารามิเตอร์ r นั้นจะมีผลกระทบต่อแบนด์วิดท์ของสายอากาศมากที่สุด ส่วนการปรับค่าพารามิเตอร์ w จะแยกพิจารณาเป็น 2 ลักษณะ คือ 1. การปรับค่าขนาด w ขอบในของสายอากาศ โดยให้ขอบนอกของสายอากาศคงที่ (w_i) และ 2. การปรับค่าขนาด w ขอบนอกของสายอากาศ โดยให้ขอบในของสายอากาศคงที่ (w_o) พบว่า ค่าของ w_i จะส่งผลกระทบต่อแบนด์วิดท์ของสายอากาศมากกว่าค่าของ w_o

4.2.3.2 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่อง ที่ความถี่ต่ำ

ในการออกแบบถ้าต้องการออกแบบสายอากาศ ให้มีแบนด์วิดท์ที่กว้างและมีอัตราขยายที่สูงกว่าช่องเปิดมุมแหลม 1 อัน ทำได้โดยการออกแบบให้มีช่องเปิดมุมแหลมวางซ้อนกันเป็นลักษณะของแถวลำดับดังแสดงในรูปที่ 4.30 ซึ่ง โครงสร้างของสายอากาศแบบนี้จะถูกกำหนดพารามิเตอร์ใหม่ดังนี้

A คือ ความยาวในแนวนอนและแนวตั้งของช่องเปิดมุมแหลมแบบหงาย

B คือ ความยาวในแนวนอนและแนวตั้งของช่องเปิดมุมแหลมแบบคว่ำ

L_m คือ ระยะห่างระหว่างขอบล่างของช่องเปิดมุมแหลมแบบหงายถึงขอบบนของไมโครสตริปไลน์

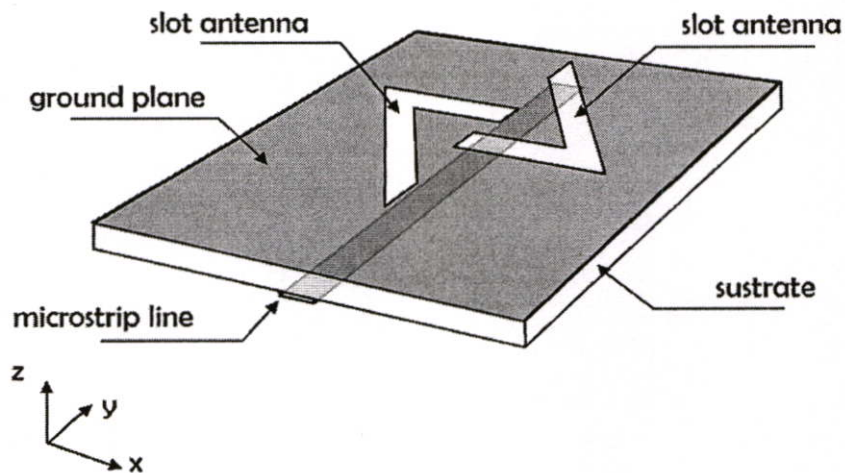
w_A คือ ความกว้างของช่องเปิดแบบหงาย

w_B คือ ความกว้างของช่องเปิดแบบคว่ำ

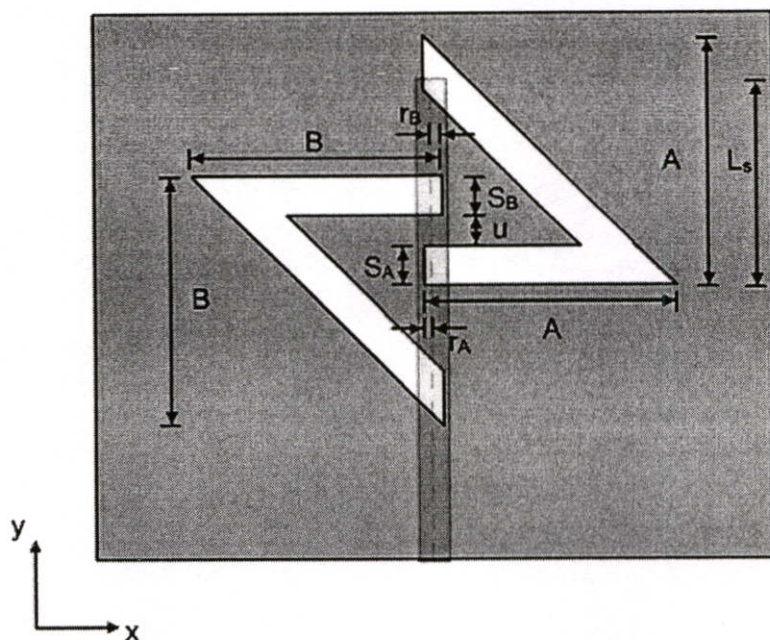
r_A คือ ระยะระหว่างจุดกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริปถึงขอบของช่องเปิดมุมแหลมแบบหงาย

r_B คือ ระยะระหว่างจุดกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริปถึงขอบของช่องเปิดมุมแหลมแบบคว่ำ

u คือ ระยะห่างขอบของช่องเปิดทั้งสองอัน



(ก) โครงสร้างของสายอากาศ



(ข) โครงสร้างของสายอากาศมองจากระนาบบน

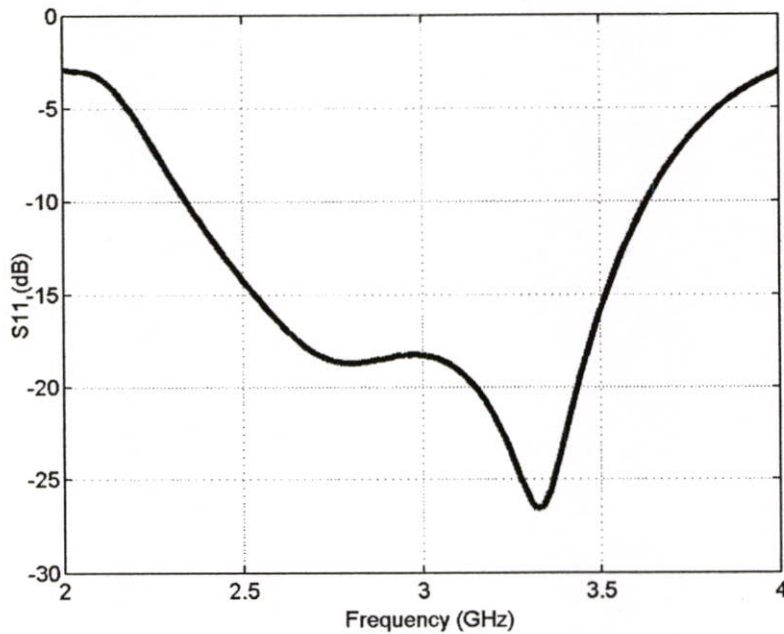
รูปที่ 4.30 โครงสร้างของสายอากาศไม้โครสตรีปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่อง

การออกแบบสายอากาศไม้โครสตรีปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่อง จะมีลักษณะโครงสร้างของสายอากาศ ดังรูปที่ 4.30 ดังนั้นตารางแสดงขนาด โครงสร้างของสายอากาศจะใช้ตารางที่ 4.15

ตารางที่ 4.15 ขนาดโครงสร้างและคุณลักษณะของสายอากาศไม้โครสตรีปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่อง

พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ(mm)
A	40.5
B	40.5
L _m	46.5
w _A	9.0
w _B	9.0
r _A	2.5
r _B	2.5
u	2.2

ผลจากการวิเคราะห์หาค่าลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่อง ที่ความถี่ต่ำ สามารถแสดงค่า S11 พารามิเตอร์ได้ดังรูปที่ 4.31



รูปที่ 4.31 S11 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่อง ที่ความถี่ต่ำ

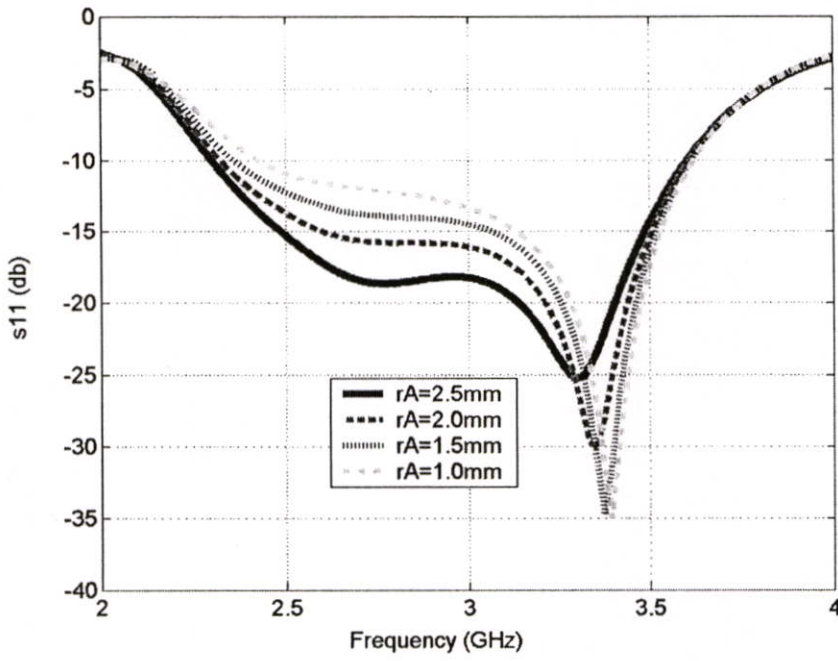
จากรูปที่ 4.31 จะเห็นได้ว่าค่า S11 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่องมีแบนด์วิดท์กว้างกว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 1 ช่อง

ในการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่อง ที่ความถี่ต่ำประกอบด้วยค่าพารามิเตอร์ r และพารามิเตอร์ u

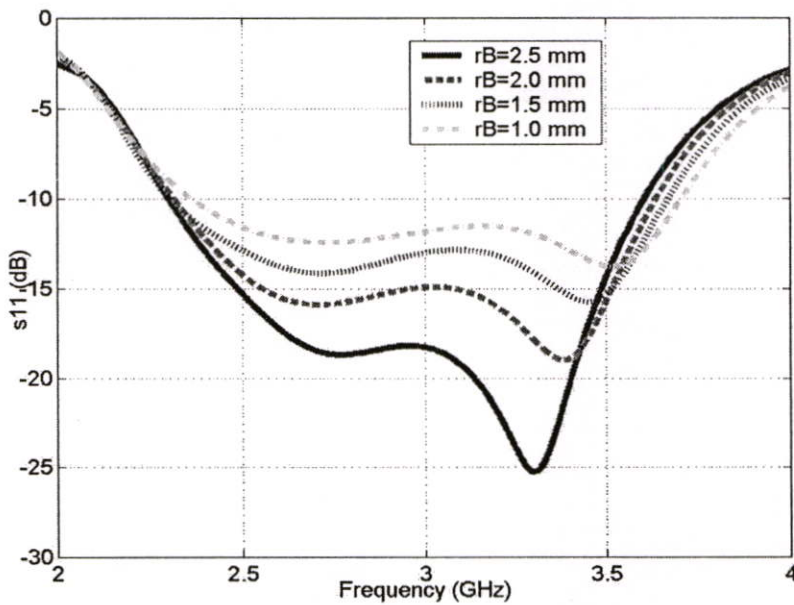
4.2.3.2.1 การปรับค่าพารามิเตอร์ r ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่อง ที่ความถี่ต่ำ

การปรับค่าพารามิเตอร์ r ประกอบไปด้วยพารามิเตอร์ r_A และพารามิเตอร์ r_B โดยการปรับค่าพารามิเตอร์นั้นจะกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ r_B คงที่แล้วจึงทำการปรับค่าพารามิเตอร์ r_A จากนั้นจึงทำการปรับค่าพารามิเตอร์ r_B ต่อไป สามารถแสดงค่า S₁₁ พารามิเตอร์ ได้ดังรูปที่ 4.32-4.33

จากรูปที่ 4.32 จะเห็นได้ว่าเมื่อทำการเปลี่ยนค่า r_A ของสายอากาศแล้วนั้น จะมีผลกระทบต่อค่าของแมตริกซ์ของสายอากาศ แต่ความกว้างของแบนด์วิดท์ยังคงเท่าเดิม



รูปที่ 4.32 S11 พารามิเตอร์ของสายอากาศเมื่อทำการเปลี่ยนค่า r_A ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่องที่ความถี่ต่ำ

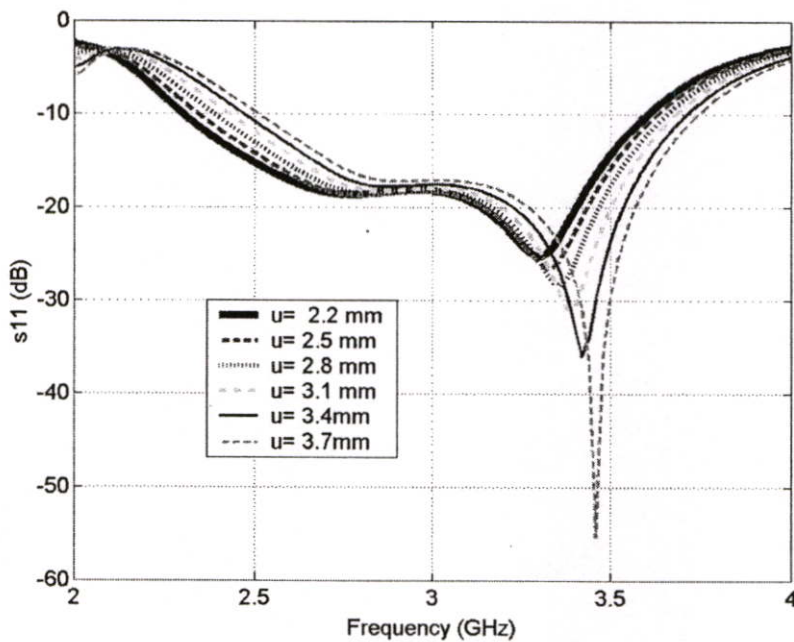


รูปที่ 4.33 S11 พารามิเตอร์ของสายอากาศเมื่อทำการเปลี่ยนค่า r_B ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่องที่ความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 4.33 จะเห็นได้ว่าเมื่อทำการเปลี่ยนค่า r_b ของสายอากาศแล้วนั้น จะมีผลกระทบต่อค่าของแมตซ์ซิ่งของสายอากาศ แต่ความกว้างของแบนด์วิดท์ยังคงเท่าเดิม

4.2.3.2.2 การปรับค่าพารามิเตอร์ u ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่องที่ความถี่ต่ำ

ในการปรับค่าพารามิเตอร์สามารถทำได้โดยการเลื่อนช่องเปิด A โดยให้ช่องเปิด B คงที่ซึ่งสามารถแสดงค่า S11 พารามิเตอร์ ดังรูปที่ 4.34

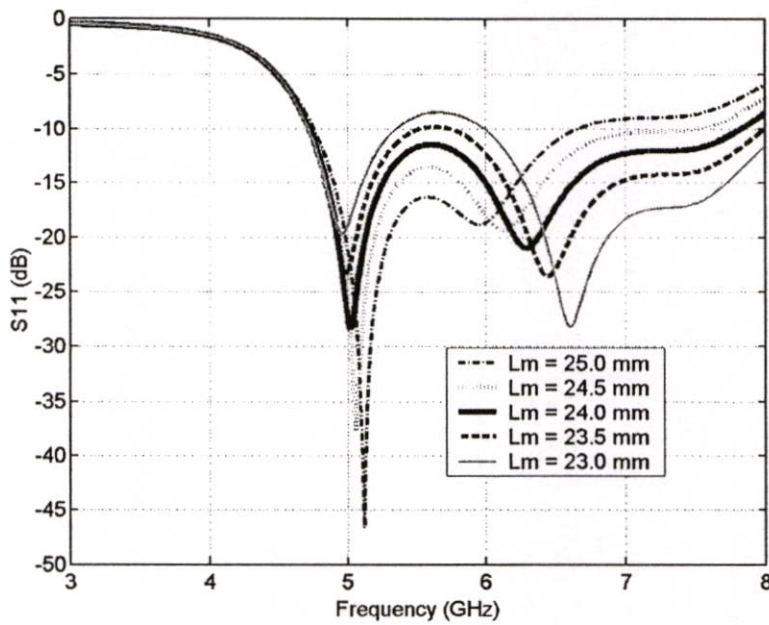


รูปที่ 4.34 S11 พารามิเตอร์ของสายอากาศเมื่อทำการเปลี่ยนค่า u ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่องที่ความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 4.34 จะเห็นได้ว่าเมื่อทำการเปลี่ยนค่า u ของสายอากาศแล้วนั้น จะมีผลกระทบต่อค่าของแมตซ์ซิ่งของสายอากาศ แต่ความกว้างของแบนด์วิดท์ยังคงเท่าเดิม

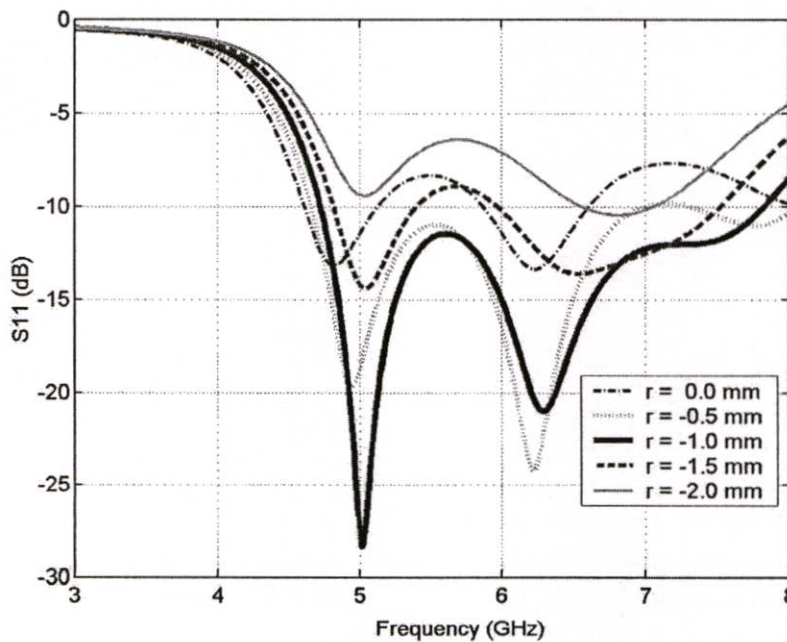
4.2.3.3 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 1 ช่องที่ความถี่สูง

ในการปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 1 ช่องที่ความถี่สูง นั้น มีค่าพารามิเตอร์ที่จะนำมาวิเคราะห์ ประกอบด้วยค่า L_m , r , w_o , และ w_i สามารถแสดงค่า S11 พารามิเตอร์ได้ดังรูปที่ 4.35-4.38



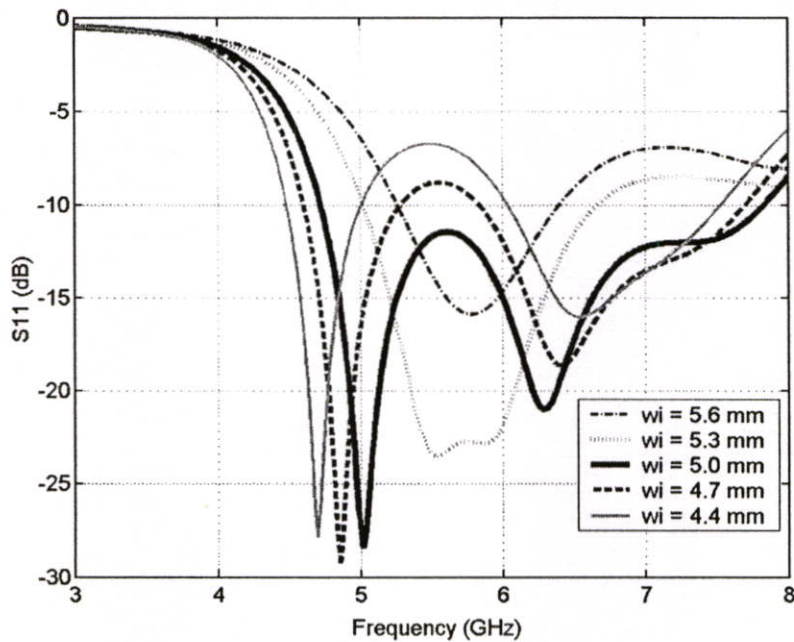
รูปที่ 4.35 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า L_m ที่ความถี่สูง

จากรูปที่ 4.35 จะเห็นได้ว่า การปรับค่า L_m นั้นจะมีผลกระทบต่อค่าของแมตซ์ซิ่ง ของสายอากาศ และค่าของแบนด์วิดท์ของสายอากาศ

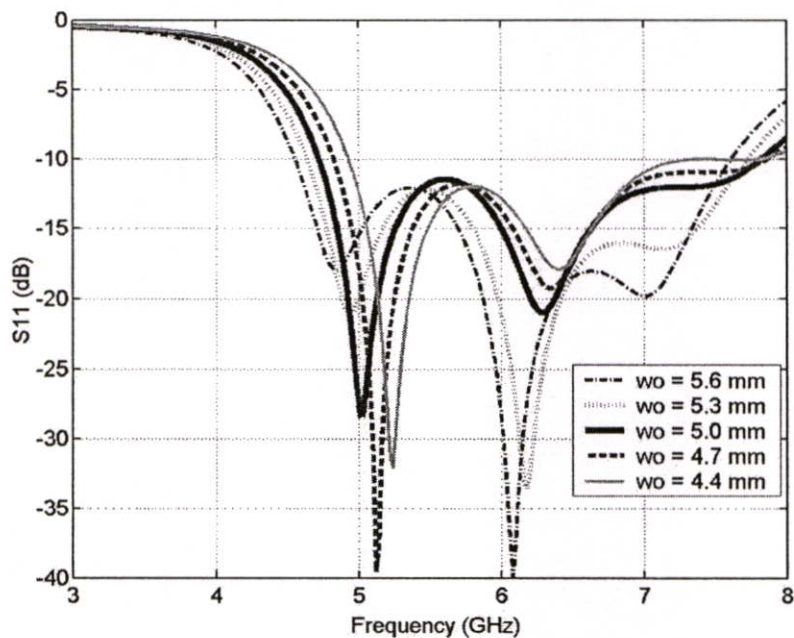


รูปที่ 4.36 S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า r ที่ความถี่สูง

จากรูปที่ 4.36 จะเห็นได้ว่าเมื่อทำการปรับค่า r จะมีผลกระทบต่อค่าแบนด์วิดท์และแมตซ์ซิ่งของสายอากาศ



รูปที่ 4.37 S11 พารามิเตอร์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า w_i ที่ความถี่สูง



รูปที่ 4.38 S11 พารามิเตอร์ของสายอากาศเมื่อทำการปรับค่า w_o ที่ความถี่สูง

จากรูปที่ 4.37 การปรับค่า w_i จะมีผลกระทบต่อค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศ และจากรูปที่ 4.38 จะเห็นได้ว่า เมื่อทำการปรับค่า w_o จะมีผลกระทบแบนด์วิดท์ของสายอากาศน้อยกว่าการปรับค่า w_i

ดังนั้นจากการปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จะเห็นได้ว่า ผลจากการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศ ที่ความถี่สูง มีค่าเหมือนกับค่าของการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศ ที่ความถี่ต่ำ คือ L_m จะมีผลกระทบต่อค่าแมตซ์ซิ่งของสายอากาศ การปรับค่า r จะมีผลกระทบต่อแบนด์วิดท์ของสายอากาศ และการปรับค่า w_i จะมีผลต่อแบนด์วิดท์ของสายอากาศมากกว่าการปรับค่าของ w_o

4.2.3.4 สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่อง ที่ความถี่สูง

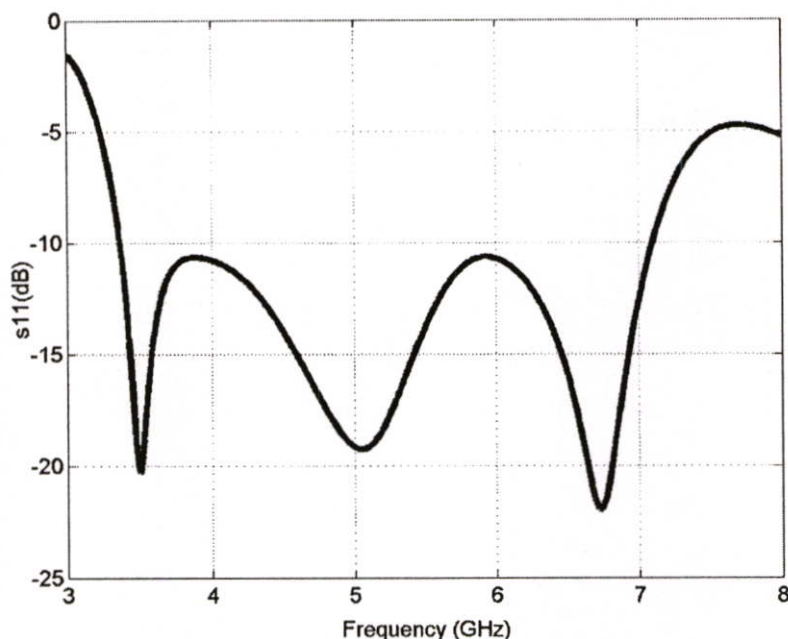
การออกแบบสายอากาศชนิดนี้จะเหมือนกับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่อง ที่ความถี่ต่ำ แต่จะมีค่าพารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลง แสดงได้ดังตารางที่ 4.16

ตารางที่ 4.16 ขนาดโครงสร้างและคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่อง ที่ความถี่สูง

พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ(mm)
A	22.5
B	22.5
L_m	23.5
W_A	5.0
W_B	5.0
r_A	2.0
r_B	2.0
u	1.0

ผลจากการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่อง ที่ความถี่สูง สามารถแสดงค่า S_{11} พารามิเตอร์ได้ดังรูปที่ 4.39

จากรูปที่ 4.39 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบ มุมแหลม 2 ช่อง มีแบนด์วิดท์กว้าง ตรงตามช่วงความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน



รูปที่ 4.39 S11 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่อง ที่ความถี่สูง

4.3 ผลการจำลอง

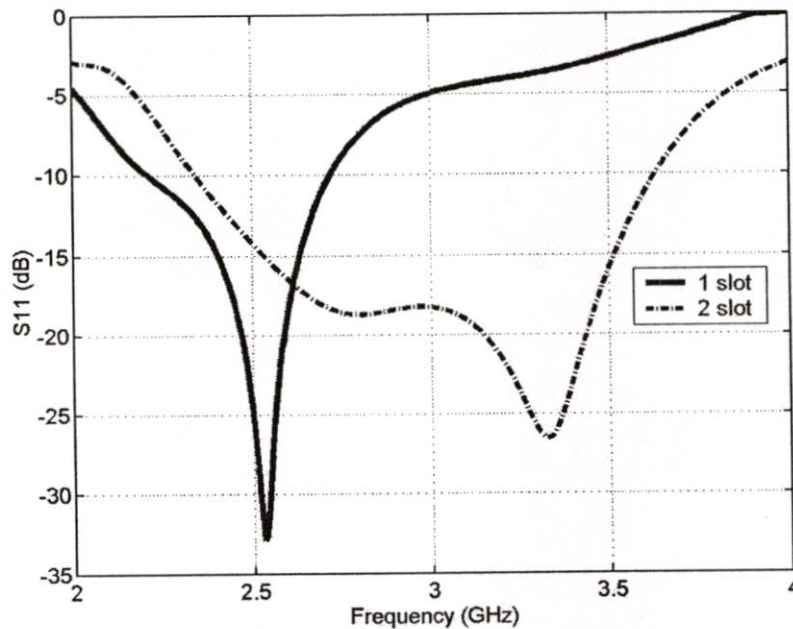
การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุม ในวิทยานิพนธ์นี้ จะเน้นไปทางการใช้งานในย่าน wire less communication ซึ่งประกอบไปด้วยมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.16e (2.5-2.7 GHz), IEEE 802.11a/h/j (4.9-5.825GHz) และ IEEE 802.16e(5.7-5.9 GHz) โดยจะแบ่งออกเป็น ความถี่ด้านต่ำ (2.4-2.7 GHz) กับด้านสูง (4.9-5.9 GHz)

4.3.1 ผลการจำลองของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมที่ความถี่ต่ำ

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมที่ความถี่ต่ำ มี 2 แบบ โดยออกแบบให้สามารถใช้งานในย่าน wire less communication ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) , IEEE 802.16e(2.5-2.7 GHz) สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 17 ค่า S11 พารามิเตอร์ดังรูปที่ 4.40 และการแผ่พลังงานระยะไกลที่ความถี่ใช้งานในย่าน wire less communication ตามค่ามาตรฐาน ของสายอากาศทั้ง 2 แบบ ได้ดังรูปที่ 4.41-4.44

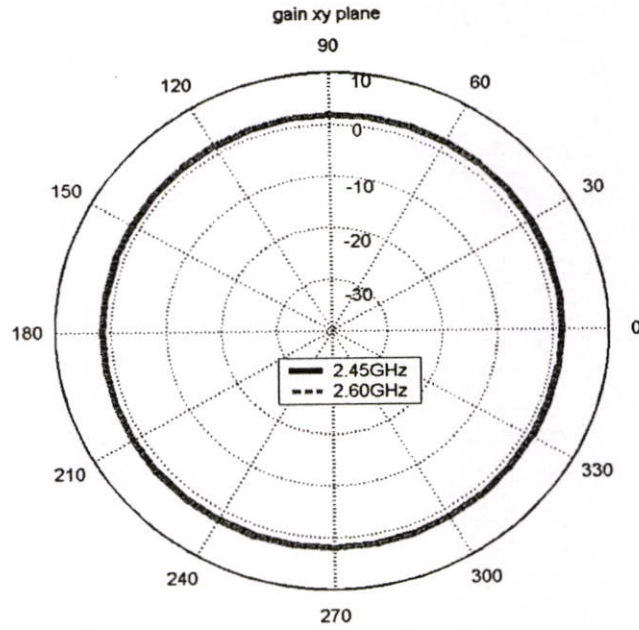
ตารางที่ 4.17 ผลการจำลองของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมที่ความถี่ต่ำ

สายอากาศ ไมโครส ตริปช่อง เปิดแบบ มุมแหลม	ช่วง ความถี่ (GHz)	ความถี่ (GHz)	S11 (dB)	อินพุต อิมพีแดน	อัตราส่วน แรงดัน คลื่นนิ่ง	Gain (dB)	แบนด์ วิดท์ (GHz)
1 ช่องเปิด	2.2-2.71	2.45	-18.0	38.8-1j	1.29:1	2.04	0.51
		2.60	-18.3	52.1-12j	1.28:1	2.14	
2 ช่องเปิด	2.36-3.62	2.45	-13.3	50.1+22.3j	1.60:1	3.42	1.34
		2.60	-16.5	51.7+15.2j	1.35:1	3.70	
		3.50	-15.8	38.2+8.1j	1.39:1	4.34	

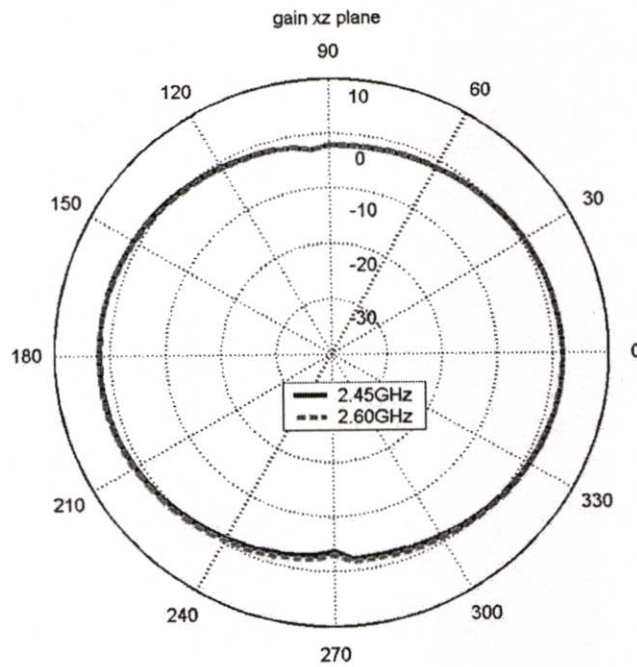


รูปที่ 4.40 S11 พารามิเตอร์ผลการจำลองของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมที่ความถี่ต่ำ

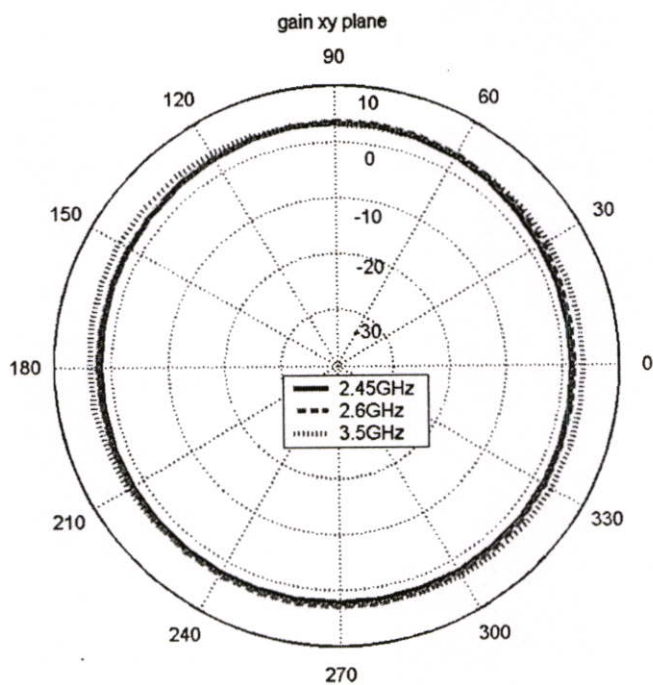
จากรูปที่ 4.40 จะเห็นได้ว่า สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมแบบ 2 ช่องเปิด มีค่าแบนด์วิดท์ มากกว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมแบบ 1 ช่องเปิด และสายอากาศทั้ง 2 แบบ สามารถครอบคลุมย่านความถี่ wire less communication ตามค่ามาตรฐาน ได้



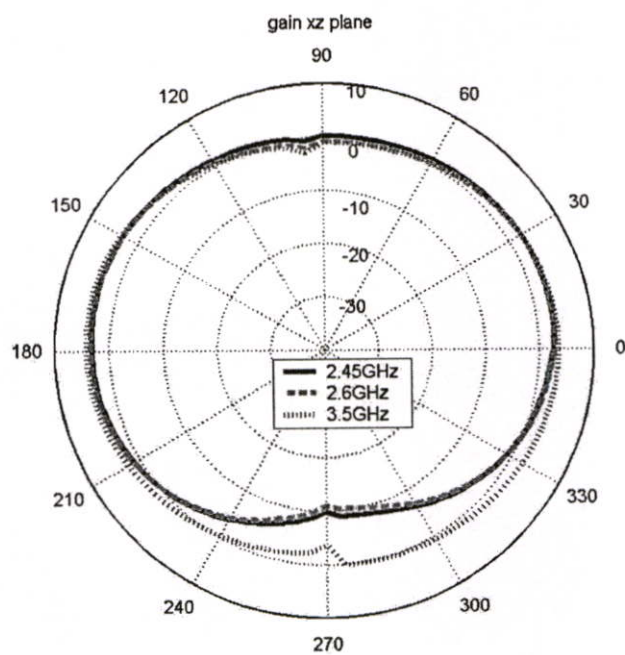
รูปที่ 4.41 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลระนาบ xy ที่ความถี่ต่ำของสายอากาศ 1 ช่องเปิด



รูปที่ 4.42 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลระนาบ xz ที่ความถี่ต่ำของสายอากาศ 1 ช่องเปิด



รูปที่ 4.43 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลระนาบ xy ที่ความถี่ต่ำของสายอากาศ 2 ช่องเปิด



รูปที่ 4.44 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลระนาบ xz ที่ความถี่ต่ำของสายอากาศ 2 ช่องเปิด

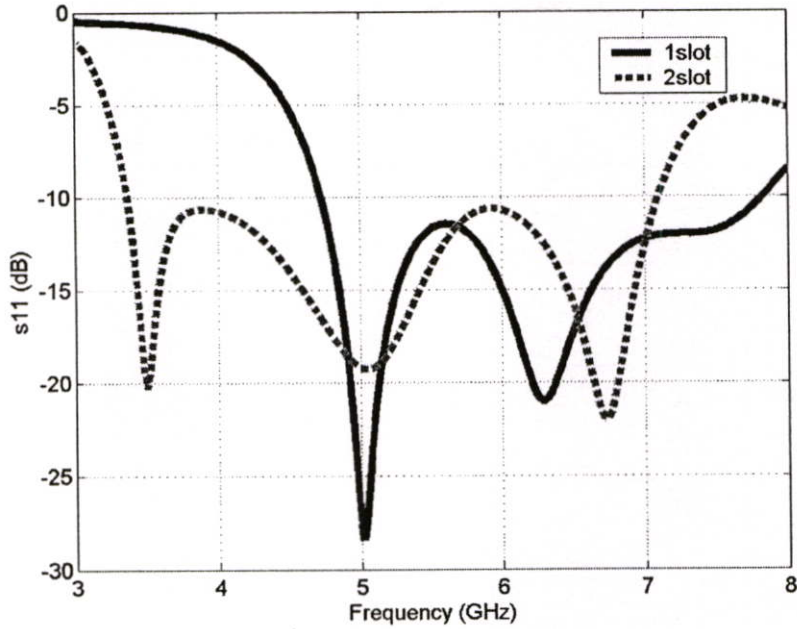
จากรูปที่ 4.46-4.49 จะเห็นว่าแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกล ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดทั้ง 2 แบบ ที่ความถี่สูงจะมีลักษณะในการแผ่พลังงานระยะไกลเป็นแบบรอบทิศทาง (Omni-directional)

4.3.2 ผลการจำลองของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมที่ความถี่สูง

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม ที่ความถี่ต่ำ มี 2 แบบ โดยออกแบบให้สามารถใช้งานในย่าน wire less communication ตามมาตรฐาน IEEE 802.11a/h/j (4.9-5.825 GHz) และ IEEE 802.16e (5.7-5.9 GHz) สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 4.18 จึงแสดงค่า S11 พารามิเตอร์ ดังรูปที่ 4.45 และการแผ่พลังงานระยะไกล ได้ดังรูปที่ 4.46-4.49

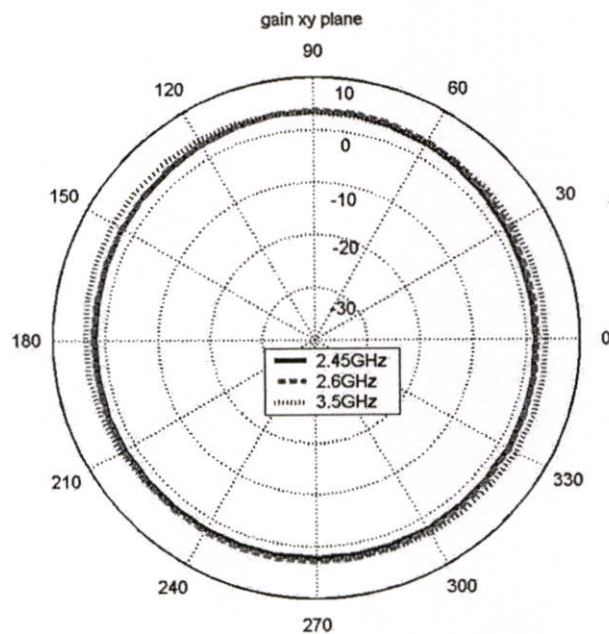
ตารางที่ 4.18 ผลการจำลองของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมที่ความถี่สูง

สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม	ความถี่ (GHz)	S11 (dB)	อินพุตอิมพีแดน	อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	Gain (dB)	แบนด์วิดท์ (GHz)
1 ช่องเปิด	4.9	-18.16	39.7-j4.16	1.28	3.045	3.16
	5.0	-27.6	47.2-j3	1.087	3.13	
	5.2	-16.73	51.3-j14.8	1.34	2.89	
	5.6	-11.46	30.2-j8.5	1.73	2.619	
	5.8	-12.33	30.5+j3.2	1.647	3.59	
2 ช่องเปิด	3.5	-20.3	57.2+j7.4	1.214	4.43	3.725
	4.9	-18.49	43.7-j9.3	1.27	4.06	
	5.0	-19.19	44.3-j8.8	1.248	4.19	
	5.2	-18.36	44.6-j10.1	1.275	4.34	
	5.6	-12.48	33.3-j11.1	1.624	3.96	
	5.8	-10.9	28.0-j3.8	1.797	3.77	

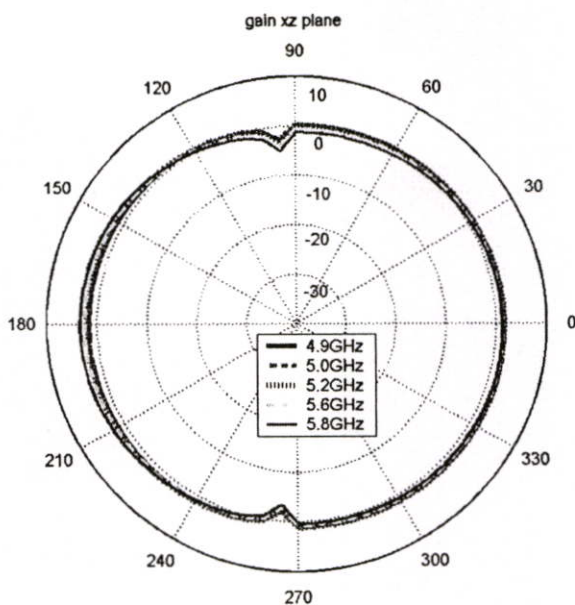


รูปที่ 4.45 S_{11} พารามิเตอร์ผลการจำลองของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม ที่ความถี่สูง

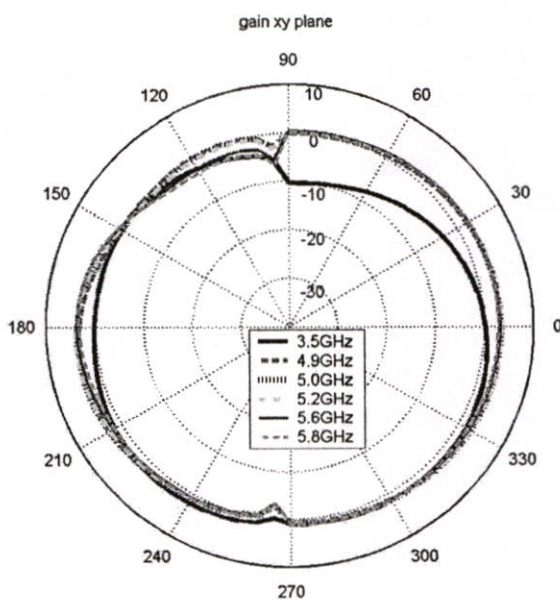
จากรูปที่ 4.45 จะเห็นได้ว่า สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมแบบ 2 ช่องเปิด มีค่าแบนด์วิดท์ มากกว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมแบบ 1 ช่องเปิด และสายอากาศทั้ง 2 แบบ สามารถครอบคลุมย่านความถี่ wire less communication ตามค่ามาตรฐาน ได้



รูปที่ 4.46 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลระนาบ xy ที่ความถี่สูงของสายอากาศ 1 ช่องเปิด

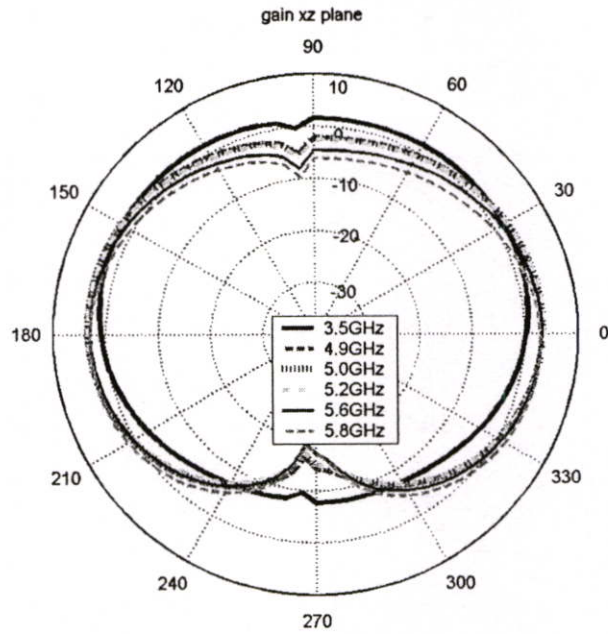


รูปที่ 4.47 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลระนาบ xz ที่ความถี่สูงของสายอากาศ 1 ช่องเปิด



รูปที่ 4.48 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลระนาบ xy ที่ความถี่สูงของสายอากาศ 2 ช่องเปิด

จากรูปที่ 4.46-4.49 จะเห็นได้ว่าแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกล ของสายอากาศไมโคร สตริปช่องเปิดทั้ง 2 แบบ ที่ความถี่สูงจะมีลักษณะในการแผ่พลังงานระยะไกลเป็นแบบรอบ ทิศทาง (Omni-directional)



รูปที่ 4.49 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลระนาบ xz ที่ความถี่สูงของสายอากาศ 2 ช่องเปิด

4.4สรุป

จากผลการจำลองและการวิเคราะห์นั้น จะเห็นได้ว่าสายอากาศที่ถูกออกแบบให้มีช่องเปิดเชิงมุมที่เป็นลักษณะมุมแหลม โดยคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้จะทำให้มีแบนด์วิดท์ที่กว้าง เมื่อเทียบกับสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดทั่วไป และจากคุณลักษณะที่ได้สำหรับช่องเปิดมุมแหลม ช่องเปิดเดียวนั้นพบว่าค่า w ความกว้างช่องเปิดนั้นมีผลกับแบนด์วิดท์ของสายอากาศ ส่วนวิธีการพัฒนาสายอากาศให้มีแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นได้ โดยทำโดยออกแบบให้ช่องเปิดเป็นลักษณะของแถวลำดับหรือช่องเปิดคู่ ซึ่งจากคุณลักษณะที่ได้จะทำให้สายอากาศช่องเปิดแถวลำดับนี้มีแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่าและอัตราขยายสูงกว่าช่องเปิดเดี่ยว ดังตารางที่ 4.19 โดยมีแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลเป็นแบบรอบทิศทาง (Omni-directional)

ตารางที่ 4.19 ตารางอัตราขยายของสายอากาศช่องเปิดเชิงมุมที่ความถี่ต่าง ๆ

Frequency	2.45 GHz	2.6 GHz	5 GHz	5.2 GHz	5.6 GHz	5.8 GHz
1 ช่องเปิด	2.08 dBi	2.14 dBi	3.09 dBi	3 dBi	3.51 dBi	4.45 dBi
2 ช่องเปิด	3.42 dBi	3.7 dBi	4.28 dBi	4.58 dBi	4.76 dBi	4.8 dBi

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอหลักการออกแบบและการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุม ซึ่งสายอากาศที่นำมาวิเคราะห์มี 3 แบบ ประกอบด้วย สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก และสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม พร้อมทำการศึกษาการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศโดยมีวัตถุประสงค์เพื่อออกแบบสายอากาศให้มีคุณสมบัติ ที่มีแบนด์วิดท์กว้าง จะมุ่งเน้นไปในทางการใช้งานสำหรับ wire less communication เป็นหลัก โดยการออกแบบสายอากาศให้มีแบนด์วิดท์กว้าง ในแต่ละย่านความถี่ คือ ย่านความถี่ตั้งแต่ 2.45–3.62 GHz ซึ่งจะครอบคลุมมาตรฐาน IEEE802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.16e (2.5-2.7 GHz and 3.4-3.6 GHz) และการออกแบบให้ใช้งานได้ในช่วงความถี่ที่สูงขึ้นไป คือ 3.37–7.1 GHz ซึ่งจะครอบคลุมมาตรฐาน IEEE802.11a/h/j (4.9-5.825 GHz) และ IEEE 802.16e (3.4-3.6 GHz and 5.7-5.9 GHz)

5.1 สรุปผลการออกแบบและวิเคราะห์

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุม โดยการนำสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดวางอยู่บนระนาบกราวด์ที่ส่งสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริปและทำการจำลองโครงสร้างของสายอากาศที่จะทำการวิเคราะห์ด้วยวิธีเชิงตัวเลข FDTD ซึ่งใช้วัสดุฐานรองชนิด RT/duroid 5880 ที่มีคุณสมบัติดังนี้

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก	ϵ_r	= 2.2
ความหนาวัสดุฐานรอง	h	= 1.575 mm.
ค่าความนำของวัสดุตัวนำ(ทองแดง)	σ	= 5.8×10^7 s/m
ค่าความหนาของวัสดุตัวนำ	t	= 0.017 mm.
ค่าตัวประกอบการกระจาย	$\tan \delta$	= 0.0009

จากนั้นจึงทำการนำค่าคุณสมบัติมาคำนวณค่าความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปเพื่อนำค่าที่ได้มาทำการกำหนดความยาวของสายอากาศ เพื่อให้สายอากาศมีความถี่เรโซแนนซ์ตรงตามที่ต้องการ จากนั้นทำการปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศเพื่อศึกษาถึงผลกระทบและคุณลักษณะต่าง ๆ ทำให้ผลดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 ผลการจำลองของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุมทั้ง 3 รูปแบบ

ความถี่ (GHz)	คุณลักษณะของสายอากาศ	สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง	สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก	สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม
2.5	S11 (dB)	-37.12	-31.39	-31.64
	VSWR	1.03:1	1.05:1	1.05:1
	BW (GHz)	0.412	0.320	0.496
5.2	S11 (dB)	-37.12	-36.79	-40.02
	VSWR	1.028:1	1.029:1	1.02:1
	BW (GHz)	0.34	0.34	1.62

จากตารางที่ 5.1 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุมทั้ง 3 รูปแบบ จากการวิเคราะห์คุณลักษณะสามารถสรุปผลการวิจัยได้คือ

จากผลของการวิเคราะห์ค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุมทั้ง 3 แบบ จะเห็นได้ว่า สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม จะมีค่าแบนด์วิดท์มากกว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเส้นตรง และสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก และจากการปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ เพื่อดูผลกระทบต่อคุณลักษณะต่าง ๆ ได้ดังนี้คือ การปรับ L_m จะมีผลกระทบต่อค่าการปรับค่าแมชชิงพีแดนซ์ของสายอากาศ การปรับ A และ B จะมีผลกระทบต่อความถี่ของสายอากาศ การปรับค่า w_i จะมีผลกระทบกับค่าของแบนด์วิดท์มากกว่าการปรับค่า w_o

ดังนั้นจากคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม ที่มีแบนด์วิดท์กว้าง จึงนำสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลมมาทำการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะ เพื่อศึกษาถึงผลกระทบต่อค่าคุณลักษณะจากการจำลองที่ได้กล่าวมาแล้วในเบื้องต้น ทำให้ได้ผลดังตารางที่ 5. และจากผลของการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศดังตารางที่ 5.2 จะเห็นได้ว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 2 ช่อง มีค่าความกว้างของแบนด์วิดท์มากกว่าสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 1 ช่อง และสามารถครอบคลุมย่านความถี่ได้ตามวัตถุประสงค์ที่ออกแบบได้คือ ย่านความถี่ตั้งแต่ 2.45–3.62 GHz ซึ่งจะครอบคลุมมาตรฐาน IEEE802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.16e (2.5-2.7 GHz and 3.4-3.6 GHz) และการออกแบบให้ใช้งานได้ในย่านความถี่ที่สูงขึ้นไป คือ 3.37–7.1 GHz ซึ่งจะครอบคลุมมาตรฐาน IEEE802.11a/h/j (4.9-5.825 GHz) และ IEEE 802.16e (3.4-3.6 GHz and 5.7-5.9 GHz)

ตารางที่ 5.2 ผลการจำลองของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 1 ช่องเปิด และ 2 ช่องเปิด

สายอากาศ ช่องเปิด แบบเชิงมุม	Design frequency	Frequency (GHz)	S11 (dB)	Zin (ohm)	VSWR	Gain (dBi)	BW (GHz)
แบบ 1 ช่อง เปิด	(2.5GHz)	2.45	-24.82	44.6-j0.82	1.122	2.04	0.516
		2.6	-15.28	57.97-j17	1.416	2.14	
	(5.2 GHz)	4.9	-18.16	39.71-j4.16	1.28	3.045	3.16
		5	-27.6	47.27-j3	1.087	3.13	
		5.2	-16.73	51.3-j14.87	1.34	2.89	
		5.6	-11.46	30.21-j8.57	1.73	2.619	
		5.8	-12.33	30.56+j3.29	1.647	3.59	
แบบ 2 ช่อง เปิด	(2.5GHz)	2.45	-14.03	48.45+j19.19	1.497	3.42	1.3
		2.6	-17.29	49.52+j13.71	1.316	3.7	
		3.5	-14.19	35.87+j9.20	1.485	4.34	
	(5.2 GHz)	3.5	-20.3	57.22+j7.46	1.214	4.43	3.725
		4.9	-18.49	43.79-j9.33	1.27	4.06	
		5	-19.19	44.39-j8.8	1.248	4.19	
		5.2	-18.36	44.61-j10.15	1.275	4.34	
		5.6	-12.48	33.38-j11.11	1.624	3.96	
		5.8	-10.9	28.06-j3.83	1.797	3.77	

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

จากโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบเชิงมุมในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะมีข้อดีคือ สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมแหลม 1 ช่อง จะทำให้มีแบนด์วิดท์กว้าง ได้เฉพาะในช่วงความถี่ที่ต้องการเท่านั้น ดังนั้นในการพัฒนาสามารถมาประยุกต์โดยการนำช่องเปิดเชิงมุม 2 ช่อง ที่ความถี่ต่างกันมาจัดวางให้อยู่ใน โครงสร้างเดียวกัน จากลักษณะดังกล่าวจะทำให้ได้สายอากาศสองความถี่ที่มีแบนด์วิดท์กว้างทั้งสองย่าน ซึ่งอยู่ในสายอากาศเดียวกันทำให้มีความถี่ที่ใช้งาน ในหลายย่านความถี่ตามมาตรฐานต่าง ๆ

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.* 2nd 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] อารีญา อุทัยรุ่งเรือง. "เครือข่ายไร้สาย (WirelessLAN:WLAN)." ภาคนิพนธ์ คณะอักษรศาสตร์ สาขาบรรณารักษศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2543.
- [23] จตุชัย แพงจันทร์, อนุโชต วุฒิพรพงษ์. *เจาะระบบ Network ฉบับสมบูรณ์.* พิมพ์ครั้งที่ 1. ไอดีซี อินโฟติสทริบิวชั่น 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.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์


- [1] C. Jamjank, P. Rakluea, N. Anantrasirichi, and T. Wakabashi. "Right Angle Microstrip Slot Antenna for Dual Frequency Operation" pp 32 in 10TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INTEGRATED CIRCUITS, DEVICES & SYSTEMS "Integrated Systems on Silicon", 8-10 September 2004, Sintec Singapore

ISIC-2004

10th International Symposium on Integrated Circuits,
Devices & Systems
"Integrated Systems on Silicon"

8 - 10 September 2004
Suntec Singapore

Organized by:


Nanyang Technological University



School of EEE, NTU

Abstract Book, Final Programme & CD-ROM Proceedings

Cooperation with



Supported By



Singapore

Right Angle Microstrip Slot Antenna for Dual Frequency Operation

C. Jamjank, P. Raklua, 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

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

Abstract : This paper presents right angle microstrip slot antenna for achieve dual frequency operation by using a microstrip feed line. These antennas have been designed at frequency 8 GHz and 9 GHz on the same planar for wireless communication systems and radar applications. The characteristics of antennas are proposed and analyzed for instance input impedance, S_{11} parameter and far field patterns by comparison between right angle microstrip slot antenna without stub matching and right angle microstrip slot antenna with stub matching. The antennas are analyzed by using Finite-Difference Time-Domain (FDTD) Method. A verification of our simulation procedure is confirmed by comparing IE3D software which is based on the Method of Moments (MOM).

1. INTRODUCTION

In present day, wireless communication systems and radar applications, the need for antennas of small size and high efficiency has generated much attention in the study of compact microstrips antenna. Microstrip antennas have several advantages compared to conventional microwave antenna and many applications cover on radio frequency. Some of the principle advantages of microstrip antennas compared to conventional microwave antennas are small size, light weight, low volume and thin profile configurations. There is an increased demand for dual band antennas for wireless communication systems and radar applications. Recent applications often require that the antennas perform efficiently at two distinct frequencies. Dual band antennas can generally be classified into two main categories which multi-resonator and reactively loaded elements. [1-2] To achieve dual frequency operation in reduced size or compact microstrip antennas, many promising designs have been reports. [3-4]

2. SLOT ANTENNA AND FDTD METHOD

1.1 MICROSTRIP SLOT ANTENNA

The antennas is designed on RT/duroid 5880 substrate (dielectric constant = 2.2) with a thickness of 2 mm. The microstrip slot antennas consist of the L-shaped and inverse L-shaped slots cut in the ground plane at one side of dielectric substrate backed by a microstrip feed line as shown in Fig 1. In this case, its called right angle microstrip slot antenna. Each slot is designed for individual resonance frequency at 8 GHz and 9 GHz. The microstrip line is designed to be 50 ohms. By the designing of the structure of the right

angle microstrip slot antenna, the horizontal slot (A) and the vertical slot (B) of each slot antenna are the same length. In this case, the total length of each slot antenna is $A+B$. The configuration of the proposed dual frequency of two slot antennas are as follow ;

Design frequency at 8 GHz : $A = B = 7.6$ mm.

Design frequency at 9 GHz : $A = B = 7.1$ mm.

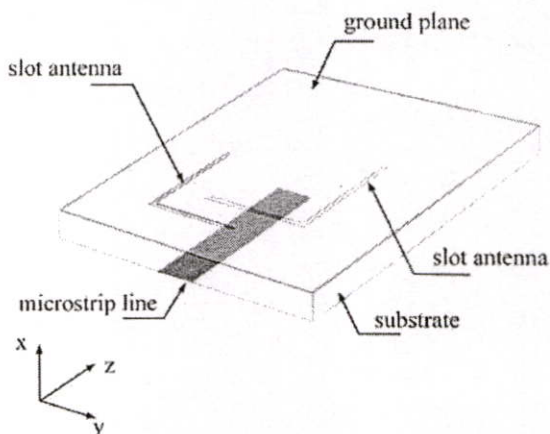


Fig 1. The right angle microstrip slot antenna for dual frequency operation structure

2.2 MICROSTRIP FEED

Microstrip feed arrangement for two slot antennas is shown in Fig 1. It is designed for match impedance at 50 ohms of the coaxial line. In this case, the width of microstrip line is 6.1 mm and matching impedance dependent on the distance from the end edge of the microstrip line to center of the horizontal slot A that is L_m . To adjust the distance L_m , it will be shown the

variation of characteristics of antenna such as input impedance, return loss, and radiation pattern.

2.3 FDTD METHOD

To simulating this antenna by using 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. The algorithm of FDTD electromagnetic field analysis was introduced by Kane Yee. FDTD technique can be treats in transients conditions such as pulse in the time domain, and computational electromagnetic modeling which can predict and analysis of the electromagnetic responses of complex problems. The analytical space consists of 60x301x250 cells with the cell dimension $\Delta x = 0.2$ mm, $\Delta y = \Delta z = 0.1$ mm. The time step satisfies the following courant condition.

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

3. SIMULATION RESULTS

3.1 INPUT IMPEDANCE

The input impedance is the complex number. To find out the input impedance, the reference surface will be defined as S parameter. And input impedance is described by using a parameter S_{11} and characteristic impedance Z_0 of a microstrip line. The input impedance can be find out as follow :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (2)$$

The observation point will be nearly the reference point when analysis by FDTD method. By adjusting technique, real part and imaginary part of Z_0 are nearly 50 ohms and 0 ohm, respectively.

Matching is usually required between the feed line and the antenna, because antenna input impedances differ from the coaxial line impedance 50 ohm. Matching may be achieved by properly selecting the location of the feed line. However, the location of feed line may also affect the radiation characteristics. In this case, the match impedance of the configuration in Fig 1 depend on the adjusting of L_m , the simulation results of these antennas as show in Table 1. It shown that the match impedance of each resonance frequency will be differ, this problem can not solve by only adjust L_m . To achieve the good match impedance on 8 GHz and 9 GHz will be clear by using stub matching, the configuration of these slot antennas with stub matching is shown in Fig 2 and the simulation results shown in table 2.

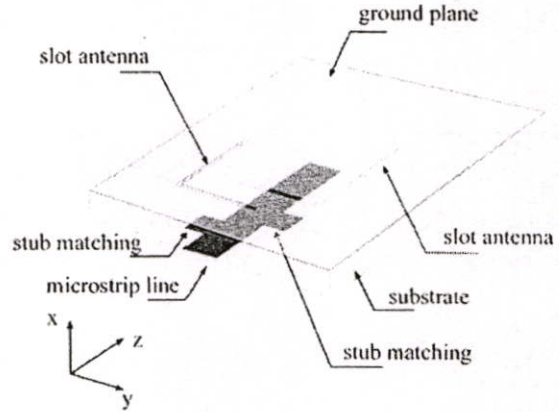


Fig 2. The right angle microstrip slot antenna for dual frequency operation using stub matching structure

Table 1. without stub matching

Frequency	A (mm)	B (mm)	S_{11}		Z_{in} (ohm)	
			GHz	dB	real	imag
8GHz	7.6	7.6	7.95	-31	51	-2.6
9GHz	7.1	7.1	9.02	-30	47.8	1.97

Table 2. using stub matching

Frequency	A (mm)	B (mm)	S_{11}		Z_{in} (ohm)	
			GHz	dB	real	imag
8GHz	7.6	7.6	7.92	-41.6	50.5	-0.61
9GHz	7.1	7.1	8.97	-40.1	49.3	0.73

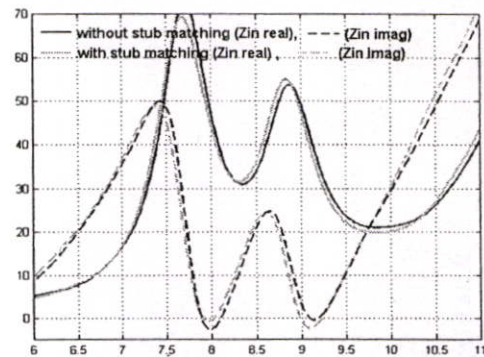


Fig 3. Input impedance

3.2 RETURN LOSS

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

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

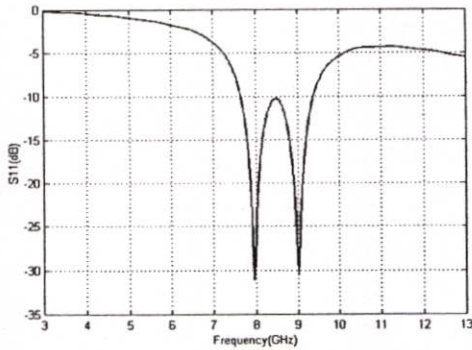
where \mathfrak{F} show a Fourier Transform and L is the length between observing point and a reference point. The propagation constant γ can be define by

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

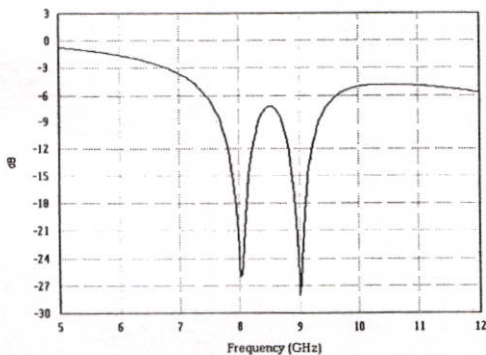
where α and β are attenuation and phase constants, respectively.

By adjust the distance L_m , it can be effect on the matching. The results of S_{11} without stub at resonance frequency 8 GHz and 9 GHz are shown in table 1 and the simulation results on Fig 4 are shown the comparison between FDTD and MoM method. It shown that the simulation results by using two method are nearly same. But the problem in decreasing return loss of two resonance frequency as much as possible will be solve.

Finally, we use the stub matching for solve this problem. The results of S_{11} with stub matching are shown in table 2 and Fig 5 shown the simulation results of return loss with stub matching by compared with MoM.

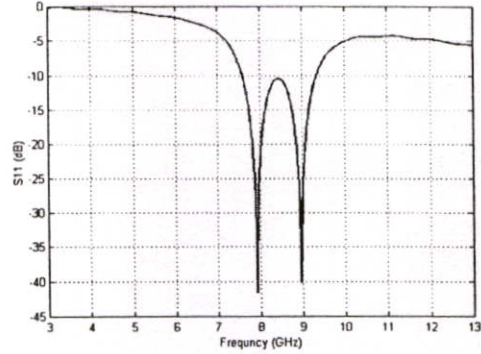


(a) FDTD

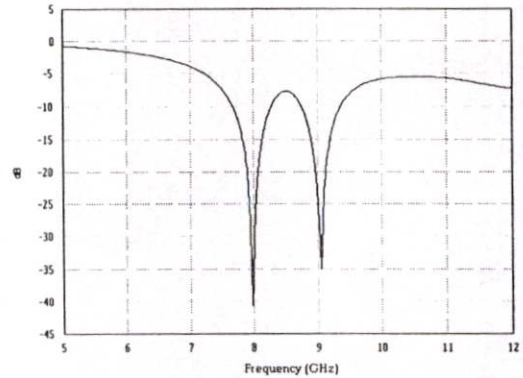


(b) MoM

Fig 4. Return loss of right angle microstrip slot antenna for dual frequency operation without stub matching (a) simulation result by FDTD method and (b) simulation result by MoM method



(a) FDTD



(b) MoM

Fig 5. Return loss of right angle microstrip slot antenna for dual frequency operation using stub matching (a) simulation result by FDTD method and (b) simulation result by MoM method

3.3 RADIATION PATTERNS

By using FDTD method, it is possible to transform the near field to far field by discrete Fourier Transform to carry out for the equivalent electric and magnetic current densities during the FDTD iteration. Hence, far fields are obtained by converting near fields to far fields in the frequency domain.

The far fields radiation pattern should be affected from the modify design antenna for match impedance of dual frequency but it is not significant. In this case, two slot antenna have the same shape of radiation patterns.

The radiation patterns on xy and xz plane for dual frequency at 8 GHz and 9 GHz are shown in Fig 6 - Fig 9.

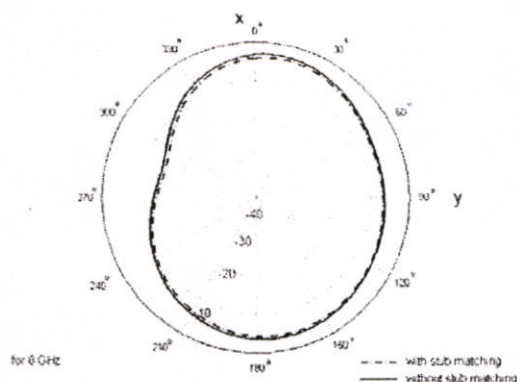


Fig 6. Radiation patterns at 8 GHz on xy-plane

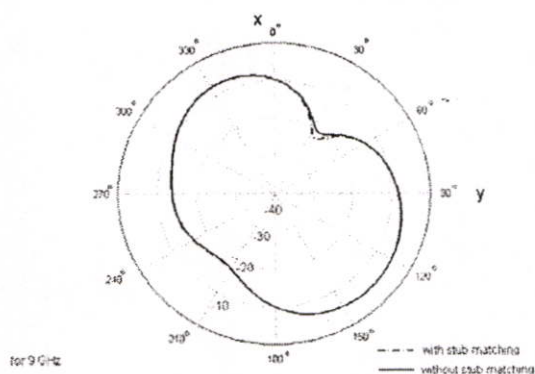


Fig 7. Radiation patterns at 9 GHz on xy-plane

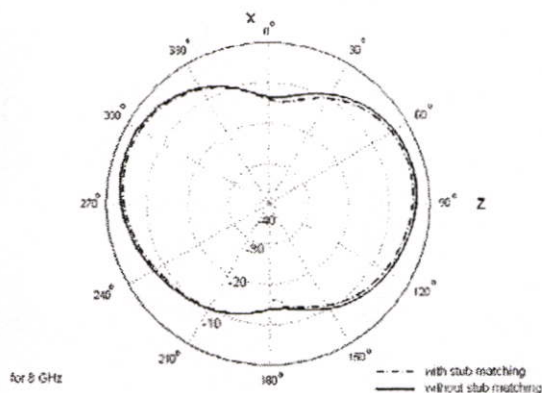


Fig 8. Radiation patterns at 8 GHz on xz-plane

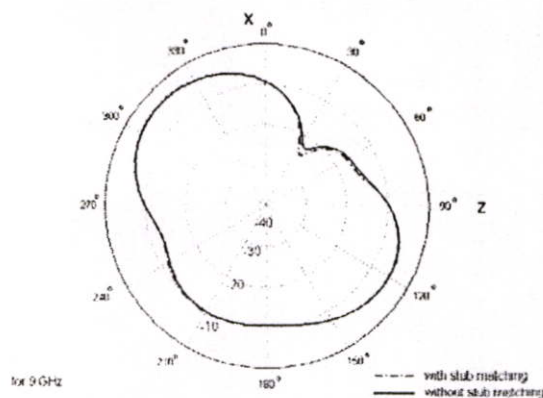


Fig 9. Radiation patterns at 9 GHz on xz-plane

4. CONCLUSIONS

We have shown that the return loss of right angle slot antennas for dual frequency are improved with stub matching. The simulation results of S_{11} are -41.6 and -40.1 dB at frequency 7.92 GHz and 8.97 GHz, respectively. It shown that the designing of more than one antenna will have the problem on return loss and complexity to decrease it as much as possible. One way to achieve this is to use stub matching that depend on the type of feeder.

5. REFERENCES

- [1] Hammad, H.F., "Dual and broadband antennas using spur line filters for communication systems", MSc Thesis, Queen's University, Kingston, Ontario, Canada, June 1997
- [2] MACI, s., GENTELI, G.B, PIAZZES, p., and SALVADOR. C, "Dual-band slot-loaded patch antenna", IEE Proc. H., 1995, 142, (3), pp. 225-232
- [3] Wong, K.L. and J.Y. Sze, "Dual frequency slotted rectangular microstrip antenna.", Electronic Letters, Vol. 35, 354-355, March 4, 1999
- [4] Anantrasirichai N., Raklua P., Wakabayachi T., "Slot Antenna Coupled by Microstrip Line for Dual Frequency", ISITA/NOLTA 2002, October 7-11, 2002, pp. 635-638
- [6] Yongxi Qian, and Tatsuo Itoh, "FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and Antennas Software and Applications", Realize Inc., 1999.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นาย ชิตสุวรรณ แจ่มแจ้ง
วัน เดือน ปีเกิด	24 สิงหาคม 2519 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร
ที่อยู่	13 ซ.กาหลง 9 ถ.สนามบินน้ำ ต.ท่าทราย อ.เมือง จ.นนทบุรี 11000
ประวัติการศึกษา	การ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีคณะวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ ปีการศึกษา 2543 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประสบการณ์การทำงานและผลงานทางวิชาการ	
พ.ศ.2547	ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์นอกเหนือจากวิทยานิพนธ์ C. Jamjank, P. Raklua, N. Anantrasirichi, and T. Wakabashi. "Right Angle Microstrip Slot Antenna for Dual Frequency Operation" pp 32 in 10 TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INTEGRATED CIRCUITS, DEVICES & SYSTEMS "Integrated Systems on Silicon", 8-10 September 2004, Sintec Singapore
ปัจจุบัน	พนักงานการทางพิเศษแห่งประเทศไทย