

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่

ANALYSIS OF DUAL FREQUENCY FOR MICROSTRIP SLOT ANTENNA



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

รพ.

ก 275 / สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

2547

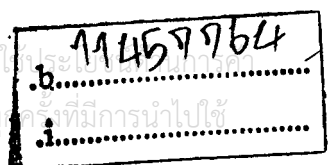
พ.ศ. 2547

เลขหมู่.....

ISBN 974-15-1240-6

เลขทะเบียน **56683**

วัน,เดือน,ปี **14** ก.ค. 2548



ANALYSIS OF DUAL FREQUENCY FOR MICROSTRIP SLOT ANTENNA



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

2004

ISBN 974-15-1240-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2004

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่
นักศึกษา	นาย กฤตพล นาคเจริญ
รหัสนักศึกษา	45065112
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด 2 ความถี่ ที่ทำการป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริปไลน์ ข้อดีของสายอากาศแบบนี้คือสามารถตอบสนองหรือทำงานได้ 2 ย่านความถี่ โดยการวิเคราะห์นั้นได้นำวิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference Time Domain : FDTD) มาช่วยในการวิเคราะห์หาคุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด 2 ความถี่ ที่มีรูปร่างเป็นแบบช่องเปิดรูปตัวแอล กับ ช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านที่มีขนาดแตกต่างกัน และวางแบบแถวลำดับอยู่บนวัสดุฐานรองเดียวกัน แล้วทำการป้อนสัญญาณด้วยไมโครสตริปไลน์ โดยได้นำหลักการของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดความถี่เดียวรูปตัวแอลมาใช้เป็นพื้นฐาน และในส่วนของ การปรับปรุงการทำแมตชิ่งพีแดนซ์นั้น ได้นำเอาหลักการของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องมาประยุกต์ใช้กับไมโครสตริปไลน์ ซึ่งจากคุณลักษณะของสายอากาศที่ทำการวิเคราะห์จะพบว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด 2 ความถี่นั้น สามารถตอบสนองได้ตรงกับความถี่ที่ออกแบบไว้ได้ทั้ง 2 ความถี่ และการปรับปรุงการทำแมตชิ่งพีแดนซ์ที่เพิ่มขึ้นมานั้นช่วยให้เกิดการแมตชิ่งพีแดนซ์ที่ดีขึ้นกว่าเดิม

Thesis Title ANALYSIS OF DUAL FREQUENCY FOR MICROSTRIP SLOT ANTENNA
Student Mr. Kritapol Narkcharoen
Student ID. 45065112
Degree Master of Engineering
Programme Information Engineering
Year 2004
Thesis Advisor Asst. Prof. Noppin Anantrasirichai

ABSTRACT

This thesis is presents the design and analysis of dual frequency for microstrip slot antenna fed by microstrip line. The advantage of this antenna is operation in dual frequency. And use Finite Difference Time Domain (FDTD) method for the analytical technique to analyze the basic characteristics of this antenna. In this case, we designed and analyzed the microstrip slot antenna for dual frequency by using L and inverse L shape which different sizes and cut in the same plane. For match impedance, we use the discontinuities in microstrip line to improve matching impedance. The dual frequency microstrip slot antenna can response two resonant frequency and improvement of increasing matching impedance is a cause of a better matching impedance.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญรูป	VIII
สัญลักษณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์	XII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	2
1.3 ขอบเขตของการศึกษา	2
1.4 ขั้นตอนในการศึกษา	3
บทที่ 2 สายอากาศไมโครสตริป	4
2.1 บทนำ	4
2.2 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป	4
2.2.1 การส่งผ่านคลื่นในสายส่งไมโครสตริป	5
2.2.2 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่อง	10
2.2.2.1 แบบช่องต่อ	10
2.2.2.2 แบบมุมฉาก	11
2.2.2.3 แบบขั้น	12
2.2.2.4 แบบรูปตัว T	13
2.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด	14
2.3.1 โครงสร้างของสายอากาศ	14
2.3.2 การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบช่องเปิด	16
2.3.3 การทำอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิด	18
2.4 สรุป	19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD Method)	20
3.1 บทนำ	20
3.2 สมการแมกซ์เวลล์และยี่อ์ลกอริทึม	21
3.3 สมการผลต่างสี่บเนื่อง	24
3.4 การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน	29
3.5 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข	29
3.6 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน	32
3.7 การวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD	40
3.7.1 พารามิเตอร์การกระจาย	40
3.7.2 อินพุตดิฟเฟอเรนเชียลและอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	42
3.7.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ	42
3.8 สรุป	47
บทที่ 4 การออกแบบและวิเคราะห์	48
4.1 บทนำ	48
4.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดความถี่เดียว	48
4.2.1 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล	48
4.2.2 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน	50
4.2.3 การทำแมตชิ่งพีแดนซ์สำหรับสายอากาศความถี่เดียว	51
4.3 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่	51
4.4 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่ทำการเพิ่มสลับแมตชิ่ง	53
4.5 ผลการจำลองและวิเคราะห์	55
4.5.1 การจำลองแบบโครงสร้างและวิเคราะห์สายอากาศความถี่เดียว	55
4.5.2 การจำลองแบบโครงสร้างและวิเคราะห์สายอากาศสองความถี่	63
4.5.3 การจำลองแบบโครงสร้างและวิเคราะห์เมื่อเพิ่ม stub matching	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	83
5.1 สรุปผลการออกแบบและวิเคราะห์	83
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา	86
เอกสารอ้างอิง	88
ภาคผนวก	91
ภาคผนวก ก บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์	92
ประวัติผู้เขียน	98



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวแอล	56
4.2 ผลการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปความถี่เดียว	63
4.3 แสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศสองความถี่	64
4.4 ผลการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่	69
4.5 เมื่อ $x_1=1.6$ มิลลิเมตร และ $y_1=0.7$ มิลลิเมตร	71
4.6 เมื่อ $t_1=1.8_u$ มิลลิเมตร และ $y_1=1$ มิลลิเมตร	72
4.7 เมื่อ $t_1=1.8_u$ มิลลิเมตร และ $x_1=1$ มิลลิเมตร	72
4.8 เมื่อ $x_2=1.6$ มิลลิเมตร และ $y_2=0.7$ มิลลิเมตร	74
4.9 เมื่อ $t_2=1.8_u$ มิลลิเมตร และ $y_2=1$ มิลลิเมตร	74
4.10 เมื่อ $t_2=1.8_u$ มิลลิเมตร และ $x_2=1$ มิลลิเมตร	75
4.11 ขนาดพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่เมื่อทำการเพิ่ม สัดดับแมตซ์ซึ่งทั้งสองด้าน	76
4.12 ผลการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่เมื่อ ทำการเพิ่มสัดดับแมตซ์ซึ่งทั้งสองด้าน	81
5.1 คุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่	84

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.4 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่	52
4.5 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่	53
4.6 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่ทำการเพิ่มสัดับแมตซ์ซิ่ง ..	54
4.7 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่ทำการเพิ่ม สัดับแมตซ์ซิ่ง	55
4.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวของช่องเปิด (A) กับความถี่เรโซแนนซ์	56
4.9 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล ที่ความถี่ 9.02 GHz	57
4.10 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านที่ ความถี่ 8.06 GHz	58
4.11 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล ที่ความถี่ 9.02 GHz	59
4.12 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านที่ ความถี่ 8.06 GHz	60
4.13 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลที่ความถี่ 9.02 GHz กับ ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน ที่ความถี่ 8.06 GHz	60
4.14 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่อง เปิดรูปตัวแอลที่ความถี่ 9.02 GHz เทียบกับ สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัว แอลกลับด้านที่ความถี่ 8.06 GHz	61
4.15 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่อง เปิดรูปตัวแอลที่ความถี่ 9.02 GHz เทียบกับ สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัว แอลกลับด้านที่ความถี่ 8.06 GHz	61
4.16 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในลักษณะ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบ ช่องเปิดรูปตัวแอลที่ความถี่ 9.02 GHz	62
4.17 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในลักษณะ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบ ช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านที่ความถี่ 8.06 GHz	62

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.18 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่	64
4.19 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่	65
4.20 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่	66
4.21 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่	66
4.22 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่	67
4.23 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่	67
4.24 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในลักษณะ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่ความถี่ 7.95 GHz	68
4.25 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในลักษณะ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่ความถี่ 9.02 GHz	68
4.26 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่ทำการปรับปรุงขนาดของช่องเปิด	69
4.27 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ ที่ความถี่ 5.2 GHz และ 8 GHz	70
4.28 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่เพิ่มสัดับแมตซ์ซึ่งทางด้านซ้าย	71
4.29 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่เพิ่มสัดับแมตซ์ซึ่งทางด้านขวา	73
4.30 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่เพิ่มสัดับแมตซ์ซึ่งทั้งสองด้าน	76
4.31 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ เมื่อทำการเพิ่มสัดับแมตซ์ซึ่งทั้งสองด้าน	77
4.32 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่เมื่อทำการเพิ่มสัดับแมตซ์ซึ่งทั้งสองด้าน	78
4.33 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่เมื่อทำการเพิ่มสัดับแมตซ์ซึ่งทั้งสองด้าน	78
4.34 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกล ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่เมื่อทำการเพิ่มสัดับแมตซ์ซึ่งทั้งสองด้าน	79

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.35 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในลักษณะ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่เมื่อทำการเพิ่มสัดับแมตซ์ซึ่งที่ความถี่ 7.92 GHz	80
4.36 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในลักษณะ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่เมื่อทำการเพิ่มสัดับแมตซ์ซึ่งที่ความถี่ 8.97 GHz	80
4.37 กราฟเปรียบเทียบของพารามิเตอร์แต่ละตัวที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่า S_{11} ในแต่ละความถี่	81
4.38 แสดงการเปรียบเทียบ S_{11} ของสายอากาศสองความถี่เมื่อไม่มีสัดับแมตซ์ซึ่งกับเมื่อมีสัดับแมตซ์ซึ่ง	81
4.39 แสดงการเปรียบเทียบคุณลักษณะทางอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศสองความถี่เมื่อไม่มีสัดับแมตซ์ซึ่งกับเมื่อมีสัดับแมตซ์ซึ่ง	82
5.1 แสดงรูปวงจรมุมลย์ของ สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่	85
5.2 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy	86
5.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xz	86

สัญลักษณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

A	ขนาดความยาวด้านฐานในแนวแกนนอนของช่องเปิด	[มิลลิเมตร]
A_H	ขนาดความยาวด้านฐานในแนวแกนนอนของช่องเปิดที่ความถี่สูง	[มิลลิเมตร]
A_L	ขนาดความยาวด้านฐานในแนวแกนนอนของช่องเปิดที่ความถี่ต่ำ	[มิลลิเมตร]
B	ขนาดความยาวด้านแนวแกนตั้งของช่องเปิด	[มิลลิเมตร]
B_H	ขนาดความยาวด้านแนวแกนตั้งของช่องเปิดที่ความถี่สูง	[มิลลิเมตร]
B_L	ขนาดความยาวด้านแนวแกนตั้งของช่องเปิดที่ความถี่ต่ำ	[มิลลิเมตร]
C	ค่าความจุต่อหน่วยความยาว (capacity per unit length)	[F/m]
C_{∞}	ค่าความจุต่อหน่วยความยาวที่วัสดุเป็นอากาศ	[F/m]
c	ความเร็วคลื่น (wave velocity)	[m/s]
E	สนามไฟฟ้า (electric field)	[v/m]
\vec{E}	เวกเตอร์สนามไฟฟ้า	[v/m]
\vec{E}'_t	ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่ตกกระทบในแนวขนานกับผิวขอบเขต	[v/m]
\vec{E}'_n	ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่สะท้อนในแนวขนานกับผิวขอบเขต	[v/m]
\vec{E}'_2	ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่ส่งผ่านเข้าไปในตัวกลางที่ 2	[v/m]
e	base of neperian logarithm ($\cong 2.715$)	
$F[]$	fourier transform	
f	ความถี่ (frequency)	[Hz]
f_o	ความถี่มอดูเลต (modulate frequency)	[Hz]
$G(f)$	ฟังก์ชันของพัลส์แบบเกาส์ในโดเมนความถี่	
$g(t)$	ฟังก์ชันของพัลส์แบบเกาส์ใน โดเมนเวลา	
g	ระยะ gap	[มิลลิเมตร]
H	สนามแม่เหล็ก	[A/m]
\vec{H}	เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก	[A/m]
\vec{H}'_t	ส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กที่ตกกระทบในแนวขนานกับผิวขอบเขต	[A/m]
\vec{H}'_n	ส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กที่สะท้อนในแนวขนานกับผิวขอบเขต	[A/m]
\vec{H}'_2	ส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กที่ส่งผ่านเข้าไปในตัวกลางที่ 2	[A/m]
h	ความหนาของวัสดุฐานรอง	[เมตร]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

J	ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า	[A/m ²]
\vec{J}_s	เวกเตอร์ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าบนพื้นผิวปิด S'	[A/m ²]
L	ค่าความเหนี่ยวนำ (inductance)	[H]
L_m	ระยะจากจุดกึ่งกลางความกว้างของช่องเปิดด้านฐานในแนวแกนขนานถึงปลายขอบบนของไมโครสตริปไลน์	[มิลลิเมตร]
l	ระยะระหว่างปลายฐานช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านกับกึ่งกลางของไมโครสตริปไลน์	[มิลลิเมตร]
M	ความหนาแน่นกระแสแม่เหล็ก (magnetic current density)	[v/m ²]
\vec{M}_s	เวกเตอร์ความหนาแน่นกระแสแม่เหล็กบนพื้นผิวปิด S'	[v/m ²]
\hat{n}	เวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่ออกจากพื้นผิวปิด S'	
P	จุดแปลงเป็นสนามระยะไกล (far field point)	
P'	จุดสนามระยะใกล้ (near field point)	
Q	จุดสังเกต	
r	ระยะห่างระหว่างปลายฐานช่องเปิดรูปตัวแอลกับกึ่งกลางของไมโครสตริปไลน์	[มิลลิเมตร]
r	ระยะไกลจริง	
r'	ระยะจากแหล่งกำเนิดถึงจุดสนามระยะใกล้	
r''	ระยะจากจุดสนามระยะใกล้ถึงจุดสนามระยะไกล	
s	ความกว้างของช่องเปิด	[มิลลิเมตร]
S'	พื้นที่ผิวปิด	
T	ความกว้างของพัลส์	[วินาที]
t	เวลา	[วินาที]
t_0	เวลาที่กึ่งกลางพัลส์	[วินาที]
t_1	ระยะจากกึ่งกลางของสแต็บแมตซ์ซึ่งทางด้านซ้ายถึงกึ่งกลางฐานช่องเปิดรูปตัวแอล	[มิลลิเมตร]
t_2	ระยะจากกึ่งกลางของสแต็บแมตซ์ซึ่งทางด้านขวาถึงกึ่งกลางฐานช่องเปิดรูปตัวแอล	[มิลลิเมตร]
u	ระยะระหว่างกึ่งกลางช่องเปิดด้านฐานของรูปตัวแอลกับกึ่งกลางช่องเปิดด้านฐานของรูปตัวแอลกลับด้าน	[มิลลิเมตร]
$V_{i\ ref}$	แรงดันสะท้อนกลับ (reflected voltage)	[volt]
$V_{i\ inc}$	แรงดันที่ป้อนเข้า (incident voltage)	[volt]
v	ความเร็วเฟส (phase velocity)	[m/s] คำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์ใช้เพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ใด ๆ [m/s] คำ
 ไม่ว่าการณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

w	ความกว้างของไมโครสตริปไลน์	[เมตร]
x_1	ความกว้างของสแต็บแมตซ์ซึ่งทางด้านซ้าย	[เมตร]
x_2	ความกว้างของสแต็บแมตซ์ซึ่งทางด้านขวา	[เมตร]
y_1	ความยาวของสแต็บแมตซ์ซึ่งทางด้านซ้าย	[เมตร]
y_2	ความยาวของสแต็บแมตซ์ซึ่งทางด้านขวา	[เมตร]
z_c	คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณ	[Ω]
z_o	คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์	[Ω]
z_{in}	อินพุตอิมพีแดนซ์ (input impedance)	[Ω]
γ	propagation factor	[m^{-1}]
ϵ	absolute permittivity	[F/m]
ϵ_r	relative permittivity	
ϵ_{eff}	effective permittivity	
λ_o	ความยาวคลื่นในอากาศว่าง	[เมตร]
λ_g	ความยาวคลื่นในวัสดุ	[เมตร]
μ	absolute permeability	[H/m]
μ_r	relative permeability	
ρ^*	magnetic resistivity	[Ω/m]
σ	electric conductivity	[S/m]
ω	angular frequency ($2\pi f$)	[s^{-1}]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันวิวัฒนาการทางเทคโนโลยีด้านการสื่อสารได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง และมีการเติบโตอย่างรวดเร็ว ตัวอย่าง เช่น การสื่อสารผ่านดาวเทียม การสื่อสารไร้สาย และการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ เป็นต้น ซึ่งในระบบการสื่อสารเหล่านี้จะใช้งานที่ย่านความถี่ไมโครเวฟ [1-2] เพื่อใช้ในการรับส่งข้อมูลข่าวต่าง ๆ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาในส่วนของการรับและแพร่กระจายคลื่นสัญญาณให้มีความเหมาะสมเช่นเดียวกัน โดยสายอากาศที่นิยมใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ และได้มีการศึกษาพัฒนาอย่างกว้างขวางชนิดหนึ่งก็คือ สายอากาศแบบไมโครสตริป [3] เนื่องจากมีคุณสมบัติที่ดีหลายประการ คือ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา มีรูปร่างไม่ซับซ้อน ออกแบบและสร้างได้ง่าย ราคาไม่สูงมากนัก และสามารถออกแบบให้สายอากาศสามารถตอบสนองของสัญญาณที่ส่งความถี่ได้อย่างไม่ยากนัก ลักษณะโครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่นิยมใช้งานทั่วไปนั้นได้แก่ สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น (Microstrip Patch Antenna) สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด (Microstrip Slot Antenna) และสายอากาศไมโครสตริปไดโพล (Microstrip Dipole Antenna) โดยสายอากาศแต่ละชนิดต่างมีข้อได้เปรียบและเสียเปรียบแตกต่างกันไป ซึ่งการพิจารณาเลือกใช้สายอากาศชนิดใดขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของลักษณะการใช้งานนั้น ๆ และเนื่องจากในปัจจุบันได้มีการใช้งานระบบสื่อสารต่าง ๆ เพิ่มมากขึ้น ทำให้เกิดการกำหนดมาตรฐานความถี่ต่าง ๆ ขึ้นมารองรับ ทำให้แต่ละประเทศหรือแต่ละพื้นที่ก็จะใช้มาตรฐานความถี่ที่ต่างกันออกไป ทำให้การรับส่งข้อมูลต่างพื้นที่หรือข้ามระบบไม่สามารถกระทำได้ เนื่องจากสายอากาศที่ใช้นั้นได้ถูกออกแบบให้ใช้ได้กับเฉพาะระบบใด ระบบหนึ่งหรือมาตรฐานใดมาตรฐานหนึ่ง ดังนั้นจึงได้มีการคิดค้นสายอากาศที่สามารถใช้งานได้ 2 ความถี่ หรือ 2 ย่านการใช้งาน [4-5] ซึ่งจะเป็นการช่วยให้สะดวกต่อการนำไปใช้งาน อีกทั้งยังประหยัดค่าใช้จ่ายอันเกิดจากการเพิ่มอุปกรณ์รับส่งสัญญาณ

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่สามารถใช้งานได้ทั้งสองย่านความถี่ โดยทำการออกแบบสายอากาศให้มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน และป้อนสัญญาณด้วยสายส่งแบบ ไมโครสตริปไลน์ (Microstrip Line) [6-12]

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ เพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการสองความถี่ โดยจะทำการวิเคราะห์และศึกษาวิธีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ระหว่างสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์กับตัวสายอากาศในรูปแบบต่าง ๆ ซึ่งในการวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศนั้นจะศึกษาระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference - Time Domain : FDTD) [13] ที่นำมาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์ ซึ่งหลักการของวิธี FDTD นี้เป็นการแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้า โดยการเปลี่ยนสมการเชิงอนุพันธ์ของแมกซ์เวลล์ให้อยู่ในรูปของสมการไฟไนต์ดิฟเฟอเรนซ์ (Finite Difference Equation) แล้วทำการคำนวณในโดเมนเวลา ซึ่งจะคำนวณสลับระหว่างสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กโดยใช้ขั้นเวลาแบบลิฟฟรอก (leap - frog) งานวิจัยนี้ได้ทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่และผลกระทบของค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่มีต่อสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่เพื่อจะได้นำไปเป็นแนวทางในการประยุกต์ใช้ให้เหมาะสมกับลักษณะของงานที่ต้องการต่อไป

1.3 ขอบเขตของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ที่ออกแบบให้ใช้งานได้ทั้งสองย่านความถี่ โดยจะพิจารณาพื้นฐานจากสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลที่สามารถใช้งานได้เพียงย่านความถี่เดียว จากนั้นจึงนำสายอากาศช่องเปิดรูปตัวแอลกับ รูปตัวแอลกลับด้านที่มีขนาดแตกต่างกันมาวางอยู่บนวัสดุฐานรองเดียวกัน และใช้ตัวป้อนสัญญาณรวมกัน โดยจะทำการวิเคราะห์และเปรียบเทียบการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ในรูปแบบต่าง ๆ ซึ่งในการวิเคราะห์และศึกษาสายอากาศนั้นจะทำโดยใช้รูปแบบจำลองโครงสร้างทางระเบียบวิธีเชิงตัวเลขในเชิงทฤษฎีซึ่งจะไม่มีกรทดลองสร้างเป็นชิ้นงานจริง โดยได้ทำการเลือกระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบ FDTD มาใช้ในการคำนวณและวิเคราะห์คุณลักษณะสำคัญต่าง ๆ ของสายอากาศ และทำการเปรียบเทียบคุณลักษณะเหล่านั้นกับระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบวิธีโมเมนต์ (Moment of Method : MoM) เพื่อพิสูจน์ว่าค่าที่ได้จากทั้งสองวิธีมีความใกล้เคียงหรือแตกต่างกันเพียงใด ในการวิเคราะห์นั้นจะทำการวิเคราะห์ หลักการออกแบบเพื่อให้ได้มาซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ วิเคราะห์วิธีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ และวิเคราะห์คุณลักษณะบางตัวที่สำคัญของสายอากาศ คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของคลื่น (S_{11} พารามิเตอร์) อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio : VSWR) และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far Field Radiation Pattern)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 ขั้นตอนในการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการแบ่งเนื้อหาออกเป็นส่วน ๆ โดยได้แบ่งออกเป็นทั้งหมด 5 บท ซึ่งประกอบด้วย

บทที่ 1 ซึ่งเป็นบทนำจะเป็นการกล่าวถึงรูปแบบของสายอากาศไมโครสตริป ที่นำไปใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟ และ วัตถุประสงค์ของการทำวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศไมโครสตริป ซึ่งประกอบด้วย สายอากาศไมโครสตริปรูปแบบต่าง ๆ สายอากาศไมโครสตริปชนิด 2 ความถี่ และสุดท้ายเป็นการสรุปเนื้อหาภายในบทนี้

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีที่จะนำมาใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศ ซึ่งได้แก่วิธีผลต่างสี่เหลี่ยมจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD Method) ซึ่งประกอบด้วย สมการแมกซ์เวลล์ ยีอัลลกอริทึม เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน และเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่นำมาใช้ในแบบจำลอง

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศ โดยจะเริ่มจากสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลและรูปตัวแอลกลับด้านชนิดความถี่เดียว จากนั้นจึงเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดชนิดสองความถี่ที่มีรูปร่างของช่องเปิดเป็นรูปตัวแอล กับตัวแอลกลับด้านวางอยู่บนระนาบเดียวกันในลักษณะแถวลำดับ และสุดท้ายคือการทำแมตช์อิมพีแดนซ์ให้กับสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่โดยใช้สตั๊บบแมตช์ซิ่ง (stub matching)

บทที่ 5 จะเป็นบทสุดท้ายซึ่งกล่าวถึงบทสรุปและผลการวิเคราะห์ภายในวิทยานิพนธ์นี้ทั้งหมด พร้อมทั้งได้เสนอแนะแนวทางในการศึกษาและพัฒนา ให้แก่ผู้ที่สนใจที่จะศึกษาเกี่ยวกับเรื่องสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ หรือวิธีในการทำแมตช์อิมพีแดนซ์โดยใช้ สตั๊บบแมตช์ซิ่ง (stub matching)

บทที่ 2

สายอากาศไมโครสตริป

2.1 บทนำ

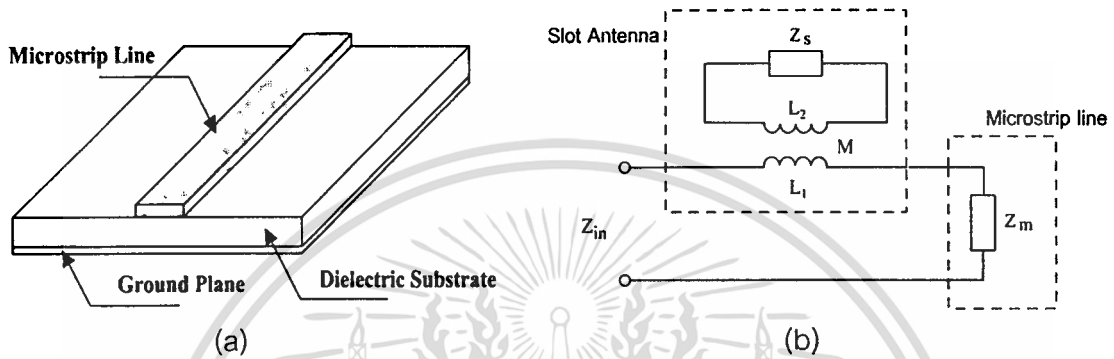
ในปัจจุบันสายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะอย่างยิ่งในย่านความถี่ไมโครเวฟ เนื่องจากมีคุณสมบัติเด่นบางประการคือ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ดังนั้นจึงได้มีการทำวิจัย และพัฒนารูปแบบของสายอากาศไมโครสตริปมาอย่างต่อเนื่อง ซึ่งหนึ่งในรูปแบบนั้นก็คือ สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ข้อดีของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดคือ สามารถที่จะทำให้มีแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลได้เป็นทั้งแบบทิศทางเดียว (Unidirectional) และแบบสองทิศทาง (Bidirectional) [3] อีกทั้งยังมีผลกระทบต่อ การเปลี่ยนแปลงของโพลาไรเซชัน (Polarization) น้อยกว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น นอกจากนี้ คลอสปโพลาไรเซชัน (Cross Polarization) ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดยังมีค่าต่ำเมื่อเทียบกับสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น และเนื่องจากลักษณะทางโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดนั้น มีการแยกสายอากาศที่เป็นช่องเปิดกับตัวบ่อนสัญญาณ ซึ่งเป็นแบบไมโครสตริปไลน์อย่างอิสระต่อกันทำให้ง่ายต่อการออกแบบและง่ายต่อการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์

2.2 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป (Microstrip Line) [14] ที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปจะมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.1 กล่าวคือ จะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบ ๆ อยู่บนวัสดุฐานรอง ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของวัสดุฐานรองจะเป็นระนาบกราวด์ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในวัสดุฐานรอง บริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบ ๆ กับระนาบกราวด์ ความหนาของวัสดุฐานรองและความกว้างของสตริปนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Characteristic Impedance) ที่ต้องการ สำหรับวัสดุฐานรองที่ใช้งานทั่วไปจะมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน และคุณสมบัติที่สำคัญของวัสดุฐานรองที่นำมาใช้ คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_r) ซึ่งเป็นค่าที่บ่งบอกคุณสมบัติของสารไดอิเล็กตริกโดยเทียบกับอากาศว่าง ค่านี้จะส่งผลทำให้คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายส่งไมโครสตริปมีการเปลี่ยนแปลง ค่า Loss tangent ($\tan \delta$) ที่ความถี่ 10 GHz คือ ค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสดิฟฟิวชัน ซึ่งค่านี้จะแสดงให้เห็นว่า สารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใด โดยที่มีค่ายิ่งต่ำก็ยิ่งดี ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal Conductivity) เป็นค่าที่แสดงให้รู้

ว่าการนำความร้อนนั้นมีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ค่านี้มีค่า ยิ่งต่ำยิ่งดี ไม่อย่างนั้นก็จะทำให้ต้องอึดใจถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

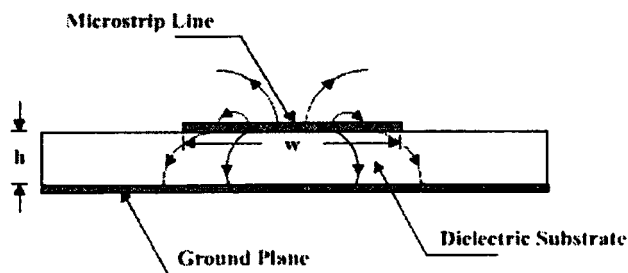
สูงก็ยิ่งดี สุดท้ายค่าความขรุขระของผิวและความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า หรือความแข็งแรงของสารไดอิเล็กตริก (Dielectric Strength) ซึ่งความขรุขระของผิวนั้นจัดว่ามีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะจะมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริป เพราะฉะนั้นยิ่งมีความขรุขระน้อยก็จะดีกว่า สำหรับความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้านั้นจะบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ (a) โครงสร้าง (b) วงจรสมมูล

2.2.1 การส่งผ่านคลื่นในสายส่งไมโครสตริป

ถึงแม้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปจะมีโครงสร้างง่าย ๆ แต่การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายส่งไมโครสตริปโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ยุ่งยากมาก ทั้งนี้เป็นเพราะเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่น อย่างไรก็ตามได้มีผู้ทำการศึกษาทางทฤษฎีและพบว่า คลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปจะใกล้เคียงกับโหมด TEM (Transverse Electromagnetic Mode) มาก แต่จะไม่ใช่โหมด TEM เสียทีเดียว จึงเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่าโหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) [15-17] รูปที่ 2.2 แสดงถึงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป การที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM นั้นพอ



รูปที่ 2.2 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อนุโลมให้เป็นโหมด TEM ได้ ดังนั้นจึงสามารถใช้ หลักการวงจรกระจาย ในการวิเคราะห์หาคุณลักษณะของ สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปได้ กล่าวคือ ถ้าเราสามารถหาค่าอินดักแตนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ ก็จะนำค่าทั้งสองนี้ไปคำนวณค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ได้ อย่างไรก็ตามการหาค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปจะยุ่งยากกว่าของสายคู่ขนานหรือสายโคแอกเชียล เพราะสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปมีทั้งสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน สำหรับการหาค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวนั้นจะไม่ถูกรบกวนจากการมีสารไดอิเล็กตริก

ถึงแม้การหาค่าคาปาซิแตนซ์จะยุ่งยากกว่าปกติ แต่ก็มีวิธีที่ทำให้ง่ายขึ้นโดยใช้วิธีหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant : ϵ_{eff}) ของระบบ ซึ่งจะรวมผลของสารไดอิเล็กตริกและอากาศเข้าด้วยกัน และเนื่องจากสารไดอิเล็กตริกทั้งหลายมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ ดังนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่หาได้ก็จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่ไปด้วย ดังนั้นก็ต้องคำนึงถึงการปรับแต่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล ให้เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้งาน

ในการหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของกรณีไฟฟ้าสถิตนั้น จะใช้แนวคิดของวงจรกระจายดังต่อไปนี้ คือเมื่อคลื่นที่ส่งผ่านไปไมโครสตริปเป็นโหมด TEM คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Z_c) ของสายส่งสัญญาณ จะเขียนในรูปของค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว (L) และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว (C) ได้ดังต่อไปนี้

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

ในขณะที่เดียวกันความเร็วเฟส v จะเขียนได้เป็น

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

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

$$Z_c = vL \quad (2.3)$$

ในขั้นต่อไปเราจะพิจารณา กรณีที่วัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริกถูกเอาออกไปเหลือแต่อากาศเพียงอย่างเดียวที่โอบล้อมสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปอยู่ ในสภาพเช่นนี้ค่าความเร็วเฟสของคลื่น TEM ที่ส่งผ่านจะเท่ากับความเร็วแสง และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นชอบหรือเห็นผิดในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเปลี่ยนไป โดยที่ค่าอินดักแตนซ์ไม่ถูกกระทบ ถ้าให้ค่าคาปาซิแตนซ์ที่เปลี่ยนไปนี้มีค่าเป็น C_o จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง C_o กับความเร็วเฟสในรูปต่อไปนี้

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

โดยที่ c เป็นความเร็วแสง

ในขณะที่เดียวกันค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Z_o) ก็จะสามารถเขียนได้ดังนี้

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

เมื่อนำสมการ (2.4) หาค่าด้วยสมการ (2.2) จะได้ผลดังนี้

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

ตามนิยามทั่วไปค่าของ C/C_o คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพของสารไดอิเล็กตริกที่โอบล้อมระบบเก็บประจุอยู่ ค่านี้จะเปรียบเหมือนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีวัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กตริกและด้านบนเป็นอากาศอยู่ นั่นคือ

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

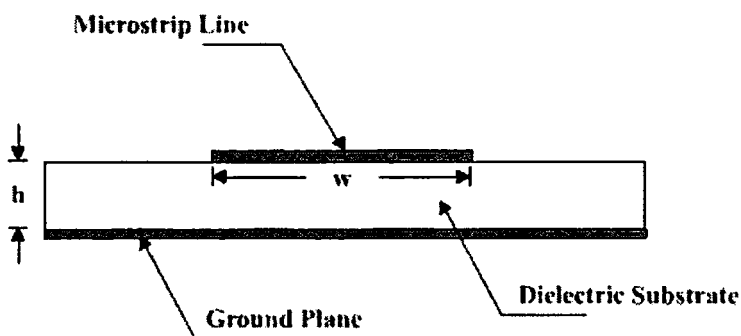
จากสมการ (2.3) ถึงสมการ (2.7) จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง Z_c , Z_o และ ϵ_{eff} ได้ดังนี้

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

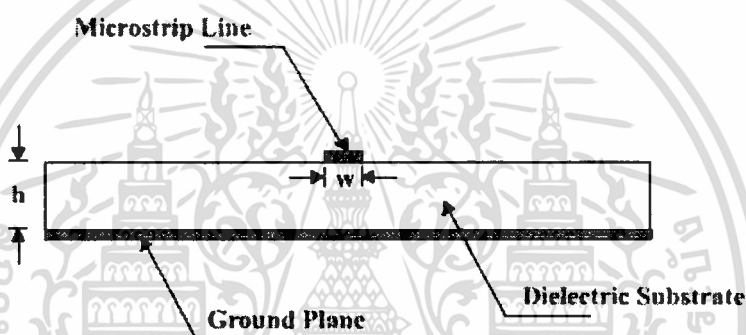
$$Z_o = Z_c \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (2.9)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \gg 1$



รูปที่ 2.4 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \ll 1$

จากสมการที่กล่าวมาข้างต้น ถ้าเราสามารถรู้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลได้ก็จะทำให้สามารถคำนวณคุณสมบัติอื่นตามมาได้ อย่างไรก็ตามค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะเปลี่ยนแปลงตามความกว้างของไมโครสตริปเมื่อเปรียบเทียบกับความหนาของวัสดุฐานรอง ซึ่งพิจารณาได้ 2 กรณี ดังต่อไปนี้ กรณีแรกคือกรณีที่ $w/h \gg 1$ แสดงไว้ดังรูปที่ 2.3 ในกรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ระหว่างบริเวณที่มีแถบสตริปกับระนาบกราวด์ สภาพดังกล่าวจะส่งผลให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ค่า ϵ_r ของวัสดุฐานรอง สำหรับกรณีที่สองคือกรณีที่ $w/h \ll 1$ แสดงดังรูปที่ 2.4 ในกรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าจะผ่านวัสดุฐานรองครึ่งหนึ่งและผ่านอากาศครึ่งหนึ่ง ซึ่งจะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ $(\epsilon_r + 1)/2$ จากที่อธิบายมานี้จะเห็นได้ว่า ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะเปลี่ยนแปลงตามค่า w/h ดังนั้นจึงได้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่สามารถออกแบบได้ดังสมการที่ (2.11)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

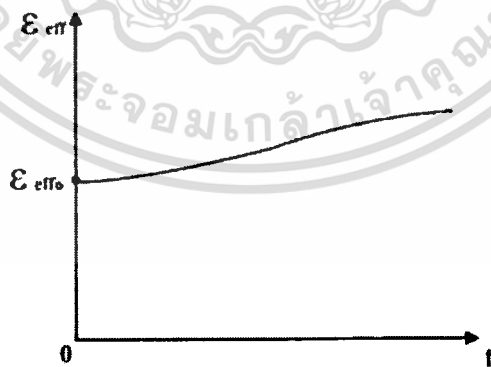
และเพื่อความสะดวกในการคำนวณและการออกแบบต่อไป ได้มีการเขียนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลในรูปต่อไปนี้

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

ค่า q ในสมการ (2.12) นี้ถูกเรียกว่าฟิลลิงแฟกเตอร์ (Filling Factor) ซึ่งหมายถึงตัวประกอบที่แสดงให้รู้ว่าวัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริกจะมีผลต่อโครงสร้างไมโครสตรักเจอร์นั้นมากน้อยแค่ไหน เมื่อเขียนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลตามสมการ (2.12) ค่า q ก็จะเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามค่า w/h

ในกรณีที่ความถี่ใช้งานสูงขึ้น จะได้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่เปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่เปลี่ยนไปความเร็วเฟสก็จะเปลี่ยนไปด้วย ดังสมการ

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



รูปที่ 2.5 ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลตามสมการที่ (2.13) นี้จะพบว่า ในช่วงความถี่ต่ำค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะลู่เข้าหากรณีของไฟฟ้าสถิตและเมื่อความถี่มีค่าสูงขึ้นเข้าหาค่าอนันต์ จะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลลู่เข้าสู่ ϵ_r ของวัสดุฐานรอง เพราะความเร็วเฟสจะลู่เข้าสู่ความเร็วของแสงในสารไดอิเล็กตริกที่เป็นวัสดุฐานรอง ดังนั้นโดยทั่วไปการเปลี่ยนแปลงค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลตามความถี่จะเป็นไปตามรูปที่ 2.5 ซึ่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะสูงขึ้นตามความถี่

2.2.2 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่อง (Discontinuities in Microstrip)

2.2.2.1 แบบช่องต่อ (Series Gap)

คุณลักษณะของความไม่ต่อเนื่องแบบช่องต่อในสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปนั้น ถูกมองในลักษณะของค่าคาปาซิแตนซ์ โดยที่รูป 2.6 เป็นการแสดงโครงสร้างและวงจรสมมูลของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบช่องต่อ [15-16] ในการแปลงเป็นวงจรสมมูลที่บริเวณช่องต่อจะทำการแปลงเป็นวงจรโครงข่ายแบบพาย (π) ที่มีแต่ละองค์ประกอบของวงจรเป็นตัวเก็บประจุ ซึ่งสามารถหาค่าของแต่ละองค์ประกอบในวงจรสมมูลได้จากสมการดังต่อไปนี้

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

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

เมื่อ

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

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

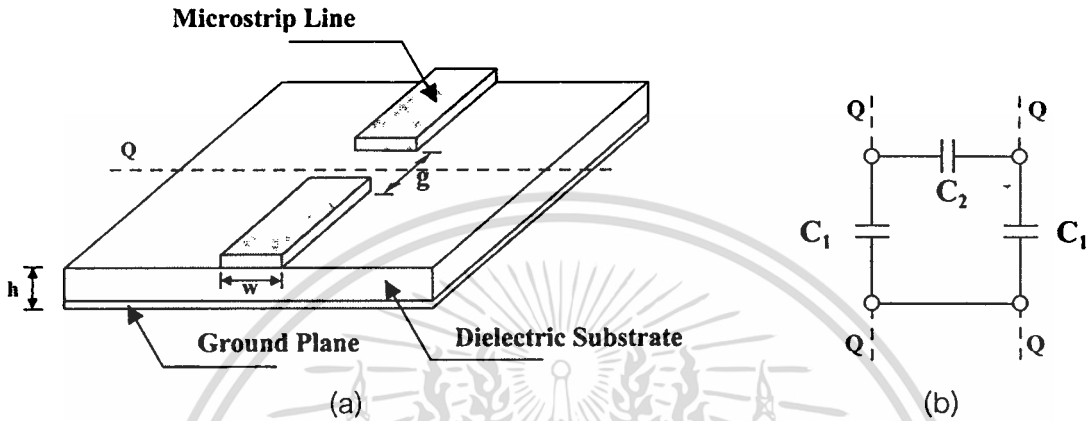
$$m_o = \frac{w}{h} \left(0.619 \log \frac{w}{h} - 0.3853 \right) \quad (2.18)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_o = 4.26 - 1.453 \log \frac{w}{h} \tag{2.20}$$

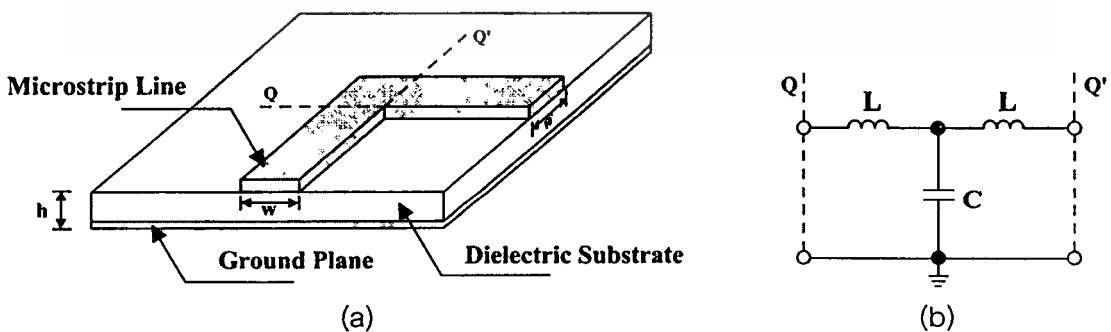
$$K_e = 2.043 \left(\frac{w}{h} \right)^{0.12} \tag{2.21}$$



รูปที่ 2.6 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบช่องต่อ (a) โครงสร้าง (b) วงจรสมมูล

2.2.2.2 แบบมุมฉาก (Right-Angled)

การเปลี่ยนแปลงลักษณะของสายส่งไมโครสตริปจากเส้นตรงให้กลายเป็นแบบมุมฉากนั้น ทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่องบนสายส่งไมโครสตริป โดยที่การเปลี่ยนรูปร่างในลักษณะนี้ส่วนใหญ่จะใช้กับการส่งผ่านสัญญาณหรือ การกรองสัญญาณ จากรูปที่ 2.7 แสดงโครงสร้างและวงจรสมมูลของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉาก



รูปที่ 2.7 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉาก (a) โครงสร้าง (b) วงจรสมมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ลิขสิทธิ์สงวนสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

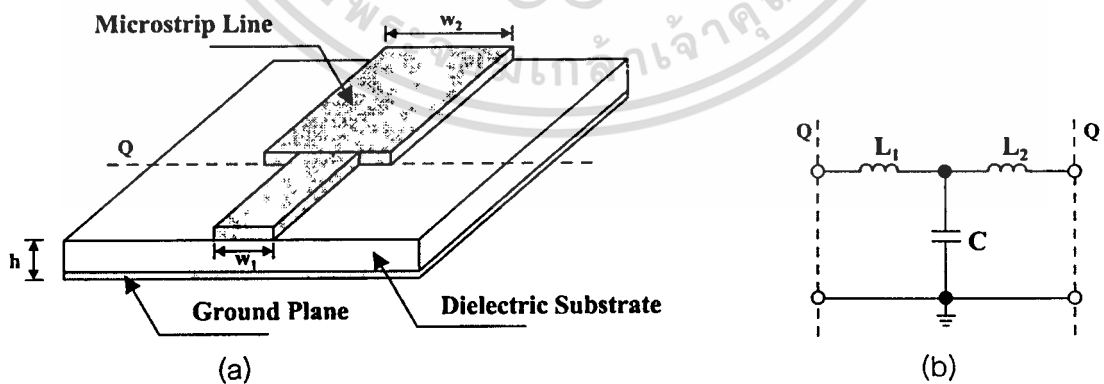
ในการแปลงวงจรสมมูลที่บริเวณมุมจากนั้นจะทำการแปลงเป็นวงจรขายแบบ T โดยจะมีตัวเหนี่ยวนำสองตัวต่อกัน และตัวเก็บประจุต่อขนานกัน ซึ่งสามารถหาค่าของอินดักแตนซ์และคาปาซิแตนซ์ของแต่ละองค์ประกอบได้ดังนี้

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

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

2.2.2.3 แบบขั้น (Microstrip Step)

การที่เปลี่ยนขนาดความกว้างของแผ่นไมโครสตริป จะทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่องของค่าอิมพีแดนซ์ในสายส่งสัญญาณขึ้น โดยการออกแบบให้แผ่นไมโครสตริปเกิดความไม่ต่อเนื่องแบบเป็นขั้นนี้ส่วนใหญ่จะทำเมื่อต้องการทำแมตซ์ตัวแปลงสัญญาณ ตัวเชื่อมต่อสัญญาณ ตัวกรองสัญญาณ และการส่งผ่านสัญญาณ จากรูปที่ 2.8 จะพบว่า การหาค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์สามารถพิจารณาได้จากค่าพารามิเตอร์ของวงจรสมมูลในเทอมของอินดักแตนซ์กับคาปาซิแตนซ์ ซึ่งแสดงดังสมการที่ 2.24 ถึง 2.27



รูปที่ 2.8 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบขั้น (a) โครงสร้าง (b) วงจรสมมูล

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

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

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

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)

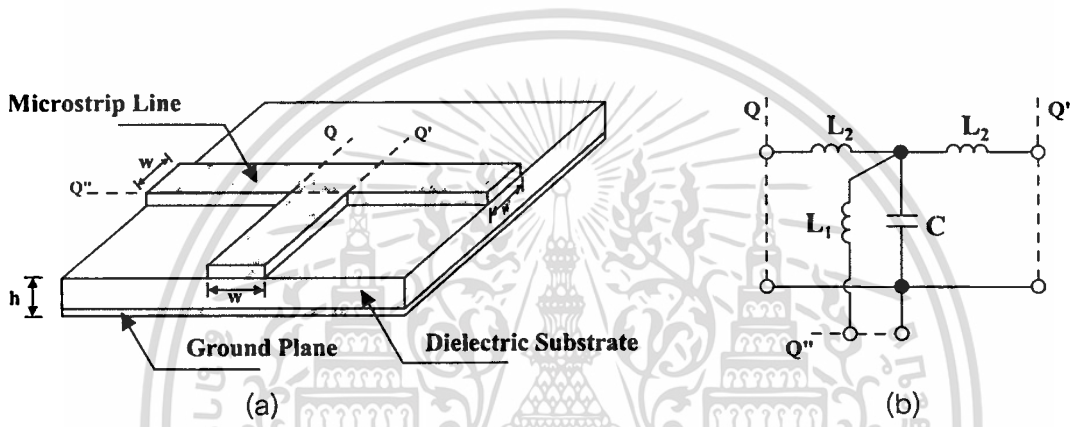
สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบรูปตัว T [18-19] มีโครงสร้างและวงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 2.9 จากโครงสร้างและวงจรสมมูลจะเห็นได้ว่าแบบรูปตัว T นั้น จะมีลักษณะคล้ายรูปมุมฉาก การออกแบบให้สายส่งไมโครสตริปเกิดความไม่ต่อเนื่องแบบเป็นขั้นนี้ ส่วนใหญ่จะใช้ในวงจรไมโครเวฟ เช่น เมื่อต้องการเพิ่มพอร์ทในการส่งสัญญาณ ตัวเชื่อมต่อสัญญาณ ตัวกรองสัญญาณ การทำแมตซ์เพื่อเชื่อมต่อกับวงจร หรือนำไปใช้ออกแบบป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริป [20] จากวงจรสมมูลจะพบว่าการหาค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์นั้นสามารถที่จะพิจารณาในเทอมของอินดักแตนซ์กับคาปาซิแตนซ์ 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

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

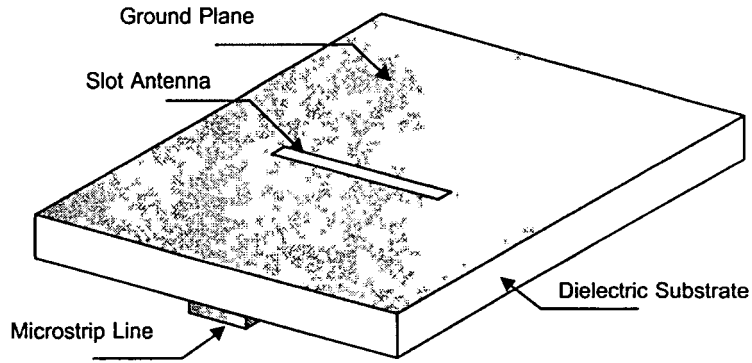


รูปที่ 2.9 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบรูปตัว T (a) โครงสร้าง (b) วงจรสมมูล

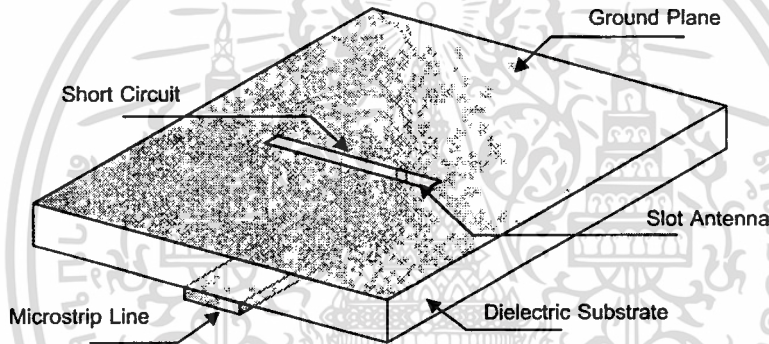
2.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

2.3.1 โครงสร้างของสายอากาศ

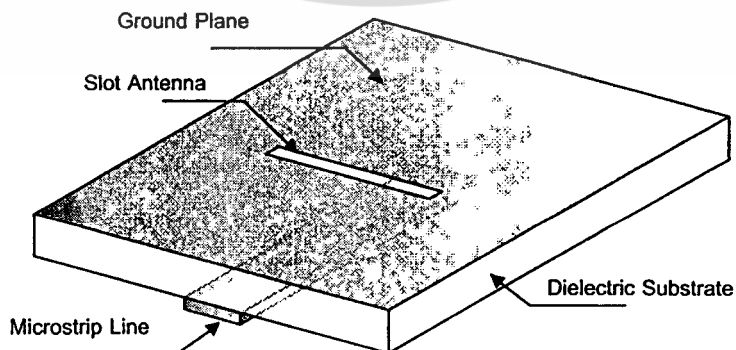
ลักษณะของโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดจะประกอบด้วย สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ และ สายอากาศแบบช่องเปิดวางตั้งฉากกับไมโครสตริปไลน์อยู่บนระนาบกราวด์โดยมีวัสดุฐานรองเป็นตัวกั้นกลางระหว่าง สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์กับสายอากาศแบบช่องเปิด ดังแสดงในรูปที่ 2.10 โดยลักษณะของการส่งผ่านสัญญาณของคลื่นนั้น จะมีอยู่ 2 แบบหลัก ๆ คือ แบบปิดวงจรซึ่งจะเป็นการต่อตัวนำจากสายส่งสัญญาณผ่านวัสดุฐานรองไปปิดวงจรที่ขอบของช่องเปิด (Microstrip Terminated in a Short Circuit) [21] ดังรูปที่ 2.11 และอีกวิธีคือ แบบเปิดวงจร (Microstrip Terminated in a Open Circuit) ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.10 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด



รูปที่ 2.11 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบปิดวงจร



เอกสารนี้ **รูปที่ 2.12** โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบเปิดวงจร การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบช่องเปิด

สายอากาศแบบช่องเปิดจะมีการกระจายคลื่นผ่านหลายตัวกลาง ซึ่งเกิดเนื่องจากแหล่งกำเนิดคลื่นนั้นอยู่ที่บริเวณหนึ่ง ส่วนคลื่นที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศจะกระจายไปในอีกบริเวณหนึ่งซึ่งมีตัวกลางที่ต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.13 จากรูปแสดงการเดินทางของคลื่นจากตัวกลางที่ 1 ไปยังตัวกลางที่ 2 โดยที่ตัวกลางที่ 1 ถูกปิดล้อมด้วยผิวปิด S' ถ้าตัวกลางที่ 1 และตัวกลางที่ 2 มีค่าคงที่ของตัวกลางไม่เหมือนกัน หรือ มีค่าอินทริกติกอิมพีแดนซ์ (Intrinsic impedance) ไม่เหมือนกัน คลื่นที่เคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดคลื่นเมื่อกระทบกับผิวขอบเขตจะเกิดการสะท้อนกลับของคลื่นเข้าสู่ตัวกลางที่ 1 ส่วนหนึ่งและส่งผ่านคลื่นเข้าไปในตัวกลางที่ 2 อีกส่วนหนึ่ง ดังนั้นถ้าให้ \vec{E}' และ \vec{H}' เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตกกระทบที่เกิดจากแหล่งกำเนิดคลื่น โดยที่ \vec{E}' และ \vec{H}' เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากการสะท้อนที่ผิวขอบเขต ส่วน \vec{E}^i และ \vec{H}^i 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 เราสามารถคิดได้ว่าเกิดขึ้นเนื่องจากกระแสไฟฟ้าสมมูลและกระแสแม่เหล็กสมมูลที่กระจายอยู่บนขอบเขตในรูปสมการต่อไปนี้

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

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

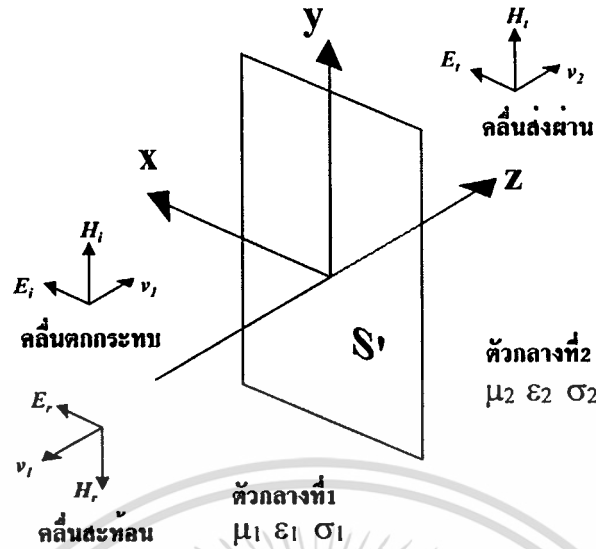
โดยที่

\vec{J} คือ กระแสไฟฟ้าสมมูล

\vec{M} คือ กระแสแม่เหล็กสมมูล

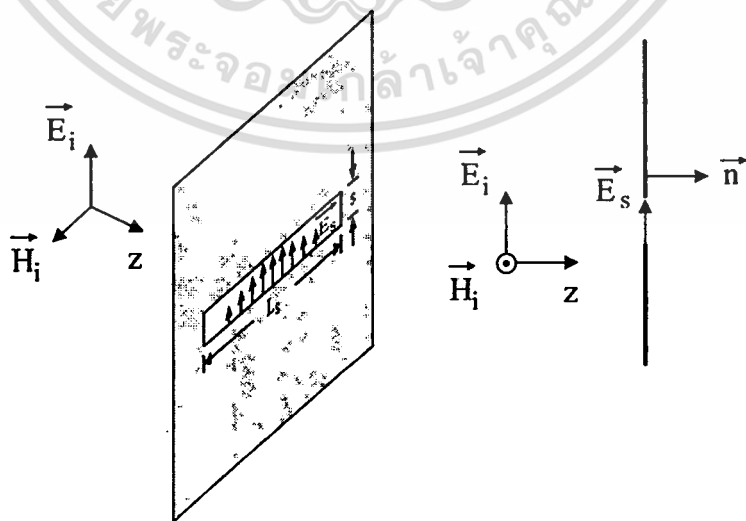
\vec{n} คือ เวกเตอร์หน่วยที่ผิวขอบเขต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น

เมื่อคลื่นที่เคลื่อนที่เข้ากระทบแผ่นตัวนำสมบูรณแบบที่มีช่องเปิดแคบ ๆ ดังรูปที่ 2.14 โดยมีทิศของสนามไฟฟ้าตั้งฉากกับแนวของช่องเปิด และถ้าให้ความกว้างของช่องเปิด (S) มีค่าน้อย ๆ นั้นหมายความว่าช่องเปิดแคบมาก ๆ กระแสไฟฟ้าสมมูล ($\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}'$) จะมีขนาดจำกัดและเมื่อให้ S เข้าใกล้ศูนย์กระแสไฟฟ้าสมมูลที่ว่านี้อาจตัดทิ้งได้เพราะเนื่องจากมีขนาดเล็กมาก แต่ส่วนที่เป็นกระแสแม่เหล็กสมมูล ($\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}'$) นั้นไม่สามารถที่จะตัดทิ้งได้เพราะเมื่อ S เข้าใกล้ศูนย์สนามไฟฟ้าที่ช่องเปิดจะลู่เข้าหาอนันต์จึงไม่สามารถตัดทิ้งได้



รูปที่ 2.14 การกระจายคลื่นจากช่องเปิด

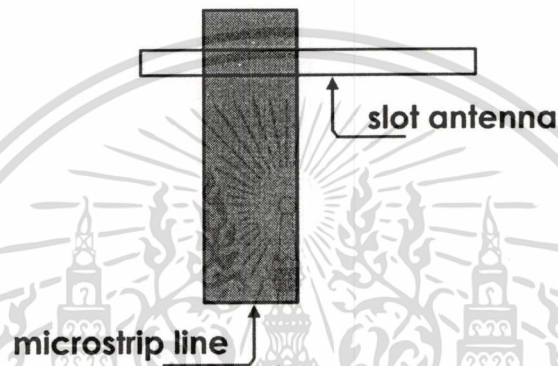
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.3 การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิด

วิธีในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิดนั้น โดยพื้นฐานจะมีด้วยกัน 3 วิธี [3] คือ

1. วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ (Offset Microstrip Feeding) [22]

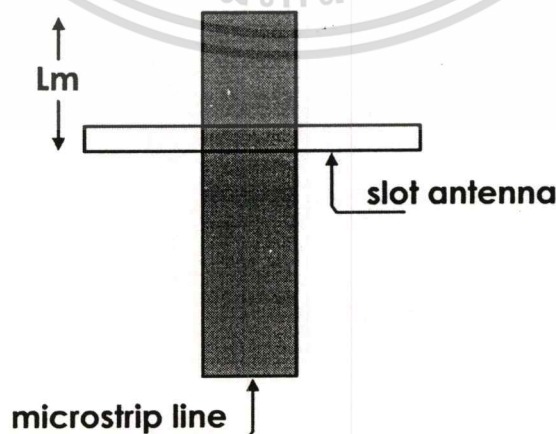
เป็นวิธีเลื่อนหรือเปลี่ยนตำแหน่งของจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริบไลน์โดยเลื่อนไปทางซ้ายหรือทางขวาเท่านั้น ดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ

2. วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น (Stub-Turning)

โดยวิธีนี้จะเป็นการเปลี่ยนขนาดความยาวของสายส่งสัญญาณ [23] จากรูปที่ 2.16 กำหนดให้ L_m เป็นความยาวของท่อนสั้นวัดเทียบจากขอบของช่องเปิดจนถึงปลายสายส่งสัญญาณ การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ วิธีนี้จะมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ด้วย

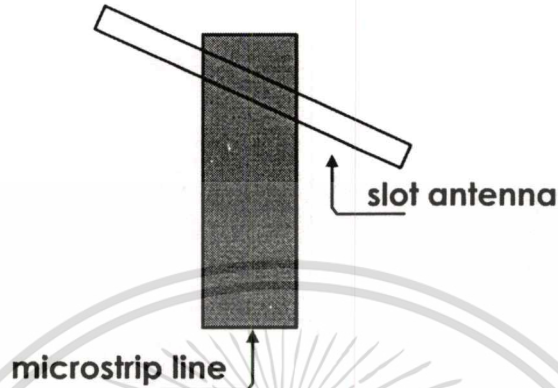


รูปที่ 2.16 วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

วิธีการนี้คือการทำให้ช่องเปิดไม่ตั้งฉากกับสายส่งสัญญาณแสดงดังรูปที่ 2.17 ซึ่งการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์วิธีนี้จะมีความยุ่งยากและไม่ค่อยได้รับความนิยม



รูปที่ 2.17 วิธีการหมุนช่องเปิด

2.4 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป โดยอธิบายถึงโครงสร้างพื้นฐาน ลักษณะการส่งผ่านคลื่น และความไม่ต่อเนื่องบนสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป ที่มีทั้งแบบช่องต่อ แบบมุมฉาก แบบขั้น และแบบรูปตัว T นอกจากนี้ยังกล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ได้แก่ คุณสมบัติทั่วไป โครงสร้างพื้นฐาน การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด และ อธิบายการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ ซึ่งสิ่งเหล่านี้เป็นพื้นฐานสำคัญในการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่

บทที่ 3

วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา

3.1 บทนำ

ในการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ที่สำคัญของสายอากาศจะใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลข (Numerical Method) มาช่วยแทนการวิเคราะห์ด้วยสมการแมกซ์เวลล์โดยตรง วิธีนี้เป็นวิธีที่นิยมมาก เนื่องจากสามารถนำคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์สายอากาศได้รวดเร็ว และง่ายต่อความเข้าใจยิ่งขึ้น สำหรับระเบียบวิธีเชิงตัวเลขที่นำมาใช้ส่วนมาก ได้แก่ ระเบียบวิธีโมเมนต์ (Moment of Method : MoM) ซึ่งเป็นการแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยสมการเชิงอินทิกรัล (Integral Equation) และวิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference - Time Domain : FDTD) [24] ซึ่งเป็นการแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยสมการเชิงอนุพันธ์ย่อย (Partial Differential Equation) วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD) ถูกนำเสนอโดย เค เอส ยี (K. S. Yee) ในปี ค.ศ. 1966 [25] ซึ่งเป็นวิธีหนึ่งที่ยืดหยุ่นและสะดวกในการแก้ปัญหาสมการเชิงอนุพันธ์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และเป็นวิธีหนึ่งที่ยังนิยมใช้กันอย่างแพร่หลายมาจนถึงปัจจุบัน โดยยียังได้เสนอแนวคิดสำหรับการแก้ปัญหาของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กพร้อมกันด้วยสมการแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equation) ขึ้นมาใหม่ ซึ่งจะทำการวิเคราะห์ในโดเมนเวลา (Time domain) และโดเมนสเปซ (Space domain) โดยได้ทำการกำหนดส่วนประกอบสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าเป็นจำนวนทศนิยมให้อยู่บนเซลล์สี่เหลี่ยมลูกบาศก์หนึ่งเซลล์ ซึ่งการปรับปรุงส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าต่าง ๆ นี้จะใช้แบบแผนลิฟฟรอก (Leap-Frog) โดยจะทำการปรับปรุงสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสลับกันในโดเมนเวลา ด้วยวิธีการ FDTD ทำให้สามารถสังเกตพฤติกรรมของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าได้ทั้งโดเมนของเวลาและโดเมนของสเปซ กล่าวคือ เมื่อสังเกตพฤติกรรม ณ ตำแหน่งหนึ่ง ๆ ของโครงสร้างจะสามารถเลือกสังเกตพฤติกรรมสนามที่เวลาใดก็ได้ ในทางกลับกันถ้าสังเกตพฤติกรรม ณ เวลาหนึ่ง ๆ จะสามารถสังเกตพฤติกรรมของสนามที่ตำแหน่งต่าง ๆ ได้

ในบทนี้จะกล่าวถึงสมการแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equation) และ อัลกอริทึม (Yee Algorithm) ซึ่งเป็นหลักการพื้นฐานของวิธี FDTD จากนั้นจะกล่าวถึงเงื่อนไขเสถียรภาพเชิงตัวเลข การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน และขอบเขตการดูดกลืน โดยในวิทยานิพนธ์ได้ทำการเสนอขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์ [13, 26] (Mur's Absorbing Boundary Condition : Mur's ABC)

3.2 สมการแมกซ์เวลล์และยัลกอรทิม

สมการแมกซ์เวลล์ประกอบด้วยสมการที่อยู่ในรูปแบบเชิงอนุพันธ์และรูปแบบอินทิกรัล สำหรับโครงสร้างของยัลกอรทิมจะเริ่มจากสมการแมกซ์เวลล์ที่อยู่ในรูปแบบเชิงอนุพันธ์สองสมการที่เปลี่ยนแปลง 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 สภาพต้านทานแม่เหล็กสมบูรณ์ (Magnetic Resistivity: Ω/m)

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

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

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

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

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

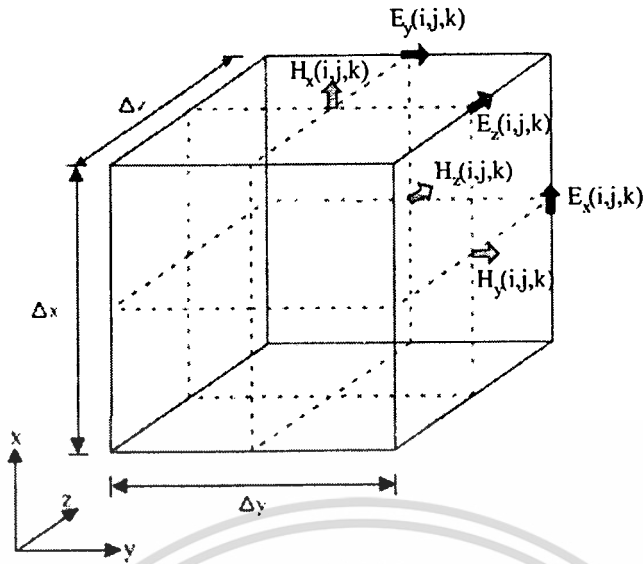
$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (3.2f)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

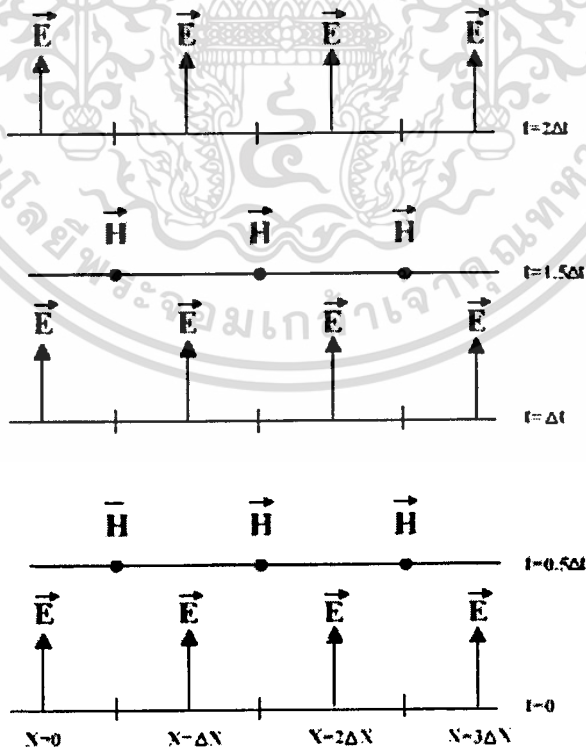
1. ทำการแก้ปัญหาทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กพร้อมกันในโดเมนเวลาและโดเมนสเปซโดยใช้สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ แทนการแก้ปัญหาลักษณะสนามไฟฟ้าหรือสนามแม่เหล็กเพียงอย่างเดียวด้วยสมการคลื่น ซึ่งการวิเคราะห์ทั้งสองสนามพร้อมกันนี้เปรียบเสมือนการแปลงสนามรวมของสมการอินทิกรัลในวิธีโมเมนต์ โดยเงื่อนไขขอบเขตของทั้ง \vec{E} และ \vec{H} ถูกกำหนดให้อยู่บนขอบเขตของตัวกลางนั้น ข้อดี คือ การใช้ข้อมูลของทั้ง \vec{E} และ \vec{H} ด้วยกันจะได้ผลลัพธ์ที่แน่นอนกว่าการใช้สนามชนิดใดชนิดหนึ่งเพียงอย่างเดียว (เช่น 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} ในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยัลลกอริทึมนั้นจะถูกจัดวางไว้ระหว่างกลางของกันและกันในสเปซแบบสามมิติ ดังนั้นทุกส่วนประกอบของสนาม \vec{E} ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบของสนาม \vec{H} และส่วนประกอบของสนาม \vec{H} ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบของสนาม \vec{E} ใด ๆ เช่นเดียวกัน จึงทำให้ได้รูปแบบจำลองอย่างง่ายในโครงสร้างสเปซสามมิติที่เป็นไปตามกฎฟาราเดย์และแอมแปร์ ดังแสดงในรูปที่ 3.1 ผลลัพธ์ของสมการผลต่างสืบเนื่องที่ได้มาจากการใช้สมการเคิร์ลนั้น จะเป็นแบบผลต่างสืบเนื่องจำกัดแบบตรงกลาง ในกรณีที่มีความต่อเนื่องของ \vec{E} และ \vec{H} ในแนวสัมผัสระหว่างรอยต่อของตัวกลางต่างชนิดกัน จะสามารถกระทำได้อย่างเหมือนจริงตามธรรมชาติ โดยที่ไม่ต้องทำการแมตซ์เงื่อนไขขอบเขตของสนามที่รอยต่อ ถ้ารอยต่อนั้นทับกับกริดในตำแหน่งของแกนพอดี จะได้สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่นำไปใช้งานได้เลย โดยเพียงแต่ทำการกำหนดสภาพยอมทางสนามไฟฟ้าและสภาพขามซึมได้ทางสนามแม่เหล็กของวัสดุไว้ ณ ตำแหน่งที่สมมุติให้เป็นวัสดุนั้น ๆ ถ้าเป็นเม็ช (Mesh) ทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากของยัลลโกจะมีลักษณะการประมาณพื้นที่ผิวและรูปทรงภายในของโครงสร้างที่น่าสนใจเป็นแบบขั้นบันได โดยกำหนดความละเอียดของสเปซจากขนาดของหน่วยเซลล์แลตทิซหรือหนึ่งหน่วยเซลล์ของยัล



รูปที่ 3.1 โครงสร้างส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ (Yee cell)

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



รูปที่ 3.2 แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของยี่อัลกอริทึม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

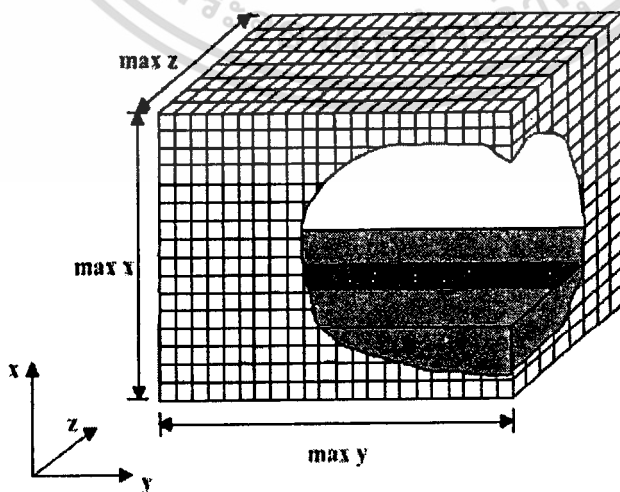
โดยหลักการจะทำการคำนวณ \vec{E} ทุกตำแหน่งในแบบจำลองสเปซแบบสามมิติแล้วเก็บค่าทั้งหมดไว้ในหน่วยความจำ ในเวลาต่อมา \vec{H} ก็ถูกคำนวณทุกตำแหน่งในแบบจำลองสเปซ และเก็บไว้ในหน่วยความจำ โดยการคำนวณนั้นจะเอาข้อมูลของ \vec{E} ที่เก็บไว้ในหน่วยความจำในช่วงเวลาที่แล้วมาใช้ในการคำนวณ และในเวลาต่อมา \vec{E} ก็จะคำนวณมาจาก \vec{H} คำนวณมาจากครั้งที่ผ่านมามีเหมือนกัน ซึ่งในการคำนวณนี้จะกระทำวนรอบไปเรื่อย ๆ จนกว่าจะถึงชั้นเวลาที่กำหนดเอาไว้ดังแสดงในรูปที่ 3.2 กระบวนการทำชั้นเวลาแบบลิฟฟรอกนี้เป็นกระบวนการที่แน่นอน ดังนั้นจึงสามารถหลีกเลี่ยงการแก้สมการสองสมการพร้อมกันและการหาเมตริกซ์ผกผันได้อย่างสมบูรณ์แบบ

3.3 สมการผลต่างสี่บเนือง

ในการแก้ปัญหาสมการเชิงอนุพันธ์โดยใช้วิธี FDTD อย่างแรกที่จะต้องคำนึงถึงก็คือ หนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ซึ่งอยู่ในโดเมนสเปซ และอีกอย่างหนึ่งก็คือการคิดคำนวณในเชิงเวลา ดังนั้นในการกำหนดสัญลักษณ์ของยี่อัลกอริทึมนั้น จะกำหนดเป็นฟังก์ชันของโดเมนสเปซและโดเมนเวลาในระบบพิกัดสามมิติเอาไว้ดังนี้

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

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



รูปที่ 3.3 โครงสร้างสามมิติสำหรับกริดเซลล์ของ FDTD (FDTD grid)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.3 จะเห็นลักษณะโครงสร้างสามมิติที่แสดงถึงโครงสร้างทั้งหมดที่นำมาใช้ในการจำลองเหตุการณ์ในการคำนวณของ FDTD ซึ่งจะเป็นการนำหนึ่งหน่วยเซลล์มาต่อกันจนถึงขอบเขตที่ต้องการที่ใช้ในการจำลอง โดยโครงสร้างแบบนี้จะเรียกว่า กริดเซลล์ของ FDTD และจากกริดเซลล์ของ FDTD จะเห็นได้ว่าขอบเขตสูงสุดนั้นจะประกอบไปด้วย \max_x , \max_y , \max_z ยี่ได้นำเสนอการใช้รูปแบบของสมการผลต่างสี่เบื้องแบบตรงกลาง (Central Difference Scheme) โดยใช้กับฟังก์ชัน F ทั้งในโดเมนสเปซของระบบพิกัดฉาก และในโดเมนเวลา คือ

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

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

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการประมาณค่าสนามแม่เหล็กในทิศทางใด ๆ ที่ชั้นเวลา n และค่าสนามไฟฟ้าในทิศทางใด ๆ ที่ชั้นเวลา $n+1/2$ จะได้สมการเป็นดังนี้

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

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

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

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

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

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

นำสมการที่ (3.6) ทั้งหมดแทนลงในสมการที่ (3.5) จะได้เป็นสมการผลต่างสี่เหลี่ยมจตุรัสสำหรับแต่ละส่วนประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ใช้ในวิธี FDTD ดังสมการที่ (3.7)

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_x^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \left[\frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i, j-1, k)}{\Delta y} - \frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i, j, k-1)}{\Delta z} \right] \quad (3.7a)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_y^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \cdot \left[\frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j, k-1)}{\Delta z} - \frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i-1, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (3.7b)$$

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_z^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \cdot \left[\frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i-1, j, k)}{\Delta x} - \frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j-1, k)}{\Delta y} \right] \quad (3.7c)$$

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[\frac{H_z^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} - \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} \right] \quad (3.7d)$$

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_y^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[\frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} - \frac{H_z^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (3.7e)$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[\frac{H_y^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} \right] \quad (3.7f)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน

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

$$g(t) = e^{-\frac{(t-t_0)^2}{T}} \quad (3.8)$$

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

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

$$g(t) = e^{-\frac{(t-t_0)^2}{T}} \sin 2\pi f_0 (t-t_0) \quad (3.9)$$

เมื่อ f_0 คือความถี่ที่เข้ามามอดูเลต

ดังนั้นจากสมการของการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันทั้งสองสมการจากที่กล่าวมาสามารถที่จะนำไปแปลงโดยใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ (Fourier Transform) ซึ่งเป็นการแปลงสัญญาณของแหล่งกำเนิดแรงดันที่อยู่ในโดเมนของเวลาให้อยู่ในโดเมนความถี่ ทำให้ได้รูปแบบของสมการที่คล้ายกัน คือ

$$G(f) \propto e^{-(\pi T f)^2} \quad (3.10)$$

3.5 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข

สิ่งหนึ่งที่สำคัญในการคำนวณเชิงตัวเลขด้วยวิธี FDTD นั้นคือ เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข และในการกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสมกับการคำนวณจะเป็นสิ่งที่สำคัญอย่างยิ่ง ซึ่งได้แก่ การกำหนดขนาดของช่วงเวลา Δt ขนาดของช่วงระยะทางคือ $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ และจำนวนช่วงระยะทางที่สามารถครอบคลุมพื้นที่ของอุปกรณ์ได้ทั้งหมด และจำนวนช่วงเวลาเพียงพอให้คลื่นสามารถเดินทางผ่านเส้นทางที่ต้องการได้จนเสร็จสิ้น อย่างไรก็ตามวิธีที่มีความสำคัญก็คือ

ขนาดของช่วงระยะทาง ซึ่งควรจะมีขนาดต่ำกว่าหนึ่งในสิบถึงหนึ่งในยี่สิบของความยาวคลื่นที่ใช้ งาน และตัวแปรที่สำคัญที่สุดที่ส่งผลกระทบต่อการคำนวณมากอีกตัวหนึ่งก็คือ ขนาดของช่วงเวลา เนื่องจากการกำหนดช่วงเวลาที่ไม่เหมาะสมหรือมากเกินไปจะทำให้การคำนวณขาดเสถียรภาพ ไม่สามารถหาคำตอบได้ กล่าวคือการคำนวณจะเกิดการลู่ออกทุกครั้งที่ทำซ้ำในแต่ละช่วงเวลา ซึ่ง อาจจะแก้ปัญหาได้โดยการกำหนดค่าช่วงเวลาไว้ต่ำ แต่อย่างไรก็ดีการใช้ช่วงเวลาที่ยาวมาก ๆ จะ ทำให้ต้องใช้จำนวนช่วงเวลาที่ยาวจนเกินความจำเป็น ทำให้การคำนวณเกิดความล่าช้า ดังนั้นจึง ต้องมีข้อกำหนดในการเลือกค่าช่วงเวลาที่เหมาะสม โดยเริ่มต้นจากการพิจารณาสมการเคิร์ลของ แมกซ์เวลล์ [27-29] ซึ่งจะทำการนอร์มอลไรซ์ (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

$$j\nabla \times (\vec{H} + j\vec{E}) = \frac{\partial}{\partial t} (\vec{H} + j\vec{E}) \quad (3.11)$$

กำหนดให้ $\vec{V} = \vec{H} + j\vec{E}$ ดังนั้นสมการที่ (3.11) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$j\nabla \times \vec{V} = \frac{\partial \vec{V}}{\partial t} \quad (3.12)$$

ความเสถียรเชิงตัวเลขของสมการที่ (3.12) สามารถพิจารณาได้โดยวิธีการใช้ค่าเจาะจง (Λ : Eigenvalue) ดังต่อไปนี้

$$\frac{\partial \vec{V}}{\partial t} = \Lambda \vec{V} \quad (3.13a)$$

$$j\nabla \times \vec{V} = \Lambda \vec{V} \quad (3.13b)$$

ทำการหาค่าเจาะจงเวลา (Time Eigenvalue) โดยที่ตัวดำเนินการอนุพันธ์ย่อยในสมการที่ (3.13a) สามารถเปลี่ยนมาเป็นตัวดำเนินการผลต่างสืบเนื่องที่มีตำแหน่งขั้นเวลา แบบลิฟฟรอก ซึ่งจะได้เป็น

$$\frac{V_{i,j,k}^{n+1/2} - V_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} = \Lambda V_{i,j,k}^n \quad (3.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบทเรียนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นิยามตัวร่วมการเพิ่มขึ้น (Growth Factor) เป็น

$$q_{i,j,k} = \frac{V_{i,j,k}^{n+1/2}}{V_{i,j,k}^n} = \frac{V_{i,j,k}^n}{V_{i,j,k}^{n-1/2}} \quad (3.15)$$

ทำการแทนสมการที่ (3.15) ลงในสมการที่ (3.14) แล้วทำการจัดรูปใหม่จะได้

$$(q_{i,j,k})^2 - \Lambda \Delta t q_{i,j,k} - 1 = 0 \quad (3.16)$$

แก้สมการหาค่า $q_{i,j,k}$

$$q_{i,j,k} = \frac{\Lambda \Delta t}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\Lambda \Delta t}{2}\right)^2 + 1} \quad (3.17)$$

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 $\frac{\Lambda \Delta t}{2}$ ลงในชวนี้แล้วจัดรูปใหม่ จะได้เงื่อนไขของค่าเจาะจงเวลาเป็น

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

$$-\frac{2}{\Delta t} \leq \text{Im}(\Lambda) \leq \frac{2}{\Delta t} \quad (3.18b)$$

ทำการหาค่าเจาะจงสเปซ (Space Eigenvalue) โดยกำหนดให้

$$\vec{V}_{i,j,k} = \vec{V}_0 e^{j(\tilde{k}_x i \Delta x + \tilde{k}_y j \Delta y + \tilde{k}_z k \Delta z)} \quad (3.19)$$

ใช้การทำผลต่างสี่บ่เนื่องสเปซแบบตรงกลางที่แสดงแบบแผนคลื่นสเปซแลตทิซใด ๆ แทนอนุพันธ์ย่อยของตัวดำเนินการเคิร์ลในสมการที่ (3.13b) จะได้

$$-2 \left[\frac{\hat{x}}{\Delta x} \sin(\tilde{k}_x \Delta x / 2) + \frac{\hat{y}}{\Delta y} \sin(\tilde{k}_y \Delta y / 2) + \frac{\hat{z}}{\Delta z} \sin(\tilde{k}_z \Delta z / 2) \right] \times \vec{V}_{i,j,k} = \Lambda \vec{V}_{i,j,k} \quad (3.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$\Lambda^2 = -4 \left[\frac{1}{(\Delta x)^2} \sin^2(\tilde{k}_x \Delta x/2) + \frac{1}{(\Delta y)^2} \sin^2(\tilde{k}_y \Delta y/2) + \frac{1}{(\Delta z)^2} \sin^2(\tilde{k}_z \Delta z/2) \right] \quad (3.21)$$

$$\text{Re}(\Lambda) = 0 \quad (3.22a)$$

$$-2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \leq \text{Im}(\Lambda) \leq 2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \quad (3.22b)$$

สำหรับการหาเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข เงื่อนไขของค่าเจาะจงสเปซที่กำหนดโดยสมการที่ (3.18) จะต้องอยู่ในเงื่อนไขของค่าเจาะจงเวลาที่กำหนดโดยสมการที่ (3.14) อย่างสมบูรณ์ แล้วยกเลิกการนอร์มอลไรซ์ค่า c ซึ่งจะได้เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขสำหรับสมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัดเป็น

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{(1/\Delta x)^2 + (1/\Delta y)^2 + (1/\Delta z)^2}} \quad (3.23)$$

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

3.6 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน

ในการแก้ปัญหาทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธี FDTD นั้น จะให้บริเวณที่พิจารณาเป็นบริเวณเปิด ซึ่งโดเมนการคำนวณสนามจะไม่ถูกจำกัดในทิศทางใด ๆ ดังนั้นในการจำลองโครงสร้างกริดเซลล์ของ FDTD ที่ใช้ขอบเขตเปิด (Open-Boundary) จึงเกิดปัญหาในการวิเคราะห์ ก็คือ ปัญหาของขอบเขตในการแพร่กระจายคลื่นที่มีลักษณะการแพร่กระจายเหมือนลู่อู่เข้าสู่ระยะอนันต์ ซึ่งในความเป็นจริงแล้วคงไม่มีคอมพิวเตอร์ที่สามารถเก็บข้อมูลได้โดยไม่จำกัด และเพื่อเป็นการแก้ปัญหาดังกล่าวนี้จึงได้มีการกำหนดเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorbing Boundary Condition : ABC) ขึ้น โดยเป็นการจำกัดโดเมนการคำนวณสนามไว้ที่ขนาดใดขนาดหนึ่งซึ่งใหญ่

พอที่จะครอบคลุมโครงสร้างที่พิจารณาและมีเงื่อนไขขอบเขตที่ขอบนอกของโดเมนเสมือนเป็น

เอกล

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระยะอนันต์ และเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนี้จะกำจัดหรือลดการสะท้อนกลับของสนามที่ขอบของโดเมนการคำนวณ ทำให้เปรียบเสมือนว่าในขณะที่ทำการคำนวณ โดเมนการคำนวณมีขนาดเป็นอนันต์ ซึ่งเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนี้จะได้นำมาวิเคราะห์และพัฒนาเพื่อช่วยลดขนาดของกริดเซลล์ให้มีขนาดลดลง สิ่งสำคัญที่สุดในการวิเคราะห์การกระทำในเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนั้น ก็คือประสิทธิภาพและความเที่ยงตรงในการคำนวณ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนได้มีการพัฒนาต่อเนื่องมาในช่วงสามสิบกว่าปีที่ผ่านมา หลักในการวิเคราะห์ขอบเขตการดูดกลืนในระบบสามมิตินั้นสามารถที่จะแบ่งได้ 2 กลุ่มหลัก ๆ คือ กลุ่มแรกจะมีการใช้คุณสมบัติของคลื่นเดินทางเดียว (One-Way Wave Characteristics) โดยจะใช้แฟคเตอร์เชิงอนุพันธ์ของสมการคลื่นในการคำนวณ การคิดคำนวณแบบนี้จะใช้เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบหนึ่งที่เป็นที่นิยมกันมากก็คือ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์ (Mur's ABC) ซึ่งเงื่อนไขชนิดนี้จะถูกนำมาวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ด้วย และในกลุ่มที่สองจะใช้หลักการพื้นฐานของการให้วัสดุดูดกลืน (Absorbing Materials) โดยเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่นิยมใช้สำหรับการวิเคราะห์แบบนี้ก็คือ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของชั้นแมตช์สมบูร์น (Perfectly Matched Layer ABC : PML) [30] ในการวิเคราะห์เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่ดีนั้นควรจะมีคุณสมบัติหลักที่สำคัญ ๆ คือ

1. จะต้องมีความเที่ยงตรงในการแก้ปัญหาเชิงวิศวกรรม
2. วิเคราะห์คุณสมบัติของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโครงสร้างต่าง ๆ ไม่ว่าจะ เป็นโครงสร้างทั่วไป 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) ซึ่งแบบนี้กลุ่มนักวิจัยกลุ่มแรกๆ ที่คิดคือ Engquist and Majda เงื่อนไขขอบเขตของสมการคลื่นแสดงดังสมการที่ (3.24)

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} - v^{-2} \frac{\partial^2}{\partial t^2}\right)E_i = 0 \quad (3.24)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

$$(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} = 1 + O((vs_y)^2 + (vs_z)^2) \quad (3.26)$$

ซึ่งสมการที่ (3.26) จะได้การดูดกลืนของคลื่นใกล้เคียงกับคลื่นที่ส่งมา (Incident Waves) และเมอริจึงได้นำเสนอสมการสำหรับอันดับที่สองดังสมการ

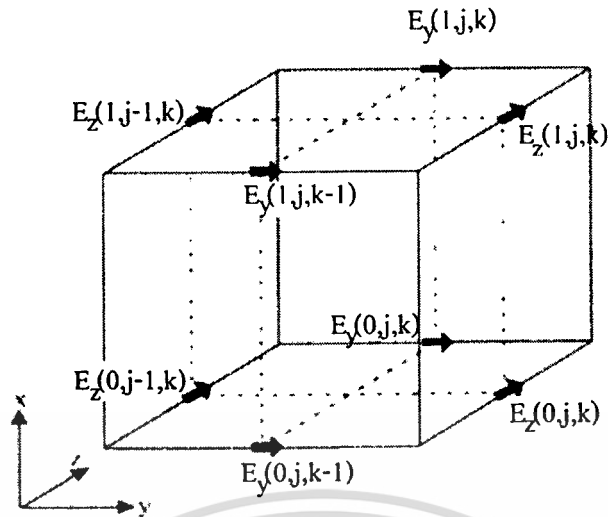
$$(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} = 1 - \frac{1}{2}((vs_y)^2 + (vs_z)^2) + O(((vs_y)^2 + (vs_z)^2)^2) \quad (3.27)$$

ดังนั้นจึงทำให้คลื่นมาตกกระทบระนาบ $x = 0$ จะได้สมการคลื่นทางเดียวสำหรับเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรกดังสมการ

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t}\right) E_i|_{x=0} = 0 \quad (3.28)$$

และอันดับสองดังสมการ

$$\left(\frac{1}{v} \frac{\partial^2}{\partial x \partial t} - \left(\frac{1}{v}\right)^2 \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right)\right) E_i|_{x=0} = 0 \quad (3.29)$$



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 $E_z(0, j, k)$ ดังนั้นจึงได้สมการของยี่อัลกอริทึมสำหรับเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอร์อันดับแรกดังสมการ

$$E_y^{n+1}(0, j, k) = E_y^n(1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_y^{n+1}(1, j, k) - E_y^n(0, j, k)] \quad (3.30)$$

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

สมการที่ (3.30) นั้นจะบ่งบอกถึงการกระทำของสนามไฟฟ้าที่ผิวของหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ ($E_y(0, j, k)$) บนขอบเขตนอกสุดของกริดเซลล์ของ FDTD โดยสมการที่ได้มานั้นจะใช้ข้อมูลของการกระทำสนามไฟฟ้าบนกริดเซลล์ของ FDTD ($E_y(1, j, k)$) โดยหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่งขอบเขตบนสุดของกริดนั้น ($i = \max x$) จะมีสมการคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

เมื่อ $t = y$ หรือ z

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

1. ขอบเขตที่ $y = 0$

$$E_i^{n+1}(i, 0, k) = E_i^n(i, 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(i, 1, k) - E_i^n(i, 0, k)] \quad (3.33a)$$

2. ขอบเขตที่ $y = \max y$

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

3. ขอบเขตที่ $z = 0$

$$E_i^{n+1}(i, j, 0) = E_i^n(i, j, 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^{n+1}(i, j, 1) - E_i^n(i, j, 0)] \quad (3.33c)$$

4. ขอบเขตที่ $z = \max z$

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่กล่าวมาเป็นเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอร์อันดับหนึ่ง แต่ถ้าเป็นเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอร์อันดับสองจะแสดงดังสมการข้างล่าง

1. ขอบเขตที่ $x = 0$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(0, j, k) &= -E_i^{n-1}(1, j, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(1, j, k) + E_i^n(0, j, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^{n+1}(0, j, k) + E_i^n(1, j, k)] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[E_i^n(0, j+1, k) - 2E_i^n(0, j, k) + E_i^n(0, j-1, k) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(1, j+1, k) - 2E_i^n(1, j, k) + E_i^n(1, j-1, k) \right] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \quad (3.34a) \\
 &\quad \left[E_i^n(0, j, k+1) - 2E_i^n(0, j, k) + E_i^n(0, j, k-1) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(1, j, k+1) - 2E_i^n(1, j, k) + E_i^n(1, j, k-1) \right]
 \end{aligned}$$

2. ขอบเขตที่ $x = \text{maxx}$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(\text{maxx}, j, k) &= -E_i^{n-1}(\text{maxx} - 1, j, k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^{n+1}(\text{maxx} - 1, j, k) - E_i^{n-1}(\text{maxx}, j, k)] \\
 &+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^n(\text{maxx}, j, k) - E_i^n(\text{maxx}, j, k)] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
 &\quad \left[E_i^n(\text{maxx}, j+1, k) + E_i^n(\text{maxx}, j-1, k) - \right. \\
 &\quad \left. 2E_i^n(\text{maxx}, j, k) + E_i^n(\text{maxx} - 1, j+1, k) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(\text{maxx} - 1, j-1, k) - 2E_i^n(\text{maxx} - 1, j, k) \right] \\
 &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \quad (3.34b) \\
 &\quad \left[E_i^n(\text{maxx}, j, k+1) + E_i^n(\text{maxx}, j, k-1) - \right. \\
 &\quad \left. 2E_i^n(\text{maxx}, j, k) + E_i^n(\text{maxx} - 1, j, k+1) + \right. \\
 &\quad \left. E_i^n(\text{maxx} - 1, j, k-1) - 2E_i^n(\text{maxx} - 1, j, k) \right]
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ขอบเขตที่ $y = 0$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(i,0,k) &= -E_i^{n-1}(i,1,k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(i,1,k) + E_i^{n-1}(i,0,k)] \\
 &+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^n(i,0,k) + E_i^n(i,1,k)] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i+1,0,k) - 2E_i^n(i,0,k) + E_i^n(i-1,0,k) + \\ &E_i^n(i+1,1,k) - 2E_i^n(i,1,k) + E_i^n(i-1,1,k) \end{aligned} \right] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \quad (3.34c) \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i,0,k+1) - 2E_i^n(i,0,k) + E_i^n(i,0,k-1) + \\ &E_i^n(i,1,k+1) - 2E_i^n(i,1,k) + E_i^n(i,1,k-1) \end{aligned} \right]
 \end{aligned}$$

4. ขอบเขตที่ $y = \max y$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(i,\max y,k) &= -E_i^{n-1}(i,\max y-1,k) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(i,\max y-1,k) + E_i^{n-1}(i,\max y,k)] \\
 &+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^n(i,\max y,k) + E_i^n(i,\max y-1,k)] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i+1,\max y,k) + E_i^n(i-1,\max y,k) - \\ &2E_i^n(i,\max y,k) + E_i^n(i+1,\max y-1,k) + \\ &E_i^n(i-1,\max y-1,k) - 2E_i^n(i,\max y-1,k) \end{aligned} \right] \\
 &+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \quad (3.34d) \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i,\max y,k+1) + E_i^n(i,\max y,k-1) - \\ &2E_i^n(i,\max y,k) + E_i^n(i,\max y-1,k+1) + \\ &E_i^n(i,\max y-1,k-1) - 2E_i^n(i,\max y-1,k) \end{aligned} \right]
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. ขอบเขตที่ $z = 0$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(i, j, 0) &= -E_i^{n-1}(i, j, 1) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^{n+1}(i, j, 1) + E_i^{n-1}(i, j, 0)] \\
 &+ \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^n(i, j, 0) + E_i^n(i, j, 1)] \\
 &+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i+1, j, 0) - 2E_i^n(i, j, 0) + E_i^n(i-1, j, 0) + \\ &E_i^n(i+1, j, 1) - 2E_i^n(i, j, 1) + E_i^n(i-1, j, 1) \end{aligned} \right] \\
 &+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \quad (3.34e) \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i, j+1, 0) - 2E_i^n(i, j, 0) + E_i^n(i, j-1, 0) + \\ &E_i^n(i, j+1, 1) - 2E_i^n(i, j, 1) + E_i^n(i, j-1, 1) \end{aligned} \right]
 \end{aligned}$$

6. ขอบเขตที่ $z = \max z$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(i, j, \max z) &= -E_i^{n-1}(i, j, \max z - 1) \\
 &+ \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^{n+1}(i, j, \max z - 1) + E_i^{n-1}(i, j, \max z)] \\
 &+ \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^n(i, j, \max z) + E_i^n(i, j, \max z - 1)] \\
 &+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i+1, j, \max z) + E_i^n(i-1, j, \max z) - \\ &2E_i^n(i, j, \max z) + E_i^n(i+1, j, \max z - 1) + \\ &E_i^n(i-1, j, \max z - 1) - 2E_i^n(i, j, \max z - 1) \end{aligned} \right] \\
 &+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \quad (3.34f) \\
 &\quad \left[\begin{aligned} &E_i^n(i, j+1, \max z) + E_i^n(i, j-1, \max z) - \\ &2E_i^n(i, j, \max z) + E_i^n(i, j+1, \max z - 1) + \\ &E_i^n(i, j-1, \max z - 1) - 2E_i^n(i, j, \max z - 1) \end{aligned} \right]
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 การวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD

3.7.1 พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย

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

$$S_{mn} = \frac{F[V_m(t)]}{F[V_n(t)]} \sqrt{\frac{Z_{0n}}{Z_{0m}}} \quad (3.35)$$

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

$$S_{11} = \frac{F[V_{1ref}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \quad (3.36a)$$

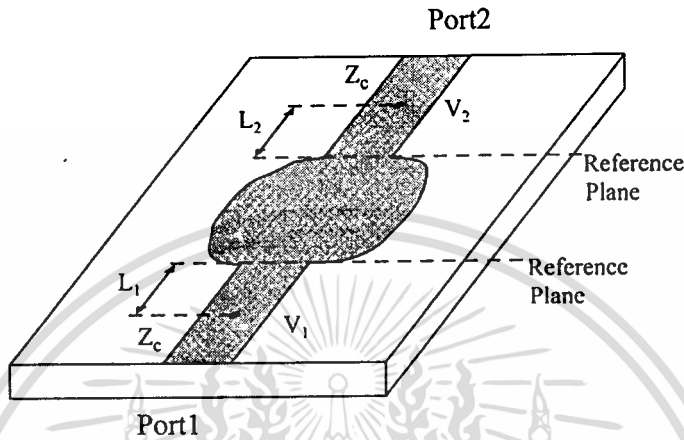
$$S_{12} = \frac{F[V_{1trans}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \quad (3.36b)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2trans}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \quad (3.36c)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2ref}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \quad (3.36d)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $V_{i\text{ inc}}(t)$ และ $V_{i\text{ ref}}(t)$ ($i = 1, 2$) เป็นแรงดันในส่วนที่ส่งเข้าไปในโครงสร้าง (incident voltage) และแรงดันที่สะท้อนกลับ (reflected voltage) มาตามลำดับของแต่ละพอร์ต และ $V_{i\text{ trans}}(t)$ คือแรงดันที่ส่งมาที่พอร์ต i (transmitted voltage) ซึ่งเป็นผลตอบสนองของสัญญาณมาจากพอร์ตอื่น



รูปที่ 3.5 วงจรความถี่สูงทั่วไปที่มีลักษณะการต่อแบบ 2 พอร์ต

ในรูปทั่วไปของพารามิเตอร์การกระจายจะอยู่ในรูปของคอมเพล็กซ์ ซึ่งจะประกอบไปด้วยค่าของขนาดกัมกับเฟส ดังนั้นพารามิเตอร์การกระจายจะได้มาซึ่งสมการที่มีทั้งขนาดและเฟส

$$S_{11} = \frac{F[V_{1\text{ref}}(t)]}{F[V_{1\text{inc}}(t)]} \cdot e^{2\gamma_1 L_1} \quad (3.37a)$$

$$S_{12} = \frac{F[V_{1\text{trans}}(t)]}{F[V_{2\text{inc}}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.37b)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2\text{trans}}(t)]}{F[V_{1\text{inc}}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.37c)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2\text{ref}}(t)]}{F[V_{2\text{inc}}(t)]} \cdot e^{2\gamma_2 L_2} \quad (3.37d)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

S พารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศนั้นก็คือ S_{11} พารามิเตอร์ ซึ่งเป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดันของสายอากาศ

3.7.2 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง

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

$$Z_{in} = Z_c \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (3.38)$$

Z_c เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณโดยทั่วไป และค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จะเป็นค่าแบบคอมเพล็กซ์ ที่ซึ่งจะมีทั้งค่าจริงและค่าจินตภาพ ในส่วนของสมการหาอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งนั้น สามารถที่จะพิจารณาหาจากสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดันของสายอากาศได้ดังสมการ

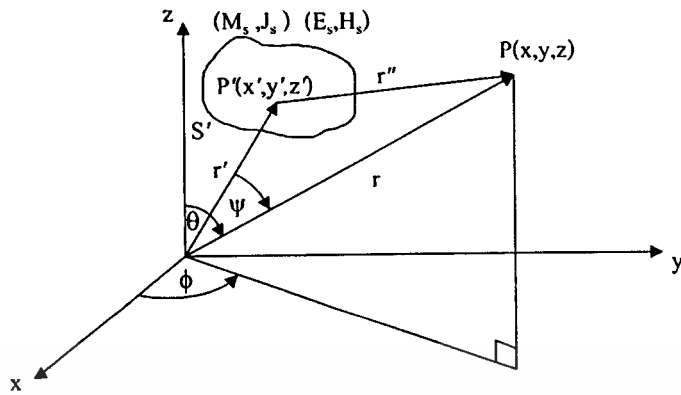
$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (3.39)$$

3.7.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

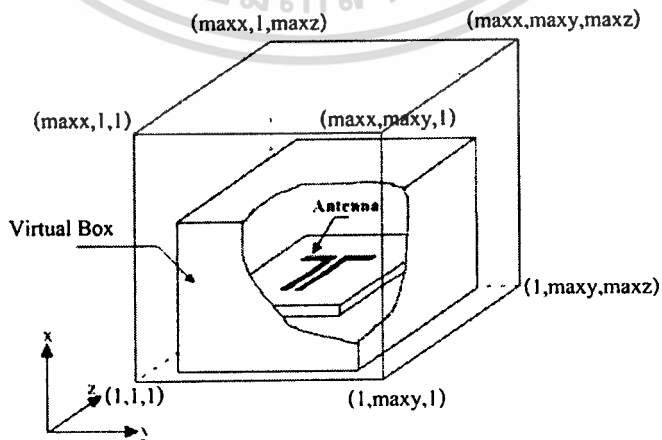


รูปที่ 3.6 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

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

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H} \tag{3.40a}$$

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times \vec{E} \tag{3.40b}$$



รูปที่ 3.7 กล่องเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

ซึ่งความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กดังสมการที่ (3.40a) และ (3.40b) จะได้มาจากสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่ผิวของกล่องเสมือนทุกด้าน โดยในระบบพิกัดมุมฉากนั้นจะได้สมการของความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กในแกน x y และ z ตามสมการ

$$\vec{J}_s = J_x \hat{x} + J_y \hat{y} + J_z \hat{z} \quad (3.41a)$$

$$\vec{M}_s = M_x \hat{x} + M_y \hat{y} + M_z \hat{z} \quad (3.41b)$$

ในการหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสนามระยะไกลที่จุด P ดังรูปที่ 3.6 นั้นจะใช้ศักดาเวกเตอร์มาช่วยในการหา ซึ่งศักดาเวกเตอร์แม่เหล็กไฟฟ้าจะได้ดังสมการ

$$\vec{A} = \mu \iint_{S'} \frac{\vec{J}_s e^{-jkr'}}{4\pi r''} dS' \quad (3.42a)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \iint_{S'} \frac{\vec{M}_s e^{-jkr'}}{4\pi r''} dS' \quad (3.42b)$$

ดังนั้นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่สนามระยะไกลจะได้สมการเป็น

$$\vec{E} = -j\omega \vec{A} - \frac{j\omega}{k^2} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{F} \quad (3.43a)$$

$$\vec{H} = -j\omega \vec{F} - \frac{j\omega}{k^2} \nabla(\nabla \cdot \vec{F}) + \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (3.43b)$$

เมื่อค่า $r' \ll r$ ที่จุด P ของสนามระยะไกล

$$\begin{aligned} r'' &= \sqrt{r^2 - 2rr' \cos \psi + r'^2} \\ &= r \left(1 + \left(\frac{r'}{r} \right)^2 - 2 \frac{r'}{r} \cos \psi \right)^{\frac{1}{2}} \\ &\cong r \left(1 - 2 \frac{r'}{r} \cos \psi \right)^{\frac{1}{2}} \\ &\cong r - r' \cos \psi \end{aligned} \quad (3.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากสมการที่ (3.42a) และ (3.42b) สามารถเขียนศักดาเวกเตอร์แม่เหล็กไฟฟ้าใหม่ได้เป็น

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{J}_s e^{-jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.45 a)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{M}_s e^{-jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.45 b)$$

เมื่อ

$$r' \cos \psi = \vec{r}' \cdot \hat{r} = x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi + z' \cos \theta \quad (3.46)$$

จากสมการ (3.45a) และ (3.45b) ที่อยู่ในเทอมของอินทิกรัลนั้นจะให้นิยามใหม่เป็นค่าของ \vec{N} และ \vec{L} ดังสมการ

$$\vec{N} = \iint_{S'} \vec{J}_s e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.47a)$$

$$\vec{L} = \iint_{S'} \vec{M}_s e^{jkr' \cos \psi} dS' \quad (3.47b)$$

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

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{N} \quad (3.48a)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{L} \quad (3.48b)$$

นำสมการที่ (3.48) ไปใส่ไว้ในสมการ (3.43) จะได้สมการในการแผ่พลังงานสนามระยะไกลดังนี้

$$E_\theta = \eta H_\phi = -j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (\eta N_\theta + L_\phi) \quad (3.49a)$$

$$E_\phi = \eta H_\theta = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (-\eta N_\theta + L_\theta) \quad (3.49b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยจะมีค่าของ

$$N_\theta = \iint_S (J_x \cos \theta \cos \phi + J_y \cos \theta \sin \phi - J_z \sin \theta) e^{jkr' \cos \phi} dS' \quad (3.50a)$$

$$N_\phi = \iint_S (-J_x \sin \phi + J_y \cos \phi) e^{jkr' \cos \phi} dS' \quad (3.50b)$$

$$L_\theta = \iint_S (M_x \cos \theta \cos \phi + M_y \cos \theta \sin \phi - M_z \sin \theta) e^{jkr' \cos \phi} dS' \quad (3.50c)$$

$$L_\phi = \iint_S (-M_x \sin \phi + M_y \cos \phi) e^{jkr' \cos \phi} dS' \quad (3.50d)$$

ในการวิเคราะห์สนามระยะไกลในกล่องเสมือน ดังสมการที่ได้กล่าวมานั้นจะวิเคราะห์ที่อยู่ในโดเมนเวลา ดังนั้นจึงต้องทำการแปลงให้อยู่ในรูปของโดเมนความถี่

$$E(\omega) = \int_0^{+\infty} E(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3.51a)$$

$$H(\omega) = \int_0^{+\infty} H(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3.51b)$$

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

$$E(\omega) = \sum_{n=0}^{NSTEP} E(n\Delta t) \cdot e^{-j\omega n\Delta t} \Delta t \quad (3.52a)$$

$$H(\omega) = \sum_{n=0}^{NSTEP} H(n\Delta t) \cdot e^{-j\omega n\Delta t} \Delta t \quad (3.52b)$$

3.8 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของวิธี FDTD ซึ่งเป็นวิธีที่ใช้วิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโดเมนเวลา และโดเมนสเปซ โดยทำการประยุกต์ใช้สมการเชิงอนุพันธ์ของแมกซ์เวลล์ และโครงสร้างของยี่อิลกอริทึมเพื่อนำมาเขียนเป็นสมการผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา จากนั้นทำการพิจารณาประเภทของแหล่งกำเนิดแรงดัน โดยจะใช้เป็นพัลส์แบบเกาส์ ส่วนการพิจารณาเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขเพื่อเลือกค่าช่วงพื้นที่และเวลาที่เหมาะสมกับการคำนวณ ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นก็เป็นสิ่งหนึ่งที่สำคัญในการคำนวณเชิงตัวเลข โดยที่เงื่อนไขขอบเขตการคูณนั้นเลือกใช้แบบเมอร์ ในบทนี้ยังได้กล่าวถึงการนำวิธี FDTD มาประยุกต์ใช้วิเคราะห์หาคุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ซึ่งได้แก่ ทฤษฎีพารามิเตอร์การกระจาย อินพุต อิมพีแดนซ์ อัตราสวนแรงดันคลื่นนิ่ง และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบและวิเคราะห์

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ โดยนำเอาทฤษฎีพื้นฐานที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 และบทที่ 3 มาช่วยในการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญต่าง ๆ ของสายอากาศ ซึ่งในการวิเคราะห์นั้นจะทำการจำลองโครงสร้างของสายอากาศด้วยวิธี FDTD และนำผลการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศที่ได้นี้ มาเปรียบเทียบกับคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้จากการจำลองโครงสร้างด้วยวิธีโมเมนต์

4.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดความถี่เดียว

เนื่องจากโดยปกติทั่วไปแล้วสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดนั้น นิยมทำการออกแบบความถี่เดียวเป็นส่วนมาก ทั้งนี้เพราะลักษณะโครงสร้างของสายอากาศถ้าเป็นแบบ 2 ความถี่ก็จะอยู่ในรูปแบบที่ทั้ง 2 ความถี่จะต้องมีความสัมพันธ์กันและมักจะมีรูปแบบที่ซับซ้อนยุ่งยากต่อการที่จะออกแบบ ซึ่งในที่นี้ได้ทำการเสนอสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ โดยที่โครงสร้างของสายอากาศแต่ละความถี่จะแยกอิสระต่อกันแต่วางอยู่บนวัสดุฐานรองเดียวกัน โดยที่รูปร่างของสายอากาศนี้ได้ทำการพัฒนามาจากสายอากาศความถี่เดียวแบบช่องเปิดรูปตัวแอล (L)

4.2.1 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล

สำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่มีการส่งผ่านสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ที่ต่อแบบเปิดวงจร (open-circuit stub) นั้น ส่วนที่สำคัญอย่างหนึ่งคือการออกแบบสายส่งสัญญาณให้มีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม (Z_c) [3] โดยคำนวณหาความกว้างของสายส่งสัญญาณ (W) จากสมการที่ (4.1) ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) และความหนาหรือความสูงของวัสดุฐานรอง (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

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.2)$$

โดยที่สมการที่ (4.1) ใช้เมื่อ $Z_c \sqrt{\epsilon_{eff}} \leq 89.91$
เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล (L) นั้น พารามิเตอร์ที่ใช้เป็นตัวกำหนดให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ คือ ความยาวรวมทั้งสองด้านของช่องเปิดรูปตัวแอล ซึ่งได้แก่ ความยาวด้านฐานรูปตัวแอลในแนวแกนนอน (A) และความยาวด้านแนวแกนตั้ง (B) โดยที่ความยาวทั้ง 2 ด้านจะมีขนาดเท่ากันหรือใกล้เคียงกันตามสมการที่ (4.3) ซึ่งในการหาความยาวของช่องเปิดนั้นหาได้จากความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) โดยที่สมการแสดงการหาความยาวคลื่นสัมพันธ์แสดงดังสมการที่ (4.4)

$$A = B \approx 0.25\lambda_g \tag{4.3}$$

เมื่อ

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} \tag{4.4}$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \tag{4.5}$$

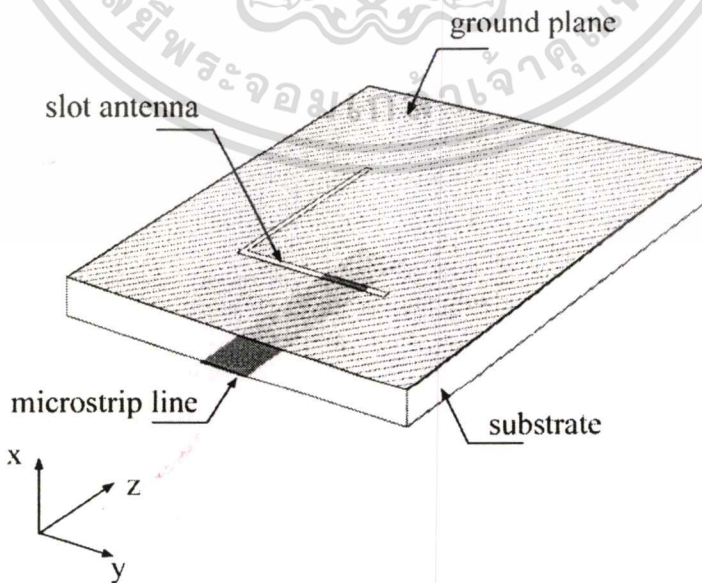
โดยที่

c คือ ความเร็วแสง (ประมาณ 3×10^8 เมตร/วินาที)

f คือ ความถี่ที่ต้องการออกแบบ (GHz)

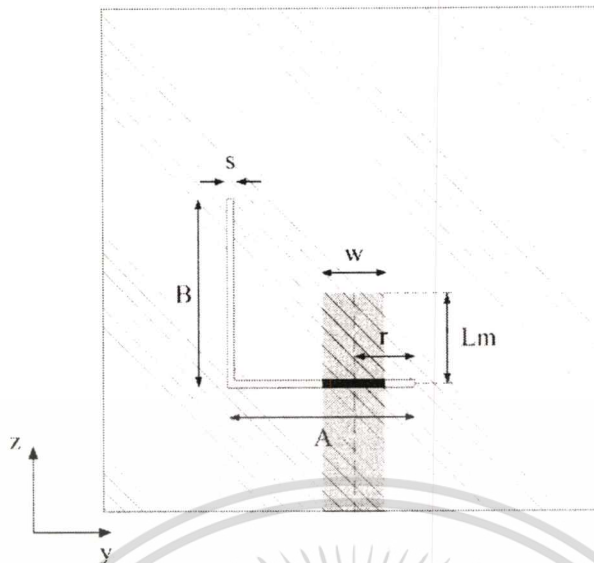
ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพันธ์

ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล

จากรูปที่ 4.2 จะพบว่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องนั้นประกอบไปด้วย ความยาวของสายอากาศ ซึ่งได้แก่

A คือ ความยาวด้านฐานรูปตัวแอลในแนวแกนนอน

B คือ ความยาวด้านแนวแกนตั้ง

s คือ ความกว้างของช่องเปิด

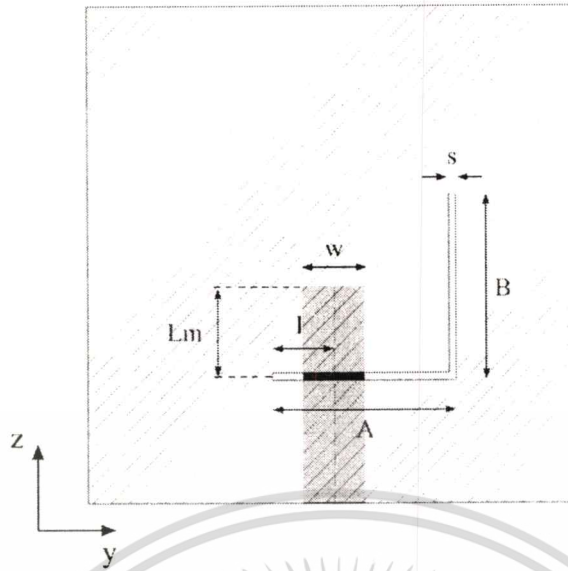
w คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์

Lm คือ ระยะจากจุดกึ่งกลางความกว้างของช่องเปิดของฐานรูปตัวแอลในแนวแกนนอนถึงขอบบนของไมโครสตริปไลน์

r คือ ระยะระหว่างแนวแกนกลางของความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ถึงปลายขอบด้านฐานช่องเปิดรูปตัวแอลในแนวแกนนอน

4.2.2 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน

สำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านนั้นจะมีลักษณะเหมือนกับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลทุกประการ โดยที่การหาขนาดความยาวด้านฐานรูปตัวแอลกลับด้านในแนวแกนนอน (A) และความยาวด้านแนวแกนตั้ง (B) จะใช้ตามสมการที่ (4.4) รูปที่ 4.3 แสดงพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน



รูปที่ 4.3 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน

4.2.3 การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์สำหรับสายอากาศความถี่เดียว

สายอากาศความถี่เดียวจากที่กล่าวมาข้างต้นนั้น มีรูปร่างเป็นช่องเปิดรูปตัวแอลกับช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน ซึ่งทั้งสองรูปร่างนี้มีลักษณะโครงสร้างไม่ซับซ้อนและมีความคล้ายคลึงกับแบบช่องเปิดรูปเส้นตรง ซึ่งเป็นรูปแบบของช่องเปิดพื้นฐาน ดังนั้นวิธีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์สำหรับสายอากาศความถี่เดียวในที่นี้จึงใช้แบบที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 2.3.3 ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะนำมาใช้เพียง 2 วิธี คือวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 ส่วนวิธีที่ 3 ซึ่งเป็นวิธีหมุนช่องเปิดนั้นไม่เหมาะสมที่จะนำมาใช้ในวิทยานิพนธ์

4.3 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการออกแบบสายไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ ที่ได้แนวความคิดจากการวางสายอากาศแบบแถวลำดับ โดยได้เลือกใช้สายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวแอล กับสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านที่มีความถี่เรโซแนนซ์ต่างกัน โดยการนำมาวางแบบแถวลำดับบนวัสดุฐานรองเดียวกันและใช้ตัวป้อนสัญญาณร่วมกัน โดยจะทำการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ รูปที่ 4.4 แสดงพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่อันประกอบไปด้วย

A_H คือ ความยาวด้านฐานรูปตัวแอลในแนวแกนนอน

B_H คือ ความยาวรูปตัวแอลในแนวแกนตั้ง

A_L คือ ความยาวด้านฐานรูปตัวแอลกลับด้านในแนวแกนนอน

B_L คือ ความยาวรูปตัวแอลกลับด้านในแนวแกนตั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

s คือ ความกว้างของช่องเปิด

u คือ ระยะห่างระหว่างด้านฐานรูปตัวแอลในแนวแกนนอนกับด้านฐานรูปตัวแอลกลับด้านในแนวแกนนอน

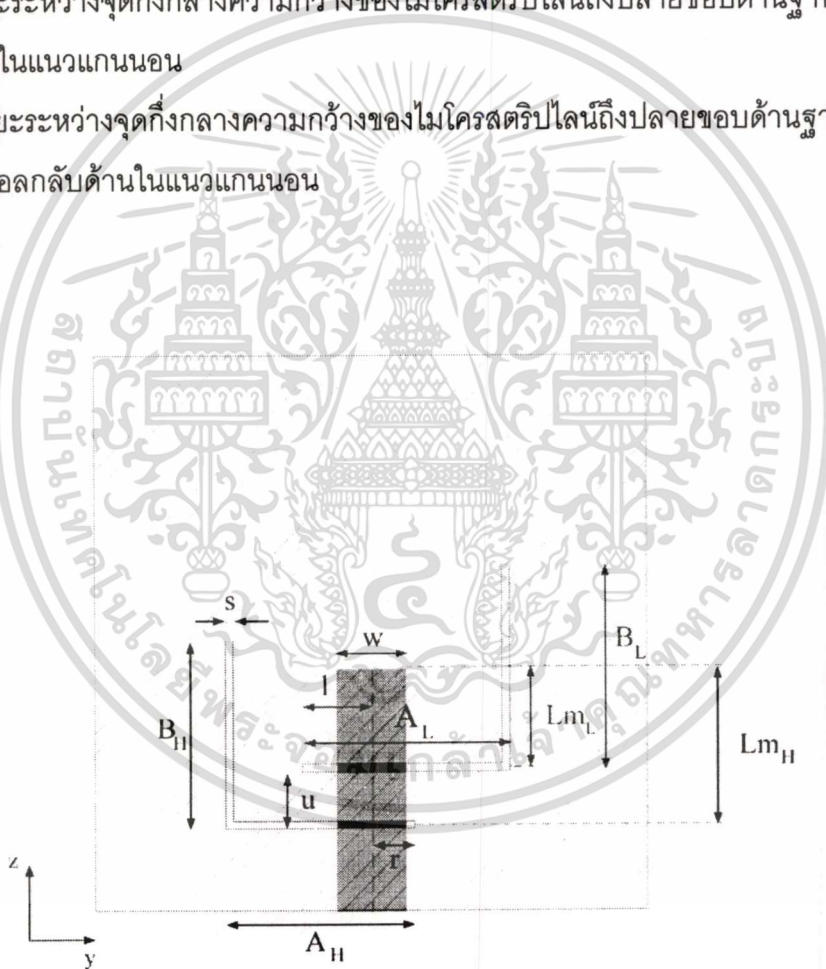
w คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์

L_{m_H} คือ ระยะจากจุดกึ่งกลางความกว้างของช่องเปิดของฐานรูปตัวแอลในแนวแกนนอนถึงขอบบนของไมโครสตริปไลน์

L_{m_L} คือ ระยะจากจุดกึ่งกลางความกว้างของช่องเปิดของฐานรูปตัวแอลกลับด้านในแนวแกนนอนถึงขอบบนของไมโครสตริปไลน์

r คือ ระยะระหว่างจุดกึ่งกลางความกว้างของไมโครสตริปไลน์ถึงปลายขอบด้านฐานช่องเปิดรูปตัวแอลในแนวแกนนอน

l คือ ระยะระหว่างจุดกึ่งกลางความกว้างของไมโครสตริปไลน์ถึงปลายขอบด้านฐานช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านในแนวแกนนอน

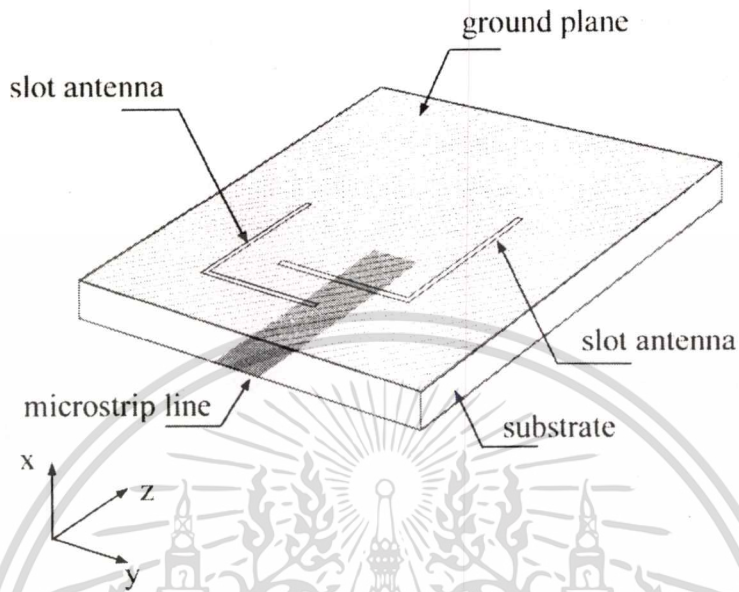


รูปที่ 4.4 พารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่

จากรูปที่ 4.4 จะพบว่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่จะมีลักษณะคล้าย กับของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดความถี่เดียวสองอันที่นำมาวางเรียงกัน โดยมีพารามิเตอร์ที่แตกต่างอยู่หนึ่งตัวที่เพิ่มเข้ามา คือ u ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดระยะห่างระหว่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศช่องเปิดรูปตัวแอลกับสายอากาศช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน โดยที่โครงสร้างแบบ 3 มิติของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 4.5

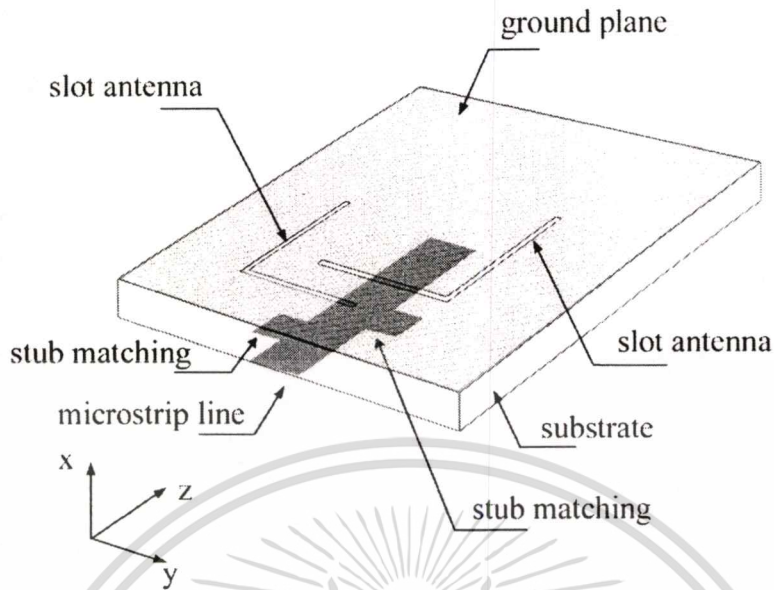


รูปที่ 4.5 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่

4.4 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่ทำการเพิ่มสัดบแมตซ์ซิ่ง

รูปที่ 4.6 แสดงโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ ที่ทำการเพิ่มสัดบแมตซ์ซิ่ง (stub matching) ซึ่งคือการทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่องบนไมโครสตริปไลน์แบบรูปตัว T โดยวิธีนี้จะเป็อีกทางหนึ่งที่จะช่วยในการทำแมตซ์ซิ่งพีแดนซ์ ซึ่งจะเพิ่มจากวิธีการทำแมตซ์ซิ่งพีแดนซ์แบบพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด เพราะเนื่องจากอาจจะม็ข้อจำกัดบางอย่างที่ทำให้การทำแมตซ์ซิ่งพีแดนซ์แบบพื้นฐานไม่สามารถทำให้ได้ค่าที่ดีที่สุด ซึ่งสาเหตุที่ทำให้เกิดข้อจำกัดในการทำแมตซ์ซิ่งพีแดนซ์แบบพื้นฐาน คือ ลักษณะรูปร่างโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ นั้น ไม่เอื้ออำนวยกับการที่จัดวางสายอากาศได้มากกว่า 1 ตัว เพราะอาจจะทำให้เกิดผลกระทบในเรื่องของการสะท้อนกลับของคลื่น (Return Loss) อันเนื่องมาจากสายอากาศตัวที่เพิ่มเข้าไป ดังนั้นการทำแมตซ์ซิ่งพีแดนซ์แบบพื้นฐานดังที่ได้อกล่าวมาแล้วในหัวข้อ 4.2.3 จึงไม่เพียงพอที่จะช่วยในการทำแมตซ์ซิ่งพีแดนซ์ ดังนั้น จึงได้หาวิธีการทำแมตซ์ซิ่งพีแดนซ์วิธีใหม่ขึ้นมาโดยมีแนวความคิดที่จะไม่ไปเปลี่ยนรูปร่างหรือโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิด แต่จะไปเปลี่ยนรูปร่างของสายส่งสัญญาณแทนโดยได้ศึกษาจากทฤษฎีสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่อง และได้ทำการเลือกแบบรูปตัว T มาใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ ดังนั้นจึงขอเรียกวิธีนี้ว่าการเพิ่มสัดบแมตซ์ซิ่ง (stub matching)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่ทำการเพิ่มสตับแมตซ์ซิ่ง

สำหรับงานวิจัยนี้ได้ทำการเพิ่มสตับแมตซ์ซิ่งลงบนสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ โดยจะทำการทดลองเพิ่มสตับแมตซ์ซิ่งใน 3 ลักษณะด้วยกัน อันได้แก่ การเพิ่มทางด้านซ้ายของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ การเพิ่มทางด้านขวาของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ และสุดท้าย ทำการเพิ่มทั้งด้านซ้ายและขวาของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ ซึ่งรูปที่ 4.7 เป็นการแสดงพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่เมื่อทำเพิ่มสตับแมตซ์ซิ่งทั้งสองด้าน โดยที่พารามิเตอร์ของสตับแมตซ์ซิ่งมี ดังต่อไปนี้

x_1 คือ ความกว้างในแนวแกนตั้งของสตับแมตซ์ซิ่งทางด้านซ้าย

y_1 คือ เป็นความกว้างในแนวแกนนอนของสตับแมตซ์ซิ่งทางด้านซ้าย

t_1 คือ ระยะระหว่างจุดกึ่งกลางของสตับแมตซ์ซิ่งกับจุดกึ่งกลางของช่องเปิดรูปตัวแอล

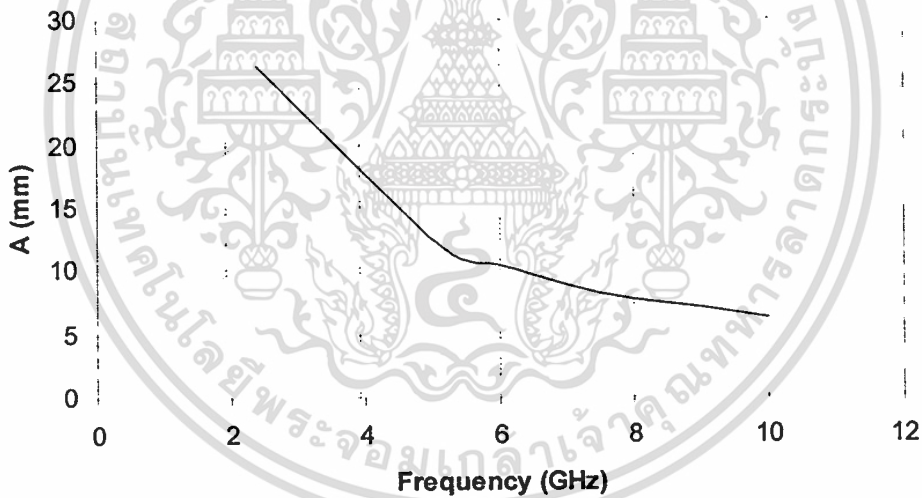
x_2 คือ เป็นความกว้างในแนวแกนตั้งของสตับแมตซ์ซิ่งทางด้านขวา

y_2 คือ เป็นความกว้างในแนวแกนนอนของสตับแมตซ์ซิ่งทางด้านขวา

t_2 คือ ระยะระหว่างจุดกึ่งกลางของสตับแมตซ์ซิ่งกับจุดกึ่งกลางของช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน

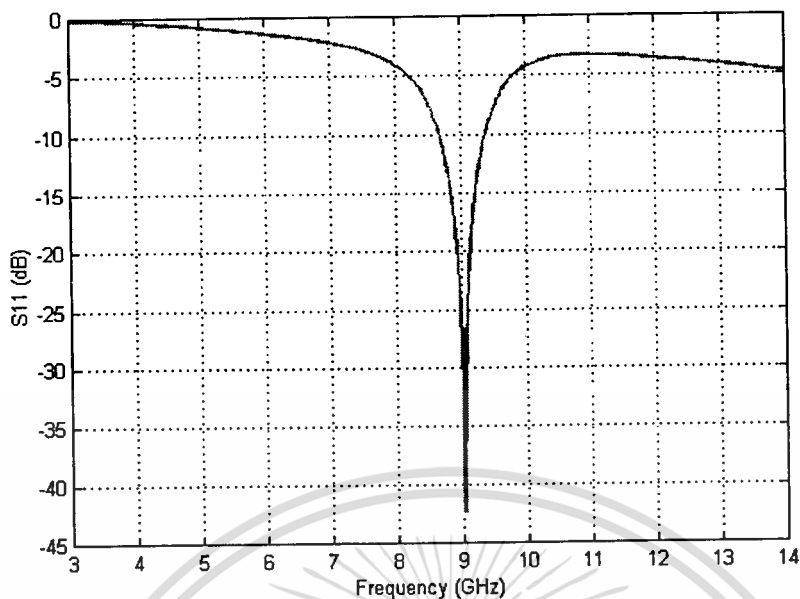
ตารางที่ 4.1 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปตัวแอล

ความถี่ที่ ออกแบบ	A (mm)	B (mm)	Lm (mm)	r (mm)	S ₁₁		Input Impedance (Ω)	
					GHz	dB	real	imag
2.4 GHz	26.4	26.4	24.7	0.06	2.39	-31.5	51.01	-2.4
5.2 GHz	11.7	11.7	9.5	-0.5	5.28	-35	51.7	-0.07
6 GHz	10.3	10.3	9.1	-0.3	6.01	-40	50.35	0.7
7 GHz	8.8	8.8	7.3	0.08	7.05	-36.5	49.85	-1.47
8 GHz	7.7	7.7	7.1	0	8.05	-41	49.1	0.15
9 GHz	7.1	7.2	6.25	0.5	9.02	-42.4	50.55	-0.52
10 GHz	6.2	6.2	5.9	0	10.04	-33	50.16	2.06

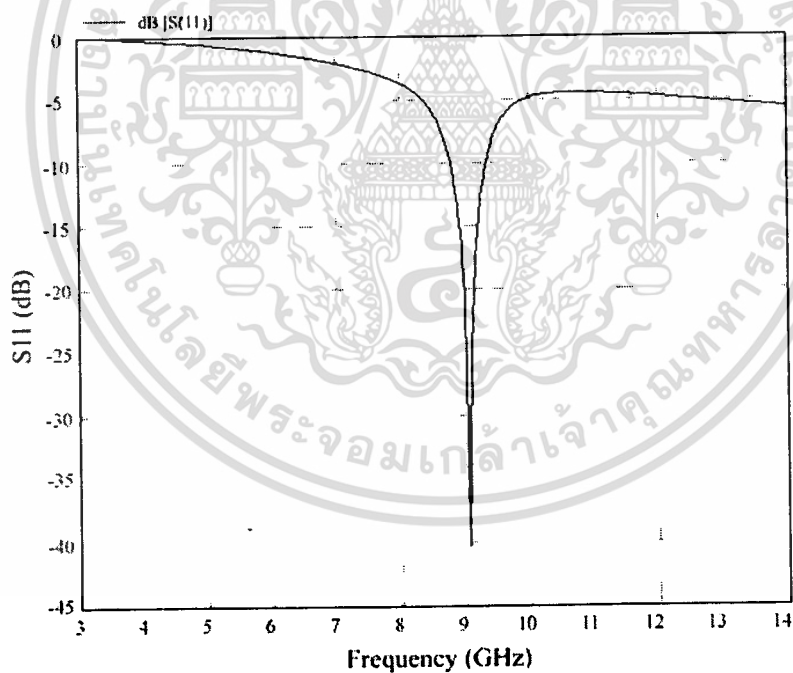


รูปที่ 4.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวของช่องเปิด(A) กับความถี่เรโซแนนซ์

จากตารางที่ 4.1 แสดงขนาดและผลของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอล ที่ความถี่ต่าง ๆ ได้แก่ 2.4 GHz, 5.2 GHz, 6 GHz, 7 GHz, 8GHz, 9 GHz และ 10 GHz โดยที่รูปที่ 4.8 นั้น เป็นกราฟที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวของช่องเปิดรูปตัวแอล ด้านฐานในแนวแกนนอน (A) กับความถี่เรโซแนนซ์ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ส่วนนี้จะทำการวิเคราะห์โดยการเปรียบเทียบระหว่างผลที่ได้จากวิธี FDTD กับผลที่ได้จากวิธี MoM ที่เฉพาะความถี่ 8 GHz และ 9 GHz ของช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านและรูปตัวแอลตามลำดับ โดยจะวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศดังต่อไปนี้



(a) ค่า S_{11} ที่ได้จากวิธี FDTD

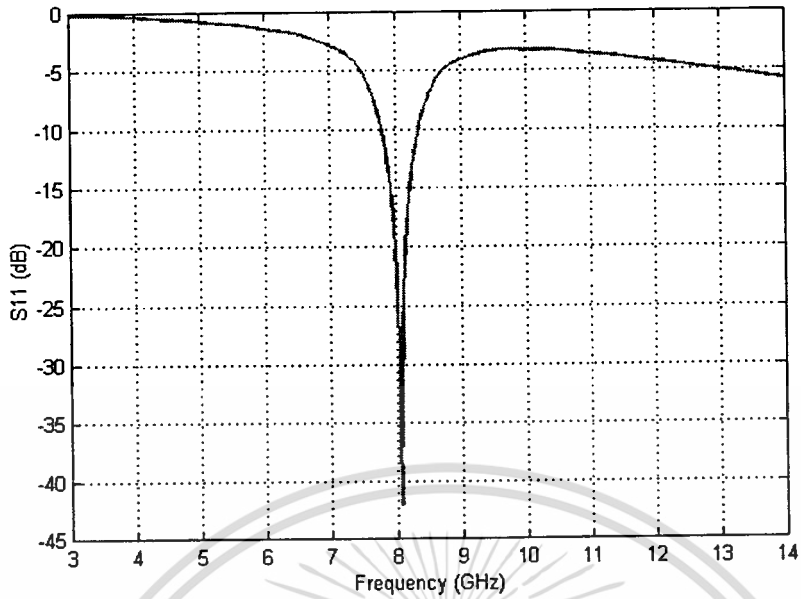
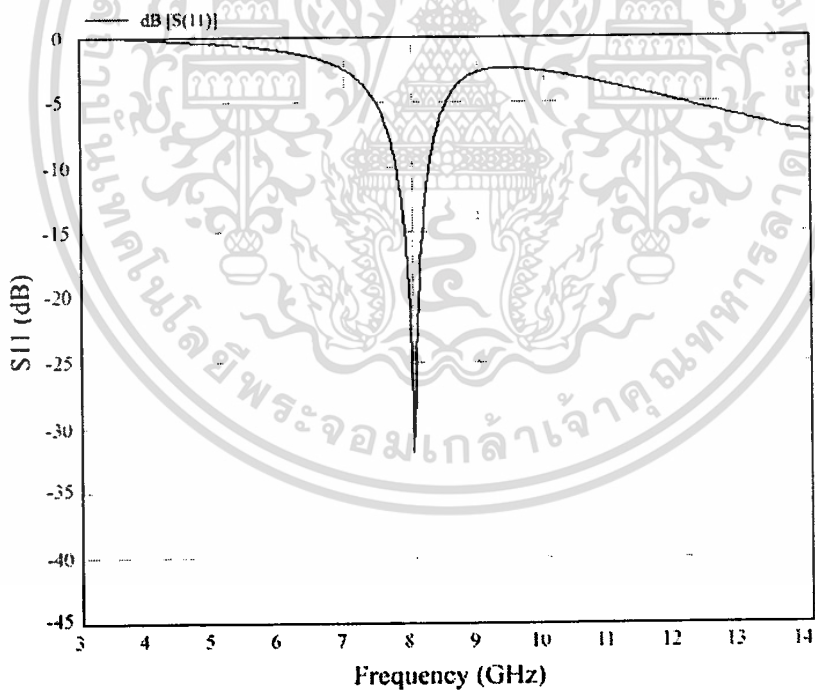


(b) ค่า S_{11} ที่ได้จากวิธี MoM

รูปที่ 4.9 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลที่ความถี่ 9 GHz

โดยที่ (a) เป็นผลที่ได้จากวิธี FDTD และ (b) เป็นผลที่ได้จากวิธี MoM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

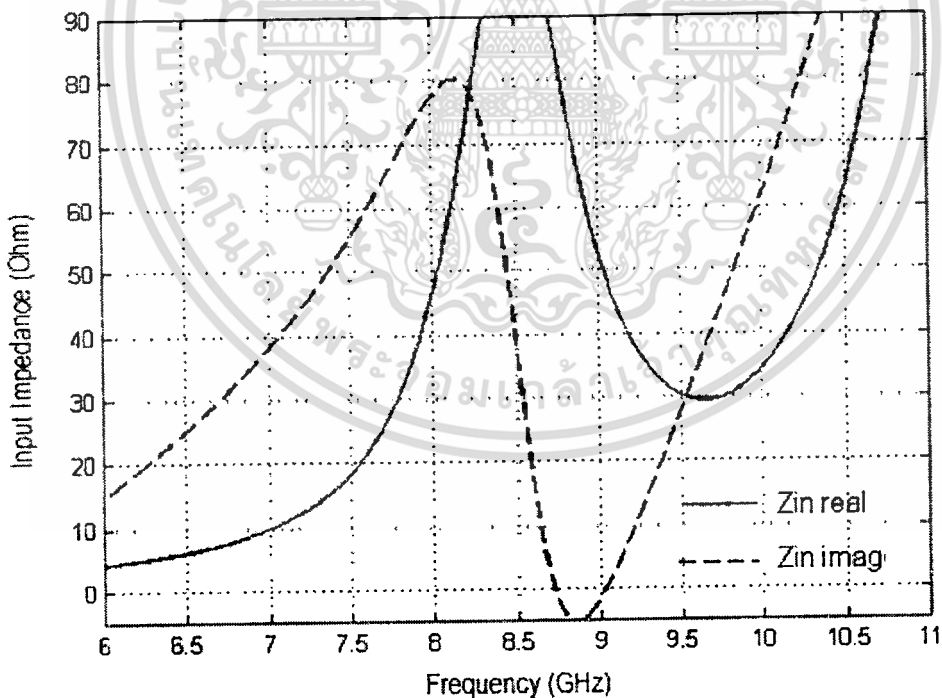
(a) ค่า S_{11} ที่ได้จากวิธี FDTD(b) ค่า S_{11} ที่ได้จากวิธี MoM

รูปที่ 4.10 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านที่

ความถี่ 8 GHz โดยที่ (a) เป็นผลจากวิธี FDTD และ (b) เป็นผลจากวิธี MoM

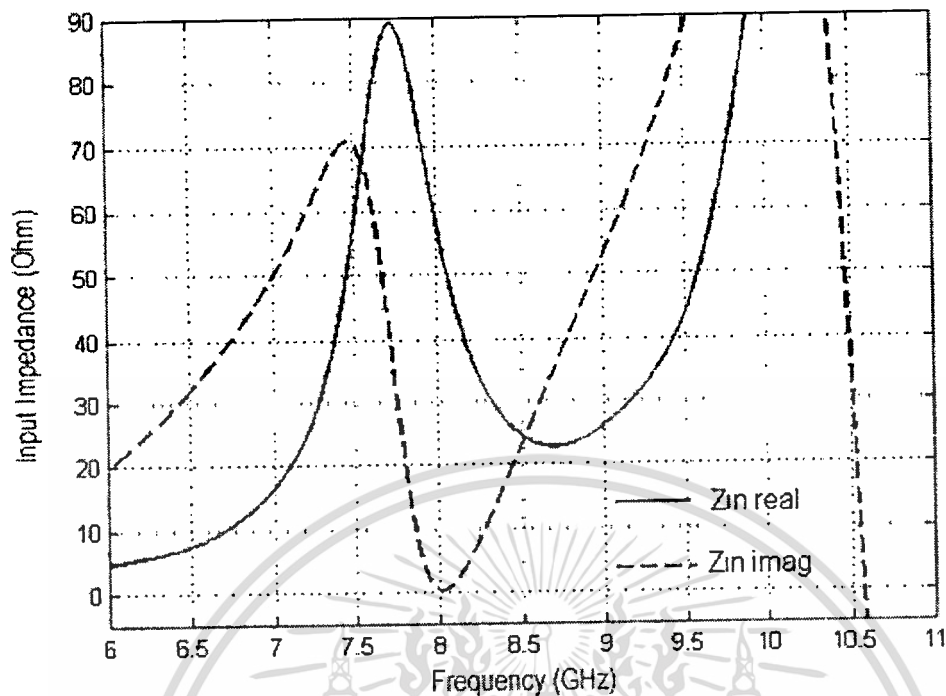
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.9 และ 4.10 แสดงผลการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศ โดยการเปรียบเทียบกันระหว่างวิธี FDTD กับ วิธี MoM เพื่อให้เห็นถึงความน่าเชื่อถือของวิธี FDTD ที่ได้ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ โดยทำการเปรียบเทียบกันเฉพาะค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11} พารามิเตอร์) รูปที่ 4.9 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11} พารามิเตอร์) ของสายอากาศไมโครสตริปความถี่เดียวแบบช่องเปิดรูปตัวแอลที่ 9 GHz ส่วนรูปที่ 4.10 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} ของสายอากาศไมโครสตริปความถี่เดียวแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านที่ 8GHz ตามลำดับ ซึ่งจากค่า S_{11} พารามิเตอร์ จะเห็นได้ว่าผลที่ได้จากการจำลองด้วยวิธี FDTD นั้นมีค่าใกล้เคียงกับการจำลองด้วยวิธี MoM โดยค่าที่ได้มีความถี่เรโซแนนซ์ใกล้เคียงกับที่ออกแบบ และมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับต่ำนั่นคือ มีความสูญเสียเนื่องจากการที่มีคลื่นสะท้อนกลับน้อย ซึ่งสามารถบอกได้ถึงการผลิตที่ดีโดยสังเกตได้จากค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ ดังแสดงในรูปที่ 4.11 และรูปที่ 4.12 โดยจะพบว่าค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ได้มีค่าใกล้เคียง 50 โอห์ม ส่วนรูปที่ 4.13 แสดงค่า VSWR ของการจำลองแบบโครงสร้างของ สายอากาศไมโครสตริปความถี่เดียวแบบช่องเปิดรูปตัวแอลที่ 9 GHz และแบบรูปตัวแอลกลับด้านที่ 8 GHz

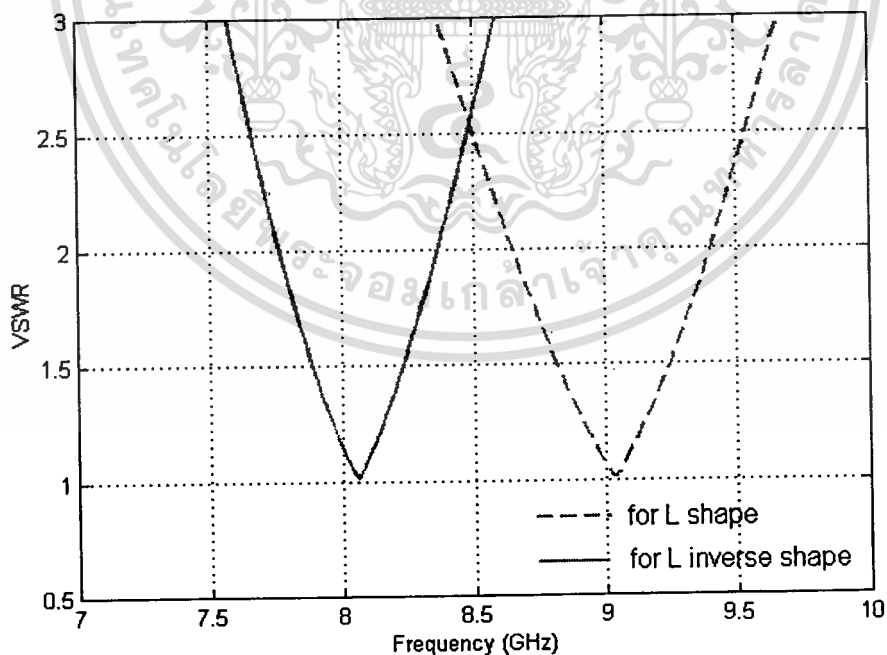


รูปที่ 4.11 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลที่ความถี่ 9.02 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

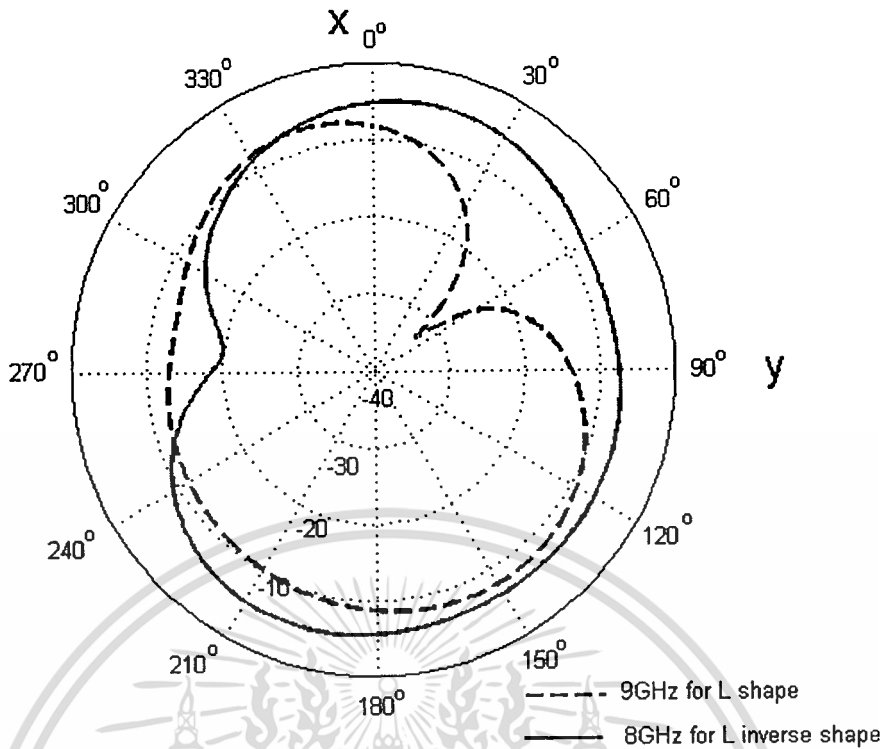


รูปที่ 4.12 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านที่ความถี่ 8.06 GHz

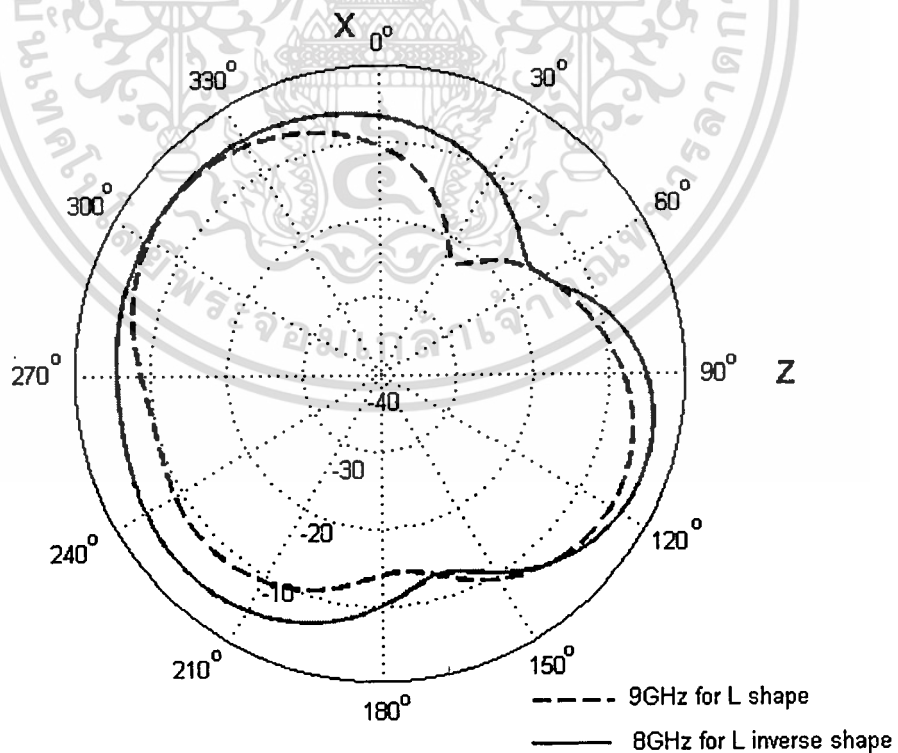


รูปที่ 4.13 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลที่ความถี่ 9.02 GHz กับค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านที่ความถี่ 8.06 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

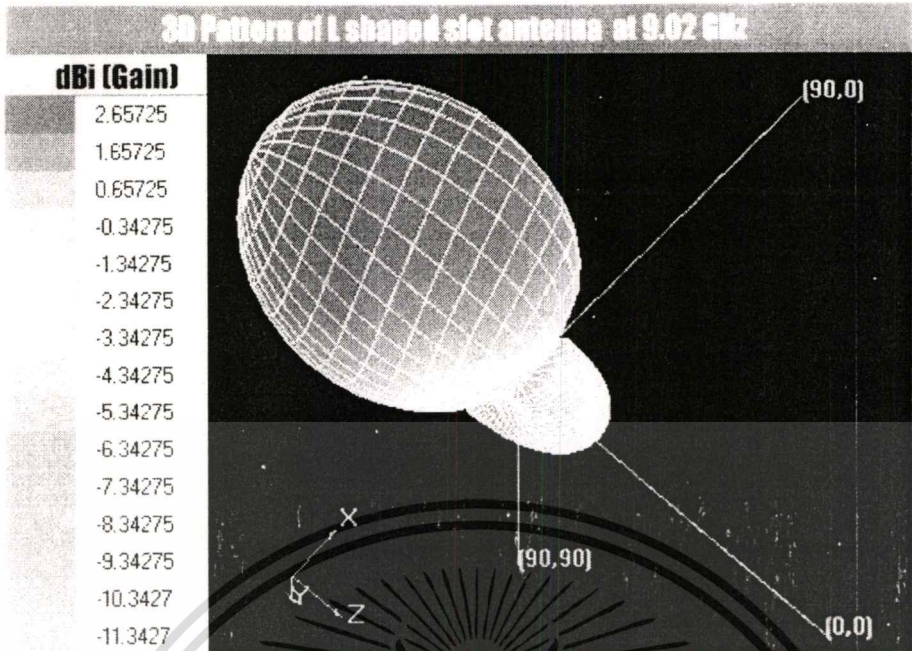


รูปที่ 4.14 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลที่ความถี่ 9.02 GHz เทียบกับ สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านที่ความถี่ 8.06 GHz

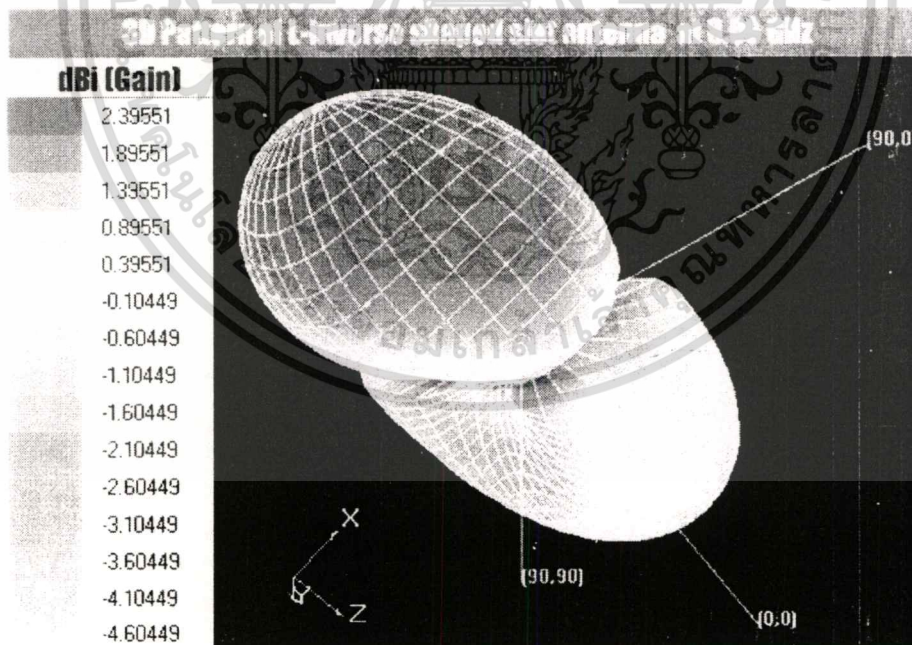


รูปที่ 4.15 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลที่ความถี่ 9.02 GHz เทียบกับ สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูป

ตัวแอลกลับด้านที่ความถี่ 8.06 GHz ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.16 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในลักษณะ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลที่ความถี่ 9.02 GHz



รูปที่ 4.17 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในลักษณะ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านที่ความถี่ 8.06 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 ผลการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปความถี่เดียว

การจำลองแบบ โครงสร้าง	A (mm)	B (mm)	S_{11}		Input Impedance (Ω)		VSWR	BW (%)
			(GHz)	(dB)	real	imag		
รูปตัวแอล 9 GHz	7.1	7.2	9.02	-42.4	50.55	-0.52	1.0152	4.09
รูปตัวแอลกลับด้าน 8 GHz	7.6	7.6	8.06	-42.1	49.76	0.74	1.0157	4.76

แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในระนาบ xy และระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลที่ความถี่ 9 GHz เทียบกับ สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านที่ความถี่ 8 GHz แสดงดังรูปที่ 4.14 และ 4.15 ตามลำดับ จากรูปจะเห็นได้ว่าลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในระนาบ xy ของช่องเปิดรูปตัวแอลกับช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านมีลักษณะคล้ายกันแต่จะมีทิศทางตรงข้ามกัน คือ มีลักษณะกลับด้านกัน ส่วนในระนาบ xz นั้นจะมีความคล้ายกัน ซึ่งระนาบ xy จะเป็นการวิเคราะห์ในระนาบของสนามแม่เหล็ก และในระนาบ xz จะเป็นการวิเคราะห์ในระนาบของสนามไฟฟ้า ส่วนตารางที่ 4.2 แสดงผลการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปความถี่เดียว ที่ความถี่ 9 GHz สำหรับช่องเปิดรูปตัวแอล และที่ 8 GHz สำหรับช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน

4.5.2 การจำลองแบบโครงสร้างและวิเคราะห์สายอากาศสองความถี่

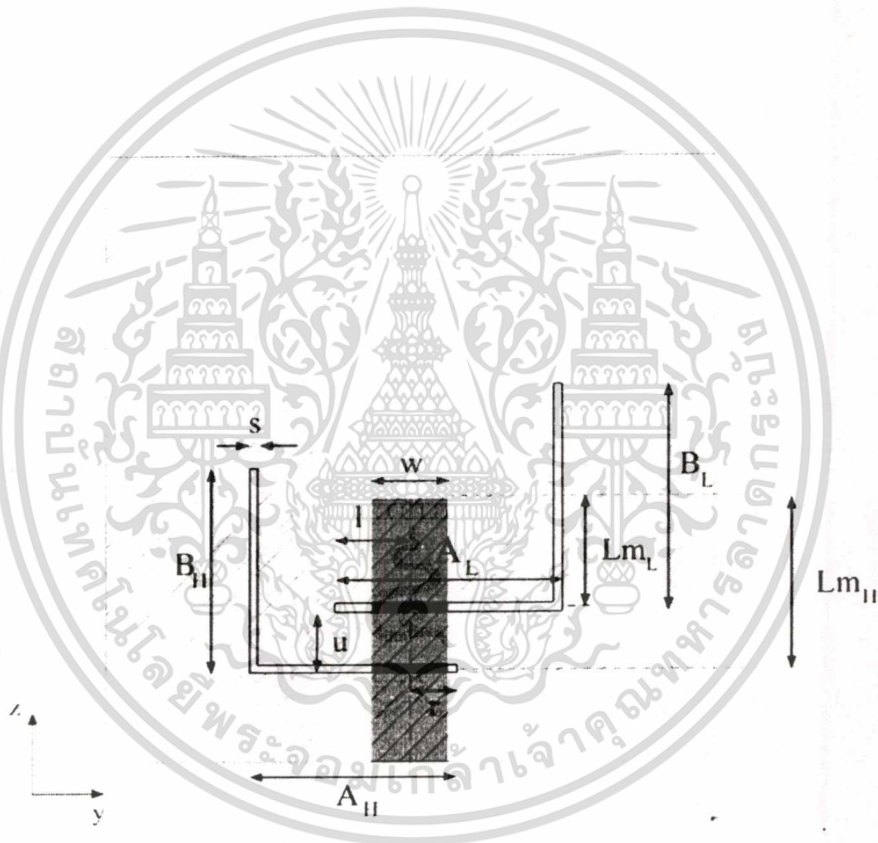
ในการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศสองความถี่ ได้ทำการออกแบบให้ตอบสนองความถี่เรโซแนนซ์ที่ 9 GHz กับ 8 GHz โดยที่ช่องเปิดรูปตัวแอลจะทำให้เกิดควมถี่เรโซแนนซ์ที่ 9 GHz ส่วนช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านนั้นจะทำให้เกิดควมถี่เรโซแนนซ์ที่ 8 GHz โดยที่โครงสร้างของสายอากาศสองความถี่แสดงดังรูปที่ 4.18 และขนาดของพารามิเตอร์แสดงดังตารางที่ 4.3 โดยที่ค่า A_u , B_u , A_L และ B_L เป็นค่าที่คำนวณได้จากสมการที่ 4.3 แล้วทำการปรับอีกเล็กน้อยเพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ตามที่ได้ออกแบบ ค่า W นั้นหาได้จากสมการที่ 4.1 ส่วน S เป็นความกว้างของช่องเปิดโดยกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร และค่าพารามิเตอร์ L_{m_u} , L_{m_L} , u , l และ r นั้นเป็นค่าที่ทำการปรับจนได้แมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุด ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ทำการกำหนดค่า u ขึ้นมาก่อนค่าหนึ่งจากนั้นจึงทำการปรับค่า L_{m_u} และ L_{m_L} หลังจากนั้นจึงทำการปรับค่า l และ r เพื่อให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของแต่ละความถี่ดีขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 แสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศสองความถี่

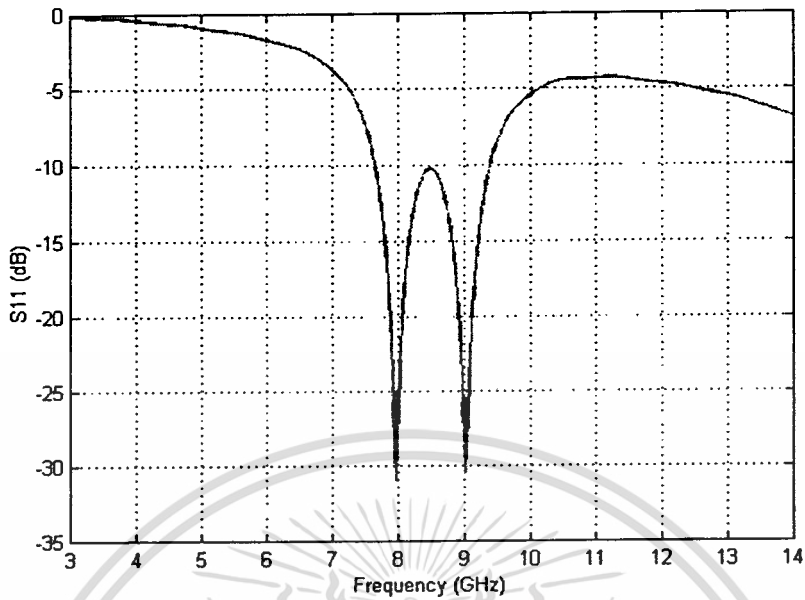
พารามิเตอร์	ขนาด (mm)	พารามิเตอร์	ขนาด (mm)
A_H	7.1 (0.26 λ_{g9})	Lm_H	5.25
B_H	7.1 (0.26 λ_{g9})	Lm_L	1.45
A_L	7.6 (0.256 λ_{g8})	l	0
B_L	7.6 (0.256 λ_{g8})	r	0.5
W	6.1	u	3.8



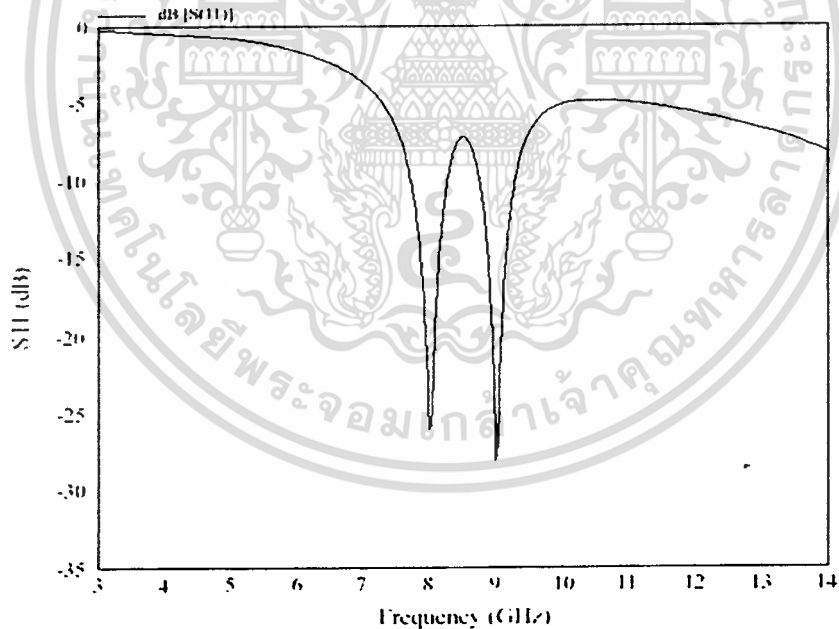
รูปที่ 4.18 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิดสองความถี่

ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11} , พารามิเตอร์) ที่ได้จากการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิดสองความถี่ แสดงดังรูปที่ 4.19 ซึ่งทำการเปรียบเทียบระหว่างการจำลองด้วยวิธี FDTD กับ วิธี MoM โดยจะทำในลักษณะเดียวกันกับสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิดความถี่เดียว คือ ทำการเทียบ 2 วิธีนี้เฉพาะค่า S_{11} , พารามิเตอร์ และจากการสังเกตจะพบว่าค่า S_{11} , พารามิเตอร์ ที่ได้จากการจำลองด้วยวิธี FDTD กับ วิธี MoM นั้นมีค่าใกล้เคียงกัน

เอกสารนี้ทั้งรูปร่างลักษณะของกราฟที่ได้ยังมีความคล้ายคลึงกัน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



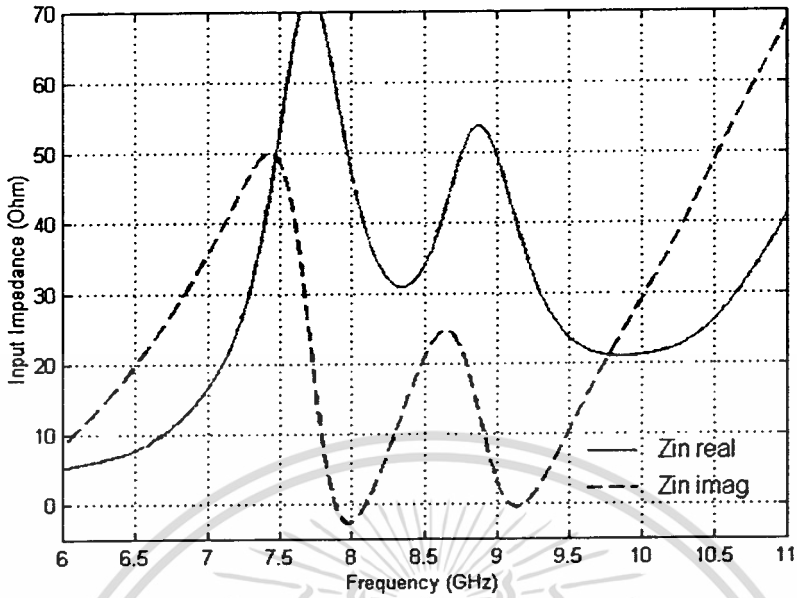
(a) ค่า S_{11} ที่ได้จากวิธี FDTD



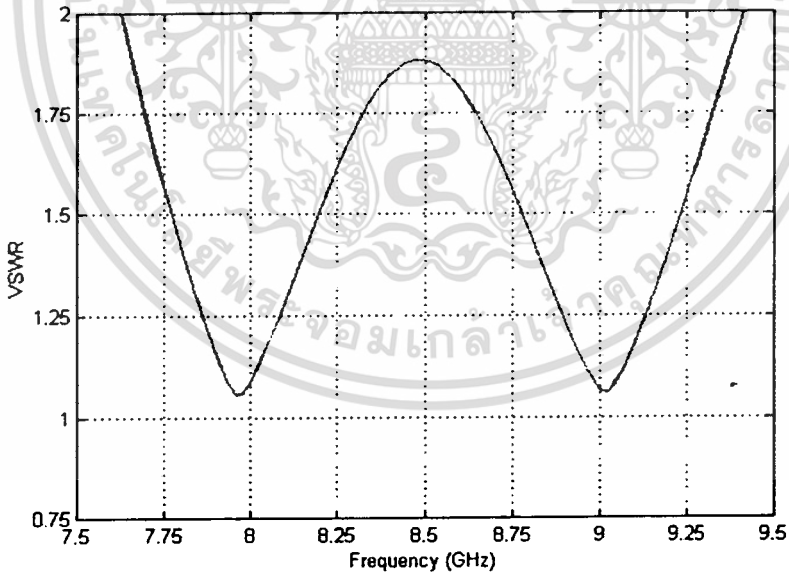
(b) ค่า S_{11} ที่ได้จากวิธี MoM

รูปที่ 4.19 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ โดยที่ (a) เป็นผลที่ได้จากวิธี FDTD และ (b) เป็นผลที่ได้จากวิธี MoM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



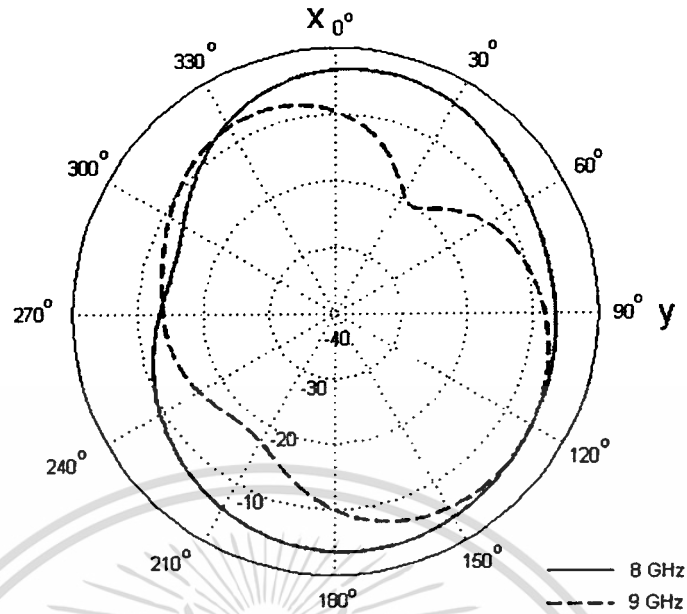
รูปที่ 4.20 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิดสองความถี่



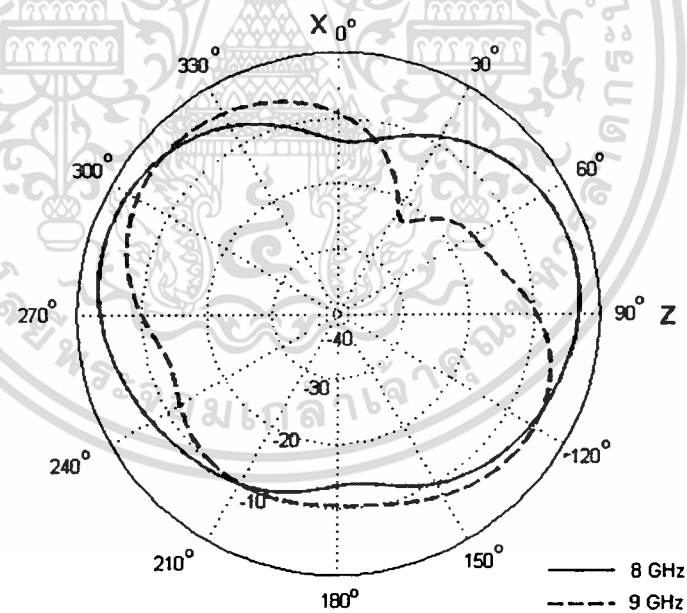
รูปที่ 4.21 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิดสองความถี่

โดยที่รูปที่ 4.20-4.21 เป็นการแสดงคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศที่ได้จากวิธี FDTD อันได้แก่ ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ และ ค่า VSWR ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



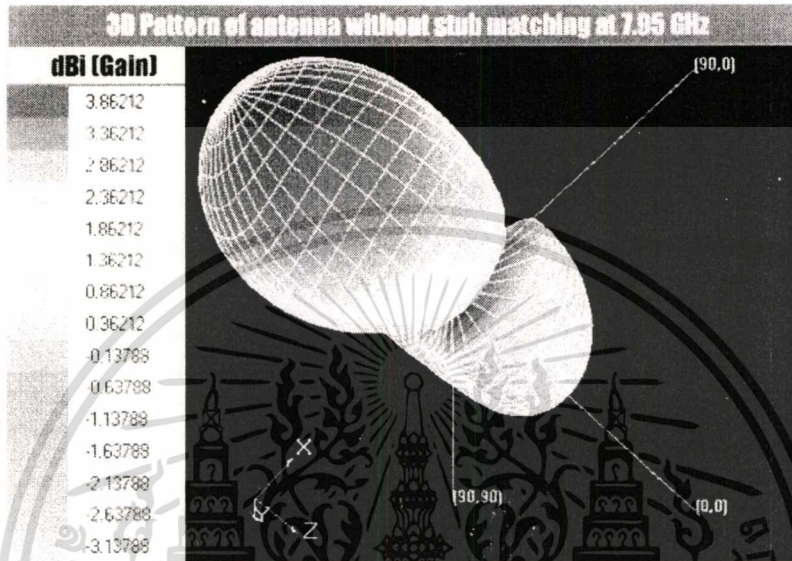
รูปที่ 4.22 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในระนาบ xy ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่



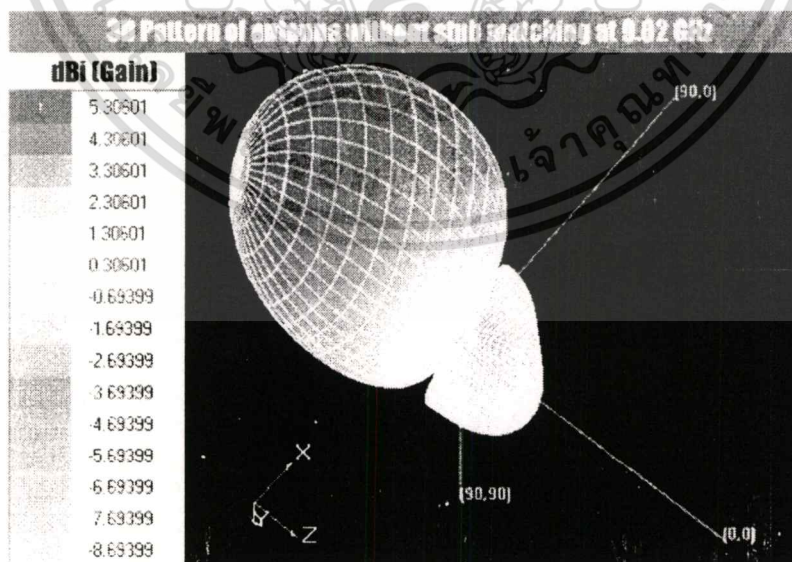
รูปที่ 4.23 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในระนาบ xz ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่

จากรูปที่ 4.22 และ 4.23 เป็นการแสดงการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่ความถี่ 8 GHz กับ 9 GHz ที่ระนาบ xy และ xz ตามลำดับ ซึ่งพบว่า ที่ความถี่ 8 GHz แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในระนาบ xy และ xz จะไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีลักษณะคล้ายกันกับ แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ความถี่เดียวที่มีช่องเปิดเป็นรูปตัวแอลกลับด้าน และ ที่ความถี่ 9 GHz ก็จะมีแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลมีลักษณะคล้ายกับแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดความถี่เดียวที่มีช่องเปิดเป็นรูปตัวแอล



รูปที่ 4.24 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในลักษณะ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่ความถี่ 7.95 GHz



รูปที่ 4.25 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในลักษณะ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่ความถี่ 9.02 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

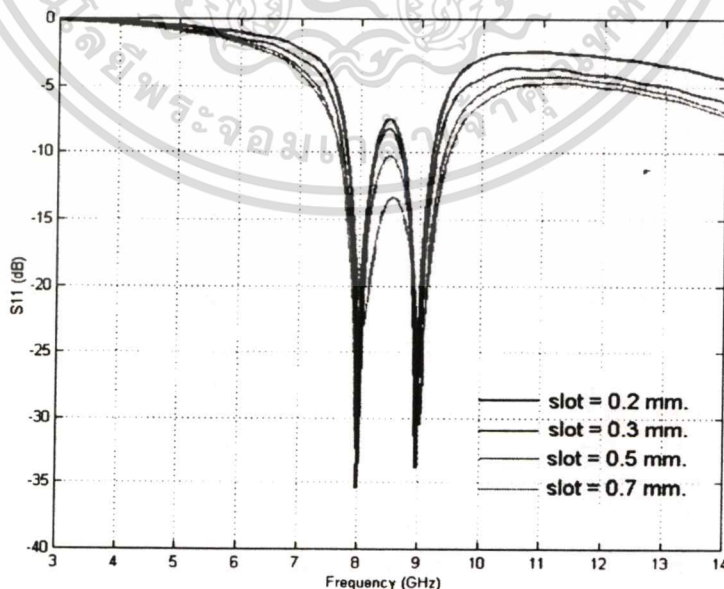
ตารางที่ 4.4 ผลการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่

ความถี่ที่ออกแบบ	S_{11}		Input Impedance (Ω)		VSWR	BW (%)
	GHz	dB	real	imag		
8 GHz	7.95	-31	51	-2.65	1.0579	5.39
9 GHz	9.02	-30.5	47.8	1.97	1.0611	5.09

จากผลการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่แสดงดังตารางที่ 4.4 จะพบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} พารามิเตอร์ ของทั้งสองความถี่นั้นยังมีค่าที่ไม่ดีพอ อันเนื่องมาจากข้อจำกัดบางอย่างทางรูปร่างและการวางของสายอากาศแบบช่องเปิด ทำให้วิธีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์แบบชั้นพื้นฐานที่ใช้อยู่นั้นไม่เพียงพอ ดังนั้นจึงต้องคิดหาวิธีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์วิธีใหม่ขึ้นเพื่อนำมาใช้กับสายอากาศชนิดนี้

การปรับปรุงขนาดของช่องเปิด

การวิเคราะห์นี้จะทำการศึกษาผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงขนาดของช่องเปิด ว่ามีผลต่อการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของสายอากาศทางด้านใดบ้าง โดยจะทำการเปลี่ยนขนาดทั้งหมด 4 ค่าด้วยกัน คือ ที่ 0.2 มิลลิเมตร 0.3 มิลลิเมตร 0.5 มิลลิเมตร และที่ 0.7 มิลลิเมตร ซึ่งรูปที่ 4.26 แสดงสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11} พารามิเตอร์) ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่ได้จากการปรับปรุงขนาดของช่องเปิด

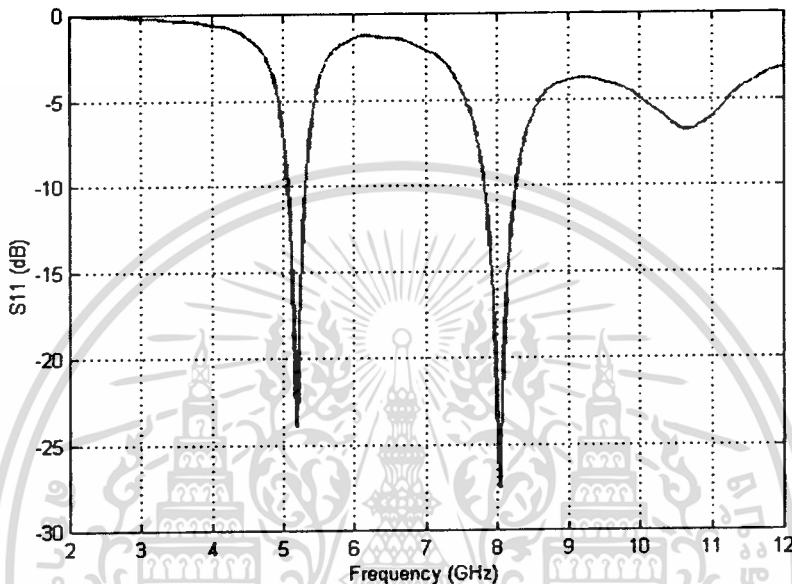


รูปที่ 4.26 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่ทำการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารปรับปรุงขนาดของช่องเปิด เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การปรับปรุงระยะห่างของสองความถี่ที่ออกแบบ

ในส่วนนี้จะเป็นการจำลองแบบเพื่อหาระยะห่างระหว่างความถี่ที่ทำการออกแบบสองความถี่ว่าสามารถออกแบบให้มีความถี่ที่ห่างกันได้มากที่สุดเท่าไร โดยรูปที่ 4.27 แสดงสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11} , พารามิเตอร์) ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่ได้ทำการออกแบบที่ความถี่ 5.2 GHz และ 8 GHz



รูปที่ 4.27 ค่า S_{11} , พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ ที่ความถี่ 5.2 GHz และ 8 GHz

4.5.3 การจำลองแบบโครงสร้างและวิเคราะห์เมื่อเพิ่มสแต็คเมตริกซ์ซึ่ง

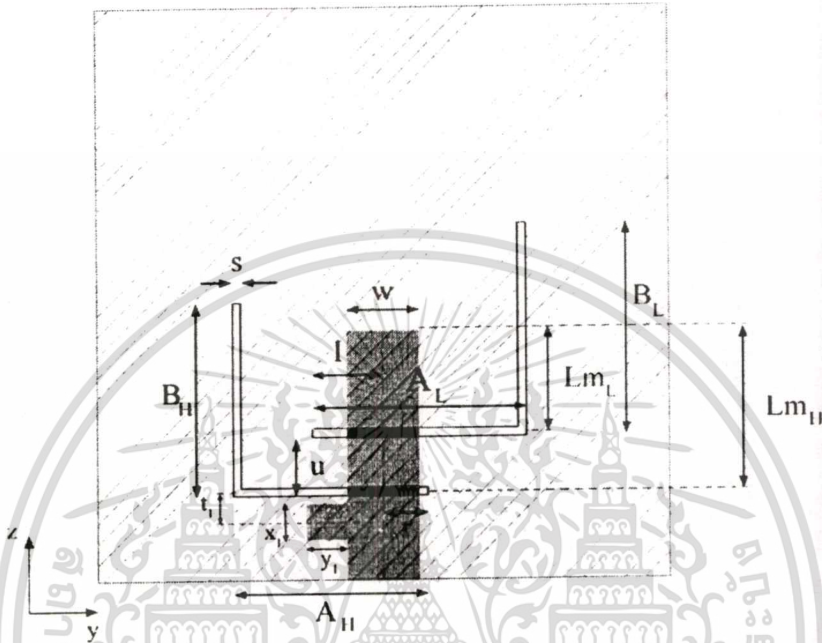
ในขั้นตอนนี้จะทำการปรับปรุงคุณลักษณะทางอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ด้วยการเพิ่มสแต็คเมตริกซ์ลงบนสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ โดยจะทำการเพิ่มสแต็คเมตริกซ์ซึ่งด้วยกัน 3 ลักษณะ ได้แก่ การเพิ่มทางด้านซ้ายของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ การเพิ่มทางด้านขวาของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ และสุดท้ายทำการเพิ่มทั้งด้านซ้ายและขวาของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์

การเพิ่มสแต็คเมตริกซ์ซึ่งทางด้านซ้ายของไมโครสตริปไลน์

การจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศนั้นจะใช้แบบเดียวกันกับสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ทุกประการ เพียงแต่เพิ่มในส่วนของสแต็คเมตริกซ์ซึ่งที่สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ดังแสดงในรูปที่ 4.28 ซึ่งในที่นี้จะทำการพิจารณาพารามิเตอร์ 3 ตัวที่เพิ่มขึ้นมานั้นคือ x_1 , y_1 และ t_1 ว่ามีผลกระทบต่อ การเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างน้อยเพียงใด โดยจะทำการกำหนดขนาดของ x_1 , y_1 และ t_1 ไว้ก่อน จากนั้นจึงทำการเปลี่ยนค่าของพารามิเตอร์แต่ละตัว ซึ่งการปรับค่าพารามิเตอร์ทั้ง 3 ตัว คือ x_1 , y_1 และ t_1 จะแสดงดังตารางที่ 4.5-4.7



รูปที่ 4.28 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่เพิ่มสลับแมตซ์ทางด้านซ้าย

ตารางที่ 4.5 เมื่อ $x_1=1.6$ มิลลิเมตร และ $y_1=0.7$ มิลลิเมตร

t_1 (mm)	ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ (8 GHz)				ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง (9 GHz)			
	S_{11}		Input Impedance (Ω)		S_{11}		Input Impedance (Ω)	
	GHz	dB	real	imag	GHz	dB	real	imag
3.95_0	7.99	-26.3	50.2	-4.8	8.98	-35.7	51.3	-0.96
2.95_0	7.97	-25.42	50.5	-5.3	8.98	-40.7	50.2	-0.86
0.95_0	7.95	-26.6	50.4	-4.6	8.98	-39.3	49.2	0.79
0	7.95	-28.8	50.2	-3.5	9	-35.3	48.8	1.29
0.95_u	7.95	-31.9	50.3	-2.5	9.02	-33.7	48.5	1.45
1.5_u	7.95	-33.4	50.4	-2	9.02	-33.4	48.8	1.7
2_u	7.95	-34.3	50.7	-1.7	9.02	-32.7	49.1	2.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.6 เมื่อ $t_1=1.8_0$ มิลลิเมตร และ $y_1=1$ มิลลิเมตร

x_1 (mm)	ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ (8 GHz)				ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง (9 GHz)			
	S_{11}		Input Impedance (Ω)		S_{11}		Input Impedance (Ω)	
	GHz	dB	real	imag	GHz	dB	real	imag
0.2	7.95	-32	50.74	-2.27	9.02	-29.9	48	2.46
0.6	7.95	-33.6	50.63	-2	9.02	-30.2	48.4	2.57
0.8	7.95	-34.2	50.6	-1.86	9.02	-30.5	48.6	2.61
1.2	7.95	-35.6	50.57	-1.55	9.02	-30.8	49.1	2.71
1.6	7.95	-37	50.59	-1.21	9.04	-31.6	48.42	2.05
2	7.95	-39.2	50.68	-0.85	9.04	-31.9	48.9	2.28

ตารางที่ 4.7 เมื่อ $t_1=1.8_0$ มิลลิเมตร และ $x_1=1$ มิลลิเมตร

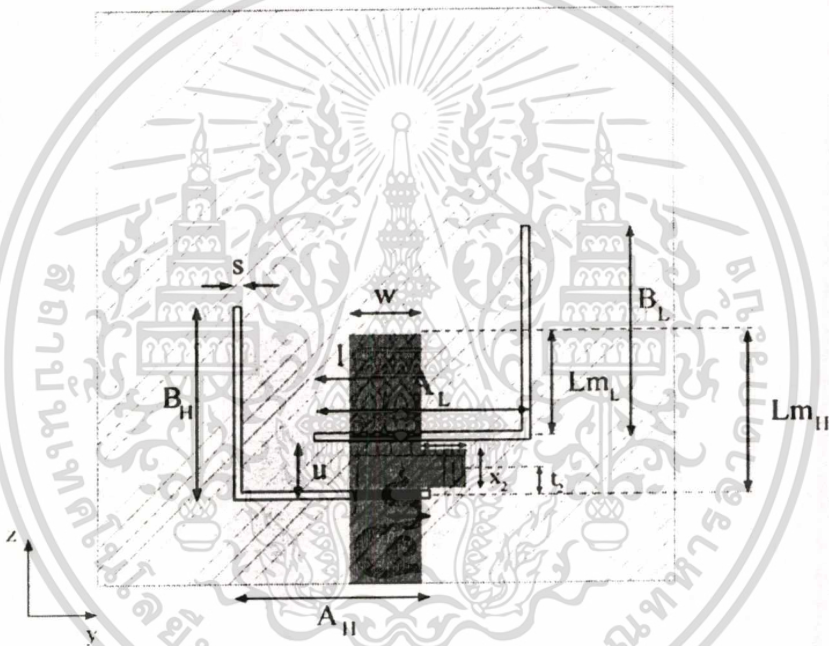
y_1 (mm)	ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ (8 GHz)				ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง (9 GHz)			
	S_{11}		Input Impedance (Ω)		S_{11}		Input Impedance (Ω)	
	GHz	dB	real	imag	GHz	dB	real	imag
0.2	7.95	-31.4	50.96	-2.52	9.02	-31.3	48.1	1.86
0.6	7.95	-32.7	50.8	-2.17	9.02	-31.9	48.5	2.03
0.8	7.95	-33.7	50.7	-1.95	9.02	-31.5	48.7	2.28
1.2	7.95	-36.4	50.42	-1.44	9.02	-29.4	48.97	3.1
1.6	7.95	-41.2	49.9	-0.86	9.02	-26.3	48.8	4.6
2	7.95	-39.2	50.68	-0.85	9.04	-25.5	48.9	4.72

จากตารางที่ 4.5 แสดงผลการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ t_1 เมื่อทำการกำหนดให้ค่า x_1 และ y_1 มีค่าเท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร และ 0.7 มิลลิเมตร ตามลำดับ โดยที่ค่าของ t_1 ที่มี D ห้อยท้าย หมายถึง ระยะระหว่างจุดกึ่งกลางของสลับแมตซ์ซิ่งกับจุดกึ่งกลางของด้านบนช่องเปิดรูปตัวแอล ส่วน U ห้อยท้ายนั้น คือระยะระหว่างจุดกึ่งกลางของสลับแมตซ์ซิ่งกับจุดกึ่งกลางของด้านล่างช่องเปิดรูปตัวแอล จากตารางจะพบว่าการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ t_1 นั้น ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงใน ส่วนของอินพุตอิมพีแดนซ์มาก ซึ่งจะมีผลมากกับส่วนจินตภาพ โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์ทั้งด้านต่ำ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และที่ด้านสูงนั้นมีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย ซึ่งจะคล้ายกับผลที่ได้จากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของ x_1 และ y_1 ที่ได้แสดงในตารางที่ 4.6 และ 4.7 ตามลำดับ

การเพิ่มสัดับแมตซ์ซึ่งทางด้านขวาของไมโครสตริปไลน์

การจำลองแบบโครงสร้างและวิเคราะห์จะทำในลักษณะเดียวกันกับสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่เพิ่มสัดับแมตซ์ซึ่งทางด้านซ้าย เพียงแต่ครั้งนี้เป็นการเพิ่มทางด้านขวามือ ดังแสดงในรูปที่ 4.29 โดยที่พารามิเตอร์ของสัดับแมตซ์ซึ่งทางด้านขวาคือ x_2 , y_2 และ t_2 ซึ่งจะพิจารณาพารามิเตอร์ทั้ง 3 ตัวเหมือนกับการเพิ่มสัดับแมตซ์ซึ่งทางด้านซ้ายดังที่กล่าวมาแล้ว



รูปที่ 4.29 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่เพิ่มสัดับแมตซ์ซึ่งทางด้านขวา

จากตารางที่ 4.8 แสดงผลของคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่มีการเพิ่มสัดับแมตซ์ซึ่งทางด้านขวาเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ t_2 โดยทำการกำหนดให้ค่า x_2 และ y_2 มีค่าเท่ากับ 1.1 มิลลิเมตร และ 2 มิลลิเมตรตามลำดับ ซึ่งจากผลในตารางจะพบว่าค่า t_2 แต่ละค่าจะให้ผลที่แต่ละความถี่แตกต่างกัน เช่น ที่ค่า t_2 เท่ากับ 0.95₀ จะให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} ดีที่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง (9 GHz ที่ -40 dB) แต่ที่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำจะมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} ที่ไม่ค่อยดีนัก (7.9 GHz ที่ -25.5 dB) เมื่อเทียบกับตอนที่ยังไม่ได้ทำการเพิ่มสัดับแมตซ์ซึ่งลงไปทางด้านขวา ส่วนที่ค่า t_2 เท่ากับ 0.95₀

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นจะให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} ที่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ (7.9 GHz ที่ -44dB) ต่ำกว่าที่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง (8.98 GHz ที่ -27dB)

ตารางที่ 4.8 เมื่อ $x_2=1.6$ มิลลิเมตร และ $y_2=0.7$ มิลลิเมตร

t_2 (mm)	ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ (8 GHz)				ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง (9 GHz)			
	S_{11}		Input Impedance (Ω)		S_{11}		Input Impedance (Ω)	
	GHz	dB	real	imag	GHz	dB	real	imag
3.95 _o	8.01	-22.3	48.2	-7.32	9.09	-28	50.3	-3.8
2.95 _o	7.97	-21.4	50.3	-8.47	9.05	-29	51.04	-3.4
0.95 _o	7.9	-25.5	50.8	-5.2	9	-40	49	0.1
0	7.9	-31.6	51.4	-2.2	8.98	-31	48.3	2.2
0.95 _u	7.9	-44	49.7	0.5	8.98	-27	47.6	3.6
1.5 _u	7.9	-33.9	50.4	1.9	8.98	-25.9	47	4.32
2 _u	7.92	-31.5	50.	2.65	9	-25	46.5	4.2

ตารางที่ 4.9 เมื่อ $t_2=1.8$ มิลลิเมตร และ $y_2=1$ มิลลิเมตร

x_2 (mm)	ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ (8 GHz)				ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง (9 GHz)			
	S_{11}		Input Impedance (Ω)		S_{11}		Input Impedance (Ω)	
	GHz	dB	real	imag	GHz	dB	real	imag
0.2	7.95	-34	49.9	-1.99	9.02	-29.9	48.6	2.46
0.6	7.95	-35	49.5	-1.69	9.02	-29.2	48.31	2.57
0.8	7.95	-35.2	49.3	-1.57	9.02	-28.8	48.11	2.61
1.2	7.94	-36.8	50.7	-1.17	9.02	-27.9	47.68	2.71
1.6	7.94	-37.4	50.8	-1.06	9.02	-26.9	47.2	2.05
2	7.94	-39.2	50.68	-0.85	9.02	-31.9	48.9	2.28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

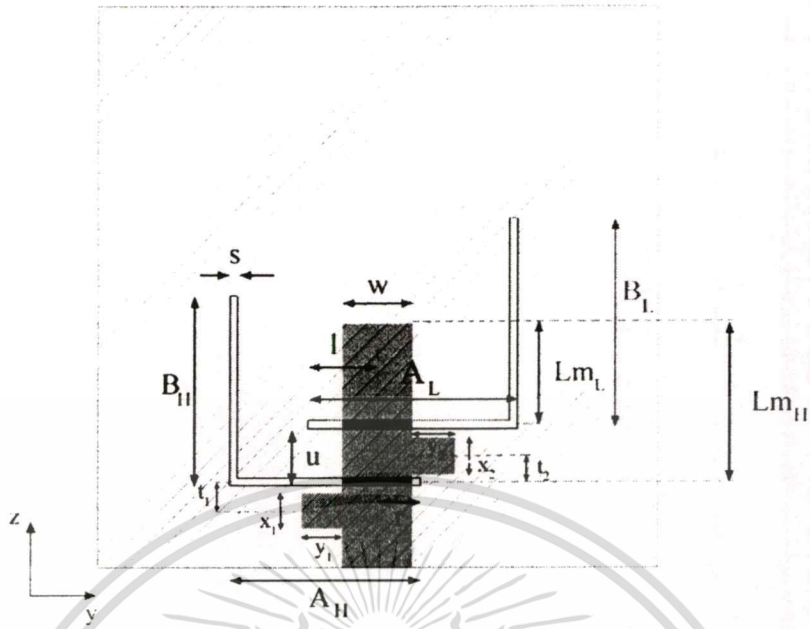
ตารางที่ 4.10 เมื่อ $t_2=1.8_u$ มิลลิเมตร และ $x_2=1$ มิลลิเมตร

y_2 (mm)	ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ (8 GHz)				ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง (9 GHz)			
	S_{11}		Input Impedance (Ω)		S_{11}		Input Impedance (Ω)	
	GHz	dB	real	imag	GHz	dB	real	imag
0.2	7.95	-31.4	50.96	-2.52	9.02	-31.3	48.1	1.86
0.6	7.95	-32.7	50.8	-2.17	9.02	-31.9	48.5	2.03
0.8	7.95	-33.7	50.7	-1.95	9.02	-31.5	48.7	2.28
1.2	7.95	-36.4	50.42	-1.44	9.02	-29.4	48.97	3.1
1.6	7.95	-41.2	49.9	-0.86	9.02	-26.3	48.8	4.6
2	7.95	-39.2	50.68	-0.85	9.04	-25.5	48.9	4.72

ตารางที่ 4.9 และตารางที่ 4.10 แสดงผลที่ได้จากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของ x_2 และ y_2 ตามลำดับ ซึ่งผลที่ได้จะคล้าย ๆ กับผลของการเปลี่ยนค่า t_2 กล่าวคือไม่สามารถปรับให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11} พารามิเตอร์) ได้พร้อม ๆ กันทั้งสองความถี่

การเพิ่มสัดับแมตซ์ซิ่งทั้งด้านซ้ายและขวาของไมโครสตริปไลน์

การเพิ่มสัดับแมตซ์ซิ่งในลักษณะสุดท้ายนี้ คือการเพิ่มทั้งทางด้านซ้ายและด้านขวาของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ ดังแสดงในรูปที่ 4.30 โดยมีพารามิเตอร์ ของสัดับแมตซ์ซิ่งที่ประกอบด้วย t_1 , x_1 , y_1 , t_2 , x_2 และ y_2 ในการจะพิจารณาผลกระทบต่อ การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ทั้ง 6 ตัวนี้จะทำในลักษณะคล้ายกันกับการเพิ่มสัดับแมตซ์ซิ่งใน 2 ลักษณะดังที่กล่าวมาข้างต้น และวิเคราะห์ว่าพารามิเตอร์ตัวใดมีผลต่อการทำแมตซ์ซิ่งที่เด่นชัดมากที่สุด แล้วจากนั้นทำการปรับค่าพารามิเตอร์แต่ละตัวเพื่อให้ได้แมตซ์ซิ่งที่เด่นชัดที่สุดทั้งสองความถี่เรโซแนนซ์ โดยที่ขนาดของแบบรูปจำลองโครงสร้างของสายอากาศนั้น จะใช้ขนาดเดียวกันกับสายอากาศ ไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ทุกประการ

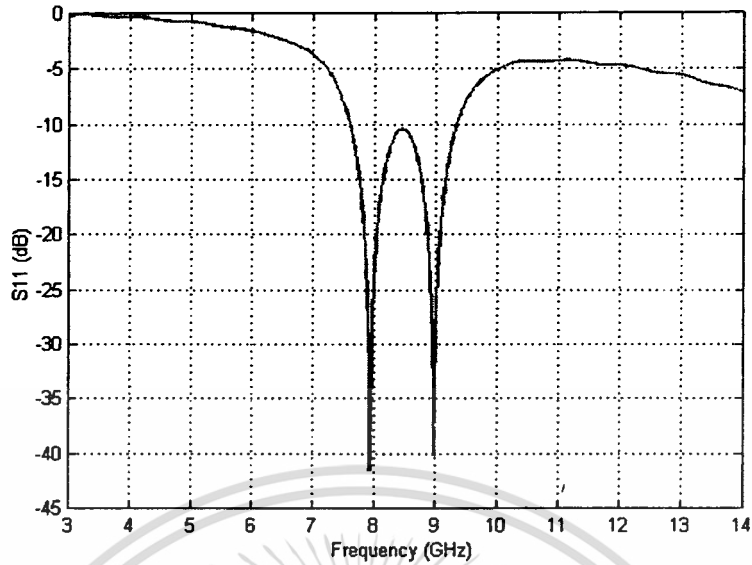
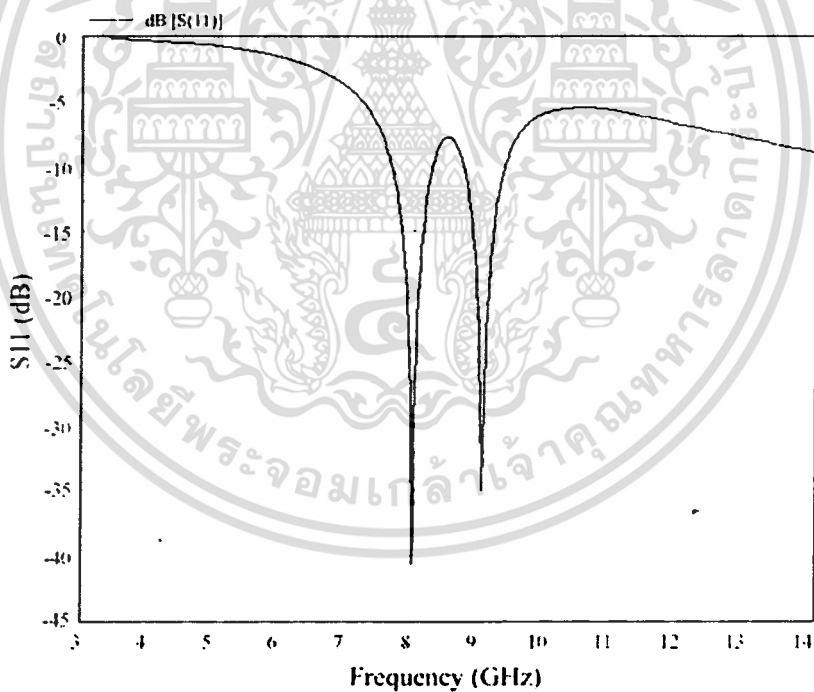


รูปที่ 4.30 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่เพิ่มสลับเมตรซึ่งทั้งสองด้าน

เมื่อทำการจำลองแบบโครงสร้างตามตารางที่ 4.11 จะพบว่าค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับมีค่าน้อยลง อีกทั้งเมตรอินพุตอิมพีแดนซ์ระหว่างสายอากาศและสายส่งสัญญาณมีค่าดีขึ้นทั้งสองความถี่โดยที่มีค่าใกล้เคียงกัน พิจารณาได้จากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับในรูปที่ 4.31 ซึ่งพบว่าสายอากาศในขณะที่ยังไม่ได้ทำการเพิ่มสลับเมตรซึ่งจะมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของคลื่นสูงกว่า เมื่อมีการเพิ่มสลับเมตรซึ่ง

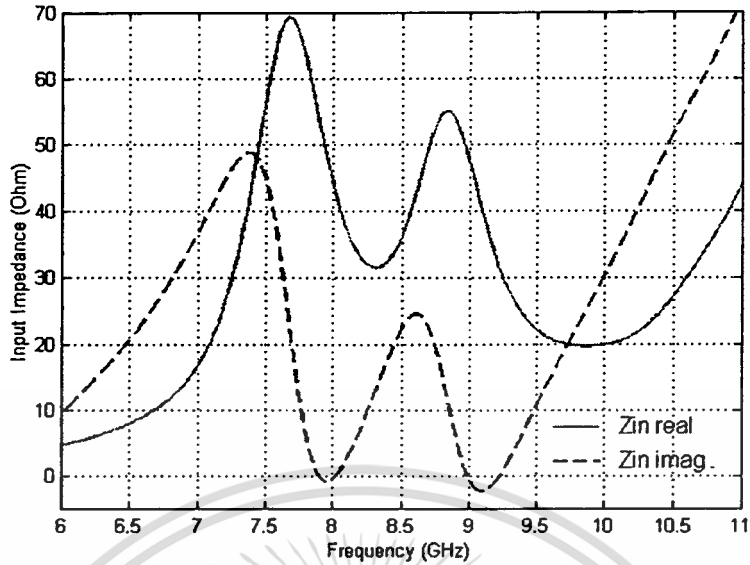
ตารางที่ 4.11 ขนาดพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่เมื่อทำการเพิ่มสลับเมตรซึ่งทั้งสองด้าน

พารามิเตอร์	ขนาด (mm)	พารามิเตอร์	ขนาด (mm)
$A_L (f_{8GHz})$	7.6 (0.256 λ_{g8})	Lm_L	1.45
$B_L (f_{8GHz})$	7.6 (0.256 λ_{g8})	Lm_H	5.25
$A_H (f_{9GHz})$	7.1 (0.26 λ_{g9})	t_1	2.95 ₀
$B_H (f_{9GHz})$	7.1 (0.26 λ_{g9})	x_1	1.6
s	0.5	y_1	0.7
u	3.8	t_2	1.5 ₀
l	0	x_2	1.1
r	0.5	y_2	2

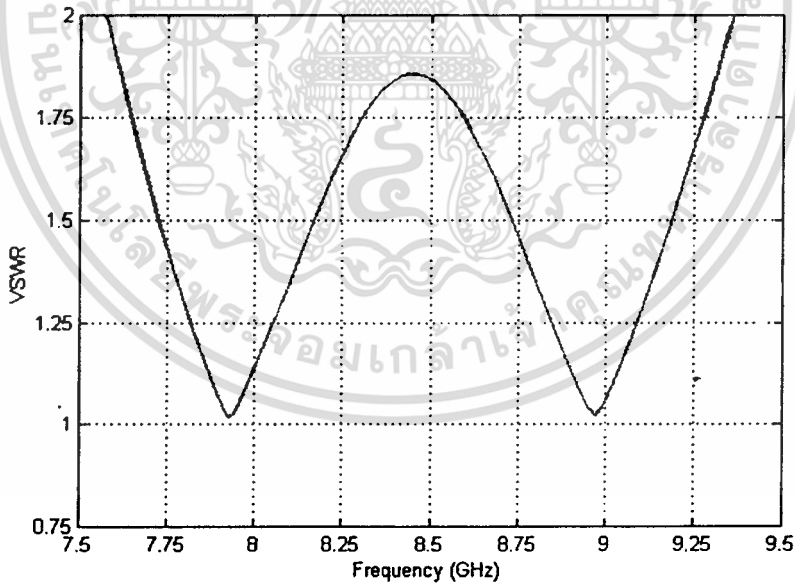
(a) ค่า S_{11} ที่ได้จากวิธี FDTD(b) ค่า S_{11} ที่ได้จากวิธี MoM

รูปที่ 4.31 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ เมื่อทำการเพิ่มสัดับเมตรซึ่งทั้งสองด้าน โดยที่ (a) เป็นผลที่ได้จากวิธี FDTD และ (b) เป็นผลที่ได้จากวิธี MoM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

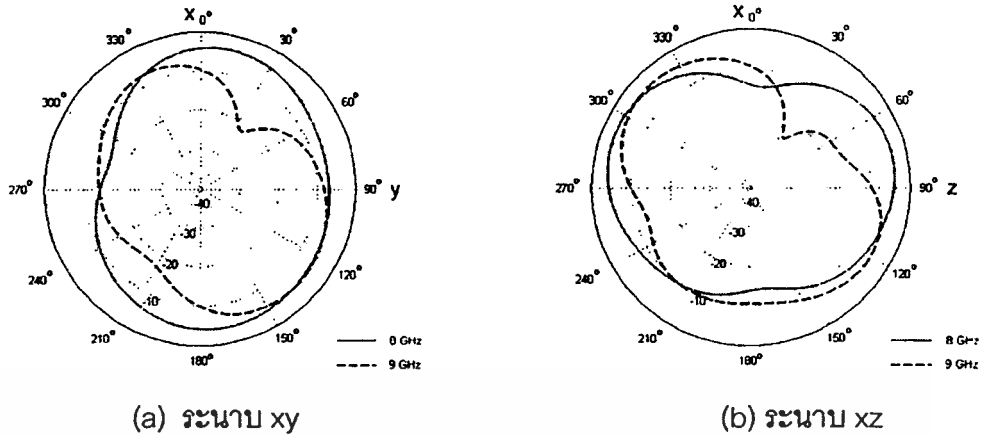


รูปที่ 4.32 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่เมื่อทำการเพิ่ม สดับแมตริงทั้งสองด้าน



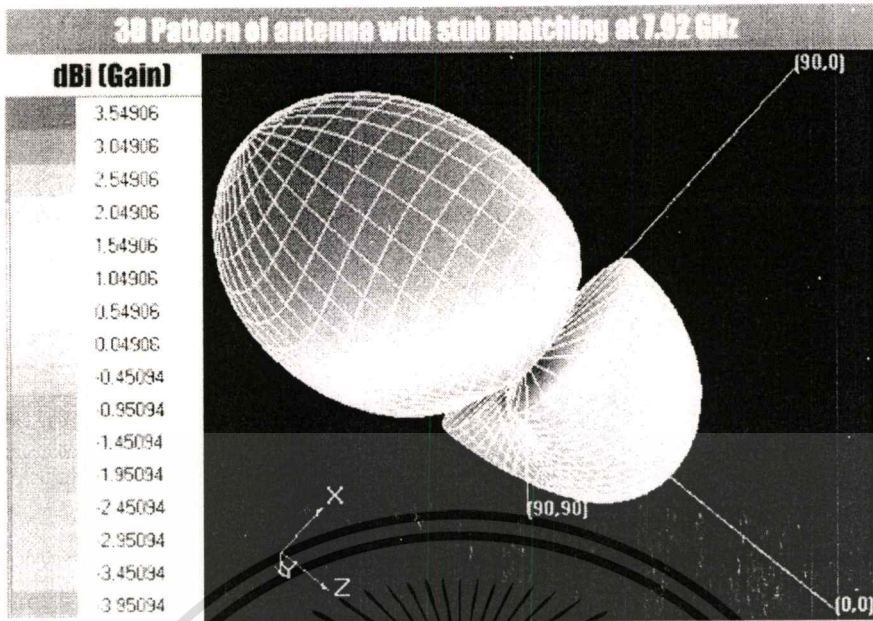
รูปที่ 4.33 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่เมื่อทำการเพิ่ม สดับแมตริงทั้งสองด้าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

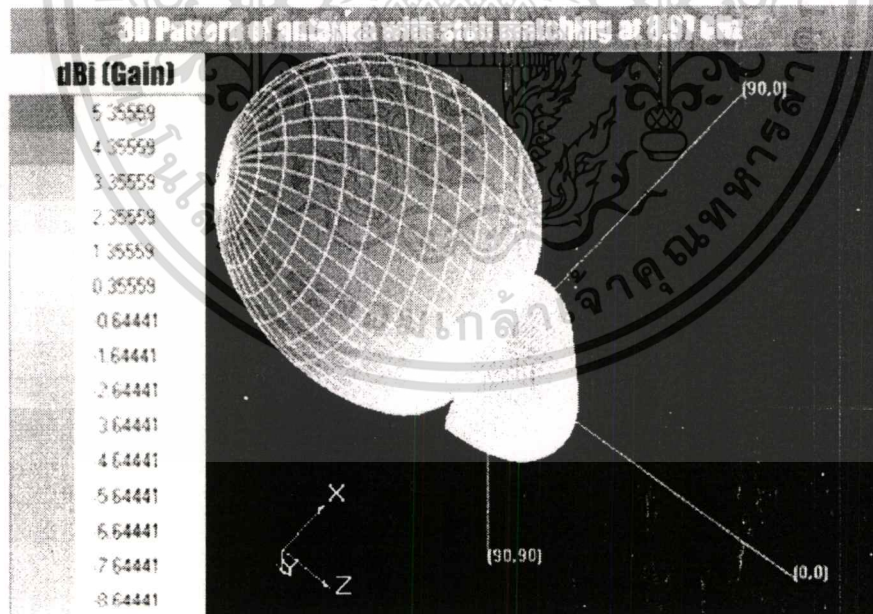


รูปที่ 4.34 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกล ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ เมื่อทำการเพิ่มสลับแมตซ์ซิ่งทั้งสองด้าน (a) ในระนาบ xy (b) ในระนาบ xz

จากรูปที่ 4.32 ถึง 4.34 เป็นการแสดงค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ ค่า VSWR และแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศเมื่อทำการเพิ่มสลับแมตซ์ซิ่งทั้งสองด้านตามลำดับ ซึ่งจะสังเกตเห็นได้ว่ารูปร่างลักษณะของแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่เมื่อทำการเพิ่มสลับแมตซ์ซิ่งทั้งสองด้านนั้นคล้ายกับตอนที่ยังไม่ได้ทำการเพิ่มสลับแมตซ์ซิ่ง ส่วนค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศพิจารณาได้จากตารางที่ 4.12 จากการเปรียบเทียบลักษณะการเพิ่มสลับแมตซ์ซิ่งนั้นจะ พบว่าการเพิ่มทางด้านซ้ายหรือ ทางด้านขวานั้น ไม่สามารถช่วยให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับนั้นลดลงได้ดีพร้อมกันทั้งสองความถี่ เนื่องจากสามารถปรับอิมพีแดนซ์ในส่วนของสลับแมตซ์ซิ่งที่เพิ่มขึ้นมาได้น้อย เพราะมีพารามิเตอร์เพียงแค่ 3 ตัว จึงทำให้การปรับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับลดลงได้ดีพร้อมกันทั้งสองความถี่นั้นเป็นไปได้ยากเมื่อเทียบกับการเพิ่มสลับแมตซ์ซิ่งพร้อมกันทั้งสองด้านซึ่งมีพารามิเตอร์ถึง 6 ตัว โดยที่รูปที่ 4.37 แสดงกราฟพารามิเตอร์ที่ทำให้เกิดผลต่างของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับระหว่างกรณีที่ยังไม่เพิ่มสลับแมตซ์ซิ่งกับเพิ่มสลับแมตซ์ซิ่งทั้งสองด้านที่มีการเปลี่ยนแปลงมากที่สุด โดยทำการกำหนดให้พารามิเตอร์แต่ละตัวมีค่าตามตารางที่ 4.11 จากนั้น จึงทำการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของแต่ละตัวเพื่อสังเกตผลการเปลี่ยนแปลงของสายอากาศ ซึ่งจากการสังเกตจะพบว่าเกิดการเปลี่ยนแปลงมากที่สุดที่ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ (8 GHz) โดยที่พารามิเตอร์ที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงคือ x_1 ส่วนพารามิเตอร์ตัวอื่น ๆ จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงสำหรับทั้งสองความถี่นั้นใกล้เคียงกัน



รูปที่ 4.35 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในลักษณะ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่เมื่อทำการเพิ่มสัดบแมตซ์ซึ่งที่ความถี่ 7.92 GHz



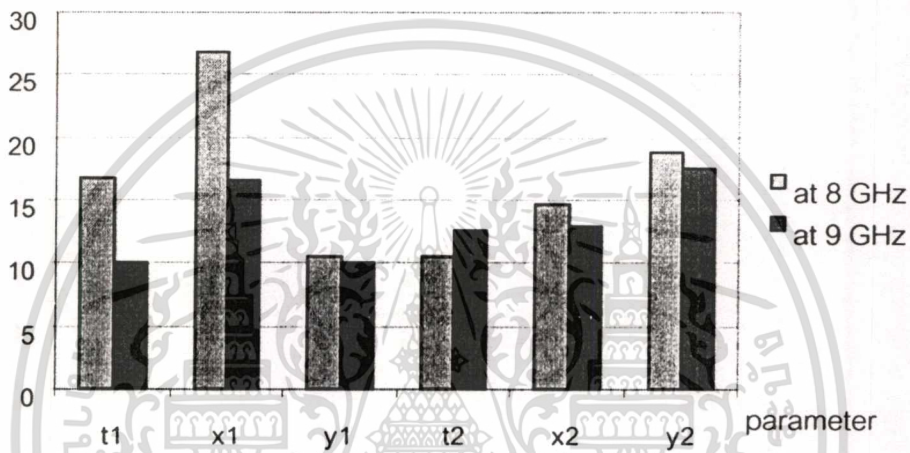
รูปที่ 4.36 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลในลักษณะ 3 มิติ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่เมื่อทำการเพิ่มสัดบแมตซ์ซึ่งที่ความถี่ 8.97 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

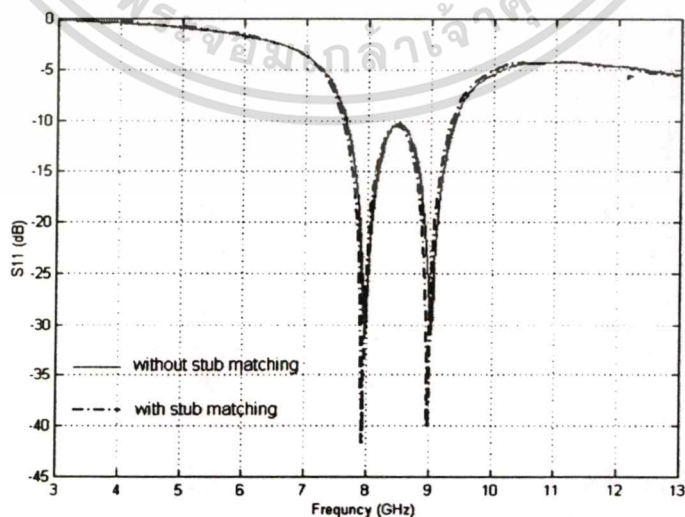
ตารางที่ 4.12 ผลการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่
เมื่อทำการเพิ่มสัดับแมตซ์ซึ่งทั้งสองด้าน

ความถี่ที่ออกแบบ	S_{11}		Input Impedance (Ω)		VSWR	BW (%)
	GHz	dB	real	imag		
8 GHz	7.92	-41.6	50.5	-0.61	1.0167	5.8
9 GHz	8.97	-40.1	49.3	0.73	1.0198	5.12

การเปลี่ยนแปลง (ผลต่างของ S_{11} ระหว่างไม่มีสัดับแมตซ์ซึ่งกับมีสัดับแมตซ์ซึ่ง)

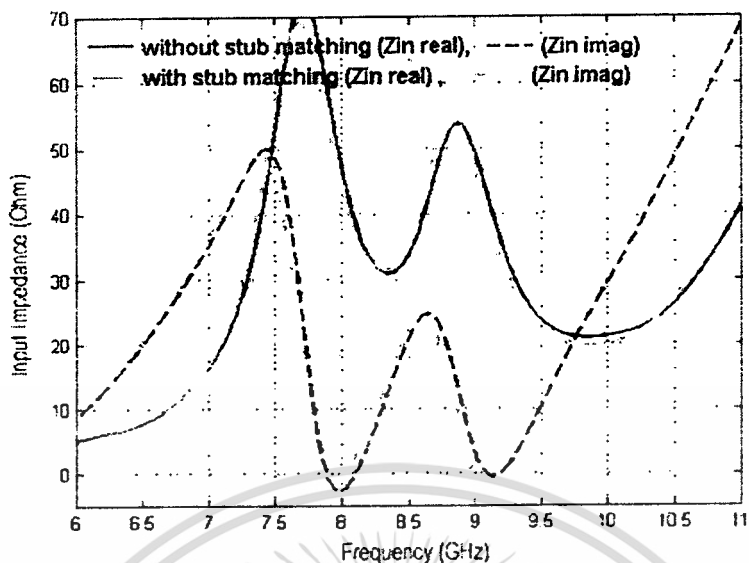


รูปที่ 4.37 กราฟเปรียบเทียบของพารามิเตอร์แต่ละตัวที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่า S_{11} ในแต่ละความถี่



รูปที่ 4.38 แสดงการเปรียบเทียบ S_{11} ของสายอากาศสองความถี่เมื่อไม่มีสัดับแมตซ์ซึ่งกับเมื่อมี

สัดับแมตซ์ซึ่ง
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ซึ่งได้รับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.39 แสดงการเปรียบเทียบคุณลักษณะทางอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศสองความถี่ เมื่อไม่มีสตับแมตชิ่งกับเมื่อมีสตับแมตชิ่ง

จากแบบจำลองโครงสร้างในการเพิ่มสตับแมตชิ่งทั้งสามลักษณะ จะพบว่าแบบที่ทำการเพิ่มสตับแมตชิ่งทั้งสองด้านพร้อมกันจะให้ค่าแมตชิ่งอิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุดจากทั้งหมดสามแบบ เนื่องจากการปรับค่าพารามิเตอร์เพียงบางตัวนั้น ไม่เพียงพอที่จะช่วยให้แมตชิ่งได้ดีพร้อมกันทั้งสองความถี่ แต่ จะต้องใช้พารามิเตอร์ตัวอื่นปรับเพื่อช่วยให้ได้แมตชิ่งอิมพีแดนซ์ได้ดีที่สุด รูปที่ 4.38 แสดงการเปรียบเทียบค่า S_{11} ระหว่างเมื่อยังไม่ทำการเพิ่มสตับแมตชิ่งกับเมื่อทำการเพิ่มสตับแมตชิ่งทั้งสองด้าน จากรูปที่ 4.39 ซึ่งแสดงผลการเปรียบเทียบระหว่างค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศสองความถี่เมื่อขณะยังไม่ได้ทำการเพิ่มสตับแมตชิ่ง กับค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศสองความถี่เมื่อทำการเพิ่มสตับแมตชิ่ง จะพบว่าสายอากาศที่ทำการเพิ่มสตับแมตชิ่งนั้นมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณมากกว่า นั่นคือ Z_{real} มีค่าใกล้เคียง 50 โอห์ม และ Z_{imag} มีค่าเข้าใกล้ศูนย์มากขึ้นทั้งสองความถี่

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ทำงานได้สองความถี่ และทำการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ด้วยวิธีการเพิ่มสลับแมตซ์ซึ่งที่สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ เนื่องจากในการออกแบบสายอากาศที่ทำงานในย่านความถี่ที่มากกว่าหนึ่งความถี่นั้น การปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์เป็นสิ่งที่ค่อนข้างยุ่งยาก ซึ่งการที่จะใช้วิธีทำแมตซ์อิมพีแดนซ์แบบพื้นฐานไม่เพียงพอที่จะทำให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีทั้งสองความถี่ได้ ในการวิเคราะห์สายอากาศที่ออกแบบจะใช้วิธีเชิงตัวเลข FDTD มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์ วิธีนี้เป็นวิธีหนึ่งที่ยืดหยุ่นและสะดวกต่อการแก้ปัญหาสมการสนามแม่เหล็กไฟฟ้า สายอากาศที่ได้ทำการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะจะเป็น แบบช่องเปิดรูปตัวแอล กับช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านที่มีขนาดแตกต่างกันตามความถี่ที่ตอบสนองของแต่ละตัว ซึ่งจะวางในลักษณะแถวลำดับ โดยให้ตัวป้อนสัญญาณที่เป็นสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์นั้นรวมกันและ พิจารณาการเพิ่มสลับแมตซ์ซึ่งที่ไมโครสตริปไลน์เพื่อให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุดทั้งสองความถี่ที่ต้องการ

สำหรับขั้นตอนในการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ ที่ได้ทำในวิทยานิพนธ์นี้ คือ เริ่มจากการวิเคราะห์หาขนาดเรโซแนนซ์ของสายอากาศ วิเคราะห์วิธีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ และ วิเคราะห์ถึงคุณลักษณะบางตัวที่สำคัญของสายอากาศ ได้แก่ S_{11} , พารามิเตอร์ อิมพัตอิมพีแดนซ์ และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล

5.1 สรุปผลการออกแบบและวิเคราะห์

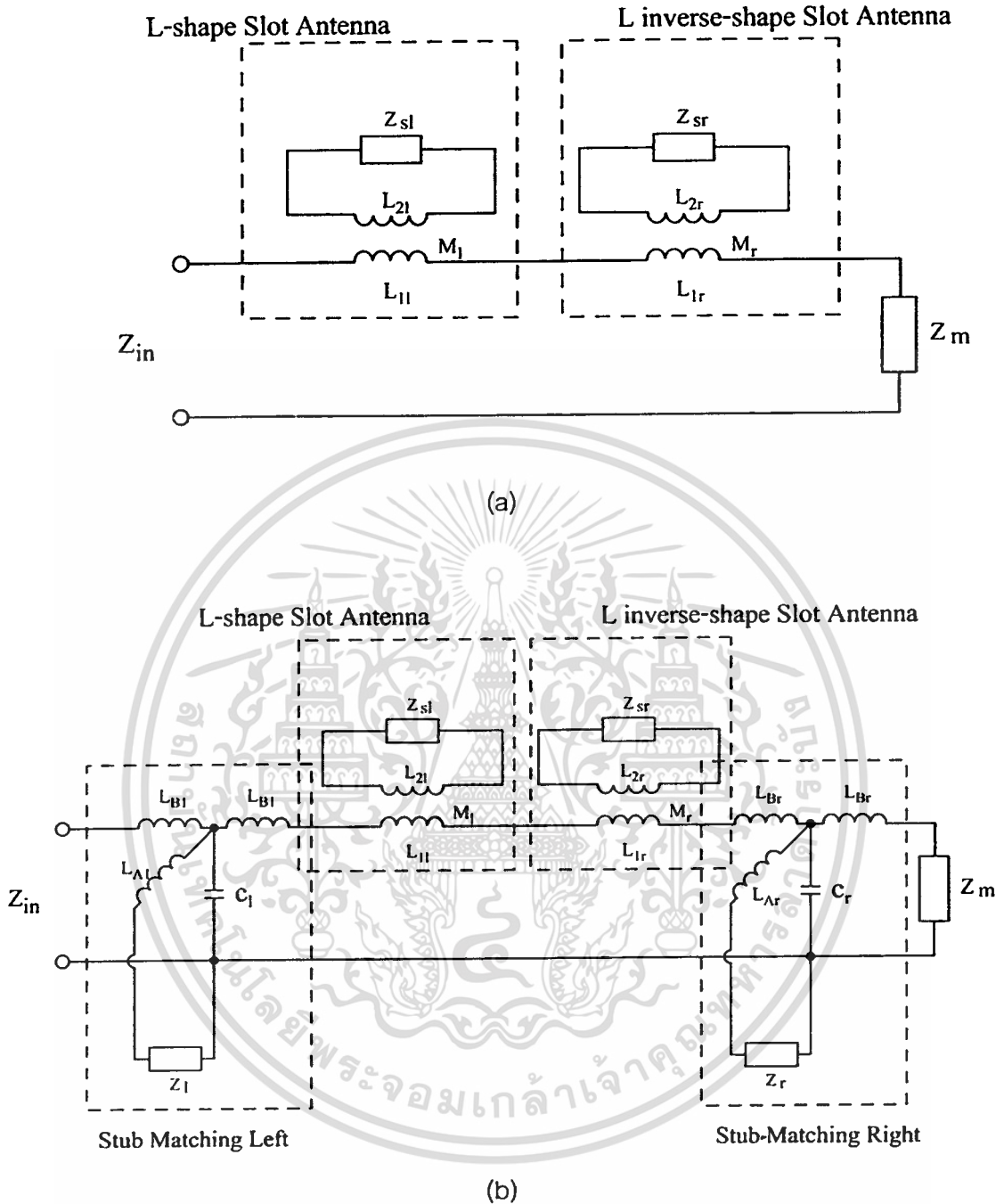
ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศที่ได้ออกแบบด้วยวิธี FDTD โดยทำการจำลองโครงสร้างของสายอากาศและวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และในการออกแบบสายอากาศนั้น ได้ทำการเลือกใช้วัสดุฐานรองเป็น PTFE Glass Fiber ที่มีความหนาเท่ากับ 2 มิลลิเมตรและมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 2.2 โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ คือ 8 GHz และ 9 GHz และให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์ม ซึ่งได้กำหนดขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทาง x คือ $\Delta x = 0.2$ มิลลิเมตร ขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทาง y และ z คือ $\Delta y = \Delta z = 0.1$ มิลลิเมตร จะทำให้ได้ค่าเงื่อนไขของเสถียรภาพทางเวลา $\Delta t \leq 2.22 \times 10^{-13}$ วินาที และให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์ม

ตารางที่ 5.1 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่

การจำลองแบบโครงสร้าง	S_{11}		$Z_{in} (\Omega)$		VSWR	BW (%)
	(GHz)	(dB)	real	imag		
สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่	$f_1 = 7.95$	-31	51	-2.65	1.0579	5.39
	$f_2 = 9.02$	-30.5	47.8	1.97	1.0611	5.09
สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่เมื่อทำการเพิ่มสลับแมตซ์ซิง	$f_1 = 7.92$	-41.6	50.5	-0.61	1.0167	5.8
	$f_2 = 8.97$	-40.1	49.3	0.73	1.0198	5.12

จากหัวข้อที่ 4.5.1 จะพบว่าขนาดของสายอากาศช่องเปิดรูปตัวแอลนั้นเปลี่ยนแปลงไปจากที่คำนวณได้เล็กน้อยเนื่องมาจากสมการที่ใช้หาขนาดของสายอากาศที่ได้นั้นจะเป็นค่าประมาณ ซึ่งจะต้องทำการปรับขนาดอีกเล็กน้อยเพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ตรงตามที่ต้องการ ส่วนสายอากาศช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านที่ได้ออกแบบขนาดที่ 8 GHz ก็จะมีลักษณะเดียวกันกับสายอากาศช่องเปิดรูปตัวแอล และเมื่อพิจารณาคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแล้วจะพบว่าอยู่ในเกณฑ์ที่ดี โดยที่มีค่า S_{11} เท่ากับ -42.1 dB ที่ 8.06 GHz สำหรับสายอากาศช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้าน และ S_{11} เท่ากับ -42.4 dB ที่ 9.02 GHz สำหรับสายอากาศช่องเปิดรูปตัวแอล ซึ่งอาศัยวิธีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์แบบพื้นฐานของสายอากาศแบบช่องเปิด โดยจะพบว่าการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์วิธีนี้เพียงพอแล้วสำหรับสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดความถี่เดียว แต่ วิธีดังกล่าวนี้จะไม่เพียงพอเมื่อนำมาใช้กับสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ ซึ่งเป็นสายอากาศที่เกิดจากการนำเอาสายอากาศช่องเปิดรูปตัวแอล กับ สายอากาศช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านที่มีขนาดแตกต่างกันโดยนำมาวางแบบแถวลำดับแล้วใช้ตัวป้อนสัญญาณรวมกัน เมื่อทำการพิจารณาจากตารางที่ 5.1 จะพบว่า สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่มีโครงสร้างเป็นช่องเปิดรูปตัวแอลกับรูปตัวแอลกลับด้านวางด้วยกันในลักษณะแบบแถวลำดับนั้น ยังมีค่าแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ยังไม่ดีเท่าที่ควรนัก ดังนั้นจึงได้ทำการเพิ่มสลับแมตซ์ซิงลงบนสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ โดยจะทำการเพิ่มทั้งทางด้านซ้ายและขวาของไมโครสตริปไลน์ พบว่าจะช่วยให้คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศดีขึ้น โดยเฉพาะค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้นั้นมีค่าใกล้ 50 โอห์มมากขึ้น คือมีค่า 50.5, -j0.61 โอห์ม ที่ 7.92 GHz และ 49.3, j0.73 โอห์ม ที่ 8.97 GHz อันเนื่องมาจากการเพิ่มสลับแมตซ์ซิงลงบนสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ ทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่องบนสายส่งสัญญาณ เป็นผลให้ค่าอิมพีแดนซ์รวมของสายอากาศเกิดการเปลี่ยนแปลงซึ่งสามารถอธิบายได้จากรูปที่ 5.1 ซึ่งเป็นการแสดงรูปวงจรสมมูลของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่ยังไม่มีการเพิ่มสลับแมตซ์ซิงกับเมื่อมีการเพิ่มสลับแมตซ์ซิง

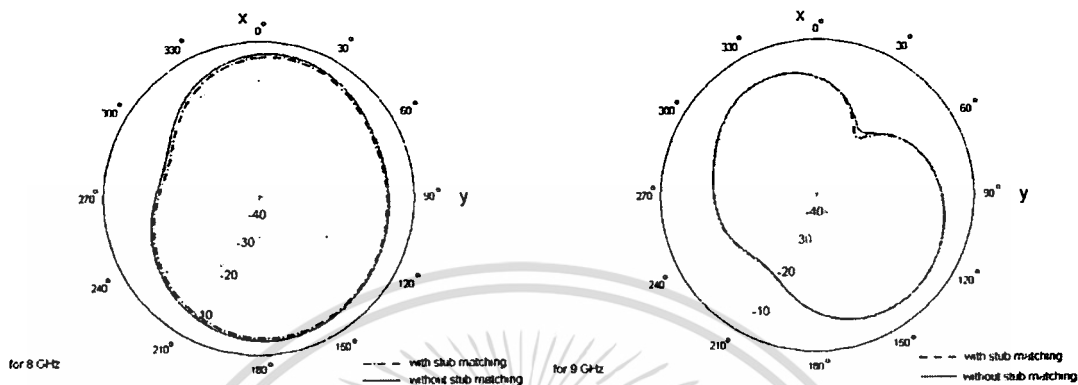
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.1 แสดงรูปวงจรสมมูลของ สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ (a) ขณะยังไม่ทำการเพิ่มสัดับแมตซิ่ง (b) เมื่อทำการเพิ่มสัดับแมตซิ่ง

เนื่องจากในงานวิจัยนี้ได้ทำการวิเคราะห์ผลกระทบที่เกิดขึ้นเมื่อมีการปรับปรุงคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ โดยที่ยังคงรูปร่างเดิมของสายอากาศเอาไว้ ดังนั้นแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ได้จากการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

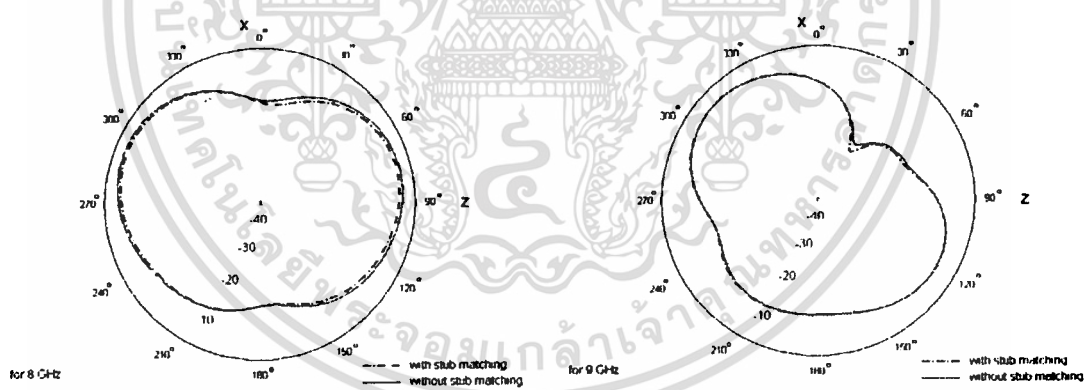
สองความถี่ขณะที่ยังไม่ได้ทำการเพิ่มสลับแมตซ์ซิ่งกับเมื่อทำการเพิ่มสลับแมตซ์ซิ่งจึงมีลักษณะคล้ายคลึงกันดังแสดงในรูปที่ 5.2 และ รูปที่ 5.3



(a) ที่ความถี่ต่ำ 8 GHz

(b) ที่ความถี่สูง 9 GHz

รูปที่ 5.2 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xy



(a) ที่ความถี่ต่ำ 8 GHz

(b) ที่ความถี่สูง 9 GHz

รูปที่ 5.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบ xz

5.2 ข้อเสนอนะและแนวทางในการพัฒนา

จากบทสรุปที่ผ่านมาแสดงให้เห็นว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่ที่ได้ออกแบบให้มีโครงสร้างเป็นช่องเปิดรูปตัวแอลกับช่องเปิดรูปตัวแอลกลับด้านวางในลักษณะแบบแถวลำดับและมีการทำแมตซ์ซิ่งพีแดนซ์ด้วยวิธีการเพิ่มสลับแมตซ์ซิ่ง จะให้ผลการจำลองที่ดีคือ มีการแผ่กระจายคลื่นตามความถี่ที่ได้ออกแบบไว้ และมีแมตซ์ซิ่งพีแดนซ์ที่ดี อีกทั้งยังให้แบนด์วิดท์

เอกส... ไม่ว่าการณ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่มากกว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดความถี่เดียว จึงมีความเป็นไปได้ที่จะออกแบบสายอากาศที่หลายความถี่ โดยที่มีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ในลักษณะเช่นนี้ แต่ปัญหาของการออกแบบสายอากาศรูปแบบนี้ก็คือ แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลนั้นมีอัตราการขยายกำลังค่อนข้างต่ำทำให้ส่งสัญญาณได้ไม่ไกล ซึ่งควรจะมีการศึกษาปัญหาต่อไปในอนาคต และปัญหาอีกอย่างหนึ่งที่จะมีการศึกษา คือ การหาสมการในการกำหนดขนาดของสแต็บแมตซ์ซึ่งที่นำมาใช้ในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของ สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด อีกทั้งควรนำการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ในลักษณะนี้ไปทดลองใช้กับสายอากาศที่มีรูปร่างอื่น ๆ เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ในการใช้งานต่อไป

สุดท้ายนี้ผู้เขียนหวังว่าข้อมูลที่ได้จากการวิเคราะห์สายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นข้อมูลพื้นฐานที่จะนำไปใช้ช่วยในการศึกษาวิจัย และ พัฒนาสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ทำงานได้หลายย่านความถี่ และวิธีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ เพื่อเป็นแนวทางในการนำไปประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการต่อไป



เอกสารอ้างอิง

- [1] R. E. Collin. **Foundations for Microwave Engineering**. 2nd ed. New York : McGraw - Hill, Inc. 1992.
- [2] S. C. Harsany. **Principles of Microwave Technology**. New Jersey : Prentice Hall, Inc. 1997.
- [3] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboon. **Microstrip Antenna Design Handbook**. Boston : Artech House. 2000.
- [4] J-F. Zürcher, J.R. Mosig, A.K. Skrivervik, Q. Xu, S. Vaccaro. "Multi-frequency, multi-polarization N-port printed planar antennas", *Microwave Engineering Europe*, June 2000, pp. 29-33.
- [5] L. Boccia, G. Amendola, G. Di Massa. " A high-performance dual frequency microstrip antenna for global positioning system", *IEEE AP-Symposium*, January 2001.
- [6] K.C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, P. Bhartia. **Microstrip Line and Slotline**. Second Edition. Boston : Artech House. 1996.
- [7] Fubini, E. G., J.A. McDonough, and R. Malech. " Strip Line Radiators." *IRE Trans.*, Vol.MTT-3, Mar. 1995, pp. 157-162.
- [8] Oliner, A.A. "The Radiation Conductance of a Series in Strip Transmission Line," *IRE National Conv. Rec.*, Vol. 2, Part 8, 1954, pp. 89-99.
- [9] Sommers, D.J. "Slot Array Employing Photo - Etched Triplate Transmission Line." *IRE Trans.*, Vol. MTT-3, Mar. 1995. pp. 157-162.
- [10] C. A. Balanis. **Antenna Theory Analysis and Design**. Second Edition. New York: John Wiley & sons, Inc. 1997.
- [11] Breithaupt, R. W. "Conductance Data for Offset Series Slots in Strip Line," *IEEE Trans.,on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-q6, 1968, pp. 969-970.
- [12] Proctor, D. ." Some Aspects of TEM Slot Design in Strip Line," *Proc. Array Antenna Conf.*, Naval Electronics Laboratory Center, San Diego, CA, Feb. 1972.
- [13] Y. Qian, T. Itoh. **FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and antennas Software and Applications**. Tokyo : Realize Inc.1999.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาและวิจัยเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [14] บัณฑิต โรจน์อารยานนท์. **วิศวกรรมไมโครเวฟ. พิมพ์ครั้งที่ 2.** กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2539.
- [15] T. Edwards. **Foundations for Microstrip Circuit Design.** Second Edition UK : John Wiley & Son. 1991.
- [16] F. Gardiol. **Microstrip Circuits.** United States of America : John Wiley & Sons, Inc. 1994.
- [17] พิชัย ภัคคิตพานิชเจริญ. **ทฤษฎีและการใช้งานความถี่ย่านไมโครเวฟ.** กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์พิสิทส์เซ็นเตอร์. 2536.
- [18] T. K. Sarkar, Z. A. Maricevic, J.B. Zhang, and A. R. Djordjevic. "Evaluation of Excess Inductance and Capacitance of Microstrip Junctions." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* vol. 42, no. 6, June 1994. pp. 1095-1097.
- [19] W. Menzel, I. Wolff. "A Method for Calculating the Frequency - Dependent Properties of Microstrip Discontinuities," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,* Vol. MTT-25, No.2, 1977, pp. 107-112.
- [20] H. Arai, G. J. Durnan and S. Saito. "A Dual Element Patch Array Antenna Structure with Microstrip Triple Stub." *IEEE Antennas and Propagation Society.* Vol. 4, June 2003. pp. 528-531.
- [21] I.J. Bahl and P. Bhartia. **Microstrip Antennas.** United States of America : Artech House. Inc. 1982.
- [22] Yoshimura, Y., "A Microstrip Line Slot Antenna," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques,* Vol. MTT-20, 1972, pp. 760-762.
- [23] Pozar D. M., "Reciprocity Method of Analysis for Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antennas," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation,* Vol. Ap- 34, 1986, pp. 1439-1446.
- [24] Karl S. Kunz, Raymond J. Luebbers. **The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics.** United States : CRC Press, Inc. 1993.
- [25] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," *IEEE Trans. Antennas Propagat.,* Vol. Ap-14, pp. 302 -307, May 1966.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [26] Mur, G., "Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetics field equations," IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, vol. 23, 1981, pp. 377-382.
- [27] A. Taflove and M. E. brodwin. "Numerical Solution of Steady-state Electromagnetic Scattering Problems Using the Time-Dependent Maxwell's Equations." IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-23, on. 8, August 1975. pp. 623-630.
- [28] A. Taflove. Computational Electrodynamics The Finite – Differential Time Domain Method. London : Artech House. Inc. 1995.
- [29] A. Taflove. Advances in Computational Electrodynamics The Finite - Difference Time-Domain Method. London : Artech House. Inc. 1998.
- [30] Engquist, B., and A. Majda, " Absorbing boundary conditions for the numerical simulation of waves," Mathematics of Computation, vol. 31, 1997, pp. 629-651.
- [31] ไพฑูรย์ รักเหลือ. " การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยวิธี FDTD." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมสารสนเทศ บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2546.



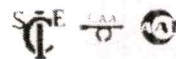
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.
บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] K. Narkcharone, P. Charkrit, N. Anantrasirichai and T. Wakabayashi "The Characteristic of L-shape and Triangular Slot Antenna" ICCAS2003, October 22-25, Gyeongju TEMF Hotel, Gyeongju, Korea pp. 1680-1683



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

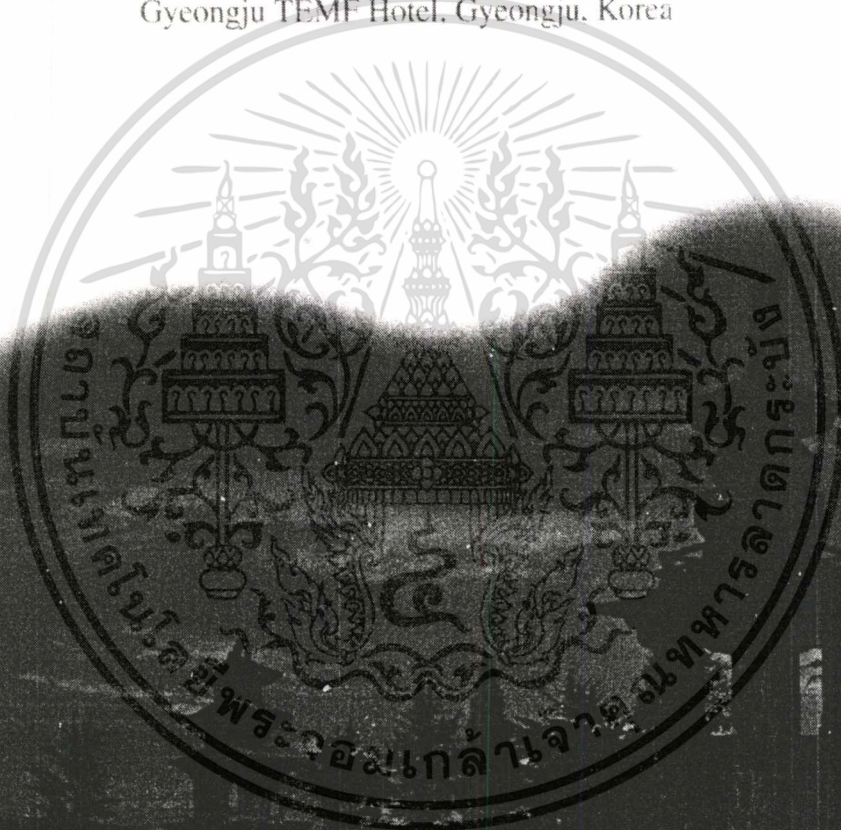


Final Program & Digest Book

ICCAS 2003 International Conference on Control, Automation and Systems

October, 22 ~ 25, 2003

Gyeongju TEMF Hotel, Gyeongju, Korea



The Institute of Control, Automation and Systems Engineers, Korea

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The Characteristic of L-shape and Triangular Slot Antenna

K. Narkcharoen*, P. Charkrit*, 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: To describe the performance of an antenna, some parameters are necessary. Some of the parameters are interrelate and not all of them must be specified for complete description of antenna performance. The parameters in characteristics of printed antenna for this analysis are radiation pattern, input impedance, VSWR, S parameter and electromagnetic field. In this paper we will consider two shaped of slot antennas one is triangular slot antenna and other is L - shape slot antenna for compare the radiation pattern, return loss, and VSWR. Two slot antennas are designed to have a resonant frequency at 10 GHz. The microstrip line is designed to be 50 ohms in order to match the measurement system, it has the substrate of the thickness = 1.52 mm and dielectric constant (ϵ_r) 2.17. The problem space in the FDTD analysis are $60 \times 123 \times 100$ cells for L-shape slot antenna and $50 \times 171 \times 120$ cells for triangular slot antenna with the cell dimensions $\Delta x = 0.152$ mm., $\Delta y = \Delta z = 0.15$ mm.

Keywords: microstrip , antenna, L-shape slot, triangular slot

1. INTRODUCTION

Recently, mobile communication is used in various frequency and the number of frequency bands increases. Although the various antennas have been proposed and analyzed, it is important to analyze an antenna with is used in various frequency bands. Printed antenna is one type of antennas and is widely used in satellite mobile communications [1]. The slot antenna is a type of antenna with have many configurations and geometry shapes. Therefore, we will investigate two shape of slot antennas fed by microstrip line on the ground plane. To simulating this antenna by using finite difference time domain (FDTD). The finite difference time domain methods solve electromagnetic problems through simulation of wave interaction and propagation in the time domain, the need to solve large-scale linear simultaneous equations and related problems such as convergence, stability and spurious response is avoided. The most distinguished advantages of these time domain techniques are their great flexibility and versatility in applying to virtually all types of electromagnetic problem, from simple one dimensional to the most complicated three-dimensional structures with arbitrary material properties.

2. ANTENNA CONFIGURATION

The configuration of L-shape slot antenna and triangular slot antenna is shown in Fig 1 and Fig 2. The slot antenna on the ground plane is fed by a microstrip line. The microstrip line is designed to be 50 ohms in order to match the measurement system, it has the substrate of the thickness $h = 1.52$ mm and the dielectric constant $\epsilon_r = 2.17$. L-shape slot antenna look like the triangular slot antenna because of side length. In this research, we start to set two perpendicular side of L-shape slot in the same length. The adjusting for match impedance at desire resonance frequency of two shape slot antennas can be done by adjusting the length of microstrip line. In this case, only L-shape slot can slightly adjust the side for more match impedance.

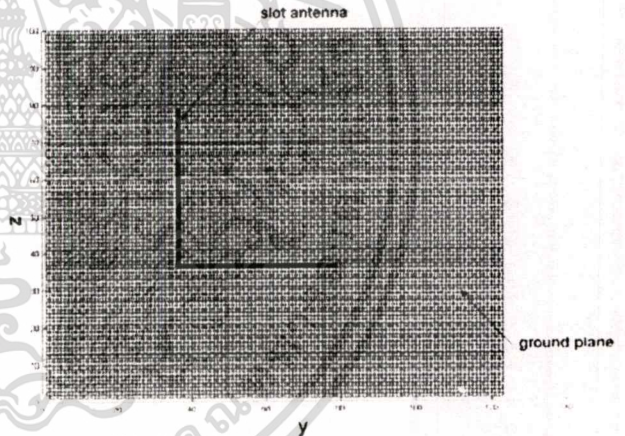


Fig. 1 L-shape slot antenna structure.

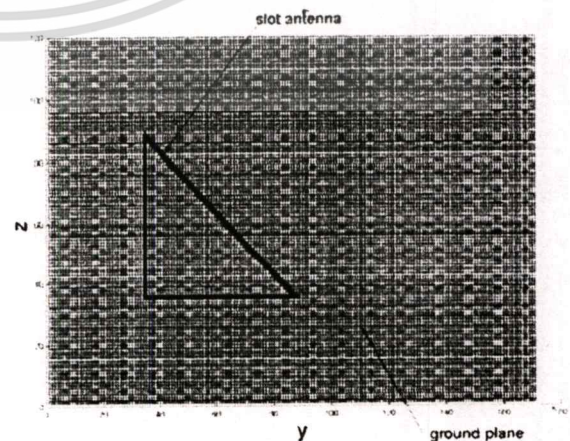


Fig. 2 Triangular slot antenna structure

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The characteristics of L-shaped and triangular slot antenna has been presented [2], [3].

3. FDTD METHOD

The algorithm of FDTD electromagnetic field analysis was introduced by Kane Yee. FDTD technique can be treats in transient conditions such as pulse in the time domain, and computational electromagnetic modeling which can predict and analysis of the electromagnetic responses of complex problems [4]. The analytical space of L-shape slot antenna consists of 60x123x100 cells and 50x171x120 cells for Triangular slot antenna with the cell dimension Δx=0.152 mm, Δy=Δz=0.15 mm. The time step satisfies the following courant condition.

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

The equations of electromagnetic field in FDTD method is analyzed in the boundary condition that calculate by central difference expressions base on Maxwell's equations and can easily derive Yee's famous "leap-frog" algorithm for updating the six electromagnetic field components with respect to a certain type of source excitation [5]. For source excitation of the antenna is input voltage V(t) base on Gaussian pulse and express as

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

Where t₀ is the center of the pulse (75 ps), T is the pulses width at its 1/e characteristic decay point (25 ps).

4. SIMULATION RESULT

This section will consideration and compare between L-shape slot antenna and triangular slot antenna on the same substrate.

4.1 Return loss

The return loss or reflected loss set as S₁₁ parameter is given as equation (3). Where ℑ shows a Fourier Transform and L is the length between observing point and a reference point.

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

$$\gamma = \alpha + j\beta \tag{4}$$

The propagation constant γ can be defined by equation (4). Where γ and β are attenuation and phase constant, respectively. The return loss of L-shape and Triangular are shown in Fig. 3 and Fig.4. The results of good matching can be obtained at resonance frequency of L-shape slot antenna 10.04 GHz and triangular slot antenna 10.01GHz are -40.17dB and -47.49 dB, respectively.

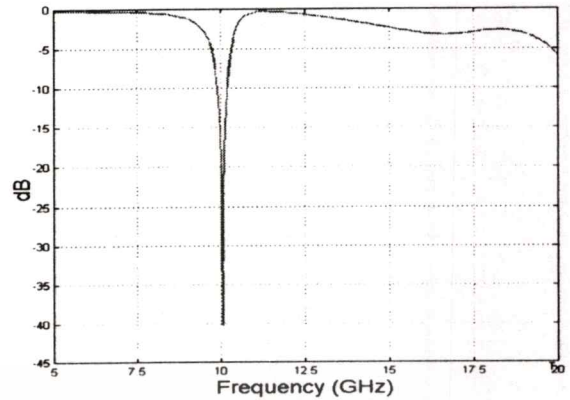


Fig. 3 Return loss of L-shape slot antenna

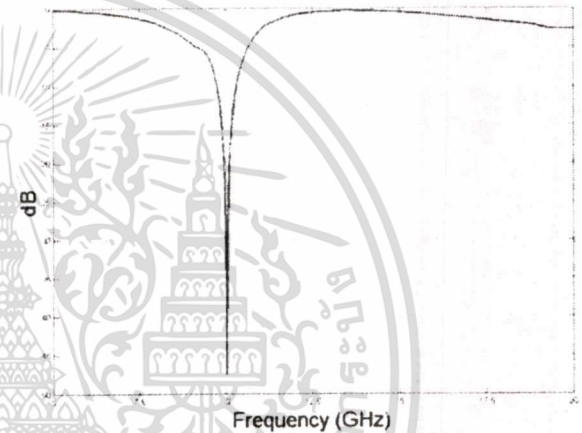


Fig. 4 Return loss of Triangular shape slot antenna

4.2 Characteristics of input impedance

The input impedance is the complex number and can be find out as follow.

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

By adjusting technique, real part and imaginary part of Z_{in} are nearly 50 ohms and 0 ohm, respectively. The characteristics of input impedance of L-shaped slot antenna and Triangular slot antenna are as follow

L-shape slot :
 Z_{in}(real)=50.04 Ω
 Z_{in}(imag)=0.97Ω

Triangular slot :
 Z_{in}(real)=49.91 Ω
 Z_{in}(imag)=0.41Ω

4.3 Current Density

Fig. 5 shown current density of L-shaped slot antenna. It have high density at two ends of L-shaped and low density at right-angle of L-shaped. For Triangular slot antenna current density as shown in Fig. 6.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

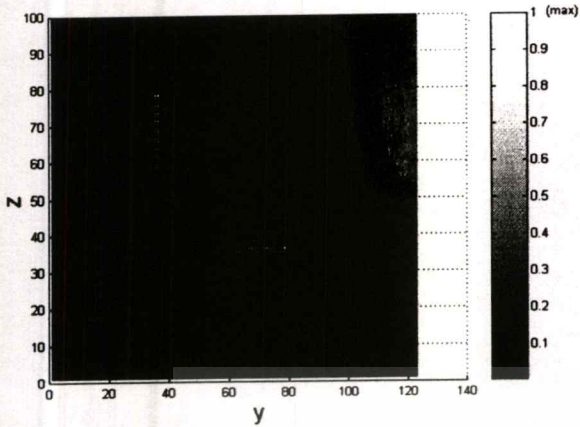


Fig. 5 Current density of L-shape slot antenna

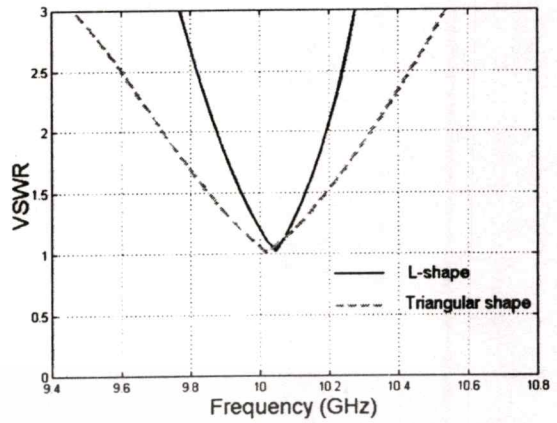


Fig. 7 VSWR of L-shaped slot antenna and Triangular slot antenna

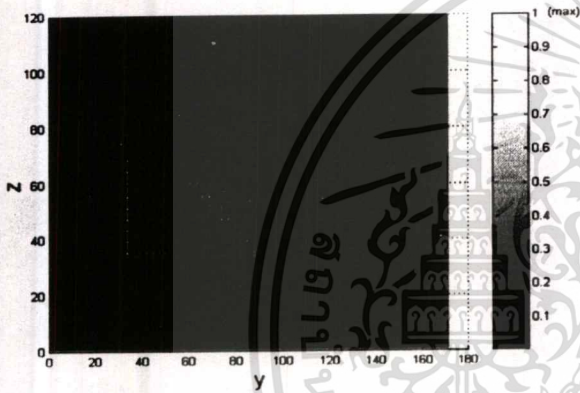


Fig. 6 Current density of triangular shape slot antenna

carry out for the equivalent electric and magnetic current densities during the FDTD iteration. Fig.8 to Fig.11 presents the normalized radiation patterns for L-shaped slot antenna and triangular slot antenna in the xy and xz plane.

4.4 VSWR

VSWR is a characteristic for show the performance of antenna which relate to reflected wave as show in Fig. 7. The VSWR, denoted by ρ , can define by the ratio between the maximum voltage V_{max} and the minimum voltage V_{min} as follows:

$$\rho = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \tag{6}$$

Where Γ is the reflection coefficient

In a properly designed system for impedance matching the VSWR of L-shaped slot antenna is about 1.019 at resonance frequency 10.04 GHz and VSWR of triangular slot antenna is about 1.008 at resonance frequency 10.01 GHz. For a VSWR less than 2.0 the bandwidth of L-shaped slot antenna is 320 MHz and the bandwidth of Triangular slot antenna is 600 MHz .

4.5 Far Field Patern

By using FDTD method, it is possible to transform the near field to far field by discrete Fourier Transform to

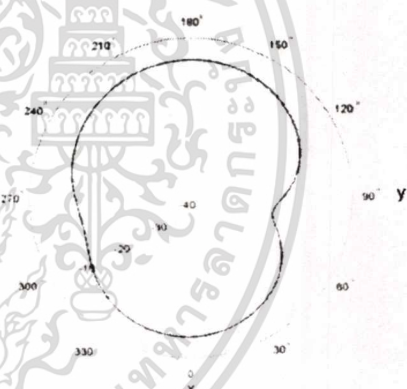


Fig. 8 Far field pattern on the xy plane of L-shape slot antenna

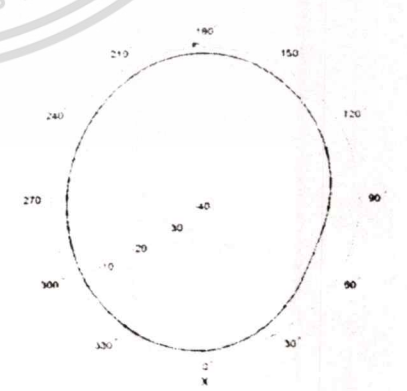


Fig. 9 Far field pattern on the xy plane of triangular shape slot antenna

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. CONCLUSION

The comparison between L-shape antenna and triangular shape slot antenna has been proposed. The triangular slot antenna has more efficiency than the L-shape slot antenna at the same design frequency (10GHz), same thickness and same dielectric substrate. The S_{11} parameter of the triangular shape was down more than the L-shape antenna and from Fig 7. the bandwidth of the triangular shape was wider than the L-shape. Whereas the radiation patterns of two antennas are likeness. Disadvantage of the triangular antenna are it's difficult to adjust the matching impedance and the antenna size is little larger than the L-shaped antenna.

REFERENCES

- [1] I.J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip Antennas*, Artech House, ING, 1982.
- [2] N. Anantrasichai, A. Pomsathit and C. Benjangkaprasert, *Microstrip Line Coupled Triangular Slot Antenna*, China 2002 3rd International Symposium on Electromagnetic Compatibility
- [3] N. Anantrasichai, T. Sohame, S. Puntheeranurak and T. wakabayashi, *Matching Impedance of Slot Antenna Coupled by Microstrip line*, ISSCIT 2002
- [4] Allen Taflove, *Computational Electrodynamics The Finite-Difference Time-Domain Method*, Artech House, ING, 1995.
- [5] Yongxi Q, Tatsuo I, *FDTD Analysis and Design of Microwave Circuit and Antenna*, Realize Inc, Tokyo, Japan, 1999

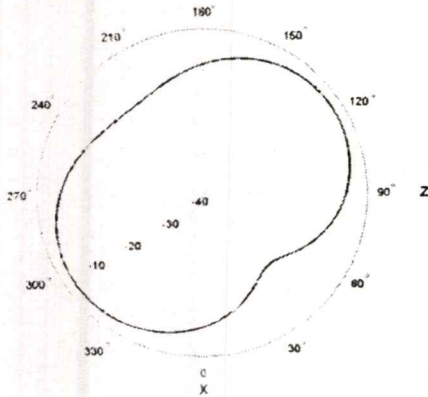


Fig. 10 Far field pattern on the xz plane of L-shape slot antenna

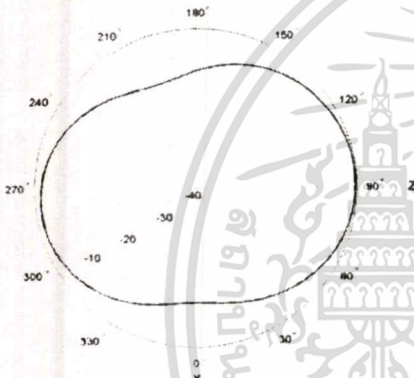


Fig. 11 Far field pattern on the xz plane of triangular shape slot antenna

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นาย กฤตพล นาคเจริญ
 วัน เดือน ปีเกิด 4 กันยายน 2521
 ที่อยู่ 40/1226 ประชาานิเวศน์ 3 ต. ท่าทราย อ. เมือง จ. นนทบุรี 11000
 ประวัติการศึกษา 2540 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาวิชาช่างอิเล็กทรอนิกส์
 สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตพระนครเหนือ
 2544 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
 มหาวิทยาลัยขอนแก่น

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์นอกเหนือจากวิทยานิพนธ์

1. N. Anantrasirichai, K. Narkcharoen and S. Puntheeranurak. 2002 "Analysis of Electromagnetic Field in Rightangle-Triangular slot Antenna." pp. 349-352 in ICEMC 2002. Bangkok : The Amari Watergate Hotel.
2. N. Anantrasirichai, P. Charkrit, K. Narkcharoen and T. Wakabayashi. 2003 "Application of FDTD Method for Dielectrics Substrate of U-Shape Slot Antenna Fed by Microstrip Line." pp. 598-601 in INTELEC'03. Japan : Pacific Convention Plaza Yokohama.