

การศึกษาการสะท้อนจากพื้นผิวที่มีความขรุขระ
สำหรับวิทยุอิมพัลส์แถบกว้างยิ่ง

A STUDY OF GROUND REFLECTION ON ROUGH SURFACE
FOR ULTRA-WIDEBAND IMPULSE RADIO

พรเทพ วงษ์ศรีเพ็ง
PORNTAPE YONGSRIPENG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

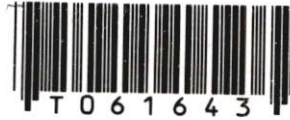
พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2493-6

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การศึกษาการสะท้อนจากพื้นบนผิวที่มีความขรุขระ
สำหรับวิทยุอิมพัลส์แถบกว้างยิ่ง

A STUDY OF GROUND REFLECTION ON ROUGH SURFACE
FOR ULTRA-WIDEBAND IMPULSE RADIO



พรเทพ วงษ์ศรีเพ็ญ

PORNTAPE VONGSRIPENG

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 61643
วัน,เดือน,ปี 19 ก.ค. 2549

.b.....
.i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2498-6

**A STUDY OF GROUND REFLECTION ON ROUGH SURFACE
FOR ULTRA-WIDEBAND IMPULSE RADIO**

PORNTAPE VONGSRIPENG

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

2006

ISBN 974-15-2498-6

COPYRIGHT 2006

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การศึกษาการสะท้อนจากพื้นบนผิวที่มีความขรุขระสำหรับวิทยุอิมพัลส์แถบกว้างยิ่ง
A STUDY OF GROUND REFLECTION ON ROUGH SURFACE FOR
ULTRA-WIDEBAND IMPULSE RADIO






นักศึกษา นายพรเทพ วงษ์ศรีเพ็ง

รหัสประจำตัว 46064606

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมสารสนเทศ

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ อาจารย์สถาพร พรหมวงศ์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.พิชญ	สุพรรณกุล	
ผศ.มนต์ชัย	แจ่มช้อย	
รศ.นิกร	สุอุดมตันติ	
ศ.ดร.ถวิล	พึ่งมา	
อาจารย์สถาพร	พรหมวงศ์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ 15 พฤษภาคม 2549 เวลา 14.00-16.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-403)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(ผศ.ดร.จารุวัตร เจริญสุข)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....เดือน.....พ.ศ.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาการสะท้อนจากพื้นบนผิวที่มีความขรุขระสำหรับวิทยุ อิมพัลส์แถบกว้างยิ่ง
นักศึกษา	นายพรเทพ วงษ์ศรีเพ็ง
รหัสประจำตัว	46064606
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2549
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	อาจารย์ สดาพร พรหมวงส์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาถึงผลการจำลองการสะท้อนจากพื้นผิวที่มีความขรุขระสำหรับวิทยุอิมพัลส์แถบกว้างยิ่ง โดยพิจารณาผลกระทบที่มีต่อคุณลักษณะของช่องสัญญาณและสัญญาณพัลส์ในคลื่นวิทยุแบบแถบกว้างยิ่ง และทำการศึกษาวิเคราะห์บนพื้นฐานของแบบจำลองสองวิถีซึ่งได้แบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนแรกได้ทำการประมาณค่าแบบจำลองการสะท้อนจากพื้นผิวที่มีความขรุขระ มีกำหนดชนิดของพื้นผิวที่ต่างชนิดกัน และกำหนดระดับความขรุขระของพื้นผิวโดยใช้สมการมาตรฐานของเรย์ลี และในส่วนที่สองได้ทำการวัดสัญญาณภายในอาคาร โดยกำหนดแบบจำลองและลักษณะวิธีการวัดประกอบกับการเปลี่ยนชนิดของพื้นผิวต่างๆกัน ทั้ง 2 ส่วนจะตรวจสอบถึงผลที่เกิดขึ้นต่อช่องสัญญาณและสัญญาณพัลส์ที่ด้านรับตลอดช่วงความถี่ตั้งแต่ 3 ถึง 11 กิกะเฮิร์ต โดยในการวัดสัญญาณจะใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์เป็นอุปกรณ์หลักในการวัดและทดสอบ โดยผลที่ได้จากการวัดจะถูกนำไปวิเคราะห์เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญต่างๆ ที่จะแสดงให้เห็นทราบผลการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งและการผิดเพี้ยนของสัญญาณด้านรับอันเนื่องมาจากการสะท้อนของสัญญาณที่มาจากพื้นผิวขรุขระและผลที่ได้ทั้งหมดนี้จะเป็นข้อมูลพื้นฐานเพื่อนำไปทำการปรับปรุงและพัฒนาให้มีประสิทธิภาพของระบบแถบกว้างยิ่งในการส่งสัญญาณให้ดีขึ้นต่อไปในอนาคต

Thesis Title	A Study of Ground Reflection on Rough Surface for Ultra-Wideband Impulse Radio
Student	Mr. Porntape Vongsripeng
Student ID.	46064606
Degree	Master Degree of Engineering
Programme	Information Engineering
Year	2006
Thesis Advisor	Mr. Sathaporn Promwong

ABSTRACT

This thesis is to study the result of ground reflection model in rough surface for ultra-wideband impulse (UWB) radio which investigated the effect on character of channel and pulse signal. We studied and analyzed base on ground reflection model (two-path model) divided into 2 parts. First part is to estimate ground reflection model on rough surface by stipulating different surface types and rough levels of surface with Ray-Leigh criterion equation. Second part is to measure signal inside building by setting model and measurement means with different surfaces. Both parts are used for result examination of signal channel and pulse of received signal between frequencies from 3 – 11 GHz. However, we used Vector Network Analyzer (VNA) which is the core instrument to measure and test signal. Its result is analyzed in order to find vital parameters indicating the result of UWB channel changing and pulse of received signal variation due to signal reflection from rough surface. Lastly, we use those results to improve and develop the effectiveness of signal transmitted in UWB in the future.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดีด้วยคำแนะนำ ชี้แนะแนวทางในการแก้ปัญหาและคอยดูแลตลอดระยะเวลาที่ทำงานวิจัยรวมทั้งตรวจทานวิทยานิพนธ์นี้จากอาจารย์สถาพร พรหมวงศ์ หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์พิชญ สุพรรณกุล ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ อาจารย์ในกลุ่มงานวิจัยที่ให้คำแนะนำแนวทางในการวัดผลและอนุเคราะห์ผลการวัดจากห้องปฏิบัติการของสถาบันเทคโนโลยีแห่งโตเกียว ประเทศญี่ปุ่น และตรวจทานวิทยานิพนธ์เล่มนี้รวมทั้งคอยสั่งสอนให้มีความสามารถในการทำวิจัยได้ดี

ขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์มนต์ชัย แซ่มซ้อย ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ อาจารย์ในกลุ่มงานวิจัยที่คอยตรวจทานวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบพระคุณ บิดาและมารดา ที่ให้ชีวิตและคอยดูแลให้กำลังใจ กำลังทรัพย์ในการเรียนมาโดยตลอดจนทำให้ผู้วิจัยมาถึงจุดนี้ได้

ขอขอบคุณ คุณดวงพร อัสวโรจน์พงษ์ ที่คอยดูแลให้กำลังใจตลอดจนตรวจทานวิทยานิพนธ์เล่มนี้รวมถึงบทความทางวิชาการและภาษาอังกฤษ

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ และ พี่น้อง ๆ ที่บริษัท ทรูมูฟ จำกัด ที่ช่วยเหลือและอนุเคราะห์เครื่องพิมพ์ โดยตลอดจนวิทยานิพนธ์นี้เสร็จสมบูรณ์

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ น้อง ๆ นักศึกษาทุกคนที่ช่วยเหลือในการทดลองและให้คำแนะนำมาโดยตลอดจนวิทยานิพนธ์นี้เสร็จสมบูรณ์

สุดท้ายขอขอบคุณ บัณฑิตวิทยาลัยที่ได้ให้ทุนสนับสนุนในการทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยขอมอบให้แก่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

พรเทพ วงษ์ศรีเพ็ง

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	IX
สารบัญรูป.....	X
รายการคำย่อและสัญลักษณ์.....	XIV
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	3
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบเก่า.....	4
1.6 ขอบเขตการศึกษา.....	5
1.7 ขั้นตอนการศึกษา.....	5
บทที่ 2 ระบบสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง.....	6
2.1 กล่าวนำ.....	6
2.2 ลักษณะเฉพาะของระบบสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง.....	8
2.2.1 พื้นฐานของระบบแบบแถบกว้างยิ่ง.....	8
2.2.2 จุดเด่นของระบบแบบแถบกว้างยิ่ง.....	9
2.3 กฎข้อบังคับของระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง.....	11
2.3.1 กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่งในสหรัฐอเมริกา.....	11
2.3.2 กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่งในยุโรป.....	12
2.4 สรุป.....	13
บทที่ 3 ทฤษฎีของระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง.....	14
3.1 กล่าวนำ.....	14
3.2 หลักการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า.....	14

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2.1 การสะท้อน.....	15
3.2.1.1 การสะท้อนจากวัตถุชนิดไดอิเล็กตริก.....	16
3.2.1.2 การสะท้อนจากวัตถุชนิดตัวนำสมบูรณ์แบบ.....	18
3.2.2 การกระจัดกระจาย.....	19
3.3 แบบจำลองในการสูญเสียเชิงวิถี.....	21
3.3.1 การสูญเสียเชิงวิถีในอวกาศว่าง.....	21
3.3.2 การสูญเสียเชิงวิถีเนื่องจากพื้นผิวเรียบ.....	24
3.3.3 สมการการส่งผ่านคลื่นของฟรีส.....	26
3.3.3.1 การวิเคราะห์ระบบแถบกว้างยิ่งโดยใช้สูตรของฟรีส.....	27
3.4 แบบจำลองทฤษฎีการสะท้อนจากพื้น.....	28
3.5 วงจรกรองแมตซ์.....	30
3.6 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์.....	31
3.6.1 การกระจายทางเวลา.....	32
3.6.2 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์.....	33
3.6.3 การสูญเสียกำลังงาน.....	33
3.6.4 อัตราขยายเชิงวิถี.....	34
3.6.5 ระยะเวลาหักมุม.....	35
3.6.5.1 วิธีกำลังสองน้อยที่สุด.....	35
3.7 สรุป.....	37
บทที่ 4 ขั้นตอนการจำลองและการวัดสัญญาณ.....	39
4.1 กล่าวนำ.....	39
4.2 การจำลองช่องสัญญาณสองวิถี.....	39
4.2.1 การจำลองช่องสัญญาณสองวิถีสำหรับตรวจสอบผลกระทบของการ เปลี่ยนแปลงความสูงของสายอากาศด้านรับและด้านส่ง.....	40
4.2.1.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลอง.....	40
4.2.1.2 แบบจำลองสัญญาณแถบกว้างยิ่ง.....	40
4.2.1.3 ขั้นตอนการจำลอง.....	41

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.2.2 การจำลองช่องสัญญาณสองวิถีสำหรับตรวจสอบผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงระยะทางของสายอากาศด้านรับและด้านส่ง.....	43
4.2.2.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลอง	44
4.2.2.2 แบบจำลองสัญญาณแถบกว้างยิ่ง.....	44
4.2.2.3 ขั้นตอนการจำลอง.....	44
4.3 การวัดช่องสัญญาณสองวิถี.....	44
4.3.1 อุปกรณ์หลักที่ใช้ในการวัด.....	45
4.3.1.1 เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์.....	45
4.3.1.2 สายอากาศที่ใช้การทดลอง.....	45
4.3.2 การวัดช่องสัญญาณสองวิถีสำหรับสภาพแวดล้อมภายในอาคาร.....	48
4.3.2.1 แบบจำลองของสัญญาณแถบกว้างยิ่ง.....	48
4.3.2.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการวัดสัญญาณ.....	50
4.3.2.3 รูปการวัดสัญญาณ.....	51
4.4 สรุป.....	54
บทที่ 5 ผลการทดลองและการวิเคราะห์.....	55
5.1 กล่าวนำ.....	55
5.2 ผลการจำลองและการวิเคราะห์.....	55
5.2.1 ขั้นตอนการวิเคราะห์ผลและผลการจำลองเพื่อการตรวจสอบผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงความสูงของสายอากาศด้านรับและด้านส่ง.....	55
5.2.1.1 ขั้นตอนการวิเคราะห์ผล.....	55
5.2.1.2 ผลการจำลอง	56
5.2.1.2.1 การวิเคราะห์ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน.....	56
5.2.1.2.2 การวิเคราะห์รูปสัญญาณพัลส์ที่ด้านรับ.....	56
5.2.1.2.3 การวิเคราะห์อัตราขยายเชิงวิถี.....	59
5.2.1.2.4 การวิเคราะห์ค่าการแผ่การประวิง.....	60

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
เอกสารอ้างอิง.....	95
ภาคผนวก ก. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์.....	97
ประวัติผู้เขียน.....	113

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.2.2 ขั้นตอนการวิเคราะห์ผลและผลการจำลองเพื่อการตรวจสอบผล กระทบของการเปลี่ยนแปลงระยะทางของสายอากาศด้านรับและ ด้านส่ง.....	60
5.2.2.1 ขั้นตอนการวิเคราะห์ผล.....	60
5.2.2.2 ผลการจำลอง	61
5.2.2.2.1 การวิเคราะห์จุดหักมุม.....	61
5.2.2.2.2 การวิเคราะห์อัตราขยายเชิงวิถี.....	62
5.2.2.2.3 การวิเคราะห์ค่าการแผ่การประวิง.....	64
5.3 สรุป.....	67
บทที่ 6 ผลการวัดสัญญาณและการประเมิน.....	68
6.1 กล่าวนำ.....	68
6.2 ผลการวัดสัญญาณและการวิเคราะห์ผล.....	68
6.2.1 ขั้นตอนการวิเคราะห์ผล.....	69
6.2.2 ผลการวัดสัญญาณ.....	69
6.2.2.1 ค่าอัตราขยายเชิงวิถี.....	69
6.2.2.2 ลักษณะของการกระจายทางเวลาของสัญญาณ.....	72
6.2.2.2.1 การเฉลี่ยเวลาประวิง.....	72
6.2.2.2.2 ค่าการแผ่ประวิงเวลา.....	72
6.2.2.3 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์.....	75
6.3 ผลการประเมิน โดยการปรับปรุงผลการจำลอง.....	82
6.3.1 ผลการประเมินค่าอัตราขยายเชิงวิถี.....	82
6.3.2 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์.....	87
6.4 สรุป.....	90
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	92
7.1 สรุปผลการวิจัย.....	92
7.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา.....	94

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	เปรียบเทียบการใช้งานแบนด์วิดท์ของเทคโนโลยีสื่อสารข้อมูลไร้สาย.....6
2.2	ข้อจำกัดในการแพร่กระจายกำลังงานโดย FCC สำหรับการใช้งานในการสื่อสาร ทั้งภายในและภายนอกอาคาร.....12
2.3	ข้อจำกัดในการแพร่กระจายกำลังงานโดย ETSI สำหรับการใช้งานในการสื่อสาร ทั้งภายในและภายนอกอาคาร.....13
3.1	ค่าสภาพยอมไฟฟ้า และค่าสภาพนำไฟฟ้าของวัสดุไดอิเล็กตริก.....17
3.2	ตัวอย่างการประมาณค่าด้วยวิธีกำลังสองน้อยที่สุด.....37
4.1	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลอง40
4.2	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลอง44
4.3	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการวัดสัญญาณ.....51
5.1	ระยะจุดหักมุมที่ได้จากวิธีเฟอร์เนลโซนอันดับที่หนึ่ง.....62
5.2	การคำนวณค่าจุดหักมุมของสายอากาศด้านรับและด้านส่ง 0.1 เมตร โดยวิธีกำลัง สองที่น้อยที่สุด.....62
6.1	การเปรียบเทียบของอัตราขยายเชิงวิถีของสัญญาณที่วัดได้ในพื้นขรุขระและพื้นเรียบ.....70
6.2	การเปรียบเทียบของค่าเฉลี่ยการประวิงของสัญญาณที่วัดได้ในพื้นขรุขระและพื้นเรียบ.....73
6.3	การเปรียบเทียบของค่าการแผ่การประวิงของสัญญาณที่วัดได้ในพื้นขรุขระและพื้นเรียบ...73
6.4	การเปรียบเทียบของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณที่วัดได้ในแต่ละพื้นผิว ในการวิเคราะห์ส่วนที่ 177
6.5	การเปรียบเทียบของค่าสหสัมพันธ์สัมพัทธ์ของสัญญาณที่วัดได้ในทิศทางตรง เปรียบเทียบกับสัญญาณที่มาจากพื้นผิวขรุขระและพื้นผิวเรียบ.....82
6.6	อัตราขยายเชิงวิถีของสัญญาณที่จำลองครั้งที่ 1 ในแต่ละพื้นผิว.....86
6.7	อัตราขยายเชิงวิถีของสัญญาณที่จำลองครั้งที่ 2 ในแต่ละพื้นผิว.....87
6.8	การเปรียบเทียบของอัตราขยายเชิงวิถีของสัญญาณที่วัดกับค่าที่ได้จากการจำลอง ในแต่ละครั้งในพื้นที่ขรุขระและพื้นเรียบ.....87
6.9	การเปรียบเทียบของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณที่ผ่านจากวงจรกรองแมตซ์ ในพื้นที่ขรุขระและพื้นเรียบ.....90
6.10	การเปรียบเทียบของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณที่วัดกับค่าที่ได้จาก การจำลองในแต่ละครั้งในพื้นที่ขรุขระและพื้นเรียบ.....90

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	ระดับความหนาแน่นแถบกำลังงานในระบบแถบกว้างยิ่ง.....2
2.1	สเปกตรัมความถี่โดย FCC ของระบบแถบกว้างยิ่งภายในอาคาร.....7
2.2	สเปกตรัมความถี่โดย FCC ของระบบแถบกว้างยิ่งภายนอกอาคาร.....8
2.3	ลักษณะของสัญญาณพัลส์ใน โดเมนเวลาและแถบกำลังงานของสัญญาณใน โดเมนความถี่...9
3.1	ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า.....15
3.2	แบบจำลองการสะท้อนของเฟรสนเอล.....15
3.3	การสะท้อนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในแต่ละการ โพรราไรซ์เซชันของสนามไฟฟ้า.....16
3.4	ลักษณะการสะท้อนบนพื้นขรุขระ.....20
3.5	แหล่งกำเนิดสัญญาณแบบทุกทิศทาง.....21
3.6	แบบจำลองการสะท้อนจากพื้นผิวเรียบ.....24
3.7	แบบแผนของระบบการส่งสัญญาณ.....30
3.8	วิธีกำลังสองน้อยที่สุด.....36
4.1	แบบแผนขั้นตอนการสร้างสัญญาณพัลส์มอดูเลตเชิงเลขทางแอมพลิจูด.....41
4.2	รูปแบบคลื่นของแถบความถี่กว้างยิ่งในโดเมนเวลา.....42
4.3	สเปกตรัมของแถบความถี่กว้างยิ่งในโดเมนความถี่.....42
4.4	แบบแผนการจำลองสำหรับตรวจสอบผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงความสูงของ สายอากาศด้านรับและด้านส่ง.....43
4.5	แบบแผนการจำลองช่องสัญญาณ โดยใช้สมการฟรีส.....43
4.6	แบบแผนการจำลองสำหรับตรวจสอบผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงระยะทางระหว่าง สายอากาศด้านรับและด้านส่ง.....45
4.7	เครื่องวิเคราะห์โคจรข่ายแบบเวกเตอร์.....46
4.8	โครงสร้างและขนาดของสายอากาศแบบกรวยคู่ (Biconical).....46
4.9	คุณลักษณะของสายอากาศแบบ ไบ โคนิคอล.....47
4.10	ขนาดและเฟสของฟังก์ชันการส่งผ่านของสายอากาศ.....47
4.11	การจัดแบบจำลองโดยมองจากทางด้านข้างของภาคส่งและรับสูง 0.25, 0.5 และ 1 เมตรในกรณีพื้นผิวขรุขระ.....48
4.12	การจัดแบบจำลองโดยมองจากทางด้านบนและเลื่อนระยะห่างออกครึ่งละ 0.25 เมตร... ..49
4.13	พื้นผิวขรุขระ.....50

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.14	พื้นผิวเรียบ.....50
4.15	การติดตั้งสายอากาศแนวนอน.....51
4.16	การวางตำแหน่งสายอากาศด้านส่งในพื้นที่ผิวขรุขระ.....52
4.17	การวางตำแหน่งสายอากาศด้านรับในพื้นที่ผิวขรุขระ.....52
4.18	การวางตำแหน่งสายอากาศด้านส่งในพื้นที่ผิวเรียบ.....53
4.19	การวางตำแหน่งสายอากาศด้านรับในพื้นที่ผิวเรียบ.....53
5.1	การวิเคราะห์ผลในพารามิเตอร์ต่างๆของการจำลอง.....56
5.2	สัมประสิทธิ์การสะท้อนจากพื้นผิวของสายอากาศด้านรับและด้านส่งที่ 0.1 และ 1 เมตร....57
5.3	สัญญาณด้านรับหลังจากผ่านวงจรถองแมตซ์ที่ความสูงของสายอากาศด้านรับและด้านส่ง เท่ากับ 0.1 เมตร.....58
5.4	สัญญาณด้านรับหลังจากผ่านวงจรถองแมตซ์ที่ความสูงของสายอากาศด้านรับและด้านส่ง เท่ากับ 1 เมตร.....58
5.5	อัตราขยายเชิงวิถีของสัญญาณด้านรับที่พื้นผิวต่างกัน.....59
5.6	ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณด้านรับที่พื้นผิวต่างกัน.....60
5.7	การวิเคราะห์ผลในพารามิเตอร์ต่างๆของการจำลอง.....61
5.8	อัตราขยายเชิงวิถีในความสูงของสายอากาศด้านรับและส่ง 1 เซนติเมตร.....63
5.9	อัตราขยายเชิงวิถีในความสูงของสายอากาศด้านรับและส่ง 10 เซนติเมตร.....64
5.10	อัตราขยายเชิงวิถีในความสูงของสายอากาศด้านรับและส่ง 1 เมตร.....65
5.11	ค่าการแผ่การประวิงในความสูงของสายอากาศด้านรับและส่ง 1 เซนติเมตร.....65
5.12	ค่าการแผ่การประวิงในความสูงของสายอากาศด้านรับและส่ง 10 เซนติเมตร.....66
5.13	ค่าการแผ่การประวิงในความสูงของสายอากาศด้านรับและส่ง 1 เมตร.....66
6.1	การวิเคราะห์ผลในพารามิเตอร์ต่างๆของการวัดสัญญาณ68
6.2	อัตราขยายเชิงวิถีของพื้นเรียบกับพื้นขรุขระของสัญญาณที่วัดได้เปรียบเทียบกับ ในกรณีความสูงของสายอากาศ 0.25 เมตรและสายอากาศทำมุมแนวนอน.....70
6.3	อัตราขยายเชิงวิถีของพื้นเรียบกับพื้นขรุขระของสัญญาณที่วัดได้เปรียบเทียบกับในกรณี ความสูงของสายอากาศ 0.5 เมตรและสายอากาศทำมุมแนวนอน.....71
6.4	อัตราขยายเชิงวิถีของพื้นเรียบกับพื้นขรุขระของสัญญาณที่วัดได้เปรียบเทียบกับในกรณี ความสูงของสายอากาศ 1 เมตรและสายอากาศทำมุมแนวนอน.....71

สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.5 การเฉลี่ยเวลาประวิงและค่าการแผ่การประวิงของสัญญาณกรณีพื้นขรุขระเทียบกับพื้นเรียบใน ความสูงของสายอากาศ 0.25 เมตรและสายอากาศทำมุมแนวนอน.....	74
6.6 การเฉลี่ยเวลาประวิงและค่าการแผ่การประวิงของสัญญาณกรณีพื้นขรุขระเทียบกับพื้นเรียบ ในความสูงของสายอากาศ 0.5 เมตรและสายอากาศทำมุมแนวนอน.....	74
6.7 การเฉลี่ยเวลาประวิงและค่าการแผ่การประวิงของสัญญาณกรณีพื้นขรุขระเทียบกับพื้นเรียบใน ความสูงของสายอากาศ 1 เมตรและสายอากาศทำมุมแนวนอน.....	75
6.8 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณกรณีพื้นขรุขระเทียบกับพื้นเรียบในกรณีความสูง 25 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน.....	77
6.9 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณกรณีพื้นขรุขระเทียบกับพื้นเรียบในกรณีความสูง 50 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน.....	78
6.10 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณกรณีพื้นขรุขระเทียบกับพื้นเรียบในกรณีความสูง 100 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน.....	78
6.11 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณที่มาจากทิศทางตรงเทียบกับสัญญาณที่สะท้อนจากพื้นผิวขรุขระและพื้นผิวเรียบที่ความสูงของสายอากาศด้านรับและส่งที่ 25 เซนติเมตร.....	79
6.12 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณที่มาจากทิศทางตรงเทียบกับสัญญาณที่สะท้อนจากพื้นผิวขรุขระและพื้นผิวเรียบที่ความสูงของสายอากาศด้านรับและส่งที่ 50 เซนติเมตร.....	79
6.13 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณที่มาจากทิศทางตรงเทียบกับสัญญาณที่สะท้อนจากพื้นผิวขรุขระและพื้นผิวเรียบที่ความสูงของสายอากาศด้านรับและส่งที่ 100 เซนติเมตร.....	80
6.14 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณกรณีพื้นขรุขระในกรณีในแต่ละความสูงตั้งแต่ 25 ถึง 100 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน.....	80
6.15 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณกรณีพื้นเรียบในกรณีในแต่ละความสูงตั้งแต่ 25 ถึง 100 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน.....	81
6.16 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณในกรณีทิศทางตรงในกรณีในแต่ละความสูงตั้งแต่ 25 ถึง100 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน.....	81

สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.17	อัตราขยายเชิงวิถีจากการจำลองในแต่ละแบบเทียบกับค่าที่ได้จากการวัดสัญญาณใน กรณีพื้นขรุขระในความสูง 0.25 เมตรและสายอากาศทำมุมแนวนอน.....83
6.18	อัตราขยายเชิงวิถีจากการจำลองในแต่ละแบบเทียบกับค่าที่ได้จากการวัดสัญญาณ ในกรณีพื้นขรุขระในความสูง 0.5 เมตรและสายอากาศทำมุมแนวนอน.....84
6.19	อัตราขยายเชิงวิถีจากการจำลองในแต่ละแบบเทียบกับค่าที่ได้จากการวัดสัญญาณ ในกรณีพื้นขรุขระในความสูง 1 เมตรและสายอากาศทำมุมแนวนอน.....84
6.20	อัตราขยายเชิงวิถีจากการจำลองในแต่ละแบบเทียบกับค่าที่ได้จากการวัดสัญญาณ ในกรณีพื้นเรียบในความสูง 0.25 เมตรและสายอากาศทำมุมแนวนอน.....85
6.21	อัตราขยายเชิงวิถีจากการจำลองในแต่ละแบบเทียบกับค่าที่ได้จากการวัดสัญญาณ ในกรณีพื้นเรียบในความสูง 0.5 เมตรและสายอากาศทำมุมแนวนอน.....85
6.22	อัตราขยายเชิงวิถีจากการจำลองในแต่ละแบบเทียบกับค่าที่ได้จากการวัดสัญญาณ ในกรณีพื้น เรียบในความสูง 1 เมตรและสายอากาศทำมุมแนวนอน.....86
6.23	สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณกรณีพื้นขรุขระเทียบกับพื้นเรียบเทียบกับ กรณีที่ผ่านมาวงจรรองแมตซ์ในความสูงของสายอากาศ 0.25 เมตรและสายอากาศ ทำมุมแนวนอน.....88
6.24	สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณกรณีพื้นขรุขระเทียบกับพื้นเรียบเทียบกับ กรณีที่ผ่านมาวงจรรองแมตซ์ในความสูงของสายอากาศ 0.5 เมตรและสายอากาศ ทำมุมแนวนอน.....89
6.25	สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณกรณีพื้นขรุขระเทียบกับพื้นเรียบเทียบกับ กรณีที่ผ่านมาวงจรรองแมตซ์ในความสูงของสายอากาศ 1 เมตรและสายอากาศ ทำมุมแนวนอน.....89

รายการคำย่อและสัญลักษณ์

การมอดูเลตเชิงเลขทางแอมพลิจูด (Amplitude-Shift Keying)	ASK
หน่วยงานวิจัยขั้นสูงของสหรัฐ (Defense Advanced Research Projects Agency)	DARPA
คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic field)	EM
สถาบันกำหนดมาตรฐานทางโทรคมนาคมแห่งสหภาพยุโรป (European Telecommunications Standards Institute)	ETSI
องค์การบริหารการบินแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Aviation Administration)	FAA
คณะกรรมการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Communications Commission)	FCC
ช่องทางเพื่อการเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์ทั่วไป (General Purpose Interface Bus)	GPIB
ระบบดาวบอกพิกัด (Global Positioning Systems)	GPS
สถาบันวิศวกร ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ (Institute of Electrical and Electronics Engineers)	IEEE
ฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว (Inverse Fast Fourier Transform)	IFFT
สหพันธ์โทรคมนาคมระหว่างประเทศ (International Telecommunication Union)	ITU
แนวทิศทางตรงหรือแนวระดับสายตา (Line of Sight)	LOS
ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (Power Delay Profile)	PDP
การสูญเสียเชิงวิถี (Path Gain)	PG
ความสูญเสียเชิงวิถี (Path Loss)	PL
การมอดูเลตสัญญาณทางตำแหน่ง (Pulse position modulation)	PPM
สายอากาศด้านรับ (Receiver antenna)	Rx
อัตราส่วนสัญญาณที่รับได้ต่อสัญญาณรบกวน (Signal to noise ratio)	SNR
สายอากาศด้านส่ง (Transmitter antenna)	Tx
ระบบแถบกว้างยิ่ง (Ultra-wideband)	UWB
กลุ่มทำงานเกี่ยวกับระบบแถบกว้างยิ่ง (Ultra Wide Band Working Group)	UWBWG
เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย (Vector Network Analyzer)	VNA
เทคโนโลยีการส่งสัญญาณแบบดับเบิลซีดีเอ็มเอ	WCDMA
เครือข่ายไร้สายส่วนท้องถิ่น (Wireless Local Area Network)	WLAN
เครือข่ายไร้สายส่วนบุคคล (Wireless Personal Area Network)	WPAN

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

เดซิเบล (Decibel)	<i>dB</i>
ฟารัด (Farad)	<i>F</i>
เฮิรตซ์ (Hertz)	<i>Hz</i>
กิกะเฮิรตซ์ (Gigahertz)	<i>GHz</i>
เมตร (meter)	<i>m</i>
วินาที (Second)	<i>s</i>
นาโนวินาที (Nanosecond)	<i>ns</i>
วัตต์ (Watt)	<i>W</i>
มิลลิวัตต์ (Milliwatt)	<i>mW</i>
ขนาดพื้นที่ผิวของสายอากาศที่สามารถดูดซึมหรือรับสัญญาณได้ (Effective area)	<i>A_{er}</i>
สัดส่วนแบนด์วิดท์ (Fractional bandwidth)	<i>B_f</i>
ความเร็วแสง (Velocity of light), $c = f\lambda = 1/\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \approx 3 \times 10^8, m/s$	<i>c</i>
ระยะทาง (distance), <i>m</i>	<i>d</i>
ความถี่ (Frequency), <i>Hz</i>	<i>f</i>
ค่าความถี่บนของระบบการสื่อสาร	<i>f_H</i>
ค่าความถี่ล่างของระบบการสื่อสาร	<i>f_L</i>
อัตราขยายของสายอากาศรับ (Receiver gain), <i>dB</i>	<i>G_R</i>
อัตราขยายของสายอากาศส่ง (transmitter gain), <i>dB</i>	<i>G_T</i>
กำลังงานที่รับได้ (Receive power), <i>W</i>	<i>P_R</i>
กำลังงานที่ส่ง (Transmitt power), <i>W</i>	<i>P_T</i>
สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (Transmission coefficient)	<i>S₂₁</i>
ค่าประสิทธิภาพการสะท้อนกลับ (Reflection coefficient)	<i>S₁₁</i>
เวลา (Time), <i>s</i>	<i>t</i>
ความยาวคลื่น (Wavelength), <i>m</i>	<i>λ</i>
อิมพีแดนซ์อินทรินซิก (Intrinsic impedance), $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}, \Omega$	<i>η</i>
สภาพยอม (Permittivity), $\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r, Fm^{-1}$	<i>ε</i>
ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Dielectric constant)	<i>ε_r</i>
สภาพยอมของอวกาศว่าง (Permittivity of free space), $\epsilon_0 \approx 1/36\pi \times 10^{-9}, Fm^{-1}$	<i>ε₀</i>

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

ความซึมซาบได้ (Permeability), $\mu = \mu_0\mu_r, Hm^{-1}$	μ
ความซึมซาบได้ของอวกาศว่าง (Permeability of free space), $\mu_0 \approx 400\pi \times 10^{-9}, Hm^{-1}$	μ_0
ความซึมซาบได้สัมพัทธ์ (Relative permeability)	μ_r
ค่าสภาพนำไฟฟ้า (Conductivity)	σ
ค่าเฉลี่ยเวลาประวิง (Mean excess delay), s	$\bar{\tau}$
ค่าการแผ่ประวิง (RMS delay spread), s	σ_τ
ฟังก์ชันสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient)	ρ
ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Reflection coefficient)	Γ
ค่าปัจจัยการสูญเสียเนื่องจากการกระจัดกระจาย (Scattering loss factor)	ρ_s
ความสูงวิกฤต	h_c
ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของพื้นผิวความสูง (The standard deviation of the height surface)	σ_h
ค่าฟังก์ชันเบสเซลอันดับที่ศูนย์ (Modified Bessel function of zero-th order)	I_0
ประสิทธิภาพสายอากาศส่ง	e_{π}

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สาย เช่น โทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile phone) หรือระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (Wireless Local Area Network; WLAN) ได้เข้ามามีบทบาทในการดำเนินชีวิตประจำวันเนื่องจากความสะดวกในการเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์สื่อสาร หรือระหว่างเครือข่ายด้วยกันไม่ว่าจะเป็นการเชื่อมต่อภายในอาคารสำนักงาน การเชื่อมต่อเครือข่ายเพื่อความบันเทิงภายในที่พักอาศัย หรือการเชื่อมต่อเครือข่ายระหว่างอาคารหรือเมือง ซึ่งเทคโนโลยีส่วนมากในปัจจุบันจะเป็นเทคโนโลยีการส่งข้อมูลในแถบความถี่แคบ (Narrow band) มีขีดจำกัดที่อัตราการส่งข้อมูลที่ไม่อาจจะรวดเร็วเพียงพอต่อรูปแบบพฤติกรรมการใช้งานในปัจจุบันที่ต้องการอัตราการส่งข้อมูลที่รวดเร็ว ดังนั้นจึงมีเทคโนโลยีรูปแบบใหม่ที่เกิดขึ้นมารองรับคือเทคโนโลยีการส่งข้อมูลในแถบความถี่กว้าง (Wideband) เช่น เทคโนโลยีการส่งสัญญาณแบบดับเบิลซีดีเอ็มเอ (Wideband Code Division Multiple Access; WCDMA) หรือ เทคโนโลยีการส่งสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่ง (Ultra-wideband; UWB) เป็นต้นและเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งจะเป็นเทคโนโลยีที่น่าสนใจมาก เทคโนโลยีหนึ่ง เนื่องจากเป็นเทคโนโลยีในชั้นกายภาพและคาดว่าจะมีการนำมาปรับปรุงใช้กับเทคโนโลยีในชั้นโปรโตคอลอื่นๆ ได้เช่นกัน

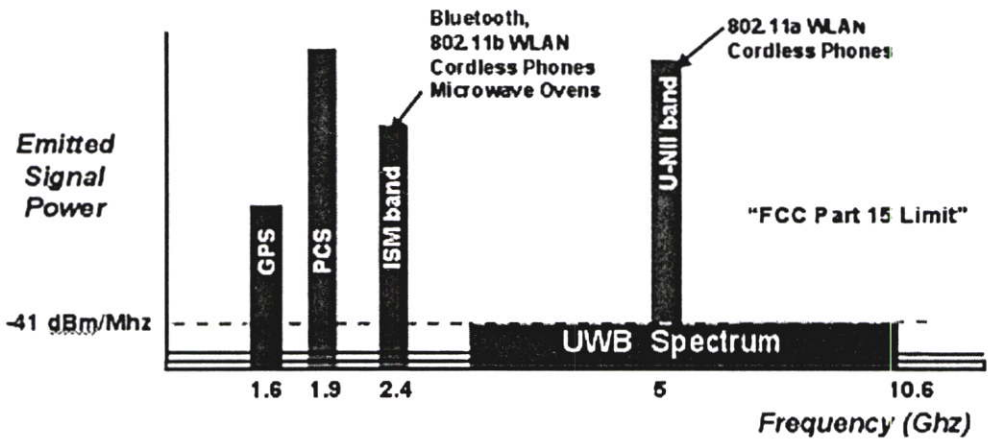
เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายแบบแถบกว้างยิ่งจะถูกนำมาใช้งานแทนการสื่อสารไร้สายแบบ Bluetooth ในการสื่อสารส่วนบุคคลเนื่องจากความต้องการที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วสำหรับอัตราการส่งข้อมูลที่สูงขึ้นหรือแบนด์วิดท์ที่สูงขึ้นในการสื่อสารข้อมูลไร้สายในอุปกรณ์แบบพกพา ซึ่งในอนาคตอุปกรณ์ไร้สายแบบพกพาจะมีราคาที่ถูกลงและมีการเชื่อมต่อระบบสื่อสารชนิดอื่นๆ ที่ต้องการอัตราการส่งข้อมูลที่สูง และจะต้องประหยัดพลังงานหรือใช้พลังงานต่ำ ซึ่งตามนิยามของระบบแถบกว้างยิ่งสามารถตอบสนองความต้องการการใช้งานได้

เทคโนโลยีการส่งสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งคือรูปแบบของการสื่อสารไร้สายที่แตกต่างจากการสื่อสารทางคลื่นความถี่วิทยุแบบอื่นๆ โดยจุดเด่นของระบบแบบแถบกว้างยิ่งก็คือเป็นระบบสื่อสารที่ปราศจากคลื่นพาห้ซึ่งไม่เหมือนกับระบบอื่น และสัญญาณในการส่งของระบบแบบแถบกว้างยิ่งจะเป็นสัญญาณพัลส์โดยจะเป็นพัลส์แคบๆ ขนาดประมาณ 0.2 นาโนวินาที จึงทำให้มีความหนาแน่นแถบความถี่ที่กว้างมาก ดังนั้นจึงแผ่กระจายครอบคลุมช่วงความถี่ได้กว้างในระดับกิกะเฮิร์ต (GHz) และเนื่องด้วยระบบนี้มีแบนด์วิดท์ที่กว้างมากจึงทำให้สามารถที่จะรองรับอัตราการส่งข้อมูลได้สูงถึง 110 Mbps ในระยะทางประมาณ 10 เมตร ดังที่ได้กล่าวไปแล้วว่า สัญญาณพัลส์ที่ใช้มีขนาดที่แคบมากจึงทำให้ duty cycle มีค่าต่ำ จึงเป็นสาเหตุทำให้ระบบนี้มีการใช้

กำลังที่ใช้งานต่ำไปด้วยในรูปแบบที่ 1 แสดงให้เห็นถึงระดับความหนาแน่นแถบกำลังในระบบแถบกว้างยิ่งโดยเปรียบเทียบกับระบบอื่นๆ ซึ่งทำให้อัตราการส่งข้อมูลได้รวดเร็วขึ้นเนื่องจากแบนด์วิดท์ที่กว้างมาก

ในการใช้งานจริงของระบบนี้จะมีลักษณะการนำไปใช้ภายในอาคารซึ่งมักจะมีปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อช่องสัญญาณและสัญญาณพัลส์ด้านรับในการสื่อสาร เช่น อุปกรณ์เครื่องใช้ต่างๆ ผง ผนัง หน้าต่าง เป็นต้น นอกจากนี้ยังมีอีกปัจจัยหนึ่งซึ่งสามารถที่จะส่งผลกระทบต่อช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งได้เช่นกัน นั่นก็คือลักษณะของพื้นผิวของพื้นนั่นเอง เพราะมีความเป็นไปได้ที่ลักษณะของพื้นผิวของพื้นจะไปลดทอนหรือเกิดความผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณด้านรับ ด้วยเหตุนี้จึงมีความจำเป็นที่จะต้องทำการตรวจสอบว่าลักษณะของพื้นผิวของพื้นนั้นส่งผลอย่างไรต่อช่องสัญญาณและสัญญาณพัลส์ด้านรับในการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง

ในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการศึกษาถึงการแพร่กระจายสัญญาณพัลส์หรือคุณลักษณะของช่องสัญญาณในแต่ละสถานะแวดล้อมต่างๆกัน เพื่อนำมาเป็นข้อมูลพื้นฐานสำหรับวิจัยหรือปรับปรุงและพัฒนาให้มีประสิทธิภาพในการส่งสัญญาณให้ดีขึ้นในระบบแถบกว้างยิ่งต่อไปในอนาคต



รูปที่ 1.1 ระดับความหนาแน่นแถบกำลังงานในระบบแถบกว้างยิ่ง [1], [2]

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังเพื่อศึกษาผลกระทบจากสัญญาณที่สะท้อนจากพื้นผิวที่ขรุขระที่มีต่อคุณลักษณะของช่องสัญญาณและสัญญาณที่รับได้ในระบบแถบกว้างยิ่ง โดยพิจารณาอยู่ 2 ส่วนคือการจำลองช่องสัญญาณและการวัดสัญญาณภายในอาคารเพื่อเก็บข้อมูลเกี่ยวกับช่องสัญญาณในช่วงความถี่ตั้งแต่ 3 GHz ถึง 11 GHz และนำผลการจำลองและผลการวัดสัญญาณที่ได้ไปวิเคราะห์หาพารามิเตอร์ต่างๆ ที่แสดงให้เห็นถึงผลการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ โดยพิจารณาใน 3 ประเด็นหลักคือ การลดทอนกำลังงาน ผลการกระจายทางเวลา และความผิดเพี้ยน

ของสัญญาณที่รับได้โดยทำการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดสัญญาณ เพื่อให้เห็นถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นต่อการแพร่กระจายคลื่นแบบแถบกว้างยิ่ง และเพื่อให้แบบแผนการจำลองนี้สามารถอธิบายการเกิดผลกระทบต่อช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งในพื้นที่ผิวนิคมอื่นๆ ต่อไป

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายแบบแถบกว้างยิ่งเป็นเทคโนโลยีที่ส่งข้อมูลเป็นสัญญาณพัลส์ ซึ่งมีความเป็นไปได้ว่าสัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากสายอากาศนั้นอาจจะถูกลดทอนกำลังงานและเกิดการกระจายทางเวลาหรือความผิดเพี้ยนของสัญญาณได้ โดยปัจจัยต่าง ๆ อาทิเช่น ถูกลดทอนโดยผนังหรือกำแพงของอาคาร จากวัสดุอุปกรณ์เครื่องใช้ต่าง ๆ ที่อยู่ในบริเวณใกล้เคียงหรือแม้กระทั่งลักษณะของพื้นผิวของพื้นอาคาร ซึ่งปัจจัยที่ได้กล่าวมานี้จะส่งผลให้เกิดการสะท้อน การกระจัดกระจายและการหักเหของสัญญาณในหลายทิศทางเป็นต้น และมีผลกระทบโดยตรงต่อคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ และในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะศึกษาถึงการลดทอนของสัญญาณ ผลการกระจายทางเวลาและการผิดเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดจากสัญญาณที่สะท้อนจากพื้นผิวของพื้นอาคารที่ขรุขระ ซึ่งในการขั้นตอนของการจำลองและวัดสัญญาณนั้นจะกำหนดตัวแปรที่เกี่ยวข้องกับสถานะแวดล้อมรอบข้าง โดยจะพิจารณาถึงความสูงของสายอากาศที่เปลี่ยนไป และระยะทางระหว่างสายอากาศด้านรับและด้านส่งที่เปลี่ยนไปรวมถึงลักษณะของพื้นผิวของพื้นอาคารด้วยว่ามีความสัมพันธ์ในลักษณะใดและส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณอย่างไร โดยในเบื้องต้นคาดว่าน่าจะมีผลกระทบต่อคุณลักษณะของช่องสัญญาณด้วยเช่นกัน

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาถึงผลกระทบจากสัญญาณที่สะท้อนจากพื้นผิวที่ขรุขระที่มีต่อคุณลักษณะของช่องสัญญาณและสัญญาณที่รับได้ของระบบแถบกว้างยิ่ง ซึ่งจะพิจารณานบนพื้นฐานของการจำลองและการวัดสัญญาณจริง โดยทั้งสองส่วนจะอธิบายดังต่อไปนี้

ส่วนของการจำลองจะใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการจำลองช่องสัญญาณ โดยใช้สมการเพิ่มเติมของฟรีส และโดยการจำลองช่องสัญญาณจะใช้แบบจำลองสองวิถี (Two part model) หรือเรียกอีกอย่างว่าแบบจำลองการสะท้อนจากพื้น (Ground reflection model) ซึ่งจะพิจารณาสัญญาณอยู่ 2 ทิศทางดังนี้ ทิศทางแรก จะเป็นการพิจารณาสัญญาณในลักษณะทิศทางตรง (Line of Sight; LOS) และทิศทางที่สองจะพิจารณาสัญญาณในลักษณะที่สะท้อนจากพื้นผิวที่เป็นพื้นผิวต่างๆ และวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาผลกระทบจากกรณีพื้นผิวที่มีความขรุขระ ดังนั้นจึงมีการเพิ่มเงื่อนไขในกรณีพื้นผิวขรุขระ โดยการใช้วิธีของเรย์ลี ซึ่งจะใช้กำหนดว่าพื้นผิวที่มีความขรุขระเท่าไร ถึงจะเป็นพื้นผิวที่มีความขรุขระ และสุดท้ายจะตรวจสอบถึงการลดทอนกำลังงาน

ของสัญญาณที่รับได้และผลของการกระจายทางเวลาของช่องสัญญาณคือ ค่าเฉลี่ยเวลาประวิง (Mean excess delay) และค่าการแผ่ประวิง (RMS delay spread) ซึ่งค่าทั้งสองนี้จะแสดงให้เห็นถึงลักษณะทางเวลาของสัญญาณที่เข้ามาถึงยังสายอากาศด้านรับ โดยเฉพาะอย่างยิ่งค่าการแผ่ประวิงนั้น จะแสดงให้เห็นถึงปัญหาการทับซ้อนกันของสัญญาณระหว่างบิตหรือสัญลักษณ์ (Inter Symbol Interference ; ISI)

ส่วนของการวัดโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์โดยใช้สายอากาศชนิดกรวยคู่ และทำการวัดตลอดช่วงความถี่ตั้งแต่ 3 GHz ถึง 11 GHz ครอบคลุมช่วงความถี่ที่กำหนดให้ใช้งานในการสื่อสาร ซึ่งถูกกำหนดโดยคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Communication Commission ; FCC) [2] ในขั้นตอนของการวัดนั้น ได้ทำการวัดสัญญาณภายในอาคาร โดยทำการกำหนดเงื่อนไขและพารามิเตอร์ต่างๆ ในเงื่อนไขเดียวกันกับการจำลองและนำมาวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อตรวจสอบถึงผลการลดทอนของกำลังงานที่รับได้ในแต่ละกรณี นอกจากนั้นยังได้ทำการตรวจสอบถึงผลของการกระจายทางเวลาของช่องสัญญาณและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณที่รับได้ว่ามีผลทำให้รูปสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปหรือไม่อย่างไร สุดท้ายเพื่อตรวจสอบว่าทฤษฎี แบบแผนหรือวิธีการที่นำเสนอมาสามารถตรวจสอบและศึกษาผลกระทบของพื้นผิวในกรณีที่มีความขรุขระในพื้นที่อื่นๆ ต่อไป

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบเก่า

เทคโนโลยีแบบแถบกว้างยิ่งที่นำไปใช้เกี่ยวกับการสื่อสารนั้นยังอยู่ในขั้นตอนของการทำมาตรฐานและในส่วนของช่องสัญญาณนั้นก็ได้มีการวิจัยถึงผลกระทบของการสะท้อนจากพื้นผิวที่เป็นพื้นเรียบที่มีต่อช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่ง ซึ่งใน ปี ค.ศ 2004 ได้มีการนำเสนอถึงผลกระทบของการสะท้อนจากพื้นผิวที่เป็นพื้นเรียบที่มีต่อช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งอย่างมากมา โดยงานวิจัย [3] ได้แสดงให้เห็นถึงการลดทอนของสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งเปรียบเทียบกับสัญญาณแบบแถบความถี่แคบพร้อมทั้งหาค่าเลขยกกำลังของการสูญเสียเชิงวิถี (Path loss exponent) ค่าการเบี่ยงเบนมาตรฐาน (Standard deviations) และระยะจุดหักมุม (Break point) ในแต่ละความสูงของสายอากาศ และค่าการแผ่ประวิงของช่องสัญญาณเทียบกับการลดทอนของสัญญาณในแต่ละความสูงของอากาศเช่นกัน และในงานวิจัย [4] ได้แสดงให้เห็นการลดทอนของสัญญาณที่เกิดจากการสะท้อนใน 3 ทิศทางเช่น สัญญาณจากพื้น สัญญาณจากเพดาน และสัญญาณจากอวกาศว่าง และในงานวิจัย [5] ได้แสดงให้เห็นถึงการลดทอนของสัญญาณ ระยะจุดหักมุมในแต่ละกรณีที่มีมุมโพราไรซ์เซชันกับชนิดของพื้นผิว และในงานวิจัย [6] ได้แสดงให้เห็นถึงการลดทอนของสัญญาณและอัตราขยายของวงจรรองแมตซ์เปรียบเทียบกับสัญญาณในอวกาศว่าง

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอหลักการจำลองและวัดสัญญาณในกรณีการสะท้อนจากพื้นผิวนิคมต่างๆ กัน เพื่อตรวจสอบการลดทอนของสัญญาณ ผลของการกระจายทางเวลาของ

ช่องสัญญาณและความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่รับได้ในแต่ละชนิดของพื้นผิวต่างๆ และมีการนำผลที่ได้จากการจำลองมาทำการประเมินให้ค่าใกล้เคียงกับการวัดสัญญาณจริงมากที่สุด

1.6 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะศึกษาถึงผลกระทบจากสัญญาณที่เกิดจากการสะท้อนจากพื้นผิวที่ขรุขระที่มีต่อคุณลักษณะของช่องสัญญาณและสัญญาณภาครับของคลื่นวิทยุแถบกว้างยิ่ง ซึ่งจะพิจารณานบนพื้นฐานของการจำลองและการวัดสัญญาณจริงในทั้งสองส่วน และนำผลที่ได้มาทำการเปรียบเทียบกันภายใต้สภาวะแวดล้อมเดียวกัน เพื่อตรวจสอบว่าทฤษฎีหรือวิธีการที่นำเสนอมาสามารถตรวจสอบหรือศึกษาผลกระทบของพื้นผิวในกรณีที่พื้นผิวขรุขระ และทำการประเมินค่าที่ได้จากการจำลองให้มีค่าใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการวัดสัญญาณ

1.7 ขั้นตอนของการศึกษาวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการศึกษาวิจัยและแบ่งเนื้อหาออกเป็นขั้นตอนได้ 7 บทดังต่อไปนี้ ในบทที่ 1 จะกล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา ในบทที่ 2 จะทำการศึกษาเกี่ยวกับระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง ลักษณะเฉพาะและกฎข้อบังคับของระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง ซึ่งเป็นองค์ความรู้พื้นฐานในการศึกษาวิจัย ในบทที่ 3 จะทำการศึกษาทฤษฎีการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า และทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการจำลองและวัดสัญญาณ เช่นแบบจำลองสองวิถีหรือการสะท้อนจากพื้น รวมถึงพารามิเตอร์สำคัญที่ใช้ในการตรวจสอบการผลของการเกิดมัลติพาธหรือหลายวิถี ในบทที่ 4 จะกล่าวถึงขั้นตอนการจำลองช่องสัญญาณ โดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และขั้นตอนการเตรียมการอุปกรณ์สำหรับการวัดสัญญาณ ในบทที่ 5 จะกล่าวถึงการวิเคราะห์ผลการจำลองช่องสัญญาณ ในบทที่ 6 กล่าวถึงการวิเคราะห์ผลการวัดสัญญาณและทำการเปรียบเทียบและประเมินค่าของผลการจำลองให้ใกล้เคียงกับผลของการวัดและแสดงให้เห็นว่าวิธีที่เสนอได้ตรวจสอบพารามิเตอร์ที่แสดงถึงคุณภาพของสัญญาณได้จริง และบทสุดท้ายบทที่ 7 จะกล่าวถึงบทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

ระบบสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง

2.1 กล่าวนำ

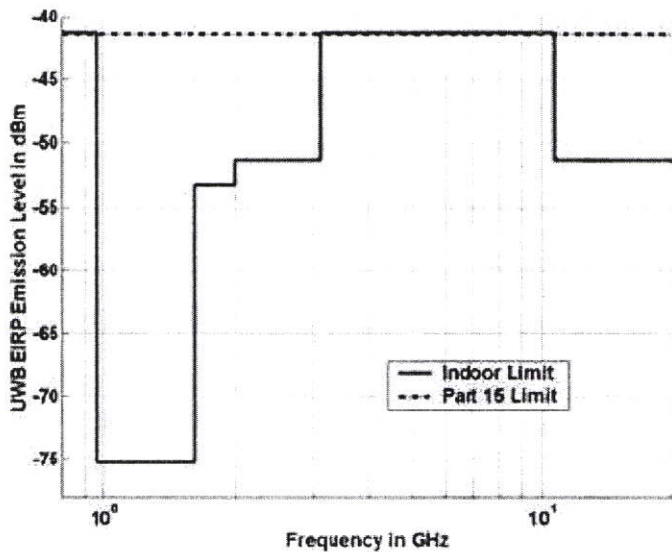
เทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง (Ultra – Wideband; UWB) มีประวัติย้อนหลังมายาวนานตั้งแต่สมัยที่ มาร์โกนี (Marconi) ได้ทดลองสาธิตเครื่องส่งสปาร์กแก๊ป (Spark gap) ในการส่งสัญญาณวิทยุข้ามมหาสมุทรแอตแลนติกในปี 1901 ซึ่งใน 20 ปีที่ผ่านมา ระบบแถบกว้างยิ่งถูกใช้สำหรับระบบเรดาร์ (Radar system) ระบบตรวจสอบ (Sensing) และระบบการสื่อสารของกองทัพ ต่อมาเมื่อเดือนพฤษภาคมปี ค.ศ. 2000 ทางคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Communications Commission; FCC) ได้ออกหนังสือ Notice of Proposed Rule Making (NPRM) ซึ่งเชิญชวนให้หน่วยงานต่าง ๆ นำเสนอข้อคิดเห็นต่าง ๆ ที่จะนำมาปรับปรุงแก้ไขกฎข้อบังคับของ FCC เพื่อควบคุมและจำกัดกำลังส่งสัญญาณของระบบแถบกว้างยิ่งที่ใช้ในการส่งข้อมูล โดยข้อบังคับใหม่นี้ได้ถูกประกาศออกมาใช้งานเมื่อเดือนกุมภาพันธ์ปี ค.ศ. 2002 ที่ผ่านมา ซึ่งการเปลี่ยนแปลงนี้ FCC ออกมาชี้ขาดที่ระบบแถบกว้างยิ่งควรถูกใช้สำหรับการติดต่อสื่อสารข้อมูลผ่านช่องการสื่อสารข้อมูลเช่นเดียวกับระบบเรดาร์และการใช้เพื่อความปลอดภัยและแถบความถี่ของระบบแถบกว้างยิ่งที่ได้รับการจัดสรรอยู่ที่ 7.5 GHz ซึ่งเป็นแบนด์วิดท์ที่ได้รับการจัดสรรที่กว้างที่สุดเมื่อเทียบกับเทคโนโลยีแถบแคบดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบการใช้แบนด์วิดท์ของเทคโนโลยีสื่อสารข้อมูลไร้สาย [7], [8]

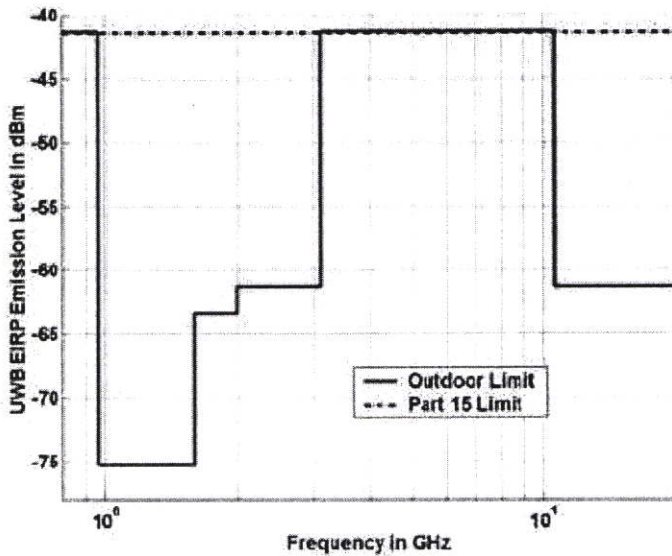
ระบบ	แบนด์วิดท์	การควบคุมในสหรัฐอเมริกา
AMPS or D-AMPS (1G or 2G cellular)	0.03 MHz	แถบความถี่ที่ต้องขออนุญาตใช้
GSM (2G cellular)	0.2 MHz	แถบความถี่ที่ต้องขออนุญาตใช้
IS-54 CDMA (2G or 3G cellular)	125 MHz	แถบความถี่ที่ต้องขออนุญาตใช้
Wideband CDMA (3G cellular)	5 MHz	แถบความถี่ที่ต้องขออนุญาตใช้
IEEE 802.11a or 802.11b (Wireless LAN)	25 MHz	อยู่ในแถบความถี่ของ ISM หรือ U-NII
UWB (communications type)	7,000 MHz	จำกัดพลังงาน โดยข้อกำหนดส่วนที่ 15

ในปัจจุบันได้มีการพัฒนาเทคโนโลยีของสวิตช์ตัดต่อที่มีความเร็วสูงทำให้ระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่งได้รับความสนใจสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในระบบการสื่อสารประเภทต่างๆ มากขึ้น โดยการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่งนั้นนับได้ว่าเป็นวิวัฒนาการของระบบการสื่อสาร

ไร้สาย โดยมีการใช้แถบความถี่ในการส่งที่กว้างมากประกอบกับใช้กำลังส่งที่น้อย ซึ่งสัญญาณของระบบแถบกว้างยิ่งนั้นมีความแตกต่างกับระบบสื่อสารไร้สายที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน 2 ประการคือการส่งสัญญาณแถบกว้างยิ่งนั้นจะทำการส่งสัญญาณในลักษณะที่เป็นอิมพัลส์โดยไม่มีการนำเอาสัญญาณข้อมูลไปทำการมอดูเลตกับสัญญาณพาห์ อีกประการหนึ่งสัญญาณแถบกว้างยิ่งจะใช้แบนด์วิดท์ในการส่งมากกว่า 25% ของแถบความถี่กลาง หรือมีการใช้แถบความถี่มากกว่า 1.5 GHz ซึ่งจะพบว่ามีความถี่มากกว่าแถบความถี่ระบบการสื่อสารไร้สายที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันมาก โดยที่ทาง FCC ได้กำหนดแถบความถี่ที่ใช้ในระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่งไว้ที่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz ซึ่งมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 7.5 GHz จากการที่ระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่งใช้แถบความถี่กว้างมากโดยที่แถบความถี่ที่ใช้นั้น ได้มีการทับซ้อนกับระบบการสื่อสารแบบแถบความถี่แคบที่มีอยู่ในปัจจุบัน ซึ่งทาง FCC กำหนดระดับของความหนาแน่นของกำลังส่งต่อความถี่ในการส่งสัญญาณในระบบแถบกว้างยิ่งไม่เกิน -41.3 dBm/MHz ทั้งภายในและภายนอกอาคารดังรูปที่ 2.1 และ 2.2 ซึ่งจากการที่ระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่งมีความหนาแน่นของกำลังงานของสัญญาณต่อความถี่ที่ต่ำ จึงทำให้สัญญาณที่ใช้ส่งในระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่งได้รับผลกระทบของสัญญาณรบกวนมาก ดังนั้นจึงได้มีการนำเสนอผลการวิจัยต่างๆ เพื่อที่จะแสดงให้เห็นถึงผลดังกล่าวในการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่งเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบให้ดีขึ้น โดยวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอการวิเคราะห์ถึงผลกระทบจากพื้นผิวที่มีความขรุขระที่มีต่อช่องสัญญาณในระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่งซึ่งรายละเอียดต่างๆ จะกล่าวถึงในบทต่อไป โดยที่ในบทนี้จะอธิบายถึงหลักการพื้นฐานของระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง ลักษณะเฉพาะของเทคโนโลยีข้อกำหนดของเทคโนโลยี ซึ่งเนื้อหาทั้งหมดนี้จำเป็นสำหรับการศึกษาและวิจัยในเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง



รูปที่ 2.1 สเปกตรัมความถี่โดย FCC ของระบบแถบกว้างยิ่งภายในอาคาร



รูปที่ 2.2 สเปกตรัมความถี่โดย FCC ของระบบแถบกว้างยิ่งภายนอกอาคาร

2.2 ลักษณะเฉพาะของระบบสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง

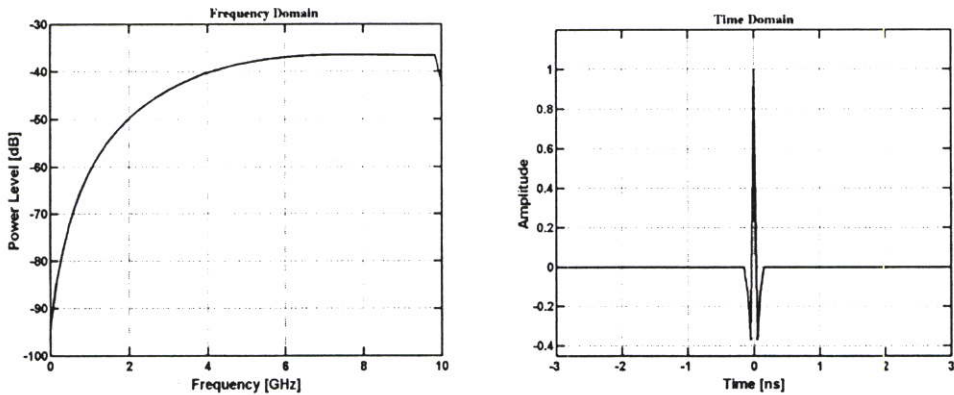
ระบบแถบกว้างยิ่งเป็นเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายที่แตกต่างจากการสื่อสารทางคลื่นความถี่วิทยุแบบอื่น โดยจุดเด่นของระบบแบบแถบกว้างยิ่งก็คือเป็นระบบสื่อสารที่ไม่ต้องใช้คลื่นพาห้เหมือนในระบบอื่น สัญญาณของระบบแบบกว้างยิ่งจะเป็นสัญญาณพัลส์โดยจะเป็นพัลส์แคบ ๆ ขนาดประมาณ 0.2 นาโนวินาที จึงทำให้มีความหนาแน่นแถบความถี่ที่กว้างมาก ซึ่งโดยจะแผ่กระจายครอบคลุมช่วงความถี่ได้กว้างในระดับกิกะเฮิรตและเนื่องด้วยระบบนี้มีแบนด์วิดท์ที่กว้างมากจึงทำให้สามารถที่จะรองรับอัตราการส่งข้อมูลได้สูงถึง 110 Mbps ในระยะประมาณ 10 เมตร ดังที่ได้กล่าวไปแล้วว่าสัญญาณพัลส์ที่ใช้มีขนาดที่แคบมากจึงทำให้คลื่นวิทยุเกิดมีค่าต่ำจึงเป็นสาเหตุทำให้ระบบนี้มีการใช้กำลังงานที่ต่ำลงไปด้วยในรูปที่ 1.1 แสดงให้เห็นถึงระดับความหนาแน่นแถบกำลังในระบบแถบกว้างยิ่งโดยเปรียบเทียบกับระบบอื่น ๆ โดยรูปที่ 2.1 แสดงถึงลักษณะของสัญญาณพัลส์ในโดเมนเวลาและแถบกำลังงานของสัญญาณในโดเมนความถี่

2.2.1 พื้นฐานของระบบแบบแถบกว้างยิ่ง

ถ้าจะกล่าวถึงระบบแถบกว้างยิ่งหรือรวมถึงอิมพัลส์ (Impulse) พัลส์แคบ (Short – pulse) สัญญาณที่ปราศจากคลื่นพาห้(Carrier less) แถบกว้างยวดยิ่ง (Super wideband) การอัดพัลส์แบบเฟรมอย่างรวดเร็ว (Fast frequency chirp) และพัลส์แบบโมโน (Mono – pulse)

ระบบการสื่อสารวิทยุอิมพัลส์และระบบเรดาร์แบบอิมพัลส์ทั้งสองระบบมีการใช้ประโยชน์จากพัลส์ที่มีขนาดสั้นมากในการส่งข้อมูล ซึ่งผลที่ได้จากสเปกตรัมที่กว้างยิ่ง สำหรับการประยุกต์ใช้คลื่นวิทยุในการสื่อสารจะมีการใช้วิธีการมอดูเลตสัญญาณทางตำแหน่ง (Pulse position modulation; PPM) สัญญาณพัลส์ในระบบแถบกว้างยิ่งนั้นจะใกล้เคียงกับสัญญาณรบกวนดังนั้นจึง

ทำการเกิดการบดบัง (Interception) และการตรวจจับ (Detection) ที่ค่อนข้างยากมาก เนื่องจาก ระดับของความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (Power spectral density) ที่ต่ำมาก และสัญญาณพัลส์ ในระบบแถบกว้างยิ่งจะมีการแทรกสอดที่น้อยมากกับระบบวิทยุแถบแคบ (ขึ้นกับข้อกำหนดของประเทศหรือนานาชาติ)



รูปที่ 2.3 ลักษณะของแถบกำลังงานของสัญญาณใน โดเมนความถี่และสัญญาณพัลส์ใน โดเมนเวลา

2.2.2 จุดเด่นของระบบแบบแถบกว้างยิ่ง

ซึ่งเป็นระบบที่มีจุดเด่นที่น่าสนใจดังต่อไปนี้

- เป็นระบบที่มีความซับซ้อนและต้นทุนต่ำ

ความซับซ้อนและต้นทุนที่ต่ำของระบบแบบแถบกว้างยิ่งเกิดขึ้นจากปัจจัยทางลักษณะเบสแบนด์ (Base band) ของการส่งสัญญาณซึ่งไม่เหมือนกับระบบการส่งสัญญาณวิทยุแบบอื่น ๆ โดยที่เครื่องส่งจะทำการสร้างสัญญาณพัลส์ที่มีความกว้างของสัญญาณน้อยมาก ๆ ในโดเมนทางเวลา ซึ่งสามารถที่จะแพร่กระจายคลื่นออกไปโดยปราศจากการเพิ่มความถี่วิทยุหรือคลื่นพาห้รวมเข้าไป และในส่วนของกรรวมสัญญาณวิทยุนั้นจะเป็นการนำเอาสัญญาณเบสแบนด์รวมเข้าไปกับคลื่นพาห้เพื่อย้ายสัญญาณไปยังแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะในการแพร่กระจายคลื่นตามต้องการซึ่งสัญญาณจะถูกแพร่กระจายได้ดีโดยปราศจากความถี่ในการเพิ่มการแปลงความถี่ให้สูงขึ้น (Up – conversion) และการเพิ่มกำลังให้สูงขึ้น (Amplification) โดยในกระบวนการกลับกันการแปลงความถี่ลง (Down – conversion) และตัวผลิตความถี่ (Local oscillator) จึงไม่จำเป็นในเครื่องรับแบบแถบกว้างยิ่งด้วยเช่นกันทำให้ลดความซับซ้อนของระบบและต้นทุนในการผลิตลงไปมาก

- มีระดับของสัญญาณใกล้เคียงกับสัญญาณรบกวน (Noise)

เนื่องจากความหนาแน่นของพลังงานต่ำและลักษณะเฉพาะในการสุ่มเทียบ (Pseudo – random) ของสัญญาณส่งจึงทำให้สัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งนี้มีลักษณะคล้ายกับสัญญาณรบกวน ซึ่งทำให้การตรวจหาสัญญาณทำได้ยากและยังปรากฏในเอกสารทางการวิจัยว่าการส่งสัญญาณแบบ

แถบกว้างยิ่งนั้น ไม่ก่อให้เกิดผลการแทรกสอดของสัญญาณที่มีต่อระบบคลื่นความถี่วิทยุอื่น ๆ เนื่องจากสัญญาณของระบบแถบกว้างยิ่งนั้นมีการแพร่กระจายกำลังงานในระดับต่ำโดยอยู่ในระดับของสัญญาณรบกวน (Noise floor) จึงทำให้ระบบอื่นมองว่าสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งนี้คือสัญญาณรบกวนเลขถูกกำจัดออกจากพิจารณาของระบบ

- มีความต้านทานต่อคลื่นหลายวิถี (Multipath) และการรบกวนของสัญญาณใกล้เคียงในระบบการมอดูเลตทางโดเมนเวลา (Time modulation)

มีความต้านทานต่อคลื่นหลายวิถีและการรบกวนของสัญญาณใกล้เคียงในระบบการมอดูเลตทางเวลาแสดงให้เห็นว่ามีความเป็นไปได้ที่จะทำการส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูงในระดับหลักร้อยเมกะบิตต่อวินาที อีกทั้งยังได้ถูกประเมินในส่วนของจำนวนของผู้ใช้งานในระบบการสื่อสารแบบคลื่นวิทยุแบบอิมพัลส์ว่าได้จำนวนที่มากกว่าระบบทั่วไปและเนื่องด้วยมีแบนด์วิดท์ของสัญญาณส่งที่กว้างจึงทำให้ได้รับผลจากคลื่นหลายวิถีอย่างมาก เมื่อระบบมีแบนด์วิดท์ที่กว้างนั้นทำให้เกิดความแตกต่างทางความถี่อย่างมากซึ่งรวมเข้ากับการส่งสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องจึงทำให้สัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งมีการมอดูเลตทางเวลานั้นมีความต้านทานต่อการแพร่กระจายของคลื่นหลายวิถีรุนแรงและการรบกวนหรือแทรกสอดจากสัญญาณความถี่ใกล้เคียงได้

- มีความละเอียดสูงใน โดเมนเวลาสำหรับการกำหนดตำแหน่งและการประยุกต์ใช้ใน ระบบติดตาม (Tracking)

มีความละเอียดสูงใน โดเมนเวลาสำหรับการกำหนดตำแหน่งและการประยุกต์ใช้ใน ระบบติดตามด้วยพัลส์ที่มีลักษณะทาง โดเมนเวลาที่แคบมาก ๆ หรืออาจกล่าวได้อีกนัยหนึ่งว่าเป็นพัลส์ที่มีความกว้างของสัญญาณน้อยมาก ๆ นั้นหมายถึง ระบบคลื่นวิทยุแบบแถบกว้างยิ่งมีความเป็นไปได้ที่จะสามารถควบคุมจังหวะและคำนวณเวลาได้อย่างถูกต้องแม่นยำมากกว่าระบบดาวเทียมบอกพิกัด (Global positioning system; GPS) และระบบคลื่นวิทยุแบบอื่น ๆ อีกทั้งด้วยคุณสมบัติในการทะลุผ่านวัสดุได้ดีจึงทำให้สัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งที่มีการมอดูเลตทางเวลาถูกนำมาใช้งานในระบบเรดาร์ระยะสั้น เช่นในการช่วยเหลือชีวิตและปฏิบัติการป้องกันอาชญากรรม เช่นเดียวกับการใช้งานสำรวจและในอุตสาหกรรมการทำเหมือง เป็นต้น

ทั้งนี้หากเปรียบเทียบระบบนี้กับเทคโนโลยีอย่าง Wi-Fi หรือ Bluetooth แล้วก็จะพบว่าระบบแถบกว้างยิ่งจะมีประสิทธิภาพเหนือกว่าเทคโนโลยีดังกล่าวทั้งด้านความเร็วในการรับส่งข้อมูล การใช้พลังงานที่ต่ำรวมถึงความสามารถในการรับส่งข้อมูลทะลุทะลวงผ่านสิ่งกีดขวางได้ดีกว่าเทคโนโลยีอื่น ๆ โดยระบบแถบกว้างยิ่งจะมีความเร็วในการส่งรับข้อมูลสูงถึง 480 Mbps ที่ระยะทางประมาณ 2 เมตรและความเร็ว 110 Mbps ที่ระยะทางประมาณ 10 เมตร ดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น ในขณะที่ Wi-Fi สามารถรับส่งข้อมูลสูงสุด 54 Mbps และหากเปรียบเทียบกับ Bluetooth ซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่กำลังได้รับความนิยมสำหรับเครือข่ายไร้สายส่วนบุคคลในปัจจุบันระบบแถบกว้างยิ่งมีอัตราการรับส่งข้อมูลสูงกว่า Bluetooth ถึง 100 เท่า ซึ่งด้วยความเร็ว

ในระดับดังกล่าวระบบแถบกว้างยิ่งจึงเป็นเทคโนโลยีที่เหมาะสมสำหรับการใช้งานในการเชื่อมต่ออุปกรณ์ประเภทให้ความบันเทิงเชิงเริงใจภายในบ้าน (Home entertainment)

2.3 กฎข้อบังคับของระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง

สิ่งสำคัญอย่างหนึ่งที่ได้ถูกกำหนดขึ้นในการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่งนั้นคือการจัดสรรความถี่ในการใช้งานซึ่งได้มีกลุ่มทำงานในสหรัฐอเมริกาได้พยายามทำการจำกัดของข้อกำหนดในการใช้งานช่วงความถี่ของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งจากกฎข้อบังคับเดิมของคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา โดยกลุ่มงานนี้ก็ก่อตั้งขึ้นอย่างเป็นทางการโดยใช้ชื่อว่า Ultra – Wideband Working Group (UWBWG) เพื่อทำการเจรจาหาข้อตกลงร่วมกับ FCC เช่นเดียวกับกับในยุโรปก็ได้มีการหาข้อตกลงการจัดสรรคลื่นความถี่และการแทรกสอดของความถี่วิทยุซึ่งในปัจจุบันยังไม่มีข้อกำหนดแถบความถี่สำหรับการใช้งานในระบบแถบกว้างในสถาบันกำหนดมาตรฐานทางโทรคมนาคมแห่งสหภาพยุโรป (European Telecommunications Standards Institute; ETSI) หรือสหพันธ์โทรคมนาคมระหว่างประเทศ (International Telecommunication Union; ITU)

2.3.1 กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่งในสหรัฐอเมริกา

ในปี ค.ศ. 1998 FCC ได้ออกประกาศเกี่ยวกับการตรวจสอบหรือ Notice of Inquiry (NOI) โดยถึงแม้ว่าจะได้คาดการณ์ถึงระดับกำลังงานที่ใช้ในการส่งผ่านสัญญาณที่มีระดับต่ำมาก ๆ แล้วก็ตาม ยังมีกลุ่มผู้ที่สนับสนุนในระบบเดิมที่มีใช้งานกันอยู่ได้ทำการต่อต้านการนำระบบแถบกว้างยิ่งมาใช้งานสำหรับการสื่อสารของพลเรือนซึ่งเรียกร่องโดยมากจะเกี่ยวข้องกับคาดการณ์ถึงการเพิ่มขึ้นของระดับการแทรกสอดในแถบความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัด อาทิเช่น แถบความถี่ในการกระจายสัญญาณโทรทัศน์ แถบความถี่ที่สำรองไว้สำหรับคลื่นวิทยุทางดาราศาสตร์และระบบ GPS โดยที่องค์การบริหารการบินแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Aviation Administration; FAA) ได้แสดงความเป็นห่วงต่อการแทรกสอดของสัญญาณที่มีต่อระบบความปลอดภัยในกิจการการบินและทิศทางในการค้นคว้าเกี่ยวกับเครื่องส่งในระบบแถบกว้างยิ่งด้วยเช่นกัน

เมื่อเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งได้ถูกนำเสนอสำหรับการนำมาใช้ในกิจการการสื่อสารของพลเรือน ซึ่งยังไม่ได้มีการกำหนดใด ๆ สำหรับลักษณะสัญญาณที่จะนำมาใช้ จึงได้มีหน่วยงานหนึ่งที่ชื่อว่า DARPA (Defense Advanced Research Project Agency) ได้ทำการออกข้อกำหนดฉบับที่หนึ่งสำหรับสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งซึ่งอยู่บนพื้นฐานอัตราส่วนแบนด์วิดท์ (B_f) ของสัญญาณโดยต้องมีค่ามากกว่า 0.25 โดยสามารถกำหนดได้ตามสมการที่ 2.1

$$B_f = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} = \frac{f_H - f_L}{f_c} \quad (2.1)$$

โดยที่ f_L คือความถี่ต่ำสุดและ f_H คือความถี่สูงสุดของแถบความถี่ที่ใช้งานในระบบแถบกว้างยิ่ง และ f_C คือความถี่กลาง

ตารางที่ 2.2 ข้อกำหนดในการแพร่กระจายกำลังงานโดย FCC สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร [7], [8]

ความถี่ (เมกกะเฮิรต์)	ภายใน	ภายนอก
	EIRP in dBm	EIRP in dBm
960 – 1610	-75.3	-75.3
1610 – 1990	-53.3	-63.3
1990 – 3100	-51.3	-61.3
3100 – 10600	-41.3	-41.3
สูงกว่า 10600	-51.3	-61.3

ในวันที่ 14 กุมภาพันธ์ ปี ค.ศ. 2002 ทาง FCC ได้ออกกฏส่วนรับระบบแถบกว้างยิ่ง ซึ่งเป็นการกำหนดขอบเขตของการแพร่กระจายกำลังงานฉบับที่หนึ่งสำหรับระบบแถบกว้างยิ่งและยังอนุญาตให้เป็นเทคโนโลยีที่ใช้ในลักษณะทางการค้าอีกด้วย โดยรายงานล่าสุดของคำประกาศและระเบียบการฉบับที่หนึ่งได้เผยแพร่ต่อสาธารณชนในวันที่ 22 เดือนเมษายน ปี ค.ศ. 2002 ซึ่งในเอกสารได้กล่าวถึงการอนุญาตใช้งานในระบบแถบกว้างยิ่งทั้ง 4 ประเภทและการกำหนดขอบเขตการแพร่กระจายกำลังงานสำหรับการใช้ในประเภทต่าง ๆ โดยจากนิยามข้างต้นได้ทำการลดค่าการจำกัด B_f ไว้ไม่ให้ต่ำกว่า 0.2 ตามสมการที่ 2.1 และข้อกำหนดการแพร่กระจายกำลังงานโดย FCC ได้แสดงให้เห็นในตารางที่ 2.2 สำหรับใช้ในการสื่อสารข้อมูลทั้งภายในและภายนอกอาคาร

2.3.2 กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่งในยุโรป

ปัจจุบันโครงสร้างของข้อกำหนดระบบแถบกว้างยิ่งในทวีปยุโรปอยู่ในช่วงรอข้อมูลทางเทคนิคที่เกี่ยวกับผลกระทบของระบบแถบกว้างยิ่งบนระบบเดิมที่มีใช้กันอยู่โดยทางยุโรปนั้นบางส่วนของข้อกำหนดจะรอบคอบกว่าของทางสหรัฐอเมริกา เพราะทางด้านยุโรปนั้นในส่วนของเทคโนโลยีใหม่ต้องแสดงให้เห็นว่าส่งผลกระทบน้อยหรือไม่ส่งผลกระทบเสียหายต่อระบบเดิมที่มีอยู่โดยข้อกำหนดการแพร่กระจายกำลังงานสำหรับการใช้งานทั้งภายในและภายนอกอาคารที่กำหนดโดย ITU หรือ ETSI แสดงให้เห็นในตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 ข้อกำหนดในการแพร่กระจายกำลังงาน โดย ETSI สำหรับการใช้งานในการสื่อสาร ทั้งภายในและภายนอกอาคาร [7], [8]

	Frequency range [GHz]		
	$f < 3.1$	$3.1 < f < 10.6$	$f > 10.6$
Indoor mask	$-51.3 + 87 \log(f / 3.1)$	-41.3	$-51.3 + 87 \log(f / 10.6)$
Outdoor mask	$-61.3 + 87 \log(f / 3.1)$	-41.3	$-61.3 + 87 \log(f / 10.6)$

โดยในตารางที่ 2.2 และ 2.3 แสดงให้เห็นถึงการเปรียบเทียบข้อกำหนดการจำกัดสเปกตรัมความถี่ของระบบแถบกว้างยิ่งระหว่าง FCC และ ETSI ภายในและภายนอกอาคารตามลำดับ

2.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงประวัติความเป็นมาของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งหรือ Ultra wideband ตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันรวมถึงการกำหนดกฎเกณฑ์ในการใช้งาน ข้อบังคับต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นช่วงความถี่ที่ใช้งานซึ่งจะสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของระบบ ระดับกำลังงานที่แพร่กระจายทั้งภายในและภายนอกอาคาร ที่กำหนดโดยองค์กรที่มีหน้าที่เกี่ยวข้องอาทิเช่น FCC UWBWG ETSI หรือ ITU เป็นต้น ซึ่งเป็นองค์ความรู้เบื้องต้นของเทคโนโลยีนี้สำหรับการศึกษาค้นคว้าและวิจัยในระบบแถบกว้างยิ่ง

บทที่ 3

ทฤษฎีของระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง

3.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะอธิบายถึงทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง และทฤษฎีการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โดยจะทำการเน้นในเรื่องของการสะท้อนและการกระจัดกระจายของสัญญาณในระบบแถบกว้างยิ่ง และหลักการของฟรีส อันเป็นพื้นฐานของระบบการสื่อสารไร้สาย เพื่อที่จะศึกษาลักษณะของการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณในระบบแถบกว้างยิ่ง และจะทำการอธิบายทฤษฎีของการสะท้อนบนพื้นหรือสองวิถี และพารามิเตอร์ต่างๆ ที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของช่องสัญญาณ เช่นการลดทอนของกำลังงาน ผลการกระจายทางเวลา และความผิดเพี้ยนของสัญญาณ เป็นต้น และวิทยานิพนธ์นี้จะใช้หลักการดังกล่าวในการตรวจสอบผลที่เกิดขึ้น ซึ่งจะใช้ในการตรวจสอบการจำลองช่องสัญญาณโดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และตรวจสอบโดยการวัดสัญญาณด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์ในโดเมนความถี่ โดยจะอธิบายในบทต่อไป ซึ่งจะนำผลที่ได้จากการตรวจสอบโดยการจำลองและการวัด มาวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์คุณผลการเปลี่ยนแปลง ซึ่งจะแสดงผลในบทที่ 5 และบทที่ 6

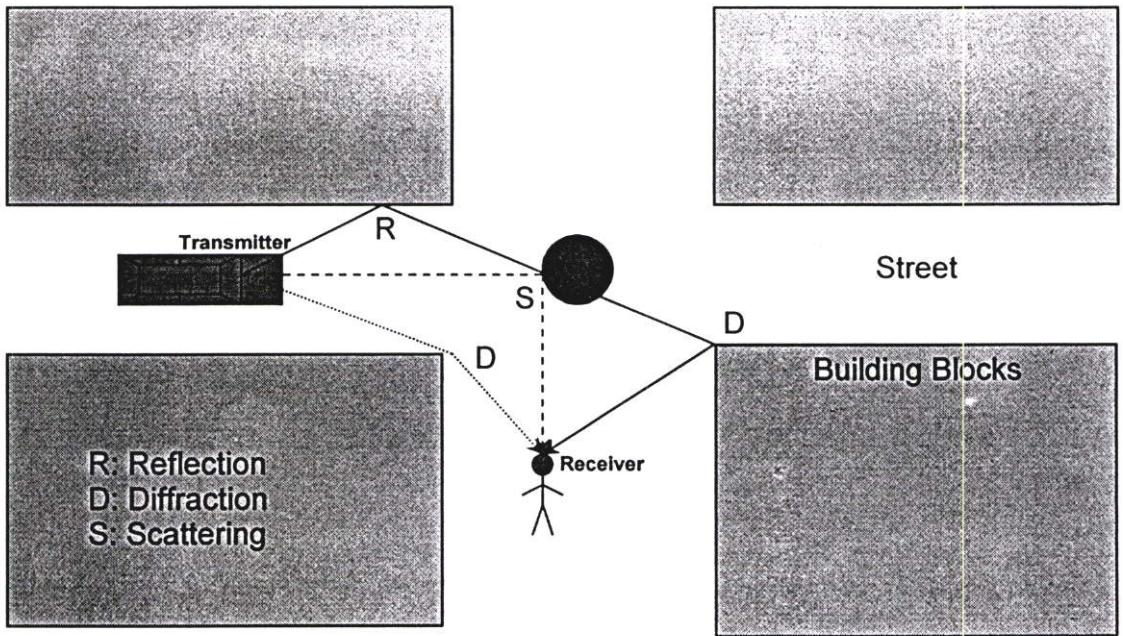
3.2 หลักการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

การสะท้อน (Reflection), การเลี้ยวเบน (Diffraction) และการกระจัดกระจาย (Scatter) เป็นกระบวนการแพร่กระจายขั้นพื้นฐาน ซึ่งมีผลกระทบต่อ การแพร่กระจายคลื่นหรือกำลังงานในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่และพลังงานที่รับได้ โดยทั่วไปเป็นพารามิเตอร์สำคัญที่สามารถคาดคะเนได้ในหลักการพื้นฐานของการแพร่กระจายบนการหลักการสะท้อน การเลี้ยวเบน และการกระจัดกระจายในทางฟิสิกส์

การสะท้อน เกิดขึ้นเมื่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้แพร่กระจายกระทบบนวัตถุที่มีขนาดใหญ่เมื่อเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้านั้น เช่น การสะท้อนจะเกิดขึ้นจากผิวโลกหรือสะท้อนจากกำแพงอาคาร

การเลี้ยวเบน เกิดขึ้นเมื่อทิศทางการแพร่กระจายคลื่นระหว่างตัวส่งและตัวรับมีสิ่งกีดขวางโดยผิวของสิ่งกีดขวางนั้นมีลักษณะเป็นมุมแหลม และมีคลื่น 2 คลื่นที่เกิดขึ้นจากการเลี้ยวเบน ซึ่งเป็นจากผลสิ่งกีดขวางคือคลื่นที่เดินทางผ่านอวกาศและคลื่นที่เดินทางมาด้านหลังของสิ่งกีดขวาง ในความถี่ที่สูงขึ้นการเลี้ยวเบนและการสะท้อนขึ้นอยู่กับลักษณะการกายภาพของวัตถุ เช่นเดี๋ยวกัน ขนาด เฟสและการโพราไรซ์เซชันของคลื่นที่ตกกระทบบนจุดของการเลี้ยวเบน

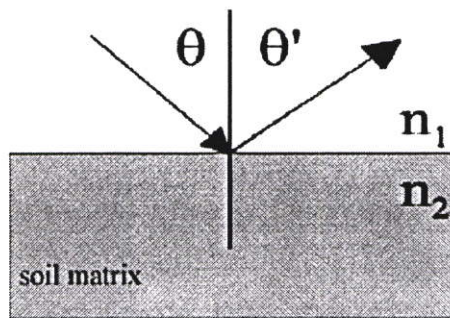
การกระจัดกระจาย เกิดขึ้นเมื่อตัวกลางที่ถูกแพร่กระจายผ่านนั้นประกอบด้วยวัตถุขนาดเล็กที่มีขนาดใกล้เคียงกับความยาวคลื่น หรือจำนวนของวัตถุต่อหนึ่งหน่วยนั้นมีขนาดใหญ่ คลื่นที่ถูกกระเจิงนั้นเป็นผลมาจากพื้นผิวที่ขรุขระ วัตถุขนาดเล็กหรือสิ่งกีดขวางอื่นในช่องสัญญาณ



รูปที่ 3.1 ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

3.2.1 การสะท้อน

เมื่อไรที่คลื่นวิทยุเดินทางจากตัวกลางหนึ่งไปสู่อีกตัวกลางหนึ่งที่มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่แตกต่างกัน คลื่นวิทยุบางส่วนจะเกิดการสะท้อนและบางส่วนจะเกิดการส่งผ่านไป และถ้าระนาบของคลื่นที่ตกกระทบบนวัตถุชนิดไดอิเล็กตริกสมบูรณ์แบบ (Perfect dielectric) จะพบว่าบางส่วนของพลังงานจะเดินทางผ่านไปในตัวกลางที่ 2 และบางส่วนสะท้อนกลับไปในตัวกลางที่ 1 และจะ

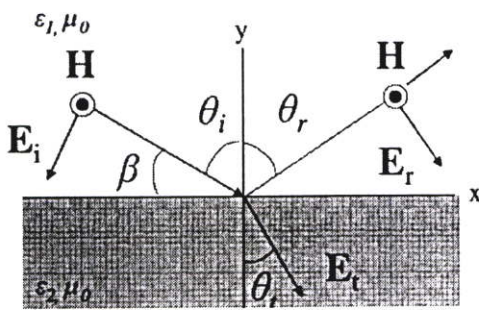


รูปที่ 3.2 แบบจำลองการสะท้อนของเฟรสเนล

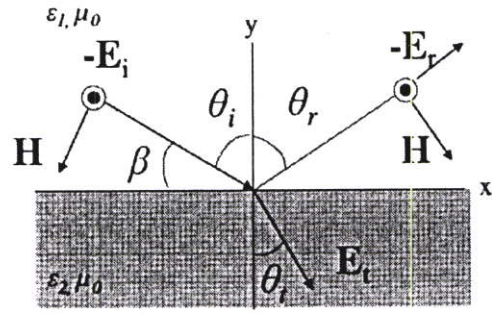
ไม่มีการสูญเสียพลังงานในการดูดซับพลังงานของตัวกลาง และถ้าตัวกลางที่ 2 เป็นวัสดุชนิดตัวนำ สมบูรณ์แบบ (Perfect conductor) จะพบว่าพลังงานทั้งหมดที่ตกกระทบจะสะท้อนกลับไปยังตัวกลางที่ 1 โดยไม่มีการสูญเสียกำลังงาน และความเข้มของสนามไฟฟ้าที่สะท้อนและส่งผ่านนั้น จะมีความสัมพันธ์กับคลื่นที่ตกกระทบและคุณสมบัติของตัวกลางที่ 2 ที่เรียกว่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของเฟรสเนล (Fresnel reflection coefficient) โดยทั่วไปนั้นขึ้นอยู่กับการโพลาไรซ์เซชัน มุมตกกระทบและความถี่ของคลื่นวิทยุ ดังรูปที่ 3.2

3.2.1.1 การสะท้อนจากวัสดุชนิดไดอิเล็กตริก

จากรูปที่ 3.3 แสดงถึงคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ตกกระทบที่มุม θ_i กับระนาบของตัวกลาง ไดอิเล็กตริกทั้งสองตัว และจากรูปจะพบว่ากำลังงานบางส่วนจะสะท้อนกลับไปยังตัวกลางที่ 1 ด้วยมุม θ_r และกำลังงานบางส่วนจะส่งผ่านไปในตัวกลางที่ 2 ด้วยมุม θ_t โดยธรรมชาติของการสะท้อนจะเปลี่ยนแปลงตามทิศทางของการโพลาไรซ์เซชันของสนามไฟฟ้า ซึ่งจะพิจารณาของ 2 กรณีดังรูปที่ 3.3a แสดงถึงการโพลาไรซ์เซชันของสนามไฟฟ้าที่ขนานกับระนาบของการตกกระทบ และรูปที่ 3.3b แสดงถึงการโพลาไรซ์เซชันของสนามไฟฟ้าที่ตั้งฉากกับระนาบของการตกกระทบ



(3.3a)



(3.3b)

รูปที่ 3.3a และ 3.3b การสะท้อนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในแต่โพลาไรซ์เซชันของสนามไฟฟ้า

จากรูป i,r,t หมายถึงสนามของการตกกระทบ การสะท้อนและการส่งผ่านตามลำดับ และค่า $\epsilon_1 \mu_1 \sigma_1$ และ $\epsilon_2 \mu_2 \sigma_2$ หมายถึงค่าสภาพยอม (Permittivity) ความซาบซึมได้ (Permeability) และความนำไฟฟ้า (Conductance) ของตัวกลางทั้งสองตามลำดับ บ่อยครั้งที่ค่าคงที่ทางไดอิเล็กตริกของวัสดุชนิดไดอิเล็กตริกสมบูรณ์แบบ (ไม่มีการสูญเสีย) จะมีค่าสภาพยอมสัมพันธ์ (ϵ_r) เช่น $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ โดยที่ ϵ_0 คือค่าคงที่ 8.85×10^{-12} F/m และถ้าวัสดุไดอิเล็กตริกแบบมีการสูญเสียจะเกิดการสูญเสียพลังงานและสามารถอธิบายในรูปของค่าคงที่ของไดอิเล็กตริกที่ซับซ้อน (Complex dielectric)

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r - j\epsilon' \tag{3.1}$$

เมื่อ

$$\epsilon' = \frac{\sigma}{2\pi f} \tag{3.2}$$

ซึ่งค่า σ คือค่าสภาพนำ (Conductivity) ของวัสดุที่ได้จากการวัดมีหน่วยเป็น Siemens/meter ส่วน ϵ_r และ σ โดยทั่วไปจะอ่อนไหวต่อความถี่และเมื่อวัตถุเป็นตัวนำที่ดี ($f < \sigma/(\epsilon_0 \epsilon_r)$)

ถ้ากรณีไดอิเล็กตริกแบบมีการสูญเสียน้อย ค่า ϵ_0 และ ϵ_r จะอยู่ในรูปของค่าคงที่ในแต่ ละความถี่ แต่ σ จะขึ้นอยู่กับความถี่ ดังที่จะแสดงในตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ค่าสภาพยอม และค่าสภาพนำของวัสดุไดอิเล็กตริก [9], [10]

Material	Relative permittivity, ϵ_r	Conductivity, σ (S/m)	Frequency(MHz)
Poor ground	4	0.001	100
Typical Ground	1.5	0.005	100
Good Ground	25	0.02	100
Sea water	81	5.0	100
Fresh water	81	0.001	100
Brick	4.44	0.001	4000
Limestone	7.51	0.028	4000
Marble	11.6	-	-
Glass, Corning 707	4	0.00000018	1
Glass, Corning 707	4	0.000027	100
Glass, Corning 707	4	0.005	10000

ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจากทั้งสองกรณีของการโพราไรซ์เซชันของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในทิศทางขนานและตั้งฉากในกรณีที่ตัวกลางทั้งสองเป็นไดอิเล็กตริก

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{\epsilon_r}{\epsilon_i} = \frac{\eta_2 \sin \theta_t - \eta_1 \sin \theta_i}{\eta_2 \sin \theta_t + \eta_1 \sin \theta_i} \tag{3.3}$$

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\epsilon_r}{\epsilon_i} = \frac{\eta_2 \sin \theta_i - \eta_1 \sin \theta_t}{\eta_2 \sin \theta_i + \eta_1 \sin \theta_t} \tag{3.4}$$

เมื่อ η_i คืออิมพีแดนซ์ของอินทรินซิก (Intrinsic impedance) ของตัวลําดับที่ i ($i = 1, 2$) ซึ่งคำนวณได้จาก $\sqrt{\mu_i/\epsilon_i}$ คืออัตราส่วนของสนามไฟฟ้าต่อสนามแม่เหล็กสำหรับระนาบปกติของคลื่น และความเร็วคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าคำนวณได้จาก $1/\sqrt{\mu_i/\epsilon_i}$ และจากบริเวณรอยต่อของตัวกลางทั้งสองสามารถใช้กฎของสแนลล์ได้

$$\sqrt{\mu_1/\epsilon_1} \sin(90 - \theta_i) = \sqrt{\mu_2/\epsilon_2} \sin(90 - \theta_t) \quad (3.5)$$

และจากกฎของแมกซ์เวลล์พบว่า

$$\theta_i = \theta_t \quad (3.6)$$

$$\text{และ } E_r = \Gamma E_i \quad (3.7)$$

$$E_t = (1 + \Gamma)E_i \quad (3.8)$$

เมื่อ Γ แทน Γ_{\parallel} และ Γ_{\perp} ซึ่งขึ้นกับสนามไฟฟ้าในแนวตั้งฉากหรือแนวนอนกับระนาบของการตกกระทบ

สำหรับกรณีที่ตัวกลางที่หนึ่งเป็นอวกาศว่างและค่า $\mu_1 = \mu_2$ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของทั้งสองกรณีโพลาไรซ์เซชันแนวตั้งและแนวนอน สามารถคำนวณได้ตามสมการด้านล่าง

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{-\epsilon_r \sin \theta + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta}}{\epsilon_r \sin \theta + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta}} \quad (3.9)$$

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\sin \theta - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta}}{\sin \theta + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta}} \quad (3.10)$$

3.2.1.2 การสะท้อนจากตัวนำสมบูรณ์ (Perfect conductors)

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าไม่สามารถเดินทางผ่านไปในวัสดุชนิดตัวนำสมบูรณ์ ทำให้กำลังงานทั้งหมดสะท้อนกลับไป สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ผิวของตัวนำจะมีค่าเป็นศูนย์ในตลอดเวลาตามสมการของแมกซ์เวลล์ และคลื่นสะท้อนจะมีค่าเท่ากับขนาดของคลื่นตกกระทบ สำหรับกรณีการโพลาไรซ์เซชันของสนามไฟฟ้าในระนาบของการตกกระทบ ดังนั้นที่ขอบเขตของเงื่อนไขจะเป็น

$$\theta_i = \theta_r \quad (3.11)$$

และ

$$E_i = E_r \quad (3.12)$$

สำหรับกรณีการโพลาไรซ์เซชันของสนามไฟฟ้าเป็นแนวนอนนั้น ขอบเขตของเงื่อนไขจะเป็นเช่นเดียวกัน

$$\theta_i = \theta_r \quad (3.13)$$

และ

$$E_i = -E_r \quad (3.14)$$

จากสมการทั้งหมด จะพบว่ากรณีที่เป็นตัวนำสมบูรณ์แบบ ค่า $\Gamma_{\parallel} = 1$ และ $\Gamma_{\perp} = -1$

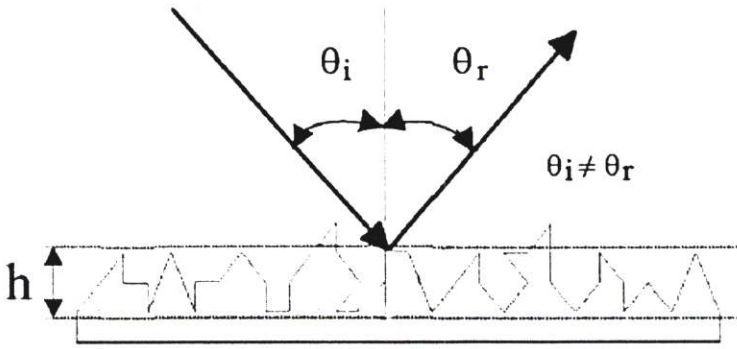
3.2.2 การกระจัดกระจาย Scattering

สัญญาณที่รับได้ที่แท้จริงในสภาวะแวดล้อมของวิทยุเคลื่อนที่มักจะมีความแรงของสัญญาณมากกว่าสิ่งที่คาดคะเนจากแบบจำลองการสะท้อนและการเลี้ยวเบน โดยมีสาเหตุจากที่เมื่อคลื่นวิทยุตกกระทบบนพื้นผิวที่ขรุขระ พลังงานที่สะท้อนขึ้นมาจะกระจายไปทั่วทุกทิศทาง วัตถุ อาทิเช่น เสาไฟฟ้า ต้นไม้ มักจะกระจายพลังงานไปทั่วทุกทิศทาง เป็นเหตุให้เกิดพลังงานคลื่นวิทยุเพิ่มขึ้นที่ตัวรับสัญญาณ

ในสภาพพื้นผิวเรียบซึ่งมีขนาดใหญ่กว่าความยาวคลื่นอาจจะถูกกำหนดรูปแบบให้เป็นเหมือนพื้นผิวที่สามารถช่วยการสะท้อนได้ อย่างไรก็ตามความขรุขระของพื้นผิวชนิดนี้มักจะก่อให้เกิดการแพร่กระจาย ซึ่งมีผลกระทบต่างจากการสะท้อนในรูปแบบที่ต้องมีการคาดคะเน ดังที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น ความขรุขระมักจะถูกทดสอบโดยใช้เกณฑ์ของเรย์ลี (Rayleigh criterion) ที่ให้คำจำกัดความความสูงของส่วนที่ยื่นออกหรือความสูงวิกฤต (h_c) ในรูปของมุมตกกระทบบน (θ_i) บ่อยๆ

$$h_c = \frac{\lambda}{8 \cos \theta_i} \quad (3.15)$$

ดังนั้นถ้าในพื้นผิวไหน มีค่า h คือระดับความสูงของพื้นผิวมีค่ามากกว่า h_c จะสามารถกล่าวได้ว่าพื้นผิวนั้นเป็นพื้นผิวที่ขรุขระ แต่ถ้า h มีค่าน้อยกว่า h_c จะสามารถกล่าวได้ว่าพื้นผิวนั้นเป็นพื้นผิวที่เรียบ



รูปที่ 3.4 ลักษณะการสะท้อนบนพื้นขรุขระ

เมื่อพื้นผิวเป็นพื้นขรุขระทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะต้องเปลี่ยนแปลงไป โดยนำค่า ปัจจัยการสูญเสียเนื่องจากการกระจัดกระจาย (Scattering loss factor), [11] มาใช้ในการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.16

$$\rho_s = \exp\left(-8\left(\frac{\pi\sigma_h \cos\theta_i}{\lambda}\right)^2\right) \quad (3.16)$$

โดย σ_h คือค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของพื้นผิวความสูง (The standard deviation of the height surface) หรือค่าเฉลี่ยความสูงของพื้นผิวที่ขรุขระและในรายงานฉบับนี้สมมุติให้พื้นผิวขรุขระมีการสุ่มแบบการแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian distributed random) ซึ่งทำให้ค่าปัจจัยการสูญเสียเนื่องจากการกระจัดกระจายเปลี่ยนไปดังสมการที่ 3.17

$$\rho_s = \exp\left(-8\left(\frac{\pi\sigma_h \cos\theta_i}{\lambda}\right)^2\right) I_0\left(8\left(\frac{\pi\sigma_h \cos\theta_i}{\lambda}\right)^2\right) \quad (3.17)$$

โดย I_0 คือ Modified Bessel function of zero-th order แต่ค่า Bessel function จะมีค่าน้อยมาก จึงสามารถกล่าวได้ค่าปัจจัยการสูญเสียเนื่องจากการกระจัดกระจายที่มีการกระจายความสูงแบบเกาส์นั้นมีค่าเท่ากับค่าปัจจัยการสูญเสียเนื่องจากการกระจัดกระจาย ตามสมการที่ 3.16

และค่าปัจจัยการสูญเสียเนื่องจากการกระจัดกระจายนำมาปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนดังสมการที่ 3.18 และ 3.19

$$\Gamma_{v,rough} = \rho_s \cdot \Gamma_v \quad (3.18)$$

$$\Gamma_{h,rough} = \rho_s \cdot \Gamma_h \quad (3.19)$$

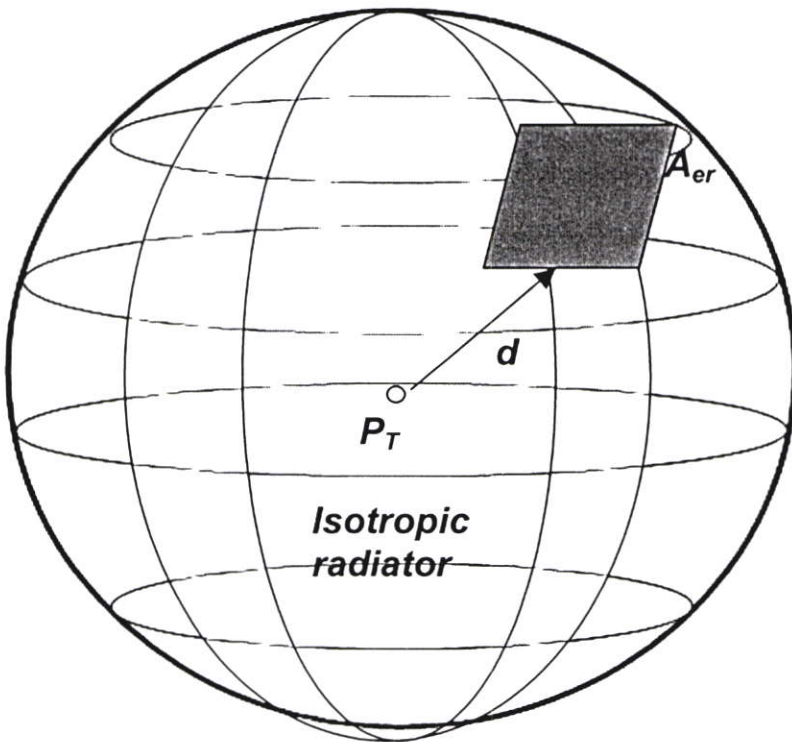
3.3 แบบจำลองในการสูญเสียเชิงวิถี

3.3.1 การสูญเสียเชิงวิถีในอากาศว่าง

ในระบบสื่อสารไร้สาย (Wireless communication) สัญญาณที่กำเนิดขึ้นจากภาคส่งเช่น สถานีฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ต้องนำไปป้อนเข้าสายอากาศเพื่อแปลงสัญญาณอิเล็กทรอนิกส์ไปเป็นสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic field; EM) สำหรับแพร่กระจายผ่านสื่อสัญญาณซึ่งโดยทั่วไปคืออากาศ เมื่อสัญญาณเดินทางถึงภาครับเช่นเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ก็จะมีสายอากาศสำหรับรับสัญญาณ ซึ่งทำหน้าที่ที่กลับกันกับที่ภาคส่งคือรับสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อแปลงกลับให้เป็นสัญญาณอิเล็กทรอนิกส์อีกครั้ง ในการศึกษาเรื่องการแพร่กระจายสัญญาณจะเริ่มพิจารณาจากแหล่งแผ่สัญญาณแบบทุกทิศทาง (Isotropic radiator) ดังที่รูป 3.5 ฉะนั้นถ้ากำหนดให้ P_T เป็นกำลังของแหล่งกำเนิดสัญญาณ แล้วความหนาแน่นกำลังของสัญญาณที่ตำแหน่งห่างออกไป d จะมีค่าเท่ากับ

$$p(d) = \frac{P_T}{4\pi d^2} \quad (3.20)$$

โดยที่ $4\pi d^2$ คือพื้นที่ผิวของทรงกลมที่มีรัศมีเท่ากับ d



รูปที่ 3.5 แหล่งกำเนิดสัญญาณแบบทุกทิศทาง

ถ้านำสายอากาศหนึ่งอัน ไปปรับสัญญาณที่ตำแหน่งห่างจากภาคส่งเท่ากับ d กำลังของสัญญาณที่รับได้จะมีค่าเท่ากับ

$$P_R = p(d)A_{er} = \frac{P_T A_{er}}{4\pi d^2} \quad \text{watt/m}^2 \quad (3.21)$$

โดย A_{er} คือขนาดพื้นที่ผิวของสายอากาศที่สามารถดูดซึมหรือรับสัญญาณได้ (Effective area) ณ ที่ภาครับสัญญาณ ตามสมการต่อไปนี้

$$A_{er} = \frac{\text{total power strated}}{\text{incident power flux density}} \quad (3.22)$$

ในกรณีที่เรานำสายอากาศมาใช้ส่งสัญญาณที่ภาคส่ง เราจะเรียกการนิยามพื้นที่ผิวดังกล่าวไว้ว่า A_{er} และถ้าสายอากาศที่พิจารณายังไม่มีการระบุชัดเจนว่าเป็นสายอากาศส่งหรือรับก็จะเรียกนิยามค่าขนาดพื้นที่ผิวดังกล่าวไว้ว่า A_e โดยทั่วไปขนาดของพื้นที่ผิว A_e มีความสัมพันธ์กับขนาดพื้นที่ผิวทางกายภาพของสายอากาศ A_p ดังนี้

$$A_e = \eta A_p \quad (3.23)$$

โดย η คือ ค่าที่บ่งถึงประสิทธิภาพของสายอากาศ ซึ่งมีค่าประมาณ 0.55 สำหรับสายอากาศแบบจานพาราโบลา (Parabolic shaped reflector)

พารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งของสายอากาศคือ อัตราขยายของสายอากาศ (Gain) หรือเรียกสั้น ๆ ว่า G ค่าอัตราขยายของสายอากาศนี้เป็นการเปรียบเทียบความสามารถในการรับกำลังของสัญญาณสำหรับทิศทางใดทิศทางหนึ่งเทียบกับความสามารถในการรับกำลังสัญญาณจากพื้นที่ผิวของทรงกลม

ค่าอัตราขยายของสายอากาศมีความสัมพันธ์กับขนาดพื้นที่ผิวของสายอากาศที่สามารถดูดซึมหรือรับสัญญาณ A_e ดังนี้

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad \text{สำหรับกรณีที่ } A_e \gg \lambda^2 \quad (3.24)$$

โดย λ คือ ค่าความยาวคลื่น ซึ่งสัมพันธ์กับความถี่ f ในรูป $c = \lambda f$ เมื่อ c เป็นความเร็วของแสง 3×10^8 m/s

กลับมาพิจารณาสมการที่ 3.21 อีกครั้ง อาศัยความสัมพันธ์ตามสมการที่ 3.24 ประกอบกับการพิจารณาเพิ่มเติมถึงกรณีที่สายอากาศส่งมีค่าอัตราขยายเท่ากับ G_T ด้วยจะได้ว่า

$$P_R = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \quad (3.25)$$

สมการความสัมพันธ์ที่ได้นี้มีชื่อเรียกกันทั่วไปว่า Friis transmission equation [9] ซึ่งจะกล่าวโดยละเอียดในหัวข้อถัดไป

ในการส่งคลื่นสัญญาณผ่านอวกาศว่าง เราจะนิยามให้ค่าการสูญเสียเชิงวิถีในอวกาศว่าง (Free space path loss) มีค่าเป็นอัตราส่วนระหว่างกำลังของสัญญาณที่รับได้ต่อกำลังของสัญญาณที่ถูกส่งออกมา ซึ่งเป็นรูปความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 \quad (3.26)$$

โดยที่ P_R คือ กำลังของสัญญาณที่รับได้

P_T คือ กำลังของสัญญาณที่ส่งออก

G_R คือ อัตราขยายของสายอากาศรับ

G_T คือ อัตราขยายของสายอากาศส่ง

λ คือ ค่าความยาวคลื่นซึ่ง $\lambda = c/f$ โดยที่ c คือความเร็วแสง 3×10^8 m/s

และ f คือ ความถี่ของสัญญาณ (Hz)

d คือ ระยะระหว่างภาครับและภาคส่ง (m)

การสูญเสียกำลังของสัญญาณในอวกาศว่างโดยทั่วไปแล้วจะคิดค่าเป็นหน่วยของเดซิเบล (dB) ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} L_{db} &= 10\log(P_T) - 10\log(P_R) \\ &= 32.44 + 20\log(f) + 20\log(d) - 10\log(G_T) - 10\log(G_R) \end{aligned} \quad (3.27)$$

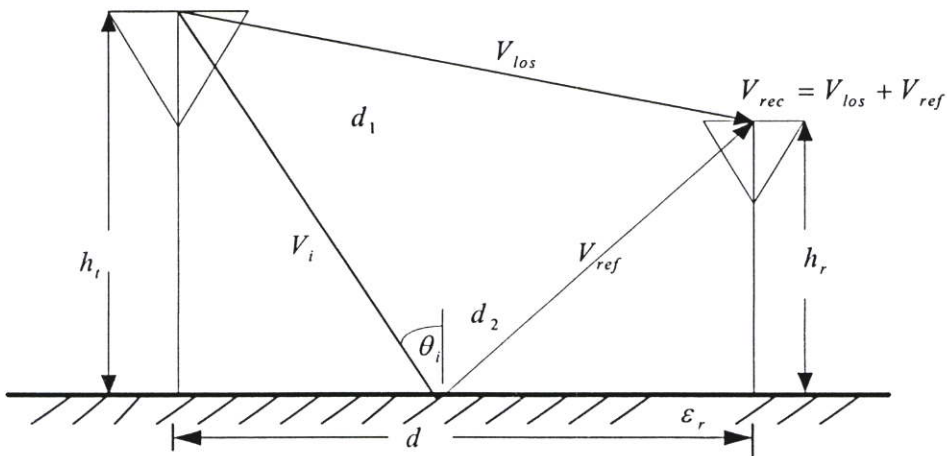
โดยที่ d มีหน่วยเป็น km และ f มีหน่วยเป็น MHz

จากสมการนี้จะเห็นว่าค่าการสูญเสียของสัญญาณจะเพิ่มตามระยะทางและค่าความถี่ของคลื่นสัญญาณ

3.3.2 การสูญเสียเชิงวิถีเนื่องจากพื้นผิวเรียบ

ในส่วนต่อนี้จะกล่าวถึงผลกระทบของพื้นผิวต่อการส่งผ่านสัญญาณ โดยเปรียบเทียบกับ การส่งผ่านสัญญาณในอากาศว่าง ทั้งนี้สมมติให้การส่งผ่านสัญญาณนี้เกิดขึ้นในบริเวณที่มีพื้นผิว เรียบไม่มีสิ่งก่อสร้างใด ๆ หรือเนินเขาในบริเวณนั้นเลย ดังนั้นสัญญาณที่รับได้จะประกอบด้วย สัญญาณเพียง 2 ส่วน คือ ส่วนที่แพร่มาจากแหล่งกำเนิดสัญญาณโดยตรงและส่วนที่สะท้อนจากพื้น ผิวดังที่แสดงดังรูปที่ 3.6 ซึ่งจะเห็นว่ามีความแตกต่างจากในกรณีของการส่งผ่านสัญญาณในอวกาศ ว่างตรงที่ได้รับสัญญาณเพิ่มขึ้นอีกหนึ่งสัญญาณจากส่วนที่สะท้อนกับพื้นผิวและเราจะเรียกการสูญ เสียของสัญญาณในสภาพแวดล้อมลักษณะนี้ว่า การสูญเสียเชิงวิถีเนื่องจากพื้นผิวเรียบ (Plane path loss)

ถ้าหากเราสมมติว่าพื้นผิวที่สะท้อนมีลักษณะราบเรียบและมีคุณสมบัติเป็นตัวนำที่เคลื่อน ที่กระทบกับผิวจะสะท้อนออกเกือบทั้งหมดโดยที่มีเฟสเปลี่ยนไป 180 องศา



รูปที่ 3.6 แบบจำลองการสะท้อนจากพื้นผิวเรียบ

เนื่องจากคลื่นทั้งสองเดินทางในเส้นทางที่ต่างกันซึ่งมีระยะทางที่ต่างกัน ดังนั้นสัญญาณทั้งสอง ส่วนเมื่อเดินทางถึงสายอากาศที่ภาครับอาจจะมีเฟสที่แตกต่างกัน ดังนั้นในการคำนวณหาค่าพลังงาน ของสัญญาณรวมจึงต้องคำนึงถึงค่าความต่างเฟสนี้ด้วย ในการคำนวณหาค่าความต่างเฟสนี้จำเป็นต้อง คำนวณหาความแตกต่างระหว่างระยะทางทั้งสองก่อนซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$\Delta d = d_2 - d_1 = \sqrt{(h_T + h_R)^2 + d^2} - \sqrt{(h_T - h_R)^2 + d^2} \quad (3.28)$$

เนื่องจากค่า $h_T + h_R \ll d$ เราสามารถใช้ Binomial series มาช่วยในการประมาณค่า Δd ดังนี้

$$(1+x)^n = 1 + nx + \frac{n(n-1)}{2!}x^2 + \dots + \frac{n(n-1)\dots(n-r+1)}{r!}x^r + \dots [n \in \mathbb{Q}, |x| < 1] \quad (3.29)$$

จากความสัมพันธ์ข้างต้นเราประมาณค่า Δd ได้เป็น

$$\Delta d \approx d \left[1 + \frac{(h_T + h_R)^2}{2d^2} - 1 - \frac{(h_T - h_R)^2}{2d^2} \right] = \frac{2h_T h_R}{d} \quad (3.30)$$

ดังนั้นเมื่อคลื่นทั้งสองพบกันที่สายอากาศรับจะมีเฟสต่างกันเท่ากับ

$$\delta - \pi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d - \pi \quad (3.31)$$

เมื่อนำสัญญาณคลื่นสองคลื่นที่มีความต่างเฟสเท่ากับ $\delta - \pi$ มารวมกันแบบเวกเตอร์จะได้คลื่นที่มีกำลังเป็น $2(1 - \cos \delta)$ หรือ $4 \sin^2(\delta/2)$ เท่าของกำลังคลื่นจากหนึ่งแหล่ง และถ้าหาก δ มีขนาดเล็กมากเราสามารถประมาณค่า $4 \sin^2(\delta/2)$ ให้เป็นค่า δ^2 ได้

ค่าการสูญเสียเชิงวิถีของการแพร่กระจายคลื่นบนพื้นผิวเรียบจึงมีค่าเท่ากับ

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 \delta^2 = G_T G_R \left[\frac{h_T h_R}{d^2} \right]^2 \quad (3.32)$$

เมื่อคิดในหน่วยของเดซิเบลจะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} L_{db} &= 10 \log(P_T) - 10 \log(P_R) \\ &= 40 \log(d) - 20 \log(h_T) - 20 \log(h_R) - 10 \log(G_T) - 10 \log(G_R) \end{aligned} \quad (3.33)$$

การคำนวณนี้มีประโยชน์เพราะสามารถนำมาใช้อธิบายปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นอย่างคร่าว ๆ ได้ 2 เรื่องคืออัตราการลดทอนของสัญญาณเนื่องจากการสูญเสียเชิงวิถีในการส่งผ่านคลื่นที่คิดถึงผลกระทบของพื้นผิวมีค่าที่สูงกว่าการส่งผ่านคลื่นในอวกาศว่างและขนาดความสูงของสายอากาศส่งมีผลกระทบต่อค่าการสูญเสียเชิงวิถีโดยที่ถ้าเพิ่มความสูงของสายอากาศของสถานีฐานขึ้นเท่าตัว เราจะสามารถลดค่าการสูญเสียเชิงวิถีลงประมาณ 6 dB ซึ่งค่านี้ใกล้เคียงกับผลที่วัดได้ในทางปฏิบัติ หากแต่ว่าการเพิ่มความสูงของสายอากาศโทรศัพท์เคลื่อนที่ขึ้นเท่าตัวมิได้ให้ผลในลักษณะเดียวกับการเพิ่มความสูงสายอากาศของสถานีฐาน เพราะผลการวัดจริงในทางปฏิบัติพบว่าค่าการสูญเสียเชิง

วิธีนี้จะลดลงเพียงประมาณ 3 dB ทั้งนี้สาเหตุก็เนื่องมาจากการที่แบบจำลองที่ใช้ยังเป็นแบบง่าย ๆ ดังนั้นจึงไม่สามารถนำมาใช้จำลองผลกระทบของความสูงของสายอากาศต่อค่าการสูญเสียเชิงวิถีในสภาพแวดล้อมจริงได้

3.3.3 สมการการส่งผ่านคลื่นของฟรีส (Friis Transmission Equation)

มักจะพบอยู่เสมอว่าเราใช้สมการการส่งคลื่นของฟรีสในการวิเคราะห์และออกแบบระบบเรดาร์และระบบสื่อสารในการวิเคราะห์และออกแบบระบบเรดาร์และระบบสื่อสารดังนั้นต่อไป

สมการการส่งคลื่นของฟรีส แสดงความสัมพันธ์ของกำลังงานระหว่างสายอากาศ 2 ตัว ที่สายอากาศรับได้ต่อกำลังงานที่สายอากาศส่งออกไป เมื่อสายอากาศทั้งสองวางอยู่ห่างกันด้วยระยะทาง R ซึ่งมีค่ามากกว่า $2D^2/\lambda$ และสมมติว่าสายอากาศส่งเป็นแบบไอโซทรอปิกก่อน ถ้ากำลังงานที่เข้าอินพุตของสายอากาศส่งเป็น P_t จะให้ความหนาแน่นของกำลังงาน ที่ระยะทาง R จากสายอากาศเป็น W_o ซึ่งมีค่าดังนี้

$$W_o = \frac{e_{\theta} P_t}{4\pi R^2} \quad (3.34)$$

เมื่อ e_{θ} เป็นประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศส่ง คราวนี้ถ้าสายอากาศส่งไม่เป็นแบบไอโซทรอปิกกำลังงานใน (2.88) ในทิศทาง θ_t, ϕ_t เขียนได้ดังนี้

$$W_t = \frac{P_t G_t(\theta_t, \phi_t)}{4\pi R^2} = \frac{e_{\theta} P_t D_{gr}(\theta_t, \phi_t)}{4\pi R^2} \quad (3.35)$$

เมื่อ $G_t(\theta_t, \phi_t)$ เป็นอัตราขยาย และ $D_{gr}(\theta_t, \phi_t)$ เป็นทิศทางของอัตราขยาย (Directive gain) ของสายอากาศในทิศทาง θ_t, ϕ_t เนื่องจากพื้นที่ที่เป็นผล (Effective aperture; A_e) ของสายอากาศสัมพันธ์กับประสิทธิภาพ e_{θ} และทิศทางของอัตราขยาย D_{gr}

$$A_e = e_{\theta} D_{gr}(\theta_t, \phi_t) \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (3.36)$$

ดังนั้นจำนวนกำลังงาน P_r ที่ถูกรับโดยสายอากาศรับ สามารถเขียนได้โดยใช้ (3.35), (3.36) และปัจจัยการสูญเสียจากการโพราไรซ์เซชันว่ามีค่าดังนี้คือ

$$\begin{aligned}
 P_r &= e_{r'} D_{gr}(\theta_r, \phi_r) \lambda^2 \frac{W_t}{4\pi} \\
 &= \frac{e_{r'} \lambda^2 D_{gr}(\theta_r, \phi_r) |P_t \hat{P}_t \hat{P}_r|^2}{(4\pi R)^2} \quad \text{หรือ} \\
 \frac{P_r}{P_t} &= e_{cdt} D_{cdr} (1 - |r_t|^2) (1 - |r_r|^2) \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 D_{gr}(\theta_r, \phi_r) |\hat{P}_t \cdot \hat{P}_r|^2 \quad (3.37)
 \end{aligned}$$

ในกรณีที่ เป็นสายอากาศที่โพลาไรซ์เซชันตรงกัน และมีทิศทางของสายอากาศให้ส่งและรับได้แรงที่ สุดจะลดลงเป็นดังนี้

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t G_r \quad (3.38)$$

เรียก (3.37) และ (3.38) ว่าสมการการส่งคลื่นของฟรีส และเทอม $(\lambda/4\pi R)^2$ เป็นปัจจัยที่แสดงการสูญเสียของอวกาศว่าง

3.3.3.1 การวิเคราะห์ระบบแถบกว้างยิ่งโดยใช้สูตรของฟรีส

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการศึกษาถึงการแพร่กระจายของสัญญาณในระบบแถบกว้างยิ่ง โดยในระบบแถบแคบ โดยปรกติ นั้นจะถูกกำหนดโดยใช้ Friis' transmission formula แต่ว่ามันไม่สามารถนำมาใช้ได้โดยตรงกับการส่งสัญญาณในระบบแถบกว้างยิ่ง โดยในสูตรนั้นนั้นมีข้อจำกัดในเรื่องของความถี่ แต่อย่างไรก็ตามรูปร่างของสัญญาณนั้น อาจจะผิดเพี้ยนไปเนื่องจาก คุณสมบัติในการตอบสนองความถี่ของสายอากาศโดยได้มีการปรับปรุงสมการของฟรีส เพื่อวิเคราะห์ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โดยสมการของฟรีสสามารถอธิบายได้ดังนี้คือ

$$G_{\text{Friis}}(f) = \frac{P_r(f)}{P_t(f)} = G_f(f) \cdot G_r(f) \cdot G_t(f) \quad (3.39)$$

โดย $P_t(f)$ และ $P_r(f)$ คือกำลังของสัญญาณด้านส่งและสัญญาณด้านรับในรูปของกำลังงาน และ $G_t(f)$ และ $G_r(f)$ เป็นอัตราขยายของสัญญาณด้านส่งและสัญญาณด้านรับในรูปของเดซิเบล

$$G_f(f) = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = \left(\frac{c}{4\pi d f} \right)^2 \quad (3.40)$$

โดยที่ $G_f(f)$ คืออัตราขยายของช่องสัญญาณในอวกาศสว่างหรือทิศทางที่มองเห็น (Line of sight, LOS) หรือเขียนอยู่ในรูปของฟังก์ชันการถ่ายโอนดังสมการ

$$H_{e-friis}(f, d) = H_f(f, d)H_r(f)H_t(f) \quad (3.41)$$

โดย H_f คือฟังก์ชันการถ่ายโอนของอวกาศสว่างและ H_r และ H_t คือฟังก์ชันการถ่ายโอนของสายอากาศด้านส่งและด้านรับและสำหรับกรณี ไอโซทรอปิก (Isotropic)

$$H_{e-Friis', Iso}(f) = H_f \cdot H_i \quad (3.42)$$

และสามารถคำนวณหาฟังก์ชันการถ่ายโอนของอวกาศสว่างได้จากสมการที่ 3.43

$$H_f(f, d) = \frac{c}{4\pi df} \exp(-jkd) \quad (3.43)$$

โดย $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ และสมการส่งผ่าน Friis's transmission formula ตามสมการที่ 3.41 เมื่อนำมาใช้กับระบบสื่อสารที่เป็นแบบแถบกว้าง เช่น ระบบแถบกว้างยิ่ง จะพบว่ามิใช่ข้อจำกัดในเรื่องของความถี่ที่มีช่วงกว้าง ดังนั้นจึงมีการปรับปรุงสมการของ Friis's transmission formula เป็นตามสมการที่ 3.44 ซึ่งเรียกว่า Extension Friis's transmission formula [12] โดยมีการแต่จะเขียนอยู่ในรูปของฟังก์ชันการถ่ายโอน โดยการเพิ่มฟังก์ชันการถ่ายโอนของ Generator pulse filter, H_i

$$H_{e-friis}(f, d) = H_f(f, d)H_i(f)H_r(f)H_t(f) \quad (3.44)$$

และผลตอบแทนทางอิมพัลส์ของอวกาศสว่างสามารถคำนวณได้จาก Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) ซึ่ง H_f นั้นเป็นฟังก์ชันการส่งผ่านสัญญาณในอากาศ $H_r(f)$ และ $H_t(f)$ เป็นฟังก์ชันการส่งผ่านสัญญาณของสายอากาศตัวรับ และตัวส่งตามลำดับ

3.4 แบบจำลองทฤษฎีการสะท้อนจากพื้น

จากรูปที่ 3.6 แสดงถึงแบบจำลองการสะท้อนจากพื้นผิว (Ground reflection model) หรือแบบจำลองสองวิถี (Two-path model) เป็นแบบจำลองที่พิจารณาสัญญาณ 2 สัญญาณคือสัญญาณที่มาจากทิศทางตรง (Direct path) เป็นสัญญาณที่เดินทางจากสายอากาศด้านส่งมาถึงสายอากาศด้าน

รับโดยไม่มีสิ่งกีดขวางหรือทิศทางที่มองเห็นได้และสัญญาณที่มาจาก การสะท้อน (Reflection path) เป็นสัญญาณที่เดินทางจากสายอากาศด้านส่งมาถึงสายอากาศด้านรับ โดยสัญญาณจะเดินทาง กระทบพื้นผิวและสะท้อนกลับมา

โดยสามารถคำนวณหาระยะทางระหว่างสายอากาศด้านส่งกับสายอากาศด้านรับในทิศทางที่มองเห็นได้ (d_1) และระยะทางระหว่างสายอากาศด้านส่งกับสายอากาศด้านรับในทิศทางที่สะท้อนจากพื้น (d_2) ดังสมการที่ 3.45 และ 3.46

$$d_1 = \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} \quad (3.45)$$

$$d_2 = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} \quad (3.46)$$

โดย d คือระยะทางระหว่างสายอากาศด้านส่งกับสายอากาศด้านรับ และ h_t , h_r คือ ความสูงของสายอากาศด้านส่งกับด้านรับ ตามลำดับ

และสามารถคำนวณหาค่ามุมตกกระทบ (θ_i) จากสมการที่ 3.47

$$\theta_i = \tan^{-1}\left(\frac{h_t + h_r}{d}\right) \quad (3.47)$$

ส่วนสัญญาณด้านรับสามารถคำนวณได้จากสัญญาณที่มาจากอวกาศว่างร่วมกับสัญญาณ ที่สะท้อนมาจากพื้นผิว ดังสมการที่ 3.48

$$V_{rec} = V_{los} + V_{ref} \quad (3.48)$$

โดย V_{rec} คือสัญญาณที่สายอากาศด้านรับตรวจสอบได้ และ V_{los} คือสัญญาณจากทิศทาง LOS และ V_{ref} คือสัญญาณที่สะท้อนจากพื้นผิว ซึ่ง V_{los} สามารถคำนวณได้จากสมการของ ฟรีส ส่วน V_{ref} สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.49

$$V_{ref} = \Gamma V_i \quad (3.49)$$

โดย Γ คือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพื้นผิว (Reflection coefficient of ground) ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ 3.50

$$\Gamma = \Gamma_v + \Gamma_h \quad (3.50)$$

โดย Γ_v, Γ_h คือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพื้นผิวในโพลาไรเซชันแนวตั้ง (Vertical polarization) และแนวนอน (Horizontal polarization) ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ 3.51 และ 3.52

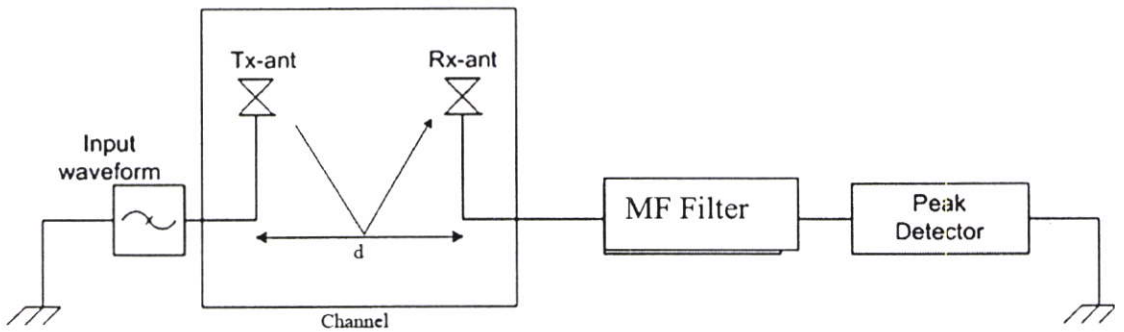
$$\Gamma_v = \frac{-\epsilon_r \sin \theta + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta}}{\epsilon_r \sin \theta + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta}} \quad (3.51)$$

$$\Gamma_h = \frac{\sin \theta - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta}}{\sin \theta + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta}} \quad (3.52)$$

3.5 วงจรกรองแมตช์ (Matched filter)

ในสัญญาณด้านรับมีการนำเอาวงจรกรองแมตช์มาใช้ในปรับปรุงคุณภาพของสัญญาณด้านรับหรืออัตราส่วนสัญญาณที่รับได้ต่อสัญญาณรบกวน (Signal to noise ratio; SNR) โดยดูจากบลิ๊อคไดอะแกรมจะอยู่หลังจากสายอากาศด้านรับ

วงจรกรองแมตช์ในการกรองความถี่ $H_{Friis}(f)$ สามารถหาคำนวณได้สมการที่ 3.53



รูปที่ 3.7 แบบแผนของระบบการส่งสัญญาณ

$$H_{MF}(f) = \frac{H_{e-Friis}^*(f)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |H_{e-Friis}(f)|^2 df}} \quad (3.53)$$

ซึ่งจากสมการที่ได้ ค่ากำลังของสัญญาณรบกวนที่ได้จะมีค่าคงที่ ดังสมการที่ 3.54

$$\int_{-\infty}^{\infty} |H_{MF}(f)|^2 df = 1 \quad (3.54)$$

โดยในกรณีนี้ รูปร่างของสัญญาณเอาต์พุต E_i และสเปกตรัมทางด้านรับจะได้เป็น $h_{e-Friis}(t)$ และ $H_{e-Friis}(f)$ ตามลำดับ รูปร่างของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มาจากวงจรกรองแม่ตซ์ $v_{MF}(t)$ จะเป็นดังนี้

$$v_{MF}(t) = h_{e-Friis}(t) * h_{MF}(t) \quad (3.55)$$

$$= \frac{h_{e-Friis}(t) * h_{e-Friis}(-t)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} h_{e-Friis}^2(t) dt}} \quad (3.56)$$

สำหรับสเปกตรัมของเอาต์พุตที่มาจากวงจรกรองแม่ตซ์ $V_{MF}(f)$

$$V_{MF}(f) = H_{e-Friis}(f)H_{MF}(f) \quad (3.57)$$

$$= \frac{H_{e-Friis}(f)^2}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |H_{e-Friis}(f)|^2 df}} \quad (3.58)$$

ค่าสูงสุดของสัญญาณจะได้เป็น

$$\max_t v_{MF}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} V_{MF}(f) df \quad (3.59)$$

$$= \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |H_{e-Friis}(f)|^2 df} \quad (3.60)$$

3.6 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์

ในการสื่อสารไร้สายนั้นจำเป็นต้องพิจารณาถึงปัจจัยต่าง ๆ ที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงระดับของสัญญาณไม่ว่าจะเป็นระดับของกำลังงาน เวลาประวิงที่เกิดขึ้นหรือความผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณที่รับได้เมื่อทำการส่งสัญญาณจากภาคส่งไปยังภาครับ โดยผลที่เกิดขึ้นเหล่านี้จะต้องทำการตรวจสอบเบื้องต้นด้วยวิธีการวัดจากนั้นผลที่ได้จากการวัดหรือที่เรียกว่าข้อมูลดิบ (Raw data) นั้นจำเป็นต้องนำมาวิเคราะห์ตามขั้นตอนต่าง ๆ เพื่อให้ทราบถึงผลกระทบหรือการเปลี่ยนแปลงดังที่ได้กล่าวไปแล้วโดยในขั้นตอนนี้มีมีความสำคัญพอ ๆ กับขั้นตอนการวัดซึ่งมีความจำเป็นต้องทำความเข้าใจในพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องเพื่อผลการวิเคราะห์ที่ถูกต้องและเชื่อถือได้โดยในหัวข้อนี้จะขอกกล่าวถึงเฉพาะพารามิเตอร์ที่สำคัญ ๆ ดังนี้

3.6.1 การกระจายทางเวลา

จากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นว่าเส้นทางการแพร่กระจายของสัญญาณระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับมีได้หลายทิศทาง และสัญญาณแต่ละส่วนมักจะส่งผ่านในเส้นทางที่มีระยะทางไม่เท่ากัน สัญญาณบางส่วนอาจจะเดินทางเป็นเส้นตรงระหว่างภาคส่งและภาครับ สัญญาณส่วนนี้มักจะเดินทางถึงภาครับได้เร็ว ในขณะที่สัญญาณส่วนอื่นที่มีการตกกระทบพื้นผิวของวัตถุและเกิดการสะท้อนหลายครั้งกว่าจะเดินทางถึงภาครับ สัญญาณมักจะใช้เวลาการแพร่กระจายที่ยาวนานกว่า ความล่าช้าในการเดินทางของสัญญาณแต่ละส่วนก่อให้เกิดปัญหาที่เรียกว่า การแผ่ประวิง (Delay spread) ขึ้น นั่นคือสัญญาณแต่ละส่วนใช้เวลาเดินทางถึงจุดหมายไม่เท่ากัน ในหัวข้อนี้ได้พิจารณาถึงเวลาที่ถูกเลื่อนออกไปของสัญญาณที่เข้ามายังภาครับ ซึ่งในส่วนของกระจายทางเวลา (Time dispersion) นั้นสามารถที่จะวิเคราะห์โดยใช้พารามิเตอร์ที่เรียกว่า ค่าเฉลี่ยของเวลาที่เลื่อนเกินออกไปจากค่าเวลาเดิมหรือค่าเฉลี่ยเวลาประวิง (Mean excess delay: $\bar{\tau}$) และค่าการแผ่ประวิง (RMS delay spread: σ_τ) ซึ่งค่าพารามิเตอร์ทั้ง 2 ตัวนี้ถูกนิยามไว้ดังสมการที่ 3.21 และ 3.22 ตามลำดับ

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^n a_i^2 \tau_i}{\sum_{i=1}^n a_i^2} = \frac{\sum_{i=1}^n P(\tau_i) \tau_i}{\sum_{i=1}^n P(\tau_i)} \quad (3.61)$$

โดยที่ a_i คือ ขนาดของสัญญาณเส้นทางที่ i
 τ_i คือ เวลาประวิงที่เกิดขึ้นของสัญญาณเส้นทางที่ i
 $P(\tau_i)$ คือ กำลังงานของสัญญาณเส้นทางที่ i

สำหรับค่าการแผ่ของเวลาประวิงนั้นจะนิยามคือ

$$\sigma_\tau = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (3.62)$$

ซึ่ง

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_{i=1}^n a_i^2 \tau_i^2}{\sum_{i=1}^n a_i^2} = \frac{\sum_{i=1}^n P(\tau_i) \tau_i^2}{\sum_{i=1}^n P(\tau_i)} \quad (3.63)$$

3.6.2 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์

ในการตรวจสอบหาความผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณที่รับได้นั้นสามารถวิเคราะห์และแสดงให้เห็นโดยพิจารณาจากค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient) ดังแสดงนิยามตาม สมการที่ 3.64 ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างค่าสูงสุดของค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross correlation) ที่เป็นฟังก์ชันของสัญญาณส่งและสัญญาณที่รับได้กับค่าสูงสุดของค่าสัมบูรณ์ที่สองของผลคูณระหว่างค่าอัตสหสัมพันธ์ (Auto correlation) ของสัญญาณส่งและสัญญาณที่รับได้โดยสมการที่นิยามถึงค่าดังกล่าวแสดงให้เห็นตามสมการที่ 3.65 ถึงสมการที่ 3.67 ตามลำดับ

$$\rho = \frac{\max |r_{ab}(\tau)|}{\max \sqrt{r_a(\tau)r_b(\tau)}} \quad (3.64)$$

โดยสมการที่นิยามค่าสหสัมพันธ์ข้าม คือ

$$r_{ab}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} v_i(\tau)v_r(t+\tau)dt \quad (3.65)$$

และสมการที่นิยามค่าอัตสหสัมพันธ์ คือ

$$r_a(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} v_i(\tau)v_i(t+\tau)dt \quad (3.66)$$

$$r_b(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} v_r(\tau)v_r(t+\tau)dt \quad (3.67)$$

โดยที่

$v_i(t)$ คือ สัญญาณส่ง

$v_r(t)$ คือ สัญญาณที่รับได้

3.6.3 การสูญเสียกำลังงาน

ในระบบการสื่อสารไร้สายนั้นเป้าหมายหลักของการจำลองการแพร่กระจายคลื่นคือ การคาดการณ์ถึงค่าความสูญเสียกำลังงานของสัญญาณ (PL) เนื่องจากการแพร่กระจายผ่านช่องสัญญาณโดยพิจารณาจากอัตราส่วนระหว่างระดับกำลังงานที่ใช้ส่งและระดับกำลังงานที่รับได้ ซึ่งโดยทั่วไปมักจะแสดงให้อยู่ในหน่วยของเดซิเบล (Decibel) ดังแสดงในสมการที่ 3.68

$$PL = 20 \log \left(\frac{v_i(t)}{v_r(t)} \right) \quad (3.68)$$

โดยที่

- v_i คือ ระดับสัญญาณที่ใช้ส่ง
 v_r คือ ระดับสัญญาณที่รับได้

โดยในการวิเคราะห์การสูญเสียของกำลังงานในระบบแถบกว้างยิ่ง PL_{UWB} นั้นจะพิจารณาที่กำลังงานสูงสุดของสัญญาณที่ใช้ส่งและกำลังสูงสุดของสัญญาณที่รับได้ซึ่งเป็นฟังก์ชันของระยะทาง (d) โดยมีนิยามเป็นไปตามสมการที่ 3.69 และ 3.70 ตามลำดับ

$$PL_{UWB}(d)[dB] = 20 \log \left(\frac{\max |v_i(t)|}{\max |v_r(t, d)|} \right) \quad (3.69)$$

โดยในสมการที่ 3.29 ได้กำหนดให้ขนาดของสัญญาณที่ใช้ส่งมีค่าเท่ากับ 1 ดังสมการข้างล่าง

$$PL_{UWB}(d)[dB] = -20 \log(\max |v_r(t, d)|) \quad (3.70)$$

3.6.4 อัตราขยายเชิงวิถี (Path gain)

ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้อัตราขยายเชิงวิถีมาใช้ในการวิเคราะห์หาการลดทอนของสัญญาณด้านรับโดยอัตราขยายเชิงวิถีเป็นส่วนกลับของการสูญเสียเชิงวิถีและสามารถคำนวณหาการสูญเสียเชิงวิถีในแบบจำลองการสะท้อนจากพื้นเป็นอัตราส่วนของขนาดขดคลื่นที่สูงสุดของสัญญาณด้านส่งกับขนาดของขดคลื่นที่สูงสุดของสัญญาณด้านรับ ซึ่งสามารถเขียนในอยู่ในรูปเคซิเบลดังสมการที่ 3.71

$$PL = 20 \log_{10} \left(\frac{\max |v_i(t)|}{\max |v_r(t')|} \right) \quad (3.71)$$

และ อัตราขยายเชิงวิถีเป็นส่วนกลับของการสูญเสียเชิงวิถี ดังสมการที่ 3.72

$$PG = 20 \log_{10}(\max |v_r(t')|) \quad (3.72)$$

โดย t' คือเวลาที่สัญญาณด้านรับมาถึงสายอากาศด้านรับ

3.6.5 ระยะเวลาจุกหักมุม

การหาค่าระยะเวลาจุกหักมุมจะบ่งบอกถึงการลดทอนของสัญญาณในช่องสัญญาณแถบกว้าง ยิ่งได้โดยการระยะทางระหว่างสายอากาศด้านส่ง และด้านรับอยู่ในระยะก่อนถึงระยะเวลาจุกหักมุมจะพบว่าค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดขึ้น จะเหมือนกับค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดขึ้นใน อวกาศว่าง และถ้าระยะทางระหว่างสายอากาศด้านส่งและด้านรับมากกว่าระยะของจุกหักมุมจะพบว่าค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดขึ้นจะมีมากกว่าค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดขึ้นใน อวกาศว่าง

ซึ่งในการหาระยะของจุกหักมุมจะใช้วิธีการสองวิธี โดยวิธีแรกจะหาจากสมการของ เฟอร์เนลโซนอันดับที่หนึ่ง (First fersnel zone) [13] ตามสมการ

$$d_f = \frac{1}{\lambda} \sqrt{(\Sigma^2 - \Delta^2)^2 - 2(\Sigma^2 - \Delta^2) \left(\frac{\lambda}{1}\right)^2 + \left(\frac{\lambda}{1}\right)^4} \quad (3.73)$$

โดยที่ $\Sigma = h_t + h_r$ และ $\Delta = h_t - h_r$

วิธีการที่สองจะทำการประมาณค่าจากกราฟของอัตราขยายเชิงวิถีและวิธีกำลังสองน้อย ที่สุด (Least square) ในการระยะเวลาจุกหักมุม

3.6.5.1 วิธีกำลังสองน้อยที่สุดหรือ Least square

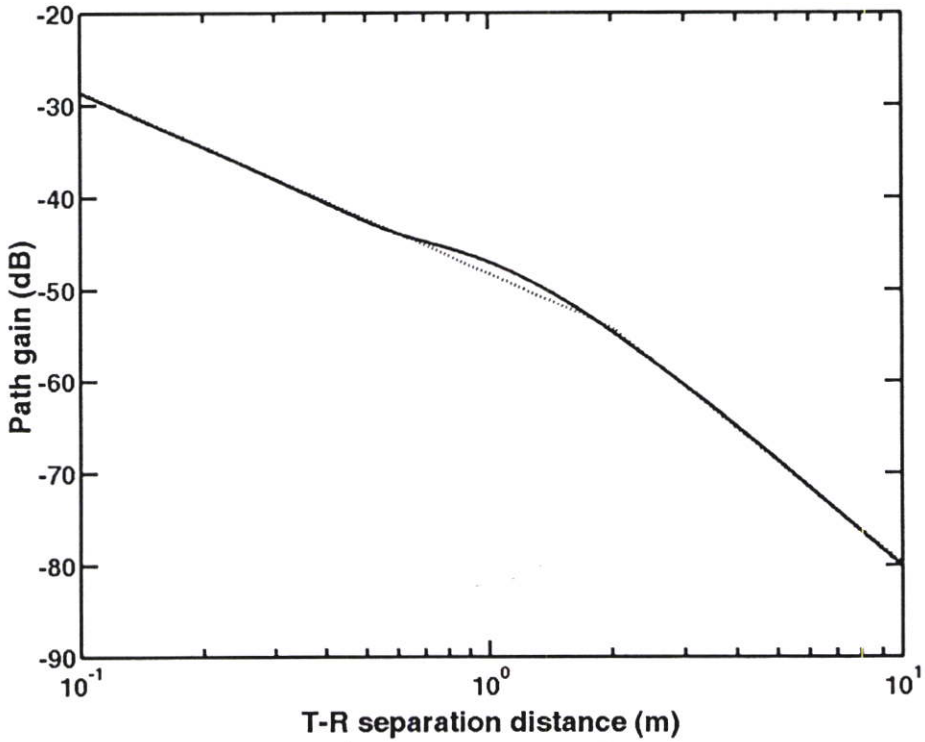
ในการหาระยะจุกหักมุมโดยใช้วิธี Least-square นั้น จะหาจากกราฟของการสูญเสียเชิง วิถีหรืออัตราขยายเชิงวิถี โดยจะทำการสมการเส้นตรง 2 เส้น โดยแล้วหาจุดตัดของสมการเส้นตรง ทั้งสองเส้น ดังรูปที่ 3.8

การประมาณค่าฟังก์ชัน โดยวิธีกำลังสองน้อยที่สุดจะได้ฟังก์ชันที่เป็นตัวแทนที่ดีที่สุด ของข้อมูล เพราะได้จากการแก้ค่าความคลาดเคลื่อนของข้อมูลให้เหลือน้อยที่สุด ดังนั้นเมื่อเขียน กราฟของฟังก์ชัน เส้นกราฟจะผ่านไปในบริเวณจุดต่างๆของข้อมูล โดยจะตัดผ่านจุดของข้อมูล บางจุด โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้วิธีของ linear regression

ถ้าข้อมูลทั้ง n ชุด มีความสัมพันธ์กันในลักษณะเชิงเส้นตรง สมการเส้นตรงที่หาได้จาก วิธีนี้เรียกว่า การถดถอยแบบเชิงเส้น ให้ฟังก์ชันที่จะใช้เป็นตัวแทนข้อมูลชุดนี้มีสมการเป็น

$$G(y) = A + Bx \quad (3.74)$$

ผลรวมกำลังสองของค่าเบี่ยงเบนเป็น



รูปที่ 3.8 วิธีกำลังสองน้อยที่สุด

$$D = \sum (y_i - A - Bx_i)^2 \quad (3.75)$$

A, B คือค่าคงที่ที่ต้องการหา โดยทำให้ D มีค่าน้อยที่สุด นั่นคือ

$$\frac{\partial D}{\partial A} = -2 \sum (y_i - A - Bx_i) = 0 \quad (3.76)$$

$$\frac{\partial D}{\partial B} = -2 \sum (y_i - A - Bx_i)(x_i) = 0 \quad (3.77)$$

จัดรูปใหม่จะได้

$$nA + B \sum x_i = \sum y_i \quad (3.78)$$

$$n \sum x_i + B \sum x_i^2 = \sum x_i y_i \quad (3.79)$$

แก้สมการหาค่า A, B จะได้

$$A = \frac{\sum y_i \sum x_i^2 - \sum x_i \sum x_i y_i}{n \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2} \quad (3.80)$$

$$B = \frac{n \sum x_i y_i - \sum x_i \sum y_i}{n \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2} \quad (3.81)$$

ตารางที่ 3.2 ตัวอย่างการประมาณค่าด้วยวิธีกำลังสองน้อยที่สุด

x	y	xy	x ²
0	5	0	0
1	4.8	4.8	1
2	3.6	7.2	4
3	3.2	9.6	9
4	1.8	7.2	16
5	1.6	8.0	25
6	1.1	6.6	36
7	0.1	0.7	49
$\sum x = 28$	$\sum y = 20.8$	$\sum xy = 43.7$	$\sum x^2 = 140$

เมื่อนำมาแทนสมการเดิม

$$\sum y - B \sum x - 8A = 0$$

$$\sum 20.8 - 28B - 8A = 0$$

และจากค่า $\sum xy$ และ $\sum x^2$ แทนค่าได้ $72.8 - 98B - 28A = 0$

จากสมการทั้งสองหาค่า

$$B = -0.693$$

$$A = 5.02$$

3.7 สรุป

ในบทนี้ได้อธิบายถึงทฤษฎีพื้นฐานของการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าอันเป็นพื้นฐานของการศึกษาลักษณะของการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของช่องสัญญาณในระบบแถบกว้างยิ่ง และยังสามารถอธิบายถึงการสูญเสียในรูปแบบต่างๆที่จะเกิดจากการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า และหลักการของฟริส พร้อมทั้งศึกษาถึงพารามิเตอร์ต่างๆที่มีผลกระทบต่อช่องสัญญาณ เช่นการลด

ทอนของกำลังงาน ผลการกระจายทางเวลา และความผิดเพี้ยนของสัญญาณ เป็นต้น โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการศึกษาถึงลักษณะการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณสองวิถีหรือการสะท้อนจากพื้นผิว โดยการตรวจสอบโดยจำลองช่องสัญญาณ โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์และหลักการของฟรีส และตรวจสอบโดยการวัดสัญญาณจริง ซึ่งจะทำการวัดสัญญาณ โดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์ และทำการวิเคราะห์ในโดเมนความถี่ ซึ่งจะอธิบายวิธีการตรวจสอบโดยการจำลองและการตรวจสอบโดยการวัดสัญญาณในบทต่อไป

บทที่ 4

ขั้นตอนการจำลองและการวัดสัญญาณ

4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของขั้นตอนในการทดลองซึ่งเป็นการตรวจสอบผลการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณในระบบการสื่อสารไร้สาย โดยทั่วไปจะมีการพิจารณาอยู่ 2 วิธีด้วยกันคือ ตรวจสอบจากการใช้รูปแบบการจำลองช่องสัญญาณบนโปรแกรมคอมพิวเตอร์และตรวจสอบจากการวัดโดยใช้เครื่องมือที่เรียกว่า เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์ ซึ่งเป็นการตรวจสอบบนโดเมนความถี่ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาถึงผลกระทบจากสัญญาณที่สะท้อนจากพื้นผิวที่มีความขรุขระที่มีต่อคุณลักษณะของช่องสัญญาณและสัญญาณที่รับได้ของระบบแถบกว้างยิ่ง ซึ่งจะพิจารณาบนพื้นฐานของการจำลองช่องสัญญาณและการวัด

การตรวจสอบจากการจำลองช่องสัญญาณนั้นจะพิจารณาในช่องสัญญาณที่ไม่มีการรบกวนจากสายอากาศและสภาพแวดล้อมต่างๆ โดยทฤษฎีที่ใช้ในการจำลองช่องสัญญาณได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 ส่วนการตรวจสอบจากการวัดนั้นจะมีการเตรียมใช้อุปกรณ์ที่ใช้ในการวัด ซึ่งรายละเอียดเกี่ยวกับอุปกรณ์นั้นจะกล่าวถึงในบทนี้ ซึ่งการกำหนดรูปแบบหรือแบบจำลองของการตรวจสอบจากการจำลองช่องสัญญาณกับการตรวจสอบจากการวัดโดยจะพิจารณาผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของความสูงและระยะทางระหว่างสายอากาศด้านรับและด้านส่ง ซึ่งเป็นสิ่งสำคัญที่จะกำหนดสภาพแวดล้อมจะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณที่ต้องการตรวจสอบหลังจากขั้นตอนการวัดเสร็จสิ้นลงข้อมูลที่ได้จะถูกนำไปวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้จะทำการวิเคราะห์ผลจากลักษณะพื้นผิวของพื้นที่มีต่อช่องสัญญาณและรูปสัญญาณพัลส์ด้านรับในระบบแบบแถบกว้างยิ่งในประเด็นของการลดทอนและการผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณ ซึ่งสามารถอธิบายผลที่เกิดขึ้นได้ว่าเมื่อเกิดการสะท้อนของสัญญาณจากพื้นผิวชนิดต่างๆแล้วนั้นส่งผลอย่างไรต่อระดับกำลังงานที่รับได้เป็นอย่างไรอีกทั้งยังสามารถแสดงให้เห็นถึงผลของการกระจายทางเวลา (Time dispersion) ของช่องสัญญาณและรูปสัญญาณพัลส์ที่ภาครับ

4.2 การจำลองช่องสัญญาณสองวิถี

ในการจำลองช่องสัญญาณสองวิถี ได้ทำการออกแบบจำลองไว้ 2 แบบ ซึ่งในแต่ละแบบจะแสดงให้เห็นผลการเปลี่ยนแปลงช่องสัญญาณในแต่ละสภาพแวดล้อมหรือเงื่อนไข ซึ่งจะอธิบายรายละเอียดในการออกแบบและขั้นตอนการจำลองในหัวข้อถัดไป

4.2.1 การจำลองช่องสัญญาณสองวิถีสำหรับตรวจสอบผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงความสูงของสายอากาศด้านรับและด้านส่ง

การจำลองช่องสัญญาณสองวิถีสำหรับตรวจสอบผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงความสูงของสายอากาศด้านรับและด้านส่งนี้จะใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการจำลองช่องสัญญาณโดยใช้สมการเพิ่มเติมของฟรีส และกำหนดให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของสายอากาศทั้งด้านรับและส่งให้เป็น 1 เพื่อที่จะไม่พิจารณาผลกระทบของสายอากาศที่มีต่อคุณลักษณะของช่องสัญญาณในทั้งสองส่วน และทำการจำลองช่องสัญญาณในลักษณะทิศทางตรงและจำลองช่องสัญญาณในลักษณะที่สะท้อนจากพื้นผิวที่เป็นพื้นผิวที่มีการสะท้อนอย่างสมบูรณ์และพื้นดินชนิดแบริ่ง และกำหนดระดับความขรุขระที่ต่างกันในพื้นที่ชนิดแบริ่ง เพื่อตรวจสอบถึงผลของการกระจายทางเวลาของช่องสัญญาณคือ ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงและค่าการแผ่ประวิงจากนั้นจะทำการตรวจสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนรวมถึงการลดทอนของสัญญาณในแต่ละพื้นผิว และระดับความขรุขระ และมีการนำวงจรกรองแมตซ์มาใช้ในภาครับเพื่อให้สัญญาณพัลส์ด้านรับมีค่าอัตราส่วนสัญญาณที่รับได้ต่อสัญญาณรบกวนที่ดีที่สุด

4.2.1.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลอง

ในการจำลองในส่วนนี้ได้กำหนดค่าเริ่มต้นสำหรับการจำลองดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลอง

พารามิเตอร์	ค่าพารามิเตอร์
ช่วงความถี่ที่ใช้	3.1~10.6 GHz
ชนิดของพื้นผิว	พื้นชนิดสมบูรณ์ ($\Gamma = -1$) และ พื้นชนิดแบริ่ง ($\epsilon_r = -4$)
ความสูงของสายอากาศด้านรับและส่ง	0.01 เมตรถึง 1 เมตร
ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานความสูงของพื้นผิว	0.01 เมตรและ 0.1 เมตร
ระยะห่างระหว่างสายอากาศด้านรับและส่ง	5 เมตร
มุมของสายอากาศ	แนวตั้ง (Vertical polarization)

4.2.1.2 แบบจำลองสัญญาณแถบกว้างยิ่ง

โดยปกติแล้วสัญญาณพัลส์ที่ใช้ในระบบแถบกว้างยิ่งจะมีอยู่หลายชนิด เช่น พัลส์แบบเกาส์ (Gaussian pulse), พัลส์แบบแถบผ่านมุมฉาก (Pass band rectangular pulse) เป็นต้น แต่ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้สัญญาณพัลส์ที่มีการมอดูเลตเชิงเลขทางแอมพลิจูด (Amplitude shift keying; ASK) เนื่องจากเหมาะสมกับระบบการส่งแบบลำดับโดยตรง (Direct sequence) และง่ายต่อการ

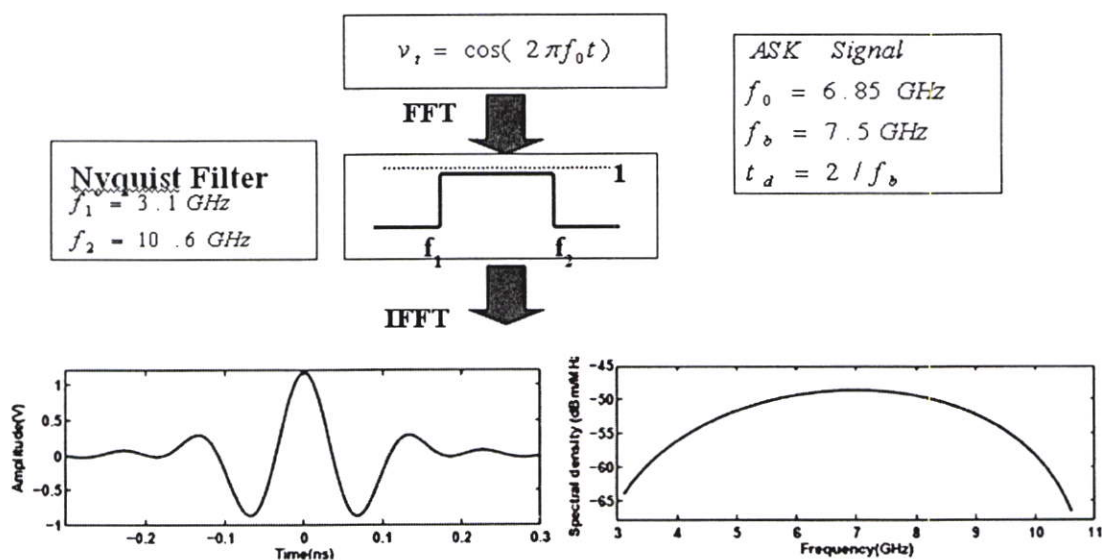
สร้างสัญญาณ และมีขดคลื่นสูงสุดอยู่ที่เวลา 0 ซึ่งจะง่ายต่อการตรวจจับสัญญาณในสายอากาศด้านรับ โดยในระบบแถบกว้างยิ่งจะสนใจเฉพาะขนาดของขดคลื่นมากกว่าความถี่ของสัญญาณพัลส์

และสัญญาณแถบความถี่กว้างยิ่งที่ส่งจะใช้เป็นสัญญาณพัลส์ที่มีการมอดูเลตเชิงเลขทางแอมพลิจูดที่มีพัลส์เพียงหนึ่งเดียว และความถี่พาห้และความยาวของสัญญาณพัลส์ ไม่เกิน $2/f_b$ และสัญญาณนี้จะใช้ Nyquist roll-off filter โดยมี Roll off factor เท่ากับ 0 และ Pass band $(f_0 - f_b/2, f_0 + f_b/2)$ ซึ่งสามารถดูแบบแผนของขั้นตอนการสร้างสัญญาณพัลส์มอดูเลตเชิงเลขทางแอมพลิจูด ดังรูปที่ 4.1

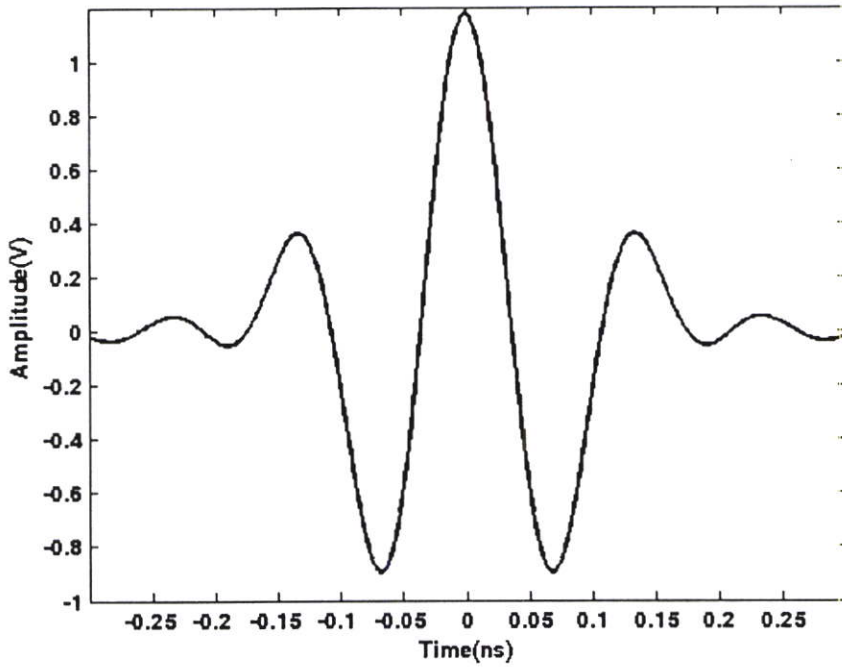
จากรูปที่ 4.2 และ 4.3 แสดงถึงสัญญาณ ASK ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้แสดงอยู่ในรูปสัญญาณพัลส์ในโดเมนทางเวลาและโดเมนทางความถี่ตามลำดับ ซึ่งพบว่ารูปคลื่นที่ใช้มีขดคลื่นสูงสุดอยู่ที่เวลา 0 และมีแบนด์วิดท์ ครอบคลุม 3.1 ถึง 10.6 GHz ตามกฎของ FCC และมีสเปกตรัมความหนาแน่นกำลัง (Power spectral density) ไม่เกิน -41.3 dBm/MHz และสัญญาณที่ใช้มีความถี่กลางเท่ากับ 6.85 GHz และมีความถี่แบนด์วิดท์เท่ากับ 7.5 GHz

4.2.1.3 ขั้นตอนการจำลอง

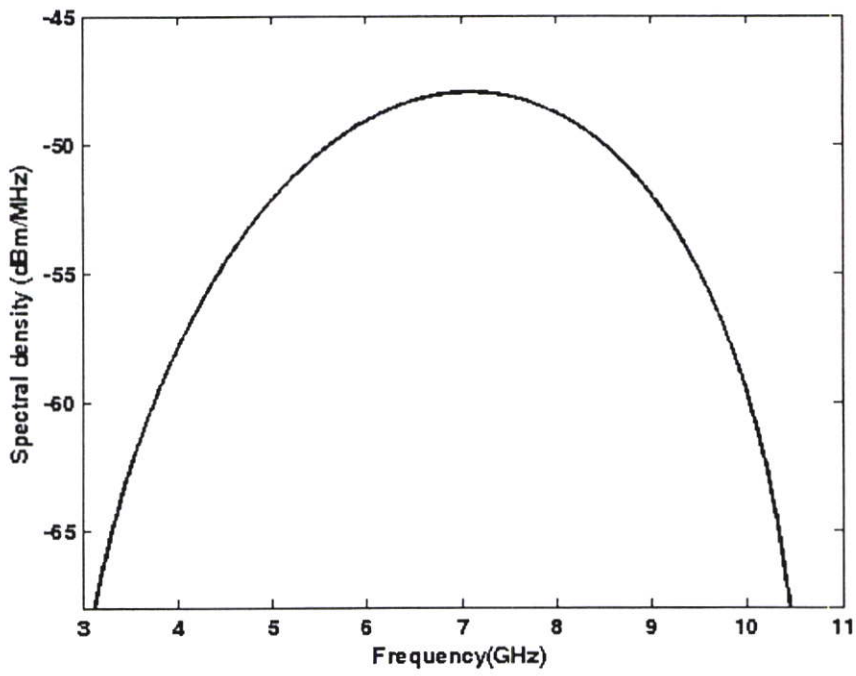
ขั้นตอนการจำลองจะทำการจำลองช่องสัญญาณโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยขั้นตอนการจำลองช่องสัญญาณจะใช้แบบแผนในรูปที่ 4.4 และ 4.5



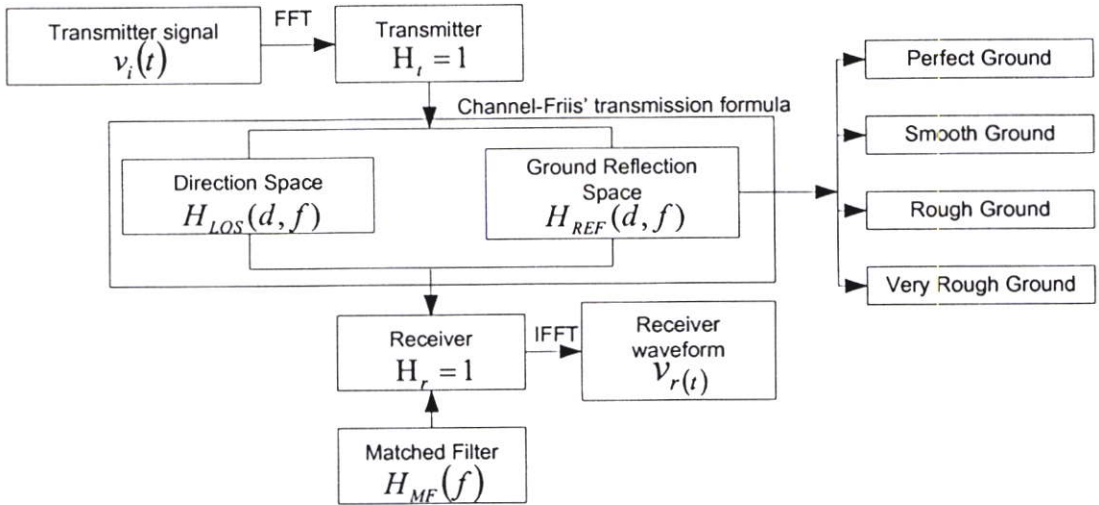
รูปที่ 4.1 แบบแผนของขั้นตอนการสร้างสัญญาณพัลส์มอดูเลตเชิงเลขทางแอมพลิจูด



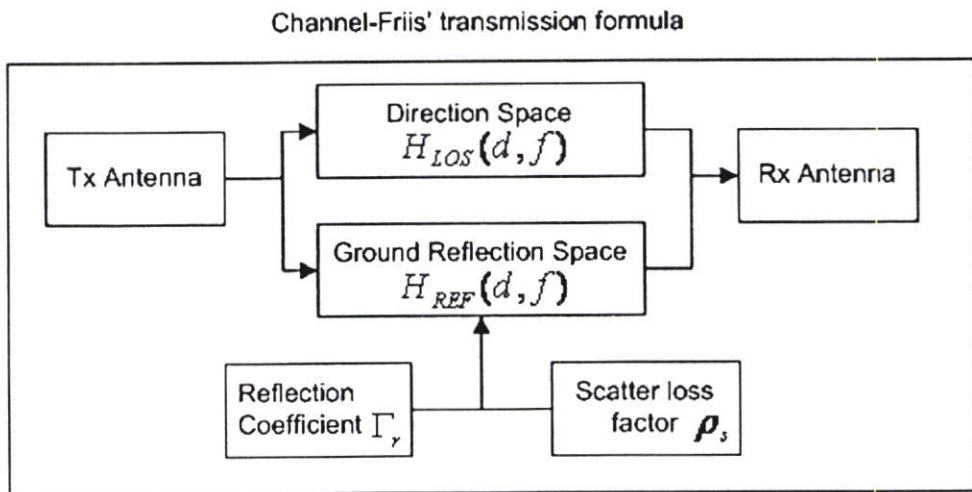
รูปที่ 4.2 รูปแบบคลื่นของแถบความถี่กว้างยิ่งในโดเมนเวลา



รูปที่ 4.3 สเปกตรัมของแถบความถี่กว้างยิ่งในโดเมนความถี่



รูปที่ 4.4 แบบแผนของการจำลองสำหรับตรวจสอบผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงความสูงของสายอากาศด้านรับและด้านส่ง



รูปที่ 4.5 แบบแผนของการจำลองช่องสัญญาณ โดยใช้สมการของฟรีส

4.2.2 การจำลองช่องสัญญาณสองวิถีสำหรับตรวจสอบผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงระยะทางของสายอากาศด้านรับและด้านส่ง

ในการจำลองช่องสัญญาณสองวิถีสำหรับตรวจสอบผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงระยะทางของสายอากาศด้านรับและด้านส่งนั้นจะใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการจำลองช่องสัญญาณโดยใช้สมการเพิ่มเติมของฟรีส และกำหนดให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของสายอากาศทั้งด้านรับและส่งให้เป็น 1 เพื่อที่จะไม่พิจารณาผลกระทบของสายอากาศที่มีต่อคุณลักษณะของช่องสัญญาณในทั้งสองส่วนและจำลองช่องจำลองช่องสัญญาณในทิศทาง LOS และทิศทางที่สะท้อนจากพื้นผิวโดยมีการ

กำหนดในพื้นที่ผิวเป็น 3 ชนิดคือ หินปูน (Limestone), อิฐ (Brick) และ ไม้ (Wood) ซึ่งจะตรวจสอบการลดทอนของสัญญาณ ผลการกระจายทางเวลาของช่องสัญญาณ รวมถึงการตรวจสอบหาระยะของจุดหักมุม (Break point) ในแต่พื้นผิวมีผลอย่างไร โดยการจำลองช่องสัญญาณในส่วนที่สองนั้น จะไม่มีการใช้ วงจรกรองแมตซ์มาใช้ในภาครับของสัญญาณเนื่องจากการจำลองในส่วนนี้ต้องตรวจสอบการลดทอนของสัญญาณในช่องสัญญาณมากกว่า

4.2.2.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลอง

ในการจำลองในส่วนนี้ได้กำหนดค่าเริ่มต้นสำหรับการจำลองดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลอง

พารามิเตอร์	ค่าพารามิเตอร์
ช่วงความถี่ที่ใช้	3.1~10.6 GHz
Relative dielectric constant ϵ_r	2.1, 4.44 และ 7.51
ความสูงของสายอากาศด้านรับและส่ง	0.01 เมตร, 0.1 และ 1 เมตร
ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานความสูงของพื้นผิว	0.01 เมตร
ระยะห่างระหว่างสายอากาศด้านรับและส่ง	0.01 ถึง 10 เมตร
มุมของสายอากาศ	แนวตั้ง (Vertical polarization)

4.2.2.2 แบบจำลองรูปสัญญาณพัลส์แถบกว้างยิ่ง

สัญญาณพัลส์ที่ใช้ในการจำลองช่องสัญญาณสองวิธีสำหรับตรวจสอบผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงระยะทางของสายอากาศด้านรับและด้านส่งจะใช้รูปสัญญาณพัลส์เดียวกันกับการจำลองช่องสัญญาณสองวิธีสำหรับตรวจสอบผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงความสูงของสายอากาศด้านรับและด้านส่งซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.2 และ 4.3

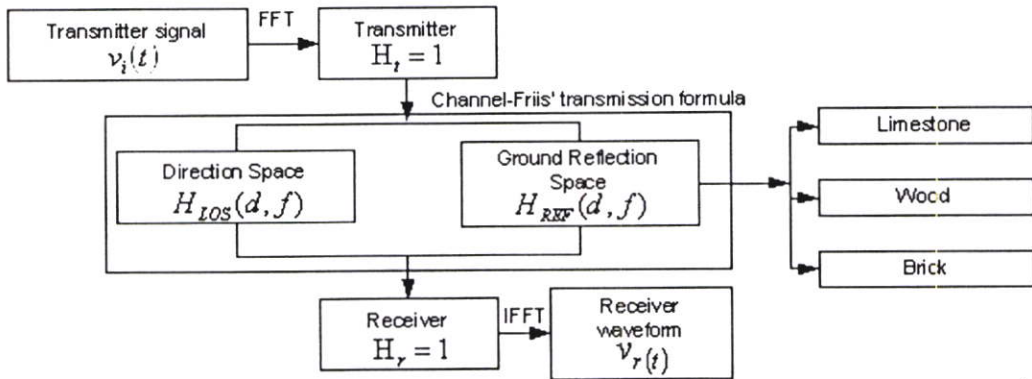
4.2.2.3 ขั้นตอนการจำลอง

ขั้นตอนการจำลองจะทำการจำลองช่องสัญญาณ โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยขั้นตอนการจำลองช่องสัญญาณจะใช้แบบแผนในรูปที่ 4.6 และ 4.5

4.3 การวัดช่องสัญญาณสองวิธี

ในการตรวจสอบ โดยการวัดสัญญาณเป็นการตรวจสอบผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงความสูงและระยะทางของสายอากาศด้านรับและด้านส่งโดยมีการกำหนดสภาพแวดล้อมที่ต้องการและทำการตรวจผลตอบสนองทางความถี่หรือทางเวลา ขึ้นอยู่กับอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัด ซึ่งในวิทยา

นิพนธ์นี้จะใช้การตรวจสอบผลตอบสนองทางความถี่ โดยรายละเอียดทั้งหมดจะอธิบายในหัวข้อต่อไป



รูปที่ 4.6 แบบแผนของการจำลองสำหรับตรวจสอบผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงระยะทางของสายอากาศด้านรับและด้านส่ง

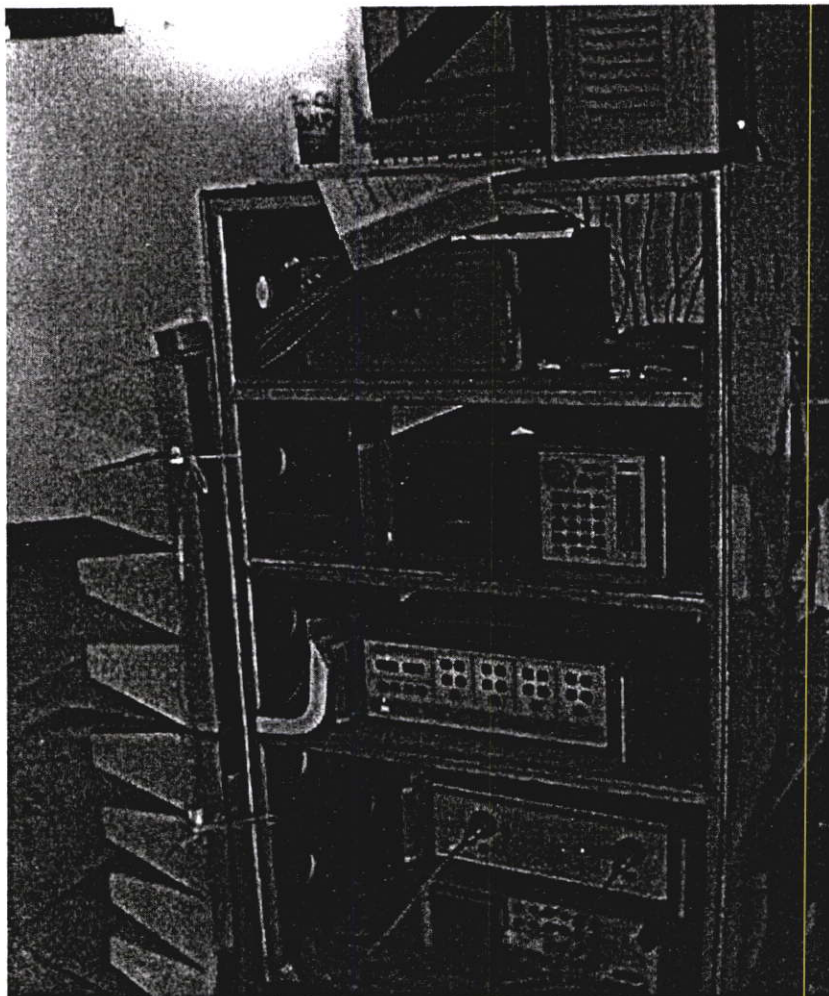
4.3.1 อุปกรณ์หลักที่ใช้ในการวัด

4.3.1.1 เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์

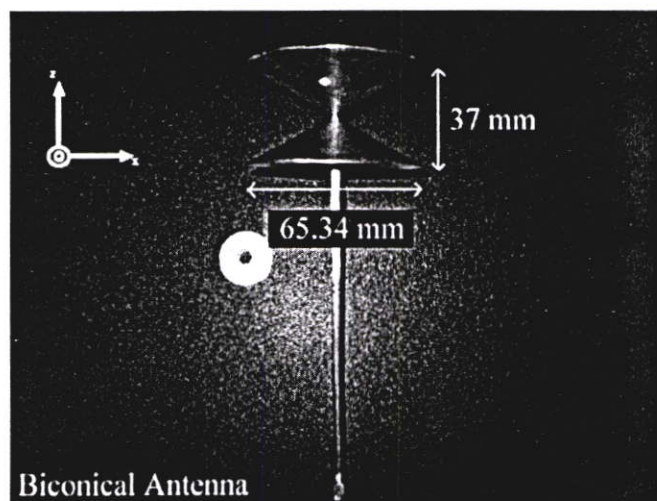
ในระบบการวัดช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งนั้นจะใช้เครื่องวัดเฉพาะทางอันประกอบไปด้วย เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์รุ่น HP-8510C ชุดทดสอบพารามิเตอร์การกระจาย (S-parameter test set) รุ่น HP-8514B และตัวสังเคราะห์ความถี่ (Frequency synthesized sweeper) รุ่น HP-83620A เป็นอุปกรณ์หลักในการทดลองดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 4.7 ซึ่งจะถูกควบคุมผ่านคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (PC) ที่เชื่อมต่อผ่านช่องสื่อสารแบบ GPIB (General purpose interface bus) โดยอุปกรณ์ชนิดนี้จะมีคุณสมบัติที่สามารถตรวจวัดสัญญาณในโครงข่ายหนึ่งพอร์ตและสองพอร์ต ซึ่งในการทดลองนี้จะทำการตรวจวัดแบบสองพอร์ตโดยพอร์ตที่หนึ่งคือพอร์ตที่ใช้ในการส่งสัญญาณ (Tx) ส่วนพอร์ตสองจะใช้ในการรับสัญญาณ (Rx) โดยที่ปลายของพอร์ตทั้งสองจะถูกต่อด้วยสายอากาศ และทำการวัดในโดเมนความถี่ก่อนที่จะถูกนำผลการวัดไปวิเคราะห์ในโปรแกรมคอมพิวเตอร์ต่อไป

4.3.1.2 สายอากาศที่ใช้ในการทดลอง

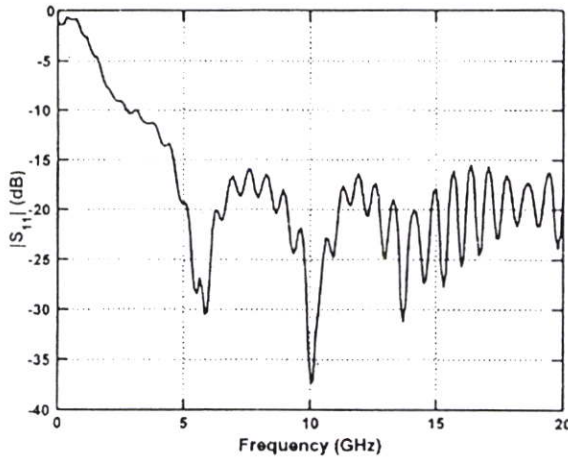
การทดลองในครั้งนี้ได้กำหนดให้อยู่ในรูปแบบของการแพร่กระจายคลื่นแบบแถบกว้าง (Broadband) โดยได้เลือกพิจารณาใช้เสาอากาศชนิดกรวยคู่ (Biconical), [14] ซึ่งได้แสดงรูปแบบและขนาดได้ในรูปที่ 4.8 ซึ่งจะเป็นสายอากาศที่นำมาใช้จริงในการทดลองทั้งด้านรับ-ส่งสัญญาณ



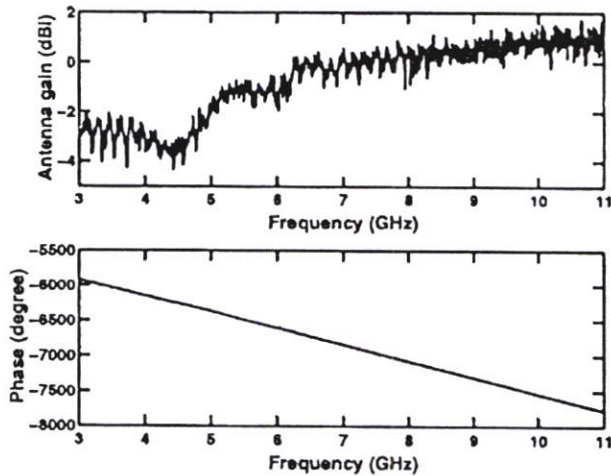
รูปที่ 4.7 เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์



รูปที่ 4.8 โครงสร้างและขนาดของสายอากาศชนิดกรวยคู่ (Biconical)



รูปที่ 4.9 คุณลักษณะของสายอากาศกรวยคู่



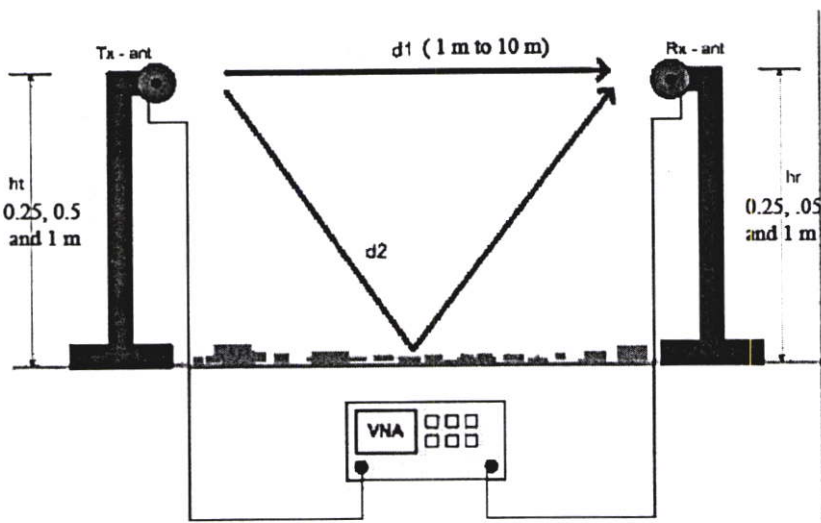
รูปที่ 4.10 ขนาดและเฟสของฟังก์ชันการส่งผ่านของสายอากาศ

สายอากาศกรวยคู่เป็นสายอากาศที่มีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัว โดยกรวยด้านบนของสายอากาศใช้ติดต่อกับสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุขณะที่กรวยด้านล่างใช้ติดต่อกับกราวด์ รูปที่ 4.9 แสดงถึงค่าประสิทธิภาพการสะท้อนกลับ (Reflection coefficient) $|S_{11}|$ ของสายอากาศกรวยคู่ ให้เห็นว่าค่าประสิทธิภาพการสะท้อนกลับนั้นมีค่าต่ำกว่า -10 dB ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz

ในส่วนของการแสดงถึงขนาดของฟังก์ชันการส่งผ่านและเฟสที่ใช้ในการส่งผ่านของสายอากาศซึ่งเป็นคุณลักษณะของสายอากาศกรวยคู่(Biconical) ที่ใช้ในการทดลองครั้งนี้โดยแสดงไว้ในรูปที่ 4.10

4.3.2 การวัดช่องสัญญาณสองวิธีสำหรับสภาพแวดล้อมภายในอาคาร

การวัดโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์โดยใช้สายอากาศที่มีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัว (Omni-directional) ทำการวัดตลอดช่วงความถี่ตั้งแต่ 3 ถึง 11 GHz ครอบคลุมช่วงความถี่ที่กำหนดให้ใช้งานในการสื่อสาร คือตั้งแต่ 3.1 ถึง 10.6 GHz ซึ่งถูกกำหนดโดยคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา ซึ่งในขั้นตอนของการวัดนั้นได้ทำการวัดอยู่ 2 ส่วนด้วยกันคือ ส่วนแรกได้ทำการวัดภายในห้องที่มีพื้นผิวเป็นพื้นเรียบ ส่วนที่สองได้ทำการวัดภายในห้องที่มีการจำลองพื้นผิวเป็นหินและในการวัดแต่ละส่วนได้ทำการกำหนดลักษณะของสายอากาศในทิศทางของการโพลาไรซ์เซชันในแนวนอนและแนวตั้งเพื่อเปรียบเทียบถึงผลที่เกิดขึ้นต่อช่องสัญญาณในแต่การโพลาไรซ์เซชันของสายอากาศ หลังจากทำการวัด ผลที่ได้จะถูกนำมาวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อตรวจสอบถึงผลการลดทอนของกำลังงานที่รับได้ในกรณีของพื้นผิวในแต่ละชนิดในความสูงตั้งแต่ 0.25 เมตรถึง 1 เมตร นอกจากนั้นยังได้ทำการตรวจสอบถึงผลของการกระจายทางเวลาของช่องสัญญาณ



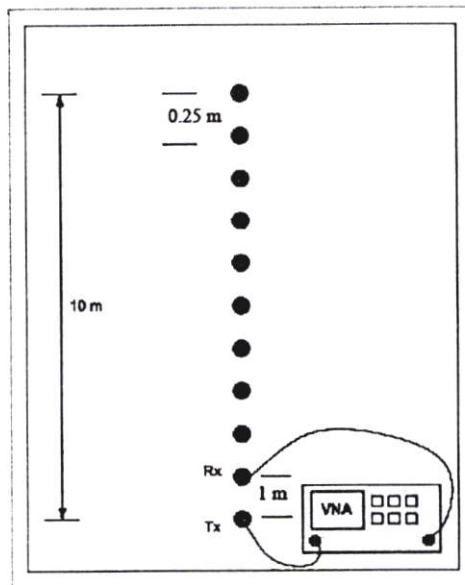
รูปที่ 4.11 การจัดแบบจำลองโดยมองจากทางด้านข้างภาคส่งและรับสูง 0.25, 0.5, 1.0 เมตรในกรณีพื้นผิวขรุขระ

4.3.2.1 แบบจำลองของสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่ง

ในขั้นตอนของการตรวจสอบความผิดเพี้ยนของพัลสนั้นรูปแบบสัญญาณแถบกว้างยิ่งที่ใช้ในการส่งได้ถูกกำหนดไว้คือเราจะพิจารณาในส่วนของสัญญาณอิมพัลส์ซึ่งมีความถี่ครอบคลุมตลอดทั้งช่วงที่ FCC กำหนด คือตั้งแต่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz โดยมีความถี่ศูนย์กลางและแบนด์วิดท์รวม เท่ากับ 6.85 GHz และ 7.5 GHz ตามลำดับ ในส่วนของการวิเคราะห์แบบจำลองนั้น การ

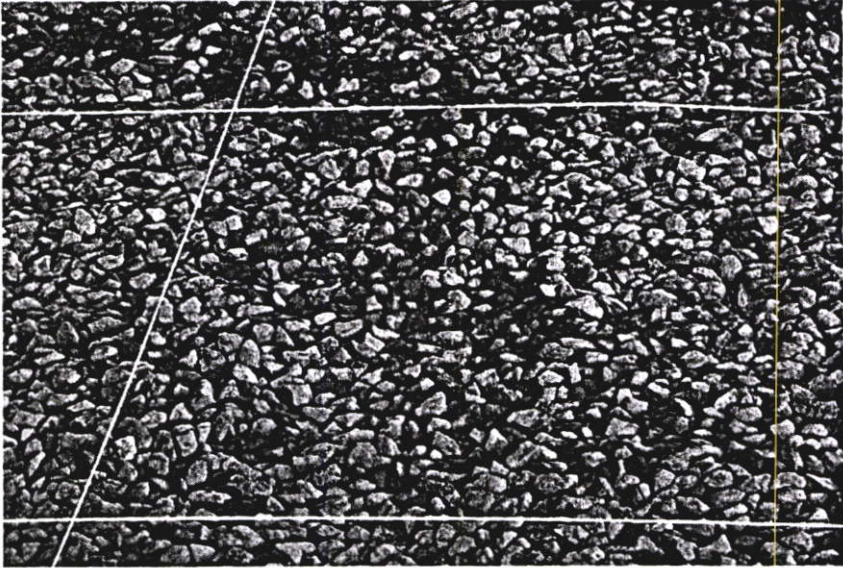
ทดลองนี้ได้ใช้สัญญาณพัลส์ที่มอดูเลตแบบ ASK ในการวิเคราะห์ ซึ่งในรูปที่ 4.2 และ 4.3 แสดงรูปแบบของพัลส์ที่ใช้วิเคราะห์

จัดวางโมเดลตามรูปที่ 4.11 จะใช้ลักษณะของพื้นเป็นแบบผิวขรุขระ (Rough surface, Limestone) ดังรูปที่ 4.13 ใช้การจัดวางสายอากาศแบบแนวนอน (Horizontal polarization) ซึ่งความสูงของสายอากาศด้านส่ง (Transmitter antenna; Tx) กำหนดให้มีความสูงตั้งแต่ 0.25 , 0.5 , 1 เมตร และความสูงของสายอากาศด้านรับ (Receiver antenna; Rx) กำหนดให้มีความสูงตั้งแต่ 0.25 , 0.5 , 1 เมตร โดยทำการเพิ่มค่าที่ละเท่าๆกัน และทำการวัดสัญญาณระยะทางระหว่างสายอากาศด้านส่งและด้านรับเท่ากันตั้งแต่ 1 เมตรถึง 10 เมตร โดยเริ่มต้นที่ 1 เมตรเมื่อวัดเสร็จจากนั้นทำการเลื่อนเสาทางด้านรับออกทีละ 0.25 เมตรจนครบ 10 เมตรดังรูป 4.12

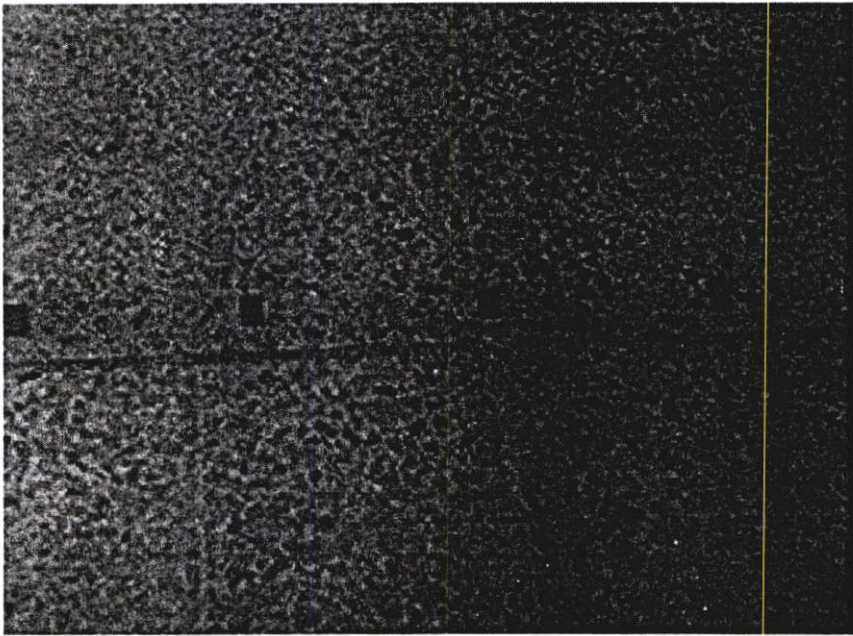


รูปที่ 4.12 การจัดแบบจำลองโดยมองจากด้านบนเลื่อนระยะห่างออกครั้งละ 0.25 เมตร

จัดวางโมเดลตามรูปที่ 4.11 จะใช้ลักษณะของพื้นเป็นแบบผิวเรียบ (Smooth surface; Marble) ใช้การจัดวางสายอากาศแบบแนวนอน ซึ่งความสูงของสายอากาศด้านส่งกำหนดให้มีความสูงตั้งแต่ 0.25, 0.5, 1 เมตร และความสูงของสายอากาศด้านรับกำหนดให้มีความสูงตั้งแต่ 0.25, 0.5, 1 เมตร โดยทำการเพิ่มค่าที่ละเท่าๆกัน และทำการวัดสัญญาณระยะทางระหว่างสายอากาศด้านส่งและด้านรับเท่ากันตั้งแต่ 1 เมตรถึง 10 เมตร โดยเริ่มต้นที่ 1 เมตรเมื่อวัดเสร็จจากนั้นทำการเลื่อนเสาทางด้านรับออกทีละ 0.25 เมตรจนครบ 10 เมตรดังรูป 4.12



รูปที่ 4.13 พื้นผิวขรุขระ



รูปที่ 4.14 พื้นผิวเรียบ

4.3.2.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการวัดสัญญาณ

พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับการทดลองได้แสดงให้เห็นในตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการวัดสัญญาณ

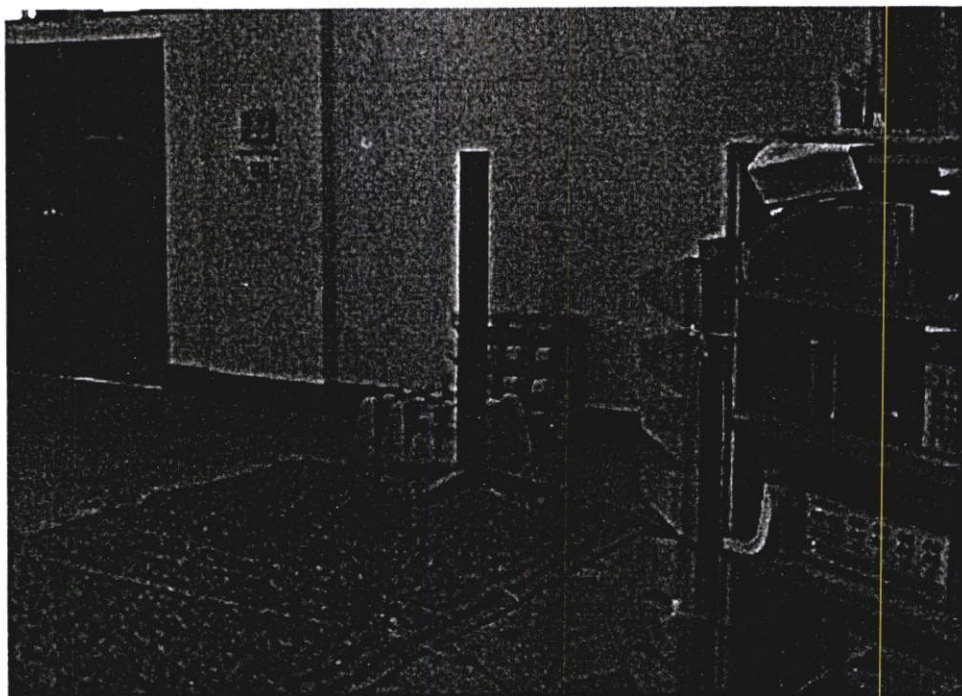
พารามิเตอร์	ค่าพารามิเตอร์
ช่วงความถี่ที่ทำการทดลอง	3.0 ~ 11.0 GHz
จำนวนของตำแหน่งความถี่	801
พิสัยพลวัตของกำลังงาน	80 dB
ความสูงของสายอากาศด้านส่ง	0.25, 0.5 และ 1 เมตร
ความสูงของสายอากาศด้านรับ	0.25, 0.5 และ 1 เมตร
ระยะห่างระหว่างด้านส่งกับด้านรับ	1 ถึง 10 เมตร
มุมของสายอากาศ	แนวนอน

4.3.2.3 รูปการวัดสัญญาณ

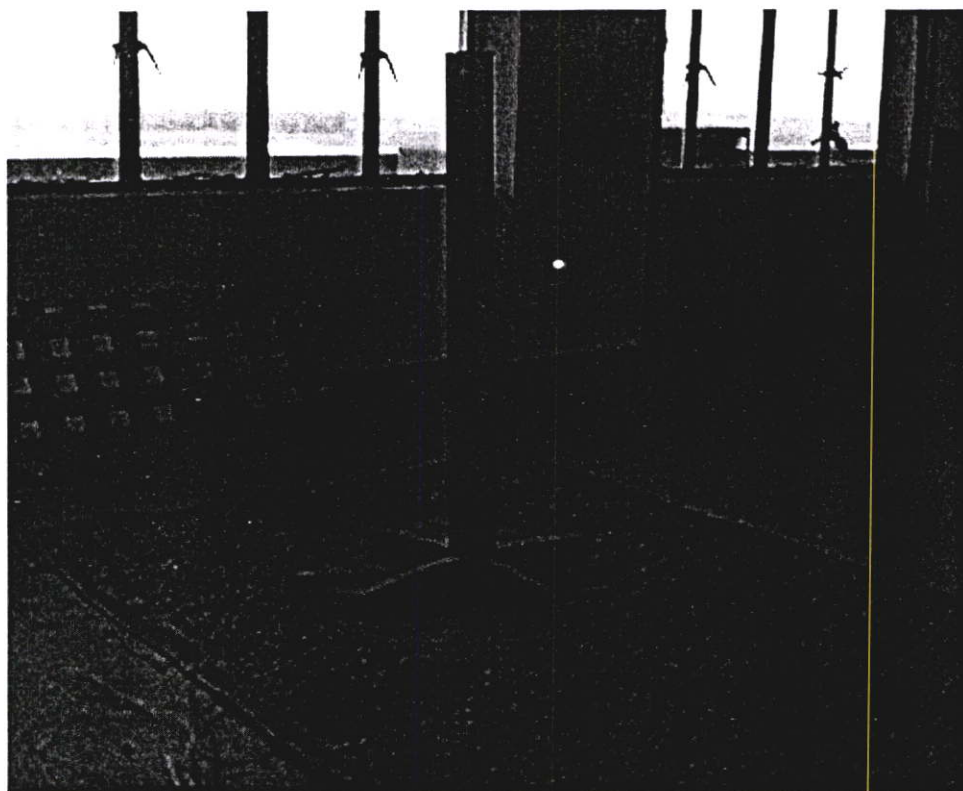
หัวข้อนี้แสดงภาพการทำการวัดสัญญาณจริงภายในอาคารของตึก 12 คณะวิศวกรรมศาสตร์ชั้นที่ 11



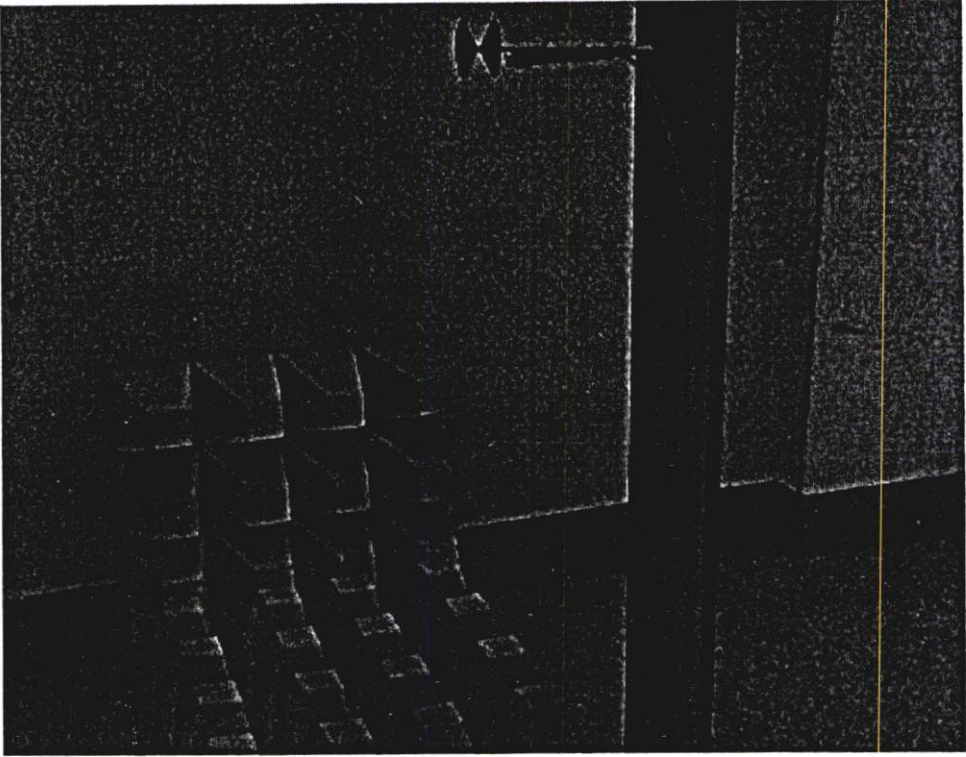
รูปที่ 4.15 การติดตั้งสายอากาศแนวนอน



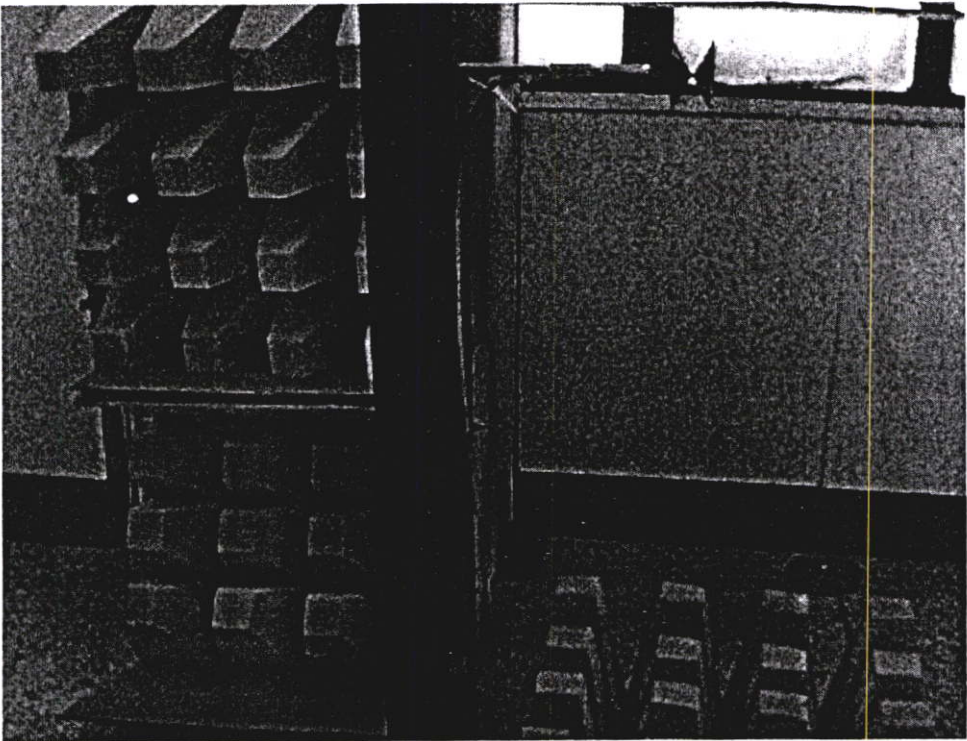
รูปที่ 4.16 การวางตำแหน่งสายอากาศด้านส่งในพื้นที่ผิวขรุขระ



รูปที่ 4.17 การวางตำแหน่งสายอากาศด้านรับในพื้นที่ผิวขรุขระ



รูปที่ 4.18 การวางตำแหน่งสายอากาศด้านส่งในพื้นที่ผิวเรียบ



รูปที่ 4.19 การวางตำแหน่งสายอากาศด้านรับในพื้นที่ผิวเรียบ

4.4 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงขั้นตอนจำลองช่องสัญญาณและการวัดช่องสัญญาณในระบบแถบกว้างยิ่งภายในห้องที่มีลักษณะพื้นผิวต่างกัน 2 แบบ โดยในการจำลองนั้นจะไม่คำนึงถึงผลตอบสนองจากความถี่ของสายอากาศ ซึ่งกำหนดให้เป็น 1 และทำการจำลองช่องสัญญาณโดยใช้สมการของฟรีส และพารามิเตอร์อื่น ส่วนการวัดช่องสัญญาณ จะใช้สายอากาศรวบคู่ที่ตอบสนองช่วงความถี่ได้กว้าง ประกอบกับการใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์เป็นอุปกรณ์หลักที่ใช้ในการวัดบนโคเมนความถี่ การจำลองและการวัดช่องสัญญาณเพื่อตรวจสอบถึงผลกระทบต่างๆ ที่มีต่อช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่ง โดยเฉพาะอย่างยิ่งกรณีที่เกิดการสะท้อนของสัญญาณในระหว่างสายอากาศส่งและรับตามที่กำหนดไว้และความสูงของสายอากาศด้านรับและด้านส่งตามที่กำหนดไว้เช่นกัน โดยข้อมูลการจำลองและการวัดที่ได้จะถูกนำไปวิเคราะห์และแสดงผลในพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องต่างๆ ดังจะแสดงในบทต่อไป และในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้การประเมินค่าให้มีความใกล้เคียงกับข้อมูลจริงโดยผลจากการประมาณที่ได้จะแสดงให้เห็นในบทที่ 6

บทที่ 5

ผลการจำลองและการวิเคราะห์ผล

5.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการวิเคราะห์ข้อมูลของช่องสัญญาณที่ได้จากการจำลองทั้ง 2 แบบจำลอง และจะแสดงผลในพารามิเตอร์สำคัญในรูปของผลการลดทอนของระดับกำลังงานของสัญญาณและลักษณะการกระจายทางเวลาของสัญญาณ รูปสัญญาณด้านรับ รวมถึงระยะจุดหักมุม โดยแสดงอยู่ในลักษณะการเปรียบเทียบกันระหว่างกรณีพื้นผิวขรุขระและพื้นผิวเรียบในแต่ละความสูงสายอากาศในแนวตั้ง ซึ่งเป็นประเด็นหลักของการพิจารณาในวิทยานิพนธ์นี้ และในการจำลองในส่วนที่หนึ่งจะมีการพิจารณาพารามิเตอร์สัมประสิทธิ์การสะท้อนของพื้นผิวขรุขระเปรียบเทียบกับพื้นผิวแบบอื่น และมีการพิจารณาสัญญาณภาครับที่ผ่านวงจรกรองแมตซ์เพื่อให้มีค่าสัญญาณที่รับได้เทียบกับสัญญาณรบกวนให้มีค่าที่ดีที่สุด และในการจำลองในส่วนที่สองจะมีการพิจารณาพารามิเตอร์จุดหักมุม เปรียบเทียบกับพื้นผิวแบบอื่นๆ และในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้การประเมินค่าการจำลองให้มีความใกล้เคียงกับข้อมูลจริง

5.2 ผลการจำลองและการวิเคราะห์

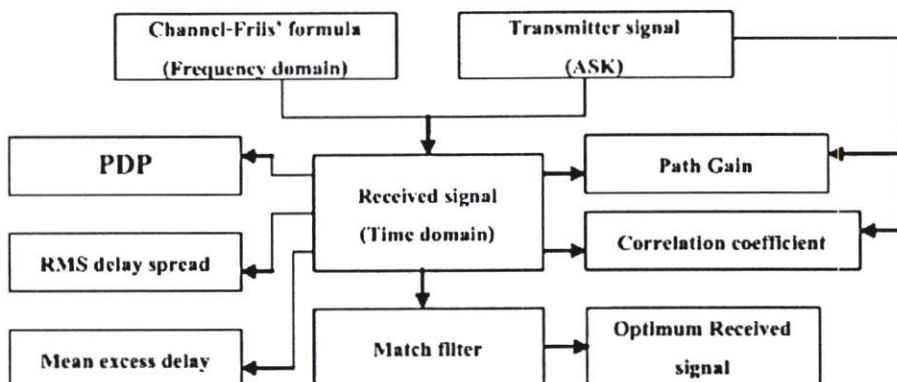
ในการการจำลองได้แบ่งออกเป็น 2 ส่วนเพื่อตรวจสอบผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงสายอากาศทั้งความสูงและระยะทางระหว่างสายอากาศด้านรับและด้านส่งแบบจำลอง ซึ่งรายละเอียดของขั้นตอนการจำลองนั้นได้กล่าวไว้ในบทที่ 4 และขั้นตอนการวิเคราะห์ผลและผลของการจำลองในทั้ง 2 ส่วนได้รับการตีพิมพ์ในการประชุมนานาชาติ [15], [16] ซึ่งจะอธิบายรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

5.2.1 ขั้นตอนการวิเคราะห์ผลและผลการจำลองเพื่อการตรวจสอบผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงความสูงของสายอากาศด้านรับและด้านส่ง

5.2.1.1 ขั้นตอนการวิเคราะห์ผล

ในการจำลองในส่วนเพื่อการตรวจสอบผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงความสูงของสายอากาศด้านรับและด้านส่งจะทำการวิเคราะห์ถึงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนในกรณีที่พื้นผิวขรุขระว่ามีลักษณะเป็นเช่นไร และผลของการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณในด้านการลดทอนกำลังงาน (Attenuation) ความผิดเพี้ยน (Distortion) และผลการกระจายทางเวลา (Time dispersion) ซึ่งขั้นตอนการวิเคราะห์ผลนั้นจะแสดงในรูปที่ 5.1 และสุดท้ายจะทำการปรับปรุงค่า SNR ของสัญญาณที่

รับได้โดยการใช้วงจรกรองแมตซ์มาช่วยในการปรับปรุง และทำการวิเคราะห์ถึงรูปคลื่นของ สัญญาณภากรับ



รูปที่ 5.1 ขั้นตอนการวิเคราะห์ผลในพารามิเตอร์ต่างๆของการจำลอง

5.2.1.2 ผลการจำลอง

5.2.1.2.1 การวิเคราะห์ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน

จากรูปที่ 5.2 แสดงถึงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพื้นผิวขรุขระธรรมดา กับขรุขระมาก ที่ความสูงของสายอากาศด้านส่งและด้านรับที่ระยะ 10 เซนติเมตรกับ 1 เมตร

พบว่ากรณีพื้นขรุขระทั้ง 2 ชนิดนั้นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพื้นผิวจะเพิ่มขึ้นตามความถี่ของสัญญาณเพิ่มขึ้นด้วย แต่ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพื้นผิวขรุขระธรรมดา กับขรุขระมาก ในแต่ละความสูงของสายอากาศจะมีความแตกต่างกันมากขึ้น โดยพื้นผิวขรุขระมากจะมีค่ามากขึ้นกว่าพื้นผิวขรุขระธรรมดาตามความถี่ของสัญญาณที่เพิ่มขึ้น

สรุปได้ว่าในความถี่ของสัญญาณเดียวกัน ถ้ามุมตกกระทบมีค่าเพิ่มขึ้นหรือความสูงของสายอากาศเพิ่มขึ้น ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพื้นผิวจะเพิ่มขึ้นเสมอ และพื้นผิวที่มีความขรุขระมากขึ้นและมุมตกกระทบลดลงส่งผลให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพื้นผิวมีค่ามากขึ้น

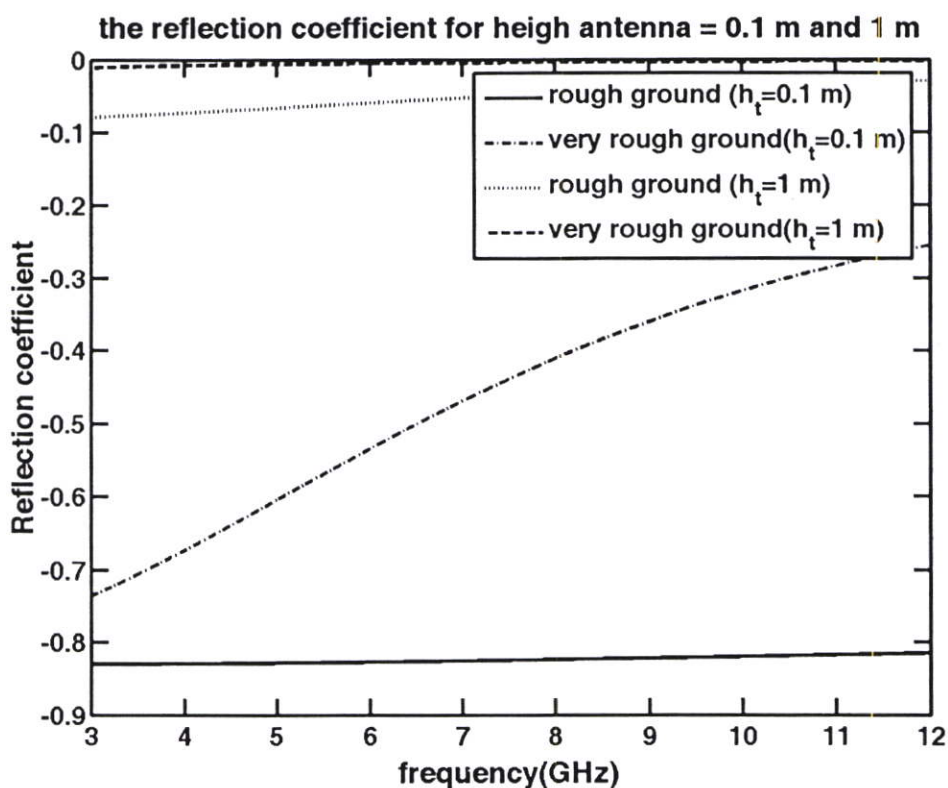
5.2.1.2.2 การวิเคราะห์รูปสัญญาณพัลส์ที่ด้านรับ

จากรูปที่ 5.3 และ 5.4 แสดงถึงคลื่นสัญญาณด้านรับจากช่องสัญญาณอวกาศว่างและพื้นผิวแบบสมนุรณ, เรียบ, ขรุขระธรรมดา, ขรุขระมากหลังจากผ่านวงจรกรองแมตซ์ของสายอากาศด้านรับและส่งที่มีความสูงเท่ากับ 0.1 และ 1 เมตร มาเปรียบเทียบกับ ซึ่งจะพบว่าที่ระยะความสูง 0.1 พื้นผิวแบบสมนุรณกับช่องสัญญาณอวกาศว่างนั้นมีรูปคลื่นเหมือนกันมาก และพื้นผิวขรุขระธรรมดา กับพื้นผิวเรียบนั้นมีรูปคลื่นเหมือนกันมาก และขนาดของยอดคลื่นจะลดลงตามความขรุขระของ

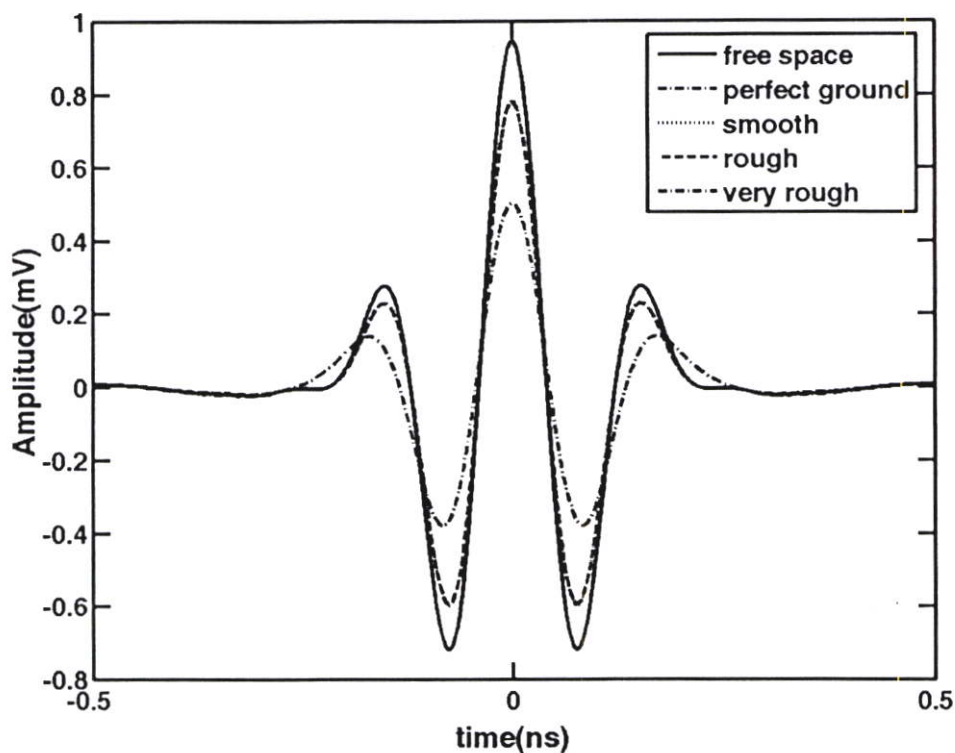
พื้นผิวที่เพิ่มขึ้น โดยมองเห็นความแตกต่างกันอย่างชัดเจนของทั้ง 3 ชนิดพื้นผิวที่เหลือ (เรียบ, ขรุขระธรรมดา, ขรุขระมาก)

และในความสูง 1 เมตรจะพบว่าพื้นผิวสมบูรณ์และจากช่องสัญญาณอวกาศว่างจะพบว่าเริ่มมีความแตกต่างของขนาดของยอดคลื่น และพื้นผิวที่ขรุขระธรรมดาและเรียบจะมีความแตกต่างกันมากขึ้นเมื่อเทียบกับความสูงที่ระยะ 0.1 เมตร และพบว่าขนาดของยอดคลื่นที่สะท้อนจากพื้นผิวขรุขระมากมีน้อยมาก

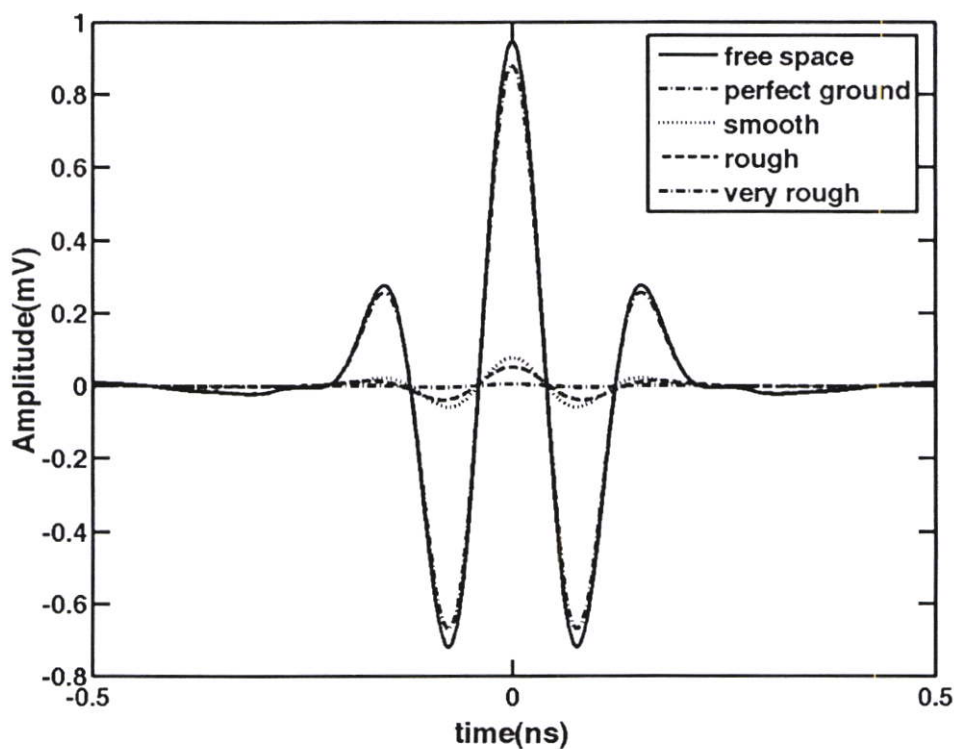
สรุปได้ว่าในกรณีที่พื้นผิวมีความขรุขระมากขึ้น กำลังของสัญญาณที่ตกกระทบจะเกิดการกระจายของกำลังงานจำนวนมากจนทำให้สัญญาณที่สะท้อนนั้นมีกำลังงานที่ต่ำมาก และระยะทางระหว่างสายอากาศทั้ง 2 อันในทิศทางที่สะท้อนจากพื้น จึงมีผลทำให้สัญญาณที่สะท้อนนั้นมีกำลังงานที่ต่ำลงไปอีก



รูปที่ 5.2 สัมประสิทธิ์การสะท้อนจากพื้นผิวของสายอากาศด้านรับและด้านส่งที่ 0.1 และ 1 เมตร



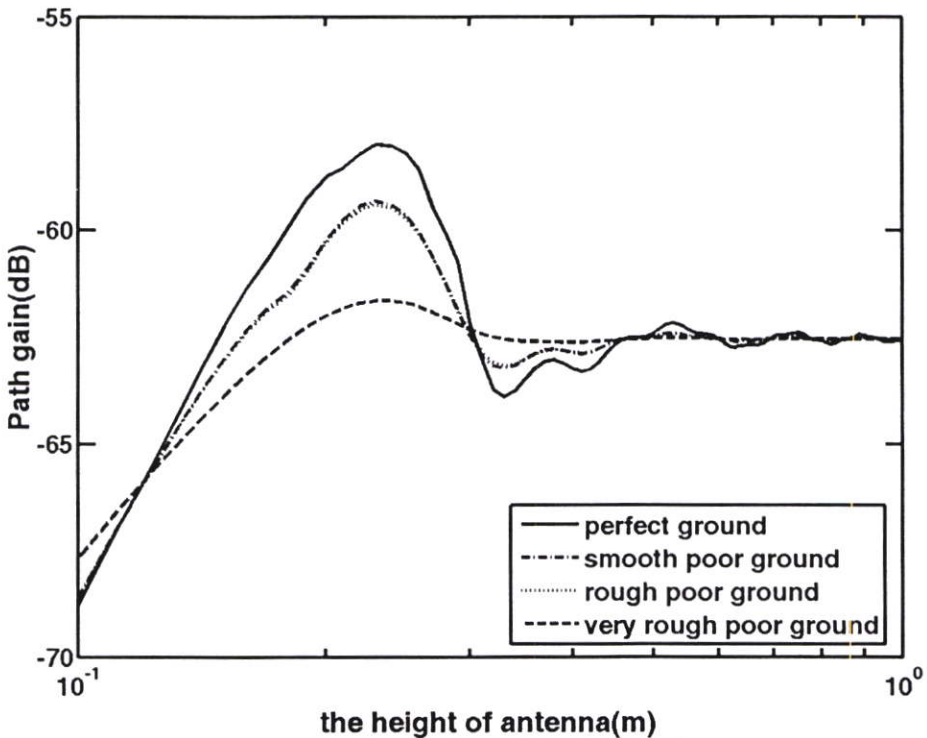
รูปที่ 5.3 รูปแบบสัญญาณด้านรับหลังจากผ่านวงจรกรองเมตซ์ที่ความสูงของสายอากาศด้านส่ง และรับเท่ากับ 0.1 เมตร



รูปที่ 5.4 รูปแบบสัญญาณด้านรับหลังจากผ่านวงจรกรองเมตซ์ที่ความสูงของสายอากาศด้านส่ง และรับเท่ากับ 1 เมตร

5.2.1.2.3 การวิเคราะห์ห่ออัตราขยายเชิงวิถี

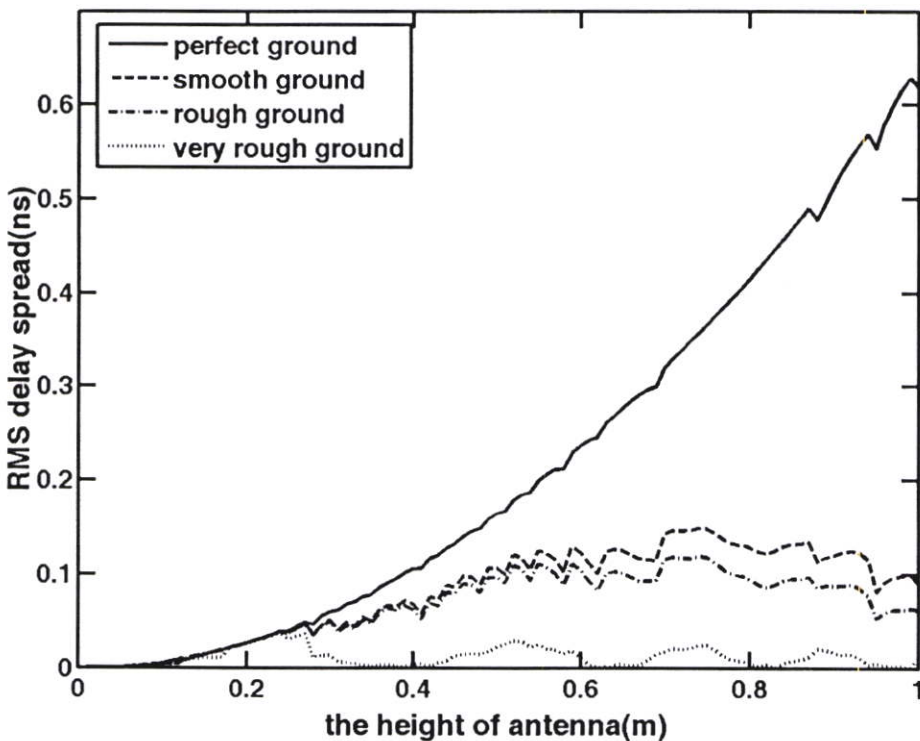
จากรูปที่ 5.5 พบว่าค่าอัตราขยายเชิงวิถีในระยะความสูงต่ำๆ จะมีค่าน้อยมาก และเพิ่มมากขึ้นตามความสูงของสายอากาศที่เพิ่มขึ้น จนกระทั่งถึงจุดหนึ่งค่าของอัตราขยายเชิงวิถีจะมีค่าลดลงและเพิ่มขึ้นสลับกันไปจนกระทั่งเท่ากับค่าคงที่ค่าหนึ่งคือ 62.5 dB ในทุกชนิดของพื้นผิว เพียงแต่จะพบว่าถ้าพื้นผิวมีความขรุขระมากขึ้นจะส่งผลในขนาดของอัตราขยายเชิงวิถีสูงสุดมีขนาดน้อยลงเนื่องจากความสูงของสายอากาศที่เพิ่มขึ้นมีผลให้ระยะทางระหว่างสายอากาศทั้ง 2 มีมากขึ้นด้วย ซึ่งทำให้กำลังงานของสัญญาณน้อยลงตามไปด้วย แต่จากรูปจะพบว่าในช่วงหนึ่งที่มีความสูงของสายอากาศเพิ่มขึ้นค่าอัตราขยายเชิงวิถีกลับมีค่าเพิ่มขึ้นก็เนื่องจากระยะทางที่เพิ่มขึ้นนั้น กำลังงานของสัญญาณที่มาจากทิศทางที่มองเห็น ได้กับสัญญาณที่มาจากการสะท้อนนั้น เกิดจากทับซ้อนกันของสัญญาณทั้งสองในด้านบวกทำให้เกิดกำลังงานที่สูง แต่เมื่อความสูงของสายอากาศเพิ่มขึ้นอีกค่าอัตราขยายเชิงวิถีก็กลับลดลง เนื่องจากสัญญาณทั้งสองเกิดทับซ้อนในด้านลบของสัญญาณ และถ้าระยะทางของสายอากาศที่เพิ่มขึ้นจนถึงจุดหนึ่งค่าอัตราขยายเชิงวิถีจะคงที่เนื่องจากสัญญาณทั้งสองสัญญาณไม่เกิดการทับซ้อนกัน



รูปที่ 5.5 อัตราขยายเชิงวิถีของสัญญาณด้านรับที่พื้นผิวต่างๆกัน

5.2.1.2.4 การวิเคราะห์ค่าการแผ่ประวิง (RMS Delay Spread)

จากรูปที่ 5.6 พบว่า ค่าการแผ่ประวิงของพื้นผิวสมบูรณมีค่าเพิ่มขึ้นตามความสูงสายอากาศที่เพิ่มขึ้น แต่พื้นผิวขรุขระธรรมดา, พื้นผิวขรุขระมาก และ พื้นผิวเรียบนั้นกลับมามีค่าการแผ่ประวิงที่ต่างกันคือ เพิ่มขึ้นตามความสูงของสายอากาศที่เพิ่มขึ้นจนถึงระดับหนึ่งประมาณ 0.7 ถึง 0.8 เมตรแล้วค่าการแผ่ประวิงจะมีค่าลดลงตามความสูงของสายอากาศที่เพิ่มขึ้น และพบว่าถ้าความขรุขระของพื้นผิวมีมากขึ้น ค่าการแผ่ประวิงจะมีค่าลดลง กรณีพื้นผิวสมบูรณนั้นมีกำลังงานของสัญญาณที่สะท้อนจากมากที่สุด ดังนั้นค่าการแผ่ประวิงจะขึ้นอยู่กับขนาดของกำลังงานของสัญญาณที่สะท้อนจากพื้นผิวมากกว่าการล่าช้าของสัญญาณ เพราะความสูงของสายอากาศเพิ่มขึ้น ค่าการล่าช้าของสัญญาณต้องมากขึ้นด้วย แต่ค่าการแผ่ประวิงกลับลดลง



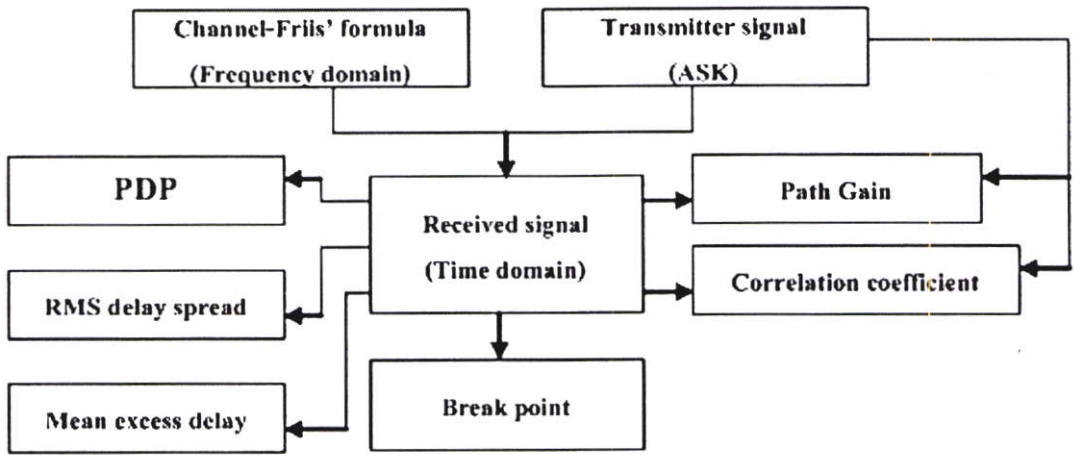
รูปที่ 5.6 ค่าการกำลังสองเฉลี่ยของการแผ่ประวิงของสัญญาณด้านรับที่พื้นผิวต่างๆกัน

5.2.2 ขั้นตอนการวิเคราะห์ผลและผลการจำลองเพื่อการตรวจสอบผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงระยะทางของสายอากาศด้านรับและด้านส่ง

5.2.2.1 ขั้นตอนการวิเคราะห์ผล

การวิเคราะห์การจำลองเพื่อการตรวจสอบผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงระยะทางของสายอากาศด้านรับและด้านส่งนั้นจะทำการวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่แสดงถึงผลของการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ ในด้านการลดทอนกำลังงาน (Attenuation), ความผิดเพี้ยน (Distortion) และผล

การกระจายทางเวลา (Time dispersion) ซึ่งขั้นตอนการวิเคราะห์นั้นคู่ได้ในรูปที่ 5.7 และสุดท้ายจะทำการวิเคราะห์ค่าของระยะหักมุมของการสูญเสียเชิงวิถี



รูปที่ 5.7 การวิเคราะห์ผลในพารามิเตอร์ต่างๆของการจำลอง

5.2.2.2 ผลการจำลอง

5.2.2.2.1 การวิเคราะห์ระยะทางจุดหักมุม

ในการประมาณค่าสำหรับการวิเคราะห์การหาอัตราขยายเชิงวิถี และระยะจุดหักมุมของพื้นผิวสามชนิดที่กำหนดให้มีระดับความขรุขระประมาณ 1 เซนติเมตรตามตารางที่ 4.2

การหาค่าระยะจุดหักมุมจะบ่งบอกถึงการลดทอนของสัญญาณในช่องสัญญาณแถบกว้าง ยิ่งได้โดยการระยะทางระหว่างสายอากาศด้านส่ง และด้านรับอยู่ในระยะก่อนถึงระยะจุดหักมุมจะพบว่าค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดขึ้น จะเหมือนกับค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดขึ้น ในอวกาศว่าง และถ้าระยะทางระหว่างสายอากาศด้านส่งและด้านรับมากกว่าระยะของจุดหักมุมจะพบว่าค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดขึ้นจะมีมากกว่าค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดขึ้นในอวกาศว่าง ซึ่งในการหาระยะของจุดหักมุมจะใช้วิธีการสองวิถี โดยวิธีแรกจะหาจากสมการของเฟอร์เนล โซนอันดับที่หนึ่ง (The first fersnel zone) ผลที่ได้จากการประมาณค่าจะแสดงในตารางที่ 5.1

โดยจะพบว่ากรณีแรกนั้นกำหนดความสูงของสายอากาศด้านรับและด้านส่งไว้ที่ 1 เมตร จะพบว่าระยะทางระหว่างสายอากาศทั้งสองที่เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 0.01 เมตรถึง 10 เมตรจะอยู่ก่อนระยะจุดหักมุมซึ่งค่าการลดทอนของสัญญาณจะเหมือนกับการลดทอนในอวกาศว่าง ดังภาพที่ในกรณีที่สองนั้น จะกำหนดความสูงของสายอากาศด้านรับและส่งไว้ที่ 10 เซนติเมตรจะพบว่าระยะจุดหักมุมที่ประมาณจากวิธีเฟอร์เนล โซนอันดับที่หนึ่ง จะอยู่ระหว่างสายอากาศทั้งสองที่เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 0.01 เมตรถึง 10 เมตรจะประมาณค่าจะพบว่าค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิด

จะเห็นการเปลี่ยนแปลงของค่าอัตราขยายเชิงวิถีทั้งสองช่วง และในกรณีสุดท้าย จะกำหนดความสูงของสายอากาศด้านรับและส่งไว้ที่ 1 เซนติเมตร จะพบว่าระยะทางระหว่างสายอากาศทั้งสองที่เปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 0.01 เมตรถึง 10 เมตร ไม่มีระยะจุดหักมุมเกิดขึ้นเนื่องจากระยะจุดหักมุมเหมือนคำนวณจากวิธีเฟอร์เนลโซนอันดับที่หนึ่งจะไม่สามารถหาได้เช่นกัน

และวิธีการที่สองจะทำการประมาณค่าจากกราฟของอัตราขยายเชิงวิถีและวิธีกำลังสองน้อยที่สุด (Least square) ในการระยะจุดหักมุมซึ่งผลที่ได้จะแสดงให้แสดงดังตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 จะแสดงให้เห็นในกรณีที่กำหนดความสูงของสายอากาศด้านรับและด้านส่งไว้ที่ 0.1 เมตร เนื่องจากเป็นระยะที่จะเกิดจุดหักมุมในช่วงที่ไม่เกิน 10 เมตร และเมื่อทำการเปลี่ยนพื้นผิวเป็นพื้นไม้, อิฐ และหินปูนจะพบว่าระยะจุดหักมุมจะเป็น 2.03 2.01 และ 1.99 ตามลำดับ จะพบว่าในกรณีที่พื้นผิวมีค่า ϵ_r ที่ต่ำกว่าจะมีระยะจุดหักมุมที่ไกลกว่า ดังนั้นคุณสมบัติของพื้นผิวในแต่ละชนิดนั้นมีความสำคัญต่อการเกิดระยะจุดหักมุม

ตารางที่ 5.1 ระยะทางจุดหักมุมที่ได้จากวิธีเฟอร์เนลโซนอันดับที่หนึ่ง

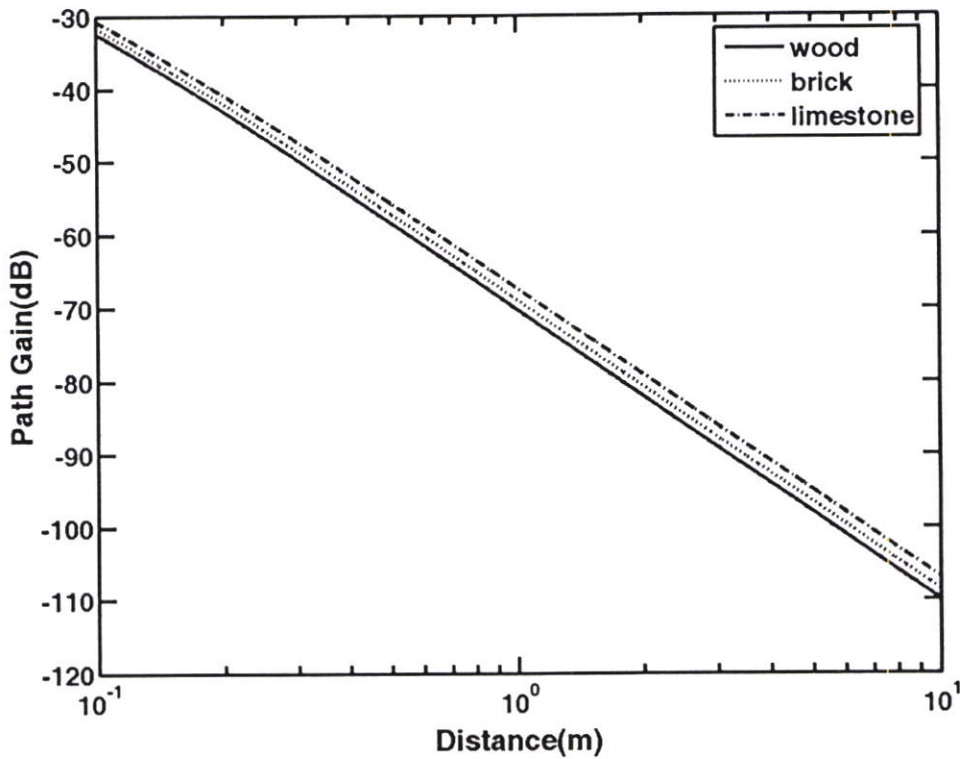
ความสูงของสายอากาศด้านรับและส่ง (m)	ระยะทางจุดหักมุม(m)
1.00 m	91.39
0.1 m	0.90
0.01 m	0.00

ตารางที่ 5.2 การคำนวณค่าระยะทางจุดหักมุมของสายอากาศด้านรับและส่ง 0.1 เมตร โดยวิธีกำลังสองน้อยที่สุด

พื้นผิว	ระยะทางจุดหักมุม(m)
ไม้	2.03
อิฐ	2.01
หินปูน	1.99

5.2.2.2.2 การวิเคราะห์อัตราขยายเชิงวิถี

จากรูปที่ 5.8 แสดงถึงค่าอัตราขยายเชิงวิถีเมื่อกำหนดความสูงของสายอากาศด้านรับและส่งไว้ที่ 1 เซนติเมตร จะพบว่าค่าอัตราขยายเชิงวิถีจะมีค่าลดลงตามระยะทางที่เพิ่มขึ้นจะเหมือนกันทั้งสามชนิดของพื้นผิว และพบว่าพื้นไม้จะมีค่าอัตราขยายเชิงวิถีที่ต่ำกว่าอิฐ และ หินปูน ตามลำดับ



รูปที่ 5.8 อัตราขยายเชิงวิถีในความสูงของสายอากาศด้านรับและส่ง 1 เซนติเมตร

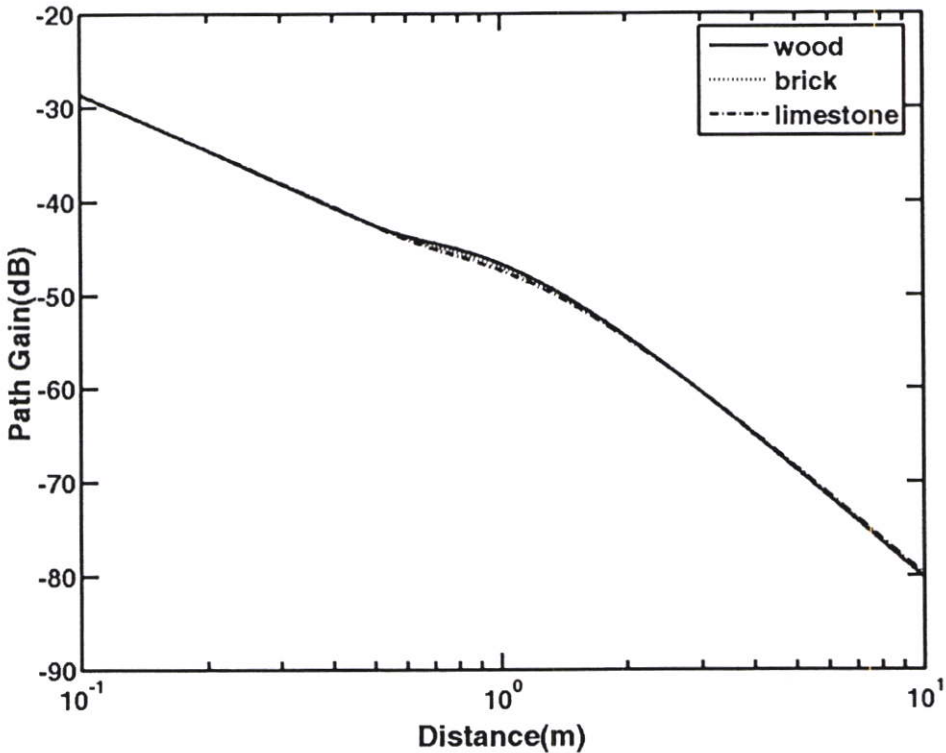
และจากกราฟจะไม่พบว่าระยะจุดหักมุม

จากรูปที่ 5.9 แสดงถึงค่าอัตราขยายเชิงวิถีเมื่อกำหนดความสูงของสายอากาศด้านรับและส่งไว้ที่ 10 เซนติเมตร จะพบว่าค่าอัตราขยายเชิงวิถีจะมีค่าลดลงตามระยะทางที่เพิ่มขึ้นจะเหมือนกันทั้งสามชนิดของพื้นผิว และจากกราฟจะสามารถคำนวณหาระยะจุดหักมุมได้ตามตารางที่ 5.2 ซึ่งใช้วิธีค่ากำลังสองน้อยที่สุดและ พบว่าในระยะทางก่อนถึงจุดหักมุมในแต่ละพื้นผิวจะมีค่าอัตราขยายเชิงวิถีที่เหมือนกันหรือมีความแตกต่างกันน้อยมาก และถ้าระยะทางที่ใช้มีค่ามากกว่าจุดจุดหักมุมในแต่ละพื้นผิวจะมีค่าอัตราขยายเชิงวิถีที่แตกต่างกัน ซึ่งพบว่าพื้นไม่มีค่าอัตราขยายเชิงวิถีต่ำกว่าอูฐและหินปูนตามลำดับ

จากรูปที่ 5.10 แสดงถึงค่าอัตราขยายเชิงวิถีเมื่อกำหนดความสูงของสายอากาศด้านรับและส่งไว้ที่ 1 เมตร จะพบว่าค่าอัตราขยายเชิงวิถีจะมีค่าลดลงตามระยะทางที่เพิ่มขึ้นจะเหมือนกันทั้งสามชนิดของพื้นผิว และค่าอัตราขยายเชิงวิถีทั้งสามพื้นผิวจะมีค่าเหมือนกันหรือมีความแตกต่างกันน้อยมาก และจากกราฟจะไม่พบหรือคำนวณระยะจุดหักมุมได้

จากผลของอัตราขยายเชิงวิถีทั้งหมดของความสูงของสายอากาศด้านรับและส่ง จะพบว่าค่าอัตราขยายเชิงวิถีจะมีค่าลดลงตามระยะทางที่เพิ่มขึ้นและค่าอัตราขยายเชิงวิถีในระยะที่ก่อนถึงระยะจุดหักมุมจะมีค่าใกล้เคียงกันแทบไม่แตกต่างกันทั้ง 3 พื้นผิว และกรณีที่ระยะทางมากกว่าระยะจุดหักมุมจะพบว่าค่าอัตราขยายเชิงวิถีจะมีค่าแตกต่างกัน โดยพื้นผิวที่มีค่า ϵ_r ต่ำกว่าจะมีค่า

อัตราขยายเชิงวิถีที่ต่ำกว่าพื้นผิวที่มีค่า ϵ , สูงกว่าเช่นกันกับระยะจุดหักมุมของพื้นผิวที่มีค่า ϵ , ต่ำกว่าจะมีระยะทางของจุดหักมุมที่มากกว่าพื้นผิวที่มีค่า ϵ , สูงกว่า



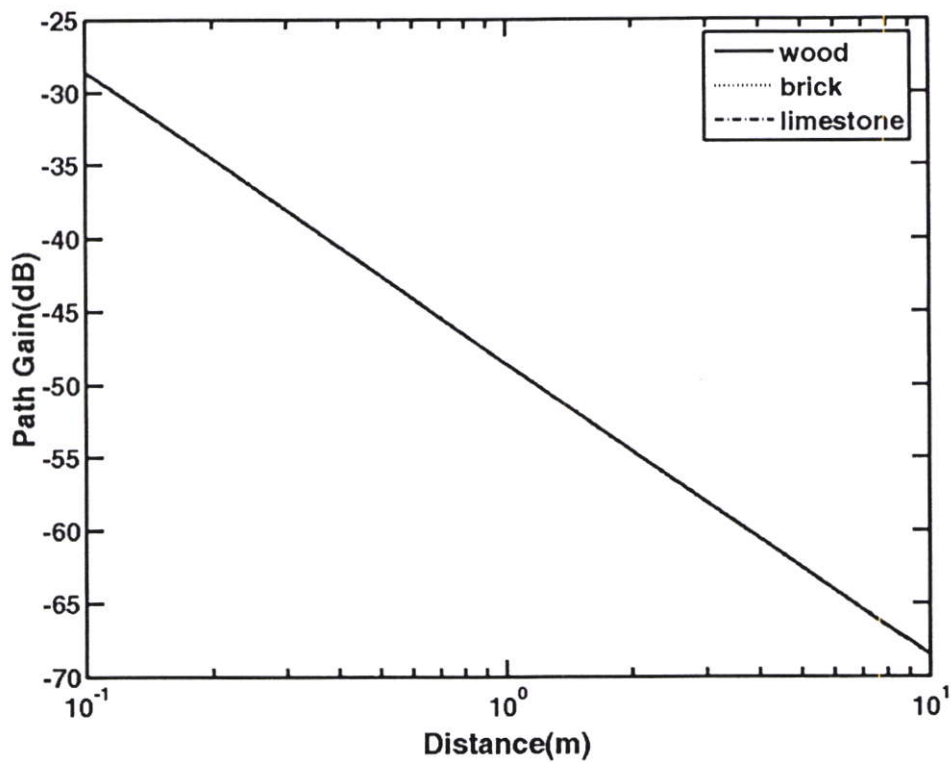
รูปที่ 5.9 อัตราขยายเชิงวิถีในความสูงของสายอากาศด้านรับและส่ง 10 เซนติเมตร

5.2.2.2.3 การวิเคราะห์ค่าการแผ่การประวิง

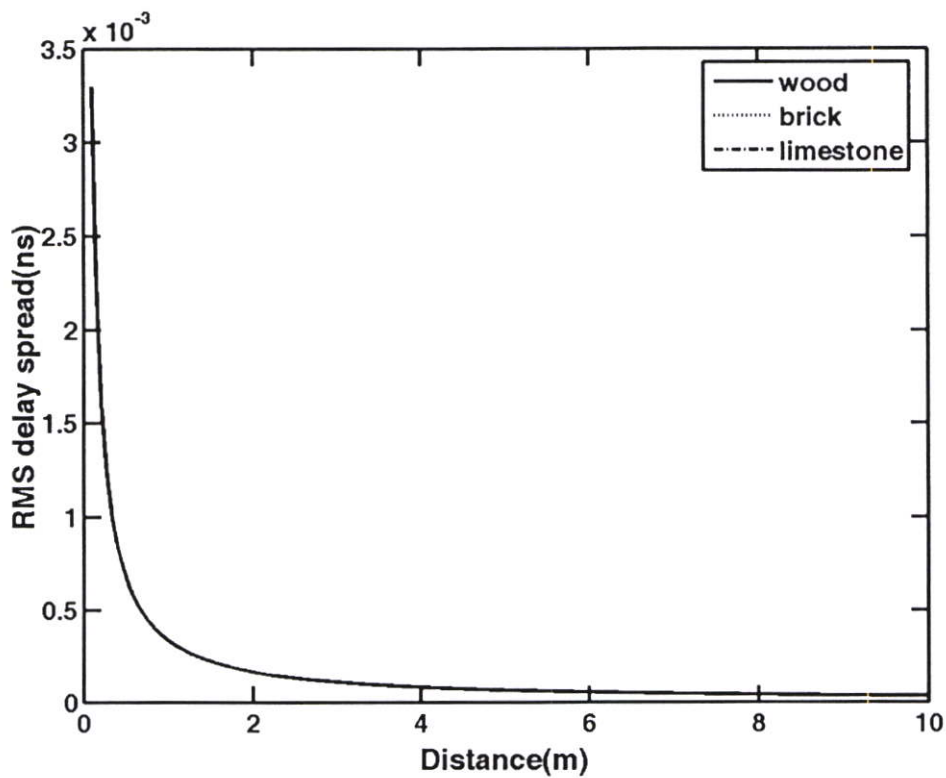
จากรูปที่ 5.11 แสดงถึงค่าการแผ่การประวิงเมื่อกำหนดความสูงของสายอากาศด้านรับและส่งไว้ที่ 1 เซนติเมตร จะพบว่าค่าการแผ่การประวิงของทั้ง 3 พื้นผิวจะมีลดลงตามระยะทางที่เพิ่มขึ้น และจะมีค่าใกล้เคียงกันแทบไม่แตกต่างกัน

จากรูปที่ 5.12 แสดงถึงค่าการแผ่การประวิงเมื่อกำหนดความสูงของสายอากาศด้านรับและส่งไว้ที่ 10 เซนติเมตร จะพบว่าค่าการแผ่การประวิงที่ระยะทางที่ไม่เกิน 1 เมตร จะมีค่าขึ้นและลงอย่างรวดเร็ว แต่หลังจากระยะทางเกิน 1 เมตรขึ้นไปจะพบว่าค่าการแผ่การประวิงจะมีค่าลดลงตามระยะทางที่เพิ่มขึ้น จนถึงระยะทางที่ 4.1 3.6 และ 3.1 เมตรของพื้นไม้ อีฐและหินปูนตามลำดับ และหลังจากนั้นจะมีการค่าเพิ่มขึ้นจนมีค่าใกล้เคียงกันทั้งสามพื้นผิว

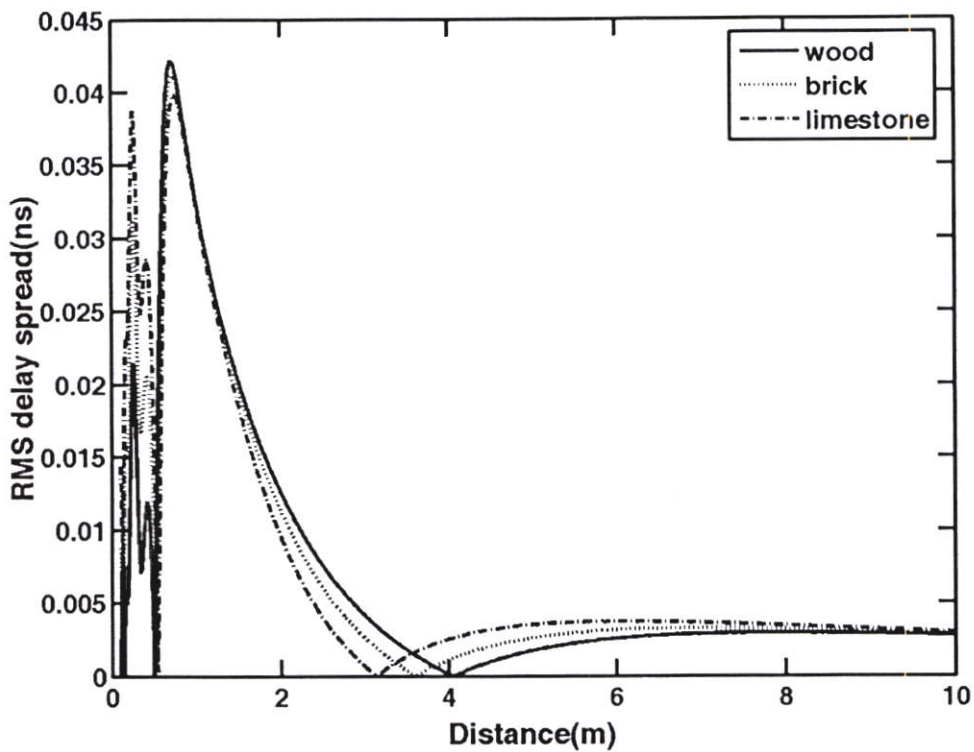
จากรูปที่ 5.13 แสดงถึงค่าการแผ่การประวิง เมื่อกำหนดความสูงของสายอากาศด้านรับและส่งไว้ที่ 1 เมตร จะมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดหนึ่งและจะมีค่าลดลงจนเป็น 0 ที่ระยะ 2.9 4.3 และ 5.6 ของพื้นไม้ อีฐและหินปูนตามลำดับ และจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะทางที่ขึ้น



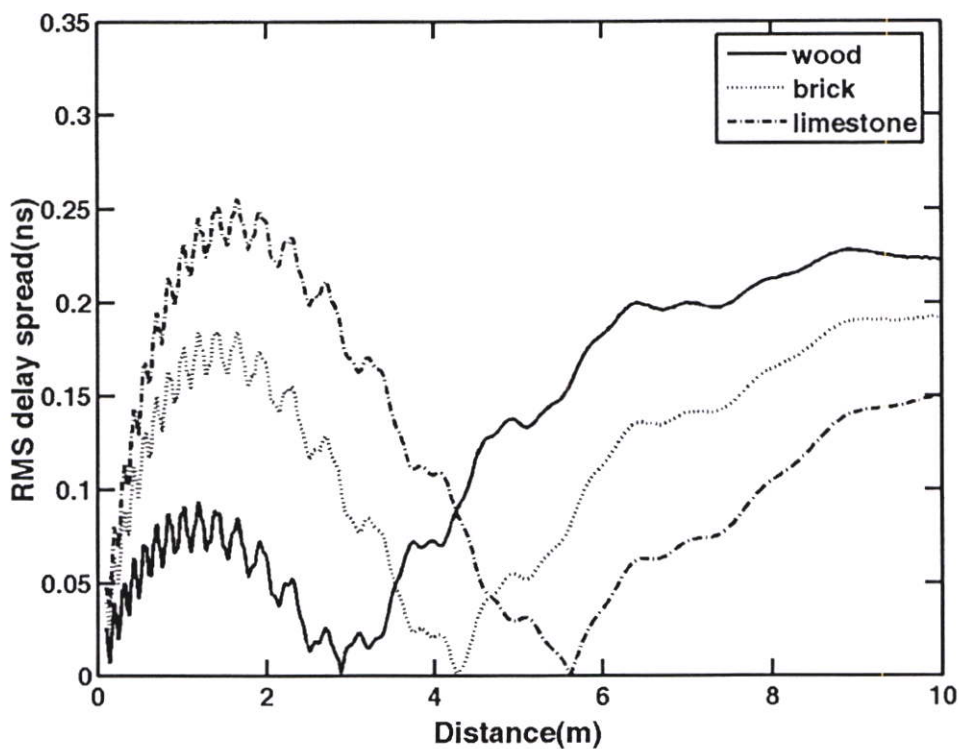
รูปที่ 5.10 อัตราขยายเชิงวิถีในความสูงของสายอากาศด้านรับและส่ง 1 เมตร



รูปที่ 5.11 ค่าการแผ่การประวิงในความสูงของสายอากาศด้านรับและส่ง 1 เซนติเมตร



รูปที่ 5.12 ค่าการแผ่การประวิงในความสูงของสายอากาศด้านรับและส่ง 10 เซนติเมตร



รูปที่ 5.13 ค่าการแผ่การประวิงในความสูงของสายอากาศด้านรับและส่ง 1 เมตร

จากผลของค่าการแผ่การประวิง จะพบว่ากรณีที่กำหนดความสูงของสายอากาศไว้ที่ 1 เซนติเมตรและ 10 เซนติเมตร ค่าการแผ่การประวิงจะมีค่าลดลงตามระยะทางที่เพิ่ม แต่ในกรณีที่กำหนดความสูงของสายอากาศไว้ที่ 1 เมตรจะพบว่าค่าการแผ่การประวิงจะลดลงตามระยะทางที่เพิ่มขึ้นตาม 2 กรณีแรก แต่ถ้าระยะทางเพิ่มขึ้นจนถึงจุดหนึ่ง จะพบว่าค่าการแผ่การประวิงจะมีค่าเพิ่มตามระยะทางที่เพิ่มขึ้น อาจเกิดเนื่องจากสัญญาณที่มาจากทิศทางตรงกับสัญญาณที่สะท้อนจากพื้นเกิดการประวิงที่มากพอที่จะทำให้สัญญาณทั้งสองไม่ซ้อนทับกัน

5.3 สรุป

ในบทนี้แสดงผลของการตรวจสอบโดยการจำลอง โดยการจำลองนั้นจะใช้หลักการของฟรีสเป็นหลักในการวิเคราะห์และจำลอง และแสดงผลในรูปของอัตราขยายเชิงวิถี ผลการกระจายทางเวลา เช่นค่าการแผ่การประวิง รูปสัญญาณด้านรับและระยะหักมุมเป็นต้น ซึ่งผลที่ได้ทั้งหมดนี้จะทำการประเมินค่าให้ค่าที่ได้จากการจำลองนั้นเข้าใกล้ค่าที่ได้จากการวัดสัญญาณ ซึ่งได้แสดงผลการประเมินในบทถัดไป และสุดท้ายการศึกษาการสะท้อนบนพื้นผิวขรุขระในแถบกว้างยิ่งจะสรุปผลในบทที่ 7

บทที่ 6

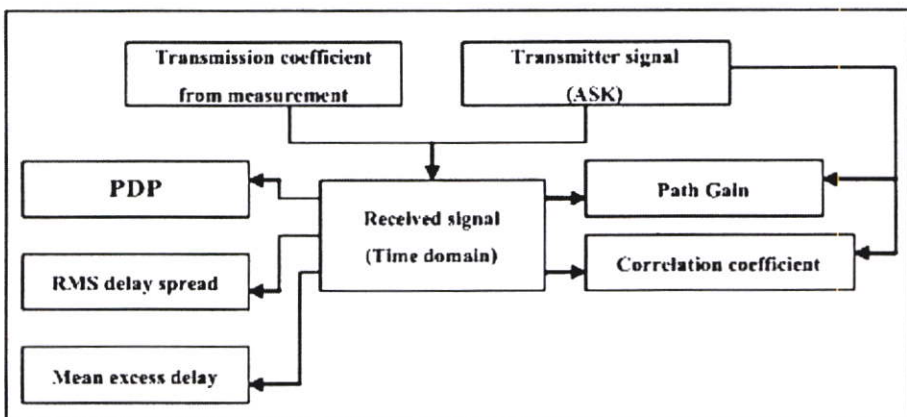
ผลการวัดสัญญาณและการประเมิน

6.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการวิเคราะห์ข้อมูลของช่องสัญญาณที่ได้จากการวัดภายในห้องในพื้นที่ขรุขระ(หिनปูน) และพื้นเรียบ (หिनอ่อน) และวัดสัญญาณนั้นจะทำการวัดในห้องเรียนของคณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ ซึ่งจะใช้แบบจำลองในการวัด ตามที่ได้อธิบายในบทที่ 4 ซึ่งจะใช้อุปกรณ์ VNA ทำการวัดค่า S_{21} และจะแสดงผลในพารามิเตอร์สำคัญในรูปของผลการลดทอนของระดับกำลังงานของสัญญาณและลักษณะการกระจายทางเวลาของสัญญาณ และค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โดยแสดงอยู่ในลักษณะการเปรียบเทียบกันระหว่างกรณีพื้นผิวขรุขระและพื้นผิวเรียบในกรณีของสายอากาศแนวนอน และทำการปรับปรุงผลการจำลองให้มีค่าใกล้เคียงกับผลการวัดสัญญาณ ซึ่งเป็นประเด็นหลักของการพิจารณาในวิทยานิพนธ์นี้ และได้เลือกใช้การประเมินค่าโดยการปรับปรุงผลการจำลองให้มีความใกล้เคียงกับข้อมูลที่วัดจริง

6.2 ผลการวัดสัญญาณและการวิเคราะห์ผล

ในการวัดสัญญาณได้ทำการวัดสัญญาณในพื้นที่ผิวเรียบและขรุขระในการวางสายอากาศในแนวนอนและทำการเปลี่ยนความสูงของสายอากาศ และระยะทางระหว่างสายอากาศด้านรับและด้านส่ง เพื่อตรวจสอบผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงสายอากาศทั้งความสูงและระยะทางระหว่างสายอากาศด้านรับและด้านส่งแบบจำลอง ซึ่งรายละเอียดของขั้นตอนการวัดสัญญาณนั้นได้กล่าวไว้ในบทที่ 4 และขั้นตอนการวิเคราะห์ผลและผลของการวัดทั้งหมดได้รับการตีพิมพ์ในการประชุมนานาชาติ [17]



รูปที่ 6.1 การวิเคราะห์ผลในพารามิเตอร์ต่างๆของการวัดสัญญาณ

6.2.1 ขั้นตอนการวิเคราะห์ผล

ในขั้นตอนการวิเคราะห์ข้อมูล นำข้อมูลสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (Transmission coefficients) หรือ ค่า S_{21} ที่วัดได้จากเครื่องวิเคราะห์วงจรขยับและนำมาวิเคราะห์ผลโดยใช้โปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ แล้วจะได้เป็นฟังก์ชันการถ่ายโอนของช่องสัญญาณ (Channel transfer function) และมารวมกับสัญญาณที่ใช้ส่ง และมาวิเคราะห์หาพารามิเตอร์ต่างๆ ดังรูปที่ 6.1

6.2.2 ผลการวัดสัญญาณ

6.2.2.1 อัตราขยายเชิงวิถี

การแสดงผลในส่วนนี้จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ ผลจากการวัดในกรณีพื้นผิวขรุขระกับพื้นผิวเรียบภายในอาคาร โดยในแต่ละพื้นผิวทำการเปลี่ยนลักษณะของสายอากาศทำมุมแนวนอนกับพื้นและทำปรับระดับความสูงของสายอากาศ 25, 50 และ 100 เซนติเมตร

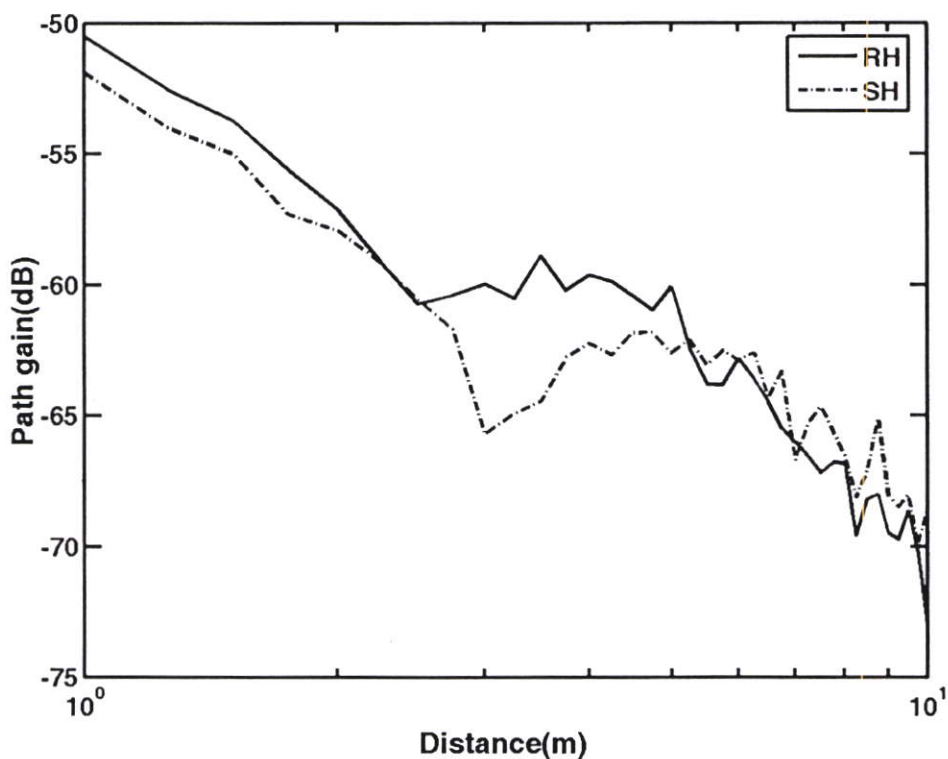
ในกรณีของค่าอัตราขยายเชิงวิถีเปรียบเทียบระหว่างพื้นผิวขรุขระกับพื้นผิวเรียบในกรณีความสูงของสายอากาศที่ 25, 50 และ 100 เซนติเมตรเมื่อสายอากาศทำมุมแนวนอนกับพื้น ซึ่งแสดงผลในรูปที่ 6.2 ถึง 6.4 โดยที่ "RH" แทนลักษณะของพื้นขรุขระและลักษณะของสายอากาศเป็นแนวนอน และ "SH" แทนลักษณะของพื้นเรียบและลักษณะของสายอากาศเป็นแนวนอน ซึ่งผลที่จะพบว่าค่าอัตราขยายเชิงวิถีจะแปรเปลี่ยนไปตามระยะทางตั้งแต่ 1 เมตรถึง 10 เมตรระยะห่างช่วงละ 25 เซนติเมตร โดยในกรณีที่ความสูงของสายอากาศสูง 25 เซนติเมตรนั้นพบว่ากรณีพื้นขรุขระและพื้นเรียบในกรณีสายอากาศทำมุมแนวนอน ในช่วงแรกจะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วตามระยะทางที่เพิ่มขึ้นจนระยะทางที่ 2.5 และ 3 เมตรของพื้นผิวขรุขระและพื้นผิวเรียบตามลำดับ ค่าอัตราขยายเชิงวิถีมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องจนถึงระยะทางหนึ่งค่าอัตราขยายเชิงวิถีกลับมีค่าลดลงตามปกติ

เนื่องจากอาจจะเกิดจากสัญญาณที่สะท้อนจากพื้นผิวในแต่ละพื้นนั้นมาถึงภาครับในจังหวะเวลาเดียวกับสัญญาณที่มาจากทิศทางตรง จึงทำให้สัญญาณเกิดการทับซ้อนกัน จึงมีการผลทำให้ช่วงระยะทางก่อนถึง 2.5 กับ 3 เมตรค่าอัตราขยายมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเนื่องจากการทับซ้อนเป็นไปในลักษณะของการหักล้างกัน แต่หลังจากนั้นการทับซ้อนของสัญญาณจะส่งเสริมกันจึงทำให้ค่าอัตราขยายเชิงวิถีมีค่าเพิ่มมากขึ้น และในกรณีที่ความสูงของสายอากาศเป็น 0.5 เมตรและ 1 เมตรพบว่าค่าอัตราขยายเชิงวิถีมีค่าลดลงอย่างต่อเนื่องเป็นรูปเส้นตรงแต่ในระยะทางประมาณ 6-7 เมตรเป็นต้นจะพบว่าค่าอัตราขยายเชิงวิถีนั้นจะมีสวิงอย่างมากเนื่องจากอาจจะเป็นผลของการเกิดมัลติพาธ และในช่วงระยะทางน้อยจะพบว่าค่าอัตราขยายเชิงวิถีของพื้นเรียบจะมีค่าต่ำกว่าพื้นขรุขระ และระยะทางเพิ่มขึ้นค่าอัตราขยายเชิงวิถีของพื้นเรียบกลับมีค่าสูงกว่าพื้นขรุขระ โดยค่าอัตราขยายเชิงวิถีของพื้นเรียบจะมีค่าสูงกว่ากรณีของพื้นขรุขระในกรณีที่ความสูง 50 และ 100 เซนติเมตร โดยคิดเป็นค่าเฉลี่ย 0.2716 dB และ 0.8485 dB ตามลำดับ และกรณีความสูง 25 เซนติเมตรจะพบว่ากรณีของพื้นเรียบจะมีค่าต่ำกว่ากรณีของพื้นขรุขระเป็น 0.178 dB

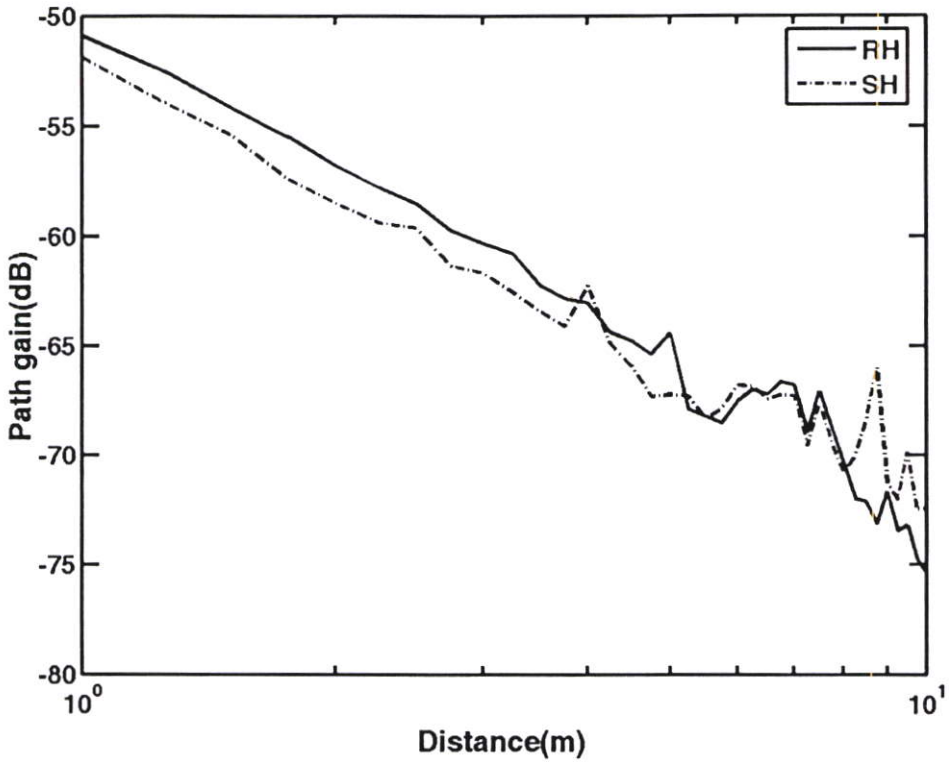
ค่าอัตราขยายเชิงวิถีในระยะทาง 1, 5, และ 10 เมตรกับค่าเฉลี่ยของอัตราขยายเชิงวิถีในพื้นที่
ขรุขระและพื้นเรียบแสดงในตารางที่ 6.1

ตารางที่ 6.1 ค่าเปรียบเทียบของอัตราขยายเชิงวิถีของสัญญาณที่วัดได้ในพื้นที่ขรุขระและพื้น
เรียบ

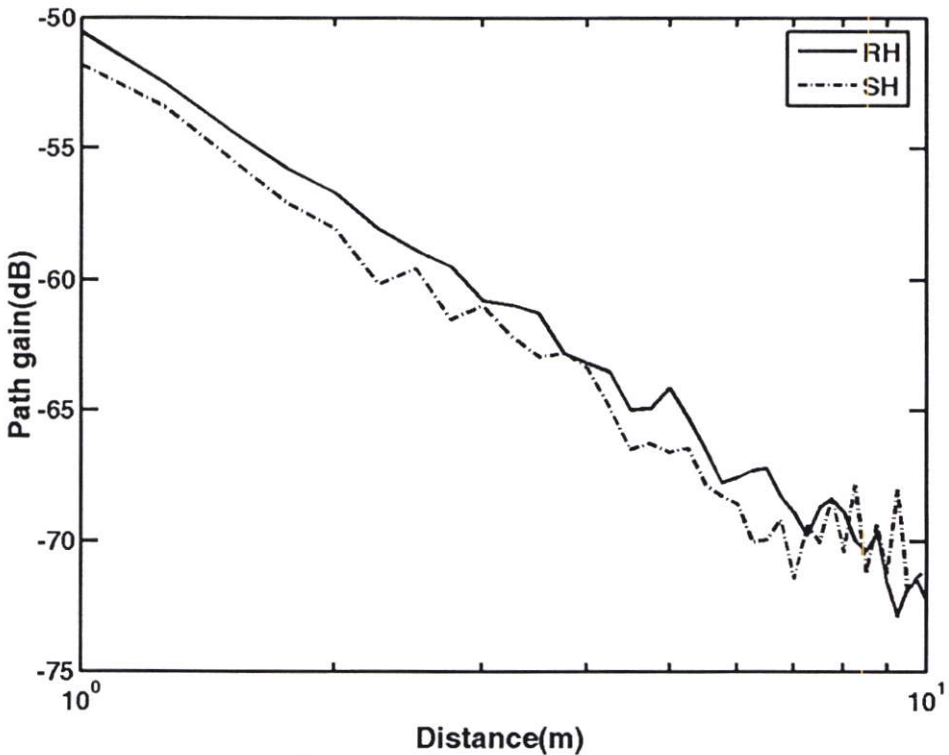
ความสูงของสาย อากาศ(เมตร)	ลักษณะของพื้น	ค่าอัตราขยายเชิงวิถี(dB)			
		1 เมตร	5 เมตร	10 เมตร	ค่าเฉลี่ย
0.25	ขรุขระ	-50.5011	-60.0674	-72.9815	-61.1833
0.5	ขรุขระ	-50.8671	-64.3881	-75.3933	-63.5495
1	ขรุขระ	-50.5531	-64.1151	-72.2403	-62.3028
0.25	เรียบ	-51.8964	-62.5913	-68.5282	-61.0053
0.5	เรียบ	-51.8273	-67.2245	-72.4114	-63.8211
1	เรียบ	-51.7921	-66.5819	-71.0799	-63.1513



รูปที่ 6.2 อัตราขยายเชิงวิถีของพื้นเรียบกับพื้นขรุขระของสัญญาณที่วัดได้เปรียบเทียบกันในกรณี
ความสูงของสายอากาศ 25 เซนติเมตรและสายอากาศทำมุมแนวนอน



รูปที่ 6.3 อัตราขยายเชิงวิถีของพื้นเรียบกับพื้นขรุขระของสัญญาณที่วัดได้เปรียบเทียบกันในกรณี ความสูงของเสาอากาศ 50 เซนติเมตรและเสาอากาศทำมุมแนวนอน



รูปที่ 6.4 อัตราขยายเชิงวิถีของพื้นเรียบกับพื้นขรุขระของสัญญาณที่วัดได้เปรียบเทียบกันในกรณี ความสูงของเสาอากาศ 100 เซนติเมตรและเสาอากาศทำมุมแนวนอน

6.2.2.2 ลักษณะของการกระจายทางเวลาของสัญญาณ

ในผลการวิเคราะห์ในส่วนนี้จะแสดงผลการวิเคราะห์ลักษณะการกระจายทางเวลาของสัญญาณในรูปของพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ คือ ค่าเฉลี่ยเวลาประวิง และค่าการแผ่ประวิง การแสดงผลในส่วนนี้จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ การแสดงผลในส่วนนี้จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ ผลจากการวัดในกรณีพื้นผิวขรุขระกับพื้นผิวเรียบภายในอาคาร โดยในแต่ละพื้นผิวทำการเปลี่ยนลักษณะของสายอากาศทำมุมแนวนอนกับพื้นและทำปรับระดับความสูงของสายอากาศ 25, 50 และ 100 เซนติเมตร

6.2.2.2.1 การเฉลี่ยเวลาประวิง

จากผลที่ได้พบว่าค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณที่วัดจะแปรเปลี่ยนไปตามระยะทางตั้งแต่ 1 เมตรถึง 10 เมตร ระยะห่างช่วงละ 25 เซนติเมตร แต่ในกรณีของค่าเฉลี่ยเวลาประวิงเปรียบเทียบระหว่างพื้นผิวขรุขระกับพื้นผิวเรียบในกรณีความสูงของสายอากาศที่ 25, 50 และ 100 เซนติเมตรเมื่อสายอากาศทำมุมแนวนอนกับพื้น ซึ่งแสดงผลในรูปที่ 6.5 ถึง 6.7 โดยที่ “RH” แทนลักษณะของพื้นขรุขระและลักษณะของสายอากาศเป็นแนวนอน และ “SH” แทนลักษณะของพื้นเรียบและลักษณะของสายอากาศเป็นแนวนอน จากรูปทั้งหมดจะพบว่าค่าเฉลี่ยประวิงของสายอากาศทำมุมแนวนอนจะเป็นไปตามลักษณะเดียวกันคือเมื่อระยะทางเพิ่มขึ้น ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงจะมีค่าเพิ่มขึ้นตาม แต่ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของพื้นเรียบในช่วงแรกประมาณ 3-6 เมตรจะพบว่ามีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะทางที่เพิ่มขึ้นแต่หลังจากนั้นจะพบว่ามีค่าลดลงแทน

โดยพบว่าค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของพื้นเรียบมีค่าต่ำกว่าพื้นขรุขระกรณีสายอากาศทำมุมแนวนอน โดยคิดเป็นค่าเฉลี่ย 3.228 ns, 3.0318 ns และ 11.2712 ns ตามลำดับ ซึ่งแสดงผลของค่าเฉลี่ยเวลาประวิงในระยะทาง 1, 5, และ 10 เมตรกับผลของค่าเฉลี่ยเวลาประวิงในพื้นที่ขรุขระและพื้นเรียบแสดงในตารางที่ 6.2

6.2.2.2.2 การแผ่ประวิงเวลา

จากผลที่ได้พบว่าค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณที่วัดจะแปรเปลี่ยนไปตามระยะทางตั้งแต่ 1 เมตรถึง 10 เมตร ระยะห่างช่วงละ 25 เซนติเมตร แต่ในกรณีของค่าการแผ่ประวิงเปรียบเทียบระหว่างพื้นผิวขรุขระกับพื้นผิวเรียบในกรณีความสูงของสายอากาศที่ 25, 50 และ 100 เซนติเมตรเมื่อสายอากาศทำมุมแนวนอนกับพื้น ซึ่งแสดงผลในรูปที่ 6.5 ถึง 6.7 โดยที่ “RH” แทนลักษณะของพื้นขรุขระและลักษณะของสายอากาศเป็นแนวนอน และ “SH” แทนลักษณะของพื้นเรียบและลักษณะของสายอากาศเป็นแนวนอน จากรูปทั้งหมดจะพบว่าค่าการแผ่ประวิงของสายอากาศทำมุมแนวนอนจะเป็นไปตามลักษณะเดียวกันคือค่าการแผ่ประวิงของพื้นขรุขระจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะทางที่เพิ่มขึ้นแต่จะขึ้นช้ากว่ากรณีของพื้นเรียบในทุกความสูงของสายอากาศ

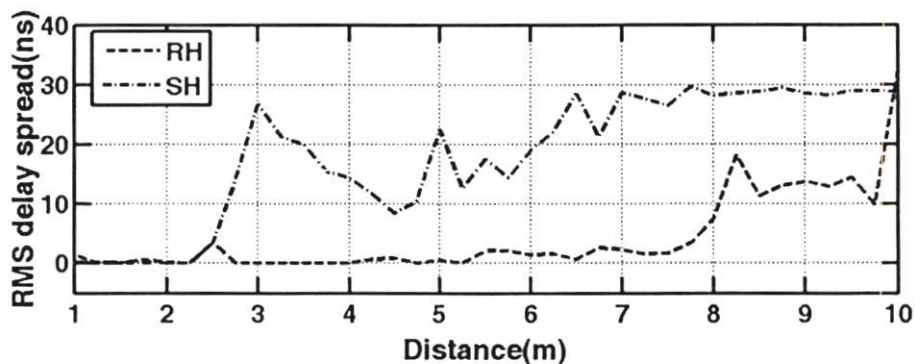
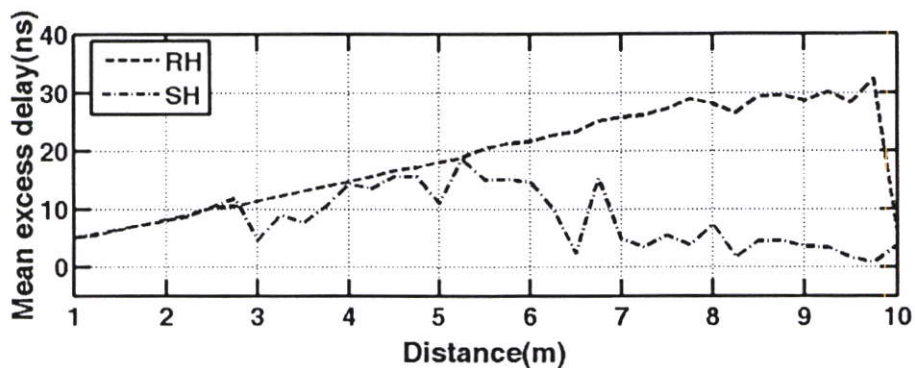
โดยพบว่าค่าการแผ่ประวิงของพื้นเรียบมีค่าสูงกว่าพื้นขรุขระกรณีสายอากาศทำมุมแนวนอน โดยคิดเป็นค่าเฉลี่ย 5.7785 ns, 2.2825 ns และ 6.3704 ns ตามลำดับความสูง ซึ่งแสดงผลของค่าการแผ่ประวิงในระยะทาง 1, 5, และ 10 เมตรกับผลของค่าการแผ่ประวิงในพื้นที่ขรุขระและพื้นเรียบแสดงในตารางที่ 6.3

ตารางที่ 6.2 การเปรียบเทียบของค่าเฉลี่ยการประวิงของสัญญาณที่วัดได้ในพื้นที่ขรุขระและพื้นเรียบ

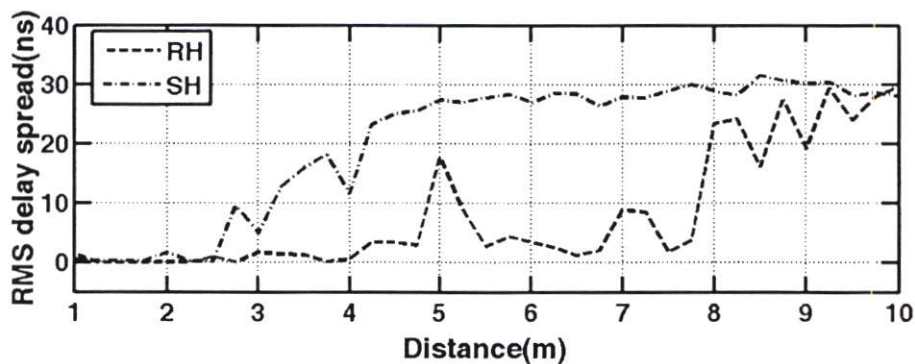
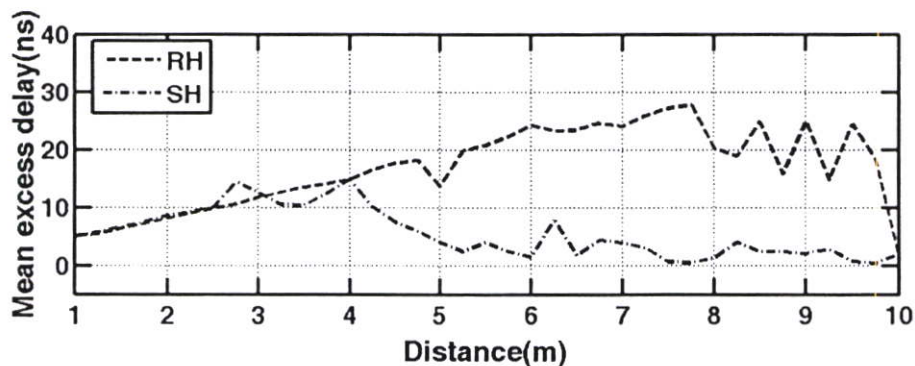
ความสูงของสายอากาศ(เมตร)	ลักษณะของพื้น	ค่าส่วนเกินเฉลี่ยการประวิง (ns)			
		1 เมตร	5 เมตร	10 เมตร	ค่าเฉลี่ย
0.25	ขรุขระ	5.1131	18.0880	6.0216	9.7409
0.5	ขรุขระ	5.0763	13.6134	1.4294	6.7064
1	ขรุขระ	5.1182	18.5006	15.1333	12.9174
0.25	เรียบ	4.9531	10.9034	3.6823	6.5129
0.5	เรียบ	5.0525	4.0097	1.9617	3.6746
1	เรียบ	4.8313	2.1405	-2.0330	1.6462

ตารางที่ 6.3 การเปรียบเทียบของค่าการแผ่การประวิงของสัญญาณที่วัดได้ในพื้นที่ขรุขระและพื้นเรียบ

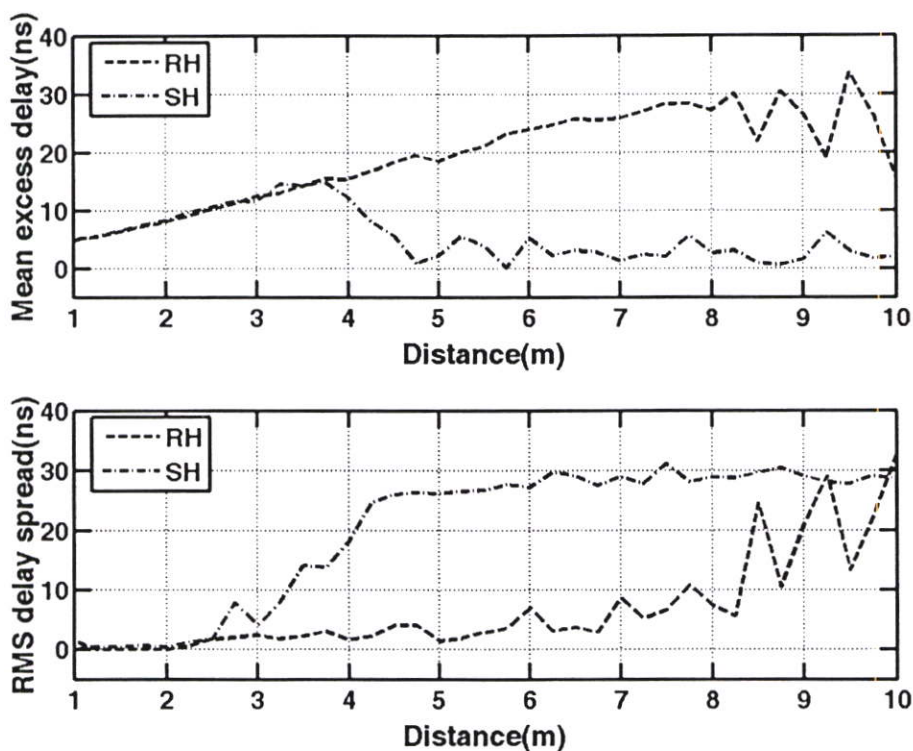
ความสูงของสายอากาศ(เมตร)	ลักษณะของพื้น	ค่าราคาล้างสองเฉลี่ยการแผ่การประวิง (ns)			
		1 เมตร	5 เมตร	10 เมตร	ค่าเฉลี่ย
0.25	ขรุขระ	1.3737	0.6148	32.3329	11.4404
0.5	ขรุขระ	1.5165	17.8246	29.7223	16.3545
1	ขรุขระ	1.5392	1.5084	32.6444	11.8973
0.25	เรียบ	0.1813	22.6173	28.8582	17.2189
0.5	เรียบ	0.4517	27.4155	28.0438	18.6370
1	เรียบ	0.0630	26.1928	28.5474	18.2677



รูปที่ 6.5 การเฉลี่ยเวลาประวิงและค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณกรณีพื้นขรุขระเทียบกับพื้นเรียบ
ในกรณีความสูง 25 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน



รูปที่ 6.6 การเฉลี่ยเวลาประวิงและค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณกรณีพื้นขรุขระเทียบกับพื้นเรียบ
ในกรณีความสูง 50 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน



รูปที่ 6.7 การเฉลี่ยเวลาประวิงและค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณกรณีพื้นขรุขระเทียบกับพื้นเรียบ ในกรณีความสูง 100 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน

และจากผลการกระจายทางเวลาของสัญญาณทั้ง 2 พารามิเตอร์คือค่าเฉลี่ยเวลาประวิงและค่าการแผ่ประวิงนั้นจะพบว่าในกรณีที่ระยะทางเพิ่มขึ้นค่าก็เปลี่ยนแปลงตามระยะเช่นกัน โดยการแผ่ประวิงนั้นจะมีลักษณะของการเปลี่ยนแปลงตรงกันข้ามกับกรณีของค่าเฉลี่ยเวลาประวิง แสดงให้เห็นว่าถ้าสัญญาณเดินทางมาถึงเร็วจะเกิดจากการแผ่ของสัญญาณค่อนข้างมากกว่า และถ้าสัญญาณที่เดินมาถึงช้าจะพบว่าการแผ่ของสัญญาณจะน้อยลง

6.2.2.3 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์

ในผลการวิเคราะห์ในส่วนนี้จะแสดงค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ เมื่อทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณที่รับได้และสัญญาณที่ใส่ส่ง ซึ่งในการวิเคราะห์ส่วนนี้จะทำการวิเคราะห์แยกออกเป็น 2 ส่วน โดยส่วนแรกจะทำการวิเคราะห์สัญญาณที่รับได้ โดยเปรียบเทียบกับสัญญาณที่รับได้จากพื้นขรุขระและพื้นเรียบ และส่วนที่ 2 จะแยกสัญญาณที่วัดได้ออกเป็นสัญญาณที่สะท้อนมาจากพื้นและสัญญาณที่มาจากสัญญาณที่มาจากทิศทางตรง และนำมาเปรียบเทียบ โดยในแต่ละพื้นผิวทำการเปลี่ยนลักษณะของสายอากาศที่มุมแนวนอนกับพื้นและทำปรับระดับความสูงของสายอากาศ 25, 50 และ 100 เซนติเมตร

จากการวิเคราะห์ส่วนที่ 1 จะพบว่าค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณที่วัดจะแปรเปลี่ยนไปตามระยะทางตั้งแต่ 1 เมตรถึง 10 เมตร ระยะห่างช่วงละ 25 เซนติเมตร แต่ในกรณีของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เปรียบเทียบระหว่างพื้นผิวขรุขระกับพื้นผิวเรียบในกรณีความสูงของสายอากาศที่ 25, 50 และ 100 เซนติเมตรเมื่อสายอากาศทำมุมแนวนอนกับพื้น ซึ่งแสดงผลในรูปที่ 6.8 ถึง 6.10 ตามลำดับ โดยที่ “RH” แทนลักษณะของพื้นขรุขระและลักษณะของสายอากาศเป็นแนวนอน, “SH” แทนลักษณะของพื้นเรียบและลักษณะของสายอากาศเป็นแนวนอน

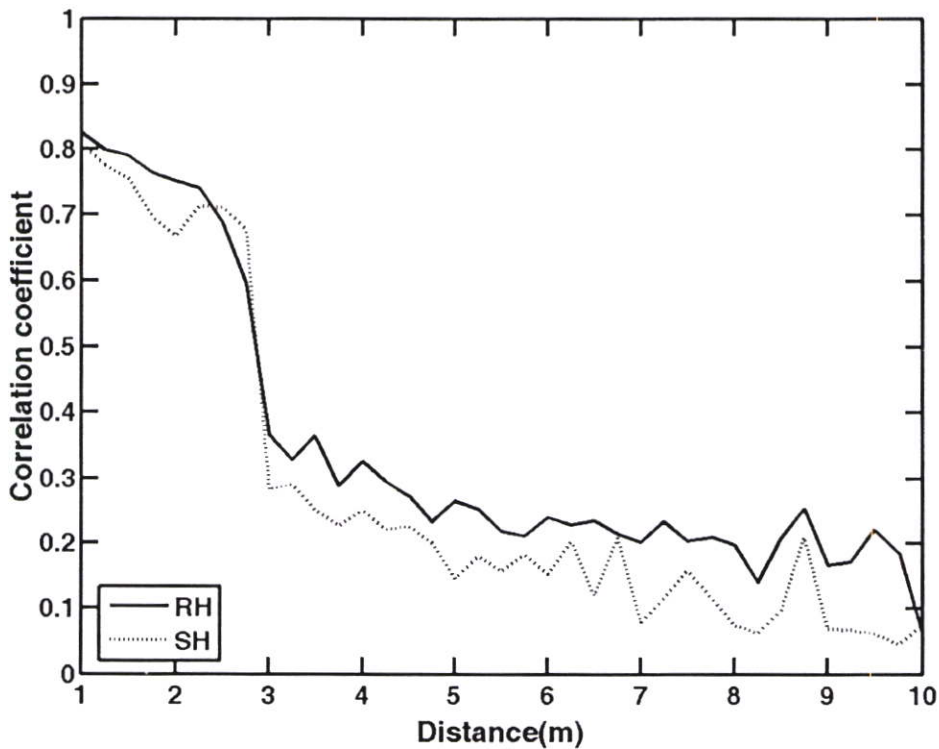
จากรูปทั้งหมดจะพบว่าค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศทำมุมแนวนอนจะเป็นไปตามลักษณะเดียวกันคือค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของพื้นขรุขระจะมีค่าลดลงตามระยะทางที่เพิ่มขึ้นแต่จะสูงกว่ากรณีของพื้นเรียบในทุกความสูงของสายอากาศ โดยพบว่าค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของพื้นเรียบมีค่าต่ำกว่าพื้นขรุขระกรณีสายอากาศทำมุมแนวนอน โดยคิดเป็นค่าเฉลี่ย 0.0651, 0.0624, 0.0758 ตามลำดับความสูง ดังตารางที่ 6.4

จากการวิเคราะห์ส่วนที่ 2 จะพบว่าค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณที่วัดจะแปรเปลี่ยนไปตามระยะทางตั้งแต่ 1 เมตรถึง 10 เมตร โดยมีระยะห่างช่วงละ 25 เซนติเมตร แต่ในกรณีของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เปรียบเทียบระหว่างสัญญาณที่มาจากทิศทางตรง พื้นผิวขรุขระและพื้นผิวเรียบในกรณีความสูงของสายอากาศที่ 25, 50 และ 100 เซนติเมตรเมื่อสายอากาศทำมุมแนวนอนกับพื้น ซึ่งแสดงผลในรูปที่ 6.11 ถึง 6.13 ตามลำดับ โดยที่ “RH” แทนลักษณะของพื้นขรุขระและลักษณะของสายอากาศเป็นแนวนอน “SH” แทนลักษณะของพื้นเรียบและลักษณะของสายอากาศเป็นแนวนอนและ “LOS” แทนลักษณะของสัญญาณที่มาจากทิศทางตรง

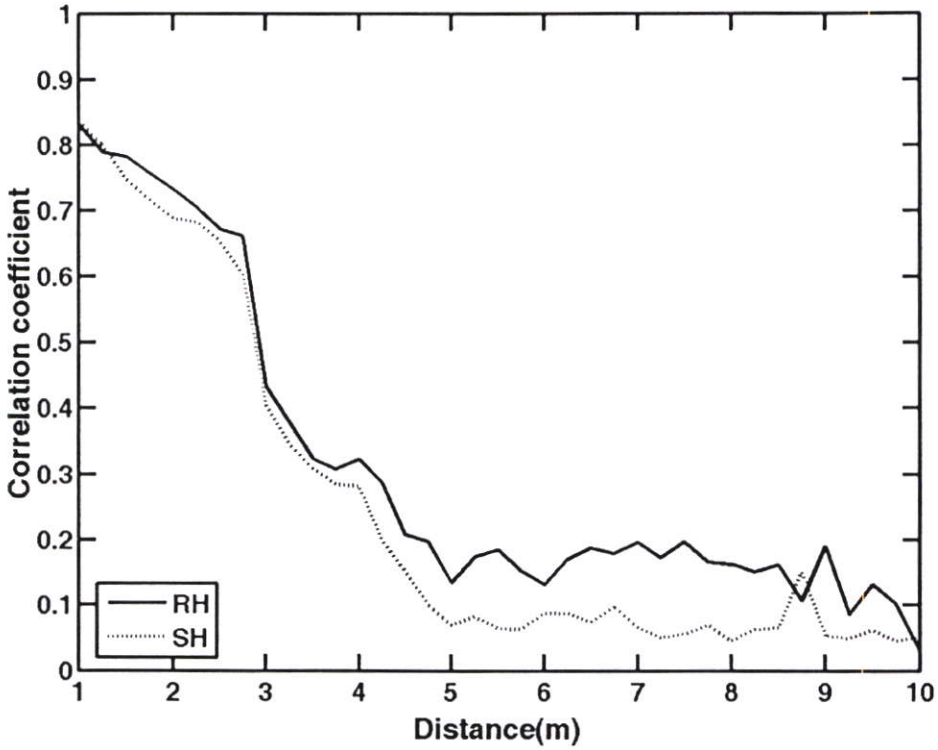
จากรูปทั้งหมดจะพบว่าค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศทำมุมแนวนอนจะเป็นไปตามลักษณะเดียวกันคือค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของทุกกรณีจะมีค่าลดลงตามระยะทางที่เพิ่มขึ้นแต่กรณีของสัญญาณที่มาจากทิศทางตรงจะมีค่าสูงกว่ากรณีของพื้นขรุขระและพื้นเรียบในทุกความสูงของสายอากาศตามลำดับ ผลของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ในระยะทาง 1, 5, และ 10 เมตรกับค่าเฉลี่ยของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ในสัญญาณที่มาจากทิศทางและการสะท้อนจากพื้นขรุขระและพื้นเรียบแสดงในตารางที่ 6.5 และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เปรียบเทียบระหว่างความสูงของสายอากาศ 25, 50 และ 100 เซนติเมตรในกรณีพื้นเรียบและพื้นขรุขระ จะแสดงผลในรูปที่ 6.14 ถึง 6.16 ตามลำดับ จากรูปทั้งหมดจะพบว่าค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศจะเป็นไปตามลักษณะเดียวกันคือค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของความสูง 25 เซนติเมตรจะดีกว่า 50 เซนติเมตร และดีกว่า 100 เซนติเมตร ตามลำดับยกเว้นในกรณีสัญญาณที่มาจากทิศทางตรง จะพบว่ากรณีความสูงของสายอากาศ 50 เซนติเมตรมีค่ามากกว่า 25 เซนติเมตรและ 100 เซนติเมตรตามลำดับ และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ในทุกชนิดกรณีจะมีค่าลดลงตามระยะทางที่เพิ่มขึ้น

ตารางที่ 6.4 การเปรียบเทียบของค่าสหสัมพันธ์สัมพัทธ์ของสัญญาณที่วัดได้ในแต่ละ
พื้นผิวในการวิเคราะห์ส่วนที่ 1

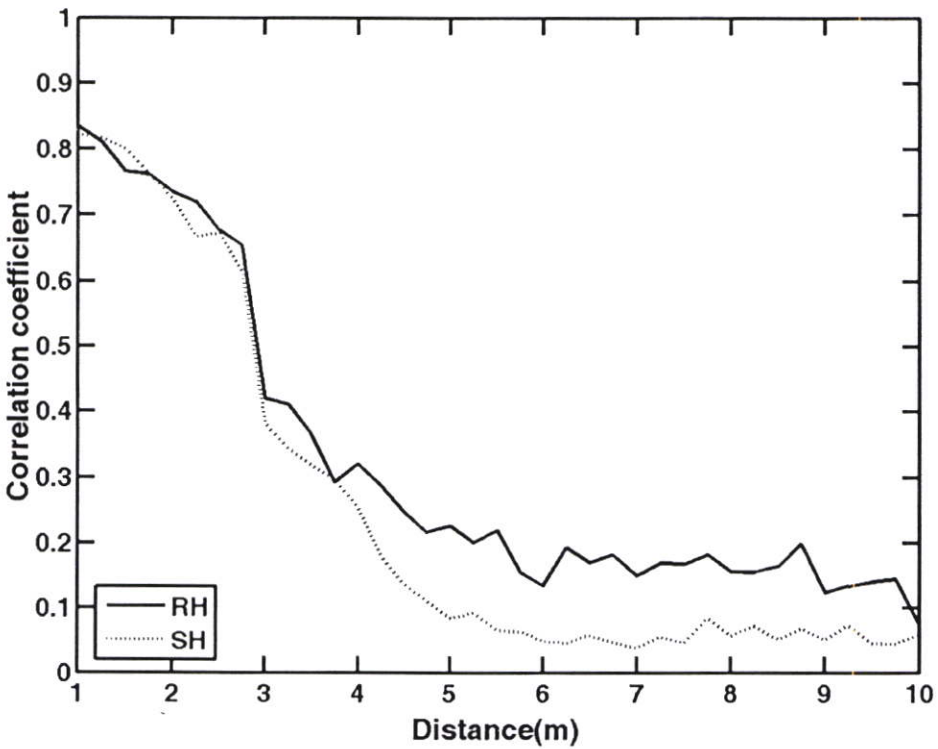
ความสูงของสาย อากาศ(เมตร)	ลักษณะของพื้น	ค่าสหสัมพันธ์สัมพัทธ์			
		1 เมตร	5 เมตร	10 เมตร	ค่าเฉลี่ย
0.25	ขรุขระ	0.8250	0.4650	0.0587	0.407595
0.5	ขรุขระ	0.8320	0.3350	0.0313	0.37614
1	ขรุขระ	0.8349	0.4259	0.0746	0.386876
0.25	เรียบ	0.8088	0.3450	0.0744	0.342428
0.5	เรียบ	0.8382	0.2690	0.0509	0.313745
1	เรียบ	0.8229	0.2844	0.0593	0.311036



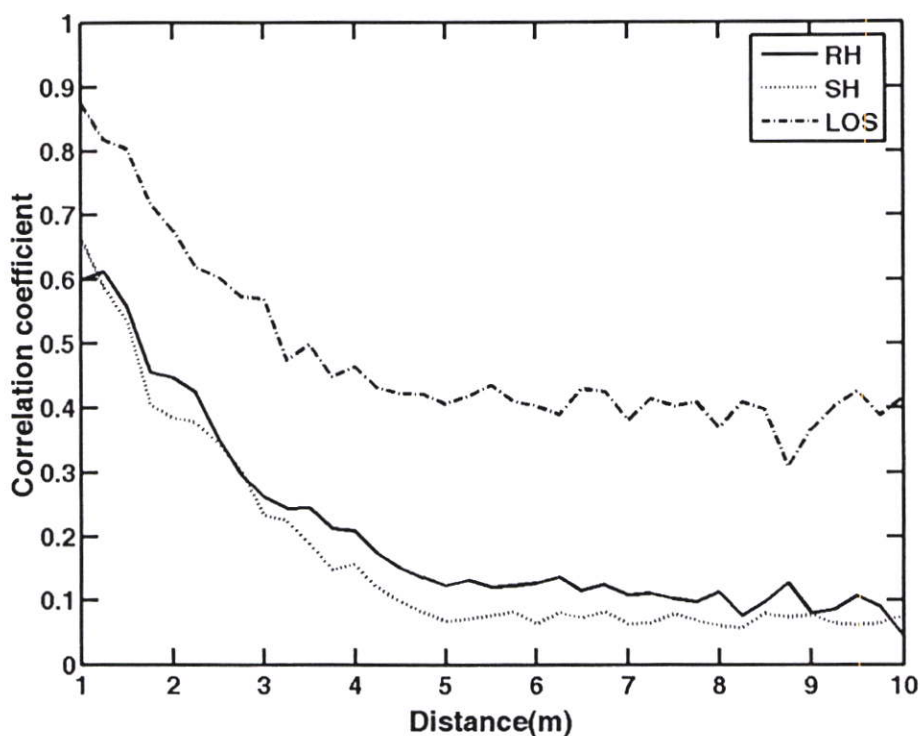
รูปที่ 6.8 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์สัมพัทธ์ของสัญญาณกรณีพื้นขรุขระเทียบกับพื้นเรียบในกรณีความสูง
25 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน



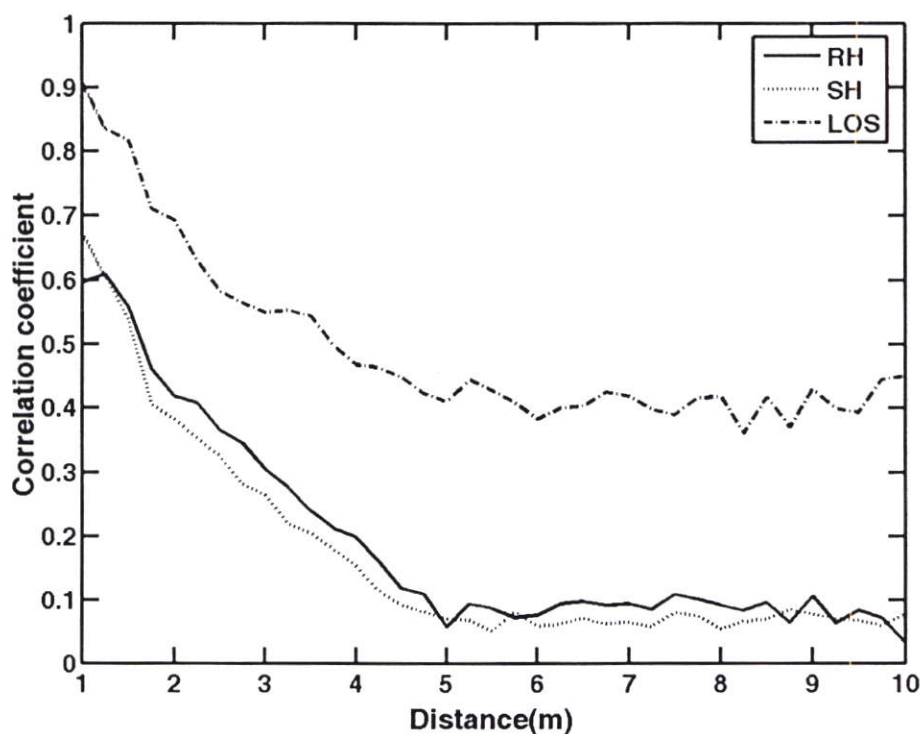
รูปที่ 6.9 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณกรณีพื้นขรุขระเทียบกับพื้นเรียบในกรณีความสูง 50 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน



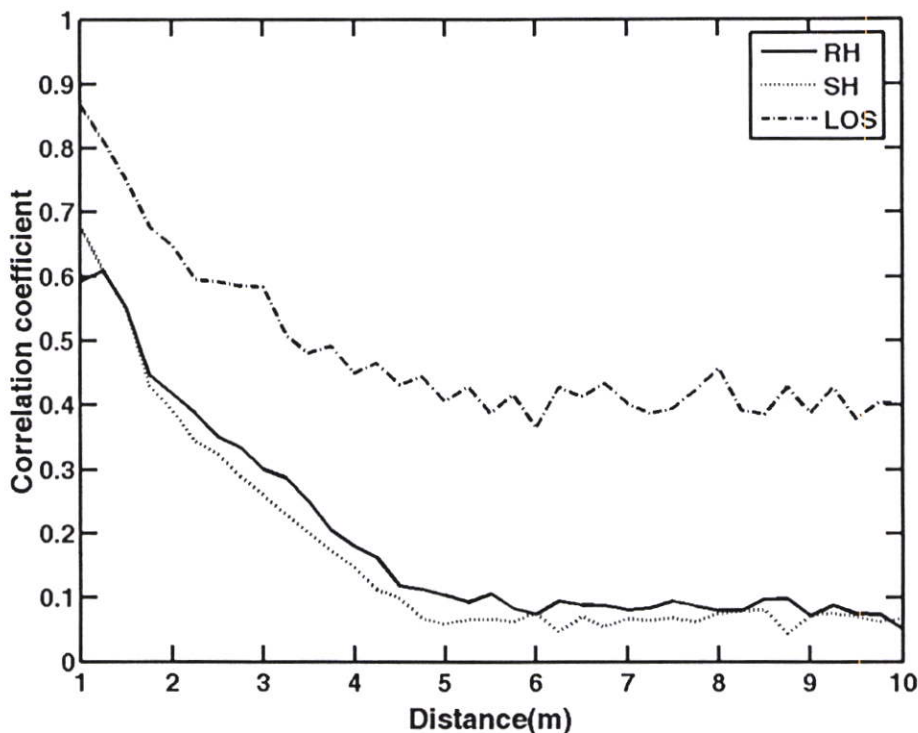
รูปที่ 6.10 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณกรณีพื้นขรุขระเทียบกับพื้นเรียบในกรณีความสูง 100 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน



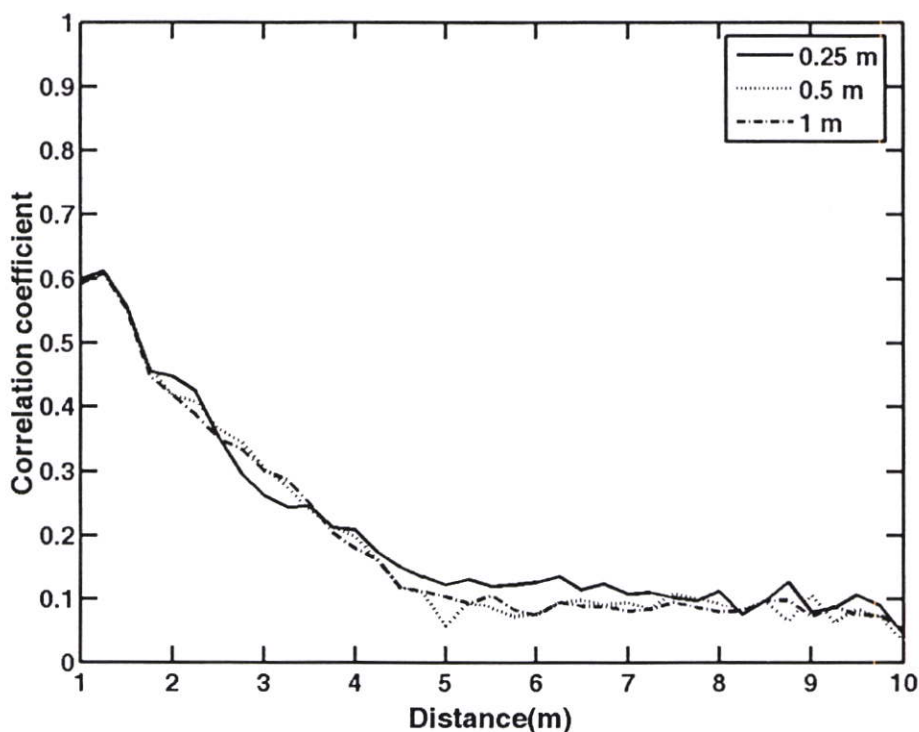
รูปที่ 6.11 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณที่มาจากทิศทางตรงเทียบกับสัญญาณที่สะท้อนจากพื้นผิวขรุขระและพื้นผิวเรียบที่ความสูงของสายอากาศด้านรับและส่งที่ 25 เซนติเมตร



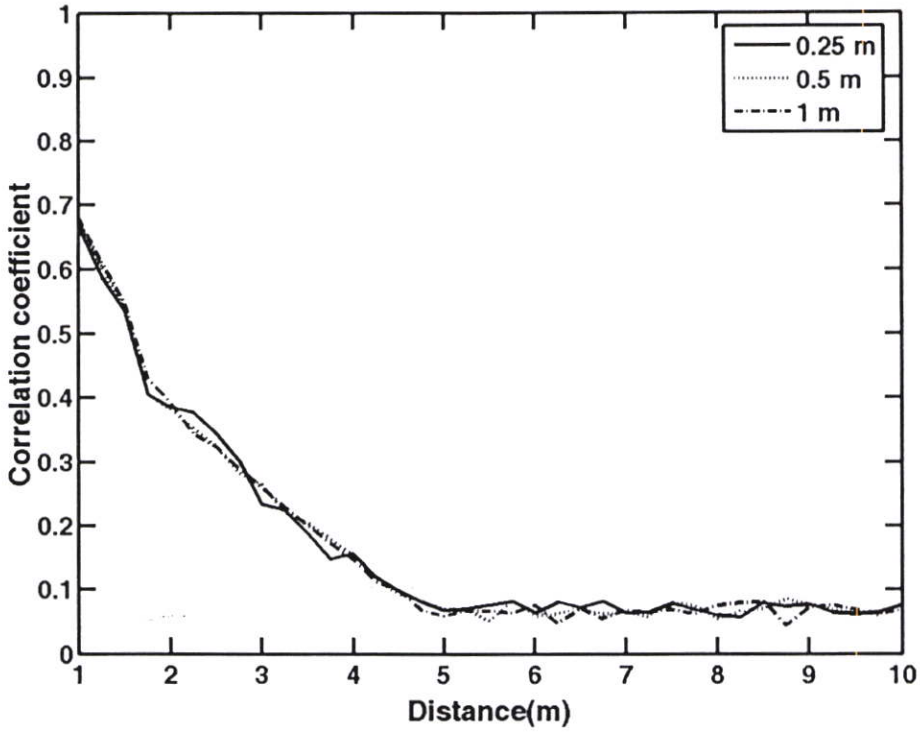
รูปที่ 6.12 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณที่มาจากทิศทางตรงเทียบกับสัญญาณที่สะท้อนจากพื้นผิวขรุขระและพื้นผิวเรียบที่ความสูงของสายอากาศด้านรับและส่งที่ 50 เซนติเมตร



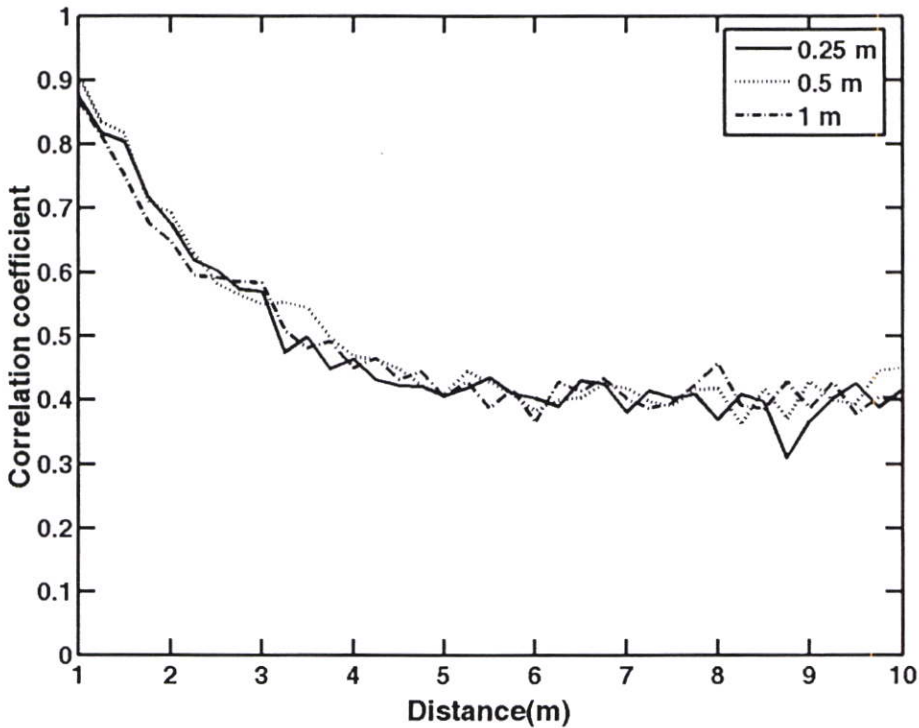
รูปที่ 6.13 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณที่มาจากทิศทางตรงเทียบกับสัญญาณที่สะท้อนจากพื้นผิวขรุขระและพื้นผิวเรียบที่ความสูงของสายอากาศด้านรับและส่งที่ 100 เซนติเมตร



รูปที่ 6.14 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณกรณีพื้นขรุขระในกรณีในแต่ละความสูงตั้งแต่ 25 ถึง 100 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน



รูปที่ 6.15 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณกรณีพื้นเรียบในกรณีในแต่ละความสูงตั้งแต่ 25 ถึง 100 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน



รูปที่ 6.16 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณกรณีทิศทางตรงในกรณีในแต่ละความสูงตั้งแต่ 25 ถึง 100 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน

ตารางที่ 6.5 การเปรียบเทียบของค่าสัมประสิทธิ์สัมพันธ์ของสัญญาณที่วัดได้ในทิศทางตรง
เปรียบเทียบกับสัญญาณที่มาจากพื้นผิวขรุขระและพื้นผิวเรียบ

ความสูงของสาย อากาศ(เมตร)	ลักษณะของพื้น	ค่าสัมประสิทธิ์สัมพันธ์			
		1 เมตร	5 เมตร	10 เมตร	ค่าเฉลี่ย
0.25	ขรุขระ	0.5992	0.1228	0.0440	0.205835
0.5	ขรุขระ	0.5966	0.0578	0.0320	0.192973
1	ขรุขระ	0.5921	0.1038	0.0510	0.192031
0.25	เรียบ	0.6669	0.0677	0.0763	0.171233
0.5	เรียบ	0.6745	0.0707	0.0779	0.170327
1	เรียบ	0.6806	0.0592	0.0687	0.17023
0.25	LOS	0.8754	0.4059	0.4154	0.481695
0.5	LOS	0.9084	0.4103	0.4506	0.494646
1	LOS	0.8687	0.4055	0.4001	0.484697

6.3 ผลการประเมินโดยการปรับปรุงผลการจำลอง

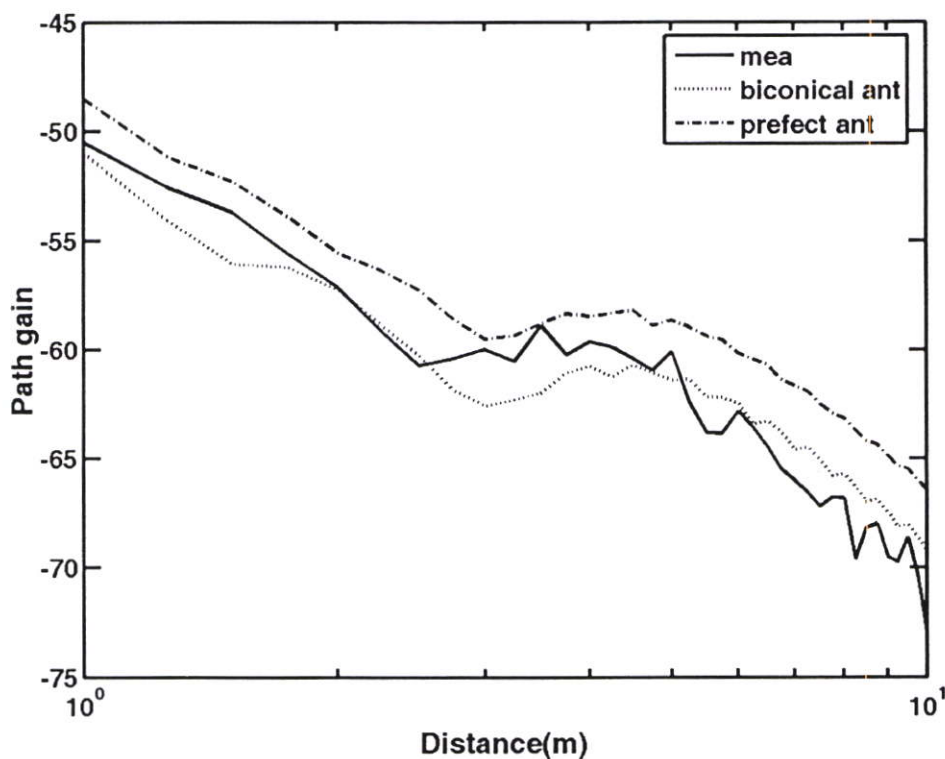
ในวิทยานิพนธ์นี้จะแสดงผลการตรวจสอบโดยการจำลองและการวัดมาเปรียบเทียบในกรณีของอัตราขยายเชิงวิถีและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์โดยทำการปรับปรุงผลอัตราขยายเชิงวิถีที่ได้จากการจำลองนั้นให้มีค่าใกล้เคียงกับผลของการวัดสัญญาณและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ทำการปรับปรุงโดยมีการนำเอาวงจรกรองแมตซ์มาใช้มาสัญญาณภาครับ โดยใช้วงจรกรองแมตซ์แบบเหมาะสม (Optimum) โดยจะแสดงแบบแผนแสดงในหัวข้อที่ 3.5

6.3.1 ผลการประเมินค่าอัตราขยายเชิงวิถี

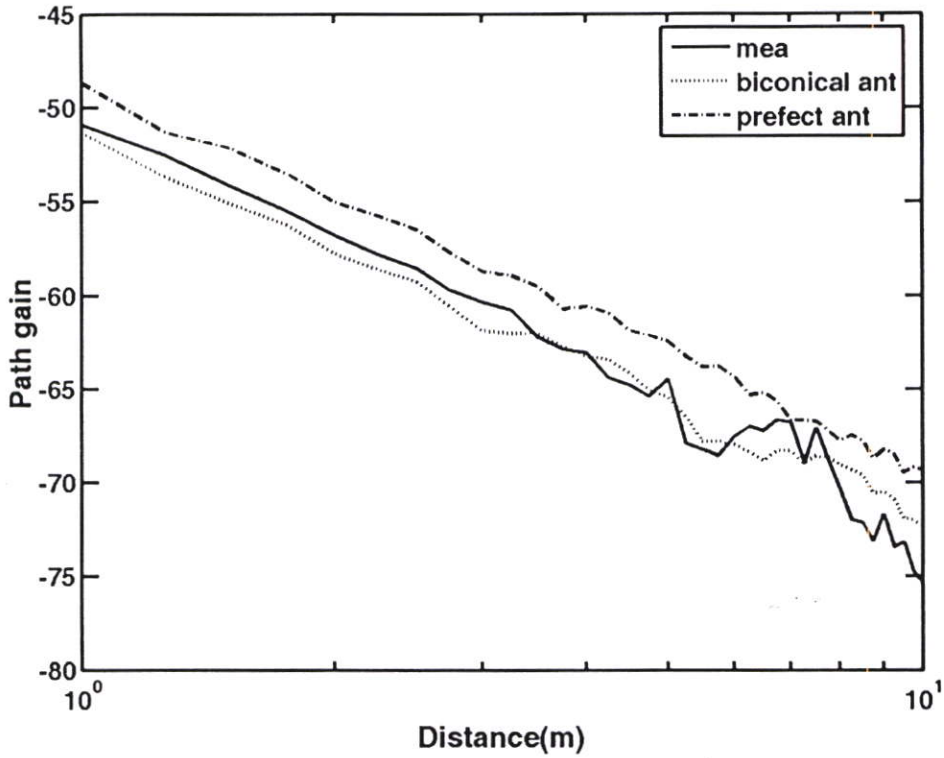
ในผลการประเมินในส่วนนี้จะแสดงผลการประเมินค่าอัตราขยายเชิงวิถี การแสดงผลในส่วนนี้จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ ผลจากการวัดในกรณีพื้นผิวขรุขระกับพื้นผิวเรียบภายในอาคาร โดยในแต่ละพื้นผิวทำการเปลี่ยนลักษณะของสายอากาศทำมุมแนวนอนกับพื้นและทำปรับระดับความสูงของสายอากาศ 25, 50 และ 100 เซนติเมตร ค่าอัตราขยายเชิงวิถีของสัญญาณที่วัดจะแปรเปลี่ยนไปตามระยะทางตั้งแต่ 1 เมตรถึง 10 เมตร ระยะห่างช่วงละ 25 เซนติเมตร มาเปรียบเทียบกับค่าอัตราขยายเชิงวิถีระหว่างในแต่ละพื้นที่กับการจำลองในแต่ละกรณีของความสูงของสายอากาศที่ 25, 50 และ 100 เซนติเมตรเมื่อสายอากาศทำมุมแนวนอนกับพื้นเช่นกัน ซึ่งแสดงผลจากรูปที่ 6.17

ถึง 6.22 ตามลำดับ โดยที่ “RH” แทนลักษณะของพื้นขรุขระและลักษณะของสายอากาศเป็นแนวนอน, “SH” แทนลักษณะของพื้นเรียบและลักษณะของสายอากาศเป็นแนวนอน

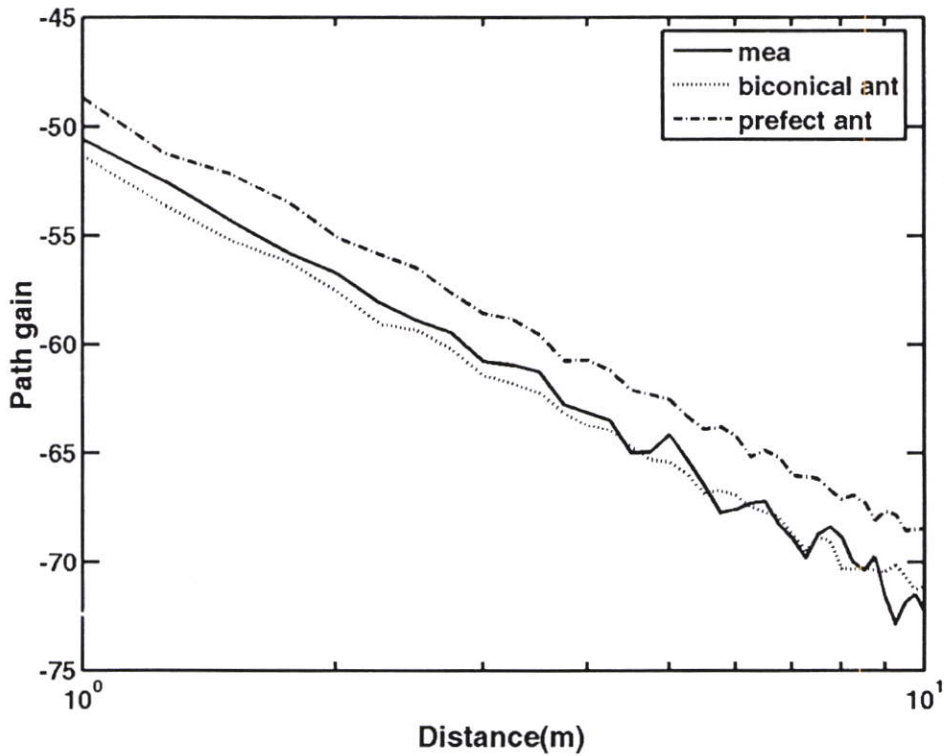
ในการประเมินค่าอัตราขยายเชิงวิถีนั้นพบว่าแบ่งการผลการจำลองเป็น 2 ส่วนซึ่งในส่วนที่ 1 เป็นการจำลองโดยไม่คำนึงผลถึงสายอากาศโดยในฟังก์ชันการส่งผ่านของสายอากาศเป็น 1 คือไม่คิดการสูญเสียที่สายอากาศหรือสายอากาศแบบสมบูรณ์พบว่าค่าอัตราขยายเชิงวิถีของแบบจำลองแบบแรกนั้นมีค่าต่ำกว่าค่าของการตรวจสอบโดยการวัดประมาณ 3-4 dB ในแต่ละกรณี และค่าอัตราขยายเชิงวิถีที่จำลองในส่วนที่ 1 ได้นำมาแสดงในตารางที่ 6.6 ของพื้นขรุขระและพื้นเรียบ และในการจำลองส่วนที่ 2 ทำการปรับเปลี่ยนแบบจำลองโดยให้มีการนำฟังก์ชันการส่งผ่านของสายอากาศไป โคนิคอนเข้ามาคิดตามสมการเพิ่มเติมของฟรีส นั้นพบว่าผลที่ได้จากแบบจำลองในแบบนี้พบค่าอัตราขยายเชิงวิถีมีค่าใกล้เคียงกับค่าของการตรวจสอบโดยการวัดไม่เกิน 1 dB ซึ่งค่าอัตราขยายเชิงวิถีในการจำลองส่วนที่ 2 ได้แสดงในตารางที่ 6.7 ของพื้นขรุขระและพื้นเรียบ และค่าอัตราขยายเชิงวิถีในแต่ละการจำลองมาเปรียบเทียบค่าที่ได้จากการวัดสัญญาณจะแสดงให้ตารางที่ 6.8 ของพื้นขรุขระและพื้นเรียบ



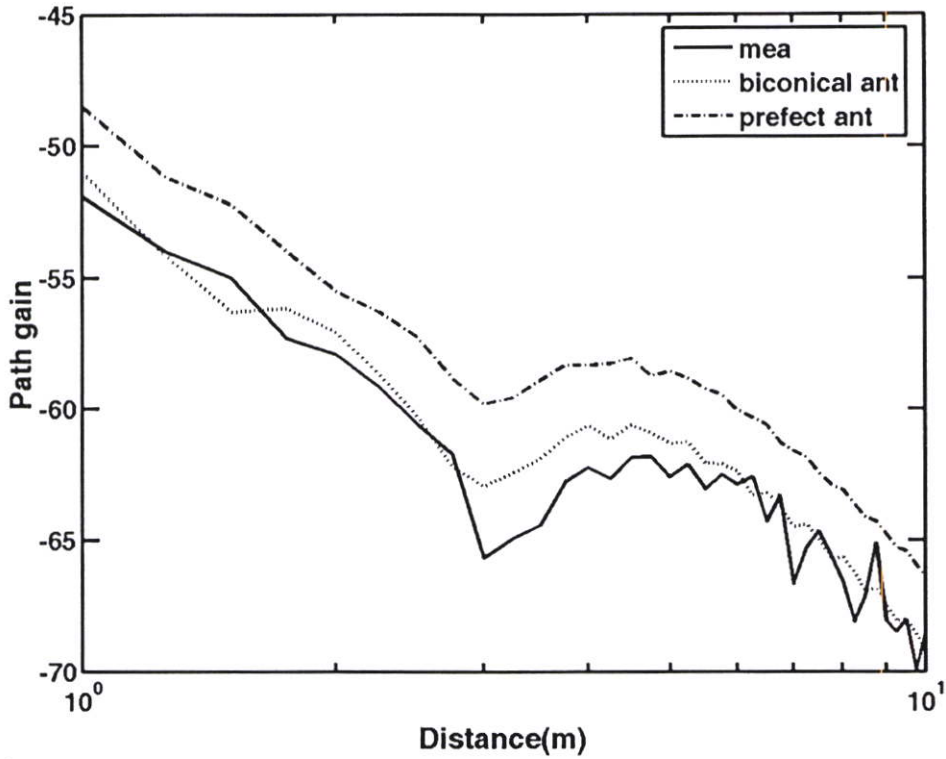
รูปที่ 6.17 อัตราขยายเชิงวิถีจากการจำลองในแต่ละแบบเทียบกับค่าที่ได้จากการวัดสัญญาณกรณีพื้นขรุขระในกรณีความสูง 25 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน



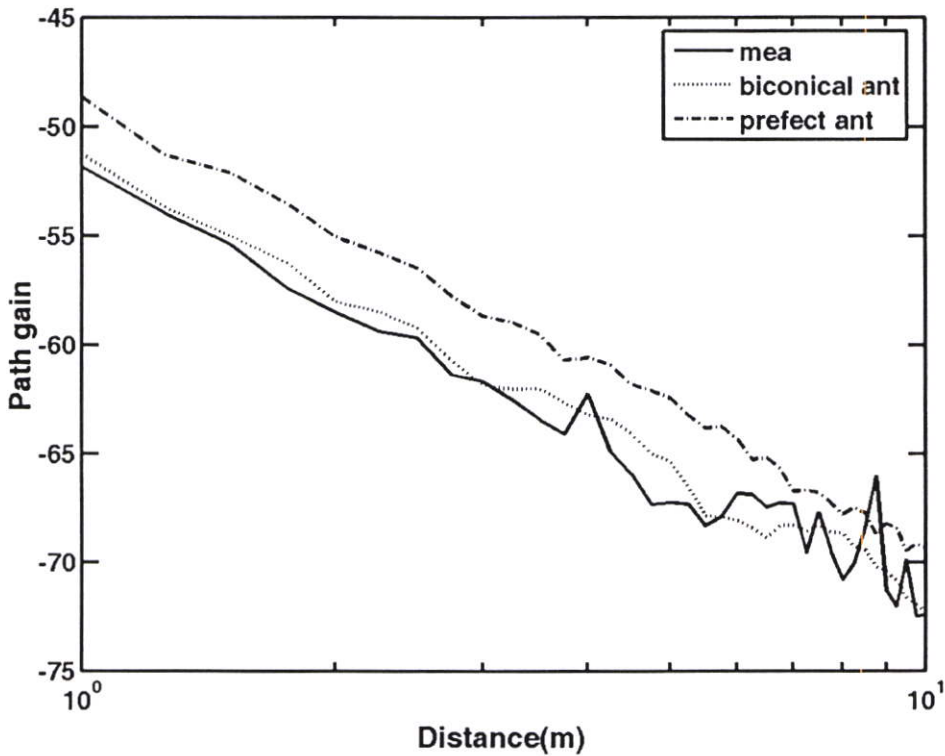
รูปที่ 6.18 อัตราขยายเชิงวิถีจากการจำลองในแต่ละแบบเทียบกับค่าที่ได้จากการวัดสัญญาณกรณีพื้นขรุขระในกรณีความสูง 50 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน



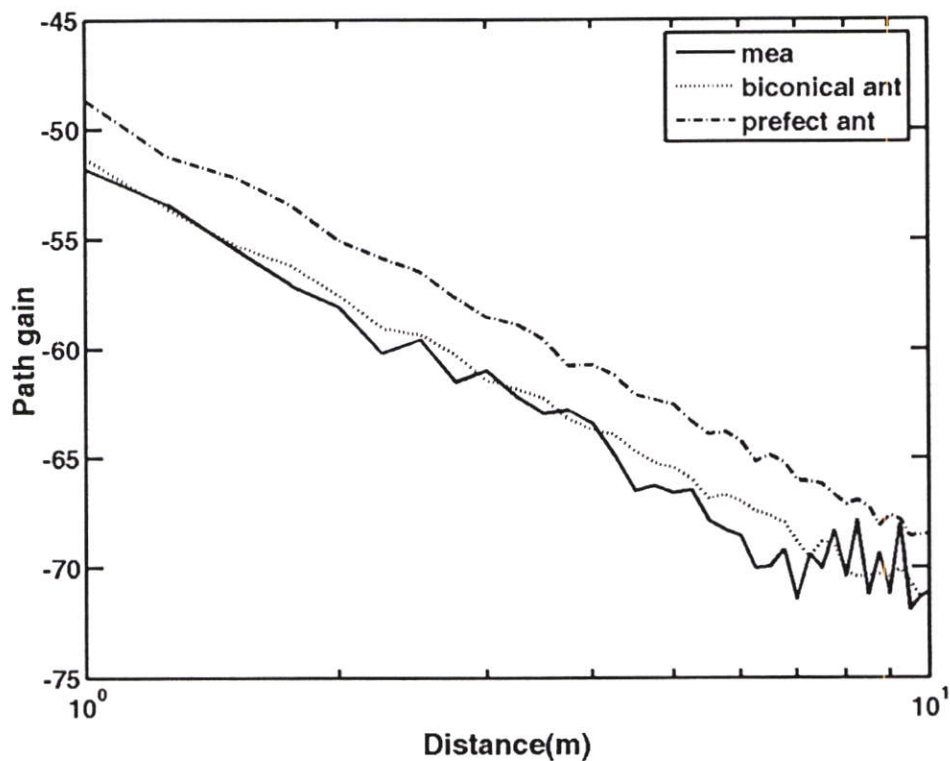
รูปที่ 6.19 อัตราขยายเชิงวิถีจากการจำลองในแต่ละแบบเทียบกับค่าที่ได้จากการวัดสัญญาณกรณีพื้นขรุขระในกรณีความสูง 100 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน



รูปที่ 6.20 อัตราขยายเชิงวิถีจากการจำลองในแต่ละแบบเทียบกับค่าที่ได้จากการวัดสัญญาณกรณีพื้นเรียบในกรณีความสูง 25 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน



รูปที่ 6.21 อัตราขยายเชิงวิถีจากการจำลองในแต่ละแบบเทียบกับค่าที่ได้จากการวัดสัญญาณกรณีพื้นเรียบในกรณีความสูง 50 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน



รูปที่ 6.22 อัตราขยายเชิงวิถีจากการจำลองในแต่ละแบบเทียบกับค่าที่ได้จากการวัดสัญญาณกรณีพื้นเรียบในกรณีความสูง 100 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน

ตารางที่ 6.6 อัตราขยายเชิงวิถีของสัญญาณที่จำลองครั้งที่ 1 ในแต่ละพื้นผิว

ความสูงของสายอากาศ(เมตร)	ลักษณะของพื้น	ค่าอัตราขยายเชิงวิถี (dB)			
		1 เมตร	5 เมตร	10 เมตร	ค่าเฉลี่ย
0.25	ขรุขระ	-48.5093	-58.6462	-66.4334	-57.8630
0.5	ขรุขระ	-48.6496	-62.4075	-69.3332	-60.1301
1	ขรุขระ	-48.6725	-62.5247	-68.4695	-59.8889
0.25	เรียบ	-48.4837	-58.5490	-66.3933	-57.8087
0.5	เรียบ	-48.6391	-62.4201	-69.3235	-60.1276
1	เรียบ	-48.6740	-62.5211	-68.4622	-59.8858

ตารางที่ 6.7 อัตราขยายเชิงวิถึของสัญญาณที่จำลองครั้งที่ 2 ในแต่ละพื้นผิว

ความสูงของสาย อากาศ(เมตร)	ลักษณะของพื้น	ค่าอัตราขยายเชิงวิถึ (dB)			
		1 เมตร	5 เมตร	10 เมตร	ค่าเฉลี่ย
0.25	ขรุขระ	-50.9829	-61.4038	-69.2647	-60.5505
0.5	ขรุขระ	-51.2924	-65.3899	-72.3158	-62.9994
1	ขรุขระ	-51.3401	-65.3941	-71.1166	-62.6169
0.25	เรียบ	-50.9508	-61.3072	-69.2192	-60.4924
0.5	เรียบ	-51.2356	-65.3522	-72.3211	-62.9696
1	เรียบ	-51.3250	-65.4120	-71.1204	-62.6191

ตารางที่ 6.8 การเปรียบเทียบของอัตราขยายเชิงวิถึของสัญญาณที่วัดกับค่าที่ได้จากการจำลองในแต่ละครั้งได้ในพื้นขรุขระและพื้นเรียบ

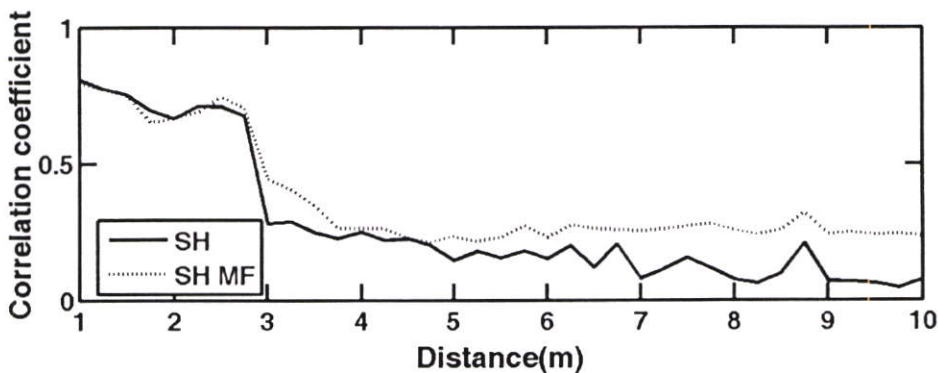
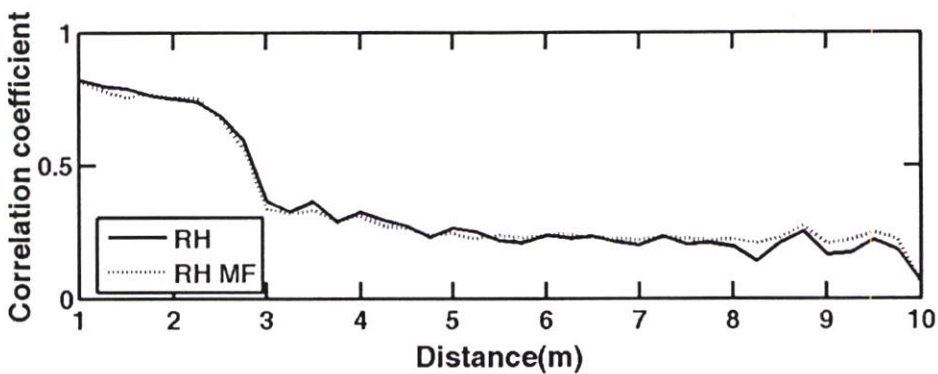
ความสูงของสาย อากาศ(เมตร)	ลักษณะของพื้น	ค่าแตกต่างของอัตราขยายเชิงวิถึ (dB)	
		การจำลองครั้งที่ 1	การจำลองครั้งที่ 2
0.25	ขรุขระ	3.0232	0.3325
0.5	ขรุขระ	2.8008	0.1697
1	ขรุขระ	2.5592	0.1953
0.25	เรียบ	3.3978	0.7077
0.5	เรียบ	2.8357	0.2581
1	เรียบ	3.3120	0.5604

6.3.2 ผลการประเมินค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์

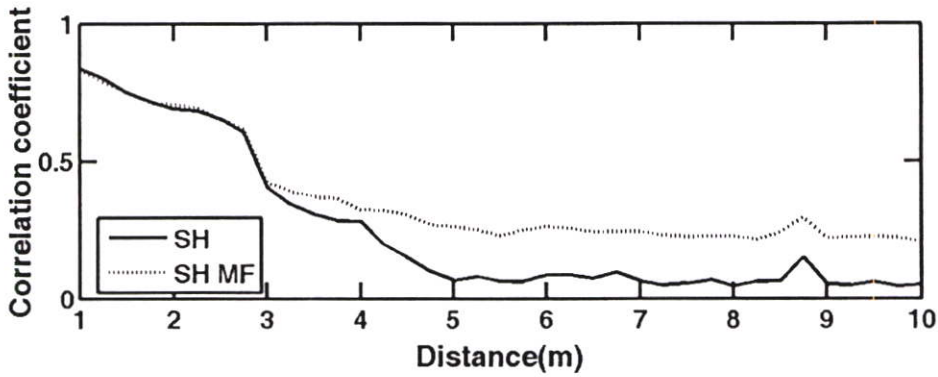
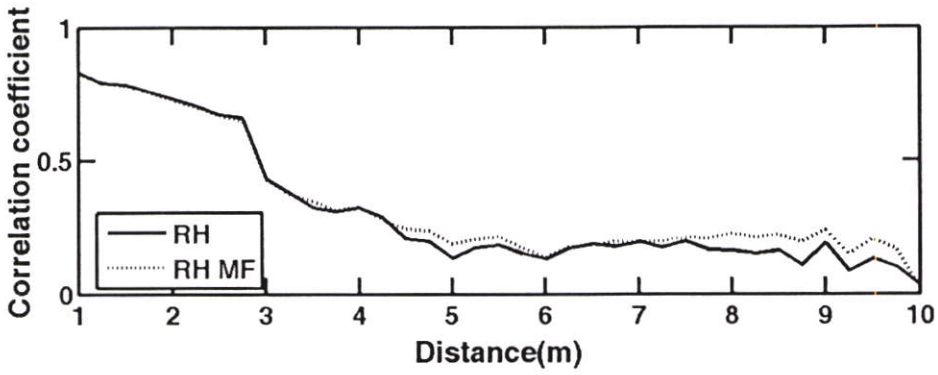
จากผลของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ในกรณีของพื้นเรียบและขรุขระนั้นจะพบว่าเมื่อระยะเพิ่มขึ้นค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์จะมีค่าลดลง ซึ่งแสดงถึงความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่มากขึ้นเมื่อระยะทางเพิ่มขึ้น ดังนั้นวิธีการที่จะปรับปรุงสัญญาณด้านรับให้มีค่า SNR ที่ดีที่สุดนั้นจะมีอยู่หลายวิธีเช่น การใช้ template หรือการใช้วงจรกรองแอมพลิจูดเข้ามาในระบบ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะเลือกใช้วงจรกรองแอมพลิจูดเข้ามาเนื่องจากมีฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์สามารถจำลองขึ้นมาได้ง่ายกว่าการใช้ template ซึ่งแบบแผนจะแสดงดังรูปที่ 3.5

ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ที่ผ่านการปรับปรุงโดยใช้วงจรรองแมตซ์แบบเหมาะสมพบว่า ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณที่วัดจะแปรเปลี่ยนไปตามระยะทางตั้งแต่ 1 เมตรถึง 10 เมตร ระยะห่างช่วงละ 25 เซนติเมตร แต่ในกรณีของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เปรียบเทียบระหว่างค่าที่ได้ก่อนผ่านวงจรรองแมตซ์กับหลังผ่านวงจรรองแมตซ์ในกรณีความสูงของสายอากาศที่ 25, 50 และ 100 เซนติเมตรเมื่อสายอากาศทำมุมแนวนอนกับพื้น ซึ่งแสดงผลในรูปที่ 6.23 ถึง 6.25 ตามลำดับโดยที่ "RH" แทนลักษณะของพื้นขรุขระและลักษณะของสายอากาศเป็นแนวนอนก่อนจากผ่านวงจรรองแมตซ์, "RH MF" แทนลักษณะของพื้นขรุขระและลักษณะของสายอากาศเป็นแนวนอนหลังจากผ่านวงจรรองแมตซ์ จากรูปทั้งหมดจะพบว่าค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศทำมุมแนวนอนในแต่ละความสูงของสายอากาศและพื้นผิวจะดีขึ้น โดยพบว่าค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์โดยคิดเป็นค่าเฉลี่ยดังตารางที่ 6.9 ซึ่งแสดงผลของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ในระยะทาง 1, 5, และ 10 เมตรกับผลเฉลี่ยของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ในพื้นที่ขรุขระและพื้นเรียบแสดงในตารางที่ 6.9

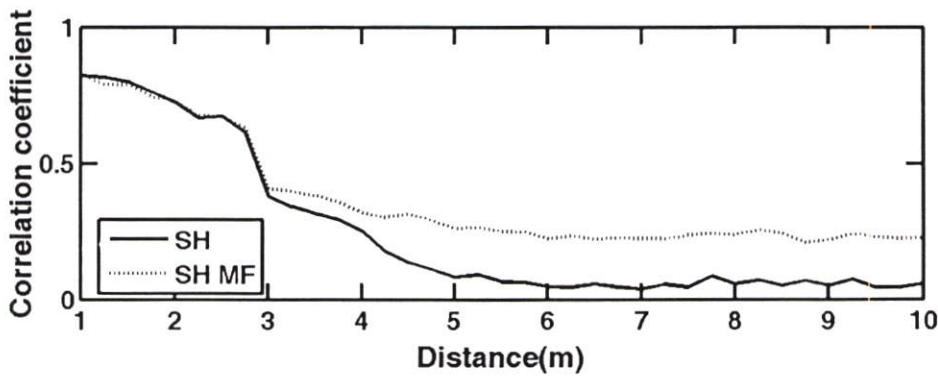
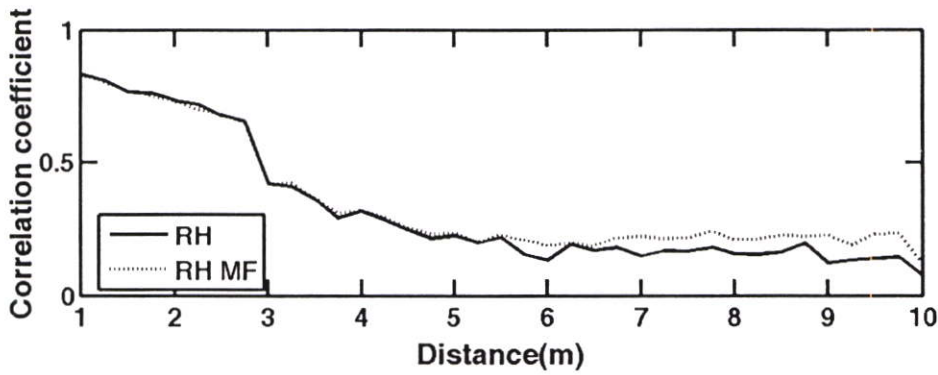
และค่าเปรียบเทียบของค่าสหสัมพันธ์สัมพัทธ์ของสัญญาณที่วัดกับค่าที่ได้จากการจำลองในแต่ละครั้งได้ในพื้นที่ขรุขระกับพื้นเรียบ แสดงในตารางที่ 6.10



รูปที่ 6.23 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณกรณีพื้นขรุขระกับพื้นเรียบเทียบกรณีที่ผ่านวงจรรองแมตซ์ในกรณีความสูง 25 เซนติเมตรและสายอากาศทำมุมแนวนอน



รูปที่ 6.24 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณกรณีพื้นขรุขระกับพื้นเรียบเทียบกรณีที่ผ่านมา
วงจรรองแมตซ์ในกรณีความสูง 50 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน



รูปที่ 6.25 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณกรณีพื้นขรุขระกับพื้นเรียบเทียบกรณีที่ผ่านมา
วงจรรองแมตซ์ในกรณีความสูง 100 เซนติเมตรและสายอากาศที่มุมแนวนอน

ตารางที่ 6.9 การเปรียบเทียบของค่าสัมประสิทธิ์สัมพันธ์ของสัญญาณที่ผ่านจากเมตซ์พีว
เตอร์ในพื้นที่ขรุขระและพื้นเรียบ

ความสูงของสาย อากาศ(เมตร)	ลักษณะของพื้น	ค่าสัมประสิทธิ์สัมพันธ์			
		1 เมตร	5 เมตร	10 เมตร	ค่าเฉลี่ย
0.25	ขรุขระ	0.8180	0.4448	0.0574	0.412117
0.5	ขรุขระ	0.8270	0.3889	0.0218	0.397653
1	ขรุขระ	0.8295	0.4375	0.1156	0.414722
0.25	เรียบ	0.7949	0.4356	0.2354	0.430452
0.5	เรียบ	0.8322	0.4630	0.2086	0.429374
1	เรียบ	0.8293	0.4625	0.2277	0.431771

ตารางที่ 6.10 การเปรียบเทียบของค่าสัมประสิทธิ์สัมพันธ์ของสัญญาณที่วัดกับค่าที่ได้จากการ
จำลองในแต่ละครั้งได้ในพื้นที่ขรุขระและพื้นเรียบ

ความสูงของสายอากาศ (เมตร)	ลักษณะของพื้น	ค่าสัมประสิทธิ์สัมพันธ์
0.25	ขรุขระ	0.00452
0.5	ขรุขระ	0.02151
1	ขรุขระ	0.02785
0.25	เรียบ	0.08802
0.5	เรียบ	0.11563
1	เรียบ	0.12073

6.4 สรุป

ในบทนี้แสดงผลของการตรวจสอบ โดยการวัดสัญญาณ โดยการวัดสัญญาณนั้นจะทำการวัดในห้องเรียนของคณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ ซึ่งจะใช้แบบจำลองในการวัด ตามที่ได้อธิบายในบทที่ 4 ซึ่งจะใช้อุปกรณ์ VNA ทำการวัดค่า S_{21} และนำมาวิเคราะห์โดยใช้หลักการของฟรีสเป็นหลักในการวิเคราะห์และแสดงผลในรูปของอัตราขยายเชิงวิถี ผลการกระจายทางเวลา เช่น ค่าเฉลี่ยการประวิง และค่าการแผ่การประวิง ความผิดพลาดของสัญญาณด้านรับ เป็นต้น ซึ่งผลที่ได้ทั้งหมดนี้จะทำการประเมินค่าโดยวิธีการปรับปรุงผลจากการจำลองให้ค่าที่ได้

จากการจำลองนั้นเข้าใจค่าที่ได้จากการวัดสัญญาณ ซึ่งได้แสดงผลการประเมินในช่วงท้ายของบท
นี้ และสุดท้ายการศึกษาการสะท้อนบนพื้นผิวขรุขระในแถบกว้างก็จะสรุปผลในบทถัดไป

บทที่ 7

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอถึงผลการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณในการสะท้อนสองวิถีหรือการสะท้อนจากพื้นผิวขรุขระ โดยอาศัยการตรวจสอบ 2 รูปแบบคือ การตรวจสอบโดยการจำลอง และการตรวจสอบด้วยการวัด โดยการตรวจสอบการจำลองจะใช้หลักการของฟรีสเป็นหลักในการจำลอง และการตรวจสอบด้วยการวัดจะใช้เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายแบบเวกเตอร์และใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ซึ่งเป็นสายอากาศที่ตอบสนองแถบความถี่สูงและมีขนาดเล็ก โดยทำการวิเคราะห์ผลการจำลองด้วย พารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อน อัตราขยายเชิงวิถี ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณ ระยะหักมุม และรูปสัญญาณที่รับได้ และทำการวิเคราะห์การวัดด้วยพารามิเตอร์ต่าง ๆ เช่นเดียวกับการตรวจสอบ โดยการจำลอง แต่จะทำการวิเคราะห์ค่าความเพี้ยนของรูปสัญญาณเพิ่มขึ้น โดยแสดงผลการเปลี่ยนแปลงทั้งหมดจะทำการตรวจสอบในเชิงระยะทางตั้งแต่ 1 เมตรถึง 10 เมตรและในเชิงความสูงของสายอากาศตั้งแต่ 25 เซนติเมตรถึง 100 เซนติเมตร อีกทั้งทำการจำลองผลของค่าอัตราขยายเชิงวิถีของสัญญาณ โดยใช้วิธีการปรับค่าการจำลองให้มีผลใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการตรวจสอบ โดยการจำลอง และมีการนำเอาวงจรกรองแมตซ์มาใช้ในการวิเคราะห์สัญญาณด้วย เพื่อทำการปรับปรุงสัญญาณภาครับให้มีค่ากำลังงานของสัญญาณที่รับได้ต่อสัญญาณรบกวนให้มีค่าที่สูงที่สุด รวมทั้งการวิเคราะห์ผลจากการวัดสัญญาณนั้น ได้ทำการวัดภายในห้องเรียนชั้นที่ 11 และ 12 ของภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทั้งหมด

7.1 สรุปผลการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้ทำการตรวจสอบผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของความสูงของสายอากาศและระยะทางระหว่างสายอากาศด้านรับและด้านส่งเป็นหลัก โดยทำการวิเคราะห์ที่การลดทอน ผลการกระจายทางเวลา และความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่รับได้เป็นพารามิเตอร์หลักในการตรวจสอบ และแสดงผลสรุปดังต่อไปนี้

การลดทอนของกำลังงานของสัญญาณที่รับได้จะแสดงอยู่ในรูปของอัตราขยายเชิงวิถีในกรณีที่ความสูงของสายอากาศด้านรับและด้านส่งเพิ่มขึ้นพร้อมกันจะพบว่าถ้าความสูงของสายอากาศน้อยจะทำให้มีอัตราขยายเชิงวิถีที่น้อยลงและเพิ่มมากขึ้นตามความสูงของสายที่เพิ่มขึ้นจนถึงจุดสูงสุดที่ค่าหนึ่งแล้วจะมีค่าลดลงและเพิ่มขึ้นจนเข้าสู่ค่าคงที่ค่าหนึ่ง ซึ่งคาดว่าจะเป็นเกิดจากสัญญาณที่รับได้จากทิศทางตรงกับสัญญาณที่รับได้จากการสะท้อนจากพื้นเกิดจากหับซ้อนกันใน

ลักษณะที่เกิดการส่งเสริมหรือหักล้างกันทำให้อัตราขยายเชิงวิถีมีค่าสวิงและเมื่อค่าเข้าสู่ค่าคงที่ที่ 62.5 จะพบว่าสัญญาณทั้งสองจะไม่ได้การทับซ้อนกัน ส่วนอัตราขยายเชิงวิถีในกรณีที่ระยะทางระหว่างสายอากาศด้านรับและด้านส่งเพิ่มขึ้นจะพบว่ามีความถี่ของสัญญาณที่เพิ่มมากขึ้น และในกรณีความสูงของสายอากาศต่ำจะทำให้สัญญาณที่สะท้อนจากพื้นผิวที่มีความขรุขระและเรียบนั้นมีผลต่อการลดทอนของสัญญาณที่รับได้ และกรณีของพื้นผิวขรุขระจะมีการลดทอนของสัญญาณที่มากกว่ากรณีของพื้นผิวเรียบ

ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณที่รับได้ในกรณีที่ความสูงของสายอากาศด้านรับและด้านส่งเพิ่มขึ้นพร้อมกันจะพบว่ากรณีพื้นผิวมีความขรุขระมากขึ้นอาจจะทำให้กำลังงานของสัญญาณที่ตกกระทบกระจัดกระจายออกไปทำให้ค่าการแผ่ประวิงเวลาของสัญญาณนั้นมีค่าลดลงตามระดับความขรุขระ ส่วนค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณที่รับได้ในกรณีที่ระยะทางของสายอากาศด้านรับและด้านส่งเพิ่มขึ้นจะพบว่าช่วงระยะทางน้อยจะมีค่าเล็กน้อยมาก แต่ถ้าระยะทางเพิ่มมากขึ้นจะทำให้ค่าการแผ่ประวิงเวลาที่เพิ่มขึ้น แต่กรณีพื้นผิวเรียบจะมีค่าเพิ่มขึ้นก่อนพื้นผิวขรุขระ ซึ่งจะตรงกันข้ามกับค่าเฉลี่ยการประวิงจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะทางเพิ่มแต่จะมีค่าลดลงเมื่อค่าการแผ่ประวิงเวลามีค่าเพิ่มขึ้น

ความคิดเหี่ยวนของสัญญาณที่รับได้ในกรณีที่ระยะทางระหว่างสายอากาศด้านรับและด้านส่งมีค่าเพิ่มขึ้นพบว่ามีความถี่ของสัญญาณที่เพิ่มมากขึ้น และพบว่ากรณีของพื้นผิวขรุขระมีค่าความคิดเหี่ยวนของสัญญาณที่ต่ำกว่าพื้นผิวเรียบ แต่เมื่อเทียบกับสัญญาณที่มาจากทิศทางตรงพบว่ากรณีพื้นผิวขรุขระและพื้นเรียบมีค่าต่ำกว่ามากประมาณ 20-30 % ในแต่ละพื้นผิว โดยสิ่งที่เกิดขึ้นทั้งหมดจะส่งผลให้คุณภาพของสัญญาณที่รับได้ลดลงอีกทั้งยังทำให้ประสิทธิภาพของระบบลดลงด้วยเช่นกัน

สุดท้ายในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการปรับปรุงผลการตรวจสอบ โดยในกรณีอัตราขยายเชิงวิถีของการจำลองและการวัดสัญญาณนั้นมีค่าแตกต่างกันมาก อันเนื่องมาจากปัจจัยต่างๆ ที่เป็นตัวแปร สำคัญที่มีผลต่ออัตราขยายเชิงวิถี เช่น ระดับความสูงของพื้นผิวขรุขระ และค่า E_r ซึ่งในการวัดสัญญาณนั้นเป็นตัวแปรสำคัญที่ไม่อาจทราบได้ จึงทำการอ้างอิงจากตารางที่ 3.1 คือ 7.51 และ 11.6 ของพื้นผิวขรุขระ และพื้นเรียบตามลำดับ และตั้งระดับความขรุขระของพื้นไว้ที่ 0.01 เพื่อให้ผลที่ได้นั้นมีค่าใกล้เคียงมากขึ้น แต่ยังคงพบว่ามีค่าแตกต่างกันประมาณ 3-4 dB ดังนั้นจึงทำการปรับปรุง โดยการเพิ่มฟังก์ชันการถ่ายโอนของสายอากาศเข้าไปในการจำลอง ซึ่งพบว่ามีการใกล้เคียงมากขึ้น และแตกต่างไม่เกิน 1 dB ซึ่งผลของอัตราขยายเชิงวิถีของการตรวจสอบ โดยการจำลองและการวัดนั้นมีค่าใกล้เคียง และมีลักษณะและทิศทางเปลี่ยนแปลงเป็นไปในลักษณะเดียวกันและผลของความคิดเหี่ยวนของสัญญาณนั้นพบว่าหลังจากปรับปรุง โดยการเพิ่มวงจรกรองแมตซ์ นั้นพบว่าค่าความคิดเหี่ยวนของพื้นเรียบนั้นต่ำกว่าพื้นผิวขรุขระ

7.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

จากแนวคิดที่ได้ทำการตรวจสอบถึงคุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งทั้งในกรณีพื้นเรียบและพื้นขรุขระได้แสดงไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พบว่าพื้นผิวมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงต่อประสิทธิภาพของระบบ และได้นำวงจรกรองแมตซ์มาใช้ในอุปกรณ์ภาครับเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพให้มากขึ้น นั้น ผู้เขียนเห็นว่า วงจรกรองแมตซ์ไม่สามารถนำมาสร้างได้จริง ดังนั้นจึงอาจจะมีการออกแบบอุปกรณ์ที่ภาครับเพื่อให้สัญญาณที่ได้มีประสิทธิภาพสูงสุดเช่น SAW filter หรือใช้ Template filter เป็นต้น หรืออาจจะมีการตรวจสอบการวัดสัญญาณในสภาพแวดล้อมต่างๆ เช่น วัดกับกำแพง หรือพื้นชนิดอื่น หรืออาจจะมีการเปลี่ยนไปตรวจสอบการวัดสัญญาณกับสายอากาศเป็นชนิดอื่น

เอกสารอ้างอิง

- [1] IEEE Standard 802.15.1TM, June14, 2002.
http://standard.ieee.org/getieee802/download/802.15.1-2002_sectionone.pdf
- [2] Federal Communication Commission, “**Revision of part 15 of the commission’s rules regarding UWB Transmission Systems**,” First Report, FCC 02-48, Apr.2002
- [3] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon, and P. Tangtisanon, “**Theoretical Ground Reflection Model for UWB Communication Systems**”, ISCIT 2004,
- [4] S. Promwong, J. Takada, N. Lertsirisporn, P. Supanakoon, and P. Tangtisanon, “**Multi-Ray UWB Channel Modeling Based on Friis’s Formula**”,
- [5] P. Supanakoon, S. Tanchotikul, S. Promwong, and J. Takada, “**Ground Reflection Path Loss Considering Waveform Polarization and Ground Characteristic for UWB Communications**”,
- [6] P. Supanakoon, P. Tangtisanon, S. Promwong, and J. Takada, “**Path Loss and Matched Filter Gain for UWB Radio Systems**,
- [7] M. Ghavami, L.B.Michael, R.Kohno, “**Ultra wideband signals and systems in communications engineering**,” John Wiley-Sons., Ltd, 2004.
- [8] K.Siwiaik, D.McKeown, “**Ultra wideband radio technology**”, John Wiley-Sons., Ltd, 2004.
- [9] Rappaport, T. S. **Wireless Communications: Principles and Practice (2nd Ed)**. Prentice Hall, NJ. 2002.
- [10] Constantine A. Balanis. **Advanced Engineering Electromagnetics**. New York : John Wiley & Sons Ltd. 1989.
- [11] Petr Beckmann, Andre Spizzichino, “**The scattering of electromagnetic waves from rough surfaces** ”, Norwood, MA : Artech House, 1987
- [12] J. Takada, S. Promwong and W. Hachitani, “**Extension of Friis’Transmission Formula for UWB Systems**,” IEICE Tech. Rep., May 2003.
- [13] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakorn, M. Chamchoy, S. Tanchatikal and P. Rawiwan, “**Measurement results of freespace transmission characteristic for Ultra wideband channel model**”, EECON 27, 2004

- [14] S. Promwong and W. Hachitani, and J. Takada, "**Free Space Link Budget Evaluation of UWBIR Systems,**" 2004 International Workshop on Ultra Wideband Systems Joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technology (UWBST&IWUWBS), pp. 312–316, May 2004.
- [15] P. Vongsripeng, S. Promwong and P. Supanakoon, "**A Scattering Estimation Scheme of Ground Reflection at rough surface for UWB Radio,**" ICEMC, JUL 2005.
- [16] P. Vongsripeng, S. Promwong, P. Supanakoon, M. Chamchoy, and S. Keawmechai, "**Ground Reflection model in rough surface for UWB Impulse Radio,**" ISCIT, OCT 2005.
- [17] P. Vongsripeng, S. Promwong and P. Supanakoon, "**Ground Reflection Model for Ultra-wideband Communication Systems ,**" ECTI-CON, Ubon-Ratchathani Thailand, 10-13 May 2006.
- [18] Hubbard, S. S., J. E. Peterson, Jr., E. L. Majer, P. T. Zawislanski, K. H. Williams, J. Roberts, and F. Wobber, "**Estimation of permeable pathways and water content using tomographic radar data**", The Leading Edge, 16, 1623-1628, 1997.
- [19] Simon R. Saunders. **Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems.** England John Wiley & Sons Ltd. 1999.
- [20] H. Budiarto, K. Horihata, K. haneda, and J. Takada, "**Experimental Study of Non-specular Wave Scattering Form Building Surface Roughness for the mobile propagation Modeling,** IEICE Tran.Commun, Vol.E85-A,No.1 January 2002.

ภาคผนวก ก

บทความวิจัยที่ได้รับตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] **P. Vongsripeng**, S. Promwong and P. Supanakoon, "*A Scattering Estimation Scheme of Ground Reflection at rough surface for UWB Radio*," ICEMC, Phuket Thailand, 27-29 July 2005.
- [2] **P. Vongsripeng**, S. Promwong, P. Supanakoon, M. Chamchoy, and S. Keawmechai, "*Ground Reflection model in rough surface for UWB Impulse Radio*," ISCIT, Beijing China, 12-14 October 2005.
- [3] **P. Vongsripeng**, S. Promwong and P. Supanakoon, "*Ground Reflection Model for Ultra-wideband Communication Systems*," ECTI-CON, Ubon-Ratchathani Thailand, 10-13 May 2006.



EMC
eCCIT KMUTL

KMUTL

2005

International Conference on Electromagnetic Compatiblity Phuket, Thailand



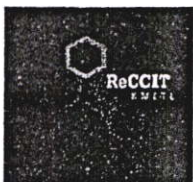
Proceeding



July 27-29, 2005 Kata Beach Resort, Phuket, Thailand



IEEE THAILAND CHAPTER



A Scattering Estimation Scheme of Ground Reflection at Rough Surface for UWB Radio

Porntape Vongsripeng, Sathaporn Promwong, and Pichaya Supanakoon

Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

E-mail: s6064606@kmitl.ac.th

Abstract

In this paper, a scattering estimation scheme of ground reflection at rough surface for UWB radio system is evaluated. The matched filters are used at the receiver antenna. The extension Friis' transmission formula is used to estimate path gain and RMS delay spread. The Rayleigh criterion and the scattering loss factor are evaluated. Finally, the path gain and RMS delay spread of channel at rough surface in UWB band are evaluated and compared with each surface. The results are shown in this paper.

1. Introduction

Ultra wideband (UWB) radio technology has been developed for using in short-range wireless systems such as wireless personal area networks (WPANs) or IEEE 802.15.a. The advantages of UWB are low power, large bandwidth, and low cost. The UWB is considered to be noise or interference in other wireless communication systems because power density of UWB is less than noise level. The Federal Communications Commission (FCC) in US specified that UWB has a frequency spectrum between 3.1 to 10.6 GHz, a fractional bandwidth is greater than 0.20 or occupied bandwidth is greater than 500 MHz.

In this paper, a scattering estimation scheme in ground reflection at rough surface for UWB radio is evaluated. The matched filters are used at the receiver antenna. The extension Friis' transmission formula [4] is used to estimate path gain and RMS delay spread. The Rayleigh criterion [1] and the scattering loss factor [1] are evaluated. Finally, the path gain and RMS delay spread of channel at rough surface in UWB band are evaluated and compared with each surface.

2. The Friis' transmission formula for UWB signal

In general, The Friis's transmission formula have been widely used

$$G_{\text{Friis}}(f) = \frac{P_r(f)}{P_t(f)} = G_f(f)G_r(f)G_t(f). \quad (1)$$

Where $P_r(f)$ and $P_t(f)$ are received and transmitted antenna gain, respectively,

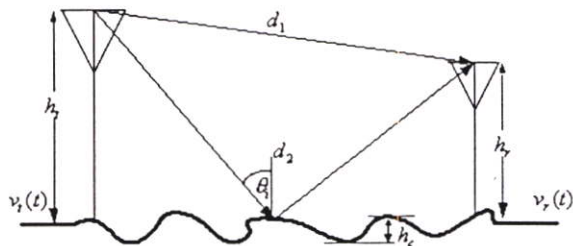


Fig. 1. Ground reflection model at rough surface.

$$G_f(f) = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = \left(\frac{c}{4\pi d f} \right)^2 \quad (2)$$

is the free space propagation gain (less than unity in practice), λ is the wavelength, c is the velocity of the light, and f is the frequency, respectively.

For the UWB channel modeling, The extension of Friis's transmission formula is used to evaluate for free space and reflection channel.

The Extension of Friis's transmission formula is consider in complex transfer function form, that can be written as

$$H_{e\text{-Friis}}(f, d) = H_f(f, d)H_i(f, d)H_r(f) \cdot H_t(f) \quad (3)$$

Where H_f is a the complex transfer function of free space, H_r and H_t are the complex transfer function of the transmitter and receiver antennas, d is the distance between the transmitter and receiver antennas, and f is frequency.

The transfer function of free space can be written as follow

$$H_f(f, d) = \frac{c}{4\pi d f} \exp(-jkd) \quad (4)$$

Where $k = 2\pi/\lambda$, and The impulse response of Friis's formula transmission can calculated by using inverse Fourier transform.

3. Theoretical of ground reflection model

The ground reflection [2] model considers the direct and reflection paths. The distances of direct and

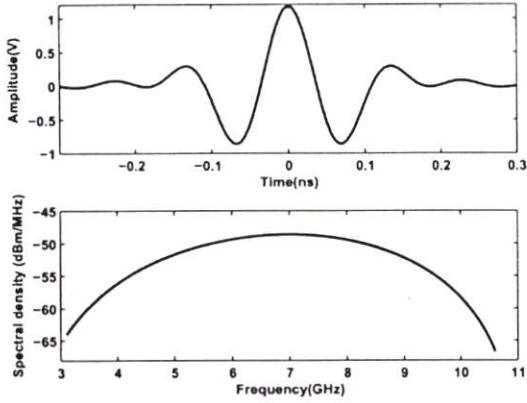


Fig. 2. Transmission signal.

reflection paths, d_1 and d_2 , are the function of d , Tx and Rx antenna heights, h_t and h_r , and they can be written as follow

$$d_1 = \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} \quad (5)$$

$$d_2 = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} \quad (6)$$

The frequency transfer function of the direct and reflection path, H_d and H_r , respectively. They can be written as [14]

$$H_d(f, d) = \frac{1}{4\pi|f|t'} e^{-j2\pi ft'} \quad (7)$$

$$H_r(f, d) = \Gamma \frac{1}{4\pi|f|t''} e^{-j2\pi ft''} \quad (8)$$

Where Γ is the reflection coefficients. The reflection coefficients of vertical and horizontal polarizations are defined as

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\frac{1}{\epsilon_r} - \frac{1}{\epsilon_r^2} \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\frac{1}{\epsilon_r} - \frac{1}{\epsilon_r^2} \sin^2 \theta_i}} \quad (9)$$

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}} \quad (10)$$

Where ϵ_r is the relative permittivity of the ground and θ_i is the incident angle. The incident angle can be calculated by using.

$$\theta_i = \tan^{-1} \left(\frac{d}{h_t + h_r} \right) \quad (11)$$

4. Scattering Loss Factor

The roughness surface is often tested by using the Rayleigh criterion which defines a critical height (h_c) of surface characteristic is defined as below

$$h_c = \frac{c}{8f \cos \theta_i} \quad (12)$$

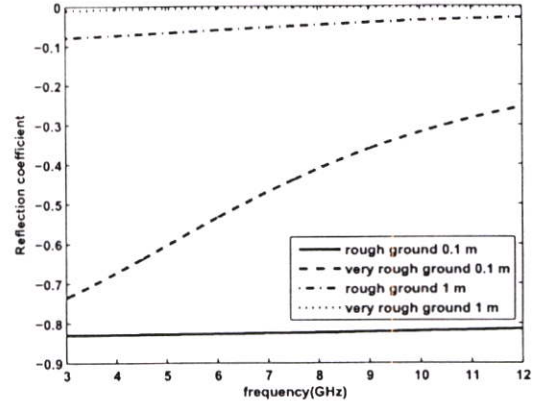


Fig. 3. Ground reflection coefficient at the height antenna 0.1 m and 1 m

TABLE I Estimate setup parameters

Parameter	Value
Frequency range	3 ~ 11 GHz
ground surface	perfect ground ($\Gamma = -1$), poor ground ($\epsilon_r = 4$)
Tx antenna height	0.01-1 m
Rx antenna height	0.01-1 m
Std. of surface height σ_h	0.01 and 0.1 m
Dist. between Tx and Rx	5 m

Where h_c is the minimum to maximum surface characteristic. A surface is considered smooth if h is less than h_c and is considered rough if h is greater than h_c .

In this paper, assumed that the surface height h is a Gaussian distributed random variable with a local mean for rough surface. the scattering loss factor (ρ_s) [4] can be written as below.

$$\rho_s = \exp\left[-8\left(\frac{\pi\sigma_h f \cos \theta_i}{c}\right)^2\right] I_0\left[8\left(\frac{\pi\sigma_h f \cos \theta_i}{c}\right)^2\right] \quad (13)$$

Where I_0 is the modified Bessel function of zeroth order and ρ_s is the Std. of the surface height. The reflection signal for $h > h_c$ can be solved for rough surface using a modified reflection coefficient of smooth surface given as

$$\Gamma_{\text{rough}} = \Gamma \cdot \rho_s \quad (14)$$

5. UWB Signal model

The UWB pulse is using amplitude shifted keying (ASK) pulse covers the FCC band (3.1 – 10.6 GHz) with the center frequency and bandwidth frequency set to f_0 6.85 GHz and f_b 7.5 GHz, respectively. The transmitted pulse waveform used a single ASK pulse with the carrier frequency f_0 and the pulse length is

set to be $2/f_b$. Then the signal was band limited by the Nyquist roll-off filter with the roll-off factor $\alpha = 0$ and passband $(f_0 - f_b/2, f_0 + f_b/2)$. Figure 2 is the transmit waveform.

6. Estimation analysis

For this paper, we can evaluate a scattering scheme in ground reflection for UWB radio. We can set parameters as in table 1.

The matched filter $H_{MF}(f)$ is using for improvement signal-to-noise ratio of the received signal waveform that can be written as below

$$H_{MF}(f) = \frac{\sqrt{2f_b}H_{Friis}^*(f)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |H_{Friis}(f)|^2 df}}. \quad (15)$$

Which satisfies the following constant noise output power condition

$$\int_{-\infty}^{\infty} |H_{MF}(f)|^2 df = 1 \quad (16)$$

In case, the output waveform when $E_i = 1$

$$v_{MF}(t) = v_r(t) * h_{MF}(t) \quad (17)$$

take its maximum as

$$\begin{aligned} \max_t v_{MF,t} &= v_{MF}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} V_{MF}(f) df, \quad (18) \\ &= \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |H_{e-Friis}(f)|^2 df}. \end{aligned}$$

$v_{MF}(t)$ is the received waveform after the matched filter and $h_{MF}(t)$ is the match filter in time domain, respectively.

6.1 The Ground reflection coefficient

The ground reflection coefficient of rough and very rough for the height of transmitter and receiver antenna in 0.1 and 1 m. are shown in Fig. 3

In this paper, it is found that in rough ground of both types of height, Γ will be increased as high frequency shown in Fig. 3. In case of less rough ground, it is found that Γ is lower than in very rough ground in the low frequency. However, it is more different in the high frequency.

In the same frequency, if the angle of incident increases, ground reflection coefficient increases also. Finally, it is found that if the surface is rougher and the angle of incident is decreased and the ground reflection coefficient will be very higher but not over 0 value.

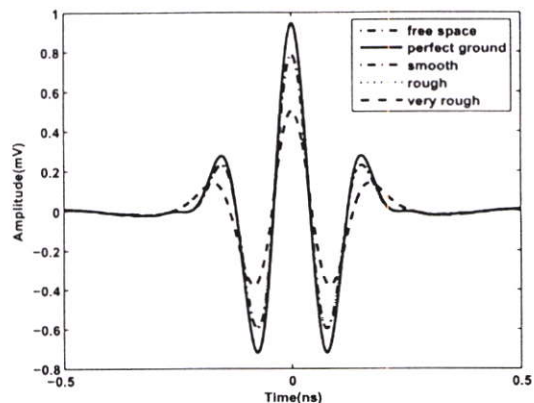


Fig. 4. The received signal after match filter of height of antenna 0.1 m

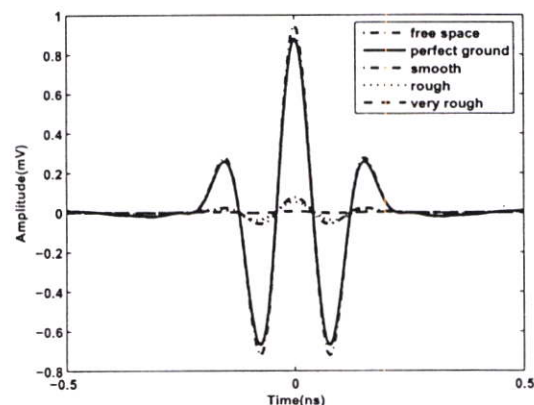


Fig. 5. The received signal after match filter of height of antenna 1 m

6.2 Received Signal Waveform Analysis

The received waveform after optimum match filter for the height antenna are 0.1, and 1 m. that are compared with free space and 4 type of surface are shown in figs. 4 and 5.

From Figs. 4 and 5, are shown the amplitude of very rough ground in 0.1 m level of height is lower than smooth and rough ground but waveforms between both grounds are still not found. In 1 m level of height, three grounds are obviously different. Respectively, the amplitude of smooth ground is higher than in rough ground but the amplitude in very rough ground is the lowest and gradually lower and lower in the last

In case of smooth and rough ground, high and low height does not have much effect on waveform. If the height is increased, amplitude of very rough ground is very low. It is concluded that if higher roughing in ground is found, it has less effect on received signal due to less scatter of signal from reflection.

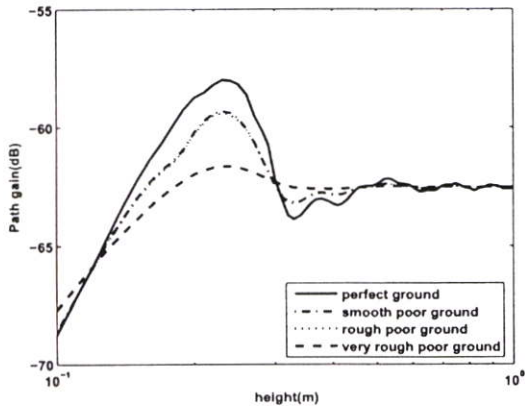


Fig. 6. Path gain compared with each surface

6.3 Path Gain Analysis

The path gain is inverse of path loss. The path loss of ground reflection model is the ratio between the maximum amplitude of the transmitted and received waveform. that can be written as below.

$$P_L(dB) = 20 \log \frac{\max|v_t(t_0)|}{\max|v_r(t')|} \quad (19)$$

We found in the lower height, the path gain of perfect ground is lower than 3 ground types because the perfect ground type is better reflection than 3 ground types. Consequently, it has higher effect on amplitude of reflection pulse than 3 ground types and reflection pulse from direct path and reflection path occurred in overlap so it effect on amplitude of pulse. Anyway if negative of reflection pulse is overlapped with direct pulse, amplitude of direct pulse is decreased. On the other hand, positive of reflection pulse is overlapped with direct pulse, amplitude of direct pulse is increased.

If the height is higher than, the path gain of 4 ground types increases constant value because the direct pulse and reflection pulse do not overlap. Thus, amplitude of direct pulse is main pulse for calculating the path gain.

6.4 RMS Delay Spread Analysis

The rms delay spread (σ) is multipath channel parameters that can be determined from a power delay profile as below.

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum a_i^2 t^2}{\sum a_i^2} - \frac{\sum a_i^2 t}{\sum a_i^2}} \quad (20)$$

Where a is peak amplitude of the received waveform in each time

Figure 7, shown that direct pulse is a time delay constant because distance between transmitter and

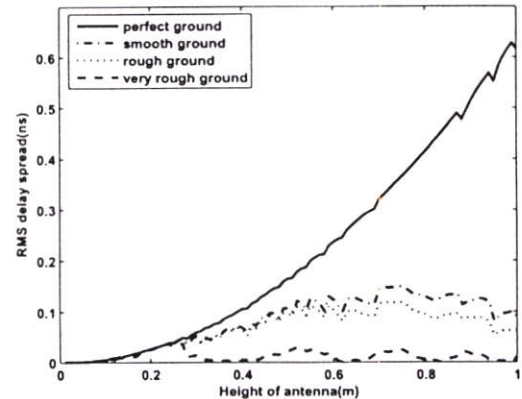


Fig. 7. The RMS delay spread compared with each surface

receiver does not change. Moreover, reflection pulse depend on distance between transmitter and receiver because the height of antenna is changed. From Fig. 7, it is found that perfect of ground increases when the height increase as well because perfect ground is a better ground than 3 ground types (amplitude of direct pulse of perfect ground is higher than 3 ground types).

Finally, RMS delay spreads depend on the height of antenna and amplitude of pulse both direct and reflection pulse.

7. Conclusions

In this paper, the estimation scheme of UWB radio consider at rough surface is too rougher to effect on scattering from reflection pulse. Reflection pulse is scattering to many directions due to rough surface and one direction goes ahead to the receiver. Path gain depend a overlap of pulses and the height of antenna. RMS delay spreads depend on the height of antenna and amplitude of pulses.

References

- [1] Rappaport, T. S. "Wireless Communications: Principles and Practice (2nd Ed)," Prentice Hall, NJ. 2002.
- [2] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon, and P. Tangtisanon, "Theoretical Ground Reflection Model for UWB Communication Systems," ISCIT 2004
- [3] P. Supanakoon, S. Tanchotikul, S. Promwong, and J. Takada, "Ground Reflection Path Loss Considering Waveform Polarization and Ground Characteristic for UWB Communication,"
- [4] J. Takada, S. Promwong and W. Hachitani, "Extension of Friis' Transmission Formula for UWB Systems," IEICE Tech. Rep., May 2003.

ISCIT 2005

PROCEEDINGS

International Symposium on Communication

and Information Technology

October 1-11, 2005

Fragrant Hill Hotel, Beijing, China

Sponsored by:

The National Natural Science Foundation of China

K.C. Wong Education Foundation, Hong Kong

IEEE Circuits and Systems Society

IEEE Communication Society Beijing Chapter

Beijing Association for Science and Technology

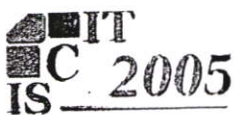
Beijing University of Posts and Telecommunications

Technical Co-Sponsored by

ICE Japan,

ECTI Thailand

Official Web site: <http://iscit05.bupt.cn>



PUBLISHING HOUSE, BUPT
www.buptpress.com

Ground Reflection Model in Rough Surface for UWB Impulse Radio

Porntape Vongsripeng, Sathaporn Promwong, Pichaya Supanakoon,
 Monchai Chamchoy, and Sompoph Keawmechai
 Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.
 E-mail:s6064606,kpsathap@kmitl.ac.th

Abstract— Ultra-wideband (UWB) is currently wide interesting technology of wireless communication technology in building and home entertainment. In order to be the most effective wireless communications, we have to consider the parameters which are vital signal transmission factors of UWB. As a consequent, imitation of UWB signal transmission in two-part model so as to notice reflected signal from several rough types of ground such as Brick and Limestone is demonstrated in this abstracts. Friis' transmission formula and Rayleigh equation are used to calculate in this model for searching any effects happened by reflection of rough ground and analyzed in path loss, path gain and time dispersion as RMS delay spread.

Keywords—Ultra-wideband, Scattering, Reflection, Two-path model and Ground Reflection Model

I. INTRODUCTION

UWB technology was definite its meaning in the first time by FCC (Federal Communications Commission). FCC's book named 'Notice of Proposed Rule Making (NPRM)' persuaded government and private offices to propose any opinions in order to improve or develop FCC's regulations to control and eliminate power of UWB signal transmission. The new regulation was announced in February 2002 and UWB is the important issue of wireless communication. In general, bandwidth is 3dB, which is more value than 25% of frequency. This value can be calculated by fraction Bandwidth B_f as below

$$B_f = 2 \frac{(f_H - f_L)}{(f_H + f_L)} \quad (1)$$

Where, f_H and f_L are highest and lower frequency. In this paper, ground reflection in rough surface for UWB radio is evaluated. The extension Friis's transmission formula is using to estimate radio channel. We can calculated the path loss, path gain and time dispersion such as RMS delay spread for study about quality of channel for two path model and attenuation of impulse radio. Rayleigh criterion is also using analyzed in order to find the scattering loss, which is brought to modify reflection coefficient in each ground type. Lastly, the result is shown

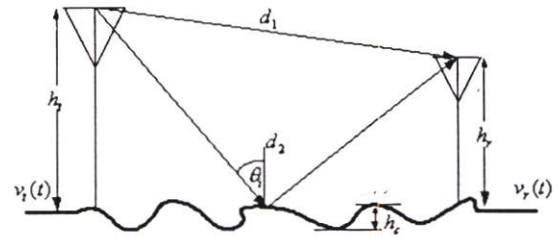


Fig. 1. Ground reflection model at rough surface in path gain and RMS delay spread of three surface (Wood, Brick and Limestone).

II. THEORETICAL OF FREE SPACE TRANSMISSION MODEL

The Friis's transmission formula is used evaluation the free space and path loss in narrow band and expressed in power term, that it can be written as

$$G_{Friis}(f) = \frac{P_r(f)}{P_t(f)} = G_f(f) \cdot G_r(f) \cdot G_i(f) \quad (2)$$

Where $P_r(f)$ and $P_t(f)$ are received and transmitted antenna gain, respectively.

$$G_f(f) = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = \left(\frac{c}{4\pi d f} \right)^2 \quad (3)$$

Is the free space propagation gain, λ is the wavelength, c is the velocity of the light, and f is the frequency, respectively.

For the UWB channel modeling, the extension of Friis's transmission formula is used evaluation for free space and reflection channel and it is expressed in complex transfer function term that it can be written as

$$H_{e-friis}(f, d) = H_f(f, d) H_t(f) H_r(f) H_i(f) \quad (4)$$

Where H_f is a the complex transfer function of free space, H_t and H_r are the complex transfer function of the transmitting and the receiving antennas, d is the distance between the transmitting and receiving antennas, and f is frequency. And the transfer function of free space can be written as

TABLE I
ESTIMATE SETUP PARAMETER

Parameter	Value
Frequency range	3 ~ 11 GHz
Relative dielectric constant	2.1, 4.44, and 7.51
Tx antenna height	0.1, and 1 m
Rx antenna height	0.1, and 1 m
The standard deviation of the surface height	0.01 m
Distance between Tx and Rx	0.01 to 10 m

$$H_f(f, d) = \frac{c}{4\pi d f} \exp\left(\frac{-j2\pi f d}{c}\right) \quad (5)$$

III. THEORETICAL OF GROUND REFLECTION MODEL

The ground reflection [3] model considers the direct and reflection paths. The distances of direct and reflection paths, d_1 and d_2 , are the function of d , Tx and Rx antenna heights, h_t and h_r , and can be written as

$$d_1 = \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} \quad (6)$$

$$d_2 = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} \quad (7)$$

The frequency transfer functions of the direct and reflection path, H_d and H_r , respectively. They can be written as

$$H_d(f, d) = \frac{1}{4\pi|f|t'} e^{-j2\pi f t'} \quad (8)$$

$$H_r(f, d) = \frac{1}{4\pi|f|t''} e^{-j2\pi f t''} \quad (9)$$

Where Γ is the reflection coefficient and t' and t'' are delay time of direct path and reflection path. The reflection coefficients of vertical and horizontal polarizations are defines as

$$\Gamma_v = \frac{-\epsilon_r \sin \theta + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta}}{\epsilon_r \sin \theta + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta}} \quad (10)$$

$$\Gamma_h = \frac{\sin \theta - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta}}{\sin \theta + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta}} \quad (11)$$

TABLE II
THE BREAKPOINT BY THE FIRST FERSNEL ZONE

Antenna height(m)	d_f
1.00	91.39
0.1	0.90
0.01	0.00

TABLE III
THE BREAKPOINT BY LS METHOD FOR ANTENNA HEIGHT 0.1M

Antenna height(m)	d_f
Wood	2.03
Brick	2.01
Limestone	1.99

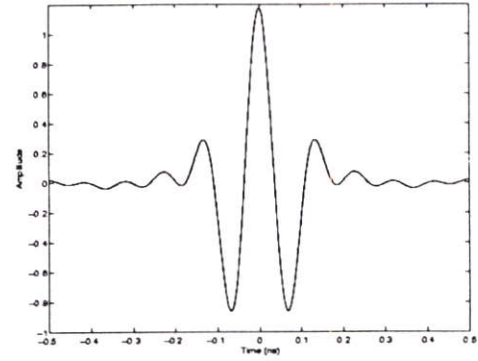


Fig. 2. Transmission signal

Where ϵ_r is the relative permittivity of the ground and θ_i is the incident angle so it can be calculates by using.

$$\theta_i = \tan^{-1}\left(\frac{h_t + h_r}{d}\right) \quad (12)$$

A. Scatter loss factor

The Rayleigh criterion is commonly used assume for surface roughness, giving the criterion height (h_c) of surface characteristics.

$$h_c = \frac{\lambda}{8 \cos \theta_i} \quad (13)$$

Where λ is the wavelength and h_c is the minimum to maximum surface characteristic. A surface is considered smooth if h is less than h_c and is considered rough if is greater than (12), shows that as the incident angle approaches reducing the scattering effect of the surface characteristic. And the scattering loss factor (ρ_s) can be written in below.

$$\rho_s = \exp\left(-8\left(\frac{\pi\sigma_h \cos \theta_i}{\lambda}\right)^2\right) \quad (14)$$

Where σ_s is the standard deviation of the surface height about the mean surface height. In this paper, assumed that the surface height h is a Gaussian distributed random variable with a local mean for rough surface. and the scattering loss factor of equation 14 gives better agreement with evaluated results when modify as

$$\rho_s = \exp\left(-8\left(\frac{\pi\sigma_h \cos \theta_i}{\lambda}\right)^2\right) I_0\left(8\left(\frac{\pi\sigma_h \cos \theta_i}{\lambda}\right)^2\right) \quad (15)$$

Where I_0 is the modified Bessel function of zero-th order. The reflection signal for $h > h_c$ can be solved for rough surface using a modified reflection coefficient of smooth surface given as

$$\Gamma_{rough} = \rho_s \cdot \Gamma \quad (16)$$

B. Path gain

The path Gain is inversion of path loss, and we calculated the path loss (P_L) by a ratio between maximum

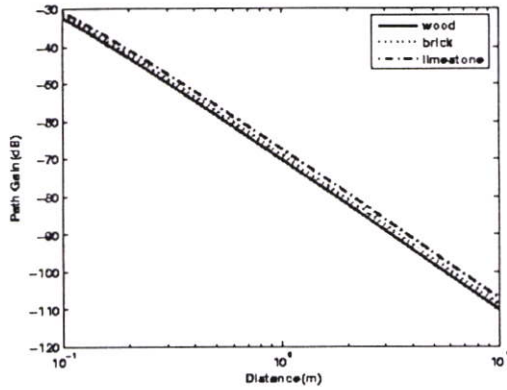


Fig 3. Path gain of the height of Tx and Rx antenna 0.01m of transmitted signal and maximum of receiver signal, it can be written as below

$$P_L = 20 \log_{10} \left(\frac{\max |v_r(0)|}{\max |v_r(t')|} \right) \quad (17)$$

C. Time dispersion.

Time dispersion is indicator to quality of channel, Time dispersion usually shown in three parameter such as mean excess delay, RMS delay spread and excess delay spread.

In this paper, evaluated RMS delay spread for power delay profile so it can be written in below

$$\sigma_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_i a_i^2 t_i^2}{\sum_i a_i^2} - \frac{\sum_i a_i^2 t_i}{\sum_i a_i^2}} \quad (18)$$

Where a_i is peak of amplitude of the received waveform in each time, t_i is delay time of each peak of amplitude

IV. ESTIMATION & ANALYSIS

For this paper, we using the standard deviation of the surface height is 0.01 m and using three type of surface

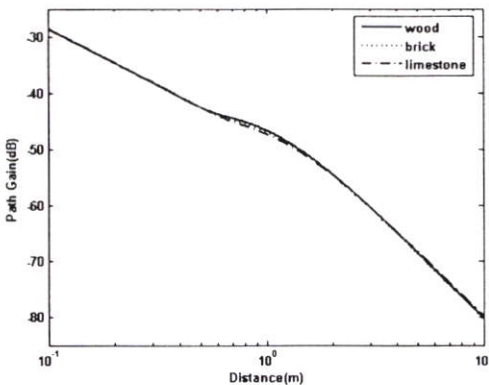


Fig 4. Path gain of the height of Tx and Rx antenna 0.1 m

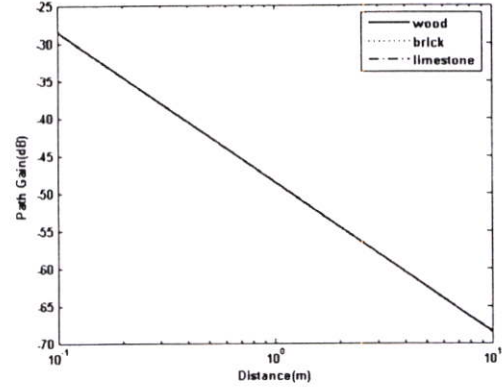


Fig 5. Path Gain of the height of Tx and Rx antenna 1 m such as Wood, Brick, and Limestone ($\epsilon_r = 2.1$ [1], 4.44 [2], and 7.15 [2], respectively). The UWB pulse is using Amplitude shifted keying (ASK) pulse covers the FCC band (3.1~10.6 GHz) with the center frequency and bandwidth frequency set to 6.85 GHz and 7.5 GHz, respectively. The transmitted pulse waveform used a single ASK pulse with the carrier frequency f and the pulse the Nyquist roll-off filter with the roll-off factor $\alpha = 0$ and passband ($f_o - f_b/2$, $f_o + f_b/2$).

A. Path gain and break point analysis

In order to consider the path gain and delay spread of three rough surfaces in reflection model, two cases of Tx and Rx antenna heights are studied using a break point. If the propagation path is before the break point, meaning that the particular obstacle does not impinge on the first fresnel zone volume, then the signal attenuation with distance is the same as free-space propagation. For the propagation path after the break point, the path gain becomes greater than that for free space propagation. The distance, d_f , at which the first fresnel zone becomes obstructed as

$$d_f = \frac{1}{\lambda} \sqrt{(\Sigma^2 - \Delta^2)^2 - 2(\Sigma^2 + \Delta^2)\left(\frac{\lambda}{1}\right)^2 + \left(\frac{\lambda}{1}\right)^4} \quad (19)$$

Where $\Sigma = h_t + h_r$, and $\Delta = h_t - h_r$,

For the first case, the Tx and Rx antenna heights are set to 1.00 m, the considered distance between T-R antenna is before the first fresnel zone break point. In second case, the Tx and Rx antenna heights are set to 0.10 m, the first fresnel zone break point was calculated via (19), that it is 0.902 m. (shown in table II) and we calculate via Least Square method for each surface (shown in table III). In last case, the Tx and Rx antenna heights are set to 0.01 m, the considered distance between T-R antenna is after the first fresnel zone break point.

In Figs. 3, 4, and 5 shown path gain of three ground surface as follow; Wood, Brick, and Limestone at 0.01 m, 0.1 m and 1 m. In case 0.01 m. level of height, the path

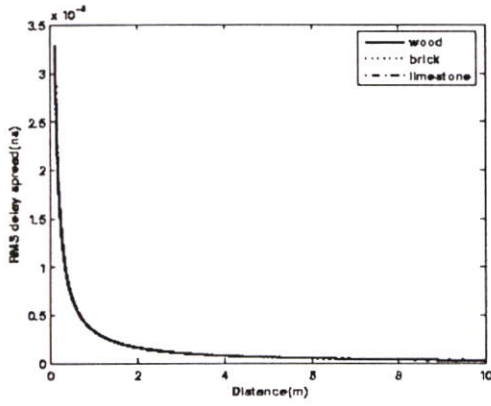


Fig 6. RMS delay spread of the height Tx-Rx antenna = 0.01m gain will be decrease due to increase distance. Besides, ϵ_r of each used surface type is much but the path gain is low as well as break point can't obviously appear.

However, in case 0.1 m. levels of height, paths gain in short distance is equal until height will reach 0.6 m. which ϵ_r of ground is less and path gain is lower. When height is in 1.1 m., it is found that path gain will be equalized and path gain of ground with low ϵ_r will also be heightened together with break point is found in this level as well.

When height is in 1 m. path gain of three-ground surface is identical but break point cannot be noticed. Thus, it is found that path gain of height in 0.1 m and 1 m. is decreased as increased height. In other words, before reaching break point, path gain of ground with low ϵ_r is less, when passing break point, the result will be reverse

B. RMS delay spread analysis

In Figs 6, 7, and 8 are show the RMS delay spread of three ground surface as follow; Wood, Brick, and Limestone at the height of Tx and Rx are 0.01 0.1 and 1 m. RMS delay spread in 0.01 m. level of height is decreased in a level when distance is increased without either differences of these three ground types RMS delay

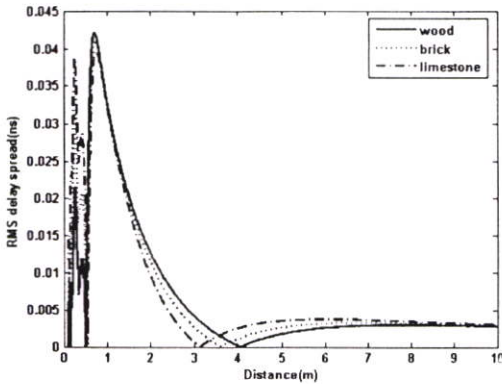


Fig 7. RMS delay spread of the height Tx-Rx antenna=0.1m

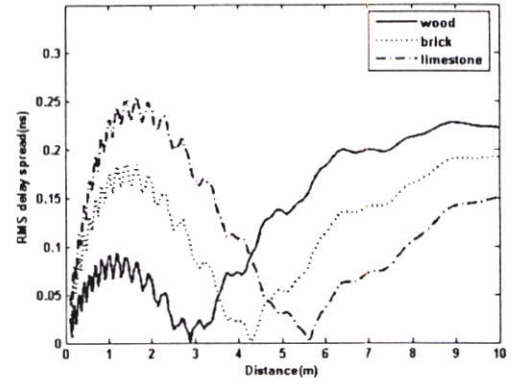


Fig 8. RMS delay spread of the height Tx-Rx antenna = 1m spread in height of 0.1 m. At low distance, the surface at lower ϵ_r has a lower RMS delay spread than the surface at high ϵ_r such as Wood has RMS delay spread lower than Brick and Limestone but if the distance increased to 0.6 that found surface at a lower ϵ_r has a more RMS delay spread than surface at high ϵ_r . The distance less than 0.6 that RMS delay spread is swing but if distance increased,

The RMS delay spread is decreased In case height 1 m before distance 2.9, 4.3 and 5.6, found the RMS delay spreads have increased to one level and than the RMS delay spreads have decreased to 0 value but after those distance, found RMS delay spreads have increase follow the distance increased too.

V. CONCLUSIONS

In this paper, we discusses the ground reflection model in rough surface are evaluated. We found the break point depends on the height of the transfer function antenna but not depends permittivity of surface and then the path gain of two the height of the Tx and the Rx antenna depends on distance between transmitter and receiver antenna. Lastly, RMS delay spread depend on the height and distance between both antenna.

REFERENCES

- [1] Henry L.Bertoni, "Radio propagation for modern wireless systems,"Prentice Hall PTR, 2000.
- [2] Rappaport, "T. S. Wireless Communications: Principles and Practice (2ndEd),"Prentice Hall, NJ. 2002.
- [3] S.Promwong, J. Takada, P. Supanakoon, and P. Tangtisanon, "Theoretical Gound Reflection Model for UWB Communication Systems," ISCIT 2004,
- [4] P.Supanakoon, S. Tanchotikul, S. Promwong, and J. Takada, "Ground Reflection Path Loss Considering Waveform Polarization and Ground Characteristic for UWB Communicatiuon," ECIT 2005,

ECTI-CON 2006

THE 2006 ECTI INTERNATIONAL CONFERENCE

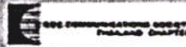
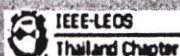


Enter to the Proceeding

Proceedings of the 2006 Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) International Conference

May 10-13, 2006

Ubonburi Hotel, Ubon Ratchathani, THAILAND



Ground Reflection Model for Ultra-wideband communication Systems

Porntape Vongsripeng, Sathaporn Promwong, Pichaya Supanakoon,
Paisan Sithiyopasakul, and Sompoph Kaewmechai

Department of Information Engineering, Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

E-mail: {s6064606,kpsathap and kspichay}@kmitl.ac.th

ABSTRACT

Ultra-wideband (UWB) is currently wide interesting technology of wireless communication technology in building and home entertainment. The ground reflection model for UWB communication systems is measured and evaluated with smooth marble and rough limestone ground surfaces. This measurement is based on ground reflection model. A vector network analyzer (VNA) is used to measure the channel transfer function. The transmitter (Tx) and receiver (Rx) antennas are the biconical antennas. The attenuation and time dispersion are considered in the terms of the path gain, mean excess delay and rms delay spread. These parameters of smooth and rough ground surfaces with each antenna height are shown and compared with simulation results in LOS. All results are discussed in the this paper.

1. INTRODUCTION

Ultra-wideband (UWB) radio technology is different from the other radio technologies. In the physical layer, not using a carrier frequency, UWB transmits pulses with power spectral density in the range of the ultra wide frequency spectrum. The Federal Communications Commission (FCC) in US specified that UWB has a frequency spectrum between 3.1 and 10.6 GHz, a fractional bandwidth is greater than 0.20 or occupied bandwidth is greater than 500 MHz.

Mostly, the UWB had been used for office and home network communication systems or short-range communications. By the way, there is the reflected path between the transmitter (Tx) and receiver (Rx) antennas in the building. It is necessary to consider floor type in ground reflection model. In fact, surface of floor is rougher than smooth such as stone floor. Then, the understanding of the scatter signal behaviors with smooth surface compared with rough surface in each height of the antenna for UWB radio systems are necessary.

In this paper, the ground reflection model with smooth marble and rough limestone ground surfaces for UWB communication systems is measured and evaluated. This measurement is based on ground reflection model. A VNA is used to measure the channel transfer function. The Tx and Rx antennas are the biconical antennas. The attenuation and time dispersion are considered in the terms of the path gain, mean

excess delay and RMS delay spread. These parameters of smooth and rough ground surfaces with each antenna height are shown and compared with simulation results in LOS. The results are discussed in the conclusion.

2. FRIIS' TRANSMISSION FORMULA

The Friis' transmission formula is used to evaluate the free space path loss in narrow band and expressed in the term of power term. It can be written as

$$G_{\text{Friis}}(f) = \frac{P_r(f)}{P_t(f)} = G_f(f)G_r(f)G_t(f), \quad (1)$$

where G_r and G_t are Rx and Tx antenna gains, respectively,

$$G_f(f) = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 = \left(\frac{c}{4\pi df}\right)^2 \quad (2)$$

is the free space propagation gain, λ is the wavelength, c is the velocity of the light, and f is the frequency.

For the UWB channel modeling, the extension of Friis' transmission formula is used to evaluate the frequency transfer functions of free space and reflection channels. The extension of Friis' transmission formula is expressed in complex transfer function, which can be written as

$$H_{\text{Friis}}(f, d) = H_f(f, d)H_i(f, d)H_r(f) \cdot H_t(f),$$

where H_f is the complex transfer function of free space, H_i is the complex frequency transfer function of wave generation filter, H_r and H_t are the complex transfer functions of Tx and Rx antennas, respectively, d is the distance between the Tx and Rx antennas, and f is frequency.

The transfer function of free space can be written as

$$H_f(f, d) = \frac{c}{4\pi df} \exp\left(\frac{-j2\pi df}{c}\right). \quad (3)$$

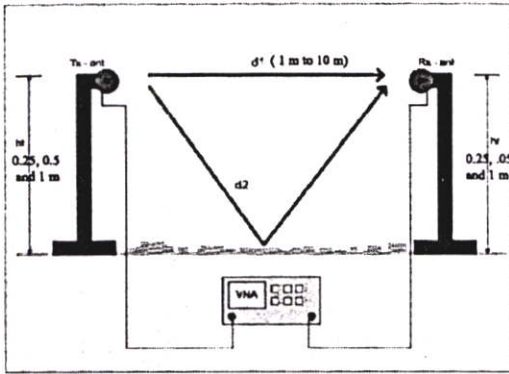


Fig.1: Measurement setup.

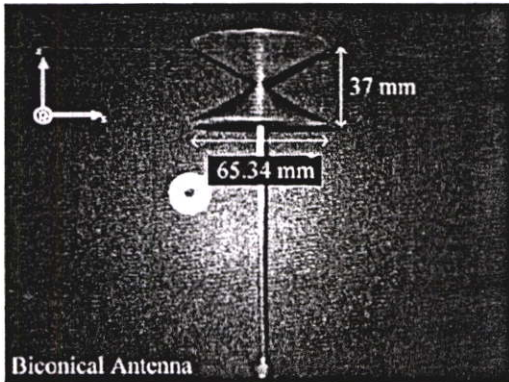


Fig.2: Geometric and dimension of biconical antenna.

3. MEASUREMENT SETUP

This measurement using the VNA model HP8505, the VNA is the frequency domain channel sounder to measure the S21 parameter (S21 is transmission coefficient between the Tx and Rx antennas). Figure 1 shows the configuration of the measurement setup. The measurement was set frequency range from 3 GHz to 11 GHz with 801 frequency points. The Tx and Rx antennas were connect to the VNA in port 1 and port 2, respectively.

The measurement was done in Lecture room on 11-floor Engineering Building at King Mongkul's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL). Both Tx and Rx antennas were set to 3 levels (0.25, 0.5 and 1 m). Distances between Tx and Rx antennas were set from 1 m to 10 m with increment step of 0.25 m. The biconical antennas are used for the Tx and Rx antennas. Figure 2 shows the structure of biconical antenna.

The important parameters of the measurements are listed in table 1

4. UWB SIGNAL MODEL

The UWB pulse is the amplitude shifted keying (ASK) pulse covered the FCC band (3.1 – 10.6 GHz) with the center frequency and bandwidth frequency of

Table 1: Measurement setup parameters

Parameter	Value
Frequency range	3 GHz ~ 11 GHz
Number of frequency point	801
Dynamic power range	80
Ground surface type	marble, limestone
Tx antenna height	0.25, 0.5 and 1 m
Rx antenna height	0.25, 0.5 and 1 m
Distance between Tx and Rx antenna	1-10 m (step by 0.25m)

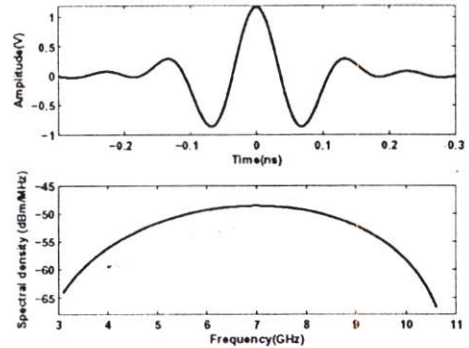


Fig.3: Transmitted signal waveform and its spectral density.

transmitted pulse waveform used a single ASK pulse with the carrier frequency f_0 and the pulse length is set to be $2/f_b$. Then the signal was limited passband by the Nyquist roll-off filter with the roll-off factor $\alpha = 0$ and passband ranged from $f_0 - f_b/2$ to $f_0 + f_b/2$. Fig. 3 shows the transmitted pulse waveform in time domain and its spectral density.

5. ANALYSIS AND MEASUREMENT RESULTS

In this paper, the measurement results of UWB ground reflection model with smooth marble and rough limestone surfaces in horizontal polarization are analyzed and compared with simulation results in LOS. For the simulation in LOS evaluate based on the Friis' transmission formula. The measurement and simulation result were compared in the attenuation and time dispersion, these parameters are considered in the terms of the path gain, mean excess delay and RMS delay spread. The effects of ground surface types are investigated.

The magnitude and phase of antenna transfer functions of biconical antenna are evaluated by using the extension of Friis' transmission formula. The results are shown in Fig. 4. Figure 5 shown characteristics of marble and limestone surface for this measurement.

For the attenuation is considered in the terms of the path gain (PG). The path gain of UWB ground

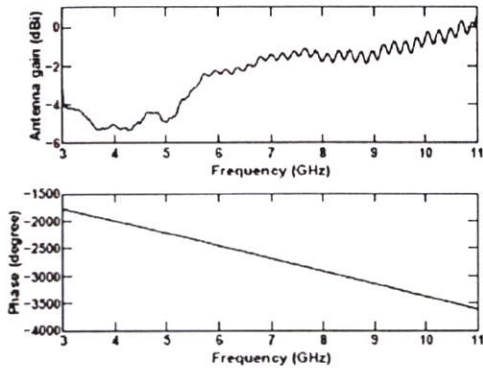


Fig.4: Magnitude and phase of the transfer functions of biconical antenna.

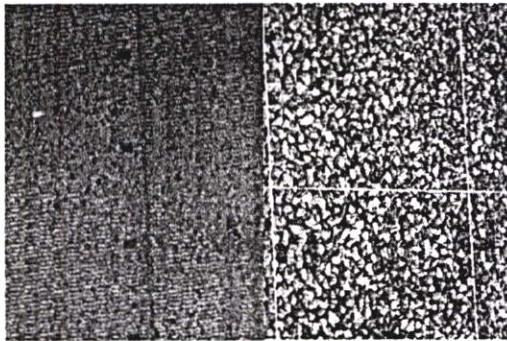


Fig.5: Marble and Limestone surface

maximum amplitude of the received and transmitted signal waveforms, which can be written as below.

$$PG(dB) = 20 \log \left(\frac{\max|v_r(t')|}{\max|v_t(t_0)|} \right), \quad (4)$$

where v_t is a transmit signal waveform, v_r is a receive signal waveform, t_0 is the delayed time of signal from direct path and t' is the delayed time of signal from the reflection path.

For the time dispersion, the mean excess delay and rms delay spread are investigated. Those are multi-path channel parameters determined from the power delay profile. Mean excess delay (τ) and rms delay spread (σ) are evaluated by using

$$\tau = \frac{\int_0^\infty t|v_r(t')|^2 dt}{\int_0^\infty |v_r(t')|^2 dt}, \quad (5)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{\int_0^\infty (t - \tau)^2 |v_r(t')|^2 dt}{\int_0^\infty |v_r(t')|^2 dt}}. \quad (6)$$

where $v_r(t')$ is a receive signal waveform.

Figure 6, 7 and 8 show the path gain for 0.25, 0.5 and 1 m heights of antenna, respectively compared

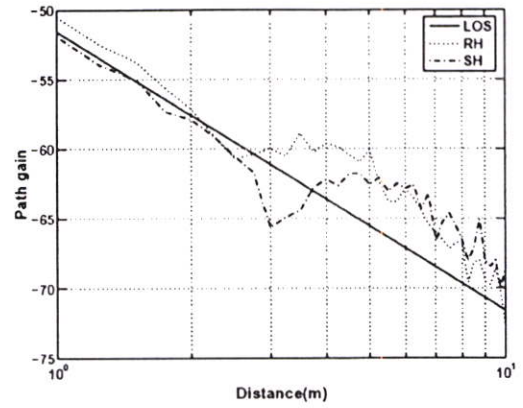


Fig.6: Path Gain for height antenna 0.25m.

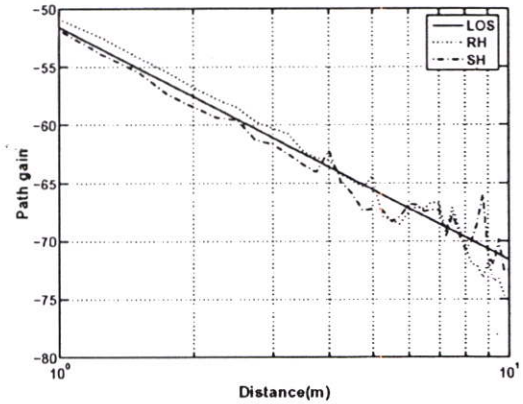


Fig.7: Path Gain for height antenna 0.50m.

between the measurement result of rough limestone surface and smooth marble surface in horizontal polarization (RH and SH) and the simulation result in LOS.

In 0.5, 1 m heights of antenna, the path gain of simulation in LOS is more than the path gain of measurement on smooth marble surface but its is less than the path gain of rough limestone surface. When distance is increased, the path gain of all case is decreased.

The path gain of measurement in height antenna 0.25 m is swing more than two case and more difference with compared the simulation result in LOS due to effected from reflection signal. Some distance, the path gain of measurement on smooth marble and rough limestone surface are less than the simulation result in LOS because reflection pulse and directly pulse is overlap in negative pulse side. but if the path gain of measurement on smooth marble and rough limestone surface more than the simulation result in LOS because reflection pulse and directly pulse is overlap in positive pulse side.

Figure 9, 10 and 11 show Mean exceed delay and RMS delay spread for 0.25, 0.5 and 1 m heights of antenna, respectively compared between the measurement result of rough limestone surface and smooth marble surface in horizontal polarization (RH and SH)

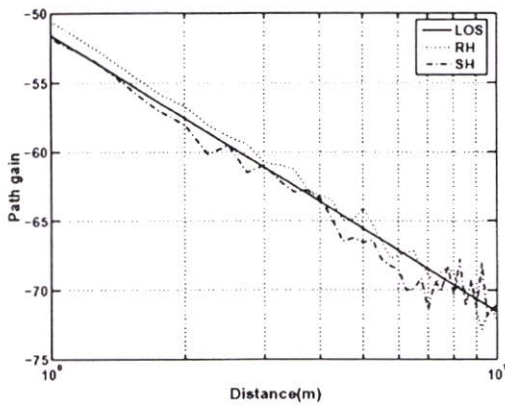


Fig. 8: Path Gain for height antenna 1.0m.

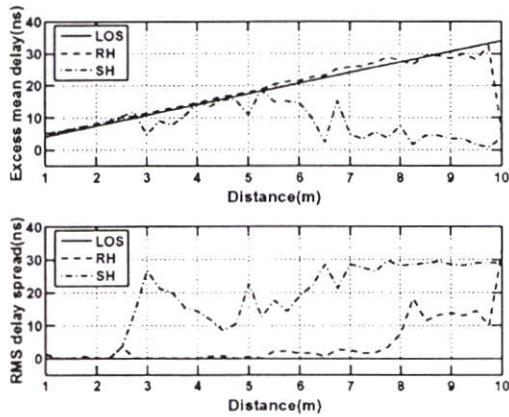


Fig. 9: Mean excess delay and RMS delay spread for height antenna 0.25m.

and the simulation result in LOS.

When distance is increased, the mean excess delay of measurement on smooth marble and rough limestone surface is increased until distance approximate 3 and 8m, respectively. The result is decrease because effected from the multipath but the simulation result(LOS) is increased continuous. The RMS delay spread of measurement on smooth marble and rough limestone is same the linearity until distance approximate 3 and 8m, respectively. The result is increase because effected from the multipath but the simulation result (LOS) is 0.

6. CONCLUSIONS

In this paper, the Ground reflection model for Ultra-wideband communication system is evaluated and analyzed. The reflection signal occurrence in the low height antenna so can see in the path gain result and the path gain of rough ground surface is more than smooth ground surface. The mean excess delay and RMS delay spread of measurement on rough ground surface is better than smooth ground surface but worse than LOS case.

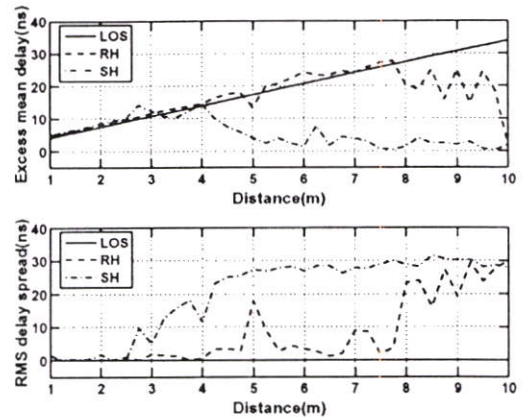


Fig. 10: Mean excess delay and RMS delay spread for height antenna 0.50m.

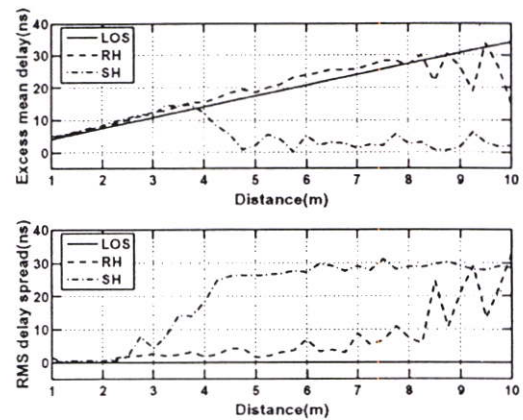


Fig. 11: Mean excess delay and RMS delay spread for height antenna 1.0m.

References

- [1] Federal Communication Commission, "Revision of part 15 of the commission's rules regarding UWB Transmission Systems," First Report, FCC 02-48, Apr. 2002
- [2] Rappaport T. S. "Wireless Communications: Principles and Practice (2nd Ed)," Prentice Hall, NJ, 2002.
- [3] Henry L. Bertoni "Radio propagation for modern wireless systems," Prentice Hall, NJ, 2000.
- [4] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon, and P. Tangtisanon, "Theoretical Ground Reflection Model for UWB Communication Systems," ISCIT 2004,
- [5] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon, M. Chamchoy, S. Tanchotikulyy, and P. Rawiwan, "Measurement result of free space transmission characteristics for Ultra wideband channel model," EECN 27, 2004

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายพรเทพ วงษ์ศรีเพ็ง
วัน เดือน ปีเกิด	20 กรกฎาคม 2522 ที่ จ.กรุงเทพมหานคร
ที่อยู่	88/160 หมู่บ้านเฉลิมสุขนิเวศน์ ซ.รามอินทรา 15 ถ.รามอินทรา ต.อนุสาวรีย์ อ.บางเขน จ.กรุงเทพมหานคร 10220
ประวัติการศึกษา	2544 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร มหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์
ประสบการณ์การทำงาน	
พ.ศ. 2544-2545	ตำแหน่งวิศวกรระบบ บริษัทไดอัลเทค จำกัด
พ.ศ. 2545-ปัจจุบัน	ตำแหน่งวิศวกรสื่อสาร บริษัททรูมูฟ จำกัด
ผลงานวิจัย	
พ.ศ. 2548	A Scattering Estimation Scheme of Ground Reflection at rough surface for UWB Radio , the 2 nd International conference on electromagnetic compatibility (ICEMC 2005), Kata Beach Resort, Phuket Thailand, 27-29 July 2005
	Ground Reflection model in rough surface for UWB Impulse Radio , International symposium on communications and information technologies (ISCIT 2005), Fragrant Hill Hotel, Beijing China, 12-14 October 2005.
พ.ศ. 2549	Ground Reflection Model for Ultra-wideband Communication Systems , Electrical Engineer/Electronic, Computer, Telecommunications and Information Technology association of Thailand (ECTI-CON), Ubon-Ratchathani Thailand, 10-13 May 2006.