

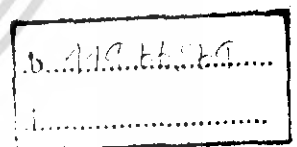
สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบแถบกว้างยิ่ง

Design of UWB Slot Antenna



เลขที่..... 83326
เลขทะเบียน..... 11 ส.ค. 2551
วันเดือนปี.....



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

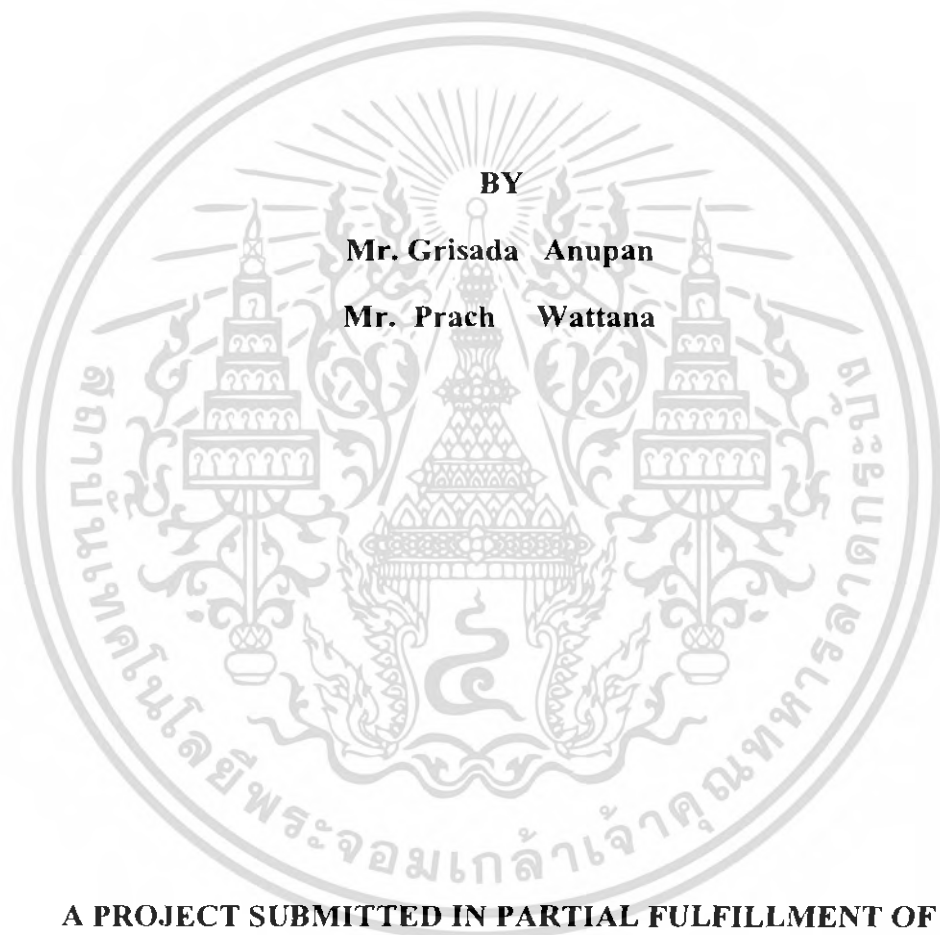
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Design of UWB Slot Antenna



**A PROJECT SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF
THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
BACHELOR IN DEPARTMENT OF INFORMATION ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2007

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบแถบกว้างยิ่ง
Design of UWB Slot Antenna

นักศึกษา นาย กฤษดา อนุพันธ์ รหัสนักศึกษา 47012088
นาย ปรัชญ์ วัฒนา รหัสนักศึกษา 47012116

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร. ชวลิต เบญจางคประเสริฐ
รศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย

ระดับการศึกษา ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ

ภาควิชา วิศวกรรมสารสนเทศ

ปีการศึกษา 2550

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้รับการอนุมัติเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

(รศ.ดร. ชวลิต เบญจางคประเสริฐ)

อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบแถบกว้างยิ่ง		
	Design of UWB Slot Antenna		
นักศึกษา	นาย กฤษดา อนุพันธ์	รหัสนักศึกษา	47012088
	นาย ประจักษ์ วัฒนา	รหัสนักศึกษา	47012116
อาจารย์ที่ปรึกษา	รศ.ดร. ชวลิต เบลูจางคประเสริฐ		
	รศ. นภินันท์ อนันตรศิริชัย		
ระดับการศึกษา	ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต		
	สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ		
ภาควิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ		
ปีการศึกษา	2550		

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ได้แสดงการวิเคราะห์คุณลักษณะเพื่อการออกแบบสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิดโดยใช้สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) โดยจะทำการวิเคราะห์ด้วยการจำลองโครงสร้างของสายอากาศ (simulation) โดยนำเอาระเบียบวิธีโมเมนต์ (MoM) มาใช้ในการวิเคราะห์ ด้วยโปรแกรม IE3D ซึ่งเป็นโปรแกรมที่ใช้ในการวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศได้หลากหลายรูปแบบและเป็นที่ยอมรับโดยทั่วไป และจะทำการวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดที่มีการใช้สลับ เพื่อช่วยในการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ และความถี่เรโซแนนซ์ได้ตามต้องการเพื่อนำไปใช้ในระบบ UWB โดยจะทำการวิเคราะห์พารามิเตอร์ของสายอากาศบางตัวกล่าวคือ การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ค่าอิมพีแดนซ์อัตรส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง ซึ่งถ้าได้ค่าที่อยู่ในมาตรฐานแล้วก็จะทำการสร้างจริงและวัดผลต่อไป โดยผลที่ได้นั้นจากการวัดจริงและจากการจำลองจะได้ความถี่และแบนด์วิดท์ครอบคลุมตามมาตรฐานของ IEEE 802.15.3a UWB (3.1 – 10.6 GHz) ซึ่งเป็นระบบที่กำลังได้รับความนิยมอย่างมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Project Title Design of UWB Slot Antenna

Student Mr. Grisada Anupan ID 47012088
Mr. Pratt Wattana ID 47012116

Advisor Assoc.Prof.Dr. Chawalit Benjankaprasert
Assoc.Prof. Noppin Anantrasifichai

Graduate Level Bachelor Degree of Information Engineering

Department Information Engineering

Academic Year 2007

ABSTRACT

This project present the analysis in characteristics of microstrip slot antenna fed by coplanar waveguide (CPW). This antenna is analyzed by using Method of Moments Software Zeland IE3D. The characteristics of slot antenna have been analyzed in order to obtain the match impedance with 50 ohms at desired resonance frequency for UWB operations. Herein, slot antenna fed by CPW is analyzed for return loss (S_{11}), input impedance, VSWR and far field radiation patterns, respectively. Simulated results can be obtained resonance frequency and impedance bandwidth for cover the requirement in bandwidths of UWB (3.1 – 10.6 GHz) which widely use in UWB application

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยความกรุณาจากท่านอาจารย์ที่ปรึกษาทั้งสองท่าน คือ รศ.ดร. ชวลิต เบญจางคประเสริฐ และ รศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย ที่คอยให้ความช่วยเหลือชี้แนะในการแก้ปัญหา ตลอดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่มีค่าที่สุดในชีวิต

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่ให้ความอนุเคราะห์โปรแกรม IE3D ซึ่งนำมาใช้ในการจำลองสายอากาศในปริญญาบัตรฉบับนี้

สำหรับคุณงามความดีใดอันเกิดจากปริญญาบัตรฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดาและมารดาซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ทุกท่านที่ช่วยประสิทธิ์ประสาทความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดี



นาย กฤษดา

อนุพันธ์

นาย ปรัชญ์

วัฒนา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ (ภาษาไทย)	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ)	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญรูปภาพ	ช
สารบัญตาราง	ฉ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	2
1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย	3
1.4 ขอบเขตของการศึกษา	3
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา	3
บทที่ 2 หลักการและทฤษฎีสายอากาศ	
2.1 บทนำ	5
2.2 สายอากาศไมโครสตริป	5
2.2.1 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป	6
2.2.2 คลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป	6
2.3 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นและแบบช่องเปิด	8
2.3.1 สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น	8
2.3.2 สายอากาศแบบช่องเปิด	9
2.4 คุณลักษณะของสายอากาศ	13
2.4.1 สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide)	13
2.4.2 อินพุตอิมพีแดนซ์	16
2.4.3 การสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (S - Parameter)	17
2.4.4 อัตราขยาย (Gain)	18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4.5 แบนด์วิดท์	20
2.4.6 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (Voltage Standing Wave Ratio : VSWR)	20
2.4.7 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Pattern)	21
2.4.8 ความหนาแน่นของกำลังงานที่แผ่กระจาย (Radiation Power Density)	26
2.4.9 ความเข้มในการแผ่กระจาย (Radiation Intensity)	27
2.4.10 บีมวิดท์และฮาล์ฟพาวเวอร์บีมวิดท์ (Beam Width, Half Power Beam Width)	27
2.5 มาตรฐานรูปแบบการสื่อสารไร้สายแบบ IEEE 802.15.3a (Ultra Wide Band)	30
2.5.1 แอปพลิเคชันต่าง ๆ ที่นำเทคโนโลยี UWB มาประยุกต์ใช้	31
2.5.2 ข้อดีในระบบอุตสาหกรรมไร้ไวด์แบนด์	34
บทที่ 3 ระเบียบวิธีโมเมนต์ (The Method of Moment)	
3.1 บทนำ	35
3.2 หลักการวิเคราะห์สายอากาศด้วยระเบียบวิธี โมเมนต์ (MoM)	36
3.3 สมการอินทิกรัลของ POCKLINGTON	38
3.4 สมการอินทิกรัลและสมการ KIRCHHOFF's NETWORK	41
3.5 SOURCE MODELING	45
3.6 การคำนวณค่าของสายอากาศและค่าการกระจายสัญญาณ	50
3.7 การนำหลักการไปใช้งาน	55
บทที่ 4 การออกแบบสายอากาศรองรับโครงข่าย UWB	
4.1 บทนำ	56
4.2 ขั้นตอนการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป	56
4.2.1 การออกแบบสายส่งสัญญาณ ไมโครสตริปแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม	57
4.2.2 การคำนวณหาค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g)	57
4.3 การกำหนดช่วงความถี่ที่ใช้งาน	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.4 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วม	58
4.4.1 วิเคราะห์สายอากาศช่องเปิด	
กรณีปรับค่าความกว้างของตัวนำที่ขึ้นระหว่างช่องเปิด	61
4.4.2 วิเคราะห์สายอากาศช่องเปิด	
กรณีแทรก สดักเส้นตรงแนวนอน	62
4.4.3 วิเคราะห์สายอากาศช่องเปิด	
กรณีที่มีสดักรูปตัวแอล	66
4.4.4 วิเคราะห์สายอากาศช่องเปิด	
กรณีแทรกช่องในสดักรูปตัวแอลที่ขนาดไม่เท่ากัน	70
4.4.5 วิเคราะห์สายอากาศช่องเปิด	
กรณีแทรกช่องในสดักรูปตัวแอลที่ขนาดไม่เท่ากัน และเพิ่มความหนาของสดักแนวนอน	72
บทที่ 5 การทดลองและวัดผลของสายอากาศ	
5.1 โครงสร้างของสายอากาศที่ใช้ในโครงการ	75
5.2 วิธีการสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม	76
5.2.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างสายอากาศไมโครสตริป	
แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม	76
5.2.2 ขั้นตอนการทำสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิด	77
5.3 ผลที่ได้จากการจำลองของสายอากาศ	80
5.4 ผลการวัดสายอากาศ	83
5.4.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดผล	83
5.4.2 ขั้นตอนการวัดผล	84
5.4.3 ผลการวัดค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) และรูปแบบการแผ่สนามระยะไกล	85
5.5 ขาดังสายอากาศ	86
5.5.1 วัดอุปสรรค	86

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.5.2 หลักการการวัดสัญญาณสายอากาศ	87
5.5.3 การออกแบบขาตั้งสายอากาศ	90
5.5.4 วิธีการใช้งานขาตั้งสายอากาศ	91
บทที่ 6 สรุปผล วิเคราะห์ และแนวทางการพัฒนา	
6.1 สรุปผลการทดลอง	94
6.2 ประโยชน์ที่ได้รับจากการทำโครงการ	95
6.3 ปัญหาและแนวทางการแก้ไข	95
6.4 ผลการจำลองการพัฒนาต่อ	96
บรรณานุกรม	98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 โครงสร้างของไมโครสตริป	6
รูปที่ 2.2 ลักษณะของคลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป	6
รูปที่ 2.3 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น	8
รูปที่ 2.4 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น	10
รูปที่ 2.5 การแพร่กระจายคลื่นจากไมโครสตริปแบบช่องเปิด	12
รูปที่ 2.6 สนามไฟฟ้าในระนาบทรงกระบอก	12
รูปที่ 2.7 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด	13
รูปที่ 2.8 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide)	14
รูปที่ 2.9 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าใน โดยสายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม	15
รูปที่ 2.10 ภาคตัดขวางของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม	15
รูปที่ 2.11 ระบบโคออดิเนตสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ	22
รูปที่ 2.12 แบบรูปของสายอากาศแบบออมนิไดเรกชันแนล (Omnidirectional)	22
รูปที่ 2.13 แบบรูปหลักสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศปากแตร	23
รูปที่ 2.14 ลำคลื่น (Lobe) ของแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น	25
รูปที่ 2.15 การแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ	26
รูปที่ 2.16 Beam Width	28
รูปที่ 2.17 ขั้วอ้างอิงการสูญเสียของสายอากาศ	30
รูปที่ 2.18 แสดงอุปกรณ์สื่อสารไร้สาย	31
รูปที่ 2.19 แสดงการสื่อสารระหว่างคอมพิวเตอร์กับอุปกรณ์มัลติมีเดีย	32
รูปที่ 2.20 แสดงการสื่อสารไร้สายระหว่างอุปกรณ์	33
รูปที่ 3.1 ภาพแสดงการจำแนกหลักการวิเคราะห์สัญญาณทางแม่เหล็กไฟฟ้า	35
รูปที่ 3.2 ภาพแสดงการวิเคราะห์การเลือกใช้เทคนิคต่าง ๆ ในการวิเคราะห์สัญญาณ	36
รูปที่ 3.3 รูปแบบทิศทางในการวิเคราะห์สายอากาศตามแนวแกน z	37
รูปที่ 3.4 ดัชนีแบบวัดตามทฤษฎีของเส้นลวดนำไฟฟ้าขนาดบาง	39
รูปที่ 3.5 แสดงค่าของกระแสที่ได้จริงกับกระแสที่จำลองเป็นชั้นบันไดใกล้เคียงกับกระแสจริง	41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.6 แสดงโมเดลแบบ delta gap ด้วยค่าสนามไฟฟ้า $E' = V_A / \delta$	44
รูปที่ 3.7 แสดงโมเดลในการจำลองรูปแบบ frill source	45
รูปที่ 3.8 แสดงการคำนวณค่า $Z_{1,2}$ ซึ่งเป็นตัวอย่างของสายส่งสั้นแบบขั้วเดียว	47
รูปที่ 3.9 แสดงค่าเฉลี่ยของอิมพิแดนซ์ต่อส่วนจำนวนการแบ่งที่ใช้ในการวิเคราะห์ทั้งแบบ delta gap และแบบ frill source	48
รูปที่ 3.10 ภาพแสดงการเปรียบเทียบจากการวัดสัญญาณที่สายส่งแบบ dipole ปล่อยออกมาเทียบกับการคำนวณทางโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยใช้ฟังก์ชันสัญญาณพัลส์ที่ $N=100$ และใช้ต้นแบบ frill Source	48
รูปที่ 3.11 แสดงค่าของ Radar cross section ของสายอากาศแบบตรงคือฟังก์ชันความยาวของสายอากาศ	51
รูปที่ 4.1 โครงสร้างและพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม	59
รูปที่ 4.2 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม	60
รูปที่ 4.3 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่าพารามิเตอร์ (C)	61
รูปที่ 4.4 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดแบบแทรกสลับเส้นตรงแนวนอนโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม	62
รูปที่ 4.5 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ (D)	63
รูปที่ 4.6 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ N	64
รูปที่ 4.7 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ (E)	65
รูปที่ 4.8 โครงสร้าง สายอากาศช่องเปิด โดยสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสลับรูปตัวแอล	66
รูปที่ 4.9 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ F	67
รูปที่ 4.10 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ G	68
รูปที่ 4.11 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิด โดยสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วม โดยการแทรกช่องในสลับรูปตัวแอลที่ขนาดไม่เท่ากัน	70
รูปที่ 4.12 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ H	71

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.13 สายอากาศช่องเปิดแบบสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วมโดยการแทรกช่อง ในสัณฐานรูปตัวแอลที่ขนาดไม่เท่ากันและเพิ่มความหนาของสัณฐานเวนอน	72
รูปที่ 4.13 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ J	73
รูปที่ 5.1 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปจากการออกแบบที่ใช้ในการทดลอง	75
รูปที่ 5.2 แผ่นใสรูปสายอากาศที่ทำการทดลอง	78
รูปที่ 5.3 ตู้ฉายแสงและแผ่นทองแดงทาบติดกับแผ่นใสรูปสายอากาศที่ออกแบบ	79
รูปที่ 5.4 สายอากาศที่ทำการทดลอง	79
รูปที่ 5.5 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ที่ดีที่สุดจากการจำลอง	80
รูปที่ 5.6 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปที่ทำการทดลอง	80
รูปที่ 5.7 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปที่ทำการทดลอง	81
รูปที่ 5.8 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กในระนาบแกน xz จากการทดลอง	81
รูปที่ 5.9 เครื่องวิเคราะห์เครือข่ายวิทยุ	84
รูปที่ 5.10 ค่าการการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11})	85
รูปที่ 5.11 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 2.5 GHz	86
รูปที่ 5.12 แสดงค่าไดมิเตอร์ที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศ	87
รูปที่ 5.13 แสดงการวัด E-plane	87
รูปที่ 5.14 แสดงการวัด H-plane	88
รูปที่ 5.15 การวัดสัญญาณสายอากาศรับ - ส่งในระนาบต่าง ๆ	89
รูปที่ 5.16 แสดงการวัด pattern	89
รูปที่ 5.17 แสดงส่วนประกอบต่าง ๆ ของขาตั้งสายอากาศแบบตัวส่ง	90
รูปที่ 5.18 รูปแบบขาตั้งสายอากาศด้านส่ง	91
รูปที่ 5.19 แสดงการวางระยะตำแหน่งของสายอากาศด้านรับ และส่งในการวัดสนามระยะไกล	92
รูปที่ 5.20 แสดงการปรับระดับความสูงของขาตั้งสายอากาศตัวส่ง ให้มีระดับเดียวกับสายอากาศด้านรับ	92
รูปที่ 5.21 แสดงการหมุนสกรูเพื่อหนีบจับสายอากาศ	93
รูปที่ 5.22 แสดงค่าตั้งด้านสายส่งกับสายรับ ด้านซ้ายขาตั้งด้านรับ ด้านขวาขาตั้งด้านส่ง	93

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 6.1 โครงสร้างสายอากาศที่ทำการพัฒนาต่อให้ได้ ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (Ultra Wide Band)	96
รูปที่ 6.2 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของสายอากาศที่ทำการพัฒนาต่อ	97
รูปที่ 6.3 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศที่ได้จากการพัฒนาเพิ่มเติม	98



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 4.1 โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิด โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม	57
ตารางที่ 5.1 คุณลักษณะต่างๆของสายอากาศช่องเปิดแบบสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วม รองรับมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (UWB)	82



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันนี้เทคโนโลยีด้านการสื่อสารได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องและเติบโตขึ้นอย่างรวดเร็ว เช่น การสื่อสารดาวเทียม โครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) และ ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เป็นต้น การสื่อสารข้อมูลต่าง ๆ เหล่านี้ล้วนแต่ใช้ความถี่ในย่านความถี่ไมโครเวฟในการ รับ-ส่ง ข้อมูลทั้งสิ้น ระบบเครือข่ายไร้สาย (Wireless Communication Systems) แบ่งได้เป็น 3 ลักษณะ ตามระยะทางของการติดต่อสื่อสาร คือ WPAN (Wireless Personal Area Network) WLAN (Wireless Local Area Network) และ WWAN (Wireless Wide Area Network) สำหรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) นับเป็นการสื่อสารหนึ่งที่ใช้กันแพร่หลายมากขึ้นเป็นลำดับ เนื่องจากระบบมีความยืดหยุ่นสูง เพราะเป็นระบบที่ใช้คลื่นวิทยุในการรับส่งข้อมูล และ ย่านความถี่สำหรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายนี้มีการกำหนดอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g ตามลำดับ

สายอากาศแบบไมโครสตริปนับได้ว่าเป็นอุปกรณ์หนึ่งที่มีความสำคัญ ในการรองรับกับการสื่อสารข้อมูลข่าวสารในปัจจุบันซึ่งมีความเป็นมัลติมีเดียมากขึ้น โดยเป็นสายอากาศชนิดหนึ่งที่มีการใช้กับการรับ-ส่งข้อมูลข่าวสารในย่านความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งเป็นสายอากาศที่มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูกเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศแบบอื่น ๆ รูปแบบพื้นฐานต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริป สามารถแบ่งออกได้เป็น 4 รูปแบบคือ สายอากาศแบบไดโพล (Dipole-antenna) สายอากาศแบบแผ่น (Patch-antenna) สายอากาศแบบช่องเปิด (Slot-antenna) และสายอากาศไมโครสตริปแบบคลื่นเดินทาง สำหรับสายอากาศแบบช่องเปิดนั้นเป็นสายอากาศชนิดหนึ่งที่ได้รับนิยมนื่องจากเป็นสายอากาศที่ออกแบบได้ง่าย รูปแบบการแผ่สนามระยะไกลสามารถกำหนดได้ทั้งแบบทิศทางเดียว (Uni-directional) และสองทิศทาง (Bi-directional) ขึ้นอยู่กับความต้องการใช้งาน และสายอากาศช่องเปิดนั้นสามารถใช้รูปแบบของสายส่งสัญญาณได้หลายรูปแบบ คือ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) สายโคแอกเชียลโพรบ (Coaxial Probe) และเส้นไมโครสตริป (Microstrip line) เป็นต้น

สำหรับสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม นั้นเป็นสายอากาศรูปแบบหนึ่งที่ได้รับนิยมนื่องจากมีข้อดีต่าง ๆ คือ การแผ่กระจายคลื่นจากส่วนป้อนสัญญาณน้อย ง่ายต่อการทำแมทซ์อิมพีแดนซ์ (Matching Impedance) และสามารถออกแบบให้มีแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ได้กว้างกว่าแบบอื่น ๆ รูปแบบของการป้อนสัญญาณของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ร่วมสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดหลัก ๆ คือ การต่อแบบวงจรปิด (Closed-circuit) และการต่อแบบวงจรเปิด (Opened-circuit)

ระบบสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง (Ultra Wideband Communication System) นับวันยิ่งให้ความสนใจมากขึ้น โดยเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์จะแตกต่างจากเทคโนโลยีไร้สายที่มีอยู่ในปัจจุบัน ไม่ว่าจะเป็น Wi - Fi หรือ Bluetooth ที่เป็นการส่งผ่านคลื่นวิทยุความถี่แคบ ขณะที่จะเป็นการส่งข้อมูลแบบพัลส์ (Pulse) สั้นๆ ผ่านคลื่นวิทยุความถี่กว้าง ทำให้สามารถถ่ายโอนข้อมูลจำนวนมากได้ในระยะทางสั้นๆ แต่กลับใช้พลังงานในระดับต่ำเพียง 0.0001 มิลลิวัตต์ต่อเมกกะเฮิร์ต นอกจากนี้ภายในระยะทาง 10 เมตร แถบความถี่กว้างยิ่ง ยังสนับสนุนการสร้างพื้นที่โครงข่ายส่วนบุคคลที่เรียกว่า WPAN (Wireless Personal Area Network) ซึ่งช่วยให้สามารถจัดการข้อมูลระหว่างอุปกรณ์ต่างๆ ที่เคลื่อนที่ไปมาได้หลากหลาย

สายอากาศ อัลตราไวด์แบนด์ (UWB) ในปฏิญญาฉบับนี้เป็นแบบสายอากาศ ไมโครสตริปช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่สร้างขึ้นมาเพื่อรองรับกับการสื่อสารคลื่นอัลตราไวด์แบนด์ซึ่งเป็นคลื่นที่ใช้ความหนาแน่นกำลังงานในการส่งต่ำแต่มีแบนด์วิดท์ที่กว้างมาก ด้วยเหตุนี้จึงทำให้คลื่นอัลตราไวด์แบนด์มีความจุในการรับส่งข้อมูลได้มากซึ่งทำให้เกิดการส่งข้อมูลได้รวดเร็วมาก และระดับสัญญาณของคลื่นอัลตราไวด์แบนด์ยังมีระดับสัญญาณที่ต่ำกว่าระดับสัญญาณรบกวน ดังนั้นสัญญาณของคลื่นอัลตราไวด์แบนด์จึงไม่ไปรบกวนกับระบบสื่อสารชนิดอื่น จึงสามารถใช้ความถี่ร่วมกับแถบความถี่ของระบบสื่อสารชนิดอื่นได้ โดยได้ทำการศึกษาคณสมบัติของสายอากาศอัลตราไวด์แบนด์และทำการวิเคราะห์ห้ออกแบบสายอากาศที่สามารถทำงานได้ที่ความถี่ตั้งแต่ 3.1 – 10.6 GHz รวมทั้งทำการวัดหาคณสมบัติของสายอากาศ คือ พารามิเตอร์ S และการแผ่สนามระยะไกล

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ปฏิญญาฉบับนี้ได้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดป้อนด้วยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ที่มีโครงสร้างพื้นฐาน และง่ายในการทำแมทซ์อิมพีแดนซ์ เพื่อทำการศึกษาผลกระทบอันเนื่องมาจากการปรับเปลี่ยนรูปร่างของสายอากาศ สามารถรองรับกับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) โดยเป็นมาตรฐาน Ultra Wide Band (UWB) วัดหาค่าคณสมบัติพารามิเตอร์ S_{11} และการแผ่สนามระยะไกล และทำการศึกษาวัดการแผ่สนามระยะไกล โดยใช้ขาตั้งในการช่วยวัด

1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศเพื่อให้ได้สายอากาศที่สามารถรองรับการสื่อสารคลื่นอุลตราไวด์แบนด์ (UWB) ซึ่งปัจจุบันกำลังได้รับความนิยม โดยจะทำการจำลองแบบสายอากาศด้วยวิธีการระเบียบวิธี โมเมนต์ (The Method of Moment) เพื่อศึกษาคุณลักษณะ ของสายอากาศ

1.4 ขอบเขตของการศึกษา

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) เพื่อให้สามารถรองรับการสื่อสารคลื่นอุลตราไวด์แบนด์ (UWB) โดยรูปแบบของสายอากาศที่ออกแบบคือ สายอากาศแบบช่องเปิด และป้อนด้วยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) โดยเริ่มต้นกำหนดเป็นช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้า และใช้การปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่างๆ จากสี่เหลี่ยมผืนผ้าและ ทำการปรับปรุงรูปร่างสายอากาศโดยเริ่มการเพิ่มช่องของสตัปเข้าในช่องเปิดของสายอากาศทำการศึกษาผลกระทบของสายอากาศแบบช่องเปิดโดยส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมซึ่งประกอบด้วย ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (Return loss : S_{11}) นอกจากนี้แล้วยังศึกษาและกำหนดสมการสำหรับการออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบ รวมทั้งเทคนิคการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของสายอากาศเพื่อให้สามารถใช้งานได้ในช่วงความถี่ที่ต้องการ

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการแบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทด้วยกันซึ่งแต่ละบทจะประกอบไปด้วยเนื้อหา ดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา ทฤษฎีแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย และขอบเขตของการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับสายอากาศ ซึ่งประกอบด้วย โครงสร้าง และคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศ ชนิดของสายอากาศ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ รายละเอียดต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม และเทคโนโลยีอุลตราไวด์แบนด์ (UWB)

บทที่ 3 กล่าวถึงวิธีการระเบียบวิธีโมเมนต์ (The Method of Moment) ซึ่งประกอบไปด้วย หลักการวิเคราะห์สายอากาศด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์ สมการการอินทิกรัลของ POCKLINGTON,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการอินทิกรัลและสมการ KIRCHHOFF's NETWORK, SOURCE MODELING, การคำนวณค่าของสายอากาศและค่าการกระจายสัญญาณ และการนำหลักการไปใช้งาน

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์รูปแบบสายอากาศ ที่ได้จากการจำลองเพื่อนำไปสู่การสร้างสายอากาศเพื่อรองรับการสื่อสารคลื่นอุลตราไวด์แบนด์ (UWB) โดยวิเคราะห์จากค่าคุณลักษณะของสายอากาศ คือ ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11})

บทที่ 5 กล่าวถึงวิธีการสร้างสายอากาศจริง เพื่อนำไปวัดผล และการนำไปวัดผลของค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) แล้วทำการเปรียบเทียบกับค่าที่จำลอง นำเสนอขาค้างเพื่อใช้เป็นฐานคิดตั้งสายอากาศในการวัดค่าแบบรูปการแผ่สนามระยะไกล

บทที่ 6 กล่าวถึงบทสรุป พร้อมทั้งข้อเสนอแนะแนวทางในการศึกษา และการพัฒนาโครงการต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

หลักการและทฤษฎีสายอากาศ

2.1 บทนำ

การสื่อสารมีความสำคัญมากในชีวิตประจำวัน โดยการพัฒนาจะเน้นการพัฒนาให้ผู้บริโภค มีความสะดวกสบายในการติดต่อสื่อสารหากัน ซึ่งการติดต่อสื่อสารนั้นจะประกอบไปด้วย เครื่องส่งสัญญาณ ส่วนนำสัญญาณ และเครื่องรับสัญญาณ โดยเครื่องรับและเครื่องส่งสัญญาณ จะต้องมีสายอากาศเป็นตัวส่งสัญญาณออกไป โดยที่สายอากาศไมโครสตริปนี้ถูกสร้างจากวัสดุที่เป็นตัวนำที่ดี โดยถูกออกแบบมาเพื่อให้มีรูปร่างและขนาดที่จะแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้อย่างมีประสิทธิภาพ สายอากาศส่วนใหญ่ทำจากลวดตัวนำ เป็นท่อกลวงหรือตัน โครงสร้างเป็นเส้นตรงหรือโค้งงอแล้วแต่ชนิดสายอากาศ ในบทนี้จะกล่าวถึงความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับสายอากาศ และเพื่อให้สอดคล้องกับรูปแบบสายอากาศที่ออกแบบในปัญญานิพนธ์ฉบับนี้ จะเน้นสำคัญที่ ทฤษฎีสายอากาศไมโครสตริป โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริป รวมทั้งคุณลักษณะของสายอากาศ ซึ่งจะเสนอตามลำดับดังนี้

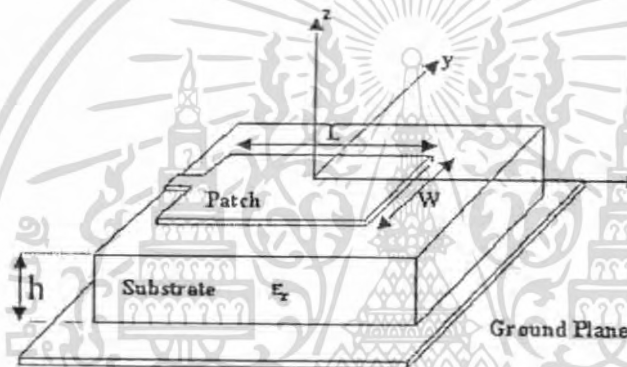
2.2 สายอากาศไมโครสตริป

สายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่ได้รับการศึกษา และพัฒนาอย่างต่อเนื่องตั้งแต่ปี ค.ศ. 1970 เป็นต้นมา สายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูก ดังนั้นจึงได้มีการทำวิจัย และพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปมาอย่างต่อเนื่อง โดยทั่วไปแล้วรูปร่างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปที่นิยมมาใช้ในงาน โดยหลักๆ จะแบ่งสายอากาศไมโครสตริปเป็นแบบแผ่นและสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ข้อได้เปรียบทางโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป คือ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และมีความหลากหลายของรูปร่างของตัวแผ่กระจายคลื่น นอกจากนี้ยังมีข้อดีอื่นๆ เช่น ผลิตด้วยเทคโนโลยีการผลิตวงจรรวม ซึ่งทำให้สร้างได้ง่าย ราคาถูก และตัวสายอากาศมีความแข็งแรงทนทาน นอกจากนี้สายอากาศชนิดนี้ยังเหมาะสำหรับการนำไปใช้งานในโครงสร้างวงจรรวมไมโครเวฟ (Monolithic Microwave Integrated Circuit: MMIC) ด้วยคุณสมบัติของสายอากาศทำให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสารต่างๆ ได้หลากหลาย เช่น การสื่อสารในระบบเครือข่ายไร้สาย ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ และการสื่อสารผ่านดาวเทียม เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป

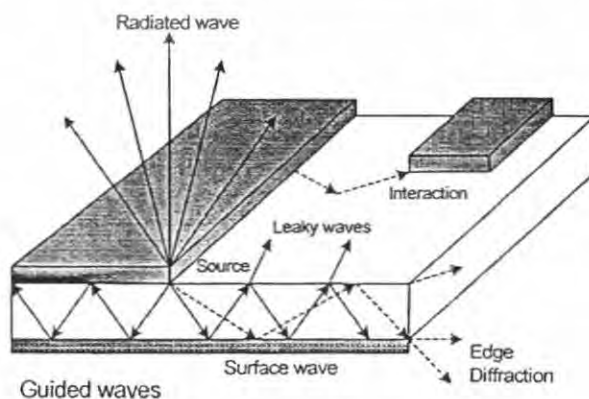
ไมโครสตริปเป็นแผ่นวงจรที่ใช้กันอย่างมากในย่านความถี่ไมโครเวฟ โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปจะสร้างมาจากแผ่นฉนวน (Dielectric) ที่มีการสูญเสียต่ำ ซึ่งเรียกว่าวัสดุฐานรองที่ทำจากสารไดอิเล็กทริก (Dielectric Substrate) ด้านหนึ่งจะเป็นส่วนของตัวนำทั้งหมด เรียกว่า พื้นกราวด์ (Ground Plane) ส่วนอีกด้านเป็นส่วนของวงจรหรือสายอากาศที่ถูกสร้างขึ้น โดยโครงสร้างที่สำคัญของสายอากาศไมโครสตริปประกอบด้วย วัสดุฐานรอง (Substrate) และสายส่งสัญญาณ (Transmission Line) ดังแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของไมโครสตริป

2.2.2 คลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป

สายอากาศไมโครสตริปจะมีคลื่นที่แพร่กระจายอยู่หลายแบบ เช่น คลื่นนำทาง (Guided Wave), คลื่นแผ่พลังงาน (Radiated Wave), คลื่นรั่ว (Leaky Wave) และคลื่นผิว (Surface Wave) ดังแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 ลักษณะของคลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับอาจารย์ที่สอนวิชานี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2.1 คลื่นนำทาง (Guided Wave)

สำหรับทิศทางการแพร่กระจายคลื่นของคลื่นนำทางนั้นจะมีลักษณะมุมของการแพร่กระจายทำมุมอยู่ระหว่างช่วง 6 ถึง 9 นาฬิกา (ทิศตามเข็มนาฬิกา) โดยลักษณะการแพร่กระจายคลื่นนั้นจะแพร่กระจายอยู่เฉพาะในวัสดุฐานรอง และคลื่นจะสะท้อนไปมาระหว่างตัวนำสองตัว คลื่นนำทางนี้จะนำไปใช้อย่างมากกับสายส่งสัญญาณ สำหรับคลื่นแบบนี้มีส่วนในการสะสมพลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต้องการในสายอากาศแบบแผ่น เมื่อเลือกใช้วัสดุฐานรองที่บางและมีสภาพยอมทางไฟฟ้า (permittivity) สูงจะทำให้คลื่นแบบนี้มีอิทธิพลสูง

2.2.2.2 คลื่นแผ่พลังงาน (Radiated Wave)

คลื่นแบบนี้จะมีทิศทางการแพร่กระจายคลื่นเป็นมุมที่อยู่ระหว่างช่วง 9 ถึง 3 นาฬิกาโดยจะมีทิศทางที่แพร่ขึ้นไปบนอากาศที่ไม่มีการปิดกั้นขอบเขตใดๆ ลักษณะของคลื่นแบบนี้จะใช้กันมากในงานเกี่ยวกับสายอากาศ คลื่นแบบนี้จะมีอิทธิพลสูงเมื่อใช้วัสดุฐานรองที่หนา (เปรียบเทียบกับความยาวคลื่น) และค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าต่ำ

2.2.2.3 คลื่นรั่ว (Leaky Wave)

ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นจะอยู่ในช่วง 3 ถึง 6 นาฬิกา โดยคลื่นรั่วนั้นจะแพร่กระจายมาจากคลื่นที่สะท้อนมาจากระนาบกราวน์ และไปยังจุดเชื่อมต่อระหว่างอากาศกับ ไดอิเล็กทริก เมื่อคลื่นที่สะท้อนมาถึงตำแหน่งนี้จะทำให้เกิดคลื่นที่ถูกส่งไปในอากาศ นั่นคือ คลื่นรั่วออกจากคลื่นที่สะท้อนกลับลงไปวัสดุฐานรอง (Surface Wave) ลักษณะของคลื่นรั่วที่เกิดขึ้นนี้จะนำไปช่วยในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งจะอยู่ในเงื่อนไขของความเหมาะสมที่จะนำไปใช้ในแต่ละสายอากาศ เช่น ทำให้มีสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) ที่สูง

2.2.2.4 คลื่นผิว (Surface Wave)

มุมในการแพร่กระจายที่เกิดขึ้นมีค่ามากกว่าของคลื่นรั่ว จึงทำให้เกิดคลื่นที่สะท้อนกลับมายังวัสดุฐานรอง จึงเรียกคลื่นแบบนี้ว่าคลื่นผิว เมื่อคลื่นผิวถูกส่งมาที่ขอบของโครงสร้างดังรูป จะทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นออกมาจากโครงสร้าง คลื่นที่แพร่กระจายออกมานี้ทำให้เกิดผลเสียต่อแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ คือ ทำให้พลังงานในการส่งหรือรับน้อยลง ลักษณะของคลื่นแบบนี้จะมีความสำคัญ เมื่อใช้วัสดุฐานรองที่หนาและสภาพยอมทางไฟฟ้ามีค่าสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

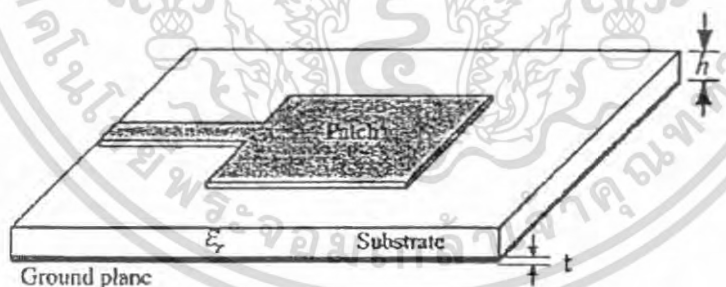
2.2.2.5 ความต้องการคลื่นในสายส่งสัญญาณและสายอากาศ

ในการแพร่กระจายคลื่นแม่สนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายส่งสัญญาณนั้น คลื่นถูกนำทางจะถูกกระตุ้นมากที่สุด ขณะที่จะต้องหลีกเลี่ยงคลื่นแผ่พลังงาน คลื่นรั่ว และคลื่นผิว ในทางตรงกันข้ามถ้าเป็นสายอากาศนั้นต้องการให้เกิดคลื่นแผ่พลังงานมากที่สุด และจะต้องป้องกันการเกิดคลื่นนำทางในแผ่นตัวนำและคลื่นผิว

2.3 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นและแบบช่องเปิด

2.3.1 สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น

สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น ที่ประกอบด้วยแผ่นตัวนำบางๆ ซึ่งเป็นตัวแผ่กระจายคลื่น เรียกว่า แผ่นสายอากาศ (Path Antenna) วางบนผิวของวัสดุฐานรองซึ่งอีกด้านของวัสดุฐานรองเป็นระนาบกราวด์ (Ground Plane) โดยความหนาของส่วนโลหะนี้จะมีขนาดน้อยกว่าความยาวคลื่นของอากาศมากๆ ($t \ll \lambda_0$) เช่นเดียวกับความหนาของวัสดุฐานรอง ซึ่ง $h \ll \lambda_0$ และโดยทั่วไปจะอยู่ในช่วง $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$



รูปที่ 2.3 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น

การพิจารณาคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น ส่วนประกอบหนึ่งที่มีความสำคัญ คือ ความหนา (h) และค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (Dielectric Constant: ϵ_r) ของตัววัสดุฐานรอง โดยทั่วไปค่าคงตัวไดอิเล็กตริกจะอยู่ในช่วง $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ ซึ่งการใช้วัสดุฐานรองที่มีความหนามาก และมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกต่ำจะได้สายอากาศที่มีประสิทธิภาพสูง และมีแบนด์วิดท์กว้างแต่ข้อเสียคือตัวสายอากาศมีขนาดใหญ่ การใช้วัสดุฐานรองที่บาง และมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสูงนั้น มักจะนิยมนำมาใช้ร่วมกับวงจรทางไมโครเวฟ เนื่องจากวงจรทางไมโครเวฟ ต้องการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์การค้า ขอบเขตสนามที่แน่นอนเพื่อลดการแผ่กระจายคลื่น และการเชื่อมรวม (Coupling) สัญญาณที่ไม่ไม่วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้องการน้อยที่สุด และยังทำให้วงจรมีขนาดเล็กลงด้วย แต่เนื่องจากการสูญเสียในวงจรมากทำให้ประสิทธิภาพ และแบนด์วิดท์ของสายอากาศลดลง ดังนั้นในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น จึงต้องคำนึงถึงความเหมาะสมทั้งในด้านประสิทธิภาพของสายอากาศและการออกแบบวงจร

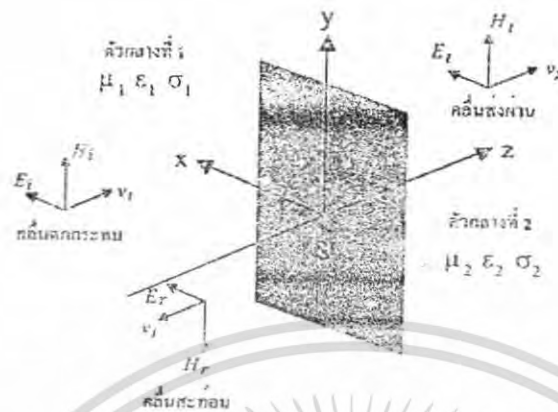
โดยทั่วไปสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นมักจะออกแบบให้แผ่นสายอากาศ และสายส่งสัญญาณอยู่บนตัววัสดุฐานรองเดียวกัน ซึ่งตัวแผ่นสายอากาศนั้นสามารถมีรูปร่างที่หลากหลายตามวัตถุประสงค์ของการนำไปใช้งาน ได้แก่ รูปแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส (Square) สี่เหลี่ยมผืนผ้า (Rectangular) ไดโพล (Dipole) แถบแคบบางๆ (Thin Strip) วงกลม (Circular) วงรี (Ellipse) สามเหลี่ยม (Triangle) ห้าเหลี่ยม (Pentagon) หรือรูปร่างอื่นๆ โดยรูปร่างสี่เหลี่ยมจัตุรัส สี่เหลี่ยมผืนผ้า และไดโพล จัดว่าเป็นรูปร่างที่ได้รับความนิยมมาก เนื่องจากสามารถวิเคราะห์คุณลักษณะได้ง่าย และมีคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นดี (มีค่า Cross Polarization ต่ำ) นอกจากนี้ยังเป็นสายอากาศที่มีแบนด์วิดท์กว้าง และใช้พื้นที่ในการสร้างน้อยอีกด้วย

2.3.2 สายอากาศแบบช่องเปิด

2.3.2.1 ทฤษฎีการเหนี่ยวนำ (Induction Theorem)

สายอากาศแบบช่องเปิดนั้นโดยทั่วไปปัญหาจะอยู่ในลักษณะที่ว่าแหล่งกำเนิดคลื่นจะอยู่ในอาณาบริเวณหนึ่ง และคลื่นที่กระจายจากสายอากาศจะกระจายไปในอีกอาณาบริเวณหนึ่งซึ่งมีตัวกลางไม่เหมือนกัน รูปที่ 2.4 แสดงรูปทั่วไปของปัญหาดังกล่าวนี้ คือ แหล่งกำเนิดคลื่นอยู่ในตัวกลางที่ 1 ซึ่งอาณาบริเวณถูกล้อมรอบไว้ด้วยผิวปิด S' และตัวกลางที่ 2 ที่อยู่ชิดกับอาณาบริเวณตัวกลางที่ 1 เป็นบริเวณที่ต้องการรู้ว่าการกระจายคลื่นจะเป็นไปในลักษณะใด ในปัญหาเช่นนี้ ถ้าตัวกลางที่ 1 และตัวกลางที่ 2 มีค่าคงที่ของตัวกลางไม่เหมือนกันหรือมีค่าอินทรีนสิคิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ไม่เหมือนกัน คลื่นเคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดคลื่นเมื่อปะทะกับผิวขอบเขตจะเกิดการสะท้อนของคลื่นกลับเข้าสู่ตัวกลางที่ 1 และส่งผ่านคลื่นเข้าไปในตัวกลางที่ 2 ด้วยเพราะฉะนั้น ถ้าให้ \vec{E}' และ \vec{H}' เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากแหล่งกำเนิดคลื่นตกกระทบ \vec{E}^r และ \vec{H}^r เป็นคลื่นที่เกิดจากการสะท้อนที่ผิวขอบเขต \vec{E}^t และ \vec{H}^t เป็นคลื่นที่ส่งผ่านเข้าไปในตัวกลางที่ 2 ดังนั้นในตัวกลางที่ 1 คลื่นที่ปรากฏอยู่ก็จะ เป็นผลบวกของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนรวมกัน คือ $\vec{E}' + \vec{E}^r$ และ $\vec{H}' + \vec{H}^r$ ส่วนในตัวกลางที่ 2 ก็จะมีเพียงคลื่นที่ส่งผ่าน คือ \vec{E}^t และ \vec{H}^t ซึ่งก็คือคลื่นที่กระจายไปในตัวกลางที่ 2 ที่ต้องการรู้ค่านั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น

ในการคำนวณหาคลื่น \vec{E}' และ \vec{H}' นี้ทำได้โดยวิธีการต่อไป ก่อนอื่นที่ผิวขอบเขตสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะต้องมีความสัมพันธ์กันในรูปต่อไปนี้

$$\vec{E}_i + \vec{E}_r = \vec{E}_t \tag{2.1}$$

$$\vec{H}_i + \vec{H}_r = \vec{H}_t \tag{2.2}$$

โดยที่ตัวพ่วง r หมายถึงส่วนประกอบของสนามในแนวขนานกับผิวขอบเขต

คลื่นที่สะท้อน \vec{E}' และ \vec{H}' และคลื่นที่ส่งผ่าน และ จะได้ว่าคลื่นทั้งสองชุดนี้จะถูกต้องตามสมการแมกซ์เวลล์ที่ทุกๆ ตำแหน่งยกเว้นที่ผิวขอบเขตซึ่งมีความไม่ต่อเนื่องเกิดขึ้น โดยจะอยู่ในรูปต่อไปนี้

$$\vec{E}'_i - \vec{E}'_r = \vec{E}'_t \tag{2.3}$$

$$\vec{H}'_i - \vec{H}'_r = \vec{H}'_t \tag{2.4}$$

เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต่อเนื่องที่เกิดขึ้นตรงผิวขอบเขตนั้น สามารถคิดได้ว่าเกิดขึ้นจากกระแสไฟฟ้าสมมูล และกระแสแม่เหล็กสมมูลที่กระจายบนผิวขอบเขตในรูป สมการต่อไปนี้คือ

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

นั่นคือการหาคลื่นสะท้อน \vec{E}' และ \vec{H}' และคลื่นที่ส่งผ่านเข้าตัวกลางที่ 2 คือ \vec{E}' และ \vec{H}' นั้นแทนที่จะแก้ปัญหาจากแหล่งกำเนิดคลื่นโดยตรง อาจคิดได้ว่าคลื่นทั้งสองชุดนี้ เกิดจากกระแสไฟฟ้าสมมูล และกระแสแม่เหล็กสมมูลดังกล่าวนี้ และเนื่องจากเป็นเวกเตอร์หน่วยที่ผิวขอบเขต เพราะฉะนั้นสมการ (2.5) และสมการ (2.6) จะเขียนได้โดยใช้ \vec{n}, \vec{E}' ดังนี้

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

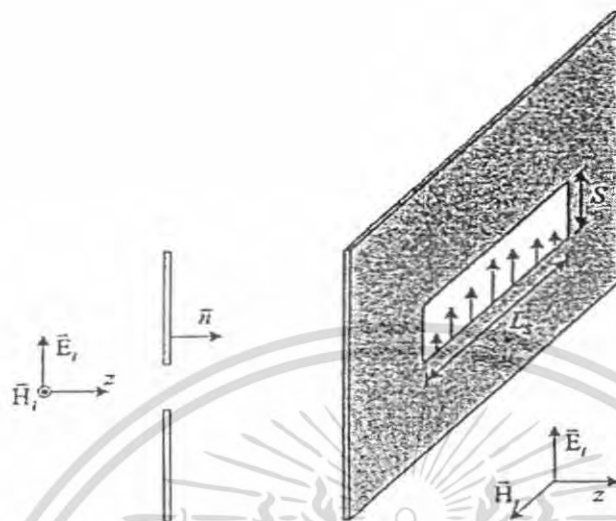
$$\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}' \quad (2.8)$$

2.3.2.2 การแพร่กระจายคลื่นออกจากสายอากาศช่องเปิด

การแพร่กระจายคลื่นออกจากสายอากาศแบบช่องเปิดเกิดขึ้นเมื่อคลื่นเคลื่อนที่เข้าปะทะกับแผ่นตัวนำสมบูรณ์แบบช่องเปิดแคบโดยที่สนามไฟฟ้ามีทิศตั้งฉากกับแนวของช่องเปิด จะเห็นได้ว่าที่ตรงช่องเปิดจะมีสนามไฟฟ้าความเข้มสูงเกิดขึ้น ทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นออกไปยังบริเวณที่อยู่อีกด้านหนึ่งในกรณีช่องเปิดแคบมากๆ กระแสไฟฟ้าสมมูลคือ $\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}'$ จะมีขนาดจำกัด และเมื่อคิดว่าความกว้างของช่องเปิดซึ่งอ้างอิงจากรูปคือ S เข้าหาศูนย์ กระแสไฟฟ้าสมมูลส่วนนี้จะตัดทิ้งได้เพราะมีขนาดเล็ก แต่ส่วนที่เป็นกระแสแม่เหล็กสมมูลคือ $\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}'$ นั้นไม่สามารถตัดทิ้งได้ เพราะเมื่อ S เข้าหาศูนย์สนามแม่เหล็กที่ช่องเปิดก็จะเข้าหาอนันต์จึงไม่สามารถตัดทิ้งได้

ถ้าให้ E_0 เป็นสนามไฟฟ้าที่ช่องเปิด และช่องเปิดยาว L เนื่องจากปลายทั้งสองของช่องเปิดสนามไฟฟ้าจะต้องเป็นศูนย์ เพราะฉะนั้นการกระจายของสนามไฟฟ้าบนช่องเปิดจะเขียนได้ดังรูปที่ 2.5

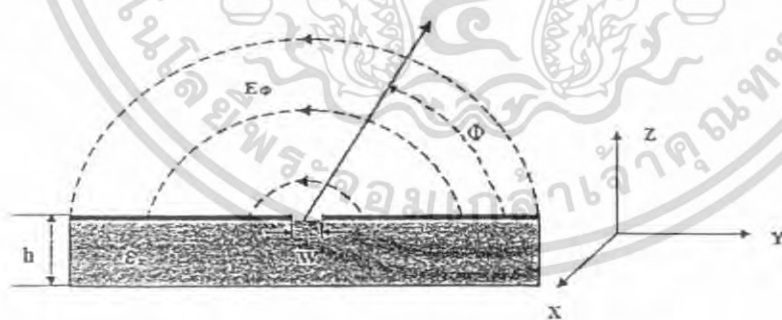
กระแสแม่เหล็กสมมูลที่เกิดขึ้นนี้เนื่องจากแผ่นตัวนำมีความหนาจำกัด จะเกิดขึ้นที่ทางด้านหน้าและด้านหลังโดยมีขนาดเท่ากัน



รูปที่ 2.5 การแพร่กระจายคลื่นจากไมโครสตริปแบบช่องเปิด

2.3.2.3 การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด (Slot Line)

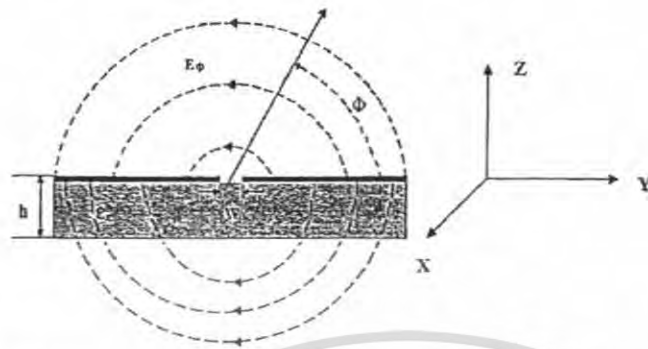
สนามไฟฟ้าในช่องเปิดจะประกอบด้วยสามส่วน อย่างไรก็ตามในสนามระยะไกลจะเหลือเพียงแค่ส่วนเดียวในทิศทาง θ ดังแสดงในรูปที่ 2.6 สนามไฟฟ้าหลักของคลื่นที่เคลื่อนที่ในช่องเปิด คือ ทิศทางที่พุ่งข้ามออกจากช่องเปิดในทิศทางไปตามระนาบแผ่น โลหะที่วางอยู่บนวัสดุฐานรอง



รูปที่ 2.6 สนามไฟฟ้าในระนาบทรงกระบอก

ลักษณะการแผ่กระจายสนามไฟฟ้าของช่องเปิด ในด้านของวัสดุฐานรองแถบโลหะ และในอากาศได้แสดงดังรูปที่ 2.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด

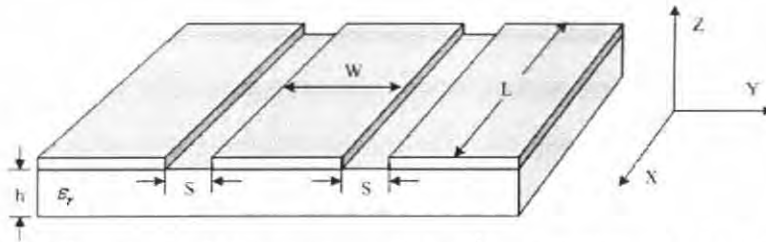
2.4 คุณลักษณะของสายอากาศ

2.4.1 สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide)

สายส่งสัญญาณที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟนั้น สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ประเภท คือ สายส่งสัญญาณที่รองรับการแพร่กระจายคลื่นในโหมด TEM หรือ กึ่ง TEM (quasi-TEM) และสายส่งสัญญาณที่ไม่รองรับการแพร่กระจายคลื่นในโหมดดังกล่าว เรียกว่า NON-TEM โดยสายส่งสัญญาณในประเภทแรกมีหลายชนิดด้วยกัน ได้แก่ สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป และสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เป็นต้น ในที่นี้จะกล่าวถึงสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide) ซึ่งการแพร่กระจายคลื่นของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม จะเป็นแบบกึ่ง TEM (quasi-TEM)

สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide) ที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้น จะมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.8 กล่าวคือ จะมีรูปร่างเป็นแถบโลหะวางอยู่บนวัสดุฐานรอง (วัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กตริก) ที่ถูกคั่นด้วยช่องเปิดสองช่อง คุณลักษณะหลักที่ใช้ในการพิจารณาสายส่งสัญญาณ คือ คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ และเพื่อให้เกิดความเข้าคู่กันระหว่างอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณกับอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ จะต้องพิจารณาปัจจัยที่มีผลกระทบต่อคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ ซึ่งได้แก่ ความหนาของวัสดุฐานรอง และความกว้างของแผ่นสตริป (W) ดังจะเห็นได้ว่าการเลือกชนิดของวัสดุฐานรองเป็นส่วนสำคัญในการพิจารณาคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ และคุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่นำมาใช้มีดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

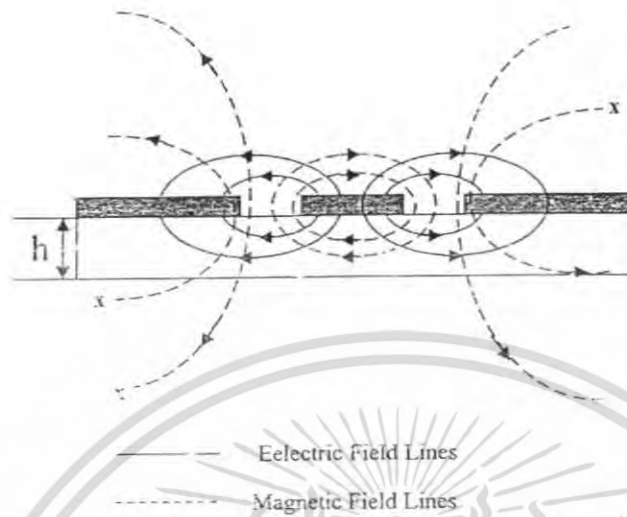


รูปที่ 2.8 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide)

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพันธ์ (ϵ_r) เป็นค่าแสดงคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริกโดยเทียบกับอากาศ
- ค่า Loss tangent ($\tan \delta$) ที่ความถี่ 10 GHz คือค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสดิสเพลเมนต์ ซึ่งค่านี้จะแสดงให้รู้ว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใด โดยที่ยิ่งต่ำก็ยิ่งดี
- ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal Conductivity) จะแสดงความสามารถในการระบายความร้อนของสารไดอิเล็กตริก ซึ่งค่ายิ่งสูงก็ยิ่งดี
- ความขรุขระของผิว จัดว่าเป็นคุณสมบัติที่มีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะจะมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามสายไมโครสตริป เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า
- ความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ

การแพร่กระจายของสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้าในสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม นั้นจะมีลักษณะที่ตั้งฉากกัน โดยสนามไฟฟ้าจะเคลื่อนที่ระหว่างแถบ โลหะที่ถูกกั้นด้วยช่องเปิด ส่วนสนามแม่เหล็กนั้น จะเคลื่อนที่ล้อมรอบแผ่น โลหะในทิศทางตามความหนาแน่นของวัสดุ งานรองแสดงดังรูป 2.9

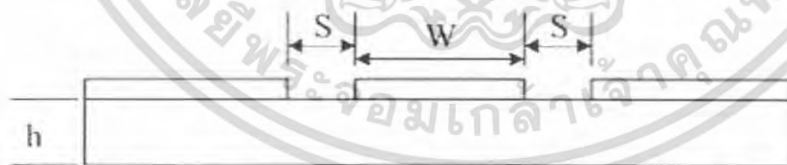
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าใน
สายส่งสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

2.4.1.1 การออกแบบสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

ภาคตัดขวางของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม แสดงดังรูปที่ 2.10 ซึ่งสามารถหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (ϵ_{eff}) และค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Z) เพื่อนำไปใช้ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดต่อไป



รูปที่ 2.10 ภาพตัดขวางของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

สามารถหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลได้จากสมการ

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (2.9)$$

$$Z = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{K(k_1)}{K'(k_1)} \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \pi / \ln[2(1+\sqrt{k'})/(1-\sqrt{k'})] \quad \text{for } 0 \leq k \leq 1/\sqrt{2} \quad (2.11)$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln[2(1+\sqrt{k})/(1-\sqrt{k})] \quad \text{for } 1/\sqrt{2} \leq k \leq 1 \quad (2.12)$$

$$k_1 = \frac{W}{W+2s} \quad (2.13)$$

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

สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม จะมีคุณสมบัติ Dispersive โดยธรรมชาติการที่ ϵ_{eff} แปรตามค่าความถี่ และ โครงสร้างของสายส่งไมโครสตริปเป็นลักษณะกึ่ง TEM ดังนั้นสมการพื้นฐานเกี่ยวกับความยาวคลื่นในสายส่งไมโครสตริป คือ

$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.15)$$

เมื่อ λ_g คือ ความยาวคลื่นในวัสดุฐานรอง

c คือ ความเร็วแสง (3×10^8 m/s)

ϵ_{eff} คือค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล

f คือ ความถี่

2.4.2 อิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณ

สำหรับการออกแบบสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมนั้น ระยะห่างของท่อนำคลื่นทั้งสอง และความกว้างของท่อนำคลื่นจะเป็นตัวกำหนดค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณ ซึ่งจะได้จากค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) โดยหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$Z = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{K(k_1)}{K'(k_1)} \quad (2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$k_1 = \frac{G}{G + 2S_{cpw}} \quad (2.17)$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\ln \left[2 \frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}} \right]}{\pi} \quad \text{for } 0.707 \leq k \leq 1 \quad (2.18)$$

- เมื่อ Z คือ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ
- S_{cpw} คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม
- G คือระยะระหว่างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม
- ϵ_r คือค่าคงตัวไดอิเล็กทริกของวัสดุฐานรอง

โดยการคำนวณหาความกว้างของตัวนำระหว่างท่อนำคลื่นและความกว้างของท่อนำคลื่นซึ่งเป็นสายส่งสัญญาณนั้นเราต้องคำนึงถึงค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งที่ต่อกับสายอากาศให้แมทซ์กัน เพื่อที่จะให้เกิดการสูญเสียน้อยที่สุด

2.4.3 การสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (S - Parameter)

เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับหาสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับ สามารถเขียน S - พารามิเตอร์ได้ดังนี้

$$V_1^- = S_{11} V_1^+ + S_{12} V_2^+ \quad (2.19ก)$$

$$V_2^- = S_{21} V_1^+ + S_{22} V_2^+ \quad (2.19ข)$$

เมื่อ V_1^+ แรงดันที่จ่ายที่พอร์ตที่ 1 และ V_1^- คือแรงดันที่สะท้อนกลับที่พอร์ตที่ 1

เมื่อ V_2^+ แรงดันที่จ่ายที่พอร์ตที่ 1 และ V_2^- คือแรงดันที่สะท้อนกลับที่ 1

โดยที่ความหมายของ S - พารามิเตอร์แต่ละตัวคือ S_{11} และ S_{22} เป็นสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนที่วัดพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2 สำหรับ S_{12} และ S_{21} ก็จะเป็นสัมประสิทธิ์ของการส่งผ่านจากพอร์ตที่ 2 มายังพอร์ตที่ 1 และจากพอร์ตที่ 1 ไปยังพอร์ตที่ 2 ตามลำดับจะสามารถหาค่า S_{ij} ได้โดยการวัดคลื่นที่สะท้อนกลับมายังในพอร์ตที่ 1 และจากที่ได้กล่าวไปแล้วว่า S_{ij} ก็คือสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับและภายใต้เงื่อนไขเดียวกันนี้ V_j' จะเขียนได้ดังนี้

$$V_j' = S_{ij} V_i'$$

หรือ

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \quad (2.20)$$

ดังนั้น

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \quad (2.21)$$

ในทำนองเดียวกันจะสามารถหาค่า S_{22} ได้ดังนี้

$$S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+} \quad (2.22)$$

และแทน S_{12} กับ S_{21} จะได้

$$S_{12} = S_{21} = \frac{V_1^-}{V_2^+} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \quad (2.23)$$

2.4.4 อัตราขยาย (Gain)

อัตราขยาย (gain) ของสายอากาศนั้น เป็นความสัมพันธ์ที่ได้จากโคเรคทีวิตี โดยการรวมเอาประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ในขณะที่โคเรคทีวิตีแสดงคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศเท่านั้น การคิดอัตราขยายของสายอากาศจะวัดเปรียบเทียบกับสายอากาศอ้างอิง โดยอัตราขยายของสายอากาศ คือ กำลังสองของอัตราส่วนระหว่างความเข้มสนามคามทิกซ์ที่มีการแพร่กระจายคลื่นมากที่สุดเมื่อเทียบกับความเข้มสนามที่มากที่สุด เช่นเดียวกันกับของสายอากาศอ้างอิง หรืออาจจะแสดงในรูปของอัตราส่วนของกำลังงานที่ต้องใช้ในการส่งของสายอากาศทั้งสอง เพื่อให้เกิดความเข้มของสนามขนาดเท่ากัน ณ จุดเดียวกันในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นมากที่สุด หรืออัตราขยายของสายอากาศรับ คือ อัตราส่วนระหว่างค่าความเข้มของสายอากาศทดสอบกับสายอากาศอ้างอิง ณ จุดตั้งสายอากาศที่เดียวกัน

การใช้สายอากาศอ้างอิงมักเป็นแบบไดโพลขนาด $\lambda/2$ หรือแบบไอโซทรอปิก (Isotropic) ซึ่งมีลักษณะพิเศษคือ กระจายคลื่นได้รอบตัวทุกทิศในปริมาณที่เท่ากัน

กำลังอัตราขยาย (Power Gain) ของสายอากาศ ในทิศทางที่กำหนดให้นั้นมีค่าเท่ากับ 4π คูณอัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางนั้น ต่อกำลังงานสุทธิที่สายอากาศรับจากขั้วต่อของเครื่องส่ง เมื่อไม่กำหนดทิศทางไว้โดยทั่วไปแล้วจะคิดเพาเวอร์เกนในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุด

$$\text{Gain} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_m} \quad (2.24)$$

โดยทั่วไปแล้วอัตราขยายสัมพันธ์เป็นอัตราส่วนของกำลังอัตราขยายในทิศทางที่กำหนดให้ต่อ

กำลังอัตราขยายของสายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบในทิศทางนั้น เมื่อกำลังงานที่ป้อนเข้าสายอากาศทั้งเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สองนั้นต้องเท่ากัน สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบอาจจะเป็นสายอากาศไดโพล สายอากาศปากแตร หรือสายอากาศอื่นๆ ซึ่งสามารถคำนวณอัตราขยายได้ง่าย หรือรู้ค่าอยู่แล้ว แต่อย่างไรก็ตามโดยส่วนใหญ่สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบจะเป็น ไอโซโทรปิกพอยท์ที่ไม่มีการสูญเสีย ดังนั้น จะได้สมการดังนี้

$$G_g = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.25)$$

เมื่อ P_{in} คือกำลังงานที่ป้อนให้กับไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย

กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด (P_{rad}) สัมพันธ์กับกำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศ (P_{in}) ดังสมการที่ (2.18)

$$P_{rad} = e_r P_{in} \quad (2.26)$$

เมื่อ e_r คือ ประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ (ไม่มีหน่วย) ทำให้สมการที่ (2.25) และ (2.26) มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$G_g(\theta, \phi) = \frac{[4\pi U(\theta, \phi)]}{P_{rad}} \quad (2.27)$$

และมีความสัมพันธ์กับอัตราขยายไดเรกทิฟ คือ

$$G_g(\theta, \phi) = e_r D_g(\theta, \phi) \quad (2.28)$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าสูงสุดของอัตราขยายจะสัมพันธ์กับไดเรกทิวิตี คือ

$$G_0 = G_g(\theta, \phi) |_{\max} \quad (2.29)$$

$$= e_r D_g(\theta, \phi) |_{\max}$$

$$= e D_0 \quad (2.30)$$

ดังนั้นค่าประมาณของอัตราขยายจะมีค่าเป็น

$$G_0 \cong \frac{30000}{\theta_{1,d} \theta_{2,d}} \quad (2.31)$$

ในทางปฏิบัติแล้วเมื่อก้าวถึงอัตราขยายจะหมายถึง กำลังอัตราขยายที่มีค่าสูงสุดแสดง
ดังนี้

$$G_0(dB) = 10 \log_{10}[e_r D_0] \quad (2.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.5 แบนด์วิดท์

แบนด์วิดท์ของสายอากาศถูกกำหนดให้เป็นช่วงของความถี่ ที่สายอากาศที่มีคุณสมบัติอยู่ในมาตรฐานที่กำหนดให้ อาจคิดว่าเป็นช่วงของความถี่ที่สายอากาศมีคุณสมบัติต่างๆ ได้แก่ อินพุตอิมพีแดนซ์ แบบรูป บีมวิดท์ โพลาริเซชัน ระดับของไซด์โลบ อัตราขยาย ประสิทธิภาพของการแพร่กระจายคลื่น ฯลฯ อยู่ในค่าที่ใช้งานได้ สำหรับสายอากาศแบนด์กว้าง มักจะคิดเป็นอัตราส่วนของความถี่ที่ใช้งานได้ ด้านสูงต่อความถี่ใช้งานได้ด้านต่ำ ยกตัวอย่างเช่น แบนด์วิดท์ 10:1 แสดงว่าความถี่ที่ใช้งานในด้านสูง มีค่ามากกว่าความถี่ใช้งานด้านต่ำอยู่ 10 เท่า สำหรับสายอากาศแบนด์แคบ แบนด์วิดท์จะเป็นเปอร์เซ็นต์ของความแตกต่างของความถี่ (ความถี่ด้านสูงลบด้วยความถี่ด้านต่ำ)หารด้วยความถี่กลางของแบนด์วิดท์นั้น เช่น แบนด์วิดท์ 5% แสดงว่าผลต่างของความถี่ของช่วงการทำงานของสายอากาศเป็น 5% ของความถี่กลางของแบนด์วิดท์นั้น

$$BW(\%) = \frac{f_u - f_l}{f_0} \times 100 \quad (2.33)$$

เมื่อ BW คือ ค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศ
 f_u คือ ขอบเขตความถี่สูงของย่านความถี่
 f_l คือ ขอบเขตความถี่ต่ำของย่านความถี่
 f_0 คือ ความถี่กลางของย่านความถี่

เนื่องจากคุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศ ได้แก่ อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราขยาย รูปแบบการแพร่พลังงานสนามระยะไกล โพลาริเซชัน ฯลฯ ไม่เปลี่ยนแปลงตามความถี่ในลักษณะเดียวกันทั้งหมด ดังนั้นจึงไม่สามารถกำหนดแบนด์วิดท์ตามคุณสมบัติอย่างใดอย่างหนึ่งเพียงแต่อย่างเดียวได้ จึงต้องมีการกำหนดข้อบังคับให้เป็นไปตามการประยุกต์ใช้งานแต่ละอย่างไป ปกติแล้วคุณสมบัติของแพทเทิร์นกับอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์จึงมักถูกใช้เป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ของสายอากาศ

2.4.6 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของแรงดัน (Voltage Standing Wave Ratio : VSWR)

อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง คือ อัตราส่วนของแรงดันสูงสุดต่อแรงดันต่ำสุด ซึ่งอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง เป็นค่าที่บอกคุณสมบัติและประสิทธิภาพของสายอากาศว่าแมทชิงดีหรือไม่ดี ซึ่งหาค่าของอัตราส่วนคลื่นนิ่งได้จากสมการที่ (2.34)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} \quad (2.34)$$

หรือให้ค่า VSWR เป็นค่าจุดๆหนึ่งในสายอากาศโดยใช้ความสัมพันธ์ที่เกี่ยวกับการสะท้อน คือ

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|} \quad (2.35)$$

เมื่อ Γ_L คือสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับในสายอากาศ
ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$\Gamma_L = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (2.36)$$

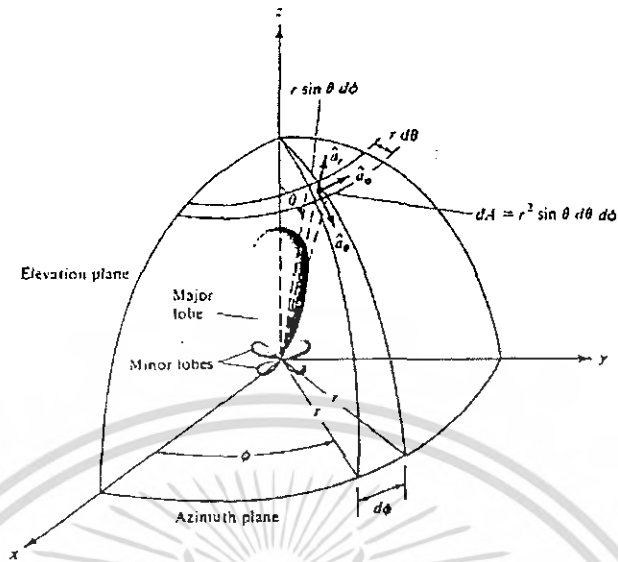
เมื่อ Z_1, Z_2 คืออิมพีแดนซ์ที่จุดหนึ่งในสายอากาศ

2.4.7 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Pattern)

แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Pattern) ของสายอากาศ หรือแบบรูปของสายอากาศ (Antenna Pattern) คือ “ฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์หรือภาพ ที่ใช้เพื่อแสดงคุณสมบัติในการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งเป็นฟังก์ชันของโคออดิเนทในอวกาศ (Space Coordinate) โดยส่วนใหญ่แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นนี้มักจะหาได้จากบริเวณที่เป็นสนามระยะไกล (Far-Field) และใช้แสดงเหมือนกับเป็นฟังก์ชันของโคออดิเนททิศทาง (Directional Coordinates) คุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่นจะเกี่ยวข้องกับ ความหนาแน่นของกำลังงาน (Power Flux Density) ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Intensity) ความเข้มของสนาม (Field Strength) การชี้ทิศทาง (Directivity) เฟส (Phase) หรือ โพลาริเซชัน (Polarization)” ซึ่งคุณสมบัติในการแผ่กระจายคลื่นเหล่านี้ใช้เพื่อแสดงการแจกแจงรูปของพลังงานที่แผ่กระจายเป็นแบบสองมิติและสามมิติ โดยเป็นไปตามฟังก์ชันของตำแหน่งที่สังเกตตามทางเดินของคลื่นหรือที่ตำแหน่งผิวที่มีรัศมีคงที่

รูปที่ 2.11 แสดงระบบโคออดิเนทที่ใช้แสดงคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่น เส้นที่แสดงทางเดินสนามไฟฟ้า (แม่เหล็ก) ที่รับได้ในแนวรัศมีคงที่ จะถูกเรียกว่า แบบรูปสนาม (Field Pattern) และกราฟที่แสดงการเปลี่ยนแปลงของความหนาแน่นของกำลังงานที่ไปตามแนวรัศมีคงที่ จะถูกเรียกว่า แบบรูปกำลังงาน (Power Pattern)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

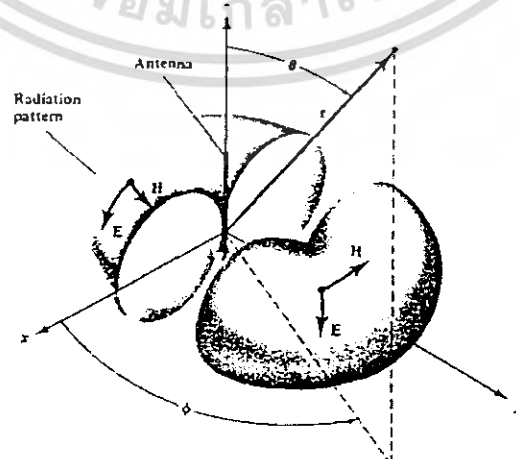


รูปที่ 2.11 ระบบโคออดิเนตสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ

โดยทั่วไปแบบรูปสนามและแบบรูปกำลังงานจะถูกลดเมอร์ไลต์ด้วยค่าสูงสุดของมันเอง ดังนั้นแบบรูปสนามและแบบรูปกำลังงานจึงแสดงค่าเป็นเดซิเบลที่ได้ลดเมอร์ไลต์แล้ว

2.4.7.1 ไอโซโทรปิก ไดเรกชันแนล และรูปแบบออมนิไดเรกชันแนล (Isotropic, Directional and Omnidirectional Patterns)

ตัวแผ่กระจายคลื่นไอโซโทรปิก (Isotropic Radiator) คือสายอากาศที่ถูกสมมุติขึ้น เป็นสายอากาศที่ไม่มีการสูญเสีย มีคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่นเท่ากันในทุกทิศทางด้วยความเข้มสนามที่เท่ากัน โดยจะเป็นสายอากาศแบบหนึ่งที่ไม่สามารถสร้างได้จริง แต่มักจะใช้เพื่อเป็นตัวเปรียบเทียบกับสายอากาศที่สร้างจริงเกี่ยวกับการแสดงคุณสมบัติการชี้ (เจาะจง) ทิศทาง



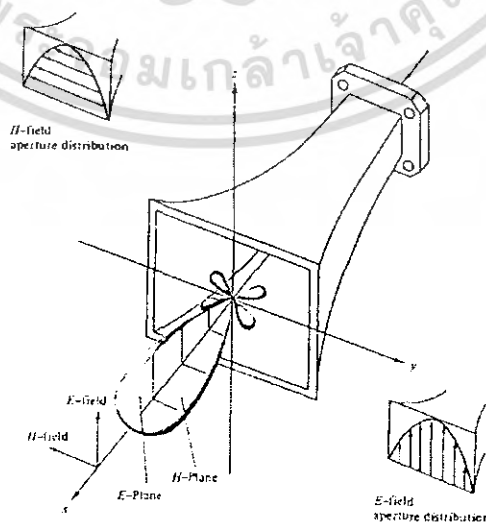
รูปที่ 2.12 แบบรูปของสายอากาศแบบออมนิไดเรกชันแนล (Omnidirectional)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศชี้ทิศทาง (Directional Antenna) คือสายอากาศที่มีคุณสมบัติของการส่งหรือการรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดีในเฉพาะทิศทางที่กำหนดเท่านั้น สายอากาศชนิดนี้จะมีการชี้ทิศทางสูงสุดที่มากกว่าสายอากาศแบบไดโพลครึ่งคลื่น ตัวอย่างหนึ่งของสายอากาศที่มีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นแบบชี้ทิศทางแสดงดังรูปที่ 2.12 ซึ่งดูเหมือนกับว่าแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นจะเป็นแบบไม่ชี้ทิศทางในระนาบมุมกวาด (Azimuth Plane) และจะมีการชี้ทิศทางในระนาบมุมยก (Elevation Plane) ดังนั้นชนิดของแบบรูปที่ถูกออกแบบเป็นแบบรอบทิศทาง (Omni-directional Antenna) จึงถูกกำหนดว่าเป็นเสมือนแบบรูปที่ไม่มีทิศทางในระนาบที่กำหนด (ในกรณีนี้คือระนาบมุมกวาด) และจะมีรูปแบบรูปที่ชี้ทิศทางในอีกระนาบที่ตั้งฉาก (ในกรณีคือ ระนาบมุมยก) ดังนั้นแบบรูปแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional Pattern) จึงเป็นแบบรูปชนิดพิเศษของแบบรูปแบบชี้ทิศทาง

2.4.7.2 แบบรูปหลัก (Principle Pattern)

สำหรับสายอากาศแบบโพลาไรซ์เส้นตรง (Linearly Polarization antenna) มักจะเป็นการอธิบายถึงสมรรถนะหรือคุณสมบัติในการทำงานของสายอากาศในเทอมของแบบรูปหลัก (Principle Pattern) ของสนามไฟฟ้า (Electric Field) และสนามแม่เหล็ก (Magnetic Field) ซึ่งระนาบ E จะเป็นระนาบที่มีเวกเตอร์สนามไฟฟ้า และมีทิศทางของการแผ่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ส่วนระนาบ H จะเป็นระนาบที่มีเวกเตอร์สนามแม่เหล็ก และมีทิศทางของการแผ่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ตัวอย่างการแบบรูปหลักแสดงดังรูปที่ 2.13 โดยมีระนาบ $x-z$ (ระนาบมุมยก; $\phi = \pi/2$) เป็นระนาบ H หลัก



รูปที่ 2.13 แบบรูปหลักสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศปากแตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนเวลาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต หากมีข้อผิดพลาดประการใด ขออภัยเป็นอย่างสูง และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.7.3 ลำคลื่น (Lobe) ของแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น

ลำคลื่นที่แผ่กระจายคลื่น (Radiation Lobe) เป็นส่วนหนึ่งของแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่เกิดเป็นบริเวณ โดยถูกปิดล้อมด้วยส่วนที่มีความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นต่ำ ดังรูปที่ (2.14ก) แสดงแบบรูปเชิงขั้ว (Polar Pattern) แบบสามมิติ ซึ่งแบ่งเป็นลำคลื่นต่างๆ ดังนี้

ลำคลื่นหลัก (Major Lobe หรือ Main Lobe)

คือลำคลื่นของแผ่กระจายคลื่นซึ่งอยู่ในทิศทางที่มีการแผ่กระจายคลื่นแรงที่สุด ตามรูปที่ 12 มีลำคลื่นหลักอยู่ในทิศทาง $\theta = 0$ สำหรับสายอากาศบางชนิดอาจมีลำคลื่นหลักมากกว่าหนึ่งลำคลื่น เช่น สายอากาศแบบแยก빔 (Split Beam Antenna)

ลำคลื่นย่อย (Minor Lobe)

คือ ลำคลื่นอื่นๆ นอกเหนือจากลำคลื่นหลัก

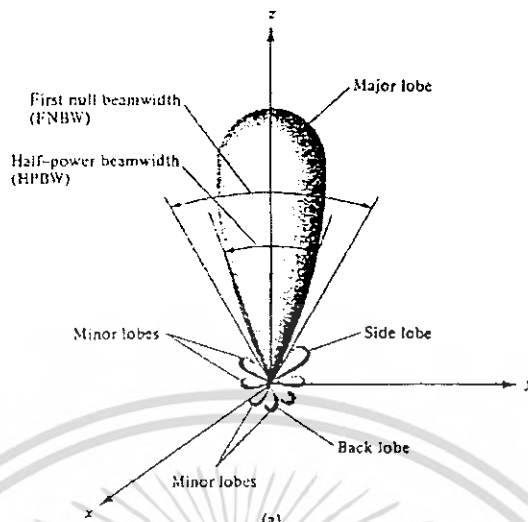
ลำคลื่นข้าง (Side Lobe)

คือ ลำคลื่นย่อยที่อยู่ติดกับลำคลื่นหลัก และอยู่ในทิศทางบนครึ่งวงกลมซีกเดียวกับลำคลื่นหลัก

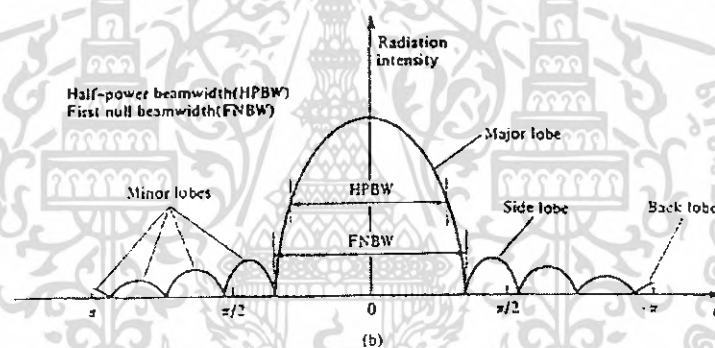
ลำคลื่นหลัง (Back Lobe)

คือ ลำคลื่นย่อยที่อยู่บนครึ่งวงกลมตรงข้ามกับลำคลื่นหลัก

โดยปกติแล้วลำคลื่นย่อยจะเกิดจากการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางที่ไม่ต้องการ สำหรับสายอากาศที่ดีจะต้องกำจัดลำคลื่นเหล่านี้ให้เกิดขึ้นน้อยที่สุด ระดับของลำคลื่นย่อยมักแสดงเป็นอัตราส่วนของความหนาแน่นของพลังงานในลำคลื่นหลัก ซึ่งเรียกว่า อัตราส่วนของลำคลื่นด้านข้าง (Side Lobe Ratio) ในทางปฏิบัติโดยทั่วไปนั้นมักจะต้องการให้ระดับของลำคลื่นด้านข้างน้อยกว่า -20dB



(ก) ล้อคลื่นของการแผ่กระจายคลื่นเชิงขั้ว



(ข) ล้อคลื่นของการแผ่กระจายคลื่นเชิงเส้น

รูปที่ 2.14 ล้อคลื่น (Lobe) ของแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น

2.4.7.4 บริเวณต่างๆ ของสนามจากสายอากาศ

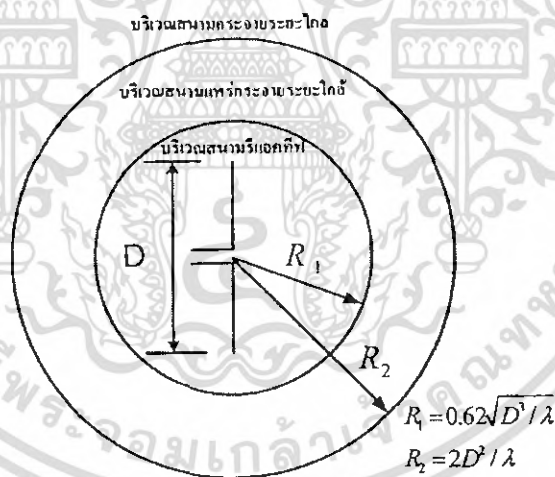
โดยทั่วไปแล้วมักจะแบ่งบริเวณที่ล้อมรอบสายอากาศออกเป็น 3 ส่วน คือ สนามรีแอกทีฟระยะใกล้ (Reactive-Near Field) สนามแผ่กระจายระยะใกล้ (Radiating-Near Field) และสนามระยะไกล (Far Field) ดังแสดงในรูปที่ 2.15

บริเวณสนามรีแอกทีฟระยะใกล้ เป็นบริเวณสนามที่ล้อมรอบใกล้สายอากาศมากที่สุดและมีสนามชนิดรีแอกทีฟเป็นส่วนใหญ่ บริเวณนี้จะมีระยะทาง $R < 0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$ จากผิวของสายอากาศ เมื่อ λ เป็นความยาวคลื่นและ D เป็นมิติที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศ สำหรับสายอากาศไดโพลสั้นๆ หรือตัวแผ่กระจายสมมูล (equivalent radiator) จะมีระยะขอบเขตสนามอยู่ที่ระยะ $\lambda / 2\pi$ จากผิวสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บริเวณสนามแผ่กระจายระยะใกล้ เป็นบริเวณสนามของสายอากาศที่อยู่ระหว่างบริเวณของสนามรีแอกทีฟระยะใกล้ กับบริเวณสนามระยะไกล โดยมีสนามที่กระจายอยู่เป็นส่วนใหญ่และการกระจายของสนามตามมุมต่างๆ นั้นแปรผันตามระยะทางจากสายอากาศ ถ้าขนาดที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศมีขนาดเล็กมากๆ เมื่อเทียบกับความยาวคลื่น สนามในบริเวณนี้อาจจะไม่เกิดขึ้นขอบเขตภายในของสนามในบริเวณนี้จะมีระยะทาง $R \geq 0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$ จนถึงระยะ $R < 2D^2/\lambda$ โดยที่ D เป็นขนาดที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศ

บริเวณสนามระยะไกล เป็นบริเวณสนามของสายอากาศซึ่งการแผ่กระจายของสนามของสายอากาศตามมุมต่างๆ ไม่ขึ้นกับระยะทางจากสายอากาศ ถ้าสายอากาศมีมิติใหญ่ที่สุดเท่ากับ D บริเวณสนามระยะไกลจะเกิดขึ้นที่ระยะทางห่างจากสายอากาศที่ตำแหน่ง $R > \frac{2D^2}{\lambda}$ สนามในบริเวณนี้มีลักษณะเป็นสนามตัดขวาง (Transverse Field) และการแผ่กระจายของสนามตามมุมต่างๆ ไม่ขึ้นกับระยะทาง ขอบในของบริเวณดังกล่าวมีค่า $R > \frac{2D^2}{\lambda}$ และขอบนอกเป็นอนันต์



รูปที่ 2.15 การแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ

2.4.8 ความหนาแน่นของกำลังงานที่แพร่กระจาย (Radiation Power Density)

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกนำไปใช้ในการส่งข้อมูลข่าวสารผ่านตัวกลางไร้สาย (อากาศ) หรือผ่านไปในโครงสร้างแบบนำคลื่น (Wave Guide) จากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่งได้ ดังนั้นจึงสมมุติว่ากำลังงานและพลังงานสัมพันธ์กับสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งปริมาณที่ใช้ในการอธิบายถึงกำลังงานที่สัมพันธ์กับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศ คือ ความหนาแน่นของกำลังงานที่แพร่กระจายและ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะสามารถหาค่าความหนาแน่นของกำลังงานเฉลี่ยในสนามระยะไกลได้จากครึ่งหนึ่งของค่าที่เป็นจริงของสนาม แม่เหล็กไฟฟ้า ดังสมการ

$$W_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}[\bar{E} \times \bar{H}] = W_{rad} \quad (2.37)$$

โดยที่ W_{av} และ W_{rad} เป็นความหนาแน่นของกำลังงานเฉลี่ยและที่แพร่กระจาย ตามลำดับ

จากความหนาแน่นกำลังงานที่แผ่กระจายหรือก็คือความหนาแน่นกำลังงานเฉลี่ยที่แผ่ออกจากสายอากาศ จะสามารถนำไปสู่การหาค่ากำลังงานที่แผ่กระจาย (P_{rad}) ซึ่งมีสมการเป็นดังนี้

$$P_{rad} = P_{av} = \iint_s W_{rad} \cdot ds = \frac{1}{2} \iint_s \text{Re}(\bar{E} \times \bar{H}) \cdot d\bar{s} \quad (2.38)$$

แบบรูป (pattern) กำลังงานของสายอากาศที่ได้จากการวัด จะเป็นฟังก์ชันของทิศทาง ของความหนาแน่นกำลังงานเฉลี่ยที่ถูกแผ่กระจายโดยสายอากาศ โดยจะทำการวัดด้วยการทำกับทรงกลมใหญ่ที่มีรัศมีคงที่ซึ่งจะเป็นการนำไปสู่สนามระยะไกล แต่ถ้าเป็นสมรรถนะของสายอากาศจะเป็นการวัดในเทอมของแกนและในเทอมของแบบรูปกำลังงานสัมพัทธ์ (relative power patterns) สำหรับแบบรูปสามมิติจะไม่สามารถวัดได้ แต่สามารถจะสร้างขึ้นมาด้วยการนำเอารูปสองมิติจำนวนหนึ่งมาทำการตัดต่อ

2.4.9 ความเข้มในการแผ่กระจาย (Radiation Intensity)

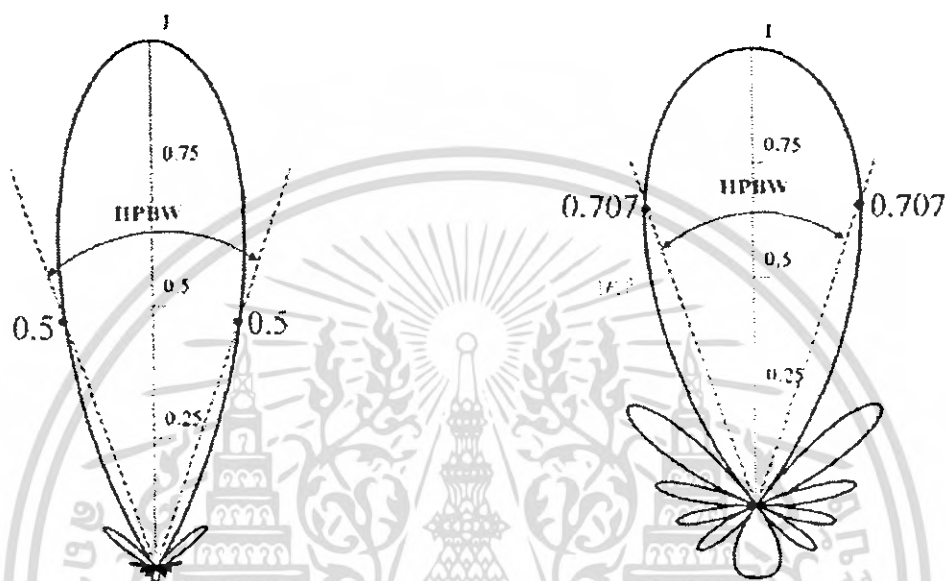
ความเข้มในการแผ่กระจายคลื่น (U) ในทิศทางที่กำหนด คือ กำลังงานที่แผ่กระจายจากสายอากาศต่อหน่วยมุมตัน (per unit solid angle) ความเข้มในการแผ่กระจายเป็นพารามิเตอร์ในสนามระยะไกลที่สามารถหาได้ด้วยการคูณความหนาแน่นของกำลังงานที่แผ่กระจายเข้ากับระยะทาง (r) ยกกำลังสอง

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.39)$$

2.4.10 บีมวิทท์และฮาล์ฟเพาเวอร์บีมวิทท์ (Beam Width, Half Power Beam Width)

บีมวิทท์จะสัมพันธ์กับแบบรูปในการแผ่กระจาย (Pattern) ของสายอากาศ ซึ่งจะเป็นพารามิเตอร์ที่ถูกออกแบบให้เป็นความกว้างของลำคลื่น โดยบีมวิทท์ของแพทเทิร์นจะเป็นมุมที่อยู่ระหว่างจุดสองจุดบนด้านที่ตรงข้ามกันของแบบรูปที่มีการแผ่กระจายสูงสุด โดยส่วนใหญ่แล้วมักจะนิยมใช้คำว่าฮาล์ฟเพาเวอร์บีมวิทท์ (Half-Power Beam width: HPBW) แทน ซึ่งจะเป็นมุมที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วัดระหว่างจุดสองจุดของความเข้มการแผ่กระจายมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุด ซึ่งก็คือตำแหน่งที่ 3 dB บนแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น หรืออีกกรณีหนึ่งจะพิจารณาจุดที่ความเข้มสนามเหลือ $1/\sqrt{2}$ หรือ 0.707 เท่าของแรงดันไฟฟ้าสูงสุด ดังแสดงในรูปที่ 2.17 (ก) และ (ข) ตามลำดับ



(ก) 2-D Normalized Power $|E_n|^2$ Pattern (ข) 2-D Normalized Field $|E_n|^2$ Pattern

รูปที่ 2.16 Beam Width

2.4.11 การชี้ทิศทาง (Directivity)

โคเรคทีวิตีของสายอากาศ คือ อัตราส่วนของความเข้มในการแผ่กระจายที่ออกจากสายอากาศ ในทิศทางที่กำหนดหาด้วยความเข้มในการแผ่กระจายเฉลี่ยตลอดทุกทิศทาง โดยที่ความเข้มในการแผ่กระจายเฉลี่ยจะมีค่าเท่ากับผลรวมทั้งหมดของกำลังงานที่แผ่กระจายจากสายอากาศหารด้วย 4π

$$D = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (\text{ไม่มีหน่วย}) \quad (2.40)$$

โดยที่ D คือ โคเรคทีวิตี และ P_{rad} คือกำลังงานที่แผ่กระจาย

แบบรูปทิศทาง (Directional Patterns) เป็นภาพที่แสดงถึงแบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศในทิศทางที่มีกำลังงานสูงสุด ซึ่งก็คือลำคลื่น (lobe) ดังนั้นการหาค่าโดยประมาณของโคเรคทีวิตีของสายอากาศจะสามารถหาได้จากการวัดมุมตันของลำคลื่น (beam solid angle) มุมตันโดยประมาณเท่ากับผลคูณของความกว้างลำคลื่นที่ตำแหน่งครึ่งหนึ่งของกำลังงานในสองระนาบที่ตั้งฉากกัน สมการโดยประมาณเป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$D_0 = \frac{4\pi}{\Omega_A} = \frac{4\pi}{\Theta_{1r}\Theta_{2r}} \quad (2.41)$$

มุมตันของลำคลื่น Ω_A จะประมาณค่าได้จาก

$$\Omega_A = \Theta_{1r}\Theta_{2r} \quad (2.42)$$

ซึ่ง Θ_{1r} = ความกว้างลำคลื่นที่ตำแหน่งครึ่งหนึ่งของกำลังงานในระนาบหนึ่ง (rad)

Θ_{2r} = ความกว้างลำคลื่นที่ตำแหน่งครึ่งหนึ่งของกำลังงานในอีกระนาบหนึ่ง (rad)

$$D_0 = \frac{4\pi(180/\pi)^2}{\Theta_{1d}\Theta_{2d}} = \frac{41,253}{\Theta_{1d}\Theta_{2d}} \quad (2.43)$$

ซึ่ง Θ_{1d} = ความกว้างลำคลื่นที่ตำแหน่งครึ่งหนึ่งของกำลังงานในระนาบหนึ่ง (degrees)

Θ_{2d} = ความกว้างลำคลื่นที่ตำแหน่งครึ่งหนึ่งของกำลังงานในอีกระนาบหนึ่ง (degrees)

สำหรับไดเรกทิวิตี้จะเป็นปริมาณที่ไม่มีหน่วย ดังนั้นจึงมักจะใช้แทนด้วยเดซิเบล (dB) ซึ่งทำได้ดังนี้

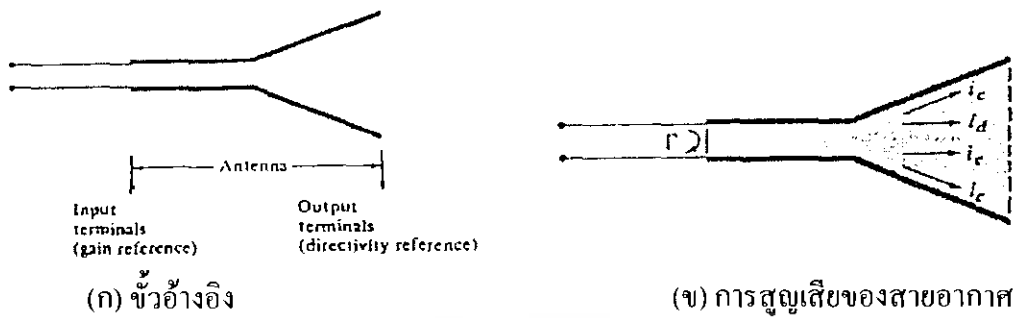
$$D(\text{dB}) = 10 \log_{10}\{D(\text{dimensionless})\} \quad (2.44)$$

2.4.12 ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency)

ประสิทธิภาพของสายอากาศ จะเป็นสิ่งที่บอกลักษณะความสามารถของสายอากาศ โดยจะคิดจากการสูญเสียที่ขั้วต่อระหว่างสายอากาศกับสายนำสัญญาณที่รวมกับการสูญเสียภายในโครงสร้างสายอากาศ การสูญเสียที่กล่าวถึงนี้จะอ้างอิงได้จากรูปที่ 2.17 ซึ่งการสูญเสียที่อ้างอิงจากรูป (ข) คือ

1. การสะท้อนอันเนื่องจากการไม่สมพจน์ (mismatch) กันระหว่างสายนำสัญญาณกับสายอากาศ
2. การสูญเสียจากการเป็นตัวนำและฉนวน คือ I^2R

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 ขั้วอ้างอิงการสูญเสียของสายอากาศ

โดยทั่วไปจะหาประสิทธิภาพรวมทั้งหมดได้จากสมการ

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (2.45)$$

โดยที่ e_0 = ประสิทธิภาพรวม (ไม่มีหน่วย)
 e_r = ประสิทธิภาพจากการสะท้อนกลับ (ไม่มีหน่วย)
 e_c = ประสิทธิภาพของตัวนำ (ไม่มีหน่วย)
 e_d = ประสิทธิภาพของฉนวน (ไม่มีหน่วย)
 Γ = สัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับที่ขั้วต่อของสายอากาศ
 ซึ่งค่า Γ จากสมการที่ 2.36

เนื่องจากจะเป็นการยากที่จะคำนวณหา e_c และ e_d แต่ก็สามารถหาได้ด้วยการทดลอง ดังนั้นในการคำนวณจึงรวมค่าประสิทธิภาพทั้งสองเข้าด้วยกันเป็นค่าเดียวคือ e_{cd} ดังนั้นจะได้

$$e_0 = e_r e_{cd} = e_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.46)$$

โดยที่ $e_{cd} = e_c e_d$ = ประสิทธิภาพในการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งจะถูกนำไปเกี่ยวข้องกับเกนและไดเรกทิวิตี

2.5 มาตรฐานรูปแบบการสื่อสารไร้สายแบบ IEEE 802.15.3a (Ultra Wide Band)

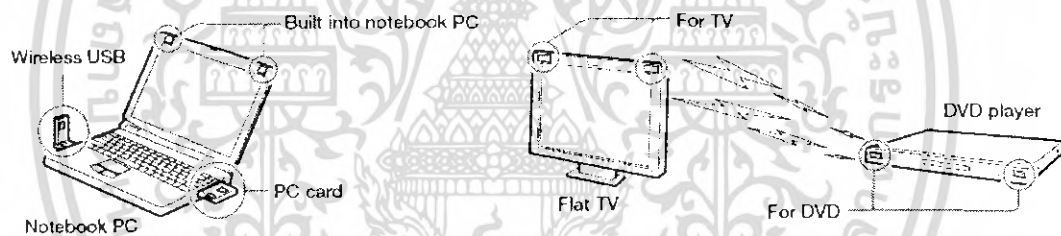
เทคโนโลยี Ultra-Wideband (UWB) คือเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายระยะใกล้ที่ใช้แถบความถี่ในช่วง 3.1-10.6 GHz และมีอัตราการส่งข้อมูลมากที่สุดเท่ากับ 110 Mb/s ภายในรัศมี 10 เมตรและ 200 Mb/s ภายในรัศมี 4 เมตร จะเห็นได้ว่า UWB สามารถให้อัตราการส่งข้อมูลสูงกว่าเทคโนโลยีสื่อสารไร้สายที่มีอยู่ในปัจจุบันเป็นอย่างมาก และในการใช้งานจริงสามารถนำ UWB มาประยุกต์ใช้งานได้ 2 โหมด (Mode) เมื่อแบ่งตามอัตราการส่งข้อมูล คือ โหมด อัตราการส่งข้อมูลสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(High Data Rate: HDR) หมายถึง มีอัตราการส่งข้อมูลเกินกว่า 100 Mb/s ในระยะใกล้ อีกโหมดคือ โหมดอัตราการส่งข้อมูลต่ำและค้นหาตำแหน่ง (Low Data Rate And Location Tracking : LDR/LT) หมายถึง มีอัตราการส่งข้อมูลลดลงเพื่อเพิ่มระยะเวลาสื่อสารไร้สาย สามารถใช้บอกตำแหน่งของ อุปกรณ์ได้อย่างแม่นยำซึ่งในอนาคตจะสามารถนำเทคโนโลยี UWB มาประยุกต์ใช้งาน เป็นแอปพลิเคชันต่าง ๆ ได้ดังนี้

2.5.1 แอปพลิเคชันต่าง ๆ ที่นำเทคโนโลยี UWB มาประยุกต์ใช้

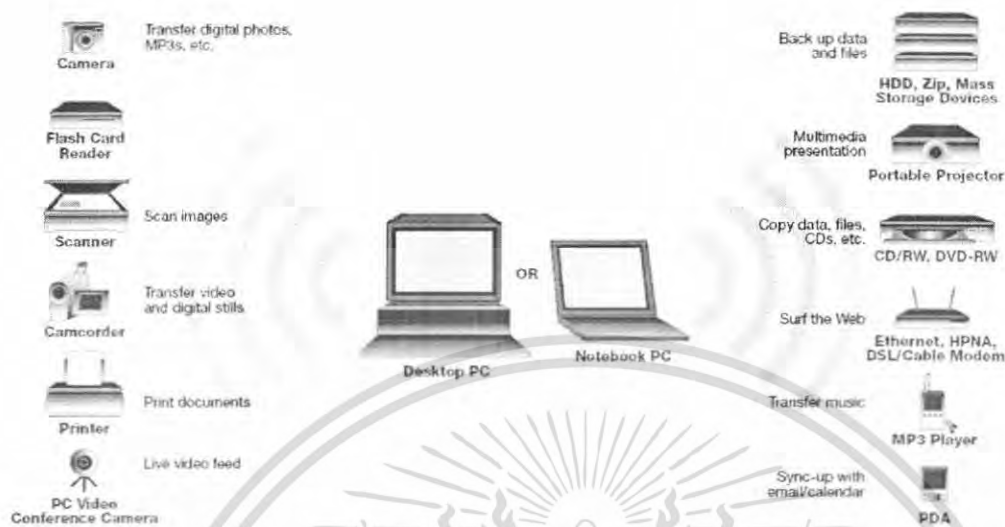
2.5.1.1 โครงข่ายส่วนบุคคลไร้สายความเร็วสูง (High-Data-Rate-Wireless Personal Area Network : HOR-WPAN) คือ โครงข่ายที่มีความหนาแน่นของอุปกรณ์สื่อสารไร้สายปานกลาง (5 - 10 ชั้นต่อห้อง) มีอัตราการส่งข้อมูลที่ความเร็ว 100-150 Mb/s ภายในระยะ 1 ถึง 10 M เทคโนโลยีหลักที่ใช้ในการสื่อสารเป็นแบบ Peer-To-Peer และใช้ Relay/ Bridge ในการเชื่อมโยงกับโครงข่ายภายนอก ซึ่งจะเป็นแบบไร้สาย หรือใช้สายเคเบิลก็ได้



รูปที่ 2.18 แสดงอุปกรณ์สื่อสารไร้สาย

2.5.1.2 การเชื่อมโยงอีเทอร์เน็ตไร้สาย (Wireless Ethernet Interface Link : WEIL) เป็นการขยายแนวคิดเพิ่มเติมจากการส่งสัญญาณที่มีอัตราการส่งข้อมูลสูง (HDR) ให้สูงยิ่งขึ้นไปอีก (1Gb/s, 2.5 Gb/s) ซึ่งการเชื่อมโยงไร้สายแบบนี้จะสามารถทำได้ภายในระยะสั้นมาก หรือภายในรัศมี 1-2 เมตร ซึ่ง WEIL เกิดขึ้นมาจากความต้องการของบริษัทผู้ผลิตเครื่องคอมพิวเตอร์ที่ต้องการให้การเชื่อมโยงโครงข่ายอีเทอร์เน็ตที่ใช้สายเคเบิล เปลี่ยนไปใช้แบบไร้สายแทน และจากบริษัทผู้ผลิตเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ต้องการให้การส่งสัญญาณวิดีโอแบบไร้สายระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์กับ จา LCD มีคุณภาพสูง (Wireless Digital Video Interface)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

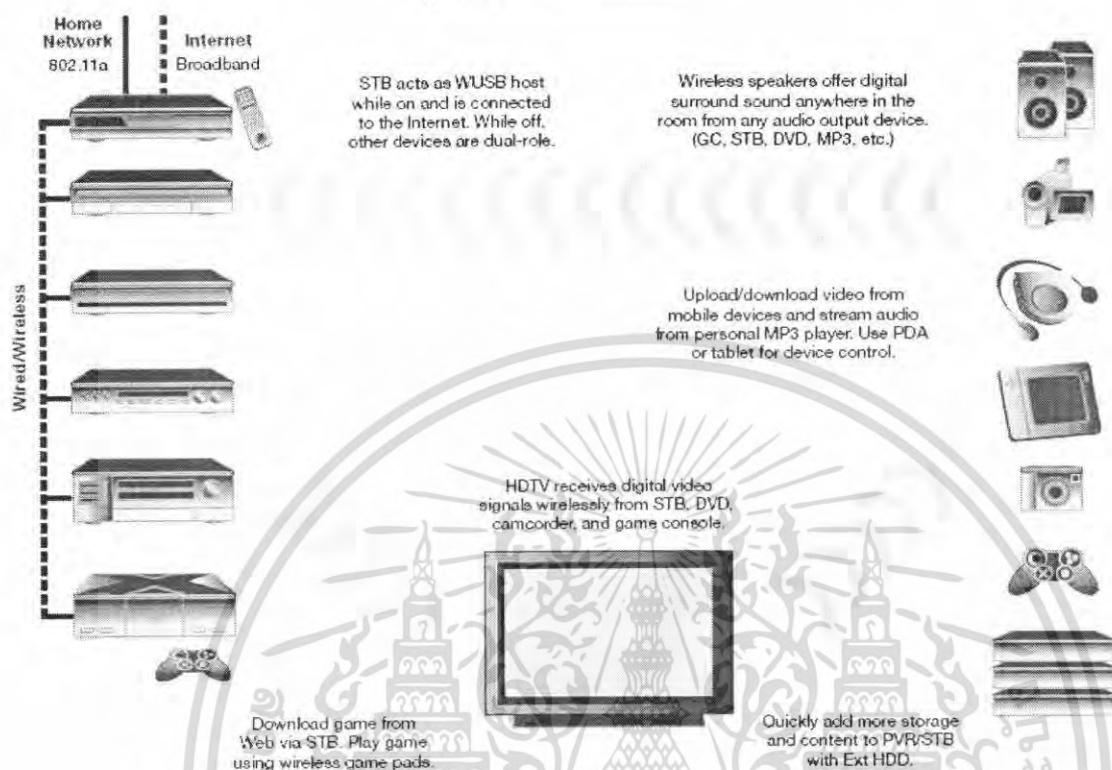


รูปที่ 2.19 แสดงการสื่อสารระหว่างคอมพิวเตอร์กับอุปกรณ์มีสติมเดียว

2.5.1.3 โครงข่ายไร้สายอัจฉริยะ (Intelligent Wireless Area Network : IWAN) คือ โครงข่ายที่มีความหนาแน่นของอุปกรณ์สื่อสารไร้สายสูง ที่อยู่ภายในอาคารหรือพื้นที่สำนักงานทั่วไป ภายในระยะ 30 เมตร

2.5.1.4 โครงข่ายภายนอกแบบเพียร์ทูเพียร์ (Outdoor Peer-to-Peer Network: OPPN) เป็นโครงข่ายสำหรับอุปกรณ์สื่อสาร UWB ที่อยู่บริเวณภายนอก เป็นไปตามความต้องการของตลาด การให้บริการที่จะเกิดขึ้นใหม่ สำหรับ เครื่อง PDA ที่จะส่งข้อมูลหรือแลกเปลี่ยนข้อมูลระหว่างกันและกัน อย่างเช่น ให้บริการข้อมูลดิจิทัล ความเร็วสูง สำหรับดาวน์โหลดข้อความหนังสือพิมพ์ รูปภาพ ให้บริการเช่าม้วนเทป วิดีโอ วีซีดี ดีวีดี อัดโนมดี เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 แสดงการสื่อสารไร้สายระหว่างอุปกรณ์

2.5.1.5 โครงข่ายเซ็นเซอร์ การหาตำแหน่งและการพิสูจน์อุปกรณ์ (Sensor, Positioning, And Identification Network: SPIN) เป็นโครงข่ายของอุปกรณ์สื่อสารไร้สาย เซ็นเซอร์ที่มีความหนาแน่นสูง (หลายร้อยชิ้นต่ออาคาร 1 ชั้น) ที่อยู่ในโรงงานอุตสาหกรรม หรือโรงเก็บสินค้า มีอัตราการส่งข้อมูลที่ความเร็วต่ำ (อยู่ประมาณช่วงหลายสิบลบ Kb/s) และสามารถส่งสัญญาณข้อมูลเกี่ยวกับตำแหน่งของตัวอุปกรณ์เพื่อใช้หาตำแหน่งได้ด้วย (มีความแม่นยำในการบอกตำแหน่งผิดพลาดไม่เกิน 1 เมตร) โทโปโลยีของโครงข่ายระยะในการส่งสัญญาณไม่เกิน 100 เมตร ระหว่างอุปกรณ์กับสถานีแม่ข่ายเป็นแบบ Master-Slave

2.5.1.6 โครงข่าย SPIN มีความต้องการเชื่อมโยงสัญญาณที่มีความน่าเชื่อถือสูง (High Reliability) และคุณลักษณะของระบบที่ปรับเปลี่ยนตัวเอง ให้เหมาะสมเพื่อรองรับกับการเปลี่ยนแปลงแบบพลวัต (Dynamic) ของเครื่องอุปกรณ์ และเรื่องสัญญาณรบกวนการแพร่กระจายสัญญาณ โครงข่ายที่ 1 ถึง 3 เป็นโครงข่ายที่อุปกรณ์ UWB อยู่ในบริเวณที่อยู่อาศัยหรือตามสำนักงานข้อมูลส่วนใหญ่ที่ใช้ส่งผ่านแบบไร้สาย จะเป็นสัญญาณวิดีโอเพื่อความบันเทิง สัญญาณที่ใช้ในการควบคุมอุปกรณ์ ที่ใช้ในโหมด HDR โครงข่ายที่ 4 เป็นโครงข่ายสำหรับอุปกรณ์ที่ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อยู่บริเวณภายนอกมีลักษณะแบบเพียร์ทูเพียร์ และ โครงข่ายที่ 5 เป็นโครงข่ายที่อยู่ในอุตสาหกรรม และการพาณิชย์

ในการพัฒนาและวิจัยที่จะมีต่อไปในอนาคต คือ เรื่องการที่จะให้โครงข่ายต่าง ๆ นี้รวมทั้ง โครงข่ายสื่อสารไร้สายที่มีอยู่ในปัจจุบัน สามารถนำมาาร่วมกันทำงานได้ (Integration) เพื่อให้เป็น Heterogeneous Networking

2.5.2 ข้อดีในระบบอุตสาหกรรมไร้สาย

ข้อดีของเทคโนโลยีอุตสาหกรรมไร้สายเมื่อเทียบกับเทคโนโลยีไร้สายประเภทอื่น ซึ่งมีลักษณะ พิเศษ ดังต่อไปนี้

1. มีแบนด์วิดท์ขนาดใหญ่เมื่อเปรียบเทียบกับความถี่ต่ำ
2. มีอัตราการขยายสูง
3. ไม่รบกวนการทำงานของระบบอื่น
4. โอกาสที่ตรวจพบหรือสกัดกันต่ำ
5. ใช้พลังงานต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

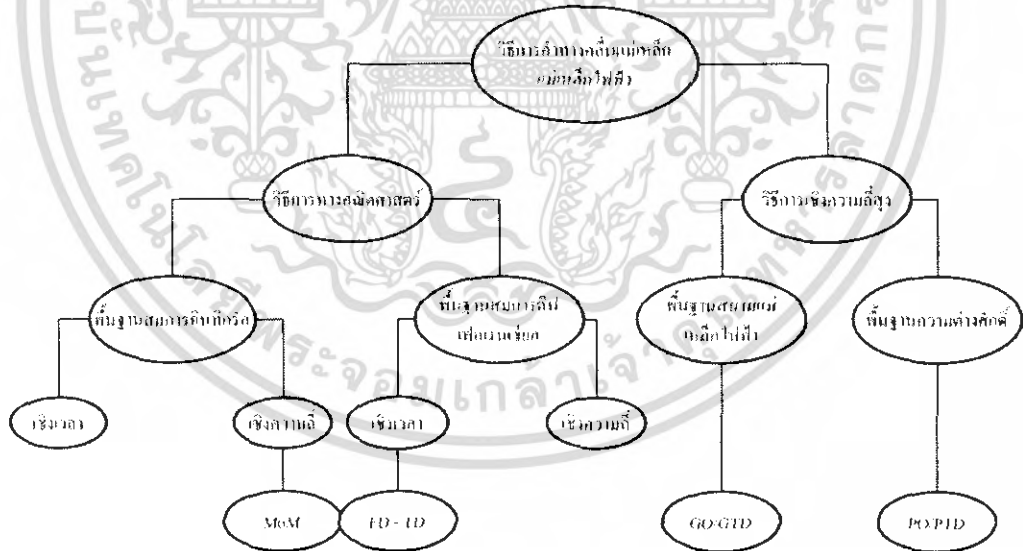
บทที่ 3

ระเบียบวิธีโมเมนต์ (The Method of Moment)

3.1 บทนำ

ในการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศนั้น มีวิธีการคำนวณอยู่ 2 วิธี ในหลักการคำนวณทางคณิตศาสตร์ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า คือ ระเบียบวิธีโมเมนต์ (MoM) และ วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD) โดยทั้งสองวิธีนี้เป็นวิธีที่ใช้แพร่หลายอยู่ในปัจจุบัน โดยได้มีการนำมาใช้ในการวิเคราะห์การทำงานของสายอากาศโดยแยกเป็นส่วน ๆ

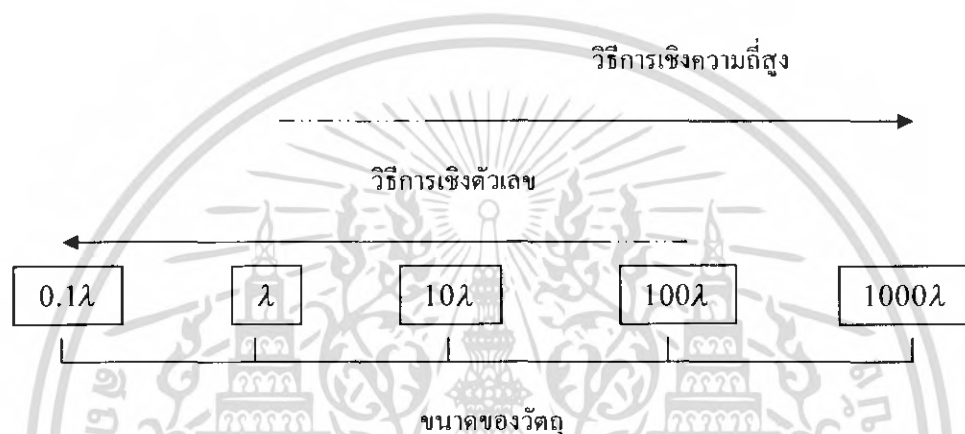
ในการวิเคราะห์คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ในปัจจุบันได้นำระบบการวิเคราะห์ด้วยระบบฐานคอมพิวเตอร์เข้ามาช่วยในการคำนวณเพื่อใช้ในการแก้ปัญหาทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งโปรแกรมและคอมพิวเตอร์เหล่านี้ก็กลายเป็นเครื่องมือที่สำคัญในการใช้งานสำหรับงานวิศวกรรมไฟฟ้า แม่เหล็กสื่อสาร หลักการวิเคราะห์ที่สำคัญมีอยู่สองอย่างคือ การวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ และ หลักการวิเคราะห์ทางความถี่ ซึ่งสามารถแบ่งรูปแบบการวิเคราะห์ได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ภาพแสดงการจำแนกหลักการวิเคราะห์สัญญาณทางแม่เหล็กไฟฟ้า

โดยไม่ว่าการวิเคราะห์สัญญาณทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าทาง การวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ และ หลักการวิเคราะห์ทางความถี่เอง ก็สามารถแบ่งย่อยลงไปอีกตามเทคนิคการวิเคราะห์สมการ ซึ่ง โปรแกรมที่ใช้งานนั้นจะเป็นโปรแกรมที่ใช้ วิธีการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ โดยหลักการอินทิกรัล ในโดเมนความถี่ ซึ่งนั่นก็คือ ระเบียบวิธีโมเมนต์ (MoM) นั่นเอง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยในเทคนิคฐานสมการการอินทิเกรตนั้นซึ่งอยู่ในรูปแบบโดเมนของเวลายังมีเทคนิค คือ พื้นฐานสมการการอินทิกรัลในช่องว่างของเวลา และเทคนิคฐานสมการการดิฟเฟอเรนเชียลในโดเมนของความถี่ คือ infinte-clement methods (FEM) โดยเทคนิค FEM ส่วนใหญ่จะใช้กับการแก้ปัญหาการกระจายของสัญญาณ จากสายอากาศชนิดไมโครสตริป ซึ่งโดยเทคนิคการวิเคราะห์แล้วจะเลือกหลักการในการวิเคราะห์สัญญาณทางไฟฟ้าจากความยาวคลื่น (λ) โดยสามารถแสดงได้เห็นได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 ภาพแสดงการวิเคราะห์การเลือกใช้เทคนิคต่าง ๆ ในการวิเคราะห์สัญญาณ

3.2 หลักการวิเคราะห์สายอากาศด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์ (MoM)

ในปัจจุบันการวิเคราะห์สายอากาศมีความสะดวกสบายมากขึ้น จากการวิเคราะห์ความน่าจะเป็นในการทดลองด้วยโปรแกรมจำลองการส่งสัญญาณ โดยโปรแกรมวิเคราะห์สัญญาณเหล่านี้จะใช้เทคนิคต่าง ๆ มากมาย แต่จะมีเทคนิคระเบียบวิธีโมเมนต์ (MoM) เป็นวิธีหนึ่งที่เป็นที่นิยมของบริษัทผู้สร้างโปรแกรมวิเคราะห์สมการทางแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นอย่างมาก เพราะเป็นรูปแบบการวิเคราะห์ที่ง่ายซึ่งใช้กับการแก้สมการเชิงอินทิกรัล โดยในมุมมองกว้างจะทำการศึกษารายละเอียดการปรับค่าเสาอากาศ สำหรับศึกษาการแพร่กระจายสัญญาณของรูปแบบสัญญาณที่ป้อน เช่น สัญญาณ ไฟฟ้ารูปคลื่นไซน์ ซึ่งสัมพันธ์สืบเนื่องกับสนามไฟฟ้าระยะใกล้และระยะไกล

ในบทนี้จะกล่าวถึงรูปแบบการวิเคราะห์การแพร่กระจายสัญญาณ โดยสนใจที่จำนวนของสายอากาศและเสาอากาศ ซึ่งการเขียนโปรแกรมวิเคราะห์คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า มีความจำเป็นอย่างมากในการเข้าใจที่มาของสมการการทำงานของการวิเคราะห์ และนอกจากนี้ก็ควรที่จะรู้ว่าโปรแกรมในการวิเคราะห์สัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้านั้นใช้หลักการใดเพื่อที่จะหลีกเลี่ยงการใช้งานที่

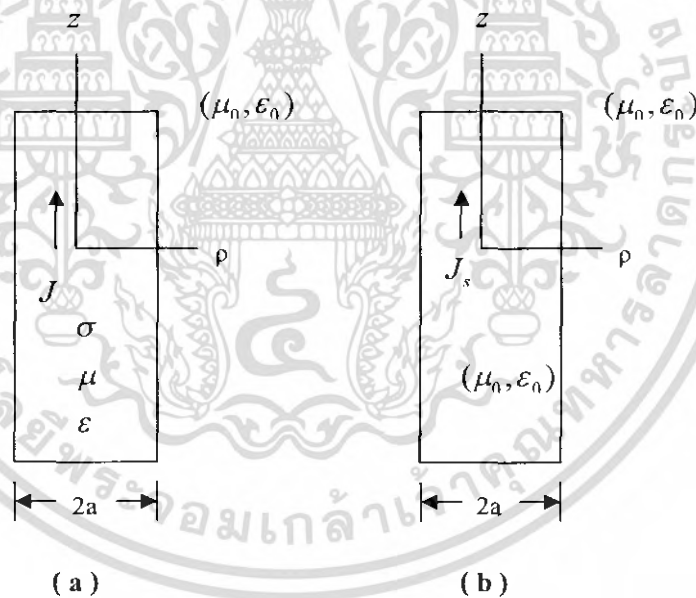
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผิวดัดรูปประสงค้ได้รับผลการวิเคราะห์ที่ผิดพลาด โดยการวิเคราะห์สายอากาศตามแนวแกน z อธิบายได้ดังรูปที่ 3.3 โดยมีสมการพื้นฐานวิเคราะห์เชิงอินทิกรัลของสายอากาศเป็นดังนี้

$$- \int I(z')K(z, z')dz' = E'(z) \quad (3.1)$$

โดยค่าฟังก์ชัน $K(z, z')$ และลิมิต a และ b ก็จะหาค่าฟังก์ชันตัวไม่รู้ค่า $I(z')$ ได้ ซึ่งฟังก์ชัน $K(z, z')$ จะถูกเรียกว่า ส่วนกลาง (**kernel**) ของสมการค่า $E'(z)$ เป็นค่าของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าตามแนวแกน z ระเบียบวิธีโมเมนต์เป็นระเบียบวิธีเชิงตัวเลขระเบียบวิธีหนึ่งที่ใช้แก้สมการเชิงอินทิกรัลดังเช่นในสมการที่ (3.1) ซึ่งเป็นระเบียบวิธีที่อธิบายได้ดีที่สุดเป็นตัวอย่าง

การแก้ปัญหาคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถแก้ไขในรูปสมการอินทิกรัลพื้นฐาน ดังสมการที่(3.1) ใดๆก็ตามได้มีการพัฒนาโปรแกรมแบบ MoM ขึ้นเรื่อย ๆ ตั้งแต่ช่วงปี 1960 ซึ่งเป็นช่วงที่โปรแกรมได้ถูกพัฒนาออกมาอย่างแพร่หลาย



รูปที่ 3.3 รูปแบบทิศทางในการวิเคราะห์สายอากาศตามแนวแกน z

ใน (a) สายอากาศที่มีความหนาแน่น J (b) สายอากาศที่มีความหนาแน่นของแบบจำลองเท่ากับค่าความหนาแน่น J_s ในอากาศ

ระเบียบวิธีโมเมนต์เป็นกระบวนการแก้ปัญหาสมการอินทิกรัล โดยจำลองสมการคณิตศาสตร์เชิงเส้นในทอมของกระแสที่ไม่ทราบค่า $I(z')$ จากนั้นก็จะมาคูณค่าจากรูปการกระจายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และความต้านทานทางไฟฟ้า โดยหลักการของระเบียบวิธีโมเมนต์เองจะประกอบด้วยวิธีพื้นฐานทางสมการเชิงอินทิกรัลซึ่งจะแสดงเป็นส่วน ๆ ต่อไป

3.3 สมการการอินทิกรัลของ POCKLINGTON

สมการการอินทิกรัลของ POCKLINGTON เป็นรูปแบบหนึ่งของสมการอินทิกรัลพื้นฐานในการวิเคราะห์สายอากาศโดยพัฒนาโดย Pocklington ในปี 1987 โดยเขาแสดงให้เห็นถึงการกระจายกระแสบนสายอากาศอย่างบางในสัญญาณที่ส่งแบบ sinusoidal และการแพร่กระจายด้วยความเร็วใกล้ความเร็วแสง เพื่อวิเคราะห์สมการโดยกำหนดค่าคุณสมบัติของการนำไฟฟ้า (σ) ในรูป 3.3 ด้านซ้าย โดยรอบด้านประกอบด้วยอากาศ (μ_0, ϵ_0) โดยสันนิษฐานให้ค่าการนำไฟฟ้าของสายอยู่ในระดับที่นำไฟฟ้าได้ดี เช่น ทองแดง โดยกระแสจะไหลไปตามขอบเขตพื้นผิวของสาย โดยแบบจำลองที่เหมือนกันนี้ของสายอากาศจะแสดงดังรูป 3.3 ด้านขวา เมื่อกระแสไหลบนวัสดุได้ถูกแทนที่ด้วยพื้นผิวที่กระแสวิ่งบนอากาศแล้ว คือพิจารณากระแสบนตัววัสดุสายอากาศ ขั้นตอนนี้จำเป็นที่จะต้องพิจารณาโดยแบ่งเป็นส่วน ๆ ซึ่งใช้ฟังก์ชันพื้นที่ว่างของ Green's ในการใช้งาน

$$\Psi = \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \quad (3.2)$$

เมื่อรัศมีของสายอากาศมีค่ามากกว่าความยาวคลื่นเล็กน้อย จะสามารถสันนิษฐานได้เฉพาะกระแสที่ไหลตามแนวแกน z ในปัจจุบัน จากเงื่อนไขของ Lorentz gauge ว่า

$$\frac{\partial A_z}{\partial z} = -j\omega\epsilon_0\Phi \quad (3.3)$$

เมื่อค่า Φ เป็นค่า Scalar potential และ A_z เป็นค่าส่วนประกอบแกน z ของส่วนประกอบเวกเตอร์แม่เหล็ก ถ้าใช้เวกเตอร์สนามไฟฟ้าจะได้

$$\mathbf{E} = -j\omega\mathbf{A} - \nabla\Phi \quad (3.4)$$

จากสมการที่ (3.3) สามารถทำให้เป็นสมการเชิงสเกลาร์ได้เป็น

$$E_z = -j\omega A_z - \frac{\partial\Phi}{\partial z} \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการที่ได้จากสมการที่ (3.3) ไปใส่ในสมการที่ (3.5) จะได้

$$E_z = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2} + \beta^2 A_z \right) \quad (3.6)$$

ถ้าเราพิจารณาปริมาณกระแสในทิศทางแกน z ในส่วน $J dv'$

$$dE_z = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \left[\frac{\partial^2 \Psi(z, z')}{\partial z^2} + \beta^2 \Psi(z, z') \right] J dv' \quad (3.7)$$

เมื่อ $\Psi(z, z')$ เป็นค่าฟังก์ชันพื้นที่ว่างของ Green ในสมการที่ (3.2) และค่า R เป็นค่าความต่างระหว่างจุดที่มอง (x, y, z) และแหล่งที่สนใจ (x', y', z') ซึ่งก็คือ

$$R = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2} \quad (3.8)$$

ดังนั้นสมการสนามไฟฟ้ารวมของสายอากาศในบริเวณต่างๆ จะเขียนได้เป็น

$$E_z = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \iiint \left[\frac{\partial^2 \Psi(z, z')}{\partial z^2} + \beta^2 \Psi(z, z') \right] J dv' \quad (3.9)$$

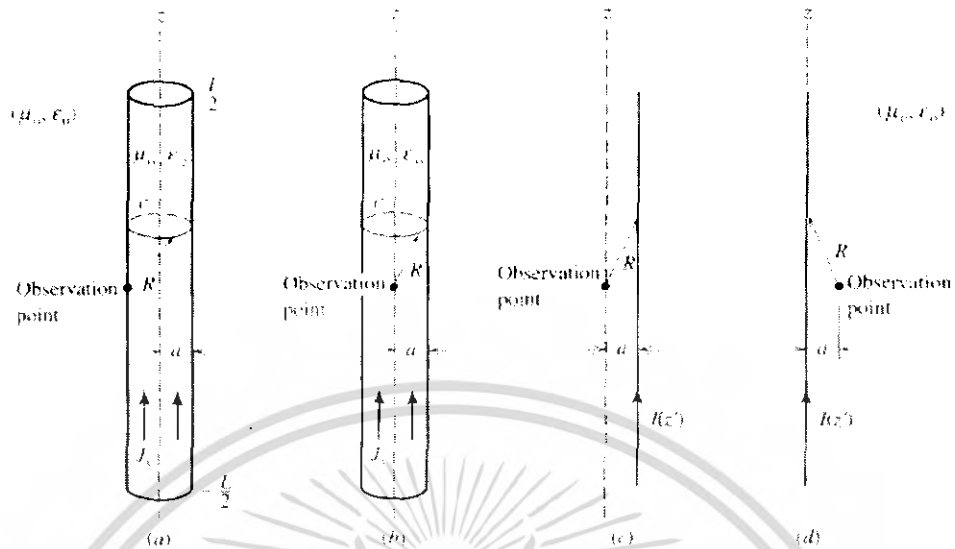
ในที่นี้จะพิจารณาปริมาณการกระจายของความหนาแน่นกระแส ถ้าสายอากาศไม่มีค่านำไฟฟ้าสูงพอเพียง และถ้าสมมุติให้ค่าการนำไฟฟ้าเป็นอินฟินิตี้แล้ว กระแสก็จะถูกจำกัดเฉพาะพื้นผิวของสายอากาศจากสมการที่ (3.9) และลดรูปสมการเป็น

$$E_z = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \int_{-L/2}^{L/2} \left[\frac{\partial^2 \Psi(z, z')}{\partial z^2} + \beta^2 \Psi(z, z') \right] J_s dz' d\phi' \quad (3.10)$$

เมื่อ c คือค่าส่วนที่ตัดกันของพื้นผิวสายอากาศที่แสดงในรูป 3.3 สำหรับสายอากาศที่ใช้วัสดุนำไฟฟ้าที่ดีแล้ว จะพิจารณากระแสที่ไหลบริเวณพื้นผิวจริงและสายนำไฟฟ้าอย่างง่าย ถ้าสังเกตกระแสที่ไหลตามพื้นผิวจากจุดบนผิวสายอากาศไปยังแกนกลางดังรูป 3.4 b จะได้

$$R = \sqrt{(z-z')^2 + a^2} \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 ดัชนีแบบวัตถุดูตามทฤษฎีของเส้นลวดนำไฟฟ้าขนาดบาง (a.) เส้นลวดนำไฟฟ้าที่มีค่าความหนาแน่นของกระแสพื้นผิวเท่ากับ J_s และมองจากด้านผิว (b.) เส้นลวดนำไฟฟ้าที่มีกระแสไหลบนพื้นผิวที่มีความหนาแน่น J_s และจุดสังเกตอยู่บนแกน (c.) ภาพด้านข้างเสมือนจากรูป b (d.) ภาพมองกลับด้านของรูป c

สำหรับ $a \ll \lambda$ ในการกระจายกระแสที่มีรูปแบบฟอร์มโกล์ดิ้งเข้าใกล้ ϕ' และสามารถลดรูปสมการ (3.10) มาเป็นสมการอินทิกรัลเส้นตรงของกระแส เป็น

$$E_z = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \int_{-L/2}^{L/2} \left[\frac{\partial^2 \psi(z, z')}{\partial z^2} + \beta^2 \psi(z, z') \right] I(z') dz' \quad (3.12)$$

เมื่อเทียบค่าของสายเส้นลวดนำไฟฟ้า $I(z')$ นั้นตั้งอยู่ในระยะที่มีความห่างเท่ากับ a จากจุดสังเกต ดังรูปที่ 3.4c และ 3.4d แล้ว ก็จะไม่ทำให้ค่าความหนาของสายเป็นอินฟินิตี้ และการทำให้สอดคล้องกันกับทฤษฎีของความเท่ากันของพื้นผิว สามารถที่จะแสดงถึงปริมาณของค่า E_z จากสมการ (3.12) เป็นการกระจายของสนาม E_z' ซึ่ง E_z' เป็นรัศมีของสนามไฟฟ้าที่วิ่งในอากาศโดยเท่ากับกระแส $I(z')$ สนามอื่นจะแทนด้วยสนามแม่เหล็กไฟฟ้าแรงกด E_z' ที่พื้นผิวของสายที่นำไฟฟ้าได้อย่างสมบูรณ์และเป็นเช่นเดียวกันกับด้านในของสายอากาศ ผลรวมของส่วนประกอบค่าความหนาวัสดุตัวนำ (tangent) ของค่าการแพร่กระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าและสนามบางอย่าง อาจจะเป็นศูนย์ ดังนั้น $-E_z' = +E_z'$ และใช้สมการที่ (3.12) เขียนได้เป็น

$$\frac{-1}{j\omega\epsilon_0} \int_{-L/2}^{L/2} I(z') \left[\frac{\partial^2 \psi(z, z')}{\partial z^2} + \beta^2 \psi(z, z') \right] dz' = E_z'(z) \quad (3.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยสมการของ Pocklington เป็นสมการอินทิกรัลชนิดหนึ่งและเป็นรูปแบบหนึ่งจากสมการ (3.1)

สมการที่ (3.13) นี้เป็นสมการอินทิกรัลชนิดแรก ๆ เพราะที่ไม่รู้ค่ากระแส $I(z')$ ปรากฏเฉพาะด้านที่ทำการเข้าสมการอินทิเกรต เป็นที่รู้กันดีว่าจากการศึกษาขอบเขตเงื่อนไขร่วมกัน จึงทำให้มีความแตกต่างจากสมการที่ (3.12) ซึ่งแสดงแค่ค่าการกระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเท่านั้น ซึ่งสามารถหาค่าของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าโดยกระแสที่เป็นอิสระ

3.4 สมการอินทิกรัลและสมการ KIRCHHOFF's NETWORK

จุดประสงค์หนึ่งของสมการส่วนนี้เพื่อแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์กันระหว่างสมการอินทิกรัลของสมการที่ให้มาในสมการที่ (3.13) กับสมการเครือข่ายของ Kirchhoff โดย

$$\sum_{n=1}^N Z_{mn} I_n = V_m, \quad m = 1, 2, 3, \dots, N \quad (3.14)$$

ดังนั้นจะพิสูจน์ระเบียบวิธีตัวเลขสมการอินทิกรัล โดยไม่รู้จำนวน N เป็นจำนวนเท่าไร ถ้าพิสูจน์จำนวนการเชื่อมต่อ N จำนวน หรือ N ที่ในการแก้ปัญหาทางวงจรทางไฟฟ้า สำหรับจุดเชื่อมต่อนี้ก็จะเขียนรูปสมการ (3.13) เป็นรูปแบบดังนี้

$$- \int_{-L/2}^{L/2} I(z') K(z, z') dz' = E_z^i(z) \quad (3.15)$$

ในขั้นแรกในการพิสูจน์สมการที่ (3.15) ได้จากกระแสที่ไม่ทราบค่ามาอนุกรมกับฟังก์ชัน F_n ซึ่งคือ

$$I(z') = \sum_{n=1}^N I_n F_n(z') \quad (3.16)$$

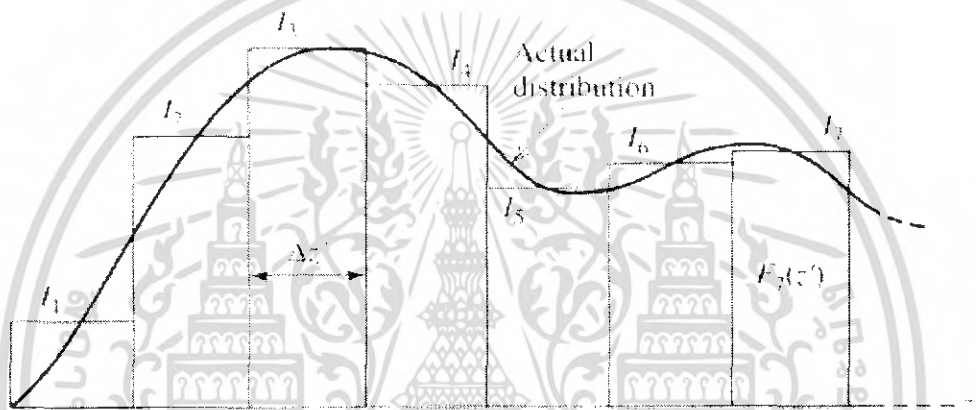
เมื่อค่า I_n เป็นค่าสัมประสิทธิ์การขยายออกเชิงซ้อนและค่าที่ไม่ทราบค่า เพื่อนำมาทำให้ง่ายที่สุดเท่าที่จะทำได้ สมมุติฟังก์ชันการขยายออก ซึ่งเป็นรูปแบบสัญญาณ pulse ในรูปแบบที่ตัดฉากซึ่งกันและกันโดยได้จาก

$$F_n(z') = \begin{cases} 1 & \text{for } \dots z' \dots \text{in } \dots \Delta Z'_n \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การขยายออกในเทอมของฟังก์ชันสัญญาณพัลส์ คือ “สเต็ปขึ้นบันได” โดยเป็นการประมาณการของกระแสที่กระจายอยู่บนสายอากาศ เมื่อแบ่งสายอากาศออกเป็นช่วงย่อย ๆ จำนวน N ส่วนของความยาวสายทั้งหมดคือ $\Delta z'_n$ ซึ่งแสดงในรูปที่ 3.4 โดยนำสมการที่ (3.16) แทนใน (3.15) จะได้

$$- \int_{-L/2}^{L/2} \sum_{n=1}^N I_n F_n(z') K(z_m, z') dz' \approx E'_z(z_m) \quad (3.18)$$



รูปที่ 3.5 แสดงค่าของกระแสที่ได้จริงกับกระแสที่จำลองเป็นขั้นบันไดใกล้เคียงกับกระแสจริง

เมื่อค่าที่อยู่ต่ำกว่า m ใน z_m แสดงถึงสมการอินทิกรัลนั้นเข้าตามรูปแบบของสัญญาณเป็นส่วนย่อย ๆ ดังที่แบ่งไว้ m ส่วน โดยการอินทิเกรตข้างซ้ายจะมีผลเท่ากับการอินทิเกรตข้างขวา เพราะว่าได้แทนค่าการกระจายกระแสที่แท้จริงด้วยการประมาณการกระจายสัญญาณ โดยใช้สมการที่ (3.17) ไปใช้ในสมการที่ (3.18) โดยจะเขียนได้เป็น

$$- \sum_{n=1}^N I_n \int_{\Delta z'_n} K(z_m, z') dz' \approx E'_z(z_m) \quad (3.19)$$

เพื่อความสะดวก จึงใช้

$$f(z_m, z'_n) = - \int_{\Delta z'_n} K(Z_m, Z') dz' \quad (3.20)$$

ดังนั้นสมการที่ (3.16) กับสมการที่ (3.17) ในสมการสนามที่ (3.18) ได้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 - \int_{-L/2}^{L/2} I(z') K(z_m, z') dz' \approx I_1 f(z_m, z'_1) + I_2 f(z_m, z'_2) + \dots + I_n f(z_m, z'_n) \\
 + \dots + I_N f(z_m, z'_N) \approx E'_z(z_m)
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

ดังตัวอย่างในรูป 3.5 ในการแปลความหมายของสมการข้างต้น สายอากาศได้แบ่งออกเป็น ส่วนย่อย ๆ เป็น N ส่วน โดยความยาวของแต่ละส่วนจะได้เท่ากับ $\Delta z'_n = \Delta z'$ ด้วยกระแสเริ่มต้นที่ไม่ทราบค่าเริ่มต้นในแต่ละส่วน ที่จุดศูนย์กลางของ m ส่วน และผลรวมของการกระจายของกระแสของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งหมดจากทั้งหมด N ส่วน นั้นเป็นผลถึงค่าบางอย่างในสนามไฟฟ้าถึงจุด z_m ค่าสนามไฟฟ้าที่ไม่รู้ค่าสนามจากแหล่งพลังงานอื่น เช่น จากการส่งสัญญาณกัน หรือจากแหล่งที่มีค่าแตกต่างกันมาก (ในกรณีรับหรือการกระจายของสัญญาณเรดาร์) ซึ่งสามารถสรุปตัวแทนค่าของ $I(z')$ ที่แม่นยำมากขึ้น โดยการแบ่งแต่ละส่วนที่มีขนาดเล็กกว่าเดิม โดยนำสมการ (3.21) นำไปใช้กับ

$$\sum_{n=1}^N Z_{mn} I_n = V_m \tag{3.22}$$

เมื่อค่า

$$Z_{mn} = f(z_m, z'_n) \tag{3.23}$$

และ

$$V_m = E'_z(z_m) \tag{3.24}$$

โดยจุดประสงค์หลักคือการแก้ปัญหาทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ดังสมการ (3.22) ซึ่งเหมือนกันกับการกำหนดค่าเครือข่ายดังสมการที่ (3.14) ดังที่ได้กล่าวไปแล้ว อย่างไรก็ตาม ในการแก้ปัญหาเครือข่าย Z_{mn} นั้นได้กำหนดเป็นค่าเริ่มต้น ในทางตรงกันข้ามในการแก้ปัญหาทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจำเป็นจะต้องคำนวณหาค่า Z_{mn} ซึ่งจะแสดงให้เห็นต่อไป

สำหรับระยะไกล จะใช้เฉพาะสมการเดียวในค่าที่ไม่ทราบ n จำนวน เราต้องการสมการเพิ่มที่เป็นอิสระ $N-1$ สำหรับพิสจูน์สมการที่ไม่ทราบค่า N จำนวน เพื่อที่จะรับค่ามาของสมการเพิ่มเติม ดังนั้นจะเลือกค่าที่แตกต่างกัน Z_{mn} สำหรับแต่ละสมการ นั่นคือจะใช้สมการอินทิกรัลตามจำนวน N จุดตามเส้นผ่านศูนย์กลางของสาย การกระทำเช่นนี้ เรียกว่า จุดเข้าสู่ ซึ่งเป็นกรณีพิเศษของระเบียบวิธีโมเมนต์ โดยจุดเข้าสู่จำนวน N จุด จะเป็นผลดังสมการ (3.25) คือ

$$\begin{aligned}
I_1 f(z_1, z'_1) + I_2(z_2, z'_2) + \dots + I_N f(z_1, z'_N) &= E'_z(z_1) \\
I_1 f(z_2, z'_1) + I_2(z_2, z'_2) + \dots + I_N f(z_2, z'_N) &= E'_z(z_2) \\
\vdots & \\
I_1 f(z_N, z'_1) + I_2(z_N, z'_2) + \dots + I_N f(z_N, z'_N) &= E'_z(z_N)
\end{aligned} \tag{3.25}$$

ซึ่งสามารถเขียนในรูป matrix ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} f(z_1, z'_1) & f(z_1, z'_2) & \dots & f(z_1, z'_N) \\ f(z_2, z'_1) & f(z_2, z'_2) & \dots & f(z_2, z'_N) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ f(z_N, z'_1) & f(z_N, z'_2) & \dots & f(z_N, z'_N) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E'_z(z_1) \\ E'_z(z_2) \\ \vdots \\ E'_z(z_N) \end{bmatrix} \tag{3.26}$$

หรืออยู่ในรูปแบบย่อส่วนได้เป็น

$$[Z_{mn}][I_n] = [V_m] \tag{3.27}$$

เมื่อค่าความต้านทาน ณ จุดใด ๆ (Z_{mn}) และค่าความต่างศักย์ ณ จุดใด ๆ (V_m) นั้นได้มาจากสมการที่ (3.23) และสมการ (3.24) โดยแต่ละสิ่งจะอ้างอิงถึงค่าดัชนีอันดับแรก (m) เช่นเดียวกับค่าดัชนีจุดเข้าคู่ เพราะค่าเหล่านี้จะสัมพันธ์กับจุดที่ส่งกำลังซึ่งสอดคล้องกับค่าของจุดศูนย์กลาง (m) อย่างมีเหตุผล ดัชนีตัวที่สองคือดัชนีแหล่งกำเนิด เริ่มตั้งแต่ที่สัมพันธ์กับสนามไฟฟ้าจากส่วนย่อยที่ได้จากจุดศูนย์กลางแต่ละตัวจำนวน n ส่วน เพราะความคล้ายคลึงกันของสมการเครือข่าย ที่เขียนอยู่ในรูปเมทริกซ์ด้วยค่า $[Z_{mn}]$, $[I_n]$ และค่า $[V_m]$ ซึ่งเป็นค่าเมทริกซ์ความต้านทาน กระแส และความต่างศักย์ ซึ่งมีหน่วยเป็น โอห์ม แอมแปร์ และ โวลต์ ซึ่งหาค่ากระแสได้จากสมการ (3.27) เป็น

$$[I_n] = [Z_{mn}]^{-1} [V_m] \tag{3.28}$$

ในส่วนกลับของ $[Z_{mn}]^{-1}$ ไม่สามารถหาค่าได้จากสมการเดียว ๆ ซึ่งสามารถใช้แก้ปัญหาด้วยระบบสมการเมทริกซ์เพื่อที่จะหาค่าของ $[I_n]$ ค่าหนึ่งได้ เพื่อที่จะนำไปหาค่าการกระจายของกระแสดังสมการที่ (3.16) ที่รู้ว่าเป็นรูปสมการต่อเนื่องและสามารถหาค่าของรูปแบบการแพร่กระจายสัญญาณได้

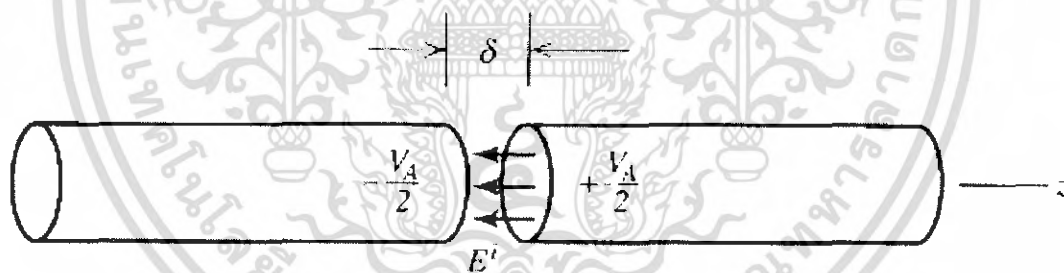
ส่วนนี้จะกล่าวถึงการนำการแก้ปัญหาทางตัวเลขใช้กับสมการอินทิกรัลจากสมการ (3.15) ได้ทำให้สำเร็จได้โดยการอินทิเกรตด้วยจุดที่ต่างกัน N พื้นที่ ดังสมการที่ (3.25) ซึ่งเป็นสมการคณิตศาสตร์ที่แสดงรายละเอียดอย่างง่าย ตามการอินทิเกรตของสายเป็นส่วน ๆ ตามจำนวน N ส่วน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 SOURCE MODELING

ต้นแบบของแหล่งกำเนิดสัญญาณที่ใช้แบบทั่วไปในเทคนิคระเบียบวิธีโมเมนต์มี 3 แบบ สำหรับสายอากาศที่ทำหน้าที่ส่งสัญญาณจะใช้รูปแบบตัวกำเนิดสัญญาณแบบ delta gap และแบบ frill source ซึ่งเป็นส่วนที่ทำให้เกิดค่าสนามไฟฟ้าขึ้น สำหรับสายอากาศส่วนรับหรือตัวรับสัญญาณที่แพร่กระจายมานั้นปกติจะใช้แหล่งกำเนิดสัญญาณแบบระนาบคลื่น โดยจะพูดถึงสามส่วนในหัวข้อนี้

ต้นแบบที่เป็นต้นกำเนิดโมเมนต์ต่าง ๆ ของทฤษฎีสายอากาศที่จะเห็นกันบ่อย ๆ คือ แบบช่องว่างเคลด้า ดังแสดงในรูป 3.5.1 ซึ่งจะพบเห็นได้บ่อยในตัวกำเนิดสัญญาณแบบบาง ซึ่งเป็นพื้นฐานที่ใช้ในการศึกษาแบบที่ซับซ้อน แหล่งที่เพิ่มขึ้นจากผลรวมของกระแสที่เดินทางข้ามช่องว่าง โดยการเริ่มแรงกดดันสนามไฟฟ้าได้จาก $E' = V/\delta$ ตามขอบเขตของช่องว่าง ด้วยการอ้างอิงในรูปที่ 3.5.1 กระแสที่วิ่งข้ามช่องว่างนี้จะพิจารณาได้จากค่าสนามไฟฟ้าที่วิ่งข้ามช่องว่าง ซึ่งเป็นผลให้ $V_A = +E'\delta$ กระแส V_A นี้เป็นกระแสที่วิ่งข้ามช่องว่าง ไม่ใช่ส่วนที่กระแสที่วิ่งปะปนกับส่วนกระแส V_m ในเมตริกซ์ค่ากระแสทั่วไป $[V_m]$ สำหรับโมเมนต์แหล่งกำเนิดสัญญาณไฟฟ้าแบบช่องว่างเคลด้า $V_m = E' = V_A/\delta$ เมื่อเราใช้เทคนิคจุดเข้าคู่



รูปที่ 3.6 แสดงโมเมนต์แบบ delta gap ด้วยค่าสนามไฟฟ้า $E' = V_A/\delta$

รูปแบบที่สองของโมเมนต์กำเนิดสัญญาณ ซึ่งเรียกว่า frill source ดังรูปที่ 3.7 ซึ่งแสดงให้เห็นสายส่งสัญญาณแบบโคแอกเชียลขั้วเดียวบนพื้นกราวด์ ในการวิเคราะห์การกระจายสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้านั้น (TEM) ในบริเวณเส้นผ่านศูนย์กลางของสายโคแอกเชียลและทฤษฎีภาพสะท้อน นั้นสามารถแทนระนาบกราวด์และแกนกลางของสายด้วยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่วิ่งรอบแกนสายดังแสดงในรูป 3.7 (b) ซึ่งสามารถหาค่าสนามไฟฟ้า ณ จุดที่แกนกลางได้จาก

$$E_r(\rho) = \frac{1}{2\rho^2 \ln(b/a)} \quad (3.29)$$

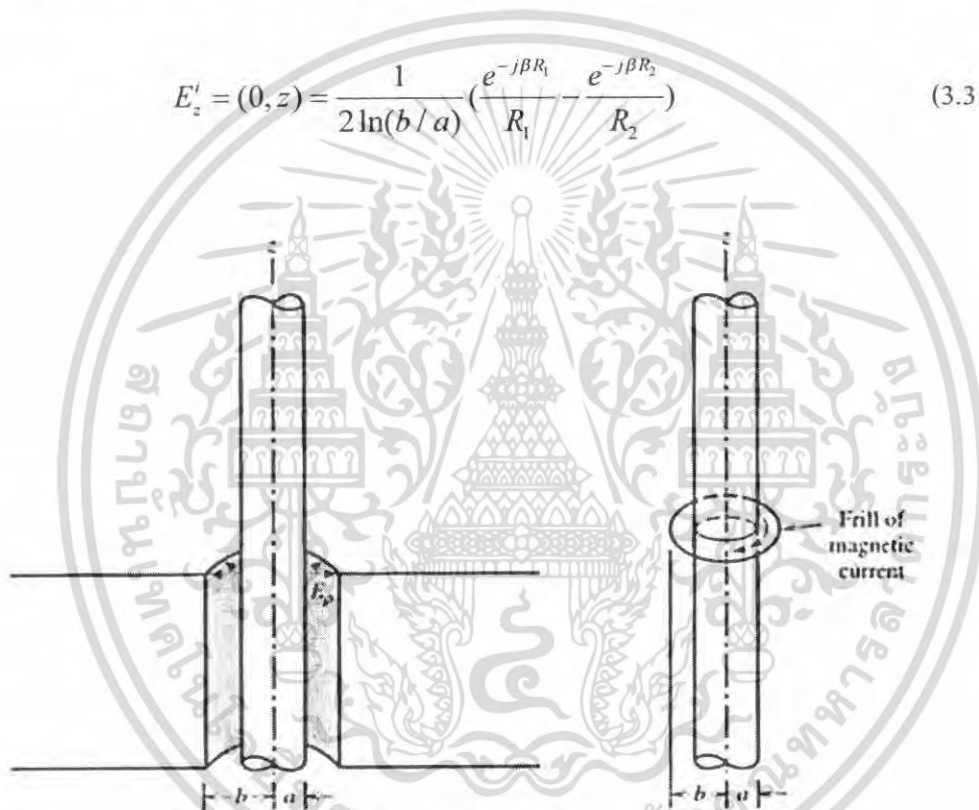
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกระจายคลื่นแม่เหล็กที่เหมือนกันจาก $M = 2\hat{n} \times E$ ได้เป็น

$$M_{\phi'} = 2E_{\rho'} = \frac{1}{\rho' \ln(b/a)} \quad (3.30)$$

จากรูปแบบซึ่งสามารถแสดงได้ในรูปสนามไฟฟ้าตามแกนของสายส่งได้เป็น

$$E'_z = (0, z) = \frac{1}{2 \ln(b/a)} \left(\frac{e^{-j\beta R_1}}{R_1} - \frac{e^{-j\beta R_2}}{R_2} \right) \quad (3.31)$$



รูปที่ 3.7 แสดงโมเดลในการจำลองรูปแบบ frill source

เมื่อ

$$R_1 = \sqrt{z^2 + a^2} \quad (3.31.1)$$

$$R_2 = \sqrt{z^2 + b^2} \quad (3.31.2)$$

ถ้าส่วนกลางของจุดที่ตัวจิบรอบเป็นแกนกลางร่วมกับสายส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนที่สามนี้เป็นการพิจารณาในส่วนระนาบคลื่น เพื่อจะได้อธิบายในกรณีค่าเมตริกซ์ของค่ากระแสพื้นฐานจากสมการ 3.28 ได้นำค่าความหนาของสายอากาศที่จุดเข้าคู่ระหว่างแกนกลางของสายอากาศขั้วเดียว สำหรับแกน z ของสายอากาศขั้วเดียว จากรูป 3.7 จะได้

$$E_{\tan}' = \hat{z} \cdot E e^{j\beta z \cos\theta} \quad (3.32)$$

สำหรับตัวอย่าง ปกติจะอยู่ที่แกน z ของสายส่งที่เป็นขั้วเดียว โดยค่าของกระแสจะประกอบ เป็นเชิงซ้อนทั้งหมด เช่น $(1 + j0)$

ตัวอย่าง จุดเข้าคู่บนสายส่งขั้วเดียวอย่างสั้น

จุดประสงค์ของตัวอย่างนี้เพื่อที่จะแสดงให้เห็นถึงการนำไปประยุกต์ใช้งานกับงานจากสมการ 3.26 โดยจุดประสงค์หลัก MoM เพื่อพิจารณาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ Z_A ของสายส่งแบบสั้นด้วยความยาวของสาย 0.1λ และสายมีรัศมีเท่ากับ 0.005λ ในตัวอย่างนี้จะสมมติให้ $N = 5$ ซึ่งจะเห็นส่วนประกอบต่าง ๆ จากรูปที่ 3.8 ของ $[Z_{mn}]$ ในการคำนวณได้

$$[Z_{mn}] = 10^2 \begin{bmatrix} 679.5\angle -89.99^\circ & 292.6\angle -89.97^\circ & 33.03\angle -89.73^\circ & 9.75\angle -89.09^\circ & 4.24\angle -87.92^\circ \\ 292.6\angle -89.97^\circ & 679.5\angle -89.99^\circ & 292.6\angle -89.97^\circ & 33.03\angle -89.73^\circ & 9.75\angle -89.09^\circ \\ 33.03\angle -89.73^\circ & 292.6\angle -89.97^\circ & 679.5\angle -89.99^\circ & 292.6\angle -89.97^\circ & 33.03\angle -89.73^\circ \\ 9.75\angle -89.09^\circ & 33.03\angle -89.73^\circ & 292.6\angle -89.97^\circ & 679.5\angle -89.99^\circ & 292.6\angle -89.97^\circ \\ 4.24\angle -87.92^\circ & 9.75\angle -89.09^\circ & 33.03\angle -89.73^\circ & 292.6\angle -89.97^\circ & 679.5\angle -89.99^\circ \end{bmatrix}$$

สำหรับค่า $1-V$ ที่หาได้จากส่วนกลางของสายส่งขั้วเดียว ตามเมตริกซ์ของความต่างศักย์ $[V_m]$ ที่ได้จากสมการของแบบโมเดลแบบจิบรอบที่ได้อธิบายมาแล้วนั้น กับค่า $b/a = 2.3$ และจากสมการที่ 3.28 ก็จะหาค่ากระแสในรูปแบบเมตริกซ์ $[I_n]$ ได้

$$[V_m] = \begin{bmatrix} 0.484\angle -0.31^\circ \\ 3.128\angle -0.04^\circ \\ 67.938\angle -0.002^\circ \\ 3.128\angle -0.04^\circ \\ 0.484\angle -0.31^\circ \end{bmatrix}, \quad [I_n] = \begin{bmatrix} 0.78\angle -89.54^\circ \\ 1.48\angle -89.64^\circ \\ 2.35\angle -89.75^\circ \\ 1.48\angle -89.64^\circ \\ 0.78\angle -89.54^\circ \end{bmatrix}$$

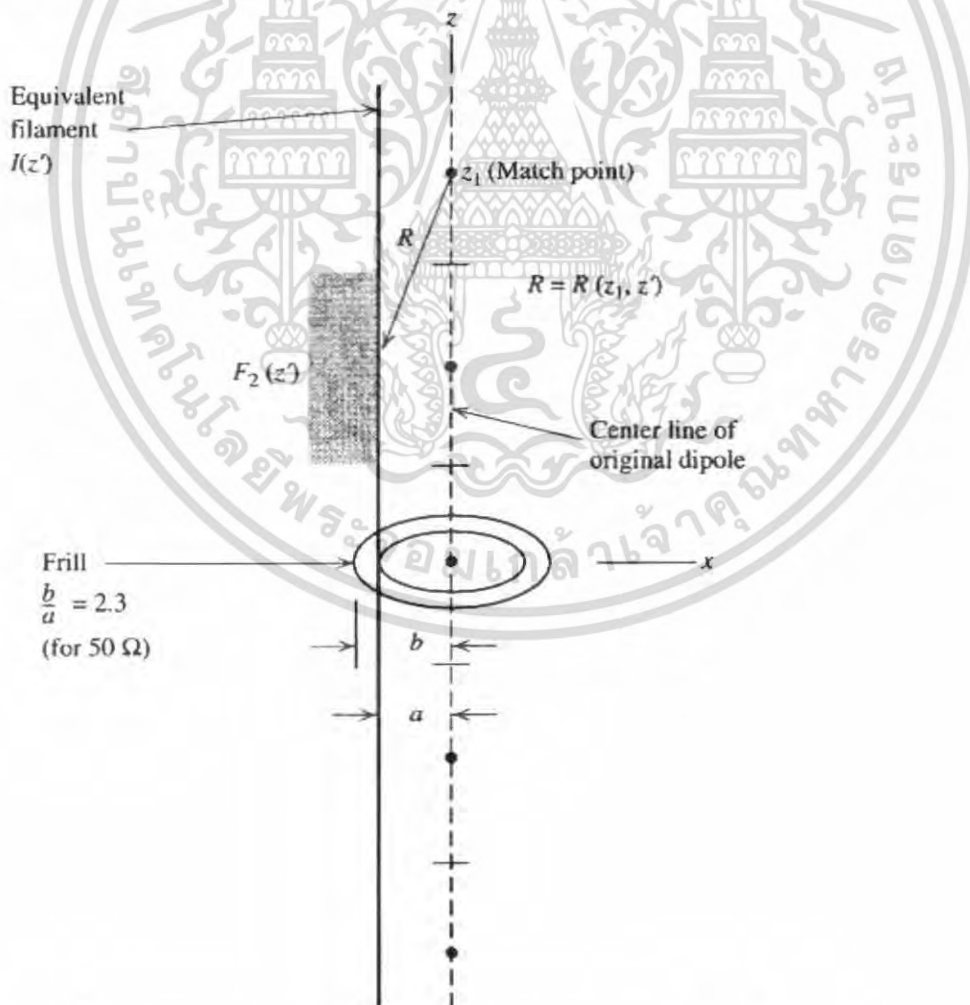
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนอื่น ถ้ากระแส 1-V ของแบบช่องว่างเคลด้าถูกใช้งาน $V_3 = 1/\Delta z = 1/0.02 = 50 \angle 0^\circ$

และผลของความต่างศักย์และกระแสที่ได้ในรูปแบบแมตริกซ์จะได้เป็น

$$[V_m] = \begin{bmatrix} 0 \angle -0^\circ \\ \angle -0^\circ \\ 50.0 \angle -0^\circ \\ 0 \angle -0^\circ \\ 0 \angle -0^\circ \end{bmatrix}, [I_n] = \begin{bmatrix} 0.52 \angle -89.54^\circ \\ 0.98 \angle -89.64^\circ \\ 1.63 \angle -89.75^\circ \\ 0.98 \angle -89.64^\circ \\ 0.52 \angle -89.54^\circ \end{bmatrix}$$

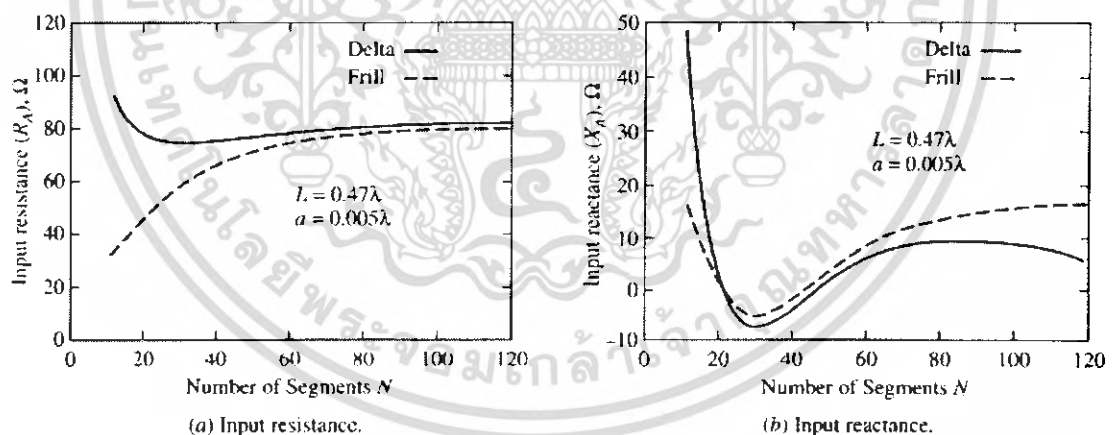
จะเห็นว่าค่าการกระจายของความต่างศักย์นั้นลดลงจากศูนย์กลางจนถึงส่วนปลาย คำอธิบายคืออิมพีแดนซ์สำหรับส่วนที่หุ้มรอบอย่างจะหาได้จาก



รูปที่ 3.8 แสดงการคำนวณค่า Z_{12} ซึ่งเป็นตัวอย่างของสายส่งสั้นแบบขั้วเดี่ยว เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$Z_A = V_A / I_3 = 1.0 / (2.35 \times 10^{-3} \angle 89.75^\circ) = 425.53 \angle -89.75^\circ = 1.857 - j425.53 \Omega$ เราได้เห็นค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายขนาด 0.1λ ซึ่งมีค่าส่วนจริงที่น้อยมาก และส่วนจินตภาพที่มาก ซึ่งเพิ่มเข้ามา จากส่วนจริง 1.857Ω เมื่อเปรียบเทียบกับจาก $20\pi^2(L/\lambda)^2 = 1.974 \Omega$ ซึ่งในที่นี้ได้แบ่งการวิเคราะห์ออกเป็นห้าส่วน

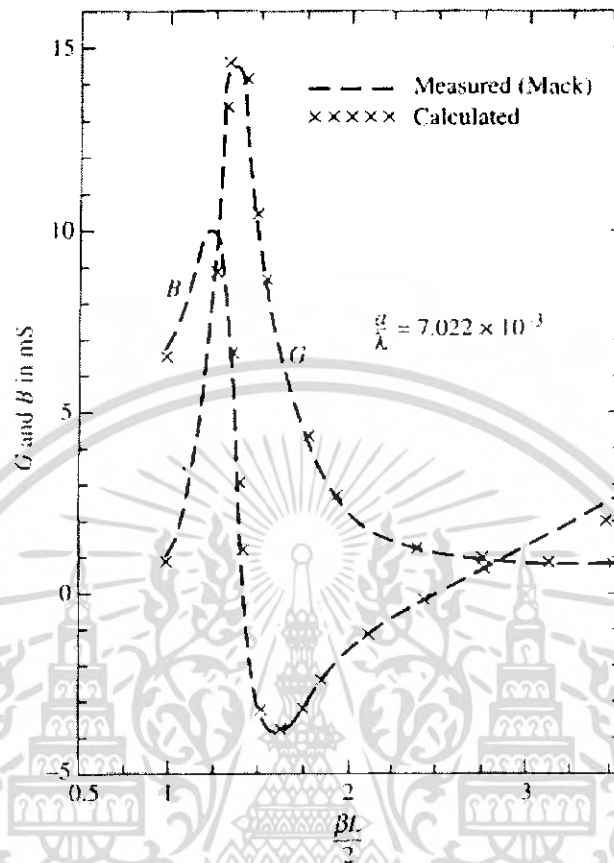
ในตัวอย่างด้านบน สายส่งได้ถูกแบ่งออกเป็นห้าส่วน สำหรับเป็นตัวอย่างในการคำนวณ ดังตัวอย่างที่ชี้จุดเข้าคู่ในการแก้ปัญหาเกี่ยวกับสมการของ Pocklington สำหรับการแบ่งขนาดที่เหมาะสมที่สุดในการคำนวณ ดังรูปที่ 3.9 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งยาวเท่ากับ 0.47λ ซึ่งมีค่าตั้งแต่ 10 – 120 ส่วน ซึ่งใช้งานกับโมเดลแบบช่องว่างเคลด้า และแบบจิบรอบ ซึ่งค่าแต่ละส่วนในการแบ่งตามจำนวน N นั้น ผลที่ได้จะเป็นค่าวิเคราะห์หาค่าที่เสถียรได้ จากการพิจารณาค่าที่ได้นั้นจะมาบรรจบกันในส่วนสุดท้ายซึ่งเป็นค่าที่เสถียร ในหลายกรณี ค่า N ไม่สามารถมีกฎเกณฑ์ที่แน่นอนตายตัวจนสามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ที่เสถียรได้ จากตัวอย่าง ความต้านทานของกระแสไฟฟ้าของโมเดลแบบช่องว่างเคลด้า เป็นหลักฐานที่แสดงให้เห็นในค่าที่ N สูง ดังรูป 3.9 (b) แต่ก็ไม่ได้หมายความว่าค่าที่ได้จากแบบช่องว่างเคลด้าจะไม่สำคัญกับระบบระเบียบวิธีโมเมนต์ (MoM)



รูปที่ 3.9 แสดงค่าเฉลี่ยของอิมพีแดนซ์ต่อส่วนจำนวนการแบ่งที่ใช้ในการวิเคราะห์ ทั้งแบบ delta gap และแบบ frill source

จากส่วนโค้งของสัญญาณดังรูปที่ 3.9 เป็นส่วนที่แสดงให้เห็นถึงส่วนที่บรรจบกัน โดยนำค่านีมาเปรียบเทียบกับค่าที่วัดสัญญาณจริงเปรียบเทียบบันดังแสดงในรูปที่ 3.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 ภาพแสดงการเปรียบเทียบจากการวัดสัญญาณที่สายส่งแบบ dipole ปล่อยออกมาเทียบกับ การคำนวณทางโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยใช้ฟังก์ชันสัญญาณพัลส์ที่ $N=100$ และใช้ต้นแบบ frill Source

สรุปในส่วนนี้นั้น ในการแก้ปัญหาทางคณิตศาสตร์โดยใช้สมการอินทิกรัลที่ได้จากสมการ (3.15) นั้น ได้รับเข้าสมการอินทิกรัลกับจุดที่ต่างกันจำนวน N จุด ดังสมการ (3.25)

3.6 การคำนวณค่าของสายอากาศและค่าการกระจายสัญญาณ

สำหรับสนามไฟฟ้าระยะไกลแล้ว ได้พูดถึงส่วนหลัก ๆ ที่เกี่ยวข้องกับความรู้อธิบายการกระจายกระแสที่ไม่ทราบค่า โดยเมื่อพิจารณาแล้วข้อมูลเหล่านี้เป็นส่วนที่สามารถใช้กับส่วนอื่น ๆ ได้เป็นอย่างดี แต่อันดับแรก ควรจะพุ่งเล็งต่อไปที่คุณลักษณะของกระแสที่เกิดขึ้นเนื่องมาจากการแก้ปัญหาของสมการทางแมทริกซ์

ถ้าสัญญาณพัลส์เป็นฟังก์ชันขยายออกในการส่งทางเทคนิคจุดเข้าคู่ ค่ากระแส I_n คือ ค่าการกระจายกระแสที่จุดเข้าคู่ซึ่งเป็นค่าที่แน่นอนลงไป ถ้าจะสมมุติว่าการแก้ปัญหานั้น ได้มาอยู่ที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จุดเข้าคู่ก็จะไม่รู้ค่ากระแส แต่เมื่อมีค่าต่างระหว่างจุดเข้าคู่ขนาดเล็กในทอมของความยาวคลื่นแล้ว ก็สามารถประมาณค่าความโค้งของสายอากาศเพื่อหาค่ากระแสที่จุดเข้าคู่ที่รับค่ามาได้เป็นอย่างดี ในการกระจายกระแสที่อยู่ภายในตัวสายอากาศนั้นอย่างคร่าว ๆ

ในกรณีเกิดการซ้อนทับกันของฟังก์ชัน เช่น การส่งสัญญาณรูปไซน์ หรือสัญญาณรูปสามเหลี่ยม ค่าสัมประสิทธิ์ I_n จะหมายถึงค่ากระแสที่เป็นค่าที่เกิดขึ้นเป็นส่วน ๆ ณ จุดนั้น ๆ โดยแต่ละส่วน โดยใช้ฟังก์ชันที่ซ้อนทับกันในการประมาณค่าการกระจายของกระแสที่เกิดขึ้นในแต่ละส่วนที่อยู่ติดกัน

ก่อนที่จะจำกัดค่าการกระจายของกระแสได้นั้น กระแสที่ส่งเข้าหรือกระจายออกมาสามารถที่จะคำนวณค่าการกระจายของกระแสได้ตลอดตัวของสายอากาศ ในทางกลับกัน ค่าอินทิเกรตอิมพีแดนซ์ (z) ของสายก็จะสามารถคำนวณหาได้จากค่าความต่างศักย์และค่าการนำกระแสที่แตกต่างกันตามการแบ่งสายอากาศออกเป็น ส่วน ๆ ในการคำนวณค่าอินทิเกรตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่แม่นยำนี้เป็นส่วนสุดท้ายที่จะเป็นตัวแปรสำคัญในการใช้สร้าง โมเดลสำหรับออกแบบสายส่งสัญญาณของสายอากาศซึ่งได้พูดถึงมาแล้วในเรื่อง Source modeling

การกระจายสัญญาณของตัวสายอากาศ ซึ่งได้มาจากสายอากาศที่ไม่ได้สร้างมาจากสารนำไฟฟ้าสมบูรณ์ อาจจะสร้างผลกระทบต่อกรการกระจายกระแสได้ เพื่อให้เข้าใจง่าย การพิจารณาสายซึ่งมีแกนขนานไปกับแกน z เมื่อสายอากาศมีค่านำไฟฟ้าเป็นอินฟินิตี้ สามารถหาค่าความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กที่พื้นผิวของสายอากาศได้ ซึ่งมีค่าเท่ากับค่าความหนาแน่นของกระแสที่สนามแม่เหล็ก โดยใช้ค่าอิมพีแดนซ์ที่พื้นผิวของสายอากาศ (Z_s) ซึ่งแสดงความหมายของอัตราของค่าความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กที่พื้นผิวของวัสดุตัวนำคือค่าความหนาแน่นของกระแสที่ไหลอันเป็นผลให้เกิดค่าความหนาแน่นของสนามแม่เหล็ก ดังสมการ

$$E = Z_s J_s \tag{3.33}$$

เมื่อใช้ $M_s = E \times \hat{n}$ และความสัมพันธ์ $J_s = \hat{z}I(z)/2\pi a$ เราจะสามารถเขียนได้เป็น

$$M_s = Z_s J_s \times \hat{\rho} = \frac{\hat{\Phi} Z_s I(z)}{2\pi a} \tag{3.34}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เขียนในรูปของสมการอินทิกรัลจากสมการเชิงโมเมนต์

$$-\iint_S (E_m \cdot J^s - H_m \cdot M^s) ds = V_m \quad (3.35)$$

และจากสมการข้างบนจะเขียนได้เป็น

$$-\int I(z) [\hat{z} \cdot E_m - Z_s \hat{\Phi} \cdot H_m] dz = V_m \quad (3.36)$$

นำสมการ (3.16) ไปใช้กับสมการข้างบนจะสามารถเขียนเป็นรูปเมทริกซ์ส่วน Z'_{mn} จากสายที่มีค่าการนำไฟฟ้าอินฟินิตี้ เป็น

$$Z'_{mn} = \int_{\Delta z_m} F_n(z) \hat{z} \cdot E_m dz - Z_s \int_{\Delta z_n} F_n(z) \hat{\Phi} \cdot H_m dz \quad (3.37)$$

จากกฎของแอมแปร์ จะแทนค่า H_m ได้เป็น

$$\hat{\Phi} \cdot H_m = \frac{F_m(z)}{2\pi a} \quad (3.38)$$

และนำไปแทนในสมการ 3.39 จะได้

$$Z'_{mn} = Z_{mn} - \frac{Z_s}{2\pi a} \int_{(m,n)} F_n(z) F_m(z) dz \quad (3.39)$$

เมื่อพิกัด (m,n) เป็นค่าพื้นผิวของสายที่ใช้ในการวัดค่าหรือใช้ฟังก์ชันมวลน้ำหนัก m และ พื้นฐานฟังก์ชัน n ในกรณีที่เกิดการซ้อนทับกันของฟังก์ชันแล้ว บริเวณที่ซ้อนทับนั้นจะแบ่งเป็น สองส่วนที่เหมือนกันถ้า m และ n เท่ากัน แต่ถ้าค่า $m \neq n$ แล้ว ส่วนที่ซ้อนทับกันจะใช้คำนวณกับ สมการที่พื้นผิวที่นั้นกับฟังก์ชันใดฟังก์ชันหนึ่ง ซึ่งสิ่งนี้หมายถึงเกิดการกระจายในส่วโหลดเป็น เหตุให้เกิดค่าเปลี่ยนแปลงเฉพาะส่วนเส้นแนวทแยงเป็นหลัก และส่วนที่อยู่ข้าง ๆ ก็จะกลายเป็น ส่วนเส้นแนวทแยง ถ้าเกิดการซ้อนทับฟังก์ชันกัน ในกรณีที่ไม่มีการซ้อนทับฟังก์ชันกัน เช่น สัตถุญาณพัลส์ เฉพาะส่วนแกนเส้นทแยงหลักเท่านั้นที่จะใช้แก้ไข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลกระทบที่เกิดจากการต่อกับโหนดที่ได้เป็นค่าการกระจายของกระแส ที่เกิดขึ้นบนสายอากาศนั้น ถ้ารู้ค่าการกระจายกระแสแล้ว ก็จะสามารถหาการแพร่ของสัญญาณในสนามระยะไกลได้จากการนำสมการทางคณิตศาสตร์มาใช้กับค่าการกระจายกระแสที่ได้ โดยเฉพาะส่วนแกน z และจะหาการส่งสัญญาณเป็นรูปแบบพัลส์ ได้จาก

$$E = \hat{\theta} j\omega\mu \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \Delta z \sin\theta \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{j\beta z'_n \cos\theta} \quad (3.41)$$

เมื่อค่า z'_n เป็นจุดศูนย์กลางของแต่ละส่วนย่อยที่แบ่ง เมื่อรู้ค่าสนามไฟฟ้าระยะไกลค่าหนึ่งแล้ว สามารถหาอัตราขยายจากความสัมพันธ์พื้นฐานได้จาก

$$G(\theta, \phi) = \frac{[|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2] r^2}{30 |I_A|^2 R_A} \quad (3.42)$$

เมื่อค่า R_A เป็นส่วนจริงของค่าความต้านทานกระแสของสายอากาศ โดยนำค่า R_r แทนใน R_A ซึ่งเป็นความต้านทาน ณ จุดรัศมี โดยค่า radar cross section จาก

$$\sigma = \frac{4\pi R^2 S^2}{S'} \quad (3.43)$$

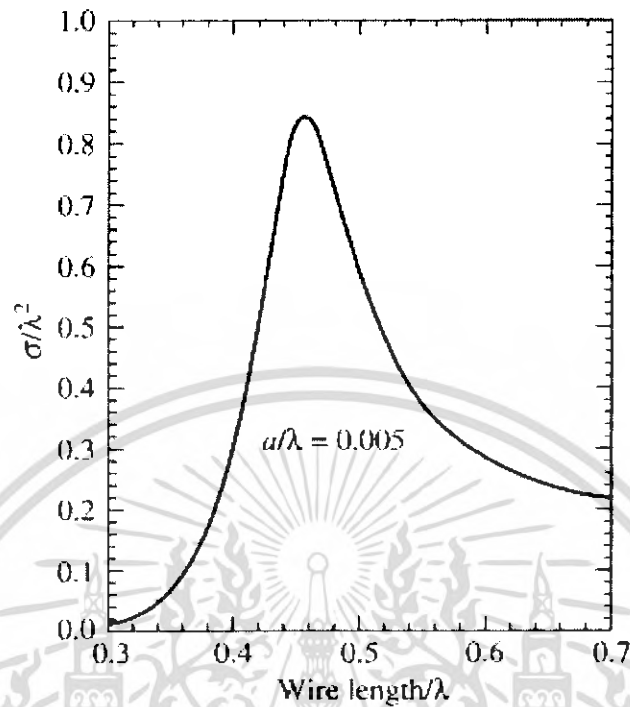
ซึ่งเป็นอัตราของเวลา 4π และค่า $R^2 S^2$ เป็นค่าความเข้มของกำลังสัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ โดยค่า Radar cross section สำหรับวัตถุที่รูปร่างซับซ้อนในการกระจายนั้น จะต้องใช้ต้องใช้ค่าต่าง ๆ มากมายในการหาค่า เช่น มุมที่ทำ ความถี่ และมุมการกระจายสัญญาณเป็นต้น โดยค่า Radar cross section สามารถเขียนในเทอมสนามไฟฟ้าได้เป็น

$$\sigma = \lim_{r \rightarrow \infty} 4\pi r^2 \frac{|E^s|^2}{|E^i|^2} \quad (3.44)$$

เมื่อค่า E^s คือค่าสนามไฟฟ้าที่พื้นผิว โดยค่า Radar cross section สำหรับสายอากาศแบบ

Dipole สามารถแสดงให้ดูได้จากรูปที่ 3.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 แสดงค่าของ Radar cross section ของสายอากาศแบบตรงต่อฟังก์ชันความยาวของสายอากาศ

ค่าประสิทธิภาพพร้อมสามารถคำนวณได้โดยใช้

$$e_r = \frac{R_r}{R_A} = \frac{R_r}{R_r + R_{ohmic}} \quad (3.45)$$

ค่า R_{ohmic} เป็นค่าการสูญเสียความต้านทานที่หายไปในโหลด ซึ่งเกิดการกระจายหรือร่วมกัน โดยสามารถคำนวณกำลังงานการแพร่สัญญาณโดยใช้การอินทิเกรตความหนาแน่นของสัญญาณระยะไกลดังสมการ 3.11 ที่จะให้ได้ค่าที่มีความน่าเชื่อถือมากยิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 การนำหลักการไปใช้งาน

ในการพัฒนาและการใช้งานคอมพิวเตอร์ในการแก้ปัญหาทางสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้านั้นสามารถแบ่งขั้นตอนการทำงานเป็น 4 รูปแบบได้แก่

1. พัฒนารูปแบบการแก้ปัญหาทางคณิตศาสตร์ในการแก้ปัญหาทางกายภาพที่เกิดขึ้นโดยใช้วัตถุนั้นให้อยู่ในเทอมของ λ และพื้นฐานทางคณิตศาสตร์เช่น MoM ,FDTD
2. ออกแบบและโปรแกรมสมการทางคณิตศาสตร์และสร้างมาในรูปแบบอัลกอริทึมทางโปรแกรมมิ่ง
3. ตรวจสอบความถูกต้องของโค้ดโปรแกรม
4. ทดสอบระบบโดยการคำนวณและการวิเคราะห์สายอากาศในการออกแบบ

ในส่วนนี้เราได้เสนอหลักการนำไปใช้ที่มีประโยชน์มาก โดยเทคนิคของระเบียบวิธีโมเมนต์ใช้เป็นหลักในการเขียนโปรแกรมวิเคราะห์ส่วนประกอบของสายอากาศ เช่น สายอากาศสายอากาศแบบอะเรย์ เป็นต้น โดยวิธีการนี้ได้นำมาใช้กับแกนหลักของสายคือแกน z แล้วนำค่าที่ได้มาประยุกต์ในการปรับแต่งสายอากาศ สำหรับปรับปรุงการออกแบบสายอากาศเพื่อสร้างไปใช้งานจริงต่อไป

สำหรับวิธีระเบียบวิธีโมเมนต์ (MoM) นั้นได้เป็นเทคนิคที่ใช้กับระบบความถี่ต่ำ เพราะว่าไม่สามารถประยุกต์ใช้เข้ากับสายอากาศที่มีค่าความยาวคลื่นมาก ๆ ได้ โดยการออกแบบที่ใช้เทคนิคความถี่สูงจะเป็นตัวที่แก้ปัญหาในการออกแบบนี้เอง

บทที่ 4

การออกแบบสายอากาศรองรับโครงข่าย UWB

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมรองรับมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (UWB) สำหรับการสื่อสารในโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย โดยใช้ทฤษฎีสายอากาศในบทที่ 2 มาช่วยในการออกแบบ และทำการจำลองผลด้วยโปรแกรม IE3D ของซีแลนด์ ซึ่งจะได้อธิบายขั้นตอนการออกแบบและจำลองผลในลำดับต่อไป สำหรับโครงสร้างของสายอากาศที่นำมาออกแบบนั้น จะเป็นการออกแบบสายอากาศช่องเปิดทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองผืนไม่ต่อกันแต่อยู่ในระนาบเดียวกัน และการศึกษาจะทำโดยการปรับแต่งพารามิเตอร์ทางขนาดเพื่อให้ได้คุณสมบัติที่ต้องการเพื่อรองรับมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (UWB) และให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุด

4.2 ขั้นตอนการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ใช้รูปแบบการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปนั้น สิ่งที่จะต้องทำเป็นอันดับแรก คือ การเลือกชนิดของวัสดุฐานรอง (Substrate) และนำเอาค่าคุณสมบัติต่างๆ ของวัสดุฐานรองนั้นมาใช้ในการคำนวณหาความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการออกแบบ และการออกแบบจำลองสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D โดยใช้วิธีโมเมนต์เมททอริค (MoM) เข้ามาช่วยในการวิเคราะห์ ซึ่งสามารถอธิบายได้ตามลำดับดังนี้

ในโครงงานนี้จะเลือกใช้วัสดุฐานรอง FR4 ซึ่งมีราคาถูกและมีคุณสมบัติที่เหมาะสมกับการนำมาใช้ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดรองรับมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (UWB) ซึ่ง FR4 จะมีคุณสมบัติดังนี้

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก	$\epsilon_r = 4.5$
ความหนาของวัสดุฐานรอง	$h = 1.6$
ค่าความนำของวัสดุตัวนำ	$\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ s/m}$
ความหนาของวัสดุตัวนำ	$t = 0.035 \text{ mm}$
ค่าตัวประกอบการกระจาย	$\tan \delta = 0.02$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.1 การออกแบบสายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

ค่าความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปขึ้นอยู่กับค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) ความหนาหรือความสูงของวัสดุฐานรอง (h) และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ (Characteristics Impedance) ซึ่งสามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (4.1a)-(4.1c)

$$Z = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{K(k_1)}{K'(k_1)} \quad (4.1a)$$

$$k_1 = \frac{G}{G + 2S_{cpw}} \quad (4.1b)$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\ln \left[2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right]}{\pi} \quad \text{for } 0.707 \leq k \leq 1 \quad (4.1c)$$

เมื่อ	Z	คือ	ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ
	S_{cpw}	คือ	ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม
	G	คือ	ระยะระหว่างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม
	ϵ_r	คือ	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง

เมื่อนำคุณสมบัติต่างๆ ของวัสดุฐานรองแทนค่าในสมการที่ (4.1a)-(4.1c) จะได้ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม และระยะระหว่างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ประมาณเท่ากับ 0.4 และ 3.75 มิลลิเมตร

4.2.2 การคำนวณหาความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g)

การออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม พารามิเตอร์สำคัญที่เป็นตัวกำหนดความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ คือ ความยาวรวมทั้งหมดของวงรอบช่องเปิด ซึ่งการออกแบบสายอากาศในปริภูมิตวินพจน์ฉบับนี้จะทำการศึกษาที่ความถี่ 3.1-10.6 GHz โดยค่าความยาวที่ทำการศึกษาจะมีความสัมพันธ์กับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ของความถี่ 3.1 GHz สำหรับสมการในการหาความยาวสัมพันธ์แสดงดังสมการที่ (4.2a)-(4.2c)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.2a)$$

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

$$\epsilon_{eff} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (4.2c)$$

เมื่อ	λ_g	คือ ความยาวคลื่นสัมพัทธ์
	c	คือ ความเร็วของแสง (3×10^8 เมตรต่อวินาที)
	f	คือ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ
	ϵ_{eff}	คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล
	ϵ_r	คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง
	h	คือ ความหนา (สูง) ของวัสดุฐานรอง

จากสมการที่ 4.2(a)-4.2(c) เมื่อทำการแทนค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ ออกแบบ คือ 3.1 GHz และแทนค่าคุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่เลือกใช้ในสมการจะได้ดังนี้

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (ϵ_{eff}) ประมาณ 2.35
- ค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) ประมาณ 63 มิลลิเมตร

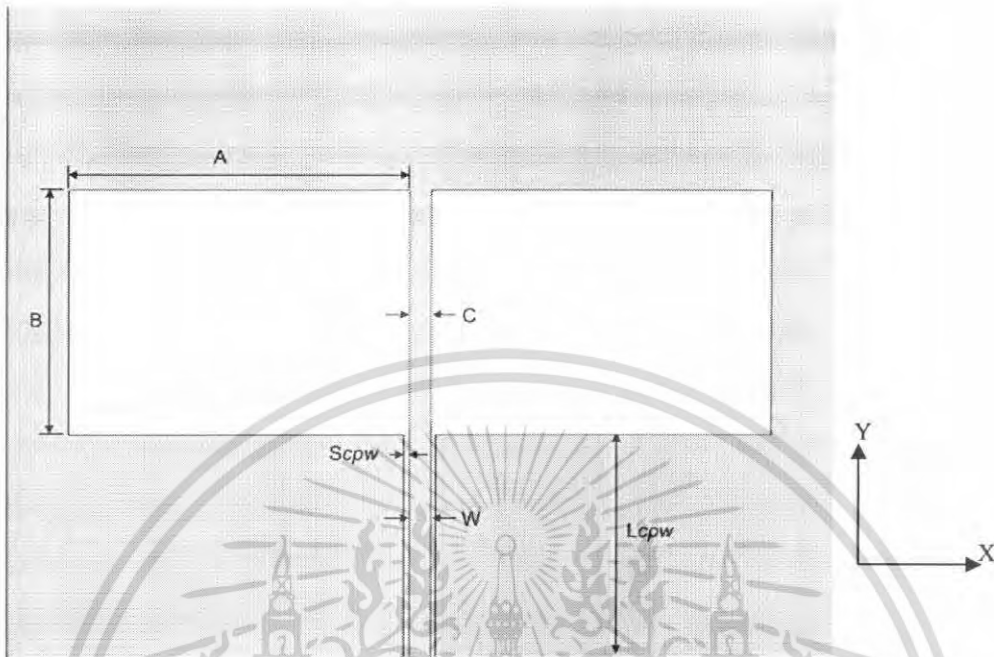
4.3 การกำหนดช่วงความถี่ที่ใช้งาน

การออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมโดยรองรับมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (UWB) ช่วงความถี่ที่ทำการศึกษา คือ ช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.1 – 10.6 GHz ให้สามารถใช้งานได้

4.4 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วม

เมื่อทำการคำนวณค่าพารามิเตอร์เบื้องต้นสำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป ซึ่งประกอบไปด้วย ความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป ความกว้างของช่องนำคลื่นระนาบร่วม (S_{cpw}) และความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) แล้วขั้นตอนต่อไปก็คือ การนำเอาค่าพารามิเตอร์เหล่านี้มาทำการกำหนดในโครงสร้างสายอากาศที่ต้องการศึกษา ซึ่งในเบื้องต้นได้ศึกษาและออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบวงรอบสองวงเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าดังแสดงในรูปที่ 4.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 โครงสร้างและพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

พารามิเตอร์ต่างๆ ที่แสดงในรูปที่ 4.1 ประกอบไปด้วย

- A คือ ความยาวช่องเปิดในแนวแกน X
- B คือ ความยาวช่องเปิดในแนวแกน Y
- C คือ ความกว้างของตัวนำที่ขึ้นระหว่างช่องเปิดของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม
- W คือ ความกว้างของสายส่ง
- S_{cpw} คือ ความกว้างของช่องนำคลื่นระนาบร่วม
- L_{cpw} คือ ความยาวของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

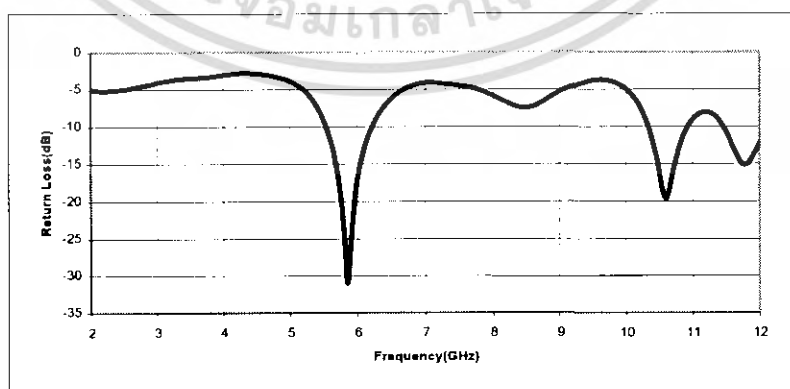
จากรูปที่ 4.1 แสดงแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศโดยใช้โปรแกรม IE3D ในการจำลองหาคุณลักษณะต่างๆ เช่น ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) อินพุตอิมพีแดนซ์ และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง เหล่านี้เป็นต้น โดยค่าพารามิเตอร์ต่างๆ แสดงดังตารางที่ 4.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิด โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ (mm)	ขนาดทางไฟฟ้า
A	24.7	$0.392 \lambda_g$
B	17.9	$0.284 \lambda_g$
C	1.6	$0.025 \lambda_g$
W	1.6	$0.025 \lambda_g$
S_{cpw}	0.4	$0.006 \lambda_g$
L_{cpw}	16.3	$0.259 \lambda_g$

สำหรับการออกแบบสายอากาศแบบแรกที่ทำการศึกษา คือสายอากาศช่องเปิดแบบสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมรองรับ โครงข่าย UWB สำหรับค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ของสายอากาศที่ความถี่ 3.1 GHz สามารถหาได้จากสมการที่ 4.2 ซึ่งมีค่าประมาณ 63 มิลลิเมตร ซึ่งความยาวเป็นครึ่งหนึ่งของวงรอบเปิดที่อ้างอิงจากรูปที่ 4.1 คือ $2A+B$ จะมีขนาดความยาวทั้งหมดประมาณ λ_g ของความถี่ที่ต้องการกล่าวคือ ความยาวด้าน A เท่ากับ 24.7 มิลลิเมตร และความยาวด้าน W เท่ากับ 17.9 มิลลิเมตร โดยกำหนดให้ความยาวของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (L_{cpw}) เท่ากับ 16.3 มิลลิเมตร ระยะห่างระหว่างสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบ (W) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (S_{cpw}) เท่ากับ 0.4 มิลลิเมตร ความกว้างของตัวนำที่ขึ้นระหว่างช่องเปิดของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (C) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง (ϵ_r) เท่ากับ 4.5 และความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร ดังตารางที่ 4.1 และผลการจำลองที่ได้แสดงดังนี้



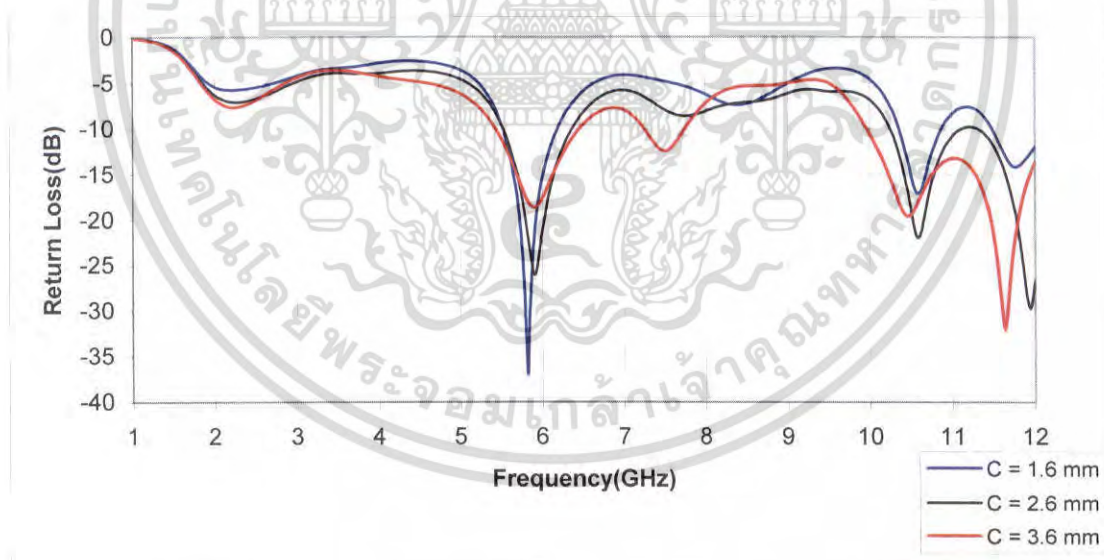
รูปที่ 4.2 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิด โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟแสดงค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ ซึ่งผลที่ออกมาแล้วยังไม่ได้ตามความต้องการ คือ ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับต้องน้อยกว่า -10 dB ในช่วงความถี่ที่ $3.1 - 10.6$ GHz ดังนั้นทำการวิเคราะห์โดยการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อค่าที่ได้ใหม่

4.4.1 วิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดโดยสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วมกรณีปรับค่าความกว้างของตัวนำที่ชั้นระหว่างช่องเปิด เพื่อรองรับโครงข่าย UWB

จากรูปที่ 4.1 ทำการปรับพารามิเตอร์ (C) โดยให้ค่าความกว้างของสายส่งสัญญาณ (W) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร ความกว้างของท่อนำคลื่นระนาบร่วม (S_{cpw}) เท่ากับ 0.4 มิลลิเมตร ค่าความยาวของส่งสัญญาณ (L_{cpw}) มีค่าเท่ากับ 16.3 มิลลิเมตร และค่าความยาวของช่องเปิดทั้งแนวแกน X และ Y เท่ากับ 24.7 มิลลิเมตร กับ 17.9 มิลลิเมตร ตามลำดับ ทำการปรับค่าพารามิเตอร์ (C) โดยให้ค่าเริ่มต้นมีค่าเท่ากับค่าความกว้างของสายส่งสัญญาณ (W) เท่ากับ 1.6 และความกว้างเพิ่มขึ้นทีละ 1 มิลลิเมตร คือ 2.6 , 3.6 และ 4.6 มิลลิเมตร ตามลำดับจะได้ผลดังรูปที่ 4.3

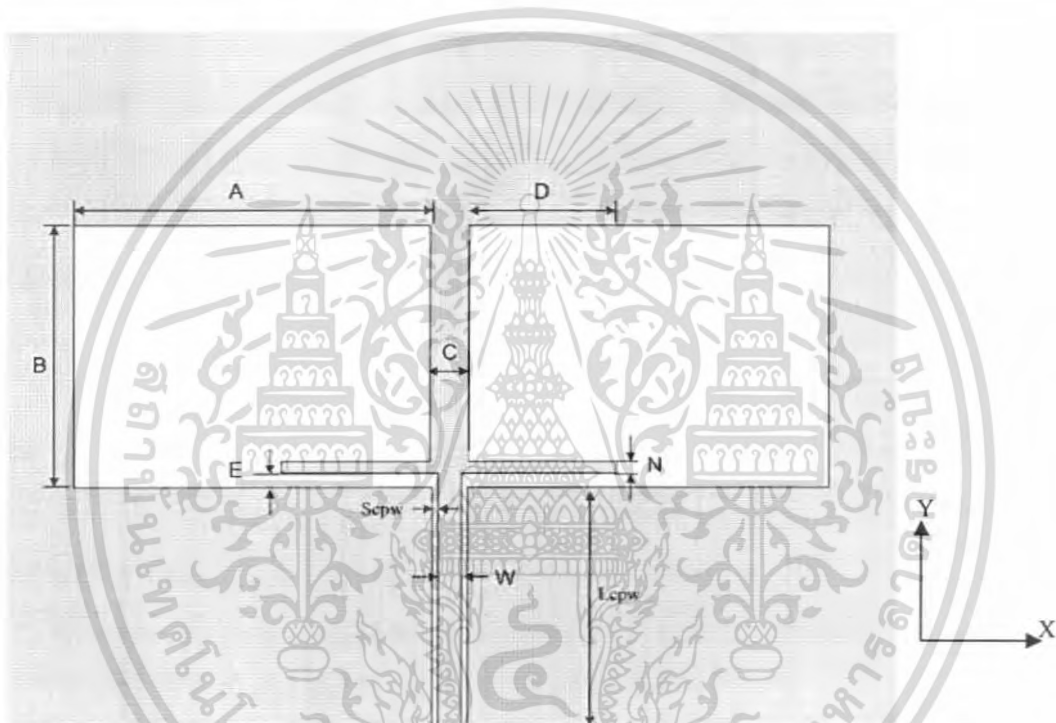


รูปที่ 4.3 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับค่าพารามิเตอร์ (C)

จากรูปที่ 4.3 แสดงให้เห็นแนวโน้มค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับลดต่ำลงเมื่อปรับความกว้างของตัวนำที่ชั้นระหว่างช่องเปิดเพิ่มขึ้น แต่ในช่วงความถี่ประมาณ 3.3 GHz และความถี่ประมาณ 8.4 MHz มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับคงที่ถึงเพิ่มขึ้น ส่วนช่วงความถี่ $5.5 - 6.3$ GHz มีแนวโน้มเพิ่มสูงขึ้น ดังนั้นในการวิเคราะห์ในกรณีต่อไปทำการปรับพารามิเตอร์ตัวอื่นไม่วากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุผลเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อให้มีแนวโน้มลดค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับให้ลดต่ำลงในช่วงความถี่ที่มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) สูงอยู่เพื่อให้ได้ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (UWB)

4.4.2 วิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดโดยสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วมกรณีแทรก สตัดเส้นตรงแนวนอนเพื่อรองรับโครงข่าย UWB



รูปที่ 4.4 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดแบบแทรกสตัดเส้นตรงแนวนอนโดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

พารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศช่องเปิดแบบแทรกสตัดแนวนอน โดยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

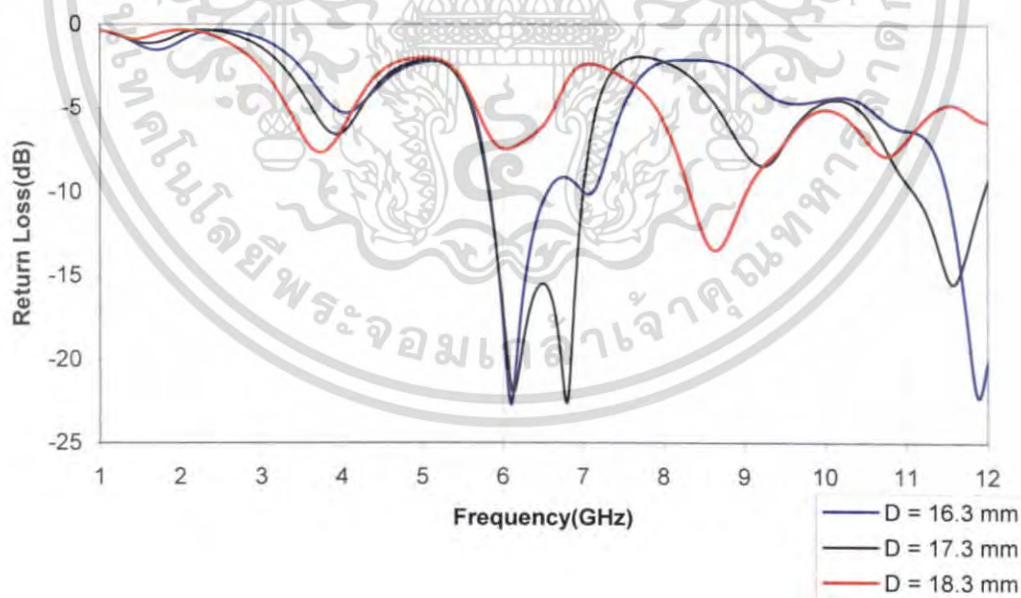
- A คือ ความยาวช่องเปิดในแนวแกน X เท่ากับ 24.2 มิลลิเมตร
- B คือ ความยาวช่องเปิดในแนวแกน Y เท่ากับ 17.9 มิลลิเมตร
- C คือ ความกว้างของตัวนำที่ขึ้นระหว่างช่องเปิดของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เท่ากับ 2.6 มิลลิเมตร
- W คือ ความกว้างของสายส่ง เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร
- S_{cpw} คือ ความกว้างของช่องนำคลื่นระนาบร่วม เท่ากับ 0.4 มิลลิเมตร
- L_{cpw} คือ ความยาวของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณีเฉพาะ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เท่ากับ 16.3 มิลลิเมตร
- D คือ ความยาวของสัดับในแนวแกน X
- E คือ ความสูงของสัดับเส้นตรงแนวแกน X
- N คือ ความหนาของสัดับในแนวแกน X

4.4.2.1 กรณีปรับความยาวของสัดับเส้นตรงแนวนอน (D)

จากรูปที่ 4.4 เป็นการแทรกสัดับเส้นตรงแนวนอน (D) ในช่องเปิดทั้งสองช่อง โดยในการศึกษาได้กำหนดความสูงของสัดับแนวนอน (E) เท่ากับ 1 มิลลิเมตร และความหนาของสัดับแนวนอน (N) เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร จากนั้นทำการปรับความยาวของสัดับแนวนอนของพารามิเตอร์ (D) เพิ่มขึ้นทีละ 1 มิลลิเมตร เป็น 16.3 มิลลิเมตร 17.3 มิลลิเมตร 18.3 มิลลิเมตร และ 19.3 มิลลิเมตร ตามลำดับ โดยที่ความหนาของสัดับเส้นตรงแนวนอนเท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร และค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องมีค่าตามด้านบน ซึ่งจะ ได้ผลดังรูปที่ 4.5



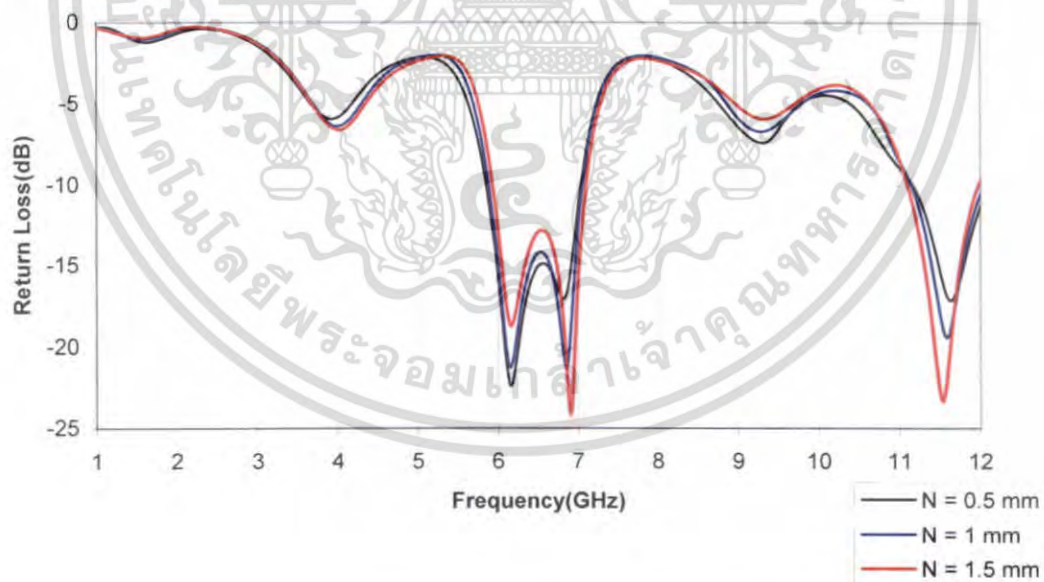
รูปที่ 4.5 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ (D)

จากกราฟรูปที่ 4.5 จะเห็นว่าในการปรับพารามิเตอร์ (D) ในช่วงความถี่ประมาณ 6 – 7 GHz มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (Return Loss) สูงขึ้นตามความยาวของพารามิเตอร์ (D) ที่เพิ่มขึ้น และช่วงความถี่ประมาณ 2-4 GHz มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กลับ (Return Loss) ลดต่ำลงเล็กน้อย แต่ช่วงความถี่ประมาณ 4 - 5.8 GHz ช่วงความถี่ 7 - 8 GHz และความถี่ประมาณ 10 GHz จะได้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (Return Loss) มีค่าคงที่ นั่นคือแนวโน้มยังไม่ต่ำกว่ามาตรฐาน IEEE 802.15.3a (UWB) คือต่ำกว่า -10 dB ดังนั้นทำการปรับพารามิเตอร์ในส่วนต่อไปเพื่อดูผลกระทบที่เกิดขึ้นกับช่วงความถี่ที่คงที่ให้มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (Return Loss) ลดต่ำลง

4.4.2.2 กรณีปรับความหนาของสัดับเส้นตรงแนวนอน (N)

จากรูปที่ 4.4 กรณีนี้เป็นการปรับความหนาของสัดับเส้นตรงแนวนอนพารามิเตอร์ (N) โดยในการวิเคราะห์ให้ความยาวของ สัดับเส้นตรงแนวนอน (D) เท่ากับ 17.3 มิลลิเมตร ความสูงของสัดับเส้นตรงแนวนอนเท่ากับ 1 มิลลิเมตร จากนั้นทำการปรับค่าความหนาของสัดับเส้นตรงแนวนอน (N) เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร 1 มิลลิเมตร และ 1.5 มิลลิเมตร ตามลำดับ โดยที่พารามิเตอร์ A, B, C, W, S_{cpw} และ L_{cpw} มีค่าคงที่ดังกรณีที่ผ่านมาข้างต้น ซึ่งจะได้ผลดังรูปที่ 4.6



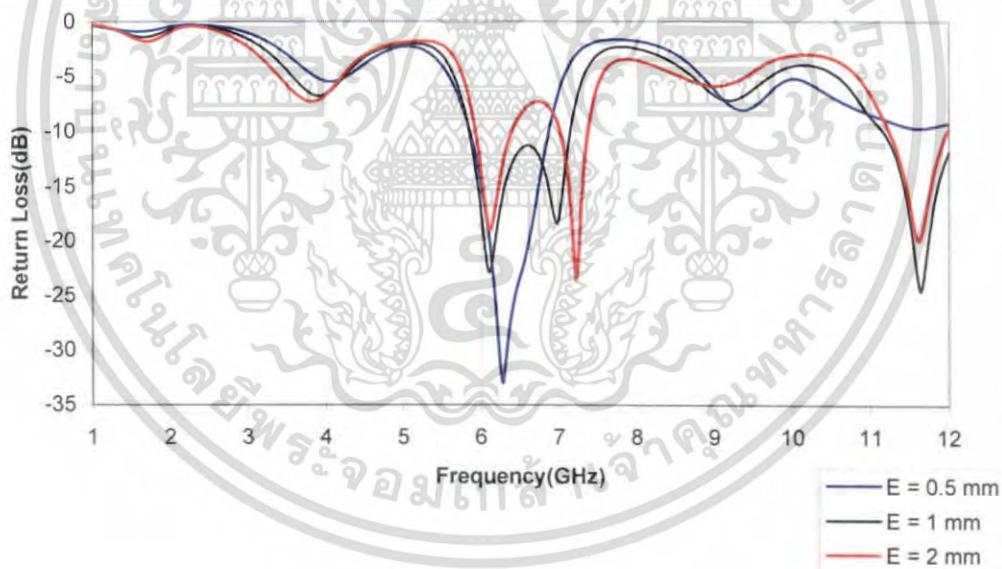
รูปที่ 4.6 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ N

จากกราฟรูปที่ 4.6 จะได้ว่า การปรับพารามิเตอร์ N จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่สองคือความถี่ประมาณ 6.8 GHz ลดต่ำลงตามค่าที่เพิ่มขึ้นของพารามิเตอร์ N ซึ่งดูโดยรวมแล้วค่าพารามิเตอร์ 0.5 มิลลิเมตรจะมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ในช่วงความถี่ 3.1 - 12 GHz เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานาน นโมนุญดา เหน่าไปไซประโยชน์งานการค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

10.6 มีค่าดีที่สุด ซึ่งในกรณีต่อไปจะทำการปรับค่าพารามิเตอร์อื่นๆ เพื่อลดค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับให้ดีขึ้นตลอดทั้งย่าน

4.4.2.3 กรณีปรับค่าความสูงของสัดับเส้นตรงแนวนอน (E)

จากรูปที่ 4.4 กรณีนี้เป็นการปรับพารามิเตอร์ (E) คือความสูงสัดับเส้นตรงแนวนอนของสายอากาศช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม โดยในการวิเคราะห์ให้ความยาวของ สัดับเส้นตรงแนวนอน (D) เท่ากับ 17.3 มิลลิเมตร ความกว้างของสัดับเส้นตรงแนวนอน (N) เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร จากนั้นทำการปรับค่าความสูงของสัดับเส้นตรงแนวนอน (E) เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร 1 มิลลิเมตร และ 2 มิลลิเมตร ตามลำดับ โดยที่พารามิเตอร์ A, B, C, W, S_{cpw} และ L_{cpw} มีค่าคงที่ดังกรณีที่ผ่านมาข้างต้น ซึ่งจะได้ผลดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ (E)

ผลกระทบที่เกิดขึ้นด้วยการจำลอง จะเห็นได้ว่า ช่วงความถี่ที่สามารถพิจารณาได้คือช่วงความถี่ประมาณ 6-7 GHz ที่ต่ำกว่า -10 dB ซึ่งพารามิเตอร์ E เท่ากับ 1 มิลลิเมตรจะดีที่สุด เนื่องจากพารามิเตอร์ E เท่ากับ 2 มิลลิเมตร มีแนวโน้มของค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) สูงเกิน -10 dB และการเกิดเมทซิ่งเพิ่มขึ้นเป็นสองความถี่ของพารามิเตอร์ E เท่ากับ 1 มิลลิเมตร ทำให้ช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า -10 dB กว้างขึ้น โดยทำให้การวิเคราะห์ต่อไปง่ายขึ้นในการเอกสรนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูไขงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ขยายความกว้างของช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า -10 dB ในกรณีต่อไป

ไมวารณิเตา ทงสิน อิกทงหามมิไหดดแปลงเนื้อหา และตองอางอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุป

การออกแบบสายอากาศโดยการแทรกสลับเส้นตรงแนวนอนเพื่อให้รองรับ โครงข่าย UWB ดังผลกระทบของการปรับพารามิเตอร์ D และ E ในการปรับลดค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) นั้นผลยังปรับลดลงน้อยมาก แต่พารามิเตอร์ที่กล่าวถึงนี้จะช่วยในการเกิดเมทซิ่งสองความถี่เพื่อให้แบนด์วิธกว้างมากขึ้นช่วยในการแทรกพารามิเตอร์ในการศึกษาต่อไป

4.4.3 วิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดโดยสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสลับรูปตัวแอลเพื่อรองรับโครงข่าย UWB



รูปที่ 4.8 โครงสร้าง สายอากาศช่องเปิด โดยสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสลับรูปตัวแอล

จากรูปที่ 4.7 แสดงโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมโดยวิเคราะห์ให้รองรับโครงข่าย UWB ได้ทำการออกแบบโดยมีพารามิเตอร์ ดังนี้

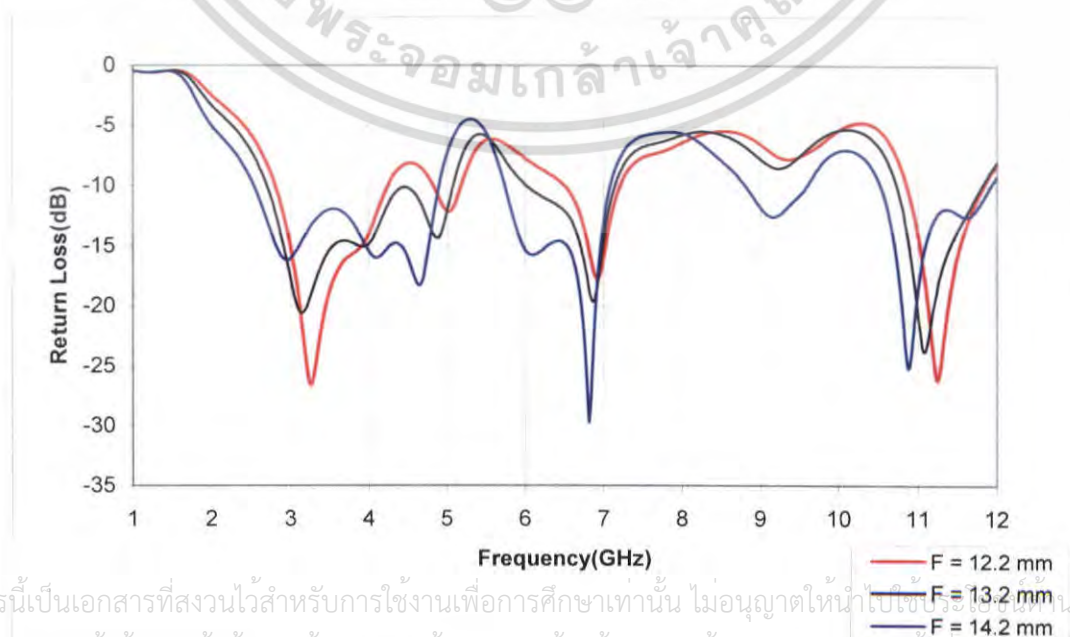
- A คือ ความยาวช่องเปิดในแนวแกน X เท่ากับ 24.2 มิลลิเมตร
- B คือ ความยาวช่องเปิดในแนวแกน Y เท่ากับ 17.9 มิลลิเมตร
- C คือ ความกว้างของตัวนำที่ขึ้นระหว่างช่องเปิดของสายส่งสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เท่ากับ 2.6 มิลลิเมตร
- D คือ ความยาวของสัดับในแนวแกน X เท่ากับ 17.3 มิลลิเมตร
- E คือ ความสูงของสัดับในแนวแกน X เท่ากับ 1 มิลลิเมตร
- N คือ ความหนาของสัดับในแนวแกน X เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร
- W คือ ความกว้างของสายส่ง เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร
- S_{cpw} คือ ความกว้างของช่องนำคลื่นระนาบร่วม เท่ากับ 0.4 มิลลิเมตร
- L_{cpw} คือ ความยาวของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เท่ากับ 16.3 มิลลิเมตร
- F คือ ความยาวของสัดับในแนวแกน Y
- G คือ ความกว้างของสัดับในแนวแกน Y

4.3.3.1 กรณีปรับความยาวของสัดับในแนวตั้ง (F)

จากรูปที่ 4.8 เป็นการวิเคราะห์สายอากาศของเปิดกรณีสัดับรูปตัวแอล โดยการปรับความยาวของสัดับในแนวตั้ง (แนวแกน Y) ได้กำหนดความกว้างของสัดับในแนวตั้ง (แนวแกน Y) พารามิเตอร์ G เท่ากับ 1 มิลลิเมตร จากนั้นทำการปรับค่าความยาวของสัดับในแนวตั้ง (แนวแกน Y) พารามิเตอร์ F เท่ากับ 12.2 มิลลิเมตร 13.2 มิลลิเมตร และ 14.2 มิลลิเมตร ตามลำดับ โดยกำหนดให้พารามิเตอร์ A, B, C, D, E, N, W, S_{cpw} และ L_{cpw} มีค่าตามพารามิเตอร์ด้านบน ซึ่งจะได้ผลดังรูปที่ 4.8



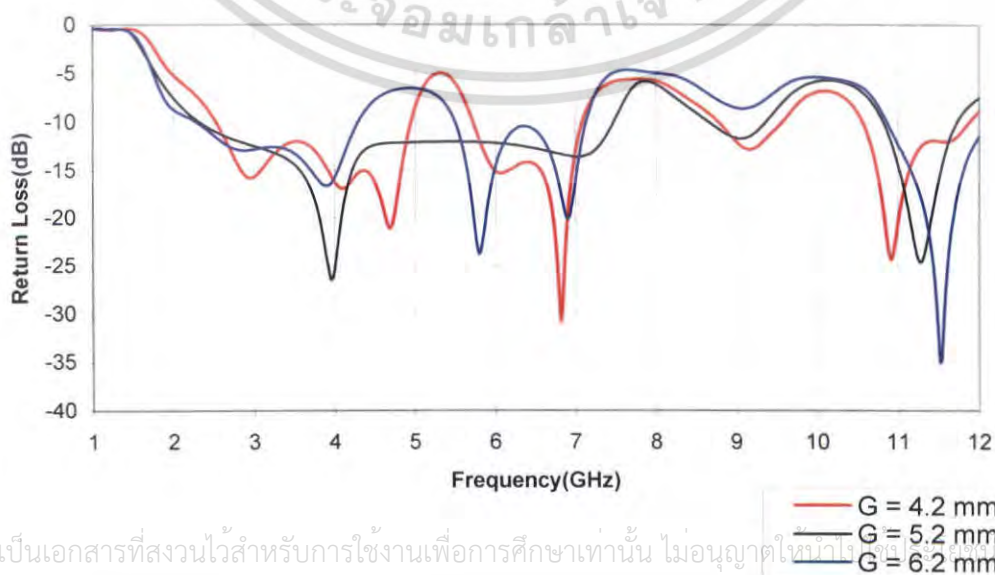
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.9 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ F

จากกราฟรูปที่ 4.9 พิจารณาค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ที่สูงกว่า -10 dB คือ ช่วงความถี่ที่หนึ่ง คือ 4.7 – 6 GHz และช่วงความถี่ที่สอง 7 – 10.6 GHz จะเห็นได้ว่าในช่วงความถี่ที่หนึ่งพารามิเตอร์ F เท่ากับ 12.2 มิลลิเมตรจะมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ดีที่สุด และในช่วงความถี่ที่สองพารามิเตอร์ F เท่ากับ 14.2 มีแนวโน้มของค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ที่ลดต่ำลงแต่เนื่องจากเมื่อปรับค่าพารามิเตอร์ F เพิ่มมากขึ้น แนวโน้มค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ที่ช่วงความถี่ตั้งแต่ 3 - 5.6 GHz มีแนวโน้มเพิ่มมากขึ้น ดังนั้นในการวิเคราะห์ต่อไปจะทำการปรับพารามิเตอร์ G เพิ่มดูผลกระทบต่อช่วงความถี่ที่ไม่สามารถลดค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับได้ (S_{11}) ต่อไป

4.3.3.2 กรณีปรับความกว้างของสัดับในแนวตั้ง (G)

จากรูปที่ 4.8 เป็นการวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดกรณีสัดับรูปตัวแอลโดยการปรับความกว้างของสัดับในแนวตั้ง (แนวแกน Y) พารามิเตอร์ G ได้กำหนดความยาวของสัดับในแนวตั้ง (แนวแกน Y) พารามิเตอร์ F เท่ากับ 13.2 มิลลิเมตร จากนั้นทำการปรับค่าความกว้างของ สัดับในแนวตั้ง (แนวแกน Y) พารามิเตอร์ G เท่ากับ 4.2 มิลลิเมตร 5.2 มิลลิเมตร และ 6.2 มิลลิเมตร ตามลำดับ โดยกำหนดให้พารามิเตอร์ A, B, C, D, E, N, W, S_{cpw} และ L_{cpw} มีค่าตามพารามิเตอร์กำหนดมาตามกรณีด้านบน ซึ่งจะได้ผลดังรูปที่ 4.8



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ผ่านการคัดค้าน
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.10 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ G

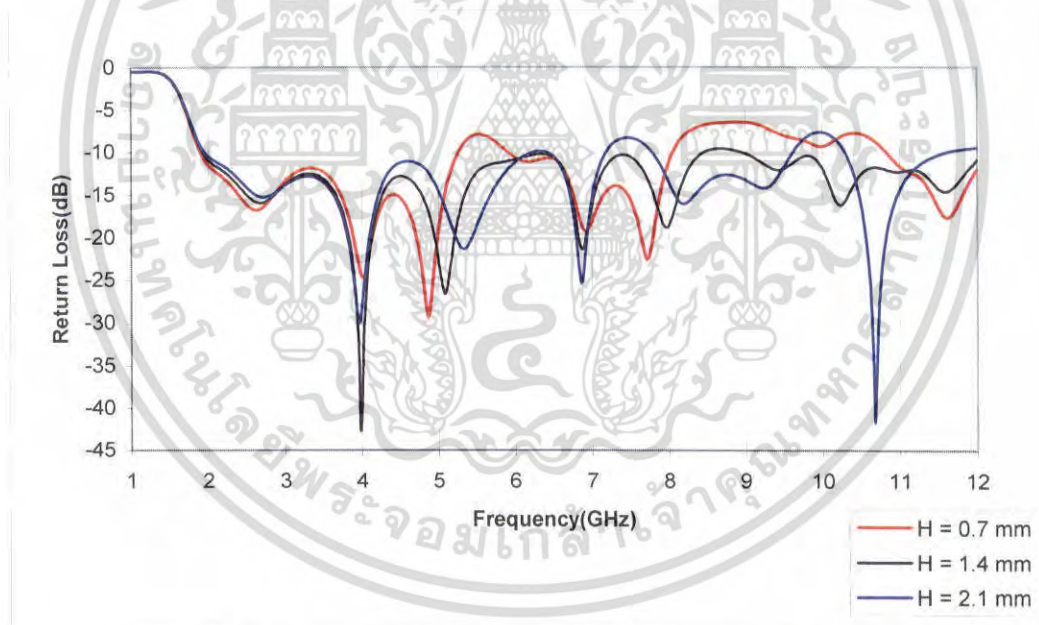
จากกราฟรูปที่ 4.10 พิจารณาค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) จะเห็นได้ว่าเมื่อปรับค่าความกว้างของสตัปในแนวตั้ง (G) เท่ากับ 5.2 มิลลิเมตร ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ในช่วงความถี่ประมาณ 2.4 – 7.4 GHz มีค่าต่ำกว่า -10 dB แต่ช่วงความถี่ประมาณ 7.5 – 11 GHz ยังคงมีค่าสูงกว่า -10 dB ซึ่งในการศึกษาต่อไปจะทำการปรับพารามิเตอร์ให้ลดค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ในช่วงความถี่นี้ให้ได้ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (UWB)

สรุป

การวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดที่มีสตัปรูปตัวแอลเพื่อให้รองรับโครงข่าย UWB ดังที่ได้ทำการวิเคราะห์ ผลกระทบจากการปรับพารามิเตอร์ F เพิ่มมากขึ้นจะทำให้ช่วงความถี่ 6 – 10 GHz มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ลดต่ำลงแต่จะทำให้ช่วงความถี่ 3 – 5.2 GHz มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) สูงขึ้นเช่นกัน ส่วนพารามิเตอร์ G จะช่วยในการปรับช่วงความถี่ 3 – 7 GHz ให้มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ลดต่ำลงได้ แต่เนื่องจากการปรับโดยรวมยังไม่ทำให้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ในช่วงความถี่ 3.1 – 10.6 GHz ลดต่ำกว่า -10 dB ทั้งช่วงได้ ในการวิเคราะห์ครั้งต่อไปจะทำการแทรกช่องตัวฉนวนไปในส่วนตัวนำในแนวเดียวกับสตัปแนวนอน (แนวแกน X) เพื่อดูผลกระทบดังจะกล่าวในหัวข้อต่อไป

- L_{cpw} คือ ความยาวของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เท่ากับ 16.3 มิลลิเมตร
- F คือ ความยาวของสตัดในแนวแกน Y เท่ากับ 13.2 มิลลิเมตร
- G คือ ความกว้างของสตัดในแนวแกน Y เท่ากับ 5.2 มิลลิเมตร
- H คือ ความยาวของช่องที่แทรกเข้าไปในสตัดตัวแอลตามแนวแกน X

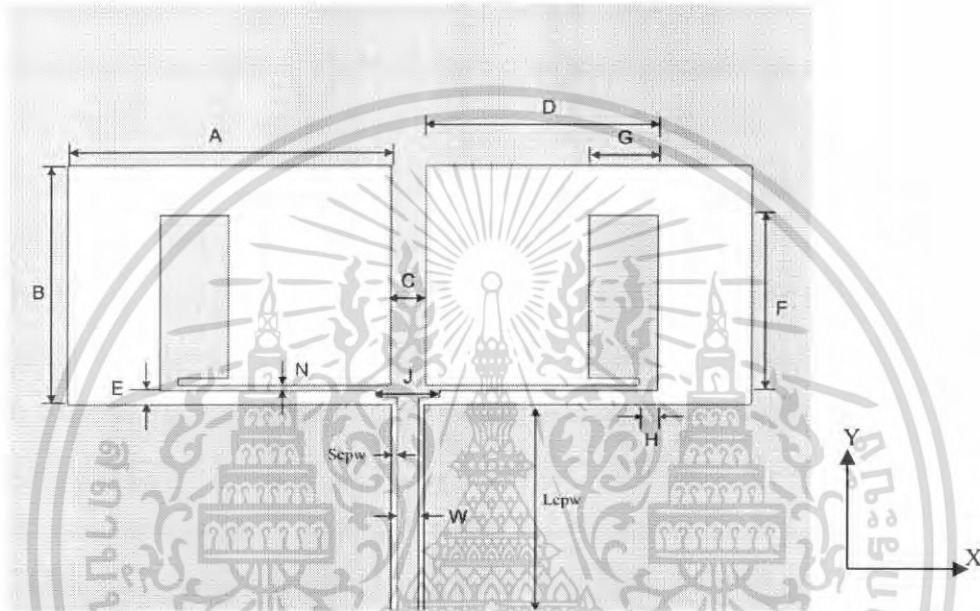
จากรูปที่ 4.11 แสดงโครงสร้างสายอากาศช่องเปิดโดยสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วม โดยการแทรกช่องในสตัดรูปตัวแอลที่ขนาดไม่เท่ากัน คือพารามิเตอร์ H โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องตามด้านบน โดยปรับพารามิเตอร์ H เท่ากับ 0.7 มิลลิเมตร 1.4 มิลลิเมตร และ 2.1 มิลลิเมตร ซึ่งจะได้ผลดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ H

จากกราฟรูปที่ 4.12 พิจารณาค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) จะเห็นได้ว่าค่าความยาวของช่องที่แทรกเข้าไปในสตัดตัวแอลตามแนวนอน (แนวแกน X) พารามิเตอร์ H เท่ากับ 3.8 มิลลิเมตรจะมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ต่ำกว่า -10 dB เกือบตลอดทั้งช่วงความถี่ 2 – 12 GHz แต่ช่วงความถี่ที่ 8.4 – 9 GHz จะมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) สูงกว่า -10 dB เล็กน้อย ดังนั้นได้ทำการวิเคราะห์เพิ่มเติมเพื่อให้ได้ผลดีขึ้น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.5 วิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบสายส่งที่นำคลื่นระนาบร่วมโดยการแทรกช่องในสัตว์รูปตัวแอลที่ขนาดไม่เท่ากันและเพิ่มความหนาของสัตว์แบนนอนเพื่อรองรับโครงข่าย UWB (J)



รูปที่ 4.13 สายอากาศช่องเปิดแบบสายส่งที่นำคลื่นระนาบร่วมโดยการแทรกช่องในสัตว์รูปตัวแอลที่ขนาดไม่เท่ากันและเพิ่มความหนาของสัตว์แบนนอน

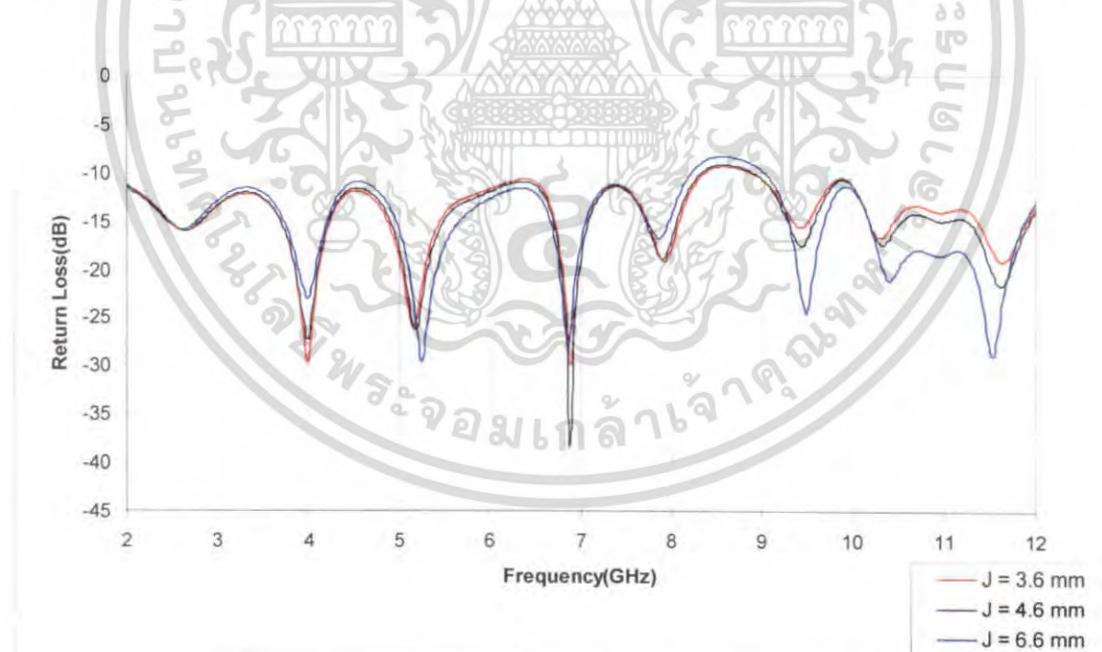
จากรูปที่ 4.13 แสดงโครงสร้างสายอากาศช่องเปิดโดยสายส่งที่นำคลื่นระนาบร่วมโดยการแทรกช่องในสัตว์รูปตัวแอลที่ขนาดไม่เท่ากัน และเพิ่มความหนาของสัตว์แบนนอนโดยวิเคราะห์ให้รองรับโครงข่าย UWB ได้ทำการออกแบบโดยมีพารามิเตอร์ ดังนี้

- A คือ ความยาวช่องเปิดในแนวแกน X เท่ากับ 24.2 มิลลิเมตร
- B คือ ความยาวช่องเปิดในแนวแกน Y เท่ากับ 17.9 มิลลิเมตร
- C คือ ความกว้างของตัวนำที่ขึ้นระหว่างช่องเปิดของสายส่งสัญญาณแบบที่นำคลื่นระนาบร่วม เท่ากับ 2.6 มิลลิเมตร
- D คือ ความยาวของสัตว์ในแนวแกน X เท่ากับ 17.3 มิลลิเมตร
- E คือ ความสูงของสัตว์ในแนวแกน X เท่ากับ 1 มิลลิเมตร
- W คือ ความกว้างของสายส่ง เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร
- S_{cpw} คือ ความกว้างของช่องนำคลื่นระนาบร่วม เท่ากับ 0.4 มิลลิเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- L_{cpw} คือ ความยาวของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เท่ากับ 16.3 มิลลิเมตร
- F คือ ความยาวของสัดับในแนวแกน Y เท่ากับ 13.2 มิลลิเมตร
- G คือ ความกว้างของสัดับในแนวแกน Y เท่ากับ 5.2 มิลลิเมตร
- H คือ ความยาวของช่องที่แทรกเข้าไปในสัดับตัวแอลตามแนวแกน X เท่ากับ 3.8 มิลลิเมตร
- J คือ ความยาวของสัดับแนวนอนที่แทรกเพิ่ม

จากรูปที่ 4.13 แสดงโครงสร้างสายอากาศช่องเปิดโดยสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วม โดยการแทรกช่องในสัดับรูปตัวแอลที่ขนาดไม่เท่ากันและเพิ่มความหนาของสัดับแนวนอน คือ พารามิเตอร์ J โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องตามด้านบน โดยปรับพารามิเตอร์ J เท่ากับ 3.6 มิลลิเมตร 4.6 มิลลิเมตร และ 6.6 มิลลิเมตร ซึ่งจะได้ผลดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) กรณีปรับพารามิเตอร์ J

จากกราฟรูปที่ 4.13 พิจารณาว่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มความหนาให้กับสัดับแนวนอน (แนวแกน Y) คือพารามิเตอร์ J จะทำให้ช่วงความถี่ตั้งแต่ 2 – 8 GHz มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ลดต่ำลง แต่ช่วงความถี่ประมาณ 8.2 – 9 GHz มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) สูงเกิน -10 dB เล็กน้อยอยู่ การปรับไมวากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พารามิเตอร์ γ จะช่วยให้แมทซ์จี้ขึ้น ซึ่งผลการจำลองที่ดีที่สุดได้ถึงความถี่เรโซแนนซ์ คือ 4 GHz, 5.18 GHz, 6.88 GHz และ 7.92 GHz โดยค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ เท่ากับ -27 dB, -26.19 dB, -38.315 dB และ -18.88 dB ตามลำดับและมีแบนด์วิธเท่ากับ 6.34 GHz ครอบคลุมย่านความถี่ 2 – 8.34 GHz เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE 802.16 (WiMAX, 2 – 6 GHz) และสามารถนำไปใช้ในมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (UWB 3.1 – 10.6 GHz)



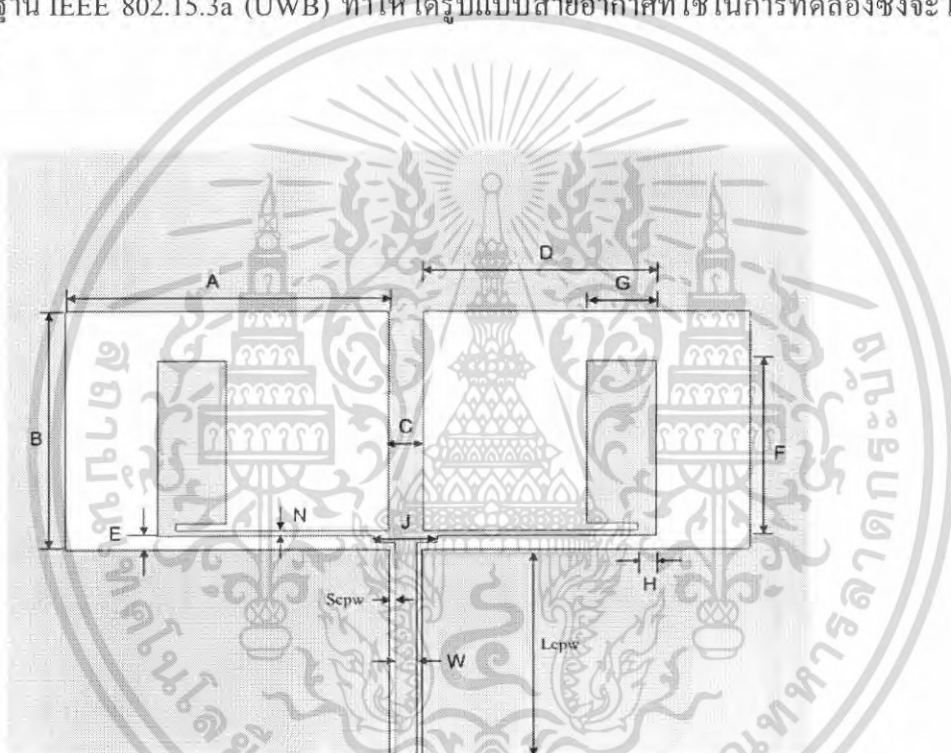
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การทดลองและวัดผลของสายอากาศ

5.1 โครงสร้างของสายอากาศที่ใช้ในโครงการ

จากการวิเคราะห์เพื่อออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมรองรับมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (UWB) ทำให้ได้รูปแบบสายอากาศที่ใช้ในการทดลองซึ่งจะได้ตามรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปจากการออกแบบที่ใช้ในการทดลอง

จากรูป 5.1 แสดงโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมรองรับมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (UWB) ในย่านความถี่ 3.1 – 10.6 GHz เพื่อนำไปสร้างจริง โดยขนาดของแต่ละพารามิเตอร์มีขนาดดังนี้

$$L = 60 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$M = 47.7 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$W = 1.6 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$S_{cpw} = 0.4 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$L_{cpw} = 16.3 \text{ มิลลิเมตร}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B	= 17.9	มิลลิเมตร
C	= 2.6	มิลลิเมตร
D	= 17.3	มิลลิเมตร
E	= 1	มิลลิเมตร
F	= 13.2	มิลลิเมตร
G	= 5.2	มิลลิเมตร
H	= 3.8	มิลลิเมตร
J	= 4.6	มิลลิเมตร

5.2 วิธีการสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

หลังจากที่ทำการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมจากโปรแกรม IE3D ในการหาค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ที่ดีที่สุดตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (UWB) จากนั้นจะใช้โปรแกรม Protel วาดแบบขนาดจริงขึ้นมา และพิมพ์ลงแผ่นใสที่ใช้ในการถ่ายเอกสารซึ่งพิมพ์แบบค่าอย่างเดียว (Negative) เพื่อนำไปเป็นแบบแล้วสร้างจริง ซึ่งมีอุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างสายอากาศดังนี้

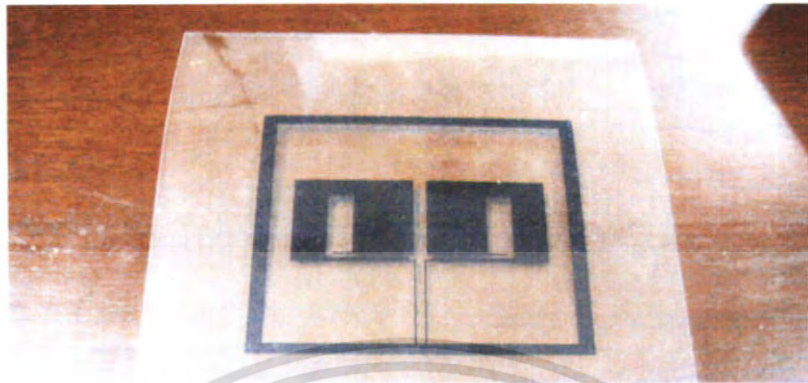
5.2.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

1. แผ่นใสที่พิมพ์รูปสายอากาศที่ออกแบบ
2. วัสดุฐานรอง FR4 ขนาด 65x50 มิลลิเมตร
3. Photo polymer Resist Film (Dry Film) ขนาด 65 x 50 มิลลิเมตร
4. โซเดียมคาร์บอเนต
5. เตารีดพร้อมผ้ารองรีด
6. คัตเตอร์และเทปกาว
7. กระจกแผ่นใสสองแผ่น
8. ตู้ฉายแสง
9. กรดกัดปลินท์
10. ขวดพลาสติกคัดครึ่งไว้เป็นภาชนะ
11. หัวคอนเนคเตอร์ SMA
12. บัดกรีและตะกั่ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.2 ขั้นตอนการทำสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิด

1. นำแผ่นวัสดุฐานรอง FR4 ขนาด 65 x 50 มิลลิเมตร ทำความสะอาดผิวทองแดงให้คราบนิ้วมือหรือคราบสกปรกออก เพื่อให้แผ่นฟิล์มไวต่อแสง (Dry Film) ติดกับแผ่นทองแดงทุกระนาบผิว
2. นำแผ่นฟิล์มไวต่อแสง (Dry Film) ทำการลอกส่วนแผ่นพลาสติกออก แล้วนำมาติดกับแผ่นวัสดุฐานรอง FR4 ริดให้ติดกับพื้นผิวทองแดงทุกระนาบผิวเพื่อไม่ให้เกิดฟองบนแผ่นฟิล์ม
3. นำแผ่นวัสดุฐานรอง FR4 ที่ทำการติดฟิล์มลงไปแล้ว มารองด้วยผ้าแล้วทำการริดให้แผ่นฟิล์ม โดยใช้เตารีดริดเพื่อให้ฟิล์มแนบติดแน่นยิ่งขึ้น
4. นำแผ่นใสที่ทำการพิมพ์รูปขนาดจริงของสายอากาศมาทาบบนแผ่นวัสดุฐานรองของ FR4 ให้พอดี
5. นำกระจกมาวางทับกับแผ่นทองแดงที่ติดกับแผ่นใสรูปสายอากาศแล้วนำไปวางไว้ในตู้ฉายแสงประมาณ 30 นาทีเพื่อให้ส่วนฟิล์มที่โดนแสงติดกับแผ่นทองแดง
6. เมื่อถึงเวลา 30 นาที นำแผ่นทองแดงออกจากตู้ฉายแสงแล้วนำส่วนแผ่นทองแดงที่ติดฟิล์มไปล้างด้วย โซเดียมคาร์บอเนต 1 ซ้อนชาที่ผสมน้ำ เพื่อลอกเอาฟิล์มที่ไม่โดนฉายแสงออก
7. นำแผ่นวัสดุฐานรองที่ลอกเอาฟิล์มออกมาทำการกัดทองแดงโดยน้ำยากรดกัดทองแดง ซึ่งเป็นกรดที่กัดโลหะ ซึ่งผสมใส่ขวดพลาสติกตัดครึ่งหนึ่งที่เตรียมไว้ แล้วนำแผ่นทองแดงที่แนบติดฟิล์มไปแช่แล้วเขย่าเบาๆ
8. เมื่อทองแดงที่ไม่ต้องการออกมาหมดจากแผ่นวัสดุฐานรองที่ถูกกรดโลหะละลายหมด จากนั้นนำไปทำความสะอาดโดยไม่ให้เป็นคราบลายนิ้วมือ
9. นำสายอากาศที่ได้ มาทำการต่อกับหัวคอนเนคเตอร์โดยใช้ตะกั่วบัดกรีติดเข้าไป
10. นำไปวัดผลการทดลอง

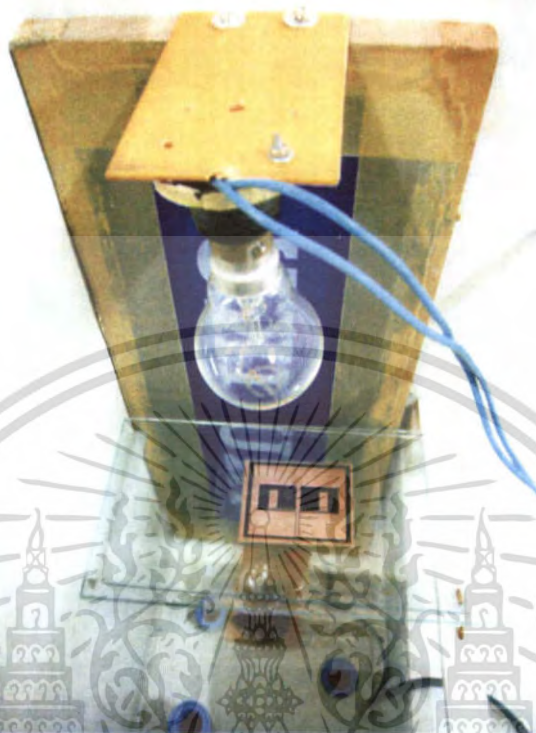


รูปที่ 5.2 แผ่นไม้รูปสายอากาศที่ทำการทดลอง



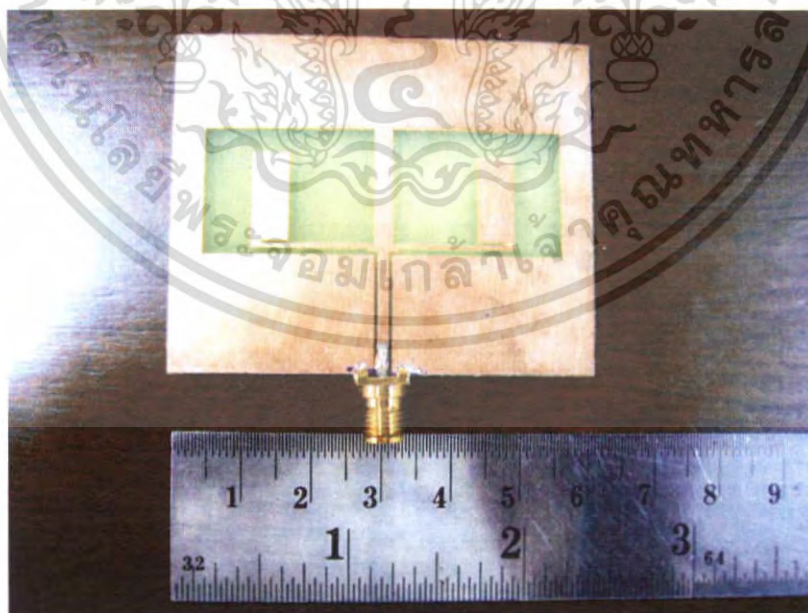
(ก) ตู้ฉายแสงโดยรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 5.3 (ก) - (ข) ตู้ฉายแสงและแผ่นทองแดงทาบติดกับแผ่นใสรูปสายอากาศที่ออกแบบ

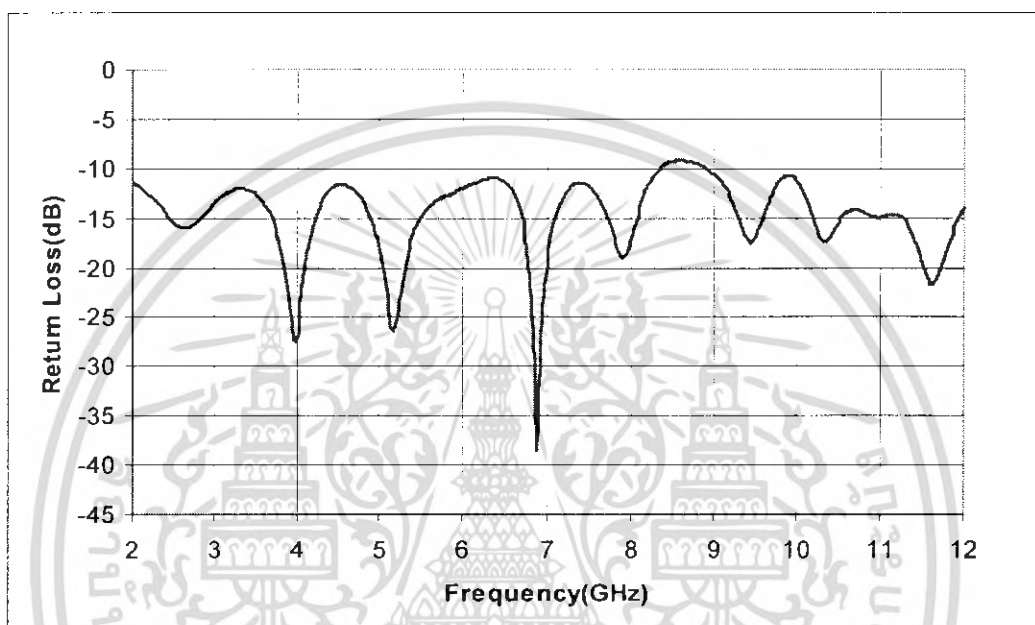


รูปที่ 5.4 สายอากาศที่ทำการทดลอง

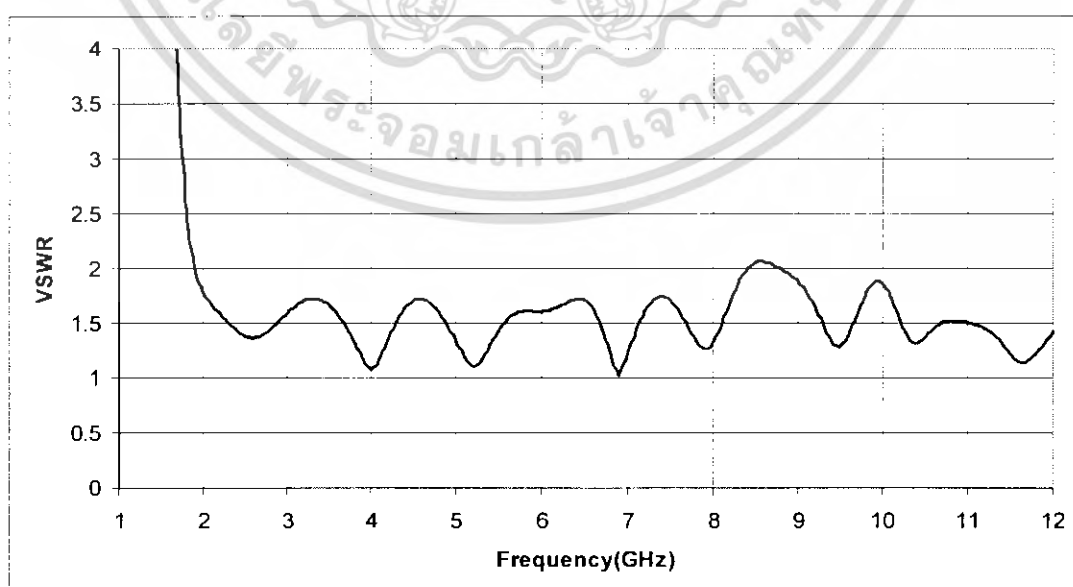
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 ผลที่ได้จากการจำลองของสายอากาศ

จากการวิเคราะห์ผลสายอากาศไมโครสตริปแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมในบอทที่ 4 นั้นจะได้ผลการจำลองค่าการสูญเสียการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ที่ดีที่สุดตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (UWB)

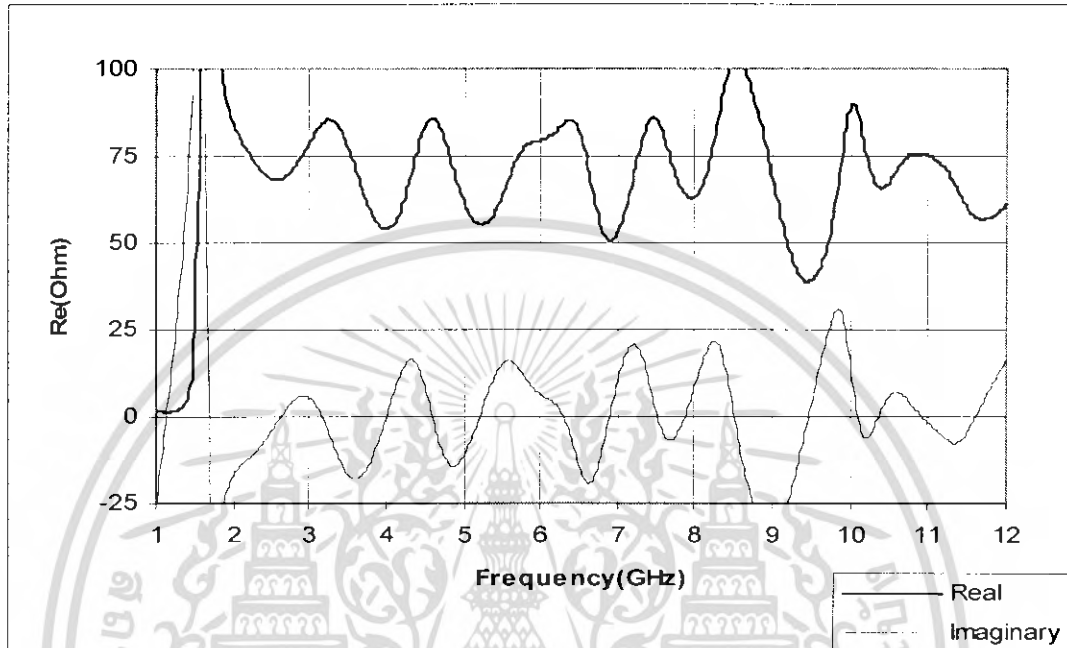


รูปที่ 5.5 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ที่ดีที่สุดจากการจำลอง

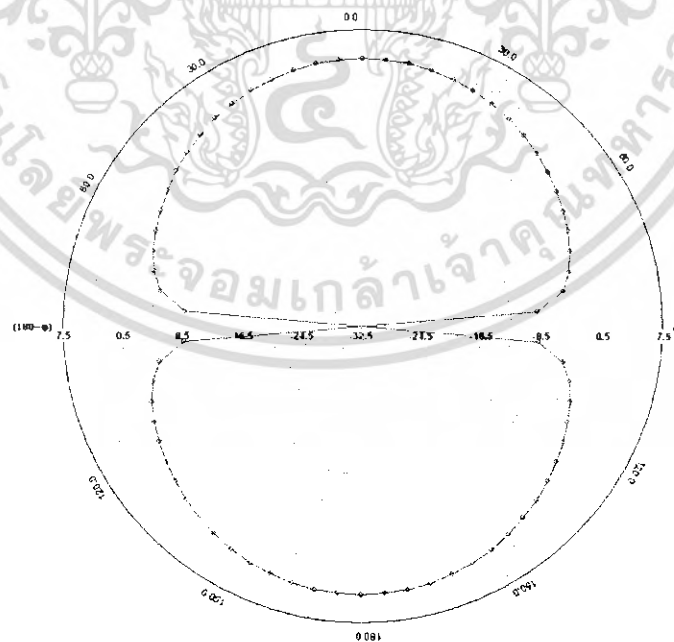


รูปที่ 5.6 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปที่ทำการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.7 อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปที่ทำการทดลอง



รูปที่ 5.8 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กในระนาบแกน xz จากการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.1 คุณลักษณะต่างๆของสายอากาศช่องเปิดแบบสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วม รองรับมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (UWB)

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่ (GHz)					
	3.98	5.18	6.88	7.9	9.44	10.32
S_{11} พารามิเตอร์ (dB)	-27.37	-26.39	-38.32	-18.93	-17.52	-17.38
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.08	1.11	1.03	1.30	1.3	1.35
จำนวนจริงของอินพุทอิมพีแดนซ์ (Z_{in} real)	53.98 โอห์ม	55.46 โอห์ม	50.72 โอห์ม	63.17 โอห์ม	38.81 โอห์ม	67.16 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุทอิมพีแดนซ์ (Z_{in} Imaginary)	-1.841 โอห์ม	-1.596 โอห์ม	-1.323 โอห์ม	2.095 โอห์ม	-2.785 โอห์ม	-2.456 โอห์ม
แบนด์วิดท์	7.5 GHz					

จากรูปที่ 5.5-5.7 แสดงค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง และค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ จะเห็นว่าในช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.1 – 10.6 GHz มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ต่ำกว่า -10 dB ยกเว้นช่วงความถี่ตั้งแต่ 8.3 – 8.9 มีค่าเกิน -10 dB คือ -9.2 dB ที่ค่าสูงสุด ซึ่งโดยมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (UWB) แต่ในแง่การนำไปใช้งานจริง ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ไม่เกิน -8 dB ก็สามารถนำไปใช้งานได้ ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองมีหกความถี่เรโซแนนซ์ คือ 3.98 GHz 5.18 GHz 6.88 GHz 7.9 GHz 9.44 GHz และ 10.32 GHz โดยค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับเท่ากับ -27.37 dB -26.39 dB -38.32 dB -18.93 dB -17.52 dB และ -17.38 dB ตามลำดับ ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์มีค่าใกล้เคียง 50 โอห์ม ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งไม่เกิน 2 และมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 7.5 GHz ครอบคลุมย่านความถี่ 3.1 – 10.6 GHz ซึ่งจากการจำลองได้ทำการนำไปสร้างรูปแบบสายอากาศตามจริงในที่กล่าวมาข้างต้นแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 ผลการวัดสายอากาศ

จากการวิเคราะห์ การออกแบบ และการสร้าง ทำให้ได้สายอากาศที่ใช้ในการทดลองครั้งนี้ซึ่ง สำหรับการวัดและการทดสอบค่าต่างๆ ในการทดลองนี้จะใช้ เครื่องวิเคราะห์เครือข่ายวิทยุ (Network Analyzer : รุ่น HP 8510C 50 MHz – 20 GHz) การวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์เครือข่ายวิทยุนี้ สามารถวัดและแสดงรูปสัญญาณที่ต้องการได้ดี ส่วนอุปกรณ์อื่นๆ ที่ใช้ได้แก่ ตัวเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศกับเครื่องวัด คือ ขั้วต่อแบบ SMA

การทดลองจะประกอบไปด้วย การวัดและทดสอบหาค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ซึ่งจากผลการทดลองที่ได้นี้จะนำมาวิเคราะห์หา ความผิดพลาดของการคำนวณว่าได้ใกล้เคียงกับการทดลองหรือไม่อย่างไรเพื่อนำมาปรับปรุงให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น

5.4.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดผล

1. เครื่อง Network Analyzer : รุ่น HP 8510C วัดพารามิเตอร์ S_{11}
2. เครื่อง Network Analyzer : รุ่น HP 8530A วัดรูปแบบการแผ่พลังงาน
3. ชุดคาร์เบรท 85022 B. 3.5 mm
4. แผ่นฟลอปปีดิสก์ (Floppy Disk)
5. สายอากาศไมโครสตริปที่ใช้ทดสอบ
6. หัวต่อระหว่างสายอากาศกับสายวัดของเครื่องแบบ SMA



รูปที่ 5.9 เครื่องวิเคราะห์เครือข่ายวิทยุ

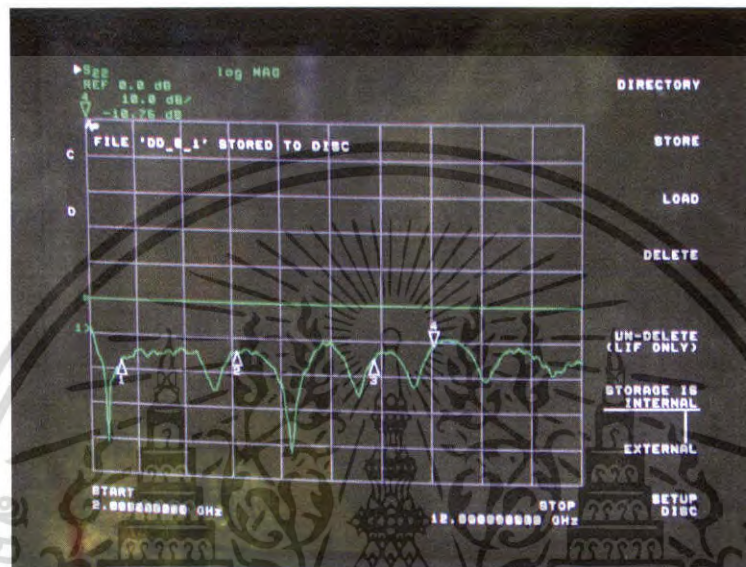
5.4.2 ขั้นตอนการวัดผล

1. ทำการคาราเบรทเครื่อง Network Analyzer ด้วยชุดคาราเบรท 85022 B. 3.5 mm
2. เลือกความถี่เริ่มต้น 2 GHz และความถี่สุดท้ายคือ 12 GHz
3. ทำการต่อสายอากาศไมโครสตริปที่จะทำการวัด เข้ากับเครื่อง Network Analyzer
4. ทำการวัดหาค่าค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) และบันทึกค่าที่ได้ลงแผ่นฟลอปปี

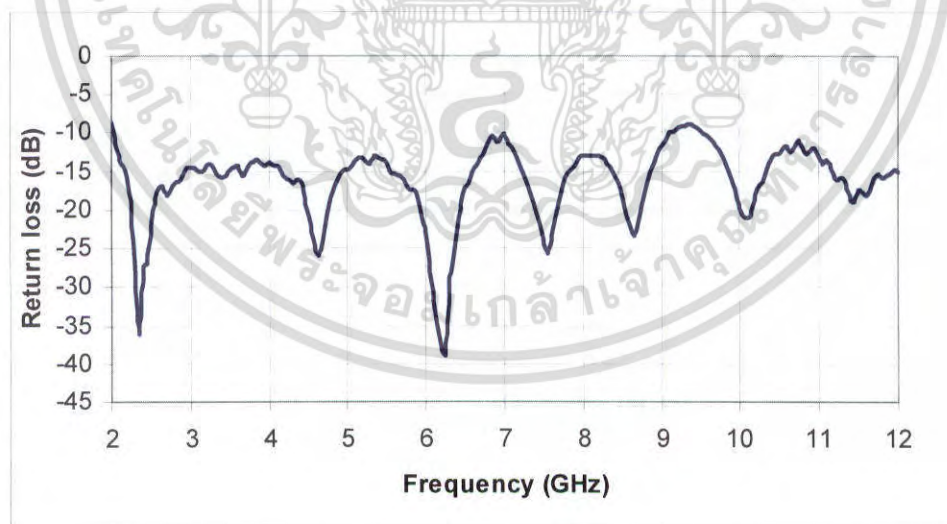
ดิสก์ (Floppy Disk)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4.3 ผลการวัดค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) และรูปแบบการแผ่สนามระยะไกล



(ก)

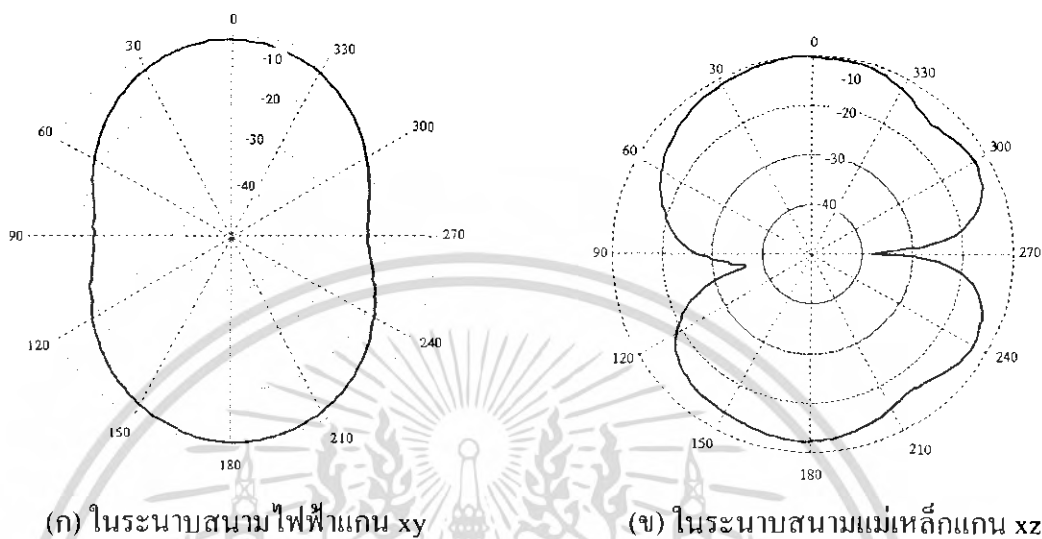


(ข)

รูปที่ 5.10 ค่าการการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11})

จากรูปที่ 5.9 เป็นค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) จากการวัดผลสายอากาศจริง จะเห็นได้ว่าค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 9.1 – 9.5 GHz เกิน -10 dB เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ซึ่งอาจจะไม่เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (UWB) แต่ในแง่การนำไปใช้งานจริง ค่าการไม่วากรณ์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ไม่เกิน -8 dB ก็ยังสามารถใช้งานได้ ซึ่งจากการวัดจริงผลที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับการวิเคราะห์ และการจำลองสายอากาศจากรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.11 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 2.5 GHz

จากรูปที่ 5.10 แสดงรูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลซึ่งในระนาบ xy จะแสดงการแผ่พลังงานของสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 2.5 GHz และที่ระนาบ xz จะแสดงการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.5 GHz เช่นกัน ซึ่งจะเห็นได้ว่าลักษณะการแผ่พลังงานเป็นสองทิศทางเป็นแบบ (Bidirectional)

5.5 ขาดังสายอากาศ

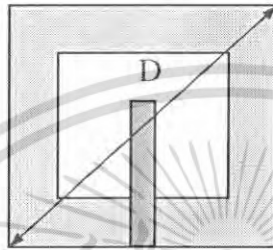
5.5.1 วัตถุประสงค์ของการสร้างขาดังสายอากาศ

จากการวัดสัญญาณมีองค์ประกอบหลายอย่างที่เป็ตัวแปรในการทำให้สัญญาณที่ได้ผิดเพี้ยนไป ไม่ว่าจะเป็นสภาพแวดล้อมภายในห้องปฏิบัติการ เช่น การที่ห้องไม่มีสารดูดซับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าหรือที่เรียกกันว่า chamber ลักษณะการเชื่อมต่อกับหัวคอนเนกเตอร์ อุณหภูมิของอากาศภายในห้อง ซึ่งส่วนขาดังสายอากาศก็เป็นสิ่งที่ไม่ควรมองข้ามเช่นกัน เพราะว่าเป็นส่วนที่สัมผัสกับสายอากาศอันเป็นเหตุที่จะทำให้การวัดค่านั้นเปลี่ยนแปลงมากที่สุด ดังนั้นขาดังสายอากาศจึงเป็นสิ่งที่สำคัญมากในการวัดค่าและเป็นที่มาในการสร้างขึ้นเพื่อรองรับการใช้งานวัดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5.2 หลักการการวัดสัญญาณสายอากาศ

1. ทำการคำนวณค่า ระยะสนามไกลของสายอากาศเพื่อนำไป ตั้งระยะห่างของสายอากาศส่ง และ รับ โดยมีสูตรดังนี้ $R \geq \frac{2D^2}{\lambda}$ เมื่อ D คือค่าของไดมิเตอร์ที่ใหญ่สุดของสายอากาศ (เส้นผ่าศูนย์กลาง) $\lambda = c/f$ เมื่อ f คือความถี่ออกแบบ



รูปที่ 5.12 แสดงค่าไดมิเตอร์ที่ใหญ่สุดของสายอากาศ

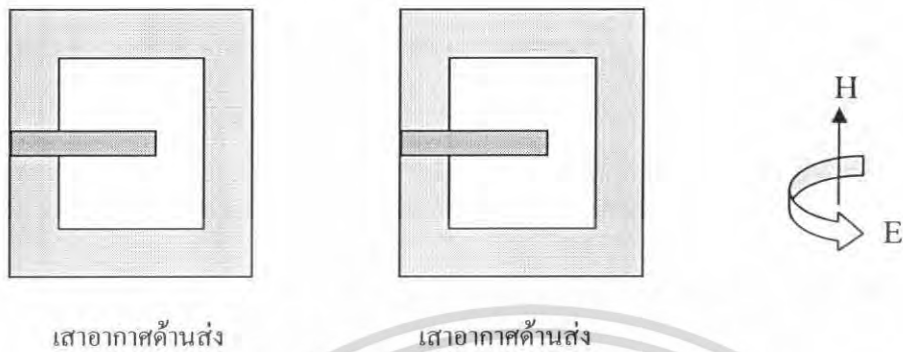
2. เมื่อคำนวณค่าได้ก็นำสายอากาศ ไปตั้งในห้องที่มีการบรู chamber เพื่อลดการสะท้อนของสัญญาณและทำการต่อสาย coaxial CFD200-E 50ohm ระหว่าง network กับ สายอากาศ ส่งและรับ การตั้งสายอากาศในการวัด คือ



รูปที่ 5.13 แสดงการวัด E-plane

ลักษณะการตั้ง ดังรูปนี้ คือการวัด สนามไฟฟ้า โดยทำการหมุนสนาม แม่เหล็ก 360 องศา ก่อนการหมุนจะต้องทำการ จ่ายความถี่ที่ต้องการในการวัดจากเครื่องกำเนิดความถี่ และจึงทำการหมุน องศา และทำการบันทึกค่าแต่ละองศามาพล็อตกราฟ

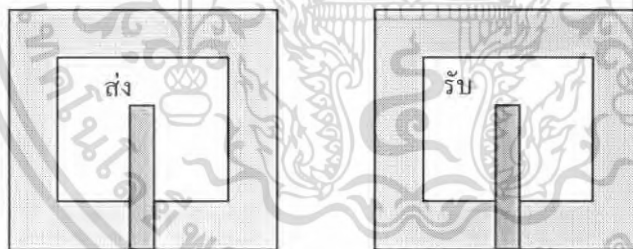
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



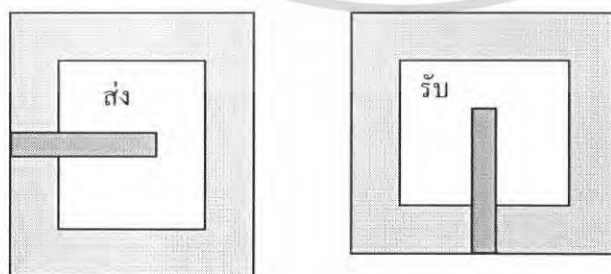
รูปที่ 5.14 แสดงการวัด H-plane

ลักษณะการตั้ง ดังรูปที่ 5.13 คือการวัด สนามแม่เหล็ก โดยทำการหมุนสนาม ไฟฟ้า 360 องศา ก่อนการหมุนจะต้องทำการ จ่ายความถี่ที่ต้องการในการวัดจากเครื่องกำเนิดความถี่ และจึงทำการหมุนองศา และทำการบันทึกค่าแต่ละองศา มา plot กราฟ

ลักษณะการวัด Co and Cross จะแสดงดังนี้

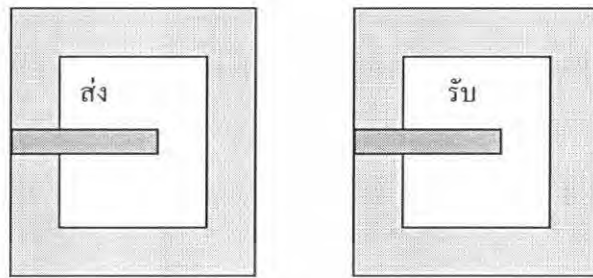


การวัด Co-polarize ในระนาบ E-plane

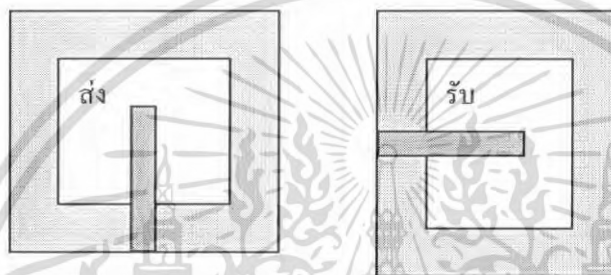


การวัด Cross-polarize ในระนาบ E-plane

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

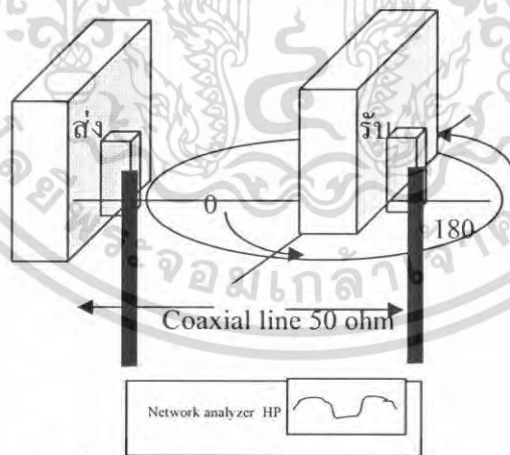


การวัด Co-polarize ในระนาบ H-plane



การวัด Cross-polarize ในระนาบ H-plane

รูปที่ 5.15 การวัดสัญญาณสายอากาศรับ - ส่งในระนาบต่างๆ



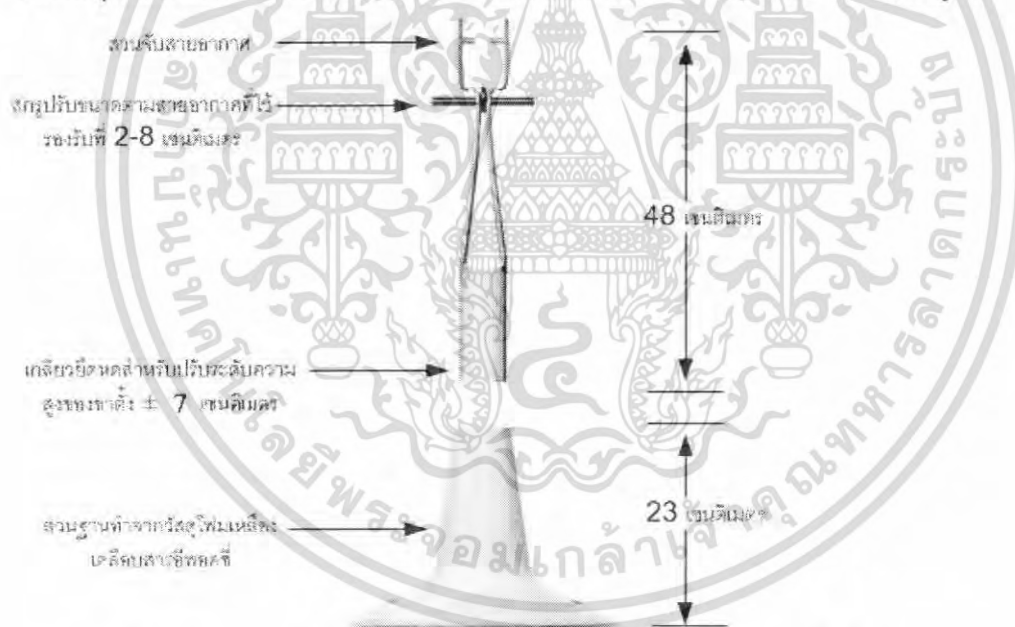
รูปที่ 5.16 แสดงการวัด pattern

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5.3 การออกแบบขาตั้งสายอากาศ

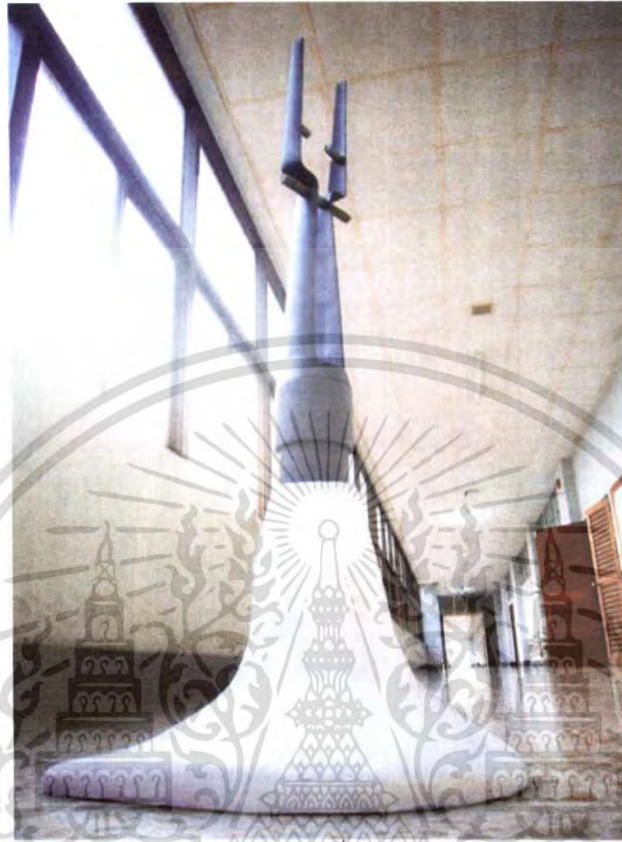
ในการออกแบบได้พิจารณาจากหลักการในการวัดสัญญาณ โดยแบ่งเป็นสองส่วน คือ ส่วนขาตั้งสายอากาศสำหรับสายอากาศตัวส่ง และขาตั้งสายอากาศสำหรับสายอากาศตัวรับ โดยในกลุ่มนี้ได้ทำส่วนขาตั้งสายอากาศสำหรับสายอากาศตัวส่งสัญญาณ และอีกกลุ่มหนึ่งได้ทำขาตั้งสายอากาศตัวรับ โดยมีวัตถุประสงค์หลักของขาตั้งสายอากาศด้านส่ง คือ

1. ทำจากวัสดุที่ไม่ใช่โลหะ ซึ่งเป็นวัสดุที่นำไฟฟ้าอันจะทำให้ค่าที่ได้จากการวัดสัญญาณผิดเพี้ยนไป
 2. สามารถปรับระดับความสูงของสายอากาศได้ ตามระดับความสูงของสายอากาศตัวรับ
 3. สามารถจับสายอากาศและตั้งอยู่ได้อย่างมั่นคง
- จากวัตถุประสงค์ของเราทั้งหมดก็สามารถออกแบบได้เป็นชิ้นงานซึ่งอธิบายได้ดังรูปที่



รูปที่ 5.17 แสดงส่วนประกอบต่างๆ ของขาตั้งสายอากาศแบบตัวส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.18 รูปแบบขาค้างสายอากาศด้านส่ง

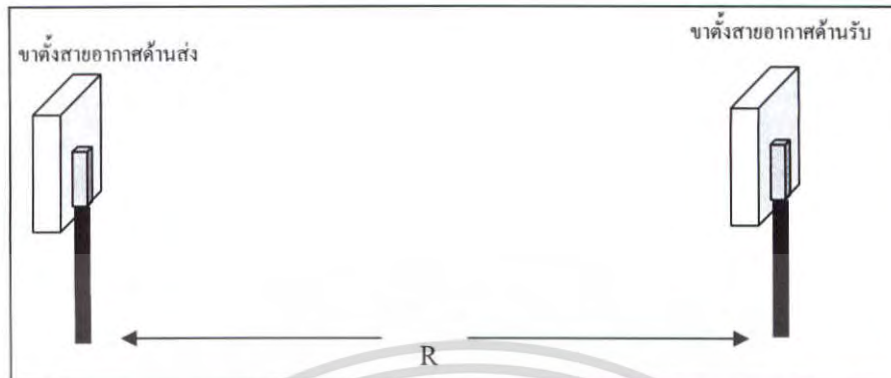
5.5.4 วิธีการใช้งานขาค้างสายอากาศ

โดยวิธีการใช้งานสายอากาศจะมีดังนี้คือ

1. คำนวณหาค่าการตั้งขาค้างสายอากาศจากสูตรสนามระยะไกลจากสูตร $R \geq \frac{2D^2}{\lambda}$ ซึ่ง

ค่า R เป็นค่าของการวัดสนามระยะไกล ซึ่งถ้าน้อยกว่าค่า $\frac{2D^2}{\lambda}$ จะเป็นค่าสนามระยะใกล้ โดยจะได้ระยะดังรูปที่ 5.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.19 แสดงการวางระยะตำแหน่งของสายอากาศด้านรับและส่งในการวัดสนามระยะไกล

2. หมุนสกรูปรับระดับเพื่อปรับให้แนวกึ่งกลางของสายอากาศอยู่แนวเดียวกัน ซึ่งในการวัดสัญญาณจำเป็นต้องให้ขาค้างสายอากาศตัวส่งให้ได้ระดับเดียวกับขาค้างสายอากาศตัวรับ ดังรูป

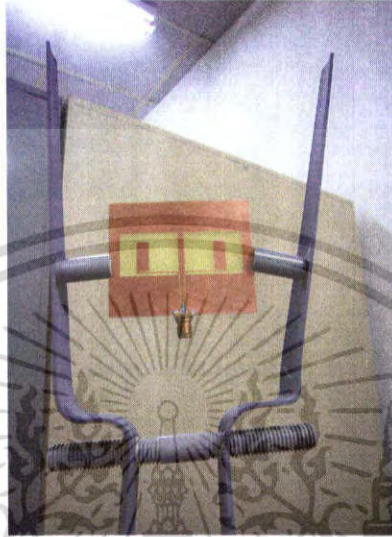
5.19



รูปที่ 5.20 แสดงการปรับระดับความสูงของขาค้างสายอากาศตัวส่ง ให้มีระดับเดียวกับสายอากาศด้านรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. หมุนสกรูเข้าเพื่อหนีบจับตัวสายอากาศ ซึ่งแสดงดังรูปที่ 5.20



รูปที่ 5.21 แสดงการหมุนสกรูเพื่อหนีบจับสายอากาศ



รูปที่ 5.22 แสดงค่าติดตั้งด้านสายส่งกับสายรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในของคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ด้านซ้ายขาตั้งด้านรับ ด้านขวาขาตั้งด้านส่ง
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผล วิจัย และแนวทางการพัฒนา

6.1 สรุปผลการทดลอง

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการศึกษาและออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ให้รองรับมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (Ultra Wide Band) ซึ่งดูจากคุณลักษณะของสายอากาศ คือ ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ในการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศกับสายส่งขนาด 50 โอห์ม โดยมีวัตถุประสงค์หลัก เพื่อออกแบบสายอากาศให้มีคุณสมบัติความถี่เรโซแนนซ์ที่มีแบนด์วิธครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ช่วง 3.1 – 10.6 GHz ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (Ultra Wide Band) โดยสายอากาศที่นำเสนอนี้ใช้วิธีการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม IE3D ที่ใช้วิธีระเบียบวิธีโมเมนต์ (The Method of Moment)

สำหรับผลของค่าคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้จากการจำลองจากโปรแกรม IE3D นั้นสามารถสรุปได้ว่ามีขนาดแบนด์วิธที่ครอบคลุมตามที่ต้องการของมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (Ultra Wide Band) และยังครอบคลุมย่านความถี่ WiMax (2 – 6 GHz) และรูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศแบบช่องเปิดแบบสองทิศทาง ดังแสดงรายละเอียดในบทที่ 5

ในการออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เริ่มต้นด้วยการเลือกวัสดุฐานรองที่ต้องการออกแบบ และนำค่าคุณสมบัติมาคำนวณค่าความกว้างของสายส่งสัญญาณ ไมโครสตริป ความกว้างของท่อนำคลื่นระนาบร่วม และคำนวณค่าความยาวคลื่นสั้นสัมพัทธ์ เพื่อนำค่าที่ได้มากำหนดค่าความยาวของวงรอบช่องเปิด (Perimeter) ของสายอากาศช่องเปิด ซึ่งมีขนาดความยาวรอบรูป $2\lambda_g$ จากนั้นได้ทำการปรับพารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อศึกษาถึงผลกระทบต่อค่าคุณลักษณะของสายอากาศและจากการจำลองทำให้ได้ผลสรุปได้ดังนี้

1. การปรับแต่งพารามิเตอร์ของสแต็บแนวนอนทำให้เกิดเมทซ์อิมพีแดนซ์สองความถี่เพื่อทำให้แบนด์วิธกว้างมากขึ้นช่วยในการแทรกพารามิเตอร์ของสแต็บแนวดิ่ง
2. การเพิ่มสแต็บแนวดิ่งซึ่งกลายเป็นรูปตัวแอลนั้นช่วยให้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ในช่วงความถี่ 2 – 7.5 GHz ลดต่ำกว่า -10 dB
3. การแทรกช่องในส่วนสแต็บรูปตัวแอลนั้นช่วยให้การปรับค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ในช่วงความถี่ 7.5 – 1 GHz นั้นลดต่ำกว่า -10 dB เกือบทั้งช่วงความถี่
4. การเพิ่มความหนาของสแต็บแนวนอนในกรณีสุดท้ายนี้ทำให้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ตั้งแต่ช่วงความถี่ 2 – 12 GHz ได้ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (Ultra Wide

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Band), IEEE 802.11 b/g (2.4 – 2.4835 GHz) IEEE 802.11 a (5.150 – 5.350 GHz) และยังคงอยู่ในมาตรฐาน WiMax (2 – 6 GHz) อีกด้วย

5. ผลที่ได้จากการวัดสายอากาศที่ทำการสร้างมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) มีค่าใกล้เคียงกันกับการจำลองสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D ที่ใช้วิธีการคำนวณแบบ MoM

6.2 ประโยชน์ที่ได้รับจากการทำโครงการ

1. สามารถออกแบบและสร้างสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม โดยมีคุณลักษณะในการรองรับมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (Ultra Wide Band) ได้
2. สามารถนำสายอากาศไมโครสตริปที่สร้างขึ้นไปทดสอบหาค่าคุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศ และได้รับความรู้วิธีในการวัดคุณลักษณะของสายอากาศต่างๆ
3. เป็นแนวทางการศึกษาเพื่อพัฒนาสายอากาศให้มีคุณลักษณะที่ดีขึ้น

6.3 ปัญหา และแนวทางการแก้ไข

ปัญหา

ผลที่ได้จากการจำลอง กับผลที่ได้จากการวัดจริงมีความคลาดเคลื่อนเล็กน้อยนั้นอาจเกิดจากสาเหตุต่อไปนี้ คือ

1. ในขั้นตอนการสร้างได้ใช้ฟิล์มเพื่อปิดกั้นการกักร้อนของกรดักโลหะเพื่อให้ได้รูปแบบสายอากาศดังที่ออกแบบ ซึ่งอาจเกิดจากการฉายแสงไม่ดีพอจึงทำให้ในช่วงขอบหรือมุมของรูปสายอากาศเกิดผิดพลาดไปจากที่ออกแบบเล็กน้อย
2. อาจเกิดจากสภาพแวดล้อมในสถานที่วัดคุณลักษณะของสายอากาศ เช่น คลื่นแม่เหล็กจากโทรศัพท์ คน ความชื้นในอากาศ เป็นต้น

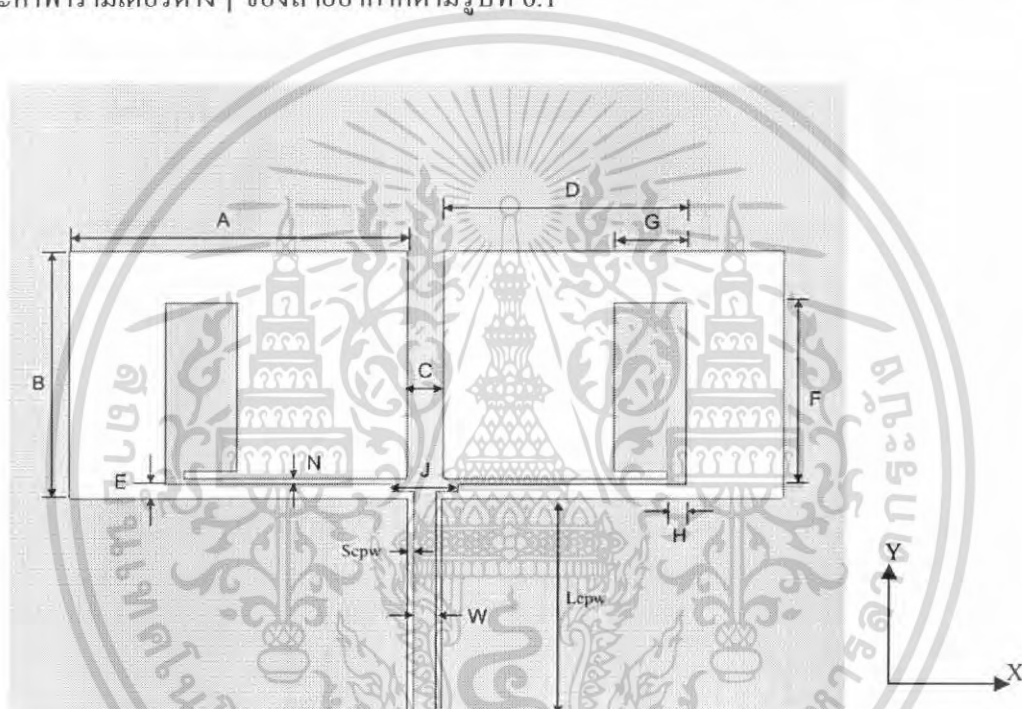
แนวทางการแก้ไข

1. ในส่วนของสายอากาศควรเลือกวัสดุที่นำมาทำสายอากาศให้ได้มาตรฐาน ทำความสะอาดวัสดุพื้นผิวทองแดงก่อนจะทำการกัดปลิ้นท์
2. การกัดปลิ้นท์อาจต้องใช้ความชำนาญ เพื่อให้การกัดปลิ้นท์ของขอบอิเลเมนต์ต่างๆ ของขอบให้เรียบคมยิ่งขึ้น
3. ควรวัดคุณลักษณะของสายอากาศในห้องที่มีผลกระทบน้อยที่สุด สามารถทำได้ในห้องไร้คลื่นสะท้อนกลับออกจากผนังทุกด้าน ซึ่งจะทำให้มีความเที่ยงตรงมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.4 ผลการจำลองที่ได้จากการพัฒนาเพิ่มเติม

เป็นส่วนรูปแบบการจำลองที่ได้ผลค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ต่ำกว่า -10 dB ทั้งช่วงความถี่ 3.1 – 10.6 GHz ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (Ultra Wide Band) โดยได้รูปแบบ และค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศตามรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 โครงสร้างสายอากาศที่ทำการพัฒนาต่อให้ได้ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (Ultra Wide Band)

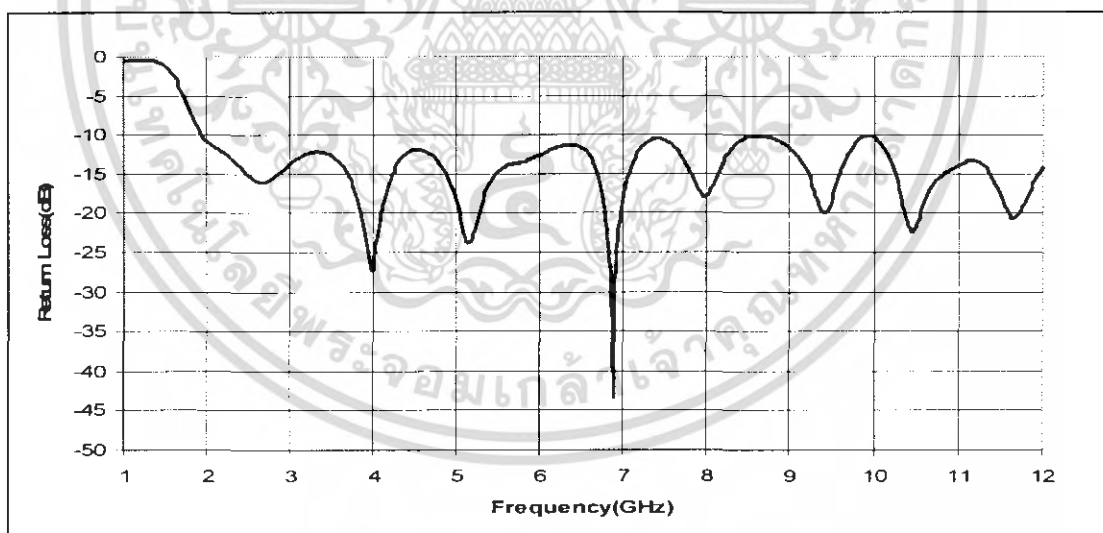
จากรูปที่ 6.1 แสดงโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่ทำการพัฒนาต่อให้รองรับมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (Ultra Wide Band) โดยมีค่าพารามิเตอร์ ดังนี้

- A คือ ความยาวช่องเปิดในแนวแกน X เท่ากับ 24.2 มิลลิเมตร
- B คือ ความยาวช่องเปิดในแนวแกน Y เท่ากับ 17.9 มิลลิเมตร
- C คือ ความกว้างของตัวนำที่ขึ้นระหว่างช่องเปิดของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เท่ากับ 2.6 มิลลิเมตร
- D คือ ความยาวของสัดับในแนวแกน X เท่ากับ 17.3 มิลลิเมตร
- E คือ ความสูงของสัดับในแนวแกน X เท่ากับ 1 มิลลิเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

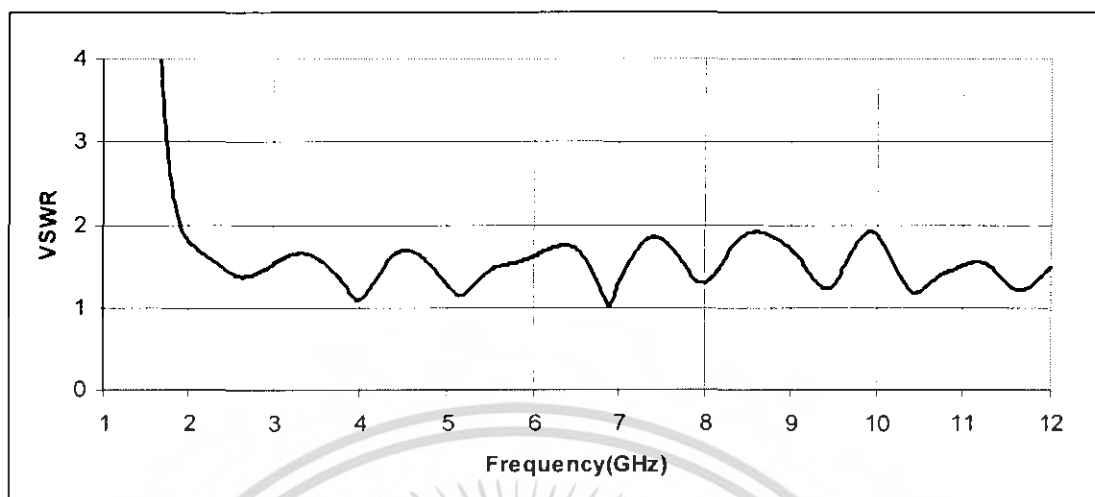
- S_{cpw} คือ ความกว้างของช่องนำคลื่นระนาบร่วม เท่ากับ 0.4 มิลลิเมตร
- L_{cpw} คือ ความยาวของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เท่ากับ 16.3 มิลลิเมตร
- F คือ ความยาวของสัดับในแนวแกน Y เท่ากับ 13.2 มิลลิเมตร
- G คือ ความกว้างของสัดับในแนวแกน Y เท่ากับ 4.9 มิลลิเมตร
- H คือ ความยาวของช่องที่แทรกเข้าไปในสัดับตัวแอลตามแนวแกน X เท่ากับ 1.4 มิลลิเมตร
- J คือ ความยาวของสัดับแนวนอนที่แทรกเพิ่ม เท่ากับ 4.6 มิลลิเมตร

จากรูปที่ 6.1 เป็น โครงสร้างสายอากาศที่ทำการพัฒนาต่อให้ได้ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (Ultra Wide Band) ค่าพารามิเตอร์ที่ทำการปรับ คือ พารามิเตอร์ G จากสายอากาศที่ทำการวัดจริง มีค่าพารามิเตอร์ G เท่ากับ 5.2 มิลลิเมตร ปรับค่าใหม่เป็น 4.9 มิลลิเมตร ทำให้ได้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ดังรูปที่ 6.2



รูปที่ 6.2 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับของสายอากาศที่ได้จากการพัฒนาเพิ่มเติม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.3 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศที่ได้จากการพัฒนาเพิ่มเติม

จากรูปที่ 6.2 แสดงให้เห็นว่าจากการปรับค่าพารามิเตอร์ G ใหม่ทำให้ได้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) ต่ำกว่า -10 dB ตลอดทั้งย่านความถี่ $2 - 15$ GHz และจากรูปที่ 6.3 แสดงค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ซึ่งไม่มีค่าใดที่มีค่าเกิน 2 ซึ่งค่าที่ออกมาทำให้ได้ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (Ultra Wide Band) รวมทั้งยังครอบคลุม IEEE 802.11 a/b/g และ WiMax ($2 - 6$ GHz) อีกด้วย

จะเห็นว่าในบทที่ 5 การทดลองและวัดผลของสายอากาศที่ได้จากการจำลองนั้น เมื่อนำไปสร้างจริงแล้วทำการวัดทำให้เห็นว่า ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) มีค่าใกล้เคียงกันมาก ซึ่งทำให้แนวทางการพัฒนาการจำลองสายอากาศนี้มีทางที่จะทำให้สายอากาศที่ทำการสร้างจริงต่อไปอาจจะได้ผลที่วัดจริงต่ำกว่า -10 dB ตลอดทั้งย่านได้

บรรณานุกรม

- [1] วีรเทพ เกื้อทวีกุล. 2550. การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบแถบกว้างโดยสายส่ง สัญญาณแบบท่อนีสั้นระนาบร่วม. กรุงเทพฯ: สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [2] ณพิเชฐ วัฒนกิจ และพิศาล ผดุงศิลป์. สายอากาศ UWB สำหรับโครงข่ายส่วนบุคคล. กรุงเทพฯ: สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [3] รศ. นรินทร์ คำประเสริฐ. วิศวกรรมแม่เหล็กไฟฟ้าและวิศวกรรมไมโครเวฟ. เล่ม 1 และ เล่ม 3. ISBN 974-213-007-8
- [4] Warren L. Stutzman, and Garry A. Thiele. **Antenna Theory and design** , Second Edition , ISBN 0-471-02590-9
- [5] John D. Kraus. **Antennas**, Second Edition, ISBN 0-07-035422-7