การศึกษาคุณสมบัติของแบบจำลองการสะท้อนพื้นบนพื้นฐานของการสูญเสียกำลังค่ายอดสำหรับการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง

STUDY ON CHARACTERISTICS OF GROUND REFLECTION MODEL BASED ON PEAK POWER LOSS FOR UWB COMMUNICATIONS

สุชาดา ตันโชติกุล

SUCHADA TANCHOTIKUL

วิทยานิพนธ์เล่มนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2812-4

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การศึกษาคุณสมบัติของแบบจำลองการสะท้อนพื้นบนพื้นฐานของการสูญเสียกำลังค่ายอดสำหรับการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง

STUDY ON CHARACTERISTICS OF GROUND REFLECTION MODEL BASED ON PEAK POWER LOSS FOR UWB COMMUNICATIONS

T067416

สุชาดา ตันโชติกุล
SUCHADA TANCHOTIKUL

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2549

ISBN 974-15-2812-4

วพ.
ส759 ท
2549
เลขหมู่.........................
เลขทะเบียน 67416
วัน,เดือน,ปี 15 ส.ค. 2549
.b. 11670812
.i.........................

COPYRIGHT 2006
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาคุณสมบัติของแบบจำลองการสะท้อนพื้นบนพื้นฐานของการสูญเสียกำลังค่ายอดสำหรับการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง
นักศึกษา	นางสาวสุชาดา ตันโชติกุล
รหัสประจำตัว	47061175
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2549
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ. พิชญ สุพรรณกูล

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาคุณสมบัติของแบบจำลองการสะท้อนพื้นบนพื้นฐานของการสูญเสียกำลังค่ายอดสำหรับการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง (UWB) โดยใช้สัญญาณแถบผ่านสี่เหลี่ยมเป็นสัญญาณส่ง UWB ได้ประยุกต์ใช้สูตรการส่งผ่านของฟริสในรูปแบบเชิงซ้อนสำหรับช่องสัญญาณอวกาศว่าง UWB คำนวณหาช่องสัญญาณการสะท้อนพื้น UWB ได้พิจารณาหาสัญญาณที่รับได้ UWB การสูญเสียเชิงวิถีที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดนิยามเป็นอัตราระหว่างกำลังค่ายอดของสัญญาณส่งต่อสัญญาณที่รับได้ ได้ศึกษานิพจน์รูปแบบปิดของการสูญเสียเชิงวิถีการสะท้อนพื้น โดยพิจารณาถึงผลกระทบของการโพลาไรซ์รูปคลื่นและคุณสมบัติของพื้น รวมทั้งศึกษาการแผ่ประวิงค่ารากกำลังสองเฉลี่ย (RMS) ของช่องสัญญาณการสะท้อนพื้น UWB ได้ใช้แบบจำลองทางสถิติเพื่อทำการหาคุณสมบัติเชิงสถิติของเฟดดิงขนาดเล็ก และการแผ่ประวิง RMS ของแบบจำลองการสะท้อนพื้น UWB

Thesis Title	Study on Characteristics of Ground Reflection Model Based on Peak Power Loss for UWB Communications
Student	Miss Suchada Tanchotikul
Student ID.	47061175
Degree	Master of Engineering
Program	Information Engineering
Year	2006
Thesis Advisor	Asst. Prof. Pichaya Supanakoon

ABSTRACT

This thesis studies on characteristic of the ground reflection model based on peak power loss for UWB communications. The rectangular passband signal is used as the UWB transmitted signal. Friis' transmission formula in complex form is applied for UWB free space channel. The UWB ground reflection channel is calculated. The UWB received signal is considered. The UWB path loss based on peak power loss is defined as the ratio between the peak powers of the transmitted to received signals. The closed form of ground reflection path loss expression is studied. The effects of waveform polarization and ground characteristic are considered. The RMS delay spread of UWB ground reflection channel is studied. The statistical model is used to characterize small-scale fading and RMS delay spread of UWB ground reflection model.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความกรุณาจาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ พิชญ สุพรรณกูล ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ที่ได้ช่วยกรุณาให้คำแนะนำ ชี้แนวทางในการแก้ปัญหาฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำงานวิจัยได้ ตลอดจนทำการตรวจทานต้นฉบับของวิทยานิพนธ์ ผู้เขียนรู้สึกซาบซึ้งในการอนุเคราะห์ของท่าน และกราบขอบพระคุณอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ อาจารย์สถาพร พรหมวงศ์ หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศและหัวหน้ากลุ่มงานวิจัยที่ให้คำแนะนำแนวทางในเนื้อหางานวิจัย

ขอขอบพระคุณ บิดา และมารดาที่ให้การสนับสนุนและคอยดูแลให้กำลังใจในการทำงานของผู้เขียนมาโดยตลอด

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ พี่ ๆ และน้อง ๆ ทุกคนที่คอยให้ความช่วยเหลือ ให้คำแนะนำ และคอยให้กำลังใจมาโดยตลอดจนวิทยานิพนธ์นี้เสร็จสมบูรณ์

สุดท้ายขอขอบคุณ บัณฑิตวิทยาลัยที่ได้ให้ทุนสนับสนุนในการทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยขอมอบให้แด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

สุชาดา ตันโชติกุล

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย I

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ II

กิตติกรรมประกาศ III

สารบัญ IV

สารบัญตาราง VII

สารบัญรูป VIII

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ X

บทที่ 1 บทนำ 1

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา 1

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา 2

1.3 สมมติฐานของการศึกษา 3

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย 3

1.5 การเปรียบเทียบวิธีที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน 3

1.6 ขอบเขตการวิจัย 4

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา 4

บทที่ 2 ระบบสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง 6

2.1 บทนำ 6

2.2 ลักษณะเฉพาะของระบบสื่อสาร UWB 8

2.3 กฎข้อบังคับของระบบการสื่อสาร UWB 9

2.3.1 กฎข้อบังคับของระบบ UWB ในสหรัฐอเมริกา 9

2.3.2 กฎข้อบังคับของระบบ UWB ในยุโรป 11

2.4 สรุป 12

บทที่ 3 ทฤษฎีแบบจำลองการสะท้อนพื้นและแบบจำลองเชิงสถิติ 13

3.1 บทนำ 13

3.2 แบบจำลองสัญญาณส่ง 13

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.3 แบบจำลองการสะท้อนพื้น 14

3.4 แบบจำลองสัญญาณที่รับได้ 16

3.5 การสูญเสียเชิงวิถี 21

3.6 การแผ่ประวิง RMS 22

3.7 แบบจำลองเฟดดิงขนาดเล็ก 25

3.8 แบบจำลองเชิงสถิติ 26

3.8.1 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (PDF) 26

3.8.2 การทดสอบไคกำลังสอง (Chi Square Test) 26

3.8.3 แบบจำลองเชิงสถิติที่นำมาทำการทดสอบไคกำลังสอง 27

3.9 บทสรุป 30

บทที่ 4 การศึกษาแบบจำลองการสะท้อนพื้น 31

4.1 บทนำ 31

4.2 การสูญเสียเชิงวิถี 31

4.3 การแผ่ประวิง RMS 36

4.4 บทสรุป 40

บทที่ 5 การศึกษาแบบจำลองเชิงสถิติ 41

5.1 บทนำ 41

5.2 แบบจำลองเชิงสถิติของเฟดดิงขนาดเล็ก 41

5.3 แบบจำลองเชิงสถิติของการแผ่ประวิง RMS 47

5.4 บทสรุป 50

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ 51

6.1 การสูญเสียเชิงวิถี 51

6.2 การแผ่ประวิง RMS 52

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

6.3 แบบจำลองเชิงสถิติ.....52
6.4 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา.....53

เอกสารอ้างอิง.....54

ภาคผนวก ก. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์.....57

ประวัติผู้เขียน.....78

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

2.1 ประเภทของการใช้งานที่ได้รับอนุมัติโดย FCC 10

2.2 ข้อจำกัดการแพร่กระจายความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังที่กำหนดโดย FCC สำหรับการสื่อสารภายในและภายนอกอาคาร 10

2.3 ข้อจำกัดการแพร่กระจายความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังที่กำหนดโดย ETSI สำหรับการใช้งานในการสื่อสารภายในและภายนอกอาคาร 11

2.4 ข้อกำหนดการแผ่กระจายความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังสำหรับการสื่อสารภายในอาคารและภายนอกอาคารที่ได้ทำการแก้ไขใหม่โดย ETSI 12

4.1 ค่าสูงสุด ค่าเฉลี่ย และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของการแผ่ประวิง RMS ซึ่งเป็นฟังก์ชันของสายอากาศที่มีความสูงเป็น 1.00 0.10 และ 0.01 เมตร 36

4.2 ค่าสูงสุด ค่าเฉลี่ย และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของการแผ่ประวิง RMS 39

5.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์ 41

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

2.1 ระดับความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังและช่วงความถี่ของระบบการสื่อสาร UWB 7

2.2 สเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารที่กำหนดโดย FCC 11

3.1 แบบจำลองการสะท้อนพื้น 14

4.1 การสูญเสียเชิงวิถีของสัญญาณ UWB สำหรับความสูงสายอากาศ 1.00 m ตามระยะทางระหว่าง T-R จาก 0.1 ถึง 10 m เทียบกับสัญญาณแถบแคบ 32

4.2 การสูญเสียเชิงวิถีของสัญญาณ UWB สำหรับความสูงสายอากาศ 0.10 m ตามระยะทางระหว่าง T-R จาก 0.1 ถึง 10 m เทียบกับสัญญาณแถบแคบ 32

4.3 การสูญเสียเชิงวิถีสำหรับพื้นที่เป็นตัวนำตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m 33

4.4 สูญเสียเชิงวิถีของมุมการโพลาไรซ์ 0° ของรูปคลื่นสัญญาณส่งตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m 34

4.5 การสูญเสียเชิงวิถีของมุมการโพลาไรซ์ 45° ของรูปคลื่นสัญญาณส่งตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m 35

4.6 การสูญเสียเชิงวิถีของมุมการโพลาไรซ์ 90° ของรูปคลื่นสัญญาณส่งตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m 35

4.7 การแผ่ประวิง RMS สำหรับพื้นที่เป็นตัวนำตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m 37

4.8 การแผ่ประวิง RMS ของมุมการโพลาไรซ์ 0° ของรูปคลื่นสัญญาณส่งตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m 37

4.9 การแผ่ประวิง RMS ของมุมการโพลาไรซ์ 45° ของรูปคลื่นสัญญาณส่งตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m 38

4.10 การแผ่ประวิง RMS ของมุมการโพลาไรซ์ 90° ของรูปคลื่นสัญญาณส่งตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m 39

5.1 เฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสายอากาศสูง 0.5 m ตามระยะทางระหว่าง 0.1 ถึง 10 m 42

5.2 เฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสายอากาศสูง 1.0 m ตามระยะทางระหว่าง 0.1 ถึง 10 m 42

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

5.3 ฮิสโทรแกรมและ PDF ของเฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสัญญาณทีมีแบนด์วิดท์ 0.5 GHz และสายอากาศสูง 0.5 m 43

5.4 ฮิสโทรแกรมและ PDF ของเฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสัญญาณทีมีแบนด์วิดท์ 4.0 GHz และสายอากาศสูง 0.5 m 44

5.5 ฮิสโทรแกรมและ PDF ของเฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสัญญาณทีมีแบนด์วิดท์ 7.5 GHz และสายอากาศสูง 0.5 m 44

5.6 ฮิสโทรแกรมและ PDF ของเฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสัญญาณทีมีแบนด์วิดท์ 0.5 GHz และสายอากาศสูง 1.0 m 45

5.7 ฮิสโทรแกรมและ PDF ของเฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสัญญาณทีมีแบนด์วิดท์ 4.0 GHz และสายอากาศสูง 1.0 m 46

5.8 ฮิสโทรแกรมและ PDF ของเฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสัญญาณทีมีแบนด์วิดท์ 7.5 GHz และสายอากาศสูง 1.0 m 46

5.9 การแผ่ประวิง RMS ในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสายอากาศสูง 0.5 m 47

5.10 การแผ่ประวิง RMS ในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสายอากาศสูง 1.0 m 47

5.11 ฮิสโทรแกรมและ PDF ของการแผ่ประวิง RMS ในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสายอากาศสูง 0.5 m 48

5.12 ฮิสโทรแกรมและ PDF ของการแผ่ประวิง RMS ในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสายอากาศสูง 1.0 m 49

รายการคำย่อและสัญลักษณ์

การเชื่อมต่อเครือข่ายไร้สายเฉพาะที่ (Wireless Local Area Network)	WLAN
การเชื่อมต่อเครือข่ายไร้สายส่วนบุคคล (Wireless Personal Area Network)	WPAN
การเชื่อมต่อเครือข่ายไร้สายส่วนร่างกาย (Wireless Body Area Network)	WBAN
เทคโนโลยีการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง (Ultra Wideband)	UWB
คณะกรรมาธิการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Communications Commission)	FCC
การแผ่กระจายค่ารากกำลังสองเฉลี่ย (Root Mean Square)	RMS
ความสูญเสียเชิงวิถี (Path Loss)	PL
ประกาศการเสนอกฎทางการตลาด (Notice of Proposed Rulemaking)	NPRM
สถาบันกำหนดมาตรฐานทางโทรคมนาคมแห่งสหภาพยุโรป (European Telecommunications Standards Institute)	ETSI
ความน่าจะเป็นในการตรวจจับต่ำ (Low Probability of Detection)	LPD
ความน่าจะเป็นในการกีดขวางต่ำ (Low Probability of Interception)	LPI
วงจรเฟสล็อคลูพ (Phase Lock Loop)	PLL
ออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Controlled Oscillator)	OSC
เทคโนโลยีคลื่นวิทยุ (Radio Frequency)	RF
เครื่องส่ง (Transmitter)	Tx
เครื่องรับ (Receiver)	Rx
เครื่องส่งถึงเครื่องรับ (Transmitter-Receiver)	T-R
ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability Density Function)	PDF
เมกกะบิตต่อวินาที (Mega bit per second)	Mbps
เฮิรตซ์ (Hertz)	Hz
กิกะเฮิรตซ์ (Gigahertz)	GHz
เมกกะเฮิรตซ์ (Megahertz)	MHz
โวลต์ (Volt)	V
เดซิเบล (Decibel)	dB
เดซิเบลไอโซโทรปิค (Decibel isotropic)	dBi
วินาที (Second)	s
นาโนวินาที (Nanosecond)	ns

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

พิโควินาที (Picosecond)	ps
เมตร (Meter)	m
องศา (Degree)	°
ความถี่ขอบบน (Upper Frequency), Hz	f_H
ความถี่ขอบล่าง (Lower Frequency), Hz	f_L
แบนด์วิดท์ (Bandwidth), Hz	f_b
รูปคลื่นส่ง UWB ในโดเมนเวลา (UWB transmitted waveform in time domain), V	v_t
ความหนาแน่นสเปกตรัมของรูปคลื่นส่ง UWB (Spectral density of UWB transmitted waveform), V/Hz	V_t
ความถี่ (Frequency), *Hz*	f
ความเร็วแสง (Velocity of light), $c = f\lambda = 1/\sqrt{\varepsilon_0\mu_0} \approx 3\times10^8$, m/s	c
การโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง (Vertical polarization)	$\parallel$
การโพลาไรซ์แบบแนวนอน (Horizontal polarization)	$\perp$
มุมการโพลาไรซ์ของรูปคลื่น (Angle of transmitted waveform polarization)	Θ_t
ระยะทาง (Distance), m	d
ระยะทางตรง (Direct path), m	d'
ระยะทางการสะท้อนพื้น (Reflection path), m	d''
เวลา (Time), *s*	t
ความสูงของสายอากาศส่ง (Height of transmitter antenna), m	h_t
ความสูงของสายอากาศรับ (Height of receiver antenna), m	h_r
ฟังก์ชันถ่ายโอนทางความถี่เส้นทางตรง (Frequency transfer function of direct path)	H_d
ฟังก์ชันถ่ายโอนทางความถี่เส้นทางตรง (Frequency transfer function of reflection path)	H_r
ฟังก์ชันถ่ายโอนทางความถี่ของแบบจำลองการสะท้อนพื้น (Frequency transfer function of ground reflection channel)	H_{2ray}
เวลาการประวิงเส้นทางตรง (Delayed time of direct path), s	t'
เวลาการประวิงเส้นทางการสะท้อนพื้น(Delayed time of reflection path), s	t''
สัมประสิทธิ์การสะท้อน (Reflection coefficient)	Γ
สภาพยอมสัมพัทธ์ของพื้น (Permittivity), $\varepsilon = \varepsilon_0\varepsilon_r, F/m$	ε

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Dielectric constant)	ε_r
มุมตกกระทบ (Incident angle), °	θ
รูปคลื่นสัญญาณที่รับได้ (The received waveform), V	v_r
การแผ่ประวิง RMS (RMS delay spread), s	σ_τ
การประวิงเข้าถึงเฉลี่ย (Mean excess delay), s	$\bar{\tau}$
ค่ารากที่สองของโมเมนต์สำหรับข้อมูลการประวิงกำลัง (The second moment for given power delay profile), s	$\overline{\tau^2}$
เฟดดิงขนาดเล็ก (Small-scale fading), V	v_s
ค่าเฉลี่ย (Mean)	μ
ส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน (Standard deviation)	σ

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันระบบการสื่อสารไร้สายได้เข้ามามีบทบาทในชีวิตประจำวันเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากมีความสะดวกในการเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์สื่อสาร หรือระหว่างเครือข่ายด้วยกันไม่ว่าจะเป็นการเชื่อมต่อเครือข่ายไร้สายเฉพาะที่ (WLAN) การเชื่อมต่อเครือข่ายไร้สายส่วนบุคคล (WPAN) การเชื่อมต่อเครือข่ายไร้สายร่างกาย (WBAN) การเชื่อมต่อภายในอาคารสำนักงานและการเชื่อมต่อเครือข่ายเพื่อความบันเทิงภายในที่พักอาศัย ที่เป็นเช่นนี้เพื่อตอบสนองความต้องการของผู้ใช้ในด้านต่างๆ 5 ประการคือ 1) จำนวนข้อมูลที่สามารถส่งได้ 2) อัตราเร็วในการส่งข้อมูล 3) จำนวนของผู้ใช้ในระบบ 4) ระยะทางที่สามารถส่งได้ และ 5) ความสามารถในการทำงานร่วมกัน ในปัจจุบันระบบการสื่อสารไร้สายแบบหลายสื่อได้เข้ามามีบทบาทเพิ่มมากขึ้น ซึ่งระบบการสื่อสารแบบนี้มีความต้องการอัตราการรับส่งข้อมูลสูงและมีความต้องการการส่งข้อมูลในปริมาณที่มาก จึงทำให้มีการพัฒนาระบบการสื่อสารไร้สายให้สอดคล้องกับความต้องการของผู้ที่ใช้งาน นั่นคือเทคโนโลยีการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง (UWB)

สำหรับเทคโนโลยี UWB ได้กลายมาเป็นหัวข้อสำคัญสำหรับการสื่อสารไมโครเวฟ เนื่องจากระบบ UWB มีราคาถูกและมีคุณสมบัติการใช้กำลังที่ต่ำ [1]-[3] และเป็นเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายที่แตกต่างจากเทคโนโลยีคลื่นวิทยุ (RF) อื่นๆ ตรงที่เทคโนโลยี UWB เป็นระบบสื่อสารที่ไม่ต้องใช้คลื่นพาห์ สัญญาณของระบบ UWB จะเป็นสัญญาณพัลส์แคบๆ ส่งด้วยพัลส์ที่มีช่วงเวลาอยู่ในหน่วยนาโนวินาทีหรือน้อยกว่านั้น มีความสามารถในการส่งข้อมูลด้วยอัตราความเร็วสูงถึง 110 Mbps ที่ระยะ 10 เมตร และอัตราความเร็วสูงถึง 480 Mbps ที่ระยะ 2 เมตร ตามข้อตกลงของคณะกรรมาธิการการสื่อสารสหรัฐอเมริกา (FCC) [4] ได้กำหนดว่าให้สัญญาณ UWB มีความหนาแน่นสเปกตรัมอยู่ในช่วง 3.1-10.6 GHz นอกจากนี้ยังได้นิยามสัญญาณ UWB ว่าจะต้องมีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนมากกว่าหรือเท่ากับ 0.20 หรือสเปกตรัมแบนด์วิดท์มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz นอกจากนี้ประโยชน์ของระบบแถบกว้างยิ่งมีดังต่อไปนี้

1. สามารถหาตำแหน่งและระยะทางได้เที่ยงตรง เนื่องจากมีความละเอียดทางเวลาที่ดี [5]
2. มีผลกระทบจากเฟดดิงน้อย เนื่องจากมีความละเอียดทางเวลาที่ดี [6]
3. มีการเข้าถึงหลายทางเนื่องจากแบนด์วิดท์การส่งกว้างมาก [7]
4. ส่งด้วยอัตราข้อมูลความเร็วสูง [8]

5. ระบบการสื่อสารมีความปลอดภัยสูงเนื่องจากส่งด้วยความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังที่ต่ำ
6. สัญญาณจะทะลุทะลวงผ่านวัตถุได้ดีเนื่องจากมีพลังงานในแถบความถี่ที่กว้าง

ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ UWB พิจารณาเป็นสัญญาณรบกวนของระบบการสื่อสารอื่นๆ เนื่องจากมีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังที่ต่ำ สัญญาณ UWB จึงไปแทรกสอดกับระบบวิทยุแถบแคบที่มีอยู่ในปัจจุบันน้อยมาก [9] สำหรับระบบการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร FCC ได้กำหนดให้ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังมีค่าไม่เกิน -41.3 dBm/MHz ซึ่งอยู่ในช่วงความถี่ 3.1-10.6 GHz โดยเครื่องรับ UWB จะเก็บรวบรวมกำลังของสัญญาณที่รับได้เพื่อสร้างพัลส์ใหม่ขึ้นมา ดังนั้นเทคโนโลยี UWB สามารถใช้ร่วมกับเทคโนโลยี RF อื่นๆ ได้โดยมีการแทรกสอดระหว่างกันน้อย เทคโนโลยี UWB ได้นำมาใช้สำหรับระบบการสื่อสารภายในอาคารเชิงพาณิชย์ที่มีกำลังงานต่ำ ระยะทางใกล้ และมีค่าใช้จ่ายต่ำ เช่น WPAN [10]

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้น จะเห็นได้ว่าระบบการสื่อสาร UWB จะเป็นระบบการสื่อสารที่มีความสำคัญมากในอนาคตอันใกล้นี้ และเนื่องจากสัญญาณ UWB มีแบนด์วิดท์ที่กว้างมากเมื่อเปรียบเทียบกับระบบแถบแคบที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน แบบจำลองการสะท้อนซึ่งเป็นทฤษฎีที่สำคัญในการหาคุณบัติการแพร่กระจายของช่องสัญญาณ ทำให้สามารถนำมาใช้พิจารณาเพื่อเลือกพารามิเตอร์ของสัญญาณส่งที่เหมาะสม อีกทั้งยังสามารถนำมาใช้ประมาณหาค่าระดับกำลังงานของสัญญาณที่รับได้เพื่อนำไปใช้วิเคราะห์หาประสิทธิภาพของระบบต่อไป แต่ทฤษฎีแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่นิยมใช้กันทั่วไปในปัจจุบันได้พัฒนาขึ้นมาสำหรับระบบการสื่อสารแถบแคบ ซึ่งทำให้ไม่สามารถนำมาใช้กับระบบการสื่อสาร UWB ได้ ถึงแม้ว่าในปัจจุบันได้พยายามพัฒนาคิดค้นสูตรการสะท้อนพื้นขึ้นมาใช้กับระบบการสื่อสาร UWB แต่ก็ยังไม่ได้เป็นที่รู้จักกันทั่วไป ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้ศึกษาแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่นำมาใช้กับระบบการสื่อสาร UWB

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือศึกษาคุณสมบัติการสูญเสียเชิงวิถีและการแผ่กระจายค่ารากกำลังสองเฉลี่ย (RMS) ของสัญญาณ UWB ซึ่งผ่านแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอด โดยได้พิจารณาการโพลาไรซ์ของสัญญาณและคุณสมบัติของพื้น และได้นำเสนอแบบจำลองเชิงสถิติเพื่อใช้แสดงคุณสมบัติทางสถิติของการสูญเสียเชิงวิถีและการแผ่กระจาย RMS

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การศึกษาในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ตั้งสมมติฐานให้สายอากาศส่งและสายอากาศรับเป็นสายอากาศแบบไอโซทรอปิค ซึ่งมีเกนเป็น 0 dBi ดังนั้น ระดับสัญญาณที่รับได้จึงเกิดจากการสูญเสียของช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นเท่านั้น ส่วนคุณสมบัติของพื้นในกรณีที่เป็นไดอิเล็กตริก ได้ตั้งสมมติฐานให้เป็นไดอิเล็กตริกสมบูรณ์ คือมีค่าสภาพนำไฟฟ้าเป็นศูนย์

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

สัญญาณส่ง UWB ได้กำหนดให้เป็นสัญญาณรูปคลื่นแถบผ่านสี่เหลี่ยม ซึ่งเป็นสัญญาณที่ทำให้มีแบนด์วิดท์กว้างสุด แอมพลิจูดสูงสุด และกำลังเฉลี่ยมากสุด ตามสเปกตรัมมาร์คที่กำหนดโดย FCC [4] ใช้ทฤษฎีการแปลงฟูริเยร์และการแปลงฟูริเยร์ย้อนกลับเพื่อทำการแปลงสัญญาณจากโดเมนเวลาเป็นโดเมนความถี่ และจากโดเมนความถี่เป็นโดเมนเวลาตามลำดับ ฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่ของช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นได้มีการประยุกต์ใช้การขยายสูตรการส่งผ่านของฟริส [11], [12] ซึ่งได้พัฒนาขึ้นมาใช้สำหรับการสื่อสาร UWB โดยมีที่มาจากสูตรการส่งผ่านของฟริส [13] ที่รู้จักกันดีสำหรับการสื่อสารแถบแคบ การสูญเสียเชิงวิถีจะมีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอด ซึ่งนิยามเป็นอัตราส่วนระหว่างกำลังค่ายอดสูงสุดของสัญญาณส่งต่อกำลังค่ายอดสูงสุดของสัญญาณที่รับได้ แสดงคุณสมบัติการกระจายทางเวลาโดยใช้ทฤษฎีการแผ่ประวิง RMS ใช้ทฤษฎีแบบจำลองทางสถิติแสดงคุณสมบัติของการสูญเสียเชิงวิถีและการแผ่ประวิง RMS ของช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดสำหรับระบบการสื่อสาร UWB

1.5 การเปรียบเทียบวิธีที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

เนื่องจากในงานวิจัยเกี่ยวกับเทคโนโลยี UWB ได้มีการนำเสนอแบบจำลองของการแพร่กระจายหลายวิถีโดยได้มีการพิจารณาค่าเฉลี่ยการสูญเสียหลายวิถีและค่ายกกำลังการลดทอนการแพร่กระจาย [14] ซึ่งแบบจำลองนี้สามารถแสดงให้เห็นถึงการสูญเสียเชิงวิถีที่ก่อนและหลังจุดหักเปลี่ยนได้เป็นอย่างดี แต่ก็ยังไม่สามารถแสดงให้เห็นถึงผลกระทบเฟดดิงที่บริเวณก่อนจุดหักเปลี่ยน รวมทั้งยังไม่ได้มีสูตรที่ใช้กำหนดระยะทางจุดหักเปลี่ยน และค่ายกกำลังการสูญเสียเชิงวิถีในบริเวณหลังจุดหักเปลี่ยนที่แน่นอน ต่อมาได้มีการนำเสนอแบบจำลอง 2 วิถีโดยมีการคำนวณทางคณิตศาสตร์ใช้วิธีการอินทิกรัล [15] ถึงแม้ว่าแบบจำลองนี้สามารถพิจารณาเฟดดิงของการสูญเสียเชิงวิถีที่บริเวณก่อนจุดหักเปลี่ยนได้ รวมทั้งยังได้ประมาณหาสูตรการหาระยะทางจุดหักเปลี่ยนที่มีค่าผิดพลาดน้อยที่สุด แต่ในการหาค่าการสูญเสียเชิงวิถียังต้องใช้วิธีเชิง

ตัวเลขในการทำอินทิกรัล ยังไม่มีผลเฉลยนิพจน์สมการในรูปแบบปิดของสมการอินทิกรัล และสมการอินทิกรัลนี้มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ย ซึ่งเครื่องรับในระบบ UWB จะทำการตรวจจับค่ายอดของสัญญาณ ดังนั้น การสูญเสียเชิงวิถีที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียค่ายอดจึงมีความสำคัญ รวมทั้งยังไม่ได้มีงานวิจัยที่ทำการพิจารณาถึงผลกระทบของการโพลาไรซ์และคุณสมบัติของพื้นที่มีต่อการสูญเสียเชิงวิถี และยังไม่ได้มีแบบจำลองเชิงสถิติสำหรับเฟดดิงขนาดเล็กและการแผ่กระวิง RMS

1.6 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาคุณสมบัติของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดสำหรับการสื่อสาร UWB สัญญาณส่งกำหนดให้เป็นรูปคลื่นแถบผ่านสี่เหลี่ยมที่มีความถี่กลางและแบนด์วิดท์ตามที่ได้กำหนด นอกจากนี้ยังมีการคำนวณหานิพจน์สมการในรูปแบบปิด โดยมีการประยุกต์ใช้สูตรการส่งผ่านเชิงซ้อนของฟรีสสำหรับช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นของ UWB ทำการคำนวณหาสัญญาณที่รับได้ หลังจากนั้นหาการสูญเสียเชิงวิถีและการแผ่ประวิง RMS และท้ายสุดยังได้ทำแบบจำลองเชิงสถิติของการสูญเสียเชิงวิถี และการแผ่ประวิง RMS ของช่องสัญญาณการสะท้อนพื้น UWB ที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอด

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย การเปรียบเทียบวิธีที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงระบบสื่อสาร UWB ซึ่งประกอบไปด้วยบทนำ ลักษณะเฉพาะของระบบการสื่อสาร UWB กฎข้อบังคับของระบบการสื่อสาร UWB และบทสรุป

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีแบบจำลองการสะท้อนพื้นและแบบจำลองเชิงสถิติ ประกอบไปด้วยบทนำ แบบจำลองสัญญาณส่ง แบบจำลองการสะท้อนพื้น แบบจำลองสัญญาณที่รับได้ การสูญเสียเชิงวิถี การแผ่ประวิง RMS แบบจำลองเฟดดิงขนาดเล็ก แบบจำลองเชิงสถิติ และบทสรุป

บทที่ 4 กล่าวถึงการศึกษาแบบจำลองการสะท้อนพื้น ซึ่งประกอบไปด้วยบทนำ การสูญเสียเชิงวิถี การแผ่ประวิง RMS และบทสรุป

บทที่ 5 กล่าวถึงการศึกษาแบบจำลองเชิงสถิติ ซึ่งประกอบไปด้วยบทนำ แบบจำลองเชิงสถิติของเฟดดิงขนาดเล็ก แบบจำลองเชิงสถิติของการแผ่ประวิง RMS และบทสรุป

บทที่ 6 เป็นบทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ ซึ่งประกอบไปด้วยการสูญเสียเชิงวิถีการแผ่ประวิง RMS แบบจำลองเชิงสถิติ ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

บทที่ 2
ระบบสื่อสาร UWB

2.1 บทนำ

เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายได้เข้ามามีบทบาทในวงการการสื่อสารเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากมีความสะดวกสบายในการติดต่อสื่อสารระหว่างอุปกรณ์ต่าง ๆ ภายในอาคาร ภายในสำนักงาน หรือแม้กระทั่งภายในบ้าน นอกจากนี้ยังมีความต้องการอัตราการรับส่งข้อมูลสูง และมีความต้องการการส่งข้อมูลในปริมาณที่มาก จึงทำให้มีการพัฒนาระบบการสื่อสารไร้สายให้สอดคล้องกับความต้องการของผู้ที่ใช้งาน นั่นคือเทคโนโลยีการสื่อสาร UWB

เทคโนโลยีการสื่อสาร UWB นั้นไม่ได้เป็นเทคโนโลยีใหม่ เนื่องจากได้มีการศึกษาและวิจัยตั้งแต่ปี ค.ศ. 1940 ในช่วงปี ค.ศ.1960-1990 ได้มีการนำเทคโนโลยีการสื่อสาร UWB มาใช้ในทางการทหารของสหรัฐอเมริกา ต่อมาได้มีการศึกษาและพบว่าเทคโนโลยีนี้เหมาะสมสำหรับการสื่อสารเรดาร์และการติดต่อสื่อสารที่ต้องการความปลอดภัยสูง เมื่อกลางปีทศวรรษที่ 90 มีกลุ่มสมาชิกมหาวิทยาลัยทางตอนใต้ของแคลิฟอร์เนียได้ยื่นข้อเสนอไปยัง FCC เพื่อพิจารณาอนุญาตให้ใช้เทคโนโลยี UWB ในเชิงพาณิชย์ได้ ต่อมาในเดือนพฤษภาคมปี ค.ศ. 2000 ทาง FCC ได้ออกประกาศให้เสนอกฎทางการตลาด (NPRM) โดยเชิญชวนให้หน่วยงานต่าง ๆ นำเสนอข้อคิดเห็นสำหรับนำมาใช้ร่างกฎข้อบังคับของ FCC เพื่อควบคุมและจำกัดกำลังส่งสัญญาณของระบบ UWB โดยข้อบังคับใหม่นี้ได้ถูกประกาศออกมาใช้งานเมื่อเดือนกุมภาพันธ์ปี ค.ศ. 2002 ที่ผ่านมา

ในปัจจุบันได้มีการเริ่มนำเอาเทคโนโลยี UWB มาใช้ในระบบการสื่อสารมากขึ้น เนื่องจากมีการพัฒนาเทคโนโลยีการสวิตซ์ความเร็วสูง จึงทำให้เทคโนโลยี UWB ได้รับความสนใจที่จะมานำมาใช้ในระบบการสื่อสารหลายสื่อ หรือระบบการสื่อสารที่ต้องการอัตราการรับส่งข้อมูลที่สูง ทั้งนี้เนื่องจากมีการใช้แถบความถี่ในการส่งที่กว้างมากโดยมีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานส่งที่ต่ำจึงทำให้สามารถส่งข้อมูลได้เป็นจำนวนมาก นอกจากนี้เทคโนโลยี UWB ยังมีความแตกต่างจากเทคโนโลยีการสื่อสารที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน 2 ประการด้วยกัน คือ

1) ระบบการสื่อสาร UWB มีการใช้แบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนในการส่งสัญญาณมากกว่าหรือเท่ากับ 0.2 โดยที่แบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนสามารถหาได้จาก

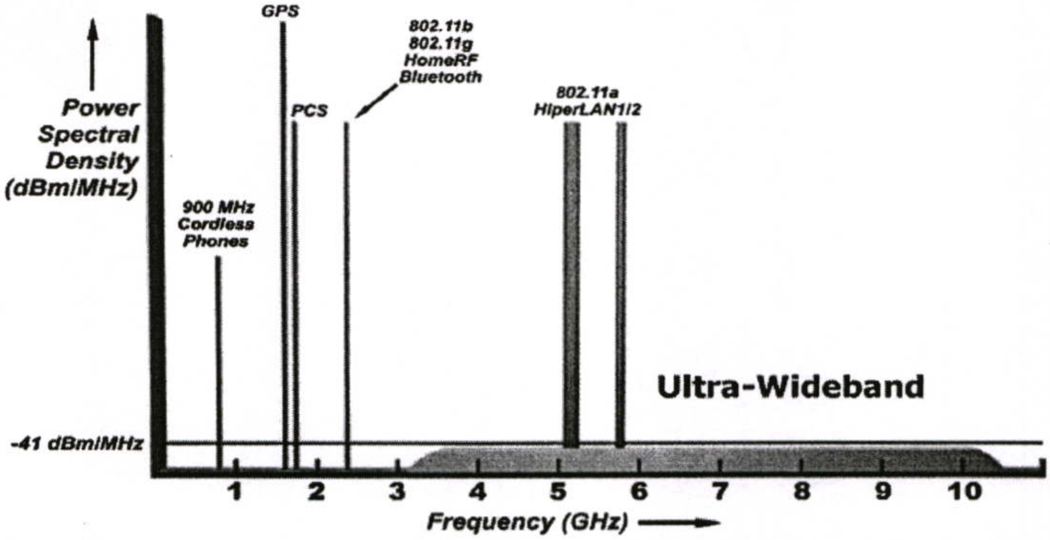
$$\text{แบนด์วิดท์เชิงเศษส่วน} = \frac{2(f_H - f_L)}{f_H + f_L} \tag{2.1}$$

เมื่อ f_H คือความถี่ขอบบน f_L คือความถี่ขอบล่าง ในระบบการสื่อสาร UWB นี้จะกำหนดแบนด์วิดท์ของระบบได้จากช่วงห่างระหว่างความถี่ขอบบนและความถี่ขอบล่างของระบบโดยที่ค่าของความถี่ทั้งสองนี้จะพิจารณาที่ระดับลดลงจากระดับสูงสุดอยู่ 10 dB ซึ่งเป็นระดับพื้นของสัญญาณรบกวนในระบบการสื่อสารประเภทอื่น

นอกจากนี้ระบบการสื่อสาร UWB ยังสามารถพิจารณาแบนด์วิดท์ในการส่งสัญญาณได้อีกรูปแบบหนึ่งคือแบนด์วิดท์ที่ใช้ในการเข้าครอบครองซึ่งมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz ซึ่งแบนด์วิดท์ f_b สามารถคำนวณหาได้จาก

$$f_b = f_H - f_L \tag{2.2}$$

2) ระบบการสื่อสาร UWB เป็นระบบการสื่อสารที่ไม่ต้องมีการมอดูเลตสัญญาณพาห์เข้ากับสัญญาณข้อมูลก่อนทำการส่งข่าวสาร ดังนั้นในภาคส่งของระบบการสื่อสาร UWB จึงไม่ต้องใช้อุปกรณ์ประเภทการมอดูเลตความถี่วิทยุและเครื่องส่งที่มีกำลังมาก จึงเป็นการลดต้นทุนของระบบการสื่อสาร



รูปที่ 2.1 ระดับความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังและช่วงความถี่ของระบบการสื่อสาร UWB

สำหรับความถี่ที่ใช้ในเทคโนโลยีการสื่อสาร UWB ทาง FCC ได้กำหนดให้ระบบการสื่อสารนี้ใช้ความถี่อยู่ในช่วง 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz ซึ่งมีแบนวิดท์มากสุดเท่ากับ 7.5 GHz จากช่วงความถี่ที่ทาง FCC ได้กำหนดขึ้นมาให้ใช้มีขนาดกว้างมาก จึงทำให้สัญญาณที่ใช้ส่งในระบบ

การสื่อสาร UWB ส่งข้อมูลข่าวสารได้เป็นจำนวนมาก เนื่องจากระบบการสื่อสาร UWB มีแบนด์วิดท์ที่กว้างมากจึงทำให้เกิดการทับซ้อนกับระบบการสื่อสารที่ใช้กันอยู่ปัจจุบัน หรือระบบการสื่อสารแถบแคบ ดังนั้น ทาง FCC จึงได้มีการกำหนดความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ UWB ที่แผ่กระจายออกมาในแถบความถี่หลักไม่เกินระดับ -41.3 dBm/MHz ซึ่งเป็นระดับความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณรบกวน โดยรูปที่ 2.1 แสดงระดับความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังและช่วงความถี่ของระบบการสื่อสาร UWB เมื่อเปรียบเทียบกับระบบการสื่อสารอื่นๆ ที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน

2.2 ลักษณะเฉพาะของระบบสื่อสาร UWB

เทคโนโลยีการสื่อสาร UWB เป็นเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายที่มีพื้นฐานการสื่อสารที่แตกต่างไปจากระบบการสื่อสาร RF อื่น ๆ ทั้งนี้เนื่องจากเทคโนโลยีนี้มีความเป็นพิเศษตรงที่มีความสามารถสื่อสารไร้สายโดยไม่ต้องใช้คลื่นพาห์เหมือนเทคโนโลยีอื่น ๆ ในการส่งสัญญาณจะส่งด้วยสัญญาณพัลส์แคบ ๆ ซึ่งจะมีความกว้างของพัลส์ในหน่วย ns ด้วยเหตุนี้จึงทำให้มีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังครอบคลุมในช่วงความถี่ได้กว้างมากในระดับ GHz และเนื่องด้วยระบบนี้มีแบนด์วิดท์ที่กว้างมากจึงทำให้สามารถที่จะรองรับอัตราการส่งข้อมูลได้สูงถึง 110 Mbps ในระยะประมาณ 10 m สำหรับลักษณะทั่วไปของเทคโนโลยีการสื่อสาร UWB ที่น่าสนใจมีดังนี้คือ

- มีผลกระทบที่เกิดจากเฟดดิงหลายวิถีน้อย เนื่องจากสัญญาณ UWB เป็นพัลส์แคบ จึงทำให้พัลส์จากวิถีต่าง ๆ มีโอกาสมาแทรกสอดกันน้อย จึงทำให้ระบบ UWB มีผลกระทบที่เกิดจากเฟดดิงหลายวิถีน้อยกว่าระบบแถบแคบ

- มีความต้านทานต่อสัญญาณรบกวนอื่น ลักษณะที่สำคัญของระบบสื่อสาร UWB นั่นคือมีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังอยู่ในช่วงแถบความถี่ที่กว้างมาก ดังนั้น ทางด้านรับจะทำการตรวจจับความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังในแถบความถี่ทั้งหมดนี้แยกออกมาจากสัญญาณที่มารบกวนได้ ดังนั้นจึงทำให้ระบบมีความต้านทานต่อสัญญาณรบกวนอื่น

- มีความปลอดภัยในการสื่อสาร สัญญาณ UWB เป็นสัญญาณที่ตรวจจับได้ยากกว่าสัญญาณการสื่อสาร RF ทั่ว ไป ทั้งนี้เนื่องจากสัญญาณ UWB มีแบนด์วิดท์ที่กว้างมาก และยังมีลักษณะคล้ายกับสัญญาณรบกวน สามารถสื่อสารได้ที่ระดับความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังต่ำกว่าระดับสัญญาณรบกวนของระบบการสื่อสาร RF ทั่วไป และยังสามารถติดต่อสื่อสารด้วยอัตราการส่งข้อมูลในหน่วย Mbps ซึ่งคุณสมบัติทั้งหมดนี้ส่งผลให้เกิดความปลอดภัยในการส่งด้วยความน่าจะเป็นในการตรวจจับได้ (LPD) ต่ำ และยังมีความน่าจะเป็นในการกีดขวาง (LPI) ต่ำอีกด้วย

- ระบบมีโครงสร้างที่ง่าย ในระบบการสื่อสาร UWB ข้อมูลข่าวสารสามารถมอดูเลตด้วยการใช้พัลส์แคบ ๆ ได้โดยตรงแทนที่จะใช้การมอดูเลตด้วยสัญญาณไซนูซอยด์ ในการสร้างเครื่องรับส่ง UWB จะไม่มีวงจรเฟสล็อคลูพ (PLL) ออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน (VCO) วงจรผสมสัญญาณ และวงจรขยาย ซึ่งทำให้มีโครงสร้างที่ง่ายเมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับส่งของระบบการสื่อสารแบบอื่น และยังส่งผลให้มีราคาถูกลง

- มีคุณสมบัติในการทะลุทะลวงที่ดี เนื่องจากสัญญาณ UWB มีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังในช่วงแถบความถี่ที่กว้างมาก จึงทำให้มีโอกาสที่จะทะลุทะลวงผ่านตัวกลางต่าง ๆ ได้ดี ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้มีประโยชน์ในการประยุกต์ใช้งานต่าง ๆ เช่น เครื่องมือแพทย์

2.3 กฎข้อบังคับของระบบการสื่อสาร UWB

สิ่งสำคัญอย่างหนึ่งที่ได้ถูกกำหนดขึ้นในการสื่อสาร UWB นั่นก็คือการจัดสรรความถี่ในการใช้งาน ทั้งนี้เพื่อเป็นการตอบสนองทางเทคโนโลยีและความต้องการเชิงพาณิชย์ นอกจากนี้ยังเป็นการป้องกันเพื่อไม่ให้เกิดการแทรกสอดกันกับระบบการสื่อสารเดิมที่มีใช้กันอยู่ก่อน ซึ่งในแต่ละประเทศได้มีการกำหนดกฎข้อบังคับในการใช้งานของระบบ UWB ไปตามความเหมาะสมของกิจการโทรคมนาคมของประเทศนั้นๆ เช่น ประเทศญี่ปุ่น ประเทศทางกลุ่มสหภาพยุโรป ประเทศสหรัฐอเมริกา และอีกหลายประเทศที่กำลังพัฒนากฎข้อบังคับของระบบการสื่อสาร UWB นี้

2.3.1 กฎข้อบังคับของระบบ UWB ในสหรัฐอเมริกา

ตามมติที่ประชุมทาง FCC ได้อนุญาตให้ใช้เทคโนโลยีสื่อสาร UWB ครั้งแรกในเดือนกุมภาพันธ์ ค.ศ. 2002 โดยได้กำหนดการทำงานของอุปกรณ์เทคโนโลยี UWB ได้แบ่งชนิดตามการประยุกต์ใช้งาน และยังได้กำหนดกฎข้อบังคับขึ้นมาอย่างเข้มงวดเพื่อเป็นการยืนยันว่าเทคโนโลยีสื่อสาร UWB จะไม่ไปแทรกสอดกับระบบการบริการสื่อสาร RF อื่นๆ และให้ได้รับผลประโยชน์จากการใช้เทคโนโลยีนี้ได้อย่างเต็มที่

ข้อกำหนด FCC ได้อนุญาตให้อุปกรณ์ของระบบสื่อสาร UWB สามารถทำงานภายใต้การยกเว้นการอนุญาตในส่วนที่ 15 ของกฎ FCC และยังได้กำหนดเกี่ยวกับการควบคุมกำลังและการทำงานบางอย่าง FCC ได้กำหนดขอบเขตการแผ่กระจายของความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังสำหรับการใช้งานระบบการสื่อสาร UWB ให้แบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 0.2 หรือมีแบนด์วิดท์มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz สำหรับกฎข้อบังคับของ FCC ได้จัดชนิดตามการใช้งานของอุปกรณ์ UWB ที่ย่านความถี่ต่าง ๆ ดังแสดงในตารางที่ 2.1 และได้กำหนด

ข้อจำกัดการแผ่กระจายความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของระบบ UWB สำหรับใช้ในการสื่อสารภายในและภายนอกอาคารดังแสดงในตารางที่ 2.2 [4]

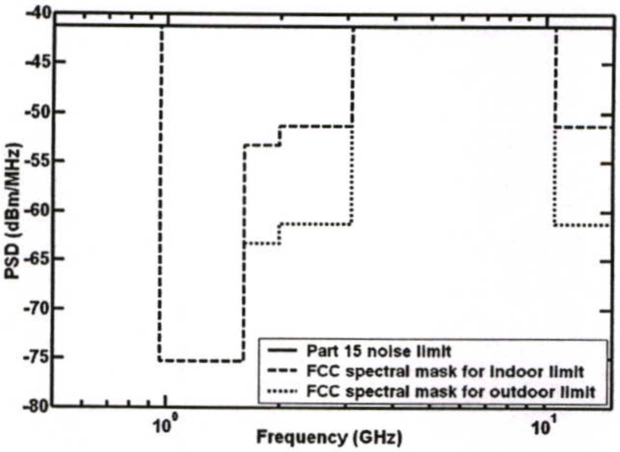
ตารางที่ 2.1 ประเภทของการใช้งานที่ได้รับอนุมัติโดย FCC

การประยุกต์ใช้งาน	แถบความถี่การทำงาน	จำกัดจำนวนผู้ใช้
ระบบการสื่อสารและระบบการวัด	3.1 – 10.6 GHz	ไม่
ระบบการสร้างภาพและเรดาร์ทะลุพื้น	< 960 MHz หรือ 3.1 – 10.6 GHz	ใช่
ระบบทะลุกำแพง	< 960 MHz หรือ 1.99 – 10.6 GHz	ใช่
ระบบระแวดระแวงภัย	1.99 – 10.6 GHz	ใช่
ยานพาหนะ	24 – 29 GHz	ไม่

ตารางที่ 2.2 ข้อจำกัดการแผ่กระจายความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังที่กำหนดโดย FCC สำหรับการสื่อสารภายในและภายนอกอาคาร

แถบความถี่ (MHz)	ภายในอาคาร	ภายนอกอาคาร
	ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง (dBm/MHz)	ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง (dBm/MHz)
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

กราฟที่ทำการเปรียบเทียบระหว่างข้อกำหนดการจำกัดความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของระบบการสื่อสาร UWB ที่กำหนดโดย FCC ภายในและภายนอกอาคารได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 สเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารที่กำหนดโดย FCC

2.3.2 กฎข้อบังคับของระบบ UWB ในยุโรป

ปัจจุบันโครงร่างของข้อกำหนดระบบ UWB ในทวีปยุโรปอยู่ในช่วงรอข้อมูลทางเทคนิคที่เกี่ยวกับผลกระทบของระบบ UWB ที่มีต่อระบบเดิมที่ใช้อยู่ก่อน โดยทางยุโรปนั้นจะมีข้อกำหนดบางส่วนรัดกุมกว่าของทางสหรัฐอเมริกา เพราะทางด้านยุโรปนั้นในส่วนของเทคโนโลยีใหม่ต้องแสดงให้เห็นว่าส่งผลกระทบน้อยหรือไม่ส่งผลกระทบเสียหายต่อระบบเดิมที่มีอยู่โดยข้อจำกัดการแพร่กระจายกำลังงานสำหรับการใช้งานทั้งภายในและภายนอกอาคารที่กำหนดโดย ETSI ดังแสดงให้เห็นในตารางที่ 2.3 [16]

ตารางที่ 2.3 ข้อกำหนดการแผ่กระจายความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังที่กำหนดโดย ETSI สำหรับการใช้งานในการสื่อสารภายในและภายนอกอาคาร

	แถบความถี่ (GHz)		
	$f < 3.1$	$3.1 < f < 10.6$	$f > 10.6$
ภายในอาคาร	$-51.3+87\log(f/3.1)$	-41.3	$-51.3+87\log(f/10.6)$
ภายนอกอาคาร	$-61.3+87\log(f/3.1)$	-41.3	$-61.3+87\log(f/10.6)$

ต่อมา ETSI ได้ทำการแก้ไขข้อกำหนดการแผ่กระจายความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังขึ้นมาใหม่ ซึ่งจะมีข้อกำหนดสำหรับการสื่อสารภายในและภายนอกอาคารเหมือนกัน โดยที่ข้อกำหนดการแผ่กระจายความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังที่ได้แก้ไขใหม่ได้แสดงไว้ในตารางที่ 2.4 [17]

ตารางที่ 2.4 ข้อกำหนดการแผ่กระจายความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังสำหรับการสื่อสารภายในอาคารและภายนอกอาคารที่ได้ทำการแก้ไขใหม่โดย ETSI

ช่วงความถี่ (GHz)	ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง (dBm/MHz)
น้อยกว่า 1.6	-90
1.6-2.7	-85
2.7-6	-70
6-9	-41.3
9-10.6	-65
มากกว่า 10.6	-85

2.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงความเป็นมาของเทคโนโลยี UWB รวมทั้งข้อกำหนดในการใช้งาน กฎข้อบังคับต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นช่วงความถี่การใช้งานซึ่งสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของระบบ ระดับการแผ่กระจายความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังทั้งภายในและภายนอกอาคารซึ่งได้กำหนดโดยองค์กรหลักที่มีหน้าที่ที่เกี่ยวข้องคือ FCC และ ETSI นอกจากนี้ยังได้กล่าวถึงลักษณะเฉพาะและความสามารถในการใช้งานของเทคโนโลยี UWB นี้อีกด้วย

บทที่ 3
ทฤษฎีแบบจำลองการสะท้อนพื้นและแบบจำลองเชิงสถิติ

3.1 บทนำ

ในบทนี้ได้อธิบายถึงทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการจำลองการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดสำหรับการสื่อสาร UWB โดยได้มีการศึกษาแบบจำลองสัญญาณส่ง แบบจำลองช่องสัญญาณการสะท้อนพื้น และแบบจำลองสัญญาณที่รับได้ หลังจากนั้นได้หานิพจน์การสูญเสียเชิงวิถีที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอด โดยพิจารณาการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นและคุณสมบัติของพื้น รวมทั้งได้หาการแผ่ประวิง RMS หลังจากนั้นเป็นนิพจน์เฟดดิงขนาดเล็ก และท้ายสุดเป็นทฤษฎีแบบจำลองเชิงสถิติ

3.2 แบบจำลองสัญญาณส่ง

รูปคลื่น UWB ที่ใช้ส่งกำหนดให้เป็นพัลส์สี่เหลี่ยมแถบผ่านซึ่งสามารถแสดงให้อยู่ในรูปของสมการในโดเมนเวลา v_t และความหนาแน่นของสเปกตรัม V_t ได้ดังนี้

$$v_t(t) = \frac{1}{f_b}\left[f_H \operatorname{sinc}(2f_H t) - f_L \operatorname{sinc}(2f_L t)\right] \tag{3.1}$$

$$V_t(f) = \begin{cases} \dfrac{1}{2f_b} & \left||f| - f_c\right| \le \dfrac{f_b}{2} \\ 0 & \left||f| - f_c\right| > \dfrac{f_b}{2} \end{cases} \tag{3.2}$$

เมื่อ t คือเวลา f คือความถี่ f_c คือความถี่กลาง f_b คือสเปกตรัมแบนด์วิดท์ $f_L = f_c - f_b/2$ คือความถี่ต่ำสุด $f_H = f_c + f_b/2$ คือความถี่สูงสุด และ $\operatorname{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$ รูปคลื่นนี้มีแอมพลิจูดสูงสุดเป็นหนึ่งที่เวลาเป็นศูนย์

เนื่องจากคุณสมบัติการสะท้อนพื้นของรูปคลื่นจะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของพื้นและการโพลาไรซ์ของรูปคลื่น ในที่นี้จะแยกพิจารณาคุณสมบัติของพื้นเป็นสองกรณี คือ กรณีตัวนำสมบูรณ์ และกรณีไดอิเล็กตริกที่ไม่มีความสูญเสีย ในกรณีที่พื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์ รูปคลื่นจะมีคุณสมบัติการสะท้อนที่เหมือนกันโดยไม่ขึ้นอยู่กับการโพลาไรซ์ของรูปคลื่น ดังนั้น ในกรณีนี้เราสามารถพิจารณาความหนาแน่นสเปกตรัมของรูปคลื่นสัญญาณส่งให้เป็น

$$V_{t,c}(f) = V_t(f) \tag{3.3}$$

โดยไม่คำนึงถึงการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นที่ใช้ส่ง

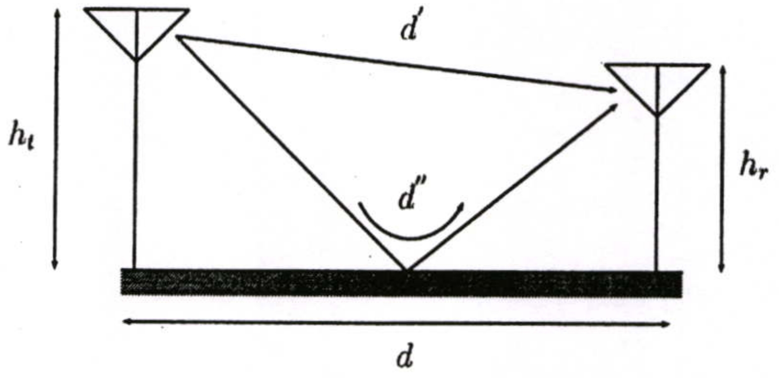
สำหรับกรณีที่พื้นเป็นไดอิเล็กตริกที่ไม่มีความสูญเสียจะต้องพิจารณาการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นด้วย ในการพิจารณาการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นจะแยกพิจารณาความหนาแน่นของสเปกตรัมเป็นการโพลาไรซ์แนวตั้ง $V_{t,\|}$ (ขนานกับระนาบตกกระทบ) และการโพลาไรซ์แนวนอน $V_{t,\perp}$ (ตั้งฉากกับระนาบตกกระทบ) ซึ่งสามารถหาได้จาก

$$V_{t,\|}(f) = V_t(f)\cos\Theta_t \tag{3.4}$$

$$V_{t,\perp}(f) = V_t(f)\sin\Theta_t \tag{3.5}$$

เมื่อ Θ_t เป็นมุมการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นที่ใช้ส่งเมื่อเทียบกับระนาบตกกระทบ ดังนั้น ถ้า $\Theta_t = 0^\circ$ และ $\Theta_t = 90^\circ$ จะเป็นการโพลาไรซ์ในแนวตั้งและแนวนอนของรูปคลื่นส่งตามลำดับ

3.3 แบบจำลองการสะท้อนพื้น



รูปที่ 3.1 แบบจำลองการสะท้อนพื้น

แบบจำลองการสะท้อนพื้นได้พิจารณาเป็นเส้นทางตรงและเส้นทางสะท้อนพื้น แบบจำลองการสะท้อนพื้นได้แสดงในรูปที่ 3.1 ระยะทางของเส้นทางตรงแทนด้วย d' และเส้นทางการสะท้อนลงพื้นแทนด้วย d'' ซึ่งเส้นทางทั้งสองเป็นฟังก์ชันของระยะทางระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ (T-R) d ความสูงของสายอากาศส่ง (Tx) และสายอากาศรับ (Rx) แทนด้วย h_t และ h_r ตามลำดับซึ่งสามารถเขียนได้ดังสมการต่อไปนี้ [18]

$$d' = \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} \quad (3.6)$$

$$d'' = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} \quad (3.7)$$

ฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่ของเส้นทางตรง H_d จะไม่ขึ้นอยู่กับการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นและคุณสมบัติของพื้น ซึ่งพิจารณาได้ในทำนองเดียวกันกับกรณีอวกาศว่าง [19] และสามารถแสดงสมการได้เป็น

$$H_d = \frac{1}{4\pi|f|t'}\exp(-j2\pi ft') \quad (3.8)$$

เมื่อ $t' = d'/c$ เป็นเวลาการประวิงของเส้นทางตรง c เป็นความเร็วของแสง

ฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่ของเส้นทางการสะท้อนพื้น $H_{r,a}$ จะพิจารณาในทำนองเดียวกันแต่จะขึ้นอยู่กับการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นและคุณสมบัติของพื้นในเทอมของสัมประสิทธิ์การสะท้อน Γ_a และสามารถแสดงสมการได้เป็น

$$H_{r,a}(f,d) = \Gamma_a \frac{1}{4\pi|f|t''}\exp(-j2\pi ft'') \quad (3.9)$$

เมื่อ $t'' = d''/c$ เป็นเวลาการประวิงของเส้นทางการสะท้อนพื้น ดัชนีตัวห้อย a แทน c, $\|$ หรือ $\perp$ ซึ่งหมายถึงกรณีที่พื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์ กรณีที่พื้นเป็นไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสียและมีการโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง หรือแนวนอน ตามลำดับ ซึ่งสัมประสิทธิ์การสะท้อนพื้นในแต่ละกรณีนี้หาได้จาก [20]

$$\Gamma_c = -1 \quad (3.10)$$

$$\Gamma_{\|} = \frac{\cos\theta - \sqrt{\frac{1}{\varepsilon_r} - \frac{1}{\varepsilon_r^2}\sin^2\theta}}{\cos\theta + \sqrt{\frac{1}{\varepsilon_r} - \frac{1}{\varepsilon_r^2}\sin^2\theta}} \quad (3.11)$$

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\cos\theta - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2\theta}}{\cos\theta + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2\theta}} \quad (3.12)$$

เมื่อ ε_r เป็นสภาพยอมสัมพัทธ์ของพื้น และ θ เป็นมุมตกกระทบ จากรูปที่ 3.1 มุมตกกระทบสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{d}{h_t + h_r}\right) \tag{3.13}$$

ฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่ของแบบจำลองการสะท้อนพื้น $H_{2ray,a}$ เป็นการรวมกันระหว่างฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่ของเส้นทางตรงกับเส้นทางการสะท้อนพื้น ซึ่งจะได้

$$\begin{aligned} H_{2ray,a}(f,d) &= H_d(f,d) + H_{r,a}(f,d) \\ &= \frac{1}{4\pi|f|t_{2ray,a}}\exp(-j\theta_{2ray,a}) \end{aligned} \tag{3.14}$$

เมื่อ

$$t_{2ray,a} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{t'^2} + \frac{2\Gamma_a}{t't''}\cos(2\pi f\Delta t) + \frac{\Gamma_a{}^2}{t''^2}}}$$

$$\theta_{2ray,a} = \tan^{-1}\left[\frac{\frac{1}{t'}\sin(2\pi ft') + \frac{\Gamma_a}{t''}\sin(2\pi ft'')}{\frac{1}{t'}\cos(2\pi ft') + \frac{\Gamma_a}{t''}\cos(2\pi ft'')}\right]$$

$$\Delta t' = t'' - t'$$

3.4 แบบจำลองสัญญาณที่รับได้

ความหนาแน่นสเปกตรัมของรูปคลื่นสัญญาณที่รับได้ในแต่ละกรณี $v_{r,2ray,a}$ สามารถหาได้จาก

$$\begin{aligned} V_{r,2ray,c}(f,d) &= V_{t,c}(f) \cdot H_{2ray,c}(f,d) \\ &= \begin{cases} \frac{1}{8\pi f_b|f|t_{2ray,c}}\exp(-j\theta_{2ray,c}) & ||f|-f_c| \le \frac{f_b}{2} \\ 0 & ||f|-f_c| > \frac{f_b}{2} \end{cases} \end{aligned} \tag{3.15}$$

$$\begin{aligned} V_{r,2ray,\parallel}(f,d) &= V_{t,\parallel}(f) \cdot H_{2ray,\parallel}(f,d) \\ &= \begin{cases} \frac{\cos\Theta_t}{8\pi f_b|f|t_{2ray,\parallel}}\exp(-j\theta_{2ray,\parallel}) & ||f|-f_c| \le \frac{f_b}{2} \\ 0 & ||f|-f_c| > \frac{f_b}{2} \end{cases} \end{aligned} \tag{3.16}$$

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

$$V_{\mathrm{r,2ray},\perp}(f,d) = V_{\mathrm{t},\perp}(f)\cdot H_{\mathrm{2ray},\perp}(f,d) = \begin{cases} \dfrac{\sin\Theta_{\mathrm{t}}}{8\pi f_{\mathrm{b}}|f|t_{\mathrm{2ray},\perp}}\exp(-j\theta_{\mathrm{2ray},\perp}) & ||f|-f_{\mathrm{c}}|\le \dfrac{f_{\mathrm{b}}}{2} \\ 0 & ||f|-f_{\mathrm{c}}|> \dfrac{f_{\mathrm{b}}}{2} \end{cases} \quad (3.17)$$

ในการพิจารณารูปคลื่นสัญญาณในโดเมนเวลาจะแยกพิจารณารูปคลื่นสัญญาณที่รับได้จากเส้นทางตรง และรูปคลื่นที่รับได้จากเส้นทางสะท้อนพื้น สำหรับรูปคลื่นสัญญาณที่รับได้จากเส้นทางตรงในแต่ละกรณี $v_{\mathrm{rd,a}}$ สามารถหาได้จากการแปลงฟูริเยร์ย้อนกลับของความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณส่งในแต่ละกรณีคูณกับฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่ของเส้นทางตรง ซึ่งจะได้ [21]-[22]

$$v_{\mathrm{rd,c}}(t,d) = \int_{-\infty}^{\infty} V_{\mathrm{t,c}}(f)H_{\mathrm{d}}(f,d)e^{j2\pi ft}\,df = \begin{cases} \dfrac{1}{4\pi f_{\mathrm{b}}t'}\ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right) & t=t' \\ \dfrac{1}{4\pi f_{\mathrm{b}}t'}\left\{\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}|t-t'|) - \mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}|t-t'|)\right\} & t\ne t' \end{cases} \quad (3.18)$$

$$v_{\mathrm{rd,\parallel}}(t,d) = \int_{-\infty}^{\infty} V_{\mathrm{t,\parallel}}(f)H_{\mathrm{d}}(f,d)e^{j2\pi ft}\,df = \begin{cases} \dfrac{\cos\Theta_{\mathrm{t}}}{4\pi f_{\mathrm{b}}t'}\ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right) & t=t' \\ \dfrac{\cos\Theta_{\mathrm{t}}}{4\pi f_{\mathrm{b}}t'}\left\{\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}|t-t'|) - \mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}|t-t'|)\right\} & t\ne t' \end{cases} \quad (3.19)$$

$$v_{\mathrm{rd},\perp}(t,d) = \int_{-\infty}^{\infty} V_{\mathrm{t},\perp}(f)H_{\mathrm{d}}(f,d)e^{j2\pi ft}\,df = \begin{cases} \dfrac{\sin\Theta_{\mathrm{t}}}{4\pi f_{\mathrm{b}}t'}\ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right) & t=t' \\ \dfrac{\sin\Theta_{\mathrm{t}}}{4\pi f_{\mathrm{b}}t'}\left\{\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}|t-t'|) - \mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}|t-t'|)\right\} & t\ne t' \end{cases} \quad (3.20)$$

เมื่อ

$$\mathrm{C_i}(x) = -\int_{x}^{\infty}\frac{\cos(y)}{y}\,dy$$

67416

สำหรับรูปคลื่นสัญญาณที่รับได้จากเส้นทางสะท้อนพื้นในแต่ละกรณี $v_{\mathrm{rr,a}}$ จะคิดในทำนองเดียวกันกับรูปคลื่นสัญญาณที่รับได้จากเส้นทางตรง แต่จะใช้ฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่ของเส้นทางสะท้อนพื้นในแต่ละกรณีแทน ซึ่งจะได้

$$v_{\mathrm{rr,c}}(t,d,h_{\mathrm{t}},h_{\mathrm{r}}) = \int_{-\infty}^{\infty} V_{\mathrm{t,c}}(f) H_{\mathrm{r,c}}(f,d,h_{\mathrm{t}},h_{\mathrm{r}}) e^{j2\pi ft} df$$
$$= \begin{cases} \dfrac{\Gamma_{\mathrm{c}}}{4\pi f_{\mathrm{b}} t''} \ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right) & t = t'' \\ \dfrac{\Gamma_{\mathrm{c}}}{4\pi f_{\mathrm{b}} t''} \left\{\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}|t-t''|) - \mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}|t-t''|)\right\} & t \neq t'' \end{cases} \tag{3.21}$$

$$v_{\mathrm{rr},\parallel}(t,d,h_{\mathrm{t}},h_{\mathrm{r}}) = \int_{-\infty}^{\infty} V_{\mathrm{t},\parallel}(f) H_{\mathrm{r},\parallel}(f,d,h_{\mathrm{t}},h_{\mathrm{r}}) e^{j2\pi ft} df$$
$$= \begin{cases} \dfrac{\Gamma_{\parallel} \cos\Theta_{\mathrm{t}}}{4\pi f_{\mathrm{b}} t''} \ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right) & t = t'' \\ \dfrac{\Gamma_{\parallel} \cos\Theta_{\mathrm{t}}}{4\pi f_{\mathrm{b}} t''} \left\{\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}|t-t''|) - \mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}|t-t''|)\right\} & t \neq t'' \end{cases} \tag{3.22}$$

$$v_{\mathrm{rr},\perp}(t,d,h_{\mathrm{t}},h_{\mathrm{r}}) = \int_{-\infty}^{\infty} V_{\mathrm{t},\perp}(f) H_{\mathrm{r},\perp}(f,d,h_{\mathrm{t}},h_{\mathrm{r}}) e^{j2\pi ft} df$$
$$= \begin{cases} \dfrac{\Gamma_{\perp} \sin\Theta_{\mathrm{t}}}{4\pi f_{\mathrm{b}} t''} \ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right) & t = t'' \\ \dfrac{\Gamma_{\perp} \sin\Theta_{\mathrm{t}}}{4\pi f_{\mathrm{b}} t''} \left\{\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}|t-t''|) - \mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}|t-t''|)\right\} & t \neq t'' \end{cases} \tag{3.23}$$

รูปคลื่นที่รับได้จากแบบเส้นทางการสะท้อนพื้น $v_{\mathrm{r,a}}$ ในแต่ละกรณีจะเป็นผลรวมระหว่างรูปคลื่นสัญญาณที่รับได้จากเส้นทางตรงและเส้นทางการสะท้อนพื้นในกรณีนั้น ซึ่งจะได้

$$v_{\mathrm{r,c}}(t,d) = v_{\mathrm{rd,c}}(t,d) + v_{\mathrm{rr,c}}(t,d)$$

$$= \begin{cases} \dfrac{1}{4\pi f_{\mathrm{b}}}\left[\dfrac{1}{t'}\ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right) + \dfrac{\Gamma_c}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\Delta t) - \dfrac{\Gamma_c}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\Delta t)\right] & t = t' \\ \dfrac{1}{4\pi f_{\mathrm{b}}}\left[\dfrac{\Gamma_c}{t''}\ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right) + \dfrac{1}{t'}C_i(2\pi f_{\mathrm{H}}\Delta t) - \dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\Delta t)\right] & t = t'' \\ \dfrac{1}{4\pi f_{\mathrm{b}}}\left[\begin{array}{l}\dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\,|t-t'|) - \dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\,|t-t'|) \\ + \dfrac{\Gamma_c}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\,|t-t''|) - \dfrac{\Gamma_c}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\,|t-t''|)\end{array}\right] & t \neq t', t'' \end{cases} \tag{3.24}$$

$$v_{\mathrm{r},\|}(t,d) = v_{\mathrm{rd},\|}(t,d) + v_{\mathrm{rr},\|}(t,d)$$

$$= \begin{cases} \dfrac{\cos\Theta_{\mathrm{t}}}{4\pi f_{\mathrm{b}}}\left[\dfrac{1}{t'}\ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right) + \dfrac{\Gamma_{\|}}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\Delta t) - \dfrac{\Gamma_{\|}}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\Delta t)\right] & t = t' \\ \dfrac{\cos\Theta_{\mathrm{t}}}{4\pi f_{\mathrm{b}}}\left[\dfrac{\Gamma_{\|}}{t''}\ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right) + \dfrac{1}{t'}C_i(2\pi f_{\mathrm{H}}\Delta t) - \dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\Delta t)\right] & t = t'' \\ \dfrac{\cos\Theta_{\mathrm{t}}}{4\pi f_{\mathrm{b}}}\left[\begin{array}{l}\dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\,|t-t'|) - \dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\,|t-t'|) \\ +\dfrac{\Gamma_{\|}}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\,|t-t''|) - \dfrac{\Gamma_{\|}}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\,|t-t''|)\end{array}\right] & t \neq t', t'' \end{cases} \tag{3.25}$$

$$v_{\mathrm{r},\perp}(t,d) = v_{\mathrm{rd},\perp}(t,d) + v_{\mathrm{rr},\perp}(t,d)$$

$$= \begin{cases} \dfrac{\sin\Theta_{\mathrm{t}}}{4\pi f_{\mathrm{b}}}\left[\dfrac{1}{t'}\ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right) + \dfrac{\Gamma_{\perp}}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\Delta t) - \dfrac{\Gamma_{\perp}}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\Delta t)\right] & t = t' \\ \dfrac{\sin\Theta_{\mathrm{t}}}{4\pi f_{\mathrm{b}}}\left[\dfrac{\Gamma_{\perp}}{t''}\ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right) + \dfrac{1}{t'}C_i(2\pi f_{\mathrm{H}}\Delta t) - \dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\Delta t)\right] & t = t'' \\ \dfrac{\sin\Theta_{\mathrm{t}}}{4\pi f_{\mathrm{b}}}\left[\begin{array}{l}\dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\,|t-t'|) - \dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\,|t-t'|) \\ +\dfrac{\Gamma_{\perp}}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\,|t-t''|) - \dfrac{\Gamma_{\perp}}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\,|t-t''|)\end{array}\right] & t \neq t', t'' \end{cases} \tag{3.26}$$

ดังนั้นแอมพลิจูดของรูปคลื่นสัญญาณที่รับได้จากแบบจำลองการสะท้อนพื้นในกรณีที่พื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์และพื้นเป็นไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสียหาได้จาก

กรณีพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์

$$v_{\mathrm{r}}(t,d) = v_{\mathrm{r,c}}(t,d)$$

$$= \begin{cases} \dfrac{1}{4\pi f_{\mathrm{b}}}\left[\dfrac{1}{t'}\ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right) + \dfrac{\Gamma_c}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\Delta t) - \dfrac{\Gamma_c}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\Delta t)\right] & t = t' \\ \dfrac{1}{4\pi f_{\mathrm{b}}}\left[\dfrac{\Gamma_c}{t''}\ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right) + \dfrac{1}{t'}C_i(2\pi f_{\mathrm{H}}\Delta t) - \dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\Delta t)\right] & t = t'' \\ \dfrac{1}{4\pi f_{\mathrm{b}}}\left[\begin{array}{l}\dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\,|t-t'|) - \dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\,|t-t'|) \\ + \dfrac{\Gamma_c}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\,|t-t''|) - \dfrac{\Gamma_c}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\,|t-t''|)\end{array}\right] & t \neq t', t'' \end{cases} \tag{3.27}$$

กรณีพื้นเป็นไดอิเล็กตริกไม่มีการสูญเสีย

$$v_{\mathrm{r}}(t,d) = \sqrt{v_{\mathrm{r},\parallel}^2(t,d) + v_{\mathrm{r},\perp}^2(t,d)}$$

$$= \begin{cases} \sqrt{\begin{array}{l}\dfrac{\cos^2\Theta_{\mathrm{t}}}{16\pi^2 f_{\mathrm{b}}^2}\left[\dfrac{1}{t'}\ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right) + \dfrac{\Gamma_\parallel}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\Delta t) - \dfrac{\Gamma_\parallel}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\Delta t)\right]^2 \\ + \dfrac{\sin^2\Theta_{\mathrm{t}}}{16\pi^2 f_{\mathrm{b}}^2}\left[\dfrac{1}{t'}\ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right) + \dfrac{\Gamma_\perp}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\Delta t) - \dfrac{\Gamma_\perp}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\Delta t)\right]^2\end{array}} & t = t' \\ \sqrt{\begin{array}{l}\dfrac{\cos^2\Theta_{\mathrm{t}}}{16\pi^2 f_{\mathrm{b}}^2}\left[\dfrac{\Gamma_\parallel}{t''}\ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right) + \dfrac{1}{t'}C_i(2\pi f_{\mathrm{H}}\Delta t) - \dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\Delta t)\right]^2 \\ + \dfrac{\sin^2\Theta_{\mathrm{t}}}{16\pi^2 f_{\mathrm{b}}^2}\left[\dfrac{\Gamma_\perp}{t''}\ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right) + \dfrac{1}{t'}C_i(2\pi f_{\mathrm{H}}\Delta t) - \dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\Delta t)\right]^2\end{array}} & t = t'' \\ \sqrt{\begin{array}{l}\dfrac{\cos^2\Theta_{\mathrm{t}}}{16\pi^2 f_{\mathrm{b}}^2}\left[\begin{array}{l}\dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\,|t-t'|) - \dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\,|t-t'|) \\ + \dfrac{\Gamma_\parallel}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\,|t-t''|) - \dfrac{\Gamma_\parallel}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\,|t-t''|)\end{array}\right]^2 \\ + \dfrac{\sin^2\Theta_{\mathrm{t}}}{16\pi^2 f_{\mathrm{b}}^2}\left[\begin{array}{l}\dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\,|t-t'|) - \dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\,|t-t'|) \\ + \dfrac{\Gamma_\perp}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\,|t-t''|) - \dfrac{\Gamma_\perp}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\,|t-t''|)\end{array}\right]^2\end{array}} & t \neq t', t'' \end{cases} \tag{3.28}$$

ส่วนมุมของการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นที่รับได้สามารถเขียนเป็นสมการสำหรับกรณีที่พื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์และพื้นเป็นไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสียได้

กรณีพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์

$$\Theta_{\mathrm{r}}(t,d)=\Theta_{\mathrm{t}} \tag{3.29}$$

กรณีพื้นเป็นไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสีย

$$\Theta_{\mathrm{r}}(t,d)=\tan^{-1}\left[\frac{v_{\mathrm{r},\perp}(t,d)}{v_{\mathrm{r},\parallel}(t,d)}\right]$$

$$=\begin{cases}\tan\Theta_{\mathrm{t}}\dfrac{\left[\dfrac{1}{t'}\ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right)+\dfrac{\Gamma_{\perp}}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\Delta t)-\dfrac{\Gamma_{\perp}}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\Delta t)\right]}{\left[\dfrac{1}{t'}\ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right)+\dfrac{\Gamma_{\parallel}}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\Delta t)-\dfrac{\Gamma_{\parallel}}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\Delta t)\right]} & t=t' \\[2ex] \tan\Theta_{\mathrm{t}}\dfrac{\left[\dfrac{\Gamma_{\perp}}{t''}\ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right)+\dfrac{1}{t'}C_i(2\pi f_{\mathrm{H}}\Delta t)-\dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\Delta t)\right]}{\left[\dfrac{\Gamma_{\parallel}}{t''}\ln\left(\dfrac{f_{\mathrm{H}}}{f_{\mathrm{L}}}\right)+\dfrac{1}{t'}C_i(2\pi f_{\mathrm{H}}\Delta t)-\dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\Delta t)\right]} & t=t'' \\[2ex] \tan\Theta_{\mathrm{t}}\dfrac{\left[\begin{array}{l}\dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\,|t-t'|)-\dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\,|t-t'|) \\ +\dfrac{\Gamma_{\perp}}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\,|t-t''|)-\dfrac{\Gamma_{\perp}}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\,|t-t''|)\end{array}\right]}{\left[\begin{array}{l}\dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\,|t-t'|)-\dfrac{1}{t'}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\,|t-t'|) \\ +\dfrac{\Gamma_{\parallel}}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{H}}\,|t-t''|)-\dfrac{\Gamma_{\parallel}}{t''}\mathrm{C_i}(2\pi f_{\mathrm{L}}\,|t-t''|)\end{array}\right]} & t\neq t',t''\end{cases} \tag{3.30}$$

3.5 การสูญเสียเชิงวิถี

นิยามการสูญเสียเชิงวิถี UWB ของแบบจำลองการสะท้อนพื้น PL_{2ray} ที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอด ได้จากอัตราส่วนระหว่างขนาดแอมพลิจูดค่าสมบูรณ์สูงสุดของสัญญาณ

ส่งต่อขนาดแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณรับ ดังนั้นการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้น UWB ในหน่วย dB สามารถหาได้จาก

$$PL_{2\mathrm{ray}}(d) = 20\log\left(\frac{\max|v_t(t)|}{\max|v_r(t,d)|}\right) \tag{3.31}$$

ซึ่งจะหานิพจน์ในรูปแบบปิดได้

กรณีพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์

$$\begin{aligned} PL_{2\mathrm{ray}}(d) &= 20\log\left(\frac{\max|v_t(t,d)|}{\max|v_r(t,d)|}\right) \\ &= -20\log\left\{\frac{1}{4\pi f_b}\left[\frac{1}{t'}\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)+\frac{\Gamma_c}{t''}C_i(2\pi f_H\Delta t)-\frac{\Gamma_c}{t''}C_i(2\pi f_L\Delta t)\right]\right\} \end{aligned} \tag{3.32}$$

กรณีพื้นเป็นไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสีย

$$\begin{aligned} PL_{2\mathrm{ray}}(d) &= 20\log\left(\frac{\max|v_t(t,d)|}{\max|v_r(t,d)|}\right) \\ &= -10\log\left(\begin{aligned} &\frac{\cos^2\Theta_t}{16\pi^2 f_b^2}\left[\frac{1}{t'}\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)+\frac{\Gamma_{\parallel}}{t''}C_i(2\pi f_H\Delta t)-\frac{\Gamma_{\parallel}}{t''}C_i(2\pi f_L\Delta t)\right]^2 \\ &+\frac{\sin^2\Theta_t}{16\pi^2 f_b^2}\left[\frac{1}{t'}\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)+\frac{\Gamma_{\perp}}{t''}C_i(2\pi f_H\Delta t)-\frac{\Gamma_{\perp}}{t''}C_i(2\pi f_L\Delta t)\right]^2 \end{aligned}\right) \end{aligned} \tag{3.33}$$

3.6 การแผ่ประวิง RMS

วิธีหนึ่งที่ใช้ในการหาคุณสมบัติการกระจายทางเวลาของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของระบบการสื่อสาร UWB คือ การคำนวณหาการแผ่ประวิง RMS σ_τ สำหรับการแผ่ประวิง RMS ของแบบจำลองการสะท้อนพื้นของ UWB ถูกพิจารณาโดยแสดงในรูปของสัญญาณที่รับได้ v_r และเวลาการประวิงของเส้นทางตรงและเส้นทางการสะท้อน t' และ t'' ดังนั้นการแผ่ประวิงของการสะท้อนพื้นสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - \left(\bar{\tau}\right)^2} \tag{3.34}$$

เมื่อ $\bar{\tau}$ และ $\overline{\tau^2}$ คือการประวิงเข้าถึงเฉลี่ย และค่ารากที่สองของโมเมนต์สำหรับข้อมูลการประวิงกำลังซึ่งสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} a_k^2 \tau_k}{\sum_{k=0}^{N-1} a_k^2} \tag{3.35}$$

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} a_k^2 \tau_k}{\sum_{k=0}^{N-1} a_k^2} \tag{3.36}$$

สำหรับแบบจำลองการสะท้อนพื้นนั้นมีเพียงเส้นทางตรงและเส้นทางการสะท้อน ดังนั้นจำนวนขององค์ประกอบหลายวิถี N ถูกกำหนดเป็น 2 สัญญาณด้านรับของเส้นทางตรงและเส้นทางสะท้อนคือ $a_0 = v_r(t',d)$ และ $a_1 = v_r(t'',d)$ ตามลำดับ เวลาการประวิงของเส้นทางตรงและเส้นทางการสะท้อนคือ $\tau_0 = t'$ และ $\tau_1 = t''$ ดังนั้น จะได้การประวิงเข้าถึงเฉลี่ย และค่ารากที่สองของโมเมนต์สำหรับกรณีที่พื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์และไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสียเป็น

กรณีพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์

$$\bar{\tau} = \frac{\left\{ \begin{aligned} &\left[\frac{1}{t'}\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + \frac{\Gamma_c}{t''}C_i(2\pi f_H \Delta t) - \frac{\Gamma_c}{t''}C_i(2\pi f_L \Delta t)\right]^2 t' \\ &+ \left[\frac{\Gamma_c}{t''}\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + \frac{1}{t'}C_i(2\pi f_H \Delta t) - \frac{1}{t'}C_i(2\pi f_L \Delta t)\right]^2 t'' \end{aligned} \right\}}{\left\{ \begin{aligned} &\left[\frac{1}{t'}\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + \frac{\Gamma_c}{t''}C_i(2\pi f_H \Delta t) - \frac{\Gamma_c}{t''}C_i(2\pi f_L \Delta t)\right]^2 \\ &+ \left[\frac{\Gamma_c}{t''}\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + \frac{1}{t'}C_i(2\pi f_H \Delta t) - \frac{1}{t'}C_i(2\pi f_L \Delta t)\right]^2 \end{aligned} \right\}} \tag{3.37}$$

$$\overline{\tau^2} = \frac{\left\{\begin{aligned}&\left[\frac{1}{t'}\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)+\frac{\Gamma_c}{t''}C_i(2\pi f_H\Delta t)-\frac{\Gamma_c}{t''}C_i(2\pi f_L\Delta t)\right]^2 t'^2\\&+\left[\frac{\Gamma_c}{t''}\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)+\frac{1}{t'}C_i(2\pi f_H\Delta t)-\frac{1}{t'}C_i(2\pi f_L\Delta t)\right]^2 t''^2\end{aligned}\right\}}{\left\{\begin{aligned}&\left[\frac{1}{t'}\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)+\frac{\Gamma_c}{t''}C_i(2\pi f_H\Delta t)-\frac{\Gamma_c}{t''}C_i(2\pi f_L\Delta t)\right]^2\\&+\left[\frac{\Gamma_c}{t''}\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)+\frac{1}{t'}C_i(2\pi f_H\Delta t)-\frac{1}{t'}C_i(2\pi f_L\Delta t)\right]^2\end{aligned}\right\}} \tag{3.38}$$

กรณีพื้นเป็นไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสีย

$$\bar{\tau} = \frac{\left\{\begin{aligned}&\left(\begin{aligned}&\cos^2\Theta_t\left[\frac{1}{t'}\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)+\frac{\Gamma_\parallel}{t''}C_i(2\pi f_H\Delta t)-\frac{\Gamma_\parallel}{t''}C_i(2\pi f_L\Delta t)\right]^2\\&+\sin^2\Theta_t\left[\frac{1}{t'}\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)+\frac{\Gamma_\perp}{t''}C_i(2\pi f_H\Delta t)-\frac{\Gamma_\perp}{t''}C_i(2\pi f_L\Delta t)\right]^2\end{aligned}\right)t'\\&+\left(\begin{aligned}&\cos^2\Theta_t\left[\frac{\Gamma_\parallel}{t''}\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)+\frac{1}{t'}C_i(2\pi f_H\Delta t)-\frac{1}{t'}C_i(2\pi f_L\Delta t)\right]^2\\&+\sin^2\Theta_t\left[\frac{\Gamma_\perp}{t''}\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)+\frac{1}{t'}C_i(2\pi f_H\Delta t)-\frac{1}{t'}C_i(2\pi f_L\Delta t)\right]^2\end{aligned}\right)t''\end{aligned}\right\}}{\left\{\begin{aligned}&\left(\begin{aligned}&\cos^2\Theta_t\left[\frac{1}{t'}\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)+\frac{\Gamma_\parallel}{t''}C_i(2\pi f_H\Delta t)-\frac{\Gamma_\parallel}{t''}C_i(2\pi f_L\Delta t)\right]^2\\&+\sin^2\Theta_t\left[\frac{1}{t'}\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)+\frac{\Gamma_\perp}{t''}C_i(2\pi f_H\Delta t)-\frac{\Gamma_\perp}{t''}C_i(2\pi f_L\Delta t)\right]^2\end{aligned}\right)\\&+\left(\begin{aligned}&\cos^2\Theta_t\left[\frac{\Gamma_\parallel}{t''}\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)+\frac{1}{t'}C_i(2\pi f_H\Delta t)-\frac{1}{t'}C_i(2\pi f_L\Delta t)\right]^2\\&+\sin^2\Theta_t\left[\frac{\Gamma_\perp}{t''}\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)+\frac{1}{t'}C_i(2\pi f_H\Delta t)-\frac{1}{t'}C_i(2\pi f_L\Delta t)\right]^2\end{aligned}\right)\end{aligned}\right\}} \tag{3.39}$$

$$\overline{\tau^2} = \frac{\left\{ \left(\begin{aligned} &\cos^2\Theta_t \left[\frac{1}{t'} \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + \frac{\Gamma_\parallel}{t''} C_i(2\pi f_H \Delta t) - \frac{\Gamma_\parallel}{t''} C_i(2\pi f_L \Delta t) \right]^2 \\ &+\sin^2\Theta_t \left[\frac{1}{t'} \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + \frac{\Gamma_\perp}{t''} C_i(2\pi f_H \Delta t) - \frac{\Gamma_\perp}{t''} C_i(2\pi f_L \Delta t) \right]^2 \end{aligned} \right) t'^2 + \left(\begin{aligned} &\cos^2\Theta_t \left[\frac{\Gamma_\parallel}{t''} \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + \frac{1}{t'} C_i(2\pi f_H \Delta t) - \frac{1}{t'} C_i(2\pi f_L \Delta t) \right]^2 \\ &+\sin^2\Theta_t \left[\frac{\Gamma_\perp}{t''} \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + \frac{1}{t'} C_i(2\pi f_H \Delta t) - \frac{1}{t'} C_i(2\pi f_L \Delta t) \right]^2 \end{aligned} \right) t''^2 \right\}}{\left\{ \left(\begin{aligned} &\cos^2\Theta_t \left[\frac{1}{t'} \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + \frac{\Gamma_\parallel}{t''} C_i(2\pi f_H \Delta t) - \frac{\Gamma_\parallel}{t''} C_i(2\pi f_L \Delta t) \right]^2 \\ &+\sin^2\Theta_t \left[\frac{1}{t'} \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + \frac{\Gamma_\perp}{t''} C_i(2\pi f_H \Delta t) - \frac{\Gamma_\perp}{t''} C_i(2\pi f_L \Delta t) \right]^2 \end{aligned} \right) + \left(\begin{aligned} &\cos^2\Theta_t \left[\frac{\Gamma_\parallel}{t''} \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + \frac{1}{t'} C_i(2\pi f_H \Delta t) - \frac{1}{t'} C_i(2\pi f_L \Delta t) \right]^2 \\ &+\sin^2\Theta_t \left[\frac{\Gamma_\perp}{t''} \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + \frac{1}{t'} C_i(2\pi f_H \Delta t) - \frac{1}{t'} C_i(2\pi f_L \Delta t) \right]^2 \end{aligned} \right) \right\}} \quad (3.40)$$

3.7 แบบจำลองเฟดดิงขนาดเล็ก

แบบจำลองเฟดดิงขนาดเล็กของแบบจำลองการสะท้อนพื้น v_s ที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอด นิยามเป็นอัตราส่วนระหว่างขนาดแอมพลิจูดค่าสมบูรณ์สูงสุดของสัญญาณที่รับได้จากช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นต่อขนาดแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณที่รับได้จากวิถีตรง ซึ่งผลที่ได้จะเกิดจากการเฟดดิงหลายวิถี และจะตัดผลกระทบจากการสูญเสียเชิงวิถีทิ้งไป ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการพิจารณาเฉพาะกรณีที่พื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์ เพราะจะเป็นกรณีที่มีผลกระทบของสัญญาณจากวิถีสะท้อนมากที่สุด ดังนั้น เฟดดิงขนาดเล็กของแบบจำลองสะท้อนพื้น UWB สามารถหาได้จาก [23]

$$\begin{aligned} v_s(d) &= \frac{\max\left|v_{r,c}(t,d)\right|}{\max\left|v_{rd,c}(t,d)\right|} \\ &= \frac{d'\left[d''\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) - d'\left[C_i\left(\frac{2\pi f_H \Delta d}{c}\right) - C_i\left(\frac{2\pi f_L \Delta d}{c}\right)\right]\right]}{d' d'' \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)} \end{aligned} \quad (3.41)$$

3.8 แบบจำลองเชิงสถิติ [24]-[25]

3.8.1 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (PDF)

ฟังก์ชัน PDF นิยามเป็นอนุพันธ์ของความน่าจะเป็นที่ตัวแปรสุ่ม X มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับค่าที่กำหนด x ซึ่งสามารถเขียนเป็นนิพจน์ทางคณิตศาสตร์ได้

$$f_X(x) = \frac{d}{dx} P\{X \le x\} \tag{3.42}$$

จากสมการข้างบนจะเห็นได้ว่าเมื่อทำการอินทิเกรตฟังก์ชัน PDF จะได้ความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่ตัวแปรสุ่ม X มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับค่าที่กำหนด x ซึ่งจะต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับศูนย์เสมอ ดังนั้น จึงทำให้ $f_X(x)$ จะต้องเป็นฟังก์ชันต่อเนื่องที่มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับศูนย์ และมีพื้นที่ใต้กราฟทั้งหมดเท่ากับหนึ่ง

ฟังก์ชัน PDF จะมีความสัมพันธ์กับตัวแปรสุ่มผ่านทางค่าเฉลี่ย μ และส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน σ ซึ่งจะมีความสัมพันธ์เป็น

$$\begin{aligned} \mu &= \int_{-\infty}^{\infty} x f_X(x) dx \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} x_i \end{aligned} \tag{3.43}$$

$$\begin{aligned} \sigma &= \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} (x-\mu)^2 f_X(x) dx} \\ &= \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} (x_i - \mu)^2} \end{aligned} \tag{3.44}$$

3.8.2 การทดสอบไคกำลังสอง (Chi Square Test)

การทดสอบไคกำลังสองใช้เพื่อหาแบบจำลองเชิงสถิติที่เหมาะสมของข้อมูลที่กำลังพิจารณา ซึ่งจะนิยามให้ค่าผิดพลาด q ของการทดสอบไคกำลังสองเป็นผลรวมทั้งหมด N ช่วงของผลต่างกำลังสองระหว่างความถี่ของข้อมูลที่เกิดขึ้น k กับความถี่ที่เกิดขึ้นซึ่งได้จากแบบจำลองเชิงสถิติที่ใช้ทดสอบ m ถ่วงน้ำหนักด้วยความถี่ที่เกิดขึ้นซึ่งได้จากแบบจำลองเชิงสถิติที่ใช้ทดสอบ ในช่วงที่ i ซึ่งสามารถเขียนเป็นนิพจน์ทางคณิตศาสตร์ได้

$$q = \sum_{i=1}^{N} \frac{(k_i - m_i)^2}{m_i} \tag{3.45}$$

โดยที่แบบจำลองเชิงสถิติที่ทำให้เกิดค่า q น้อยที่สุด จะถูกเลือกมาเป็นแบบจำลองเชิงสถิติที่ใช้แสดงข้อมูลที่กำลังพิจารณาอยู่ ซึ่งแบบจำลองเชิงสถิติทั้งหมดที่นำมาทำการทำสอบไคกำลังสองจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

3.8.3 แบบจำลองเชิงสถิติที่นำมาทำการทดสอบไคกำลังสอง

1) การกระจายแบบสม่ำเสมอ (Uniform)

แบบจำลองเชิงสถิติที่มีการกระจายแบบสม่ำเสมอจะมีฟังก์ชัน PDF นิยามเป็น

$$f_X(x)=\begin{cases}\dfrac{1}{b-a} & a\le X\le b\\ 0 & X<a, X>b\end{cases} \tag{3.46}$$

เมื่อ $a<b$ ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับค่าเฉลี่ยและส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานเป็น $\mu=(a+b)/2$ และ $\sigma=(b-a)/(2\sqrt{3})$

2) การกระจายแบบเบต้า (Beta)

แบบจำลองเชิงสถิติที่มีการกระจายแบบเบต้าจะมีฟังก์ชัน PDF นิยามเป็น

$$f_X(x)=\begin{cases}\beta(i,j)x^{i-1}(1-x)^{j-1} & 0\le x\le 1\\ 0 & x<0, x>1\end{cases} \tag{3.47}$$

เมื่อ i และ j เป็นจำนวนเต็มบวก และนิยามฟังก์ชันเบต้า β เป็น

$$\beta(i,j)=\frac{(i+j-1)!}{(i-1)!(j-1)!}$$

ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับค่าเฉลี่ยและส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานเป็น $\mu=i/(i+j)$ และ $\sigma=\sqrt{ij}/[(i+1)\sqrt{i+j+1}]$

3) การกระจายแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล (Exponential)

แบบจำลองเชิงสถิติที่มีการกระจายแบบเอ็กซ์โพเนนเชียลจะมีฟังก์ชัน PDF นิยามเป็น

$$f_X(x)=\begin{cases}\lambda e^{-\lambda x} & x\ge 0\\ 0 & x<0\end{cases} \tag{3.48}$$

เมื่อ $\lambda > 0$ ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับค่าเฉลี่ยและส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานเป็น $\mu = 1/\lambda$ และ $\sigma = 1/\lambda^2$

4) การกระจายแบบแกมมา (Gamma)

แบบจำลองเชิงสถิติที่มีการกระจายแบบแกมมาจะมีฟังก์ชัน PDF นิยามเป็น

$$f_X(x) = \begin{cases} \dfrac{x^a e^{-x/b}}{a! b^{a+1}} & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases} \tag{3.49}$$

เมื่อ $a > -1$ และ $b > 0$ ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับค่าเฉลี่ยและส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานเป็น $\mu = (a+1)b$ และ $\sigma = b\sqrt{a+1}$

5) การกระจายแบบปกติ (Normal)

แบบจำลองเชิงสถิติที่มีการกระจายแบบปกติจะมีฟังก์ชัน PDF นิยามเป็น

$$f_X(x) = \frac{e^{-(x-\mu)^2/(2\sigma^2)}}{\sigma\sqrt{2\pi}} \tag{3.50}$$

เมื่อ μ และ σ เป็นค่าเฉลี่ยและส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานตามลำดับ

6) การกระจายแบบล็อคปกติ (Lognormal)

$$f_X(x) = \begin{cases} \dfrac{e^{-\|\ln(x-a)-b\|^2/(2\delta^2)}}{\sqrt{2\pi}\delta(x-a)} & x \geq a \\ 0 & x < a \end{cases} \tag{3.51}$$

เมื่อ a และ b เป็นค่าคงที่ใด ๆ และ $\delta > 0$ ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับค่าเฉลี่ยและส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานเป็น $\mu = a + e^{b+\delta^2/2}$ และ $\sigma = \sqrt{e^{2b+\delta^2}\left(e^{\sigma^2} - 1\right)}$

7) การกระจายแบบนาคากามิ (Nakagami)

แบบจำลองเชิงสถิติที่มีการกระจายแบบนาคากามิจะมีฟังก์ชัน PDF นิยามเป็น

$$f_X(x) = 2\left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \frac{1}{\Gamma(m)} x^{2m-1} e^{-mx^2/\Omega} \tag{3.52}$$

เมื่อฟังก์ชันแกมมา Γ พารามิเตอร์ Ω และ m นิยามเป็น

$$\Gamma(m) = \int_0^\infty e^{-t} t^{m-1} dt$$

$$\Omega = \mu^2$$

$$m = \frac{\Omega^2}{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left(x_i^{\,2} - \Omega\right)^2}$$

8) การกระจายแบบเรย์ลี (Rayleigh)

แบบจำลองเชิงสถิติที่มีการกระจายแบบเรย์ลีจะมีฟังก์ชัน PDF นิยามเป็น

$$f_X(x) = \begin{cases} a^2 x e^{-a^2 x^2/2} & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases} \tag{3.53}$$

เมื่อ $a > 0$ ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับค่าเฉลี่ยและส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานเป็น $\mu = \sqrt{\pi/(2a^2)}$ และ $\sigma = \sqrt{2 - \pi/2}/a$

9) การกระจายแบบริเชียน (Rician)

แบบจำลองเชิงสถิติที่มีการกระจายแบบริเชียนจะมีฟังก์ชัน PDF นิยามเป็น

$$f_X(x) = \begin{cases} I_0\left(\frac{xu}{\delta^2}\right)\frac{x}{\delta^2} e^{-(x^2+u^2)/(2\delta^2)} & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases} \tag{3.54}$$

เมื่อ ค่าเฉลี่ย ส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน และฟังก์ชันเบสเสล (Bessel) ที่ถูกแก้ไขอันดับที่ ν ของชนิดที่หนึ่ง I_ν มีความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$\mu = \delta\sqrt{\frac{\pi}{2}} e^{-u^2/4\delta^2}\left[\left(1 + \frac{u^2}{2\delta^2}\right) I_0\left(\frac{u^2}{4\delta^2}\right) + \frac{u^2}{2\delta^2} I_1\left(\frac{u^2}{4\delta^2}\right)\right]$$

$$\sigma = \sqrt{2\delta^2 + u^2 - \frac{\pi\delta^2}{2} e^{-u^2/2\delta^2}\left[\left(1 + \frac{u^2}{2\delta^2}\right) I_0\left(\frac{u^2}{4\delta^2}\right) + \frac{u^2}{2\delta^2} I_1\left(\frac{u^2}{4\delta^2}\right)\right]^2}$$

$$I_\nu(z) = \left(\frac{z}{2}\right)^\nu \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{z^2}{4}\right)^k}{k!\,\Gamma(\nu + k + 1)}$$

10) การกระจายแบบสเกลการหาตำแหน่ง t (t location-scale)

แบบจำลองเชิงสถิติที่มีการกระจายแบบสเกลการหาตำแหน่ง t จะมีฟังก์ชัน PDF นิยามเป็น

$$f_X(x)=\frac{\Gamma\left(\frac{\nu+1}{2}\right)}{\sigma\sqrt{\nu\pi}\,\Gamma\left(\frac{\nu}{2}\right)}\left[\frac{\nu+\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2}{\nu}\right]^{-(\nu+1)/2} \tag{3.55}$$

เมื่อ $\nu > 0$ เป็นค่าคงที่ใด ๆ μ และ σ เป็นค่าเฉลี่ยและส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานตามลำดับ

11) การกระจายแบบไวบูลล์ (Weibull)

แบบจำลองเชิงสถิติที่มีการกระจายแบบไวบูลล์จะมีฟังก์ชัน PDF นิยามเป็น

$$f_X(x)=\begin{cases} ba^{-b}x^{b-1}e^{-(x/a)^b} & x\geq 0 \\ 0 & x<0 \end{cases} \tag{3.56}$$

ซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่าเฉลี่ยและส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานเป็น $\mu = a\Gamma(1+1/b)$ และ $\sigma = a\sqrt{\Gamma(1+2/b)-\Gamma^2(1+1/b)}$

3.9 บทสรุป

สำหรับบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีแบบจำลองการสะท้อน และแบบจำลองเชิงสถิติโดยมีวิธีการและขั้นตอนที่ถูกนิยามให้เป็นไปตามสมการทางคณิตศาสตร์ เพื่อใช้ในการศึกษาถึงคุณลักษณะของช่องการสะท้อนพื้นในระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง พร้อมทั้งได้ศึกษาถึงพารามิเตอร์ต่างๆ ที่มีผลกระทบต่อช่องสัญญาณ เช่น การสูญเสียไปตามระยะทาง การกระจายทางเวลา และลักษณะการโพลาไรซ์ของรูปคลื่น เป็นต้น นอกจากนี้ยังได้ทำการศึกษาถึงแบบจำลองเชิงสถิติเพื่อใช้ทำนายถึงลักษณะค่าความน่าจะเป็นของข้อมูลที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาที่แน่นอน และเพื่อนำไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบระบบการสื่อสารไร้สาย

บทที่ 4
การศึกษาแบบจำลองการสะท้อนพื้น

4.1 บทนำ

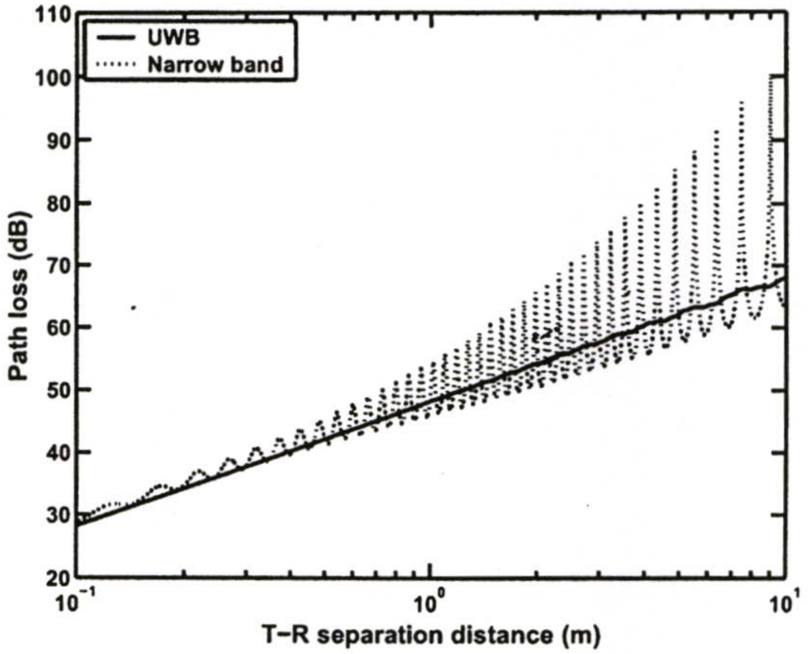
ในการศึกษาแบบจำลองการสะท้อนพื้นได้แบ่งการวิเคราะห์ออกเป็นสองส่วน คือการวิเคราะห์การสูญเสียเชิงวิถี และการแผ่ประวิง RMS

4.2 การสูญเสียเชิงวิถี [26]

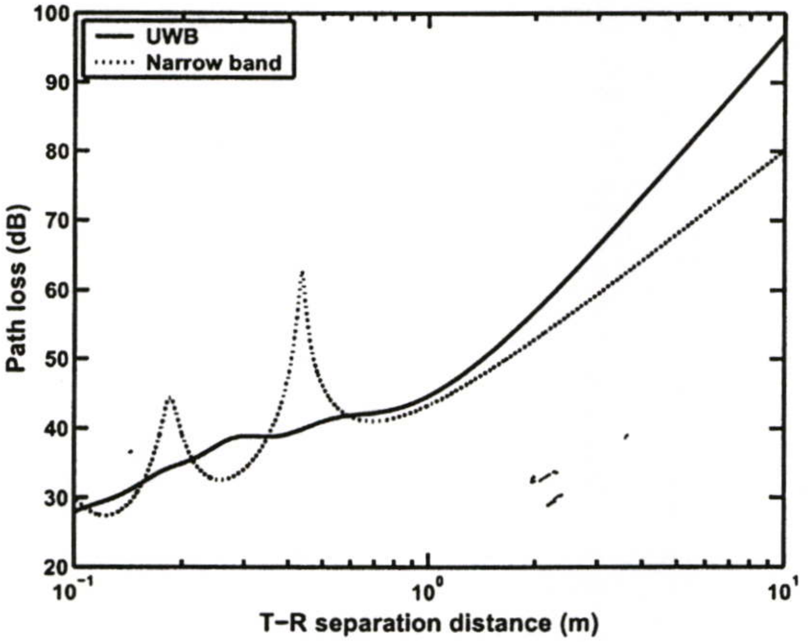
ในการศึกษาการสูญเสียเชิงวิถี ได้ทำการเปรียบเทียบการสูญเสียเชิงวิถีระหว่างสัญญาณ UWB กับสัญญาณแถบแคบ โดยได้กำหนดให้พื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์ ได้พิจารณาระยะทางระหว่าง T-R จาก 0.1 ถึง 10 m สัญญาณส่ง UWB กำหนดให้มีความหนาแน่นสเปกตรัมอยู่ในช่วงเต็มแบนด์วิดท์ของ UWB ซึ่งมีความถี่กลาง f_c เป็น 6.85 GHz แบนด์วิดท์ f_b เป็น 7.5 GHz ส่วนสัญญาณแถบแคบกำหนดให้เป็นสัญญาณไซนูซอยด์ที่มีความถี่เป็น $f = 6.85$ GHz ได้ทำการศึกษาความสูงของสายอากาศสองกรณีโดยกำหนดให้ความสูงของสายอากาศ Tx และ Rx เท่ากัน สำหรับกรณีแรกได้กำหนดให้ความสูงของสายอากาศ Tx และ Rx เป็น $h_t = h_r = 1.00$ m ส่วนกรณีที่สองได้กำหนดให้ความสูงของสายอากาศ Tx และ Rx เป็น $h_t = h_r = 0.10$ m

การสูญเสียเชิงวิถี UWB เมื่อสายอากาศมีความสูง 1.00 m ตามระยะทางระหว่าง T-R จาก 0.1 ถึง 10 m เทียบกับการสูญเสียเชิงวิถีของแถบแคบได้แสดงดังรูปที่ 4.1 จากรูปนี้จะเห็นได้ว่าการสูญเสียเชิงวิถีของสัญญาณแถบแคบมีเฟดดิงมากกว่าของสัญญาณ UWB อย่างชัดเจน การสูญเสียเชิงวิถีของสัญญาณ UWB มีการเปลี่ยนแปลงประมาณเป็นเส้นตรงตาม $\log d$

การสูญเสียเชิงวิถี UWB เมื่อสายอากาศมีความสูง 0.10 m ตามระยะทางระหว่าง T-R จาก 0.1 ถึง 10 m เทียบกับการสูญเสียเชิงวิถีของแถบแคบได้แสดงดังรูปที่ 4.2 จากรูปจะเห็นได้อย่างชัดว่าการสูญเสียเชิงวิถีของสัญญาณ UWB ยังมีการเปลี่ยนแปลงประมาณเป็นเส้นตรงตาม $\log d$ แต่จะเป็นเส้นตรงสองเส้นที่มีความชันไม่เท่ากัน ระยะทางที่ความชันของเส้นตรงเริ่มเปลี่ยนแปลงไปจะเรียกว่าระยะทางจุดเปลี่ยน ซึ่งกรณีนี้จะมีระยะทางจุดเปลี่ยนประมาณ 0.9 m จะเห็นได้ว่าบริเวณก่อนจุดเปลี่ยนการสูญเสียเชิงวิถีของสัญญาณแถบแคบจะมีเฟดดิงมากกว่าของสัญญาณ UWB ส่วนบริเวณหลังจุดหักเปลี่ยนจะไม่มีการเกิดเฟดดิง



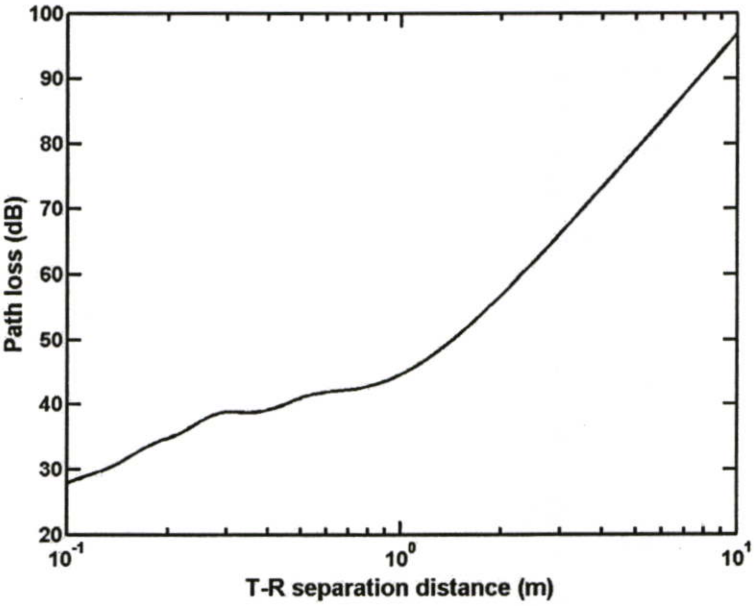
รูปที่ 4.1 การสูญเสียเชิงวิถีของสัญญาณ UWB สำหรับความสูงสายอากาศ 1.00 m ตามระยะทางระหว่าง T-R จาก 0.1 ถึง 10 m เทียบกับสัญญาณแถบแคบ



รูปที่ 4.2 การสูญเสียเชิงวิถีของสัญญาณ UWB สำหรับความสูงสายอากาศ 0.10 m ตามระยะทางระหว่าง T-R จาก 0.1 ถึง 10 m เทียบกับสัญญาณแถบแคบ

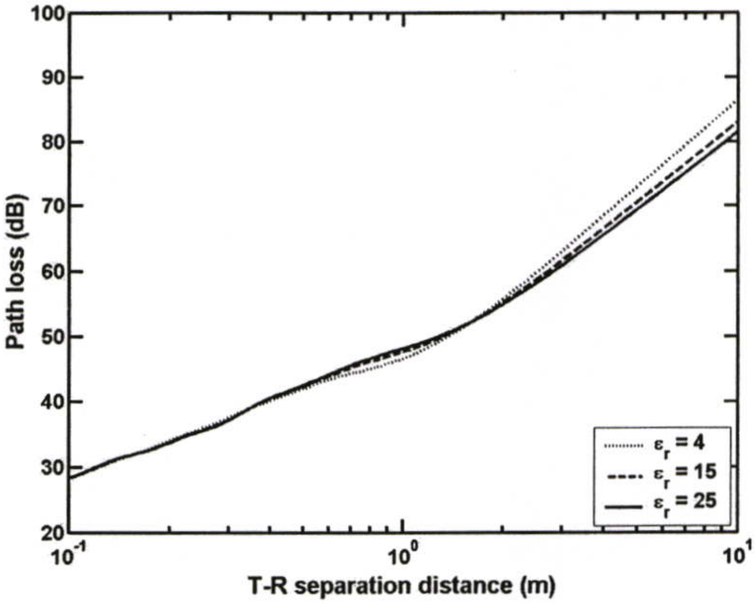
ต่อมาได้ทำการศึกษาการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นโดยได้พิจารณาถึงผลกระทบของการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นและคุณสมบัติของพื้น พารามิเตอร์ของสัญญาณ UWB ยังกำหนดให้เหมือนเดิมคือมีความหนาแน่นสเปกตรัมอยู่ในช่วงเต็มแบนด์วิดท์ของ UWB ซึ่งมีความถี่กลาง f_c เป็น 6.85 GHz แบนด์วิดท์ f_b เป็น 7.5 GHz ได้ทำการศึกษามุมการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นส่งเป็น 3 กรณีคือ $\Theta_t = 0^\circ, 45^\circ$ และ 90° ซึ่งได้พิจารณาเป็นการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นแบบแนวตั้ง แนวเอียง และแนวนอน ตามลำดับ ได้พิจารณาพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์ และเป็นไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสียโดยมี $\varepsilon_r = 4$, 15 และ 25 [27] กำหนดให้ความสูงของสายอากาศ Tx และ Rx เป็น $h_t = h_r = 0.10$ m ได้พิจารณาระยะทางระหว่าง T-R จาก 0.1 ถึง 10 m

สำหรับกรณีที่พื้นเป็นตัวนำ พบว่าการสูญเสียเชิงวิถีที่มุมการโพลาไรซ์ใด ๆ มีค่าเหมือนกัน รูปที่ 4.3 แสดงถึงการสูญเสียเชิงวิถีสำหรับพื้นที่เป็นตัวนำเมื่อระยะทางระหว่างสายอากาศส่งและรับมีระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m จะเห็นได้ว่ากรณีนี้เป็นกรณีที่แย่ที่สุด เนื่องจากสัญญาณที่สะท้อนพื้นมีแอมพลิจูดมากสุดคือเท่ากับสัญญาณตกกระทบแต่จะมีการกลับเฟส 180° $(\Gamma = -1)$ นอกจากนี้ยังพบว่าระยะทางระหว่าง T-R ก่อนถึงจุดหักเกิดเฟดดิงและหลังจากจุดหักพบว่าความชันของการสูญเสียเชิงวิถีมีค่าสูงขึ้น



รูปที่ 4.3 การสูญเสียเชิงวิถีสำหรับพื้นที่เป็นตัวนำตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m

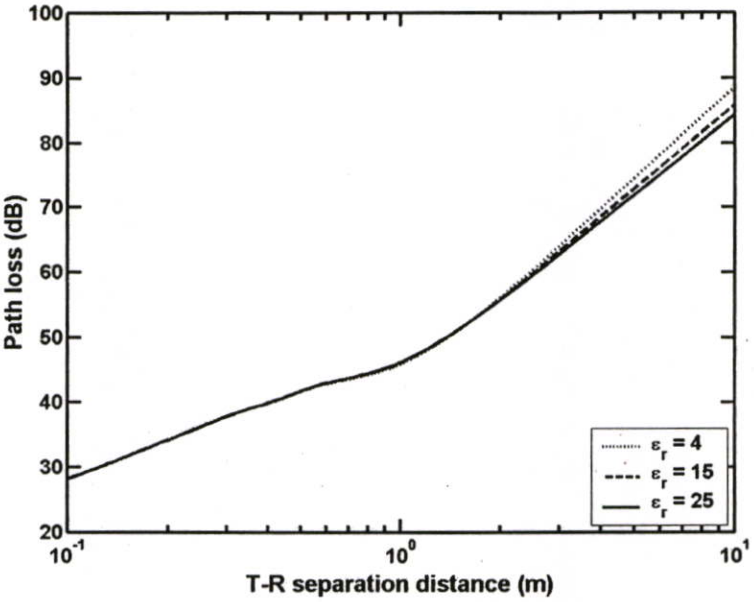
การสูญเสียเชิงวิถีของมุมการโพลาไรซ์ 0° ของรูปคลื่นส่งตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m แสดงไว้ในรูปที่ 4.4 การสูญเสียเชิงวิถีเกือบเป็นเส้นเดียวกันที่ระยะทางระหว่าง T-R ก่อนถึงจุดหักมุม ระยะทางระหว่าง T-R หลังจุดหักมุมจะมีความชันของการสูญเสียเชิงวิถีแตกต่างกัน โดยบริเวณนี้ ความชันของการสูญเสียเชิงวิถีมีค่าสูงขึ้นเมื่อ สภาพยอมสัมพัทธ์ของพื้น มีค่าลดลง



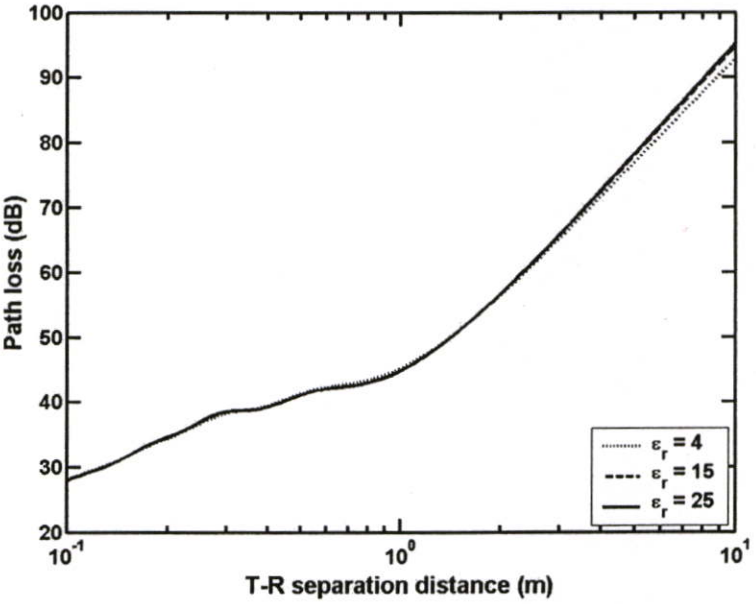
รูปที่ 4.4 การสูญเสียเชิงวิถีของมุมการโพลาไรซ์ 0° ของรูปคลื่นสัญญาณส่งตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m

การสูญเสียเชิงวิถีของมุมการโพลาไรซ์ 45° ของรูปคลื่นส่งตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.5 จากรูปพบว่าการสูญเสียเชิงวิถีเหมือนกับกรณีของมุมโพลาไรซ์ที่ 0° เนื่องจากการโพลาไรซ์ในแนวตั้งมีความสำคัญนั่นคือมีแอมพลิจูดของรูปคลื่นที่รับได้มากกว่าการโพลาไรซ์ในแนวนอน

รูปที่ 4.6 แสดงการสูญเสียเชิงวิถีของมุมการโพลาไรซ์ 90° ของรูปคลื่นสัญญาณส่งตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m พบว่าการสูญเสียเชิงวิถีที่ระยะทางระหว่าง T-R ก่อนถึงจุดหักมุมมีลักษณะคล้ายกับกรณีของมุมโพลาไรซ์ 0° และ 45° แต่ที่ระยะทางระหว่าง T-R หลังจุดหักมุมความชันของการสูญเสียเชิงวิถีมีค่าสูงขึ้นเมื่อสภาพยอมสัมพัทธ์ของพื้นมีค่าเพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.5 การสูญเสียเชิงวิถีของมุมการโพลาไรซ์ 45° ของรูปคลื่นสัญญาณส่งตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m



รูปที่ 4.6 การสูญเสียเชิงวิถีของมุมการโพลาไรซ์ 90° ของรูปคลื่นสัญญาณส่งตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m

4.3 การแผ่ประวิง RMS [28]

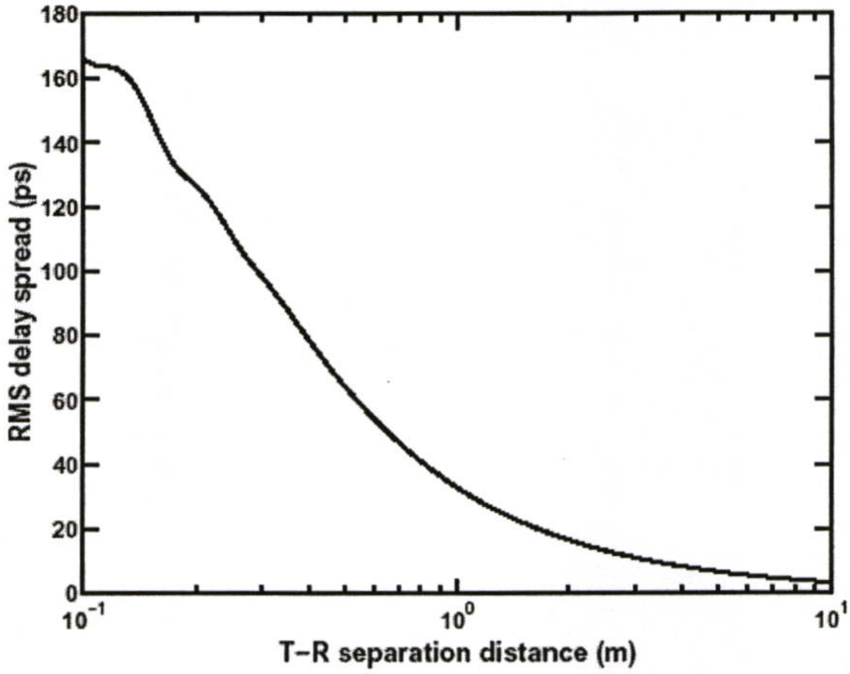
ขั้นแรกจะทำการศึกษาการแผ่ประวิง RMS อยู่ในรูปของฟังก์ชันของความสูงสายอากาศ ตารางที่ 4.1 แสดงค่าสูงสุด ค่าเฉลี่ย และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของการแผ่ประวิง RMS เมื่อสายอากาศ Tx และ Rx มีความสูงเป็น 1.00, 0.10 และ 0.01 m จากผลที่ได้พบว่าค่าสูงสุด ค่าเฉลี่ย และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของการแผ่ประวิง RMS เพิ่มขึ้นตามความสูงของสายอากาศ เมื่อความสูงของสายอากาศลดลงทำให้ค่าการแผ่ประวิง RMS ลดลง

ตารางที่ 4.1 ค่าสูงสุด ค่าเฉลี่ย และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของการแผ่ประวิง RMS ซึ่งเป็นฟังก์ชันของสายอากาศที่มีความสูงเป็น 1.00 0.10 และ 0.01 m

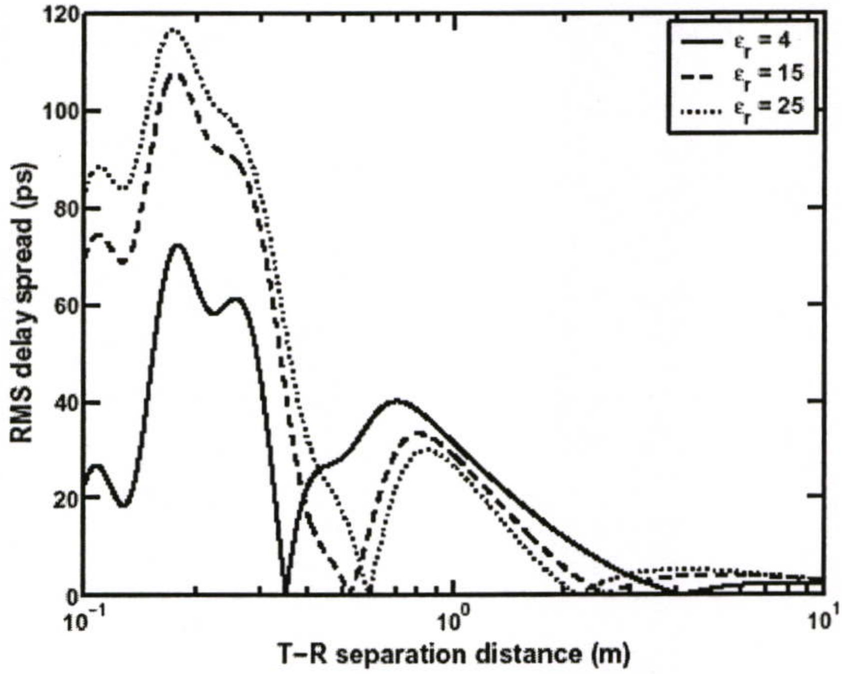
ความสูงสายอากาศ (m)	ค่าสูงสุด (ps)	ค่าเฉลี่ย (ps)	ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน (ps)
1.00	1,562.71	935.00	404.12
0.10	166.23	55.00	52.03
0.01	1.81	0.39	0.45

หลังจากนั้นได้ทำการศึกษาการแผ่ประวิง RMS โดยได้พิจารณาการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นและคุณสมบัติของพื้น ซึ่งได้ใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เหมือนกับที่ได้ศึกษาการสูญเสียเชิงวิถี นั่นคือพารามิเตอร์ของสัญญาณ UWB กำหนดให้มีความหนาแน่นสเปกตรัมอยู่ในช่วงเต็มแบนด์วิดท์ของ UWB ซึ่งมีความถี่กลาง f_c เป็น 6.85 GHz แบนด์วิดท์ f_b เป็น 7.5 GHz ได้ทำการศึกษามุมการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นส่งเป็น 3 กรณีคือ $\Theta_t = 0^\circ, 45^\circ$ และ 90° ซึ่งได้พิจารณาเป็นการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นแบบแนวตั้ง แนวเอียง และแนวนอน ตามลำดับ ได้พิจารณาพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์ และเป็นไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสียโดยมี $\varepsilon_r = 4$, 15 และ 25 กำหนดให้ความสูงของสายอากาศ Tx และ Rx เป็น $h_t = h_r = 0.10$ m ได้พิจารณาระยะทางระหว่าง T-R จาก 0.1 ถึง 10 m

สำหรับกรณีที่พื้นเป็นตัวนำ พบว่าการแผ่ประวิง RMS ที่มุมการโพลาไรซ์ใดๆ มีค่าเหมือนกันทั้งนี้เนื่องจาก รูปที่ 4.7 แสดงการแผ่ประวิง RMS สำหรับพื้นที่เป็นตัวนำเมื่อมีระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m การแผ่ประวิง RMS มีแนวโน้มลดลงไปตามระยะทาง



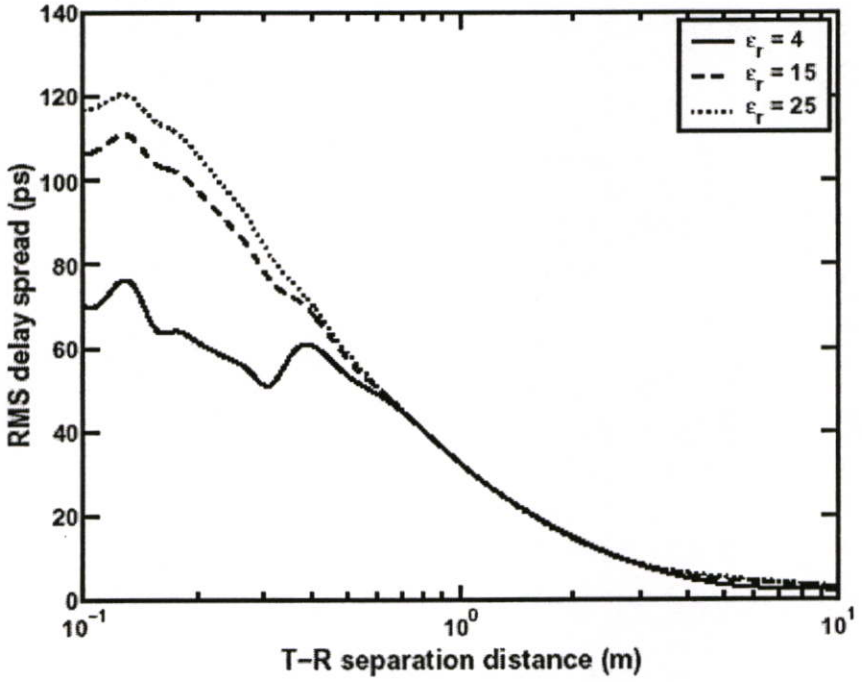
รูปที่ 4.7 การแผ่ประวิง RMS สำหรับพื้นที่เป็นตัวนำตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m



รูปที่ 4.8 การแผ่ประวิง RMS ของมุมการโพลาไรซ์ 0° ของรูปคลื่นสัญญาณส่งตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m

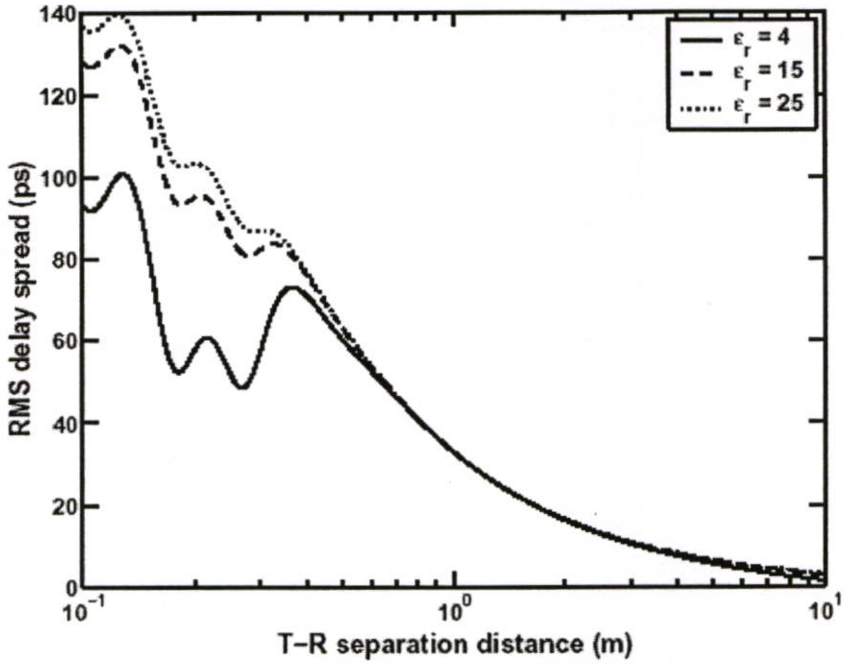
การแผ่ประวิง RMS ของมุมการโพลาไรซ์ 0° ของรูปคลื่นส่งตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m ถูกแสดงในรูปที่ 4.8 พบว่าการแผ่ประวิง RMS เกิดการแกว่งมีค่าลดลงไปตามระยะทาง และมี 2 ตำแหน่งที่ค่าการแผ่ประวิง RMS เข้าใกล้ศูนย์ ทั้งนี้เนื่องจากแอมพลิจูดของสัญญาณสะท้อนมีค่าต่ำมาก

รูปที่ 4.9 แสดงการแผ่ประวิง RMS ของมุมการโพลาไรซ์ 45° ของรูปคลื่นส่งตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m ก่อนระยะ 0.7 m พบว่าการแผ่ประวิง RMS มีการแกว่งไปมาและหลังจากนั้นการแผ่ประวิง RMS ลดลงมาตามระยะทาง



รูปที่ 4.9 การแผ่ประวิง RMS ของมุมการโพลาไรซ์ 45° ของรูปคลื่นสัญญาณส่งตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m

การแผ่ประวิง RMS ของมุมการโพลาไรซ์ 90° ของรูปคลื่นส่งตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m แสดงในรูปที่ 4.10 การแผ่ประวิง RMS มีแนวโน้มคล้ายกับมุมการโพลาไรซ์ 45° แต่จะเกิดการแกว่งที่มากกว่า



รูปที่ 4.10 การแผ่ประวิง RMS ของมุมการโพลาไรซ์ 90° ของรูปคลื่นสัญญาณส่งตามระยะทางระหว่าง T-R ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m

ตารางที่ 4.2 ค่าสูงสุด ค่าเฉลี่ย และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของการแผ่ประวิง RMS

	ค่าสูงสุด (ps)	ค่าเฉลี่ย (ps)	ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน (ps)
ตัวนำสมบูรณ์	166.07	54.99	52.05
$\Theta_t = 0^\circ$, $\varepsilon_r = 4$	72.42	23.62	20.28
$\Theta_t = 0^\circ$, $\varepsilon_r = 15$	107.74	31.28	34.44
$\Theta_t = 0^\circ$, $\varepsilon_r = 25$	116.85	34.55	38.62
$\Theta_t = 45^\circ$, $\varepsilon_r = 4$	76.51	33.78	24.83
$\Theta_t = 45^\circ$, $\varepsilon_r = 15$	111.00	43.81	37.47
$\Theta_t = 45^\circ$, $\varepsilon_r = 25$	120.44	46.36	40.86
$\Theta_t = 90^\circ$, $\varepsilon_r = 4$	100.88	37.45	29.00
$\Theta_t = 90^\circ$, $\varepsilon_r = 15$	131.96	47.07	40.42
$\Theta_t = 90^\circ$, $\varepsilon_r = 25$	139.23	49.10	43.23

ในการศึกษางานวิจัยนี้ ค่าสูงสุด ค่าเฉลี่ย และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของการแผ่ประวิง RMS แสดงไว้ในตารางที่ 4.2 สำหรับพื้นที่เป็นตัวนำจะมีค่ามากที่สุด นอกจากนั้นค่าสูงสุด ค่าเฉลี่ย และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของการแผ่ประวิง RMS มีค่ามากขึ้นเมื่อค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ของพื้นมีค่าเพิ่มขึ้น และมุมการโพลาไรซ์มีแนวโน้มเพิ่มขึ้นจาก 0° เป็น 90°

4.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้ทำการนำเสนอเกี่ยวกับการศึกษา แบบจำลองการสะท้อนพื้นของสัญญาณที่รับได้ โดยได้ทำการเปรียบเทียบสัญญาณที่รับได้ระหว่างสัญญาณแถบกว้างยิ่งและสัญญาณแถบแคบ ต่อมาได้ทำการศึกษาเกี่ยวกับการสูญเสียเชิงวิถี และการแผ่ประวิง RMS ซึ่งได้ทำการพิจารณาถึงคุณสมบัติของพื้น และมุมการโพลาไรซ์ของพื้น จากนั้นได้ทำการวิเคราะห์และศึกษาระบบช่องสัญญาณการสะท้อนพื้น เพื่อสังเกตถึงลักษณะการโพลาไรซ์ของรูปคลื่น คุณสมบัติของพื้นที่เหมาะสมสำหรับแบบจำลองการสะท้อนพื้น และนำไปใช้พิจารณาออกแบบระบบการสื่อสาร UWB

บทที่ 5

การศึกษาแบบจำลองเชิงสถิติ

5.1 บทนำ

สำหรับในบทนี้เราได้กล่าวถึงการศึกษาแบบจำลองเชิงสถิติซึ่งใช้ทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 ในการทำแบบจำลองเชิงสถิติได้ทำการพิจารณากรณีที่พื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์ ซึ่งเป็นกรณีที่ได้รับกระทบจากเส้นทางการสะท้อนมากที่สุด หลังจากนั้นได้หาแบบจำลองเชิงสถิติที่เหมาะสมของเฟดดิงขนาดเล็กและการแผ่ประวิง RMS ในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดสำหรับระบบการสื่อสาร UWB

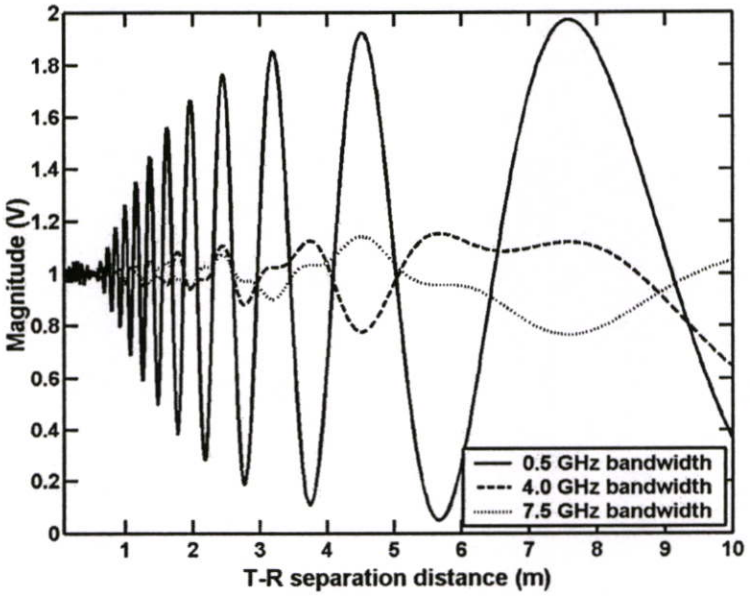
5.2 แบบจำลองเชิงสถิติของเฟดดิงขนาดเล็ก [23]

ในการศึกษาแบบจำลองเชิงสถิติของเฟดดิงขนาดเล็ก ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้นำมาวิเคราะห์แสดงในตารางที่ 5.1 เฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสายอากาศสูง 0.5 และ 1 m ได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.1 และ 5.2 ตามลำดับ โดยผลจากการวิเคราะห์พบว่าเฟดดิงขนาดเล็กของสายอากาศที่มีความสูง 0.5 m เกิดการแกว่งของสัญญาณมากกว่าสายอากาศสูง 1 m นอกจากนี้ยังพบว่าเฟดดิงมีการแกว่งน้อยลงเมื่อสัญญาณมีแบนด์วิดท์มากขึ้น

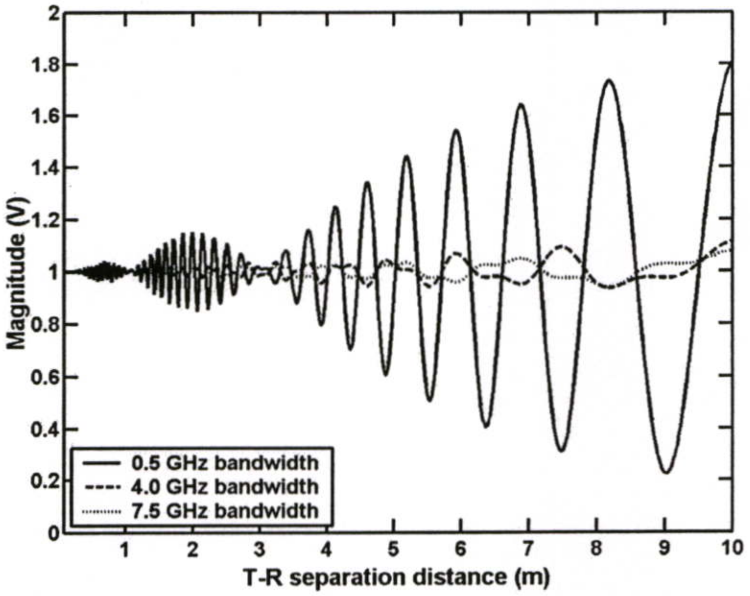
ตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์	ค่าของพารามิเตอร์
ความถี่ศูนย์กลาง (f_c)	6.85 GHz
สเปกตรัมแบนด์วิดท์ (f_b)	0.5, 4.0 และ 7.5 GHz
ความสูงของสายอากศส่ง (h_t)	0.5 และ 1.0 m
ความสูงของสายอากศรับ (h_r)	0.5 และ 1.0 m
ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและรับ (d)	0.1-10.0 m

หลังจากนั้นได้นำข้อมูลเฟดดิงขนาดเล็กที่ได้นี้มาทำแบบจำลองเชิงสถิติ โดยนำแบบจำลองเชิงสถิติที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 มาทดสอบไคกำลังสองเพื่อหาแบบจำลองเชิงสถิติที่เหมาะสมที่สุดสำหรับแต่ละกรณี

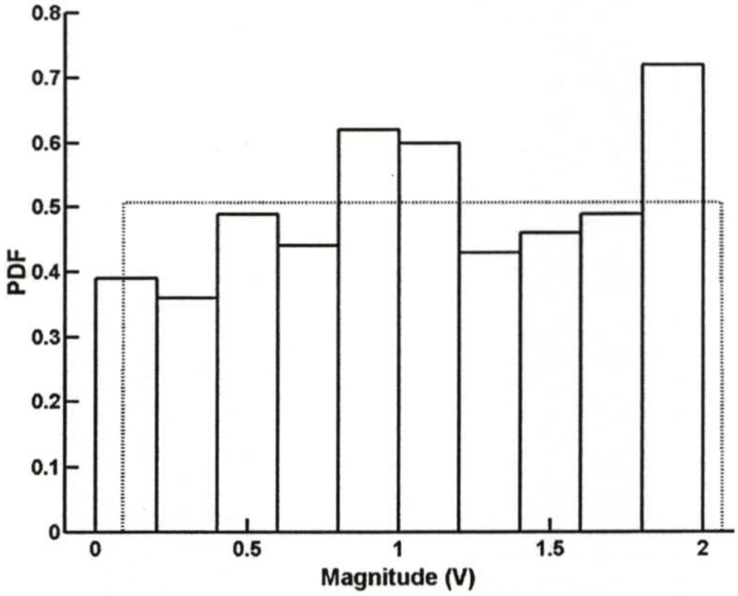


รูปที่ 5.1 เฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสายอากาศสูง 0.5 m ตามระยะทางระหว่าง 0.1 ถึง 10 m



รูปที่ 5.2 เฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสายอากาศสูง 1.0 m ตามระยะทางระหว่าง 0.1 ถึง 10 m

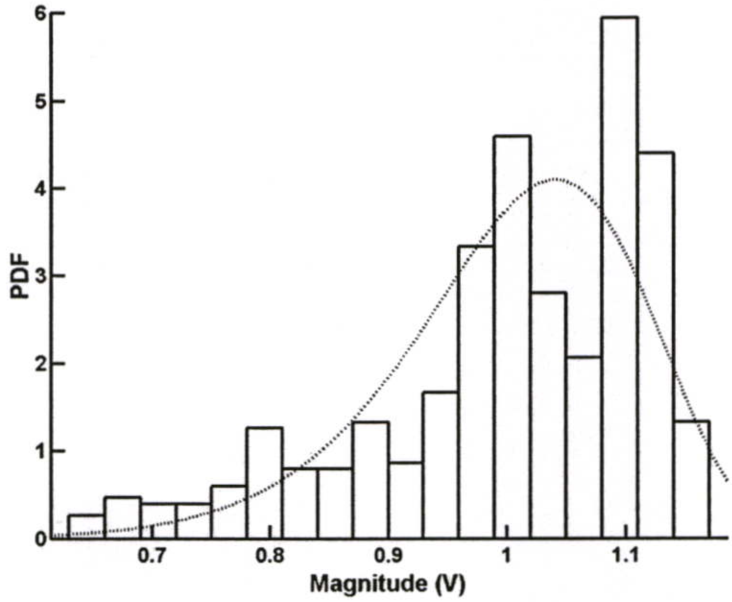
รูปที่ 5.3 แสดงฮิสโทรแกรมและ PDF ของเฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ 0.5 GHz และสายอากาศสูง 0.5 m ในกรณีนี้แบบจำลองเชิงสถิติที่เหมาะสมเป็นการกระจายแบบสม่ำเสมอ ซึ่งมีพารามิเตอร์ของแบบจำลองเป็น $a = 0.09$ และ $b = 2.06$ ค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานมีค่าเป็น 1.07 และ 0.57 ตามลำดับ



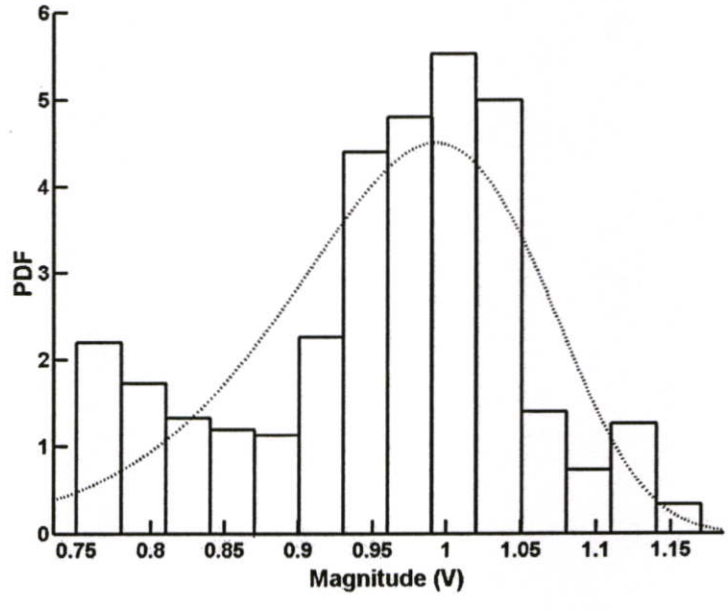
รูปที่ 5.3 ฮิสโทรแกรมและ PDF ของเฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ 0.5 GHz และสายอากาศสูง 0.5 m

รูปที่ 5.4 แสดงฮิสโทรแกรมและ PDF ของเฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ 4.0 GHz และสายอากาศสูง 0.5 m ในกรณีนี้แบบจำลองเชิงสถิติที่เหมาะสมเป็นการกระจายแบบไวบูลล์ ซึ่งมีพารามิเตอร์ของแบบจำลองเป็น $a = 1.05$ และ $b = 11.64$ ค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานมีค่าเป็น 1.00 และ 0.12 ตามลำดับ

ฮิสโทรแกรมและ PDF ของเฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ 7.5 GHz และสายอากาศสูง 0.5 m แสดงในรูปที่ 5.5 ในกรณีนี้แบบจำลองเชิงสถิติที่เหมาะสมเป็นการกระจายแบบไวบูลล์ ซึ่งมีพารามิเตอร์ของแบบจำลองเป็น $a = 1.00$ และ $b = 12.19$ ค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานมีค่าเป็น 0.96 และ 0.09 ตามลำดับ

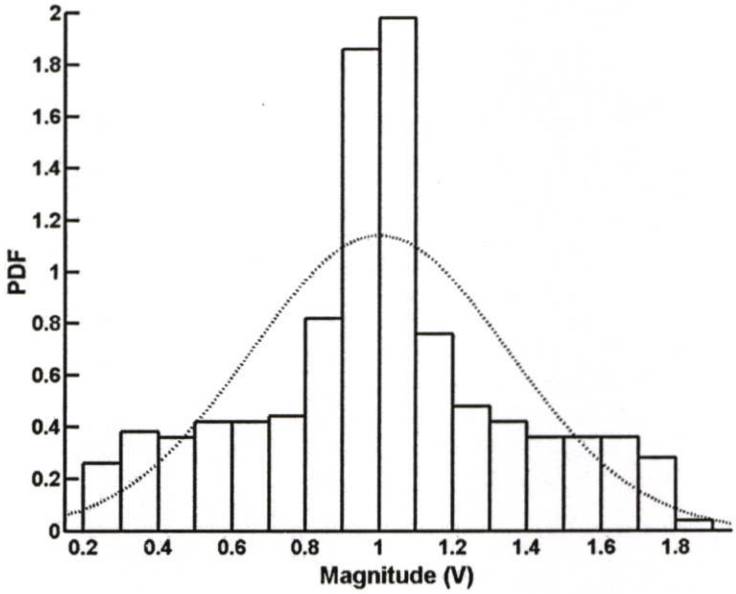


รูปที่ 5.4 ฮิสโทรแกรมและ PDF ของเฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ 4.0 GHz และสายอากาศสูง 0.5 m



รูปที่ 5.5 ฮิสโทรแกรมและ PDF ของเฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ 7.5 GHz และสายอากาศสูง 0.5 m

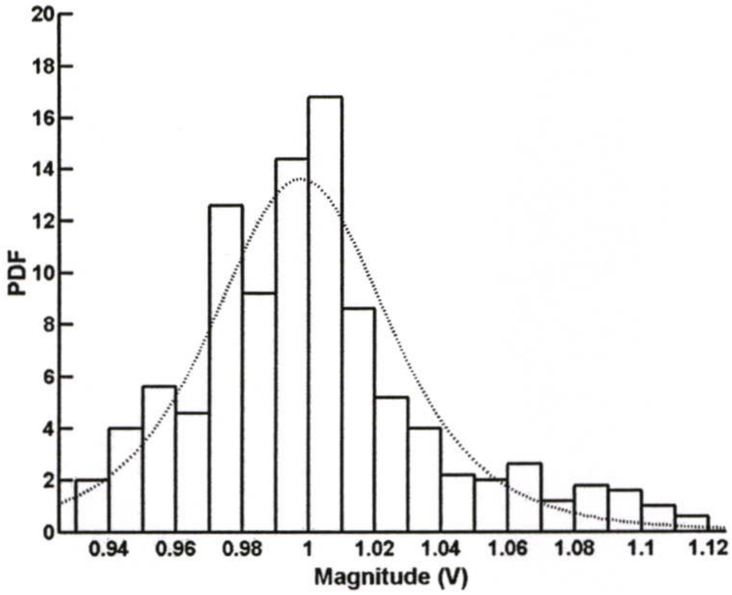
รูปที่ 5.6 แสดงฮิสโทรแกรมและ PDF ของเฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ 0.5 GHz และสายอากาศสูง 1.0 m ในกรณีนี้แบบจำลองเชิงสถิติที่เหมาะสมเป็นการกระจายแบบปกติ ซึ่งมีค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานมีค่าเป็น $\mu = 1.00$ และ $\sigma = 0.35$ ตามลำดับ



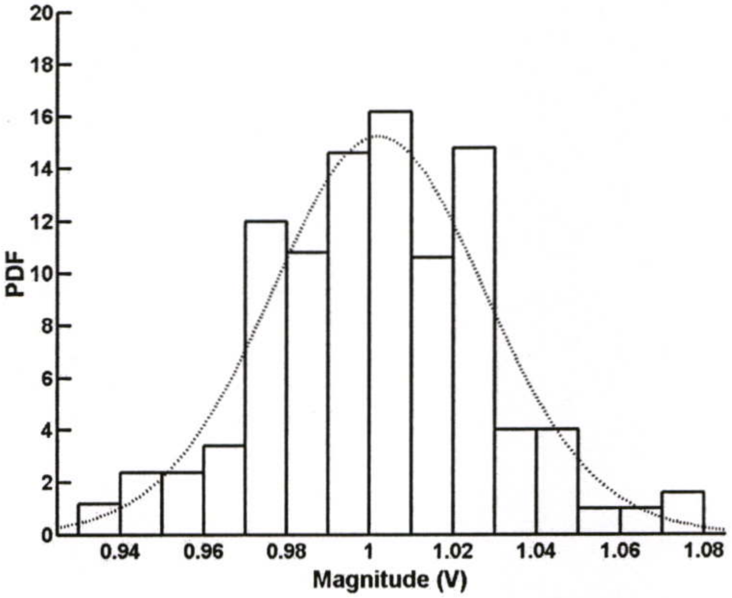
รูปที่ 5.6 ฮิสโทรแกรมและ PDF ของเฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ 0.5 GHz และสายอากาศสูง 1.0 m

รูปที่ 5.7 แสดงฮิสโทรแกรมและ PDF ของเฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ 4.0 GHz และสายอากาศสูง 1.0 m ในกรณีนี้แบบจำลองเชิงสถิติที่เหมาะสมเป็นการกระจายแบบสเกลการหาตำแหน่ง t ซึ่งมีพารามิเตอร์ของแบบจำลองเป็น $\nu = 4.22$ มีค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานมีค่าเป็น $\mu = 1.00$ และ $\sigma = 0.03$ ตามลำดับ

ฮิสโทรแกรมและ PDF ของเฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ 4.0 GHz และสายอากาศสูง 1.0 m แสดงในรูปที่ 5.8 ในกรณีนี้แบบจำลองเชิงสถิติที่เหมาะสมเป็นการกระจายแบบสเกลการหาตำแหน่ง t ซึ่งมีพารามิเตอร์ของแบบจำลองเป็น $\nu = 30.65$ มีค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานมีค่าเป็น $\mu = 1.00$ และ $\sigma = 0.03$ ตามลำดับ

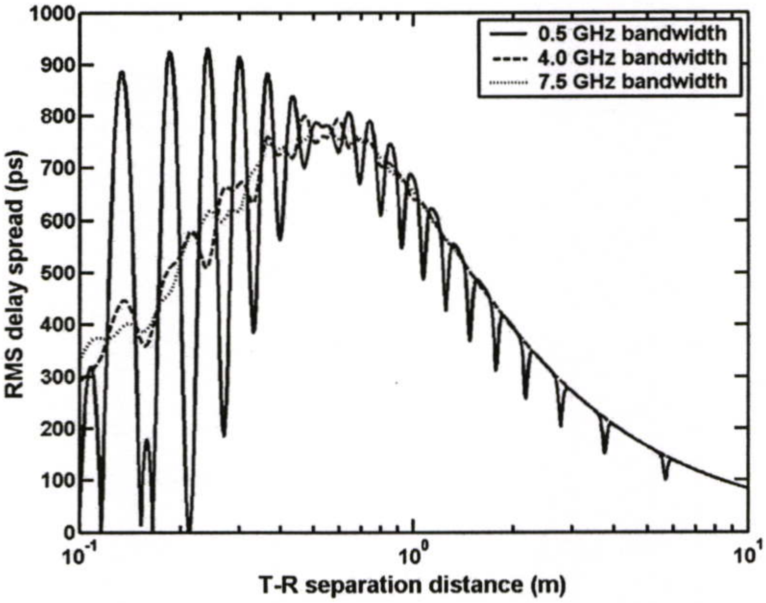


รูปที่ 5.7 ฮิสโทรแกรมและ PDF ของเฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ 4.0 GHz และสายอากาศสูง 1.0 m

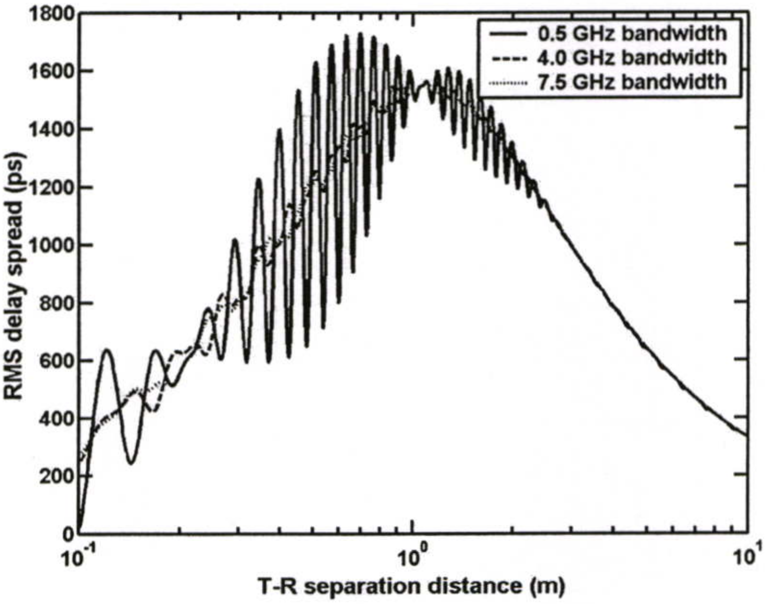


รูปที่ 5.8 ฮิสโทรแกรมและ PDF ของเฟดดิงขนาดเล็กในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ 7.5 GHz และสายอากาศสูง 1.0 m

5.3 แบบจำลองเชิงสถิติของการแผ่ประวิง RMS [29]



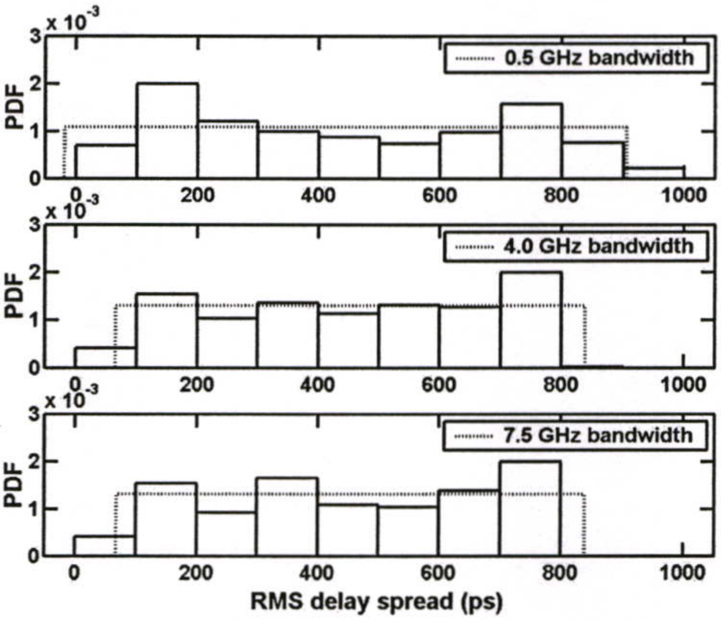
รูปที่ 5.9 การแผ่ประวิง RMS ในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสายอากาศสูง 0.5 m ตามระยะทางระหว่าง 0.1 ถึง 10 m



รูปที่ 5.10 การแผ่ประวิง RMS ในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสายอากาศสูง 1.0 m ตามระยะทางระหว่าง 0.1 ถึง 10 m

ในการศึกษาแบบจำลองเชิงสถิติของการแผ่ประวิง RMS ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้นำมาวิเคราะห์ได้แสดงในตารางที่ 5.1 การแผ่ประวิง RMS ในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสายอากาศสูง 0.5 และ 1.0 m ตามระยะทางระหว่าง 0.1 ถึง 10 m ได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.9 และ 5.10 ตามลำดับ ซึ่งผลที่ได้จากการวิเคราะห์พบว่า การแผ่ประวิง RMS เมื่อสายอากาศสูง 0.5 m จะมีการแกว่งมากกว่าเมื่อสายอากาศสูง 1 m และการแกว่งของการแผ่ประวิง RMS จะมีค่าลดน้อยลงไปตามความกว้างแบนด์วิดท์ของสัญญาณ

หลังจากนั้นได้นำข้อมูลการแผ่ประวิง RMS ที่ได้นี้มาทำแบบจำลองเชิงสถิติ โดยนำแบบจำลองเชิงสถิติที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 มาทดสอบไคกำลังสองเพื่อหาแบบจำลองเชิงสถิติที่เหมาะสมที่สุดสำหรับแต่ละกรณี ซึ่งแบบจำลองสถิติที่เหมาะสมที่สุดจะมีการกระจายแบบสม่ำเสมอสำหรับทุกกรณี

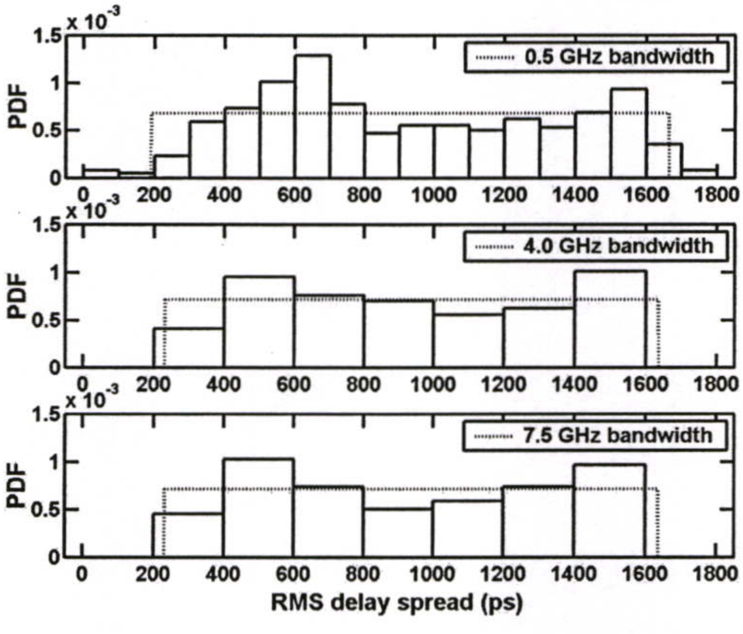


รูปที่ 5.11 ฮิสโทรแกรมและ PDF ของการแผ่ประวิง RMS ในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสายอากาศสูง 0.5 m

รูปที่ 5.11 แสดงฮิสโทรแกรมและ PDF ของการแผ่ประวิง RMS ในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสายอากาศสูง 0.5 m ในกรณีของแบนด์วิดท์สัญญาณเป็น 0.5 GHz จะมีพารามิเตอร์ของแบบจำลองเป็น $a = -18.19$ และ $b = 904.61$ มีค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานมีค่าเป็น 443.21 และ 226.39 ตามลำดับ ในกรณีของแบนด์วิดท์สัญญาณเป็น 4.0 GHz จะมีพารามิเตอร์ของแบบจำลองเป็น $a = 65.53$

และ $b = 838.12$ มีค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานมีค่าเป็น 451.83 และ 223.03 ตามลำดับ และในกรณีของแบนด์วิดท์สัญญาณเป็น 7.5 GHz จะมีพารามิเตอร์ของแบบจำลองเป็น $a = 67.77$ และ $b = 837.17$ มีค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานมีค่าเป็น 452.47 และ 221.11 ตามลำดับ

รูปที่ 5.12 แสดงฮิสโทรแกรมและ PDF ของการแผ่ประวิง RMS ในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสายอากาศสูง 1.0 m ในกรณีของแบนด์วิดท์สัญญาณเป็น 0.5 GHz จะมีพารามิเตอร์ของแบบจำลองเป็น $a = 190.30$ และ $b = 1{,}663.52$ มีค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานมีค่าเป็น 926.91 และ 425.28 ตามลำดับ ในกรณีของแบนด์วิดท์สัญญาณเป็น 4.0 GHz จะมีพารามิเตอร์ของแบบจำลองเป็น $a = 231.47$ และ $b = 1{,}635.16$ มีค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานมีค่าเป็น 933.32 และ 405.21 ตามลำดับ และในกรณีของแบนด์วิดท์สัญญาณเป็น 7.5 GHz จะมีพารามิเตอร์ของแบบจำลองเป็น $a = 231.47$ และ $b = 1{,}635.16$ มีค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานมีค่าเป็น 933.93 และ 404.06 ตามลำดับ



รูปที่ 5.12 ฮิสโทรแกรมและ PDF ของการแผ่ประวิง RMS ในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดของสายอากาศสูง 1.0 m

5.4 บทสรุป

สำหรับในบทนี้ได้ทำการศึกษาเกี่ยวกับแบบจำลองเชิงสถิติ โดยได้นำแบบจำลองชนิดต่างๆ มาทดสอบ เพื่อทำการหาชนิดของแบบจำลองที่เหมาะกับการกระจายตัวของข้อมูลที่เหมาะสมที่สุด โดยได้มีการนำเสนอการกระจายของข้อมูลให้อยู่ในรูปแบบการแจกแจงความถี่ ซึ่งสามารถแสดงอยู่ในรูปของฮิสโตรแกรม ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอแบบจำลองเชิงสถิติของเฟดดิงขนาดเล็ก และแบบจำลองเชิงสถิติของการแผ่ประวิง RMS เพื่อเป็นการสังเกตถึงคุณลักษณะการเกิดของสัญญาณ และสามารถสรุปได้ว่าแบบจำลองชนิดใดเหมาะสมที่สุด เพื่อที่จะนำมาใช้ในการออกแบบระบบการสื่อสาร UWB ให้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น

บทที่ 6
สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอแบบจำลองการสะท้อนพื้นเชิงทฤษฎีสำหรับระบบการสื่อสาร UWB จากผลที่ได้จากการศึกษาการสูญเสียเชิงวิถีและการแผ่ประวิง RMS เราสามารถสรุปได้ดังนี้

6.1 การสูญเสียเชิงวิถี

จากการศึกษาการสูญเสียเชิงวิถีของการสะท้อนพื้นของสัญญาณ UWB เมื่อเทียบกับสัญญาณแถบแคบ จะเห็นได้ว่าการสูญเสียเชิงวิถีของสัญญาณ UWB มีเฟดดิงน้อยกว่าของสัญญาณแถบแคบอย่างเห็นได้ชัด หลังจากนั้นได้พิจารณาการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นและคุณสมบัติของพื้น จากผลการศึกษาเราจะทราบถึงผลกระทบของการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นและคุณสมบัติของพื้นที่มีต่อการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนของพื้นของสัญญาณ UWB ซึ่งจะสามารถสรุปได้ดังนี้

ที่บริเวณระหว่าง T-R ก่อนถึงจุดหักมุม การสูญเสียเชิงวิถีจะมีการเปลี่ยนแปลงไปตามการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นและคุณสมบัติของพื้นไม่มาก หรืออาจจะสรุปได้ว่าการสูญเสียเชิงวิถีของการโพลาไรซ์แต่ละแบบ และคุณสมบัติของพื้นแต่ละชนิดสามารถประมาณให้เท่ากันได้ ดังนั้นในบริเวณนี้สามารถใช้แบบจำลองในกรณีของพื้นที่เป็นตัวนำ ซึ่งเป็นแบบจำลองที่ง่ายมาใช้หาคุณสมบัติการสูญเสียเชิงวิถีการสะท้อนพื้นของสัญญาณ UWB ได้

ที่บริเวณระหว่าง T-R หลังจุดหักมุม ในกรณีของพื้นที่เป็นตัวนำจะเกิดการสูญเสียเชิงวิถีมากที่สุด ส่วนกรณีของพื้นที่เป็นไดอิเลคตริก ส่วนประกอบการโพลาไรซ์ในแนวตั้งจะเกิดการสูญเสียเชิงวิถีน้อยกว่าส่วนประกอบการโพลาไรซ์ในแนวนอน การสูญเสียเชิงวิถีจะลดลงเมื่อค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ของพื้นมีค่ามากขึ้นสำหรับกรณีการโพลาไรซ์ในแนวตั้ง และลดลงเมื่อค่าสภาพยอมสัมพัทธ์มีค่าลดลงสำหรับกรณีการโพลาไรซ์ในแนวนอน ดังนั้น ในบริเวณนี้แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีการสะท้อนพื้นของสัญญาณ UWB จะต้องทำการพิจารณาถึงการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นและคุณสมบัติของพื้นอย่างละเอียด

6.2 การแผ่ประวิง RMS

จากการศึกษาพบว่าค่าสูงสุด ค่าเฉลี่ย และค่าเบี่ยงมาตรฐานของค่าการแผ่ประวิง RMS เพิ่มขึ้นตามความสูงของสายอากาศ หลังจากนั้นได้พิจารณาการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นและคุณสมบัติของพื้น จากผลการศึกษาเราจะทราบถึงผลกระทบของการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นและคุณสมบัติของพื้นที่มีต่อการแผ่ประวิง RMS ของแบบจำลองการสะท้อนพื้นของสัญญาณ UWB ผลที่ได้จากการศึกษาการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นและชนิดของพื้นสรุปได้ว่าการแผ่ประวิง RMS ในการโพลาไรซ์แนวตั้งเกิดการแกว่งมากกว่าการโพลาไรซ์ในแนวนอน ค่าสูงสุด ค่าเฉลี่ย และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของการแผ่ประวิง RMS มีค่ามากที่สุดสำหรับพื้นที่เป็นตัวนำสมบูรณ์และจะมีค่ามากขึ้นเมื่อค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ของพื้นมีค่าสูงขึ้นและมุมการโพลาไรซ์มีค่ามากขึ้นจาก 0° ถึง 90°

6.3 แบบจำลองเชิงสถิติ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาแบบจำลองเชิงสถิตของเฟดดิงขนาดเล็ก และการแผ่ประวิง RMS ของแบบจำลองการสะท้อนที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดสำหรับระบบการสื่อสาร UWB โดยได้พิจารณาความสูงของสายอากาศและความกว้างของแบนด์วิดท์ต่างๆ ซึ่งจากการศึกษาพบว่าเมื่อแบนด์วิดท์กว้างมากขึ้นและสายอากาศสูงเพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดเฟดดิงขนาดเล็กลดลง ซึ่งทำให้เฟดดิงขนาดเล็กมีผลกระทบต่อระบบการสื่อสาร UWB น้อยกว่าระบบการสื่อสารแถบแคบ สำหรับสายอากาศที่มีความสูงต่ำ เฟดดิงขนาดเล็กของสัญญาณ UWB ที่มีแบนด์วิดท์แคบสามารถแสดงโดยใช้แบบจำลองการกระจายแบบสม่ำเสมอ ในขณะที่แบบจำลองการกระจายแบบไวบูลล์เหมาะสำหรับใช้ในการทำแบบจำลองเฟดดิงขนาดเล็กของสัญญาณ UWB ที่มีแบนด์วิดท์ปานกลางและกว้าง สำหรับสายอากาศที่มีความสูงมาก แบบจำลองการกระจายแบบปกติเหมาะสมสำหรับจำลองเฟดดิงขนาดเล็กของสัญญาณ UWB ที่มีแบนด์วิดท์แคบ ในขณะที่แบบจำลองการแจกแจงแบบสเกลการหาตำแหน่ง t เหมาะสมสำหรับใช้ในการทำแบบจำลองเฟดดิงขนาดเล็กของสัญญาณ UWB ที่มีแบนด์วิดท์ปานกลางและกว้าง สำหรับการศึกษาแบบจำลองเชิงสถิติของการแผ่ประวิง RMS จะเห็นได้ว่า การแผ่ประวิง RMS สามารถแทนโดยแบบจำลองการกระจายแบบสม่ำเสมอ โดยที่การแผ่ประวิง RMS จะมีค่ามากขึ้นเมื่อสายอากาศมีความสูงมากขึ้น และจะมีการแกว่งน้อยลงเมื่อสัญญาณ UWB มีแบนด์วิดท์กว้างขึ้น

6.4 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

ในงานวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาเกี่ยวกับคุณสมบัติของแบบจำลองการสะท้อนพื้นบนพื้นฐานการสูญเสียกำลังค่ายอดสำหรับการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง โดยเป็นที่น่าสังเกตว่านอกจากการศึกษาการสูญเสียบนกำลังค่ายอดนั้นอีกกรณีหนึ่งที่น่าสนใจในการศึกษา นั่นคือการพิจารณาอยู่บนพื้นฐานกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ นอกจากนี้ควรทำการพิจารณาผลกระทบของสายอากาศชนิดต่างๆ และสามารถนำแบบจำลองการสะท้อนพื้นนี้นำไปประยุกต์พัฒนาเป็นแบบจำลองหลายวิถีได้ต่อไป

เอกสารอ้างอิง

[1] K. Siwiak, "Ultra-Wide Radio : Introducing A New Technology," **2001 Spring IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC)**, Plenary session, pp. 1088-1093, May 2001

[2] K. Siwiak, "Ultra-Wide Radio : The Emergence of An Important RF Technology," **2001 Spring IEEE Veh. Tech.Conf. (VTC)**, pp. 1169-1172, May 2001.

[3] K. Siwiak, "Impact of Ultra Wide Band Transmission on A Generic Receiver," **2001 Spring IEEE Veh. Tech.Conf. (VTC)**, pp. 1181-1183, May 2001.

[4] Federal Communications Commissions, "Revision of Part 15 of the Commission'sRules Regarding UWB Transmission Systems," **First Report and Order**, FCC 02-48, Apr. 2002.

[5] S. Gecizi, Z. Tian, G.B. Giannakis, Z. Sahinoglu, H. Kobayashi, A. F. Molisch and H. V. Poor, "Localization Via Ultra-Wideband Radios," **IEEE Commun.Mag.**, vol. 22, no 4, pp. 70-84, 2005.

[6] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "On The Energy Capture of Ultra-Wideband Width Signals in Dense Multipath Environments," **IEEE Comm.Lett.**, vol. 2, pp. 245-247, Sep. 1998.

[7] F. Ramirez-Mireles, "Performance of Ultrawideband SSMA Using Time Hopping and M-Ary PPM," **IEEE J. Sel. Areas Comm.**, vol. 19, pp. 1186-1196, Jun. 2001.

[8] A. Batra et al., "Multi-Band OFDM Physical Layer Proposal," Document IEEE 802.15-03/267r2, 2003.

[9] M. Hamalainen, R. Tesi and J. Iinatti, "On The UWB System Coexistence with GSM900, UMTS/WCDMA," and GPS," **IEEE J. Sel. Areas Commun. Special Issue on UWB**, vol. 20, no. 9, Dec 2002

[10] J. Farserotu, A. Hutter, F. Pkatbrood, J. Gerrits and A. Pollini, "UWB Transmission and MIMO Antenna Systems for Nomadic User and Mobile PAN," **Wireless Personal Communications**, no. 22, pp. 197-317, 2002.

[11] J. Takada, S. Promwong and W. Hachitani, "Extension of Friss' Transmission Formula for UWB Systems," **IEICE Tech. Rep**, WBS2003-8/MW2003-20., May 2003.

[12] S. Promwong and J. Takada, "Free Space Link Budget Estimation Scheme for Ultra Wideband Impulse Radio with Imperfect Antennas," **IEICE Electronics Express**, vol. 1, no. 7, pp. 188-192, July 2004.

[13] H. T. Friis, "A Note on a Simple Transmission Formula," **Proc. IRE**, vol. 34, no 5, pp. 254-256, May 1946.

[14] K. Siwiak, H. Bertoni and S.M. Yano, "On The Relation between Multipath and Wave Propagation Attenuation," **Electron Lett.**, vol. 39, pp. 142-143, Jan. 2003.

[15] S. Sato and T. Kobayashi, "Path-Loss Exponents of Ultra Wideband Signals in Line-of-Sight Environments," **2004 IEEE Eighth International Symposium**, pp.488-492, 30 Aug.-2 Sept. 2004.

[16] ETSI, "Harmonised Standards Covering Ultrawide Band (UWB) Applications," **Standisation Mandate: DG ENTR/G/3M/329**, Brussels, Feb. 2003.

[17] ETSI, "ECC Decision on The Harmonised Conditions for Device Using UWB Technology in Bands below 10.6 GHz," **Electronic Communications Committee: ECC/DEC/(06)AA**, Cascais, Oct. 2005.

[18] T. S. Rappaport, **Wireless Communictions:Principle & Practice**., Prentice Hall, 2002.

[19] P. supanakoon, P. Tangtisanon, S. Promwong and J. Takada, "Path Loss and Matched Filter Gain for UWB System," **2004 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)**, pp. 97-100, Aug. 2004.

[20] C. A. Balanis, **Advance Engineering Elctromagnetics**, John Wiley & Sons, 1989.

[21] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon and P. Tangtisanon, "Theoretical Ground Reflection Model for UWB Communication Systems," **International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT)**, pp. 1208-1212, Oct. 2004.

[22] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon and P. Tangtisanon, "Path Loss and Matched Filter Gain of Free Space and Ground Reflection Channels for UWB Radio Systems," **IEEE TENCON 2004 on Analog and Digital Techniques in Electrical Engineering**, pp. 125-128, Nov. 2004.

[23] S. Tanchotikul, P. Supanakoon, S. Promwong, N. Sukutamtanti and J. Takada, "Statistical Model of Small-Scale Fading in Ground Reflection Channel Based on Peak Power Loss for UWB Communication," **ITC-CSCC2006**, pp. 265-268, July.10-13 2006.

[24] Athanasios Papoulis and S. Unnikrishna Pillai, Probability, **Random Variables and Stochastic Processes**, Mcgraw Hill, 2002

[25] Roy D. Yates and David J. Goodman, **Probability, and Stochastic Processes**, John Wiley & Sons, Inc, 1999

[26] P. Supanakoon, S. Tanchotikul, S. Promwong and J. Takada, "Ground Reflection Path Loss Considering Waveform Polarization and Ground Characteristic for UWB Communications," **ECTI-CON 2005,** pp. 630-633, May 12-13 2005.

[27] A. V. Hipple, **Dielectric Materials and Applications**, Artech House, 1995.

[28] S. Tanchotikul, P. Supanakoon, S. Promwong and J. Takada, "RMS Delay Spread Estimation of Ground Reflection Channel for UWB Communications," **ISCIT 2005,** pp. 1080-1083, Oct. 12-14 2005.

[29] S. Tanchotikul, P. Supanakoon, S. Promwong, and J. Takada, "Statistical Model of RMS Delay Spread in UWB Ground Reflection Channel Based on Peak Power Loss," **ISCIT 2006**, T3D-5, Oct.18-20 2006.

ภาคผนวก

บทความวิจัยที่ได้รับตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

[1] P. Supanakoon, **S. Tanchotikul**, S. Promwong and J. Takada, "Ground Reflection Path Loss Cosidering Waveform Polarization and Ground Characteristic for UWB Communications," *ECTI-CON 2005*, vol. 2, pp. 630-633, May 12-13 2005.

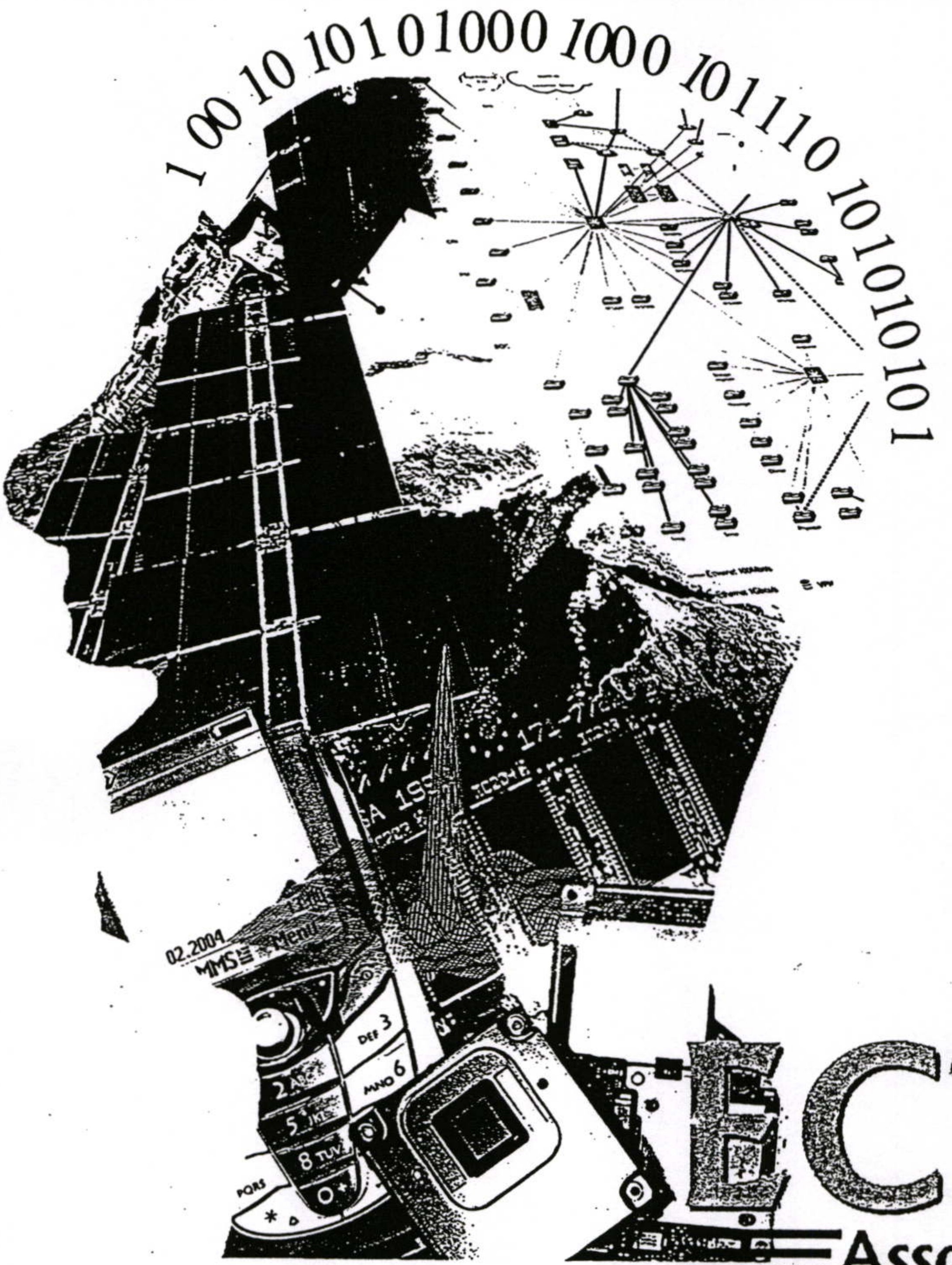
[2] **S. Tanchotikul**, P. Supanakoon, S. Promwong and J. Takada, "RMS Delay Spread Estimation of Ground Reflection Channel for UWB Communications," *ISCIT 2005*, vol. 2, pp. 1080-1083 Oct 12-14 2005.

[3] **S. Tanchotikul**, P. Supanakoon, S. Promwong, N. Sukutamtanti and J. Takada, "Statistical Model of Small-Scale Fading in Ground Reflection Channel Based on Peak Power Loss for UWB Communication," *ITC-CSCC 2006*, vol. 2, pp. 265-268, July 10-13 2006.

[4] **S. Tanchotikul,** P. Supanakoon, S. Promwong and J. Takada, "Statistical Model of RMS Delay Spread in UWB Ground Reflection Channel Based on Peak Power Loss," *ISCIT 2006*, T3D-5, Oct. 18-20 2006.

ECTI-CON 2005

The 2005 ECTI International Conference



ECTI Association

Proceedings of The 2005 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications, and Information Technology (ECTI) International Conference

May 12-13, 2005

Asia Pattaya Beach Hotel, Pattaya, Cholburi THAILAND

NSTDA | IEEE CAS Society | IEEE-LEOS Thailand Chapter | IEEE MTT/AP/ED Thailand Chapter | ECTI-21 NECTEC | PES

Ground Reflection Path Loss Considering Waveform Polarization and Ground Characteristic fo UWB Communication

Pichaya Supanakoon[1], Suchada Tanchotikul[1], Sathaporn Promwong[1] and Jun-ichi Takada[2]

[1]Department of Information Engineering, Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.
E-mail: {kspichay,s7061175,kpsathap}@kmitl.ac.th
[2]Graduate School of Science and Engineering, Tokyo Institute of Technology,
2-12-1-S6-4, O-okayama, Meguro-ku, 152-8550, Tokyo, Japan.
E-mail: takada@ide.titech.ac.jp

ABSTRACT

In this paper, the ground reflection path loss for UWB communication is proposed. The waveform polarization and ground characteristic are considered. The passband rectangular pulse with specific center frequency and bandwidth is used for transmitted signal. Complex form Friis' transmission formula is applied for the UWB ground reflection channel. The received signal is evaluated. The UWB path loss is defined as the ratio between the maximum amplitude of the transmitted and received signal waveforms. The closed form path loss expression is derived. The effects of wave polarization and ground characteristic on the ground reflection path loss are discussed in the paper.

1. INTRODUCTION

Recently, ultra wideband (UWB) radio technology has become an important topic for microwave communication because its potential is low cost and low power consumption properties [1]-[3]. UWB is different from other radio frequency (RF) technologies. Instead of using a narrow carrier frequency, UWB transmits pulses of power spectral density (PSD) in the range of the ultra wide frequency spectrum. The Federal Communication Commission (FCC) [4] in US specified that UWB has a frequency spectrum ranging from 3.1 to 10.6 GHz. The FCC defined the UWB signal as those which have a fractional bandwidth greater than 0.20 or occupies bandwidth greater than 500 MHz.

The power density of the UWB signal is considered to be noise for other communication systems because its power spectrum is below the part 15 noise limit. The UWB receiver collects the power of the received signal to rebuild the pulse. Therefore, UWB radio technology can coexist with other RF technologies without interference. Moreover, UWB radio technology is an ideal candidate that can be utilized for commercial, short-range, low power, low cost indoor communication systems such as wireless personal area networks (WPANs) [5].

Friis' transmission formula [6] is widely used to calculate the free space path loss for narrow band system. Complex form Friis' transmission formula and the use of matched filter are developed for UWB system [7]-[8]. The closed form expressions of the UWB path loss and matche filter gain for the free space channel are derived [9]. Afte that the closed form expressions of the UWB path loss an matched filter gain for the ground reflection channel are de rived [10]-[11]. Although the characteristics of the groun reflection path loss are discussed but the ground is onl considered to be the perfect conductor case. The wavefor polarization and the ground characteristic are not consid ered.

In this paper, the ground reflection path loss for UWI communication is proposed. The waveform polarizatio and ground characteristic are considered. The passban rectangular pulse with specific center frequency and band width is used for transmitted signal. Complex form Friis transmission formula is applied for the UWB ground re flection channel. The received signal is evaluated. Th UWB path loss is defined as the ratio between the max imum amplitude of the transmitted and received signa waveforms. The closed form path loss expression is de rived. The effects of wave polarization and ground charac teristic on the ground reflection path loss are discussed ir the paper.

2. GROUND REFLECTION PATH LOSS

2.1 Transmitted Waveform Model

The UWB transmitted waveform is passband rectangular pulse. The expression of this waveform in time domain v_t and its spectral density function V_t are

$$v_t(t) = \frac{1}{f_b}[f_H \mathrm{sinc}(2f_H t) - f_L \mathrm{sinc}(2f_L t)], \quad (1)$$

$$V_t(f) = \begin{cases} \frac{1}{2f_b} & ||f|-f_c| \le \frac{f_b}{2} \\ 0 & ||f|-f_c| > \frac{f_b}{2} \end{cases}, \quad (2)$$

where t is the time, f is the frequency, f_c is the center frequency, f_b is the spectral bandwidth, $f_L = f_c - f_b/2$ is the minimum frequency, $f_H = f_c + f_b/2$ is the maximum frequency and $\mathrm{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$. This waveform has 1 V maximum amplitude at the time is zero.

For considering waveform polarization, the vertical and horizontal polarization of the spectral density function,

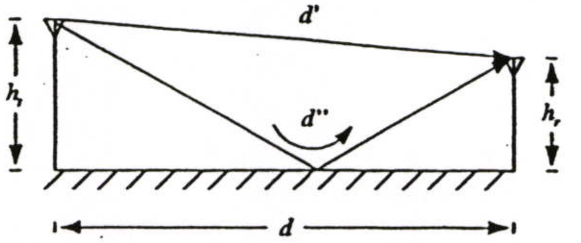


Fig.1: Ground reflection model.

$V_{t,\parallel}$ and $V_{t,\perp}$, can be written as

$$\begin{aligned} V_{t,\parallel}(f) &= V_t(f)\cos\Theta_t, & (3)\\ V_{t,\perp}(f) &= V_t(f)\sin\Theta_t, & (4)\end{aligned}$$

where Θ_t is the angle of the transmitted waveform polarization with respect to the incident plane. Then the $\Theta_t = 0$ and $\Theta_t = 90°$ are the vertical and horizontal polarizations of the transmitted waveform, respectively.

2.2 Ground Reflection Model

The ground reflection (2-ray) model considers the direct and reflection paths. The ground reflection model is shown in the Fig. 1. The distances of direct and reflection paths, d' and d'', are the function of the transmitter-receiver (T-R) separation distance d, transmitter (Tx) and receiver (Rx) antenna heights, h_t and h_r, and can be written as [12]

$$\begin{aligned} d' &= \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2}, & (5)\\ d'' &= \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2}. & (6)\end{aligned}$$

The frequency transfer function of the direct path H_d can be expressed as [9]

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

where $t' = d'/c$ is the delayed time of the direct path and c is the velocity of light.

The frequency transfer function of the reflection path of vertical and horizontal polarization, $H_{r,\parallel}$ and $H_{r,\perp}$, can be written as [10]-[11]

$$\begin{aligned} H_{r,\parallel}(f) &= \Gamma_\parallel \frac{1}{4\pi|f|t''}e^{-j2\pi f t''}, & (8)\\ H_{r,\perp}(f) &= \Gamma_\perp \frac{1}{4\pi|f|t''}e^{-j2\pi f t''}, & (9)\end{aligned}$$

where $\Gamma_\parallel$ and $\Gamma_\perp$ are the reflection coefficients of vertical and horizontal polarizations, respectively and $t'' = d''/c$ is the delayed time of the reflection path.

The reflection coefficients of vertical and horizontal polarizations are defined as [13]

$$\Gamma_\parallel = \frac{\cos\theta - \sqrt{\frac{1}{\varepsilon_r} - \frac{1}{\varepsilon_r^2}\sin^2\theta}}{\cos\theta + \sqrt{\frac{1}{\varepsilon_r} - \frac{1}{\varepsilon_r^2}\sin^2\theta}}, \quad (10)$$

$$\Gamma_\perp = \frac{\cos\theta - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2\theta}}{\cos\theta + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2\theta}}, \quad (11)$$

where ε_r is the relative permittivity of the ground and θ is the incident angle. From the Fig. 1 the incident angle can be calculated by using

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

2.3 Received Waveform Model

The received waveform from the direct path v_{rd} is the same for the arbitrary polarization angle and can be found from [10]-[11]

$$v_{rd}(t) = \begin{cases} A(t',1)\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) & t = t' \\ A(t',1)B(t') & t \neq t' \end{cases} \quad (13)$$

where

$$\begin{aligned} A(\tau,\Gamma) &= \frac{\Gamma}{4\pi f_b \tau},\\ B(\tau) &= C_i(2\pi f_H|t-\tau|) - C_i(2\pi f_L|t-\tau|),\\ C_i(x) &= \int_\infty^x \frac{\cos(y)}{y}dy.\end{aligned}$$

The received waveform from the reflection path for the vertical and horizontal polarizations, $v_{rr,\parallel}$ and $v_{rr,\perp}$, can be evaluated from

$$v_{rr,\parallel}(t) = \begin{cases} A(t'',\Gamma_\parallel)\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) & t = t'' \\ A(t'',\Gamma_\parallel)B(t'') & t \neq t'' \end{cases}, \quad (14)$$

$$v_{rr,\perp}(t) = \begin{cases} A(t'',\Gamma_\perp)\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) & t = t'' \\ A(t'',\Gamma_\perp)B(t'') & t \neq t'' \end{cases}. \quad (15)$$

The received waveform of the vertical and horizontal polarizations, $v_{r,\parallel}$ and $v_{r,\perp}$, can be written as

$$\begin{aligned} v_{r,\parallel}(t) &= v_{rd}(t) + v_{rr,\parallel}(t), & (16)\\ v_{r,\perp}(t) &= v_{rd}(t) + v_{rr,\perp}(t). & (17)\end{aligned}$$

The magnitude of the received waveform, v_r can be computed from

$$v_r(t) = \sqrt{v_{r,\parallel}^2(t) + v_{r,\perp}^2(t)}. \quad (18)$$

The angle of received waveform polarization is considered at the peak of waveform and can be written as

$$\Theta_r = \tan^{-1}\left[\frac{v_{r,\perp}(t')}{v_{r,\parallel}(t')}\right]. \quad (19)$$

2.4 Path Loss

Defining the UWB path loss of the ground reflection model PL_{2ray} by the ratio between the maximum amplitude of the transmitted and received signal waveforms. Therefore, the UWB ground reflection path loss in dB can be derived as shown below

$$PL_{2ray} = -20\log[v_r(t')]. \quad (20)$$

Table 1: Analyzed parameters.

	Parameter
Transmitted signal parameter	
Center frequency (f_c)	6.85 GHz
Spectral bandwidth (f_b)	7.50 GHz
Minimum frequency (f_L)	3.10 GHz
Maximum frequency (f_H)	10.60 GHz
Polarized angle (Θ_t)	0°, 45°, 90°
Ground reflection parameter	
Transmitted antenna height (h_t)	0.1 m
Received antenna height (h_t)	0.1 m
T-R separation distance (d)	0.1-10 m
Relative permittivity of ground (ε_r)	4, 15, 25, ∞

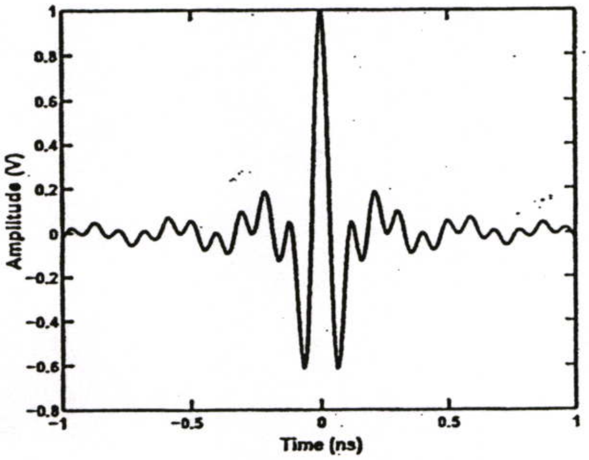


Fig.2: Transmitted waveform.

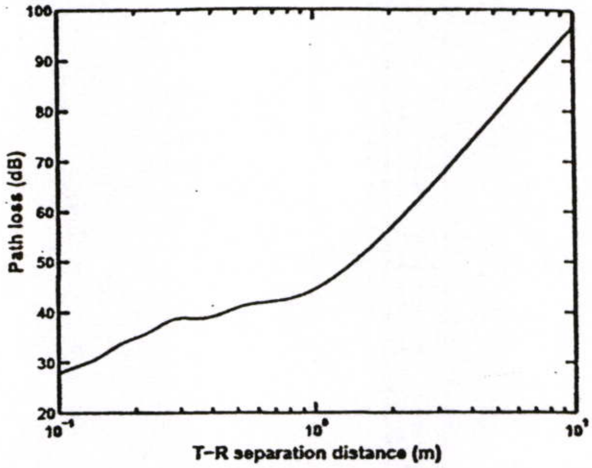


Fig.3: Path loss for the conductor ground along the T-R separation distance 0.1 to 10 m.

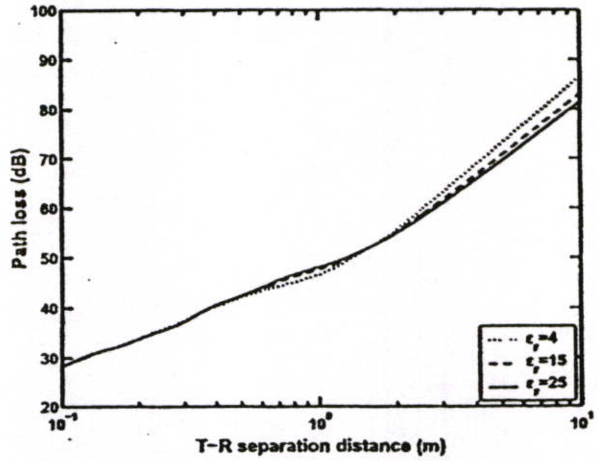


Fig.4: Path loss of the 0° polarized angle of transmitted waveform along the T-R separation distance 0.1 to 10 m.

3. ANALYSIS RESULT

The path loss of the ground reflection model is analyzed. The analyzed parameters are listed in table 1. The transmitted waveform that satisfied these parameters is shown in Fig. 2. Three cases of polarized angles of transmitted waveforms, $\Theta_t = 0°$, 45° and 90°, are considered for the vertical, slant and horizontal waveform polarizations, respectively. Three cases of relative permittivity of ground, ε_r = 4, 15, 25 and ∞, are considered for poor, typical, good and perfect conductor ground characteristics, respectively [14]. The 0.1 m transmitted and received antenna heights are chosen for considering the both regions before and after break point. The break point of this case is about 1.76 m [10]-[11].

For the conductor ground case, the path loss of arbitrary polarized angle are the same. Figure 3 shows the path loss for the conductor ground along the T-R separation distance 0.1 to 10 m. This case can assume to be the worst case. There are some fading at the T-R separation distance before the break point. At the T-R separation distance after the break point, the slope of path loss is high.

The path loss of the 0° polarized angle of transmitted waveform along the distance 0.1 to 10 m is shown in Fig. 4. The slope of the path loss is almost the same at the T-R separation distance before the break point. At the T-R separation distance after the break point, the slope of the path loss is different. In this region, the slope of the path loss is higher when the relative permittivity of ground is decreased.

The path loss of the 45° polarized angle of transmitted waveform along the T-R separation distance 0.1 to 10 m is shown in Fig. 5. The path loss is almost the same with that of the 0° polarized angle case. Because the vertical polarization is significant more than the horizontal polarization.

Figure 6 shows the path loss of the 90° polarized angle of transmitted waveform along the T-R separation distance 0.1 to 10 m. The path loss of each case is almost the same. The slope of the path loss is higher when the relative permittivity of the ground is increased.

The polarized angle of the received waveform when the transmitted waveform has 45° polarized angle is shown in Fig. 7. The polarized angle of the received waveform is not changed for the $\varepsilon_r = \infty$ case. That because the reflec-

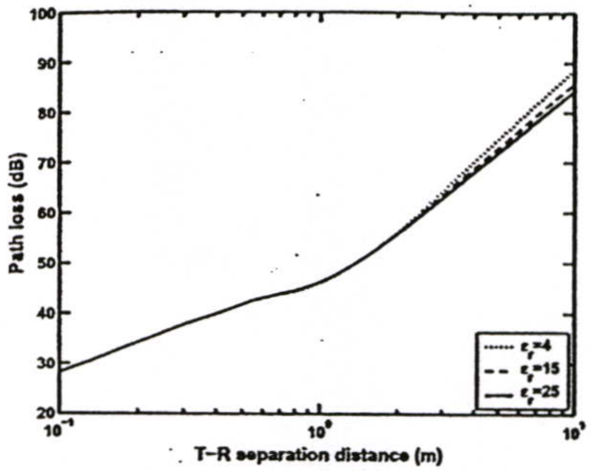


Fig.5: Path loss of the 45° polarized angle of transmitted waveform along the T-R separation distance 0.1 to 10 m.

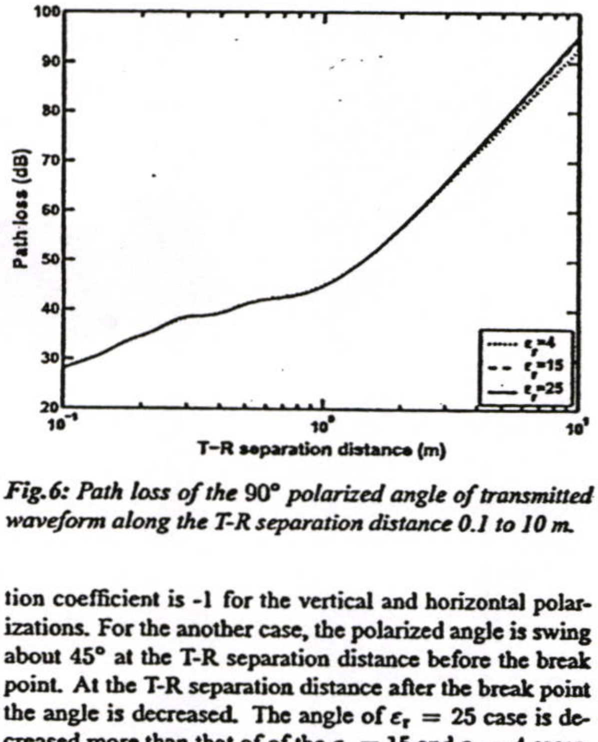


Fig.6: Path loss of the 90° polarized angle of transmitted waveform along the T-R separation distance 0.1 to 10 m.

tion coefficient is -1 for the vertical and horizontal polarizations. For the another case, the polarized angle is swing about 45° at the T-R separation distance before the break point. At the T-R separation distance after the break point the angle is decreased. The angle of $\varepsilon_r = 25$ case is decreased more than that of of the $\varepsilon_r = 15$ and $\varepsilon_r = 4$ cases. The change of the polarized angle of received waveform demonstrates the significant between the vertical and horizontal polarizations. If the the polarized angle more than 45° the horizontal polarization is significant, otherwise the vertical polarization is significant.

4. CONCLUSION

In this paper, the ground reflection path loss for UWB communication is proposed. The waveform polarization and ground characteristic are considered. From these analyzed results, we can easily see the effect of wave polarization and ground characteristic on the ground reflection path loss. The vertical polarization is obtained the path loss

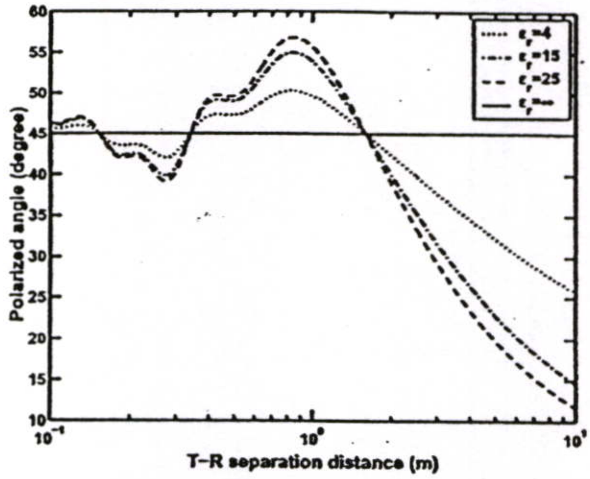


Fig.7: Polarized angle of received waveform along the T-R separation distance 0.1 to 10 m.

lower than the horizontal polarization at the T-R separation distance after the break point.

References

[1] J. D. Taylor, "Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems," CRC press, London, UK, pp. 670, 1994.

[2] OSD/DARPA, "Ultra-Wideband Radar Review Panel," Assessment of Ultra-Wideband (UWB) Technology. Arlington, VA.: DARPA, 1990.

[3] K. Siwiak, "Ultra-Wide Band Radio: Introducing a New Technology," *2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol. 2, pp. 1088-1093, May 2001.

[4] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding UWB Transmission Systems," First Report, FCC 02-48, Apr. 2002.

[5] J. Farserotu, A. Hutter, F. Platbrood, J. Gerrits and A. Pollini, "UWB Transmission and MIMO Antenna Systems for Nomadic User and Mobile PAN," *Wireless Personal Communications*, no. 22, pp. 197-317, 2002.

[6] H. T. Friis, "A Note on a Simple Transmission Formula," *Proc. IRE*, Vol 34, no 5, pp. 254-256, May 1946.

[7] J. Takada, S. Promwong and W. Hachitani, "Extension of Friis' Transmission Formula for UWB Systems," *Technical Report of IEICE*, WBS2003-8/MW2003-20, May 2003.

[8] S. Promwong and J. Takada, "Free Space Link Budget Estimation Scheme for Ultra Wideband Impulse Radio with Imperfect Antennas," *IEICE Electronics Express*, vol. 1, no. 7, pp. 188-192, July 2004.

[9] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon and P. Tangtisanon, "Path Loss and Matched Filter Gain for UWB System," *2004 International Symposium on Antenna and Propagation (ISAP)*, pp. 97-100, Aug. 2004.

[10] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon and P. Tangtisanon, "Theoretical Ground Reflection Model for UWB Communication Systems," *International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT)*, pp. 1208-1212, Oct. 2004.

[11] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon and P. Tangtisanon, "Path Loss and Matched Filter Gain of Free Space and Ground Reflection Channels for UWB Radio Systems," *IEEE TENCON 2004 on Analog and Digital Techniques in Electrical Engineering*, pp. 125-128, Nov. 2004.

[12] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principle & Practice.*, Prentice Hall, 2002.

[13] C. A. Balanis, *Advance Engineering Elctromagnetics*, John Wiley & Sons, 1989.

[14] A. V. Hipple, *Dielectric Materials and Applications*, Artech House, 1995.

Volume 2 of [illegible]

ISCIT 2005

PROCEEDINGS

International Symposium on Communications and Information Technologies 2005

October 12-14, 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

IEICE Japan

ECTI Thailand

Official Web site: http://isc[illegible]

ISCIT 2005 IEEE EIC NSFC

PUBLISHING HOUSE, BUPT
www.buptpress.com

Proceedings of ISCIT2005

RMS Delay Spread Estimation of Ground Reflection Channel for UWB Communications

Suchada Tanchotikul[1], Pichaya Supannakoon[1], Sathaporn Promwong[1] and Jun-ichi Takada[2]
[1]Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Chalongkrung Road, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.
E-mail: {s7061175,kspichay,kpsathap}@kmitl.ac.th
[2] Graduate School of Science and Engineering, Tokyo Institute of Technology,
2--12--1, O-okayama, Meguro-ku, 152--8552, Tokyo, Japan.
E-mail: takada@ap.ide.titech.ac.jp

Abstract— **This paper describes the rms delay spread estimation of ground reflection for UWB communications. This study is based on ground reflection model. The waveform polarizations and ground characteristics are considered. The passband rectangular pulse with specific center frequency and bandwidth is used for transmitted signal. Complex form of Friis' transmission formula is applied for the UWB ground reflection channel. The rms delay spread is evaluated by received signal. The effects of waveform polarizations and ground characteristics on the ground reflection channel are discussed in the paper.**

Key words— **ultra wideband (UWB), ground reflection channel, rms delay spread.**

I. INTRODUCTION

The ultra wideband (UWB) technology is one candidate for future short-range indoor radio-communication systems providing very high bit rate services, low power consumption, and accuracy positioning capabilities [1]. UWB is different from other radio wave (RF) technology. Instead of using a narrow carrier frequency, UWB transmitted pulses in the range of ultra wide frequency spectrum. The Federal Communication Commission (FCC) [2] specifies that UWB has a frequency spectrum ranging from 3.1 to 10.6 GHz. The FCC defined UWB signal as those which have a fractional bandwidth greater than 0.20 or a bandwidth greater than 500 MHz measured at -10 dB points. The power density of UWB signal is considered to be noise for other communication systems because its power spectrum is below the noise level.

Friis' transmission formula [3] is widely used to calculate the free space path loss for narrow band system. However, it is not directly applicable to the UWB because of the spectral bandwidth of the pulse is extremely wide. The complex form of Friis' transmission formula is developed for UWB system [4]-[5]. After that, the closed form expressions of UWB path loss for the free space channel [6] and the ground reflection channel [7]-[8] are derived, but they considered for only the perfect conductor ground case. Then, the path loss of ground reflection channel by considering the waveform polarizations and ground characteristics are proposed [9], but they did not consider the rms delay spread.

The purpose of this paper is to estimate the rms delay spread of the ground reflection channel for UWB communications. The waveform polarizations and ground characteristics are considered. The passband rectangular pulse with specific center frequency and bandwidth is used for transmitted signal. Complex form of Friis' transmission formula is applied for the UWB ground reflection channel. The received signal is evaluated for estimating the rms delay spread. The effects of waveform polarizations and ground characteristics on the rms delay spread of ground reflection are discussed in the paper.

II. ESTIMATION MODEL

A. Transmitted Waveform

The transmitted waveform is the passband rectangular pulse. The expression of waveform in time domain and spectral density function are given

$$v_t(t) = \frac{1}{f_b}\left[f_H \operatorname{sinc}(2f_H t) - f_L \operatorname{sinc}(2f_L t)\right], \qquad (1)$$

$$V_t(f) = \begin{cases} \dfrac{1}{2f_b} & \left||f| - f_c\right| \le \dfrac{f_b}{2} \\ 0 & \left||f| - f_c\right| > \dfrac{f_b}{2} \end{cases}, \qquad (2)$$

where t is the time, f is the frequency, f_c is the center frequency, f_b is the spectral bandwidth, $f_L = f_c - f_b/2$ and $f_H = f_c + f_b/2$ are the minimum and maximum frequencies, respectively and $\operatorname{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$.

For considering waveform polarizations, the vertical and horizontal polarizations of the spectral density function, $V_{t,\parallel}$ and $V_{t,\perp}$, can be written as

$$V_{t,\parallel}(f) = V_t(f)\cos\Theta_t , \quad (3)$$

$$V_{t,\perp}(f) = V_t(f)\sin\Theta_t , \quad (4)$$

where Θ_t is the angle of the transmitted waveform polarization with respect to the incident plane. Then the $\Theta_t = 0$ and $\Theta_t = 90°$ are the vertical and horizontal polarizations of the transmitted waveform, respectively.

The ground reflection (2-ray) model considers the direct and reflection paths. The model is shown in Fig. 1. The distance of the direct and reflection paths, d' and d'', are the function of the transmitter-receiver (T-R) separation distance d, transmitter (Tx) and receiver (Rx) antenna heights, h_t and h_r, and can be written as [10]

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

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

The frequency transfer function of the direct path H_d is given [6]

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

where $t' = d'/c$ is the delayed time of the direct path and c is the velocity of light.

The frequency transfer function of the reflection path of vertical and horizontal polarizations, $H_{r,\parallel}$ and $H_{r,\perp}$ can be expressed as [7]-[8]

$$H_{r,\parallel}(f) = \Gamma_\parallel \frac{1}{4\pi|f|t''} e^{-j2\pi f t''} , \quad (8)$$

$$H_{r,\perp}(f) = \Gamma_\perp \frac{1}{4\pi|f|t''} e^{-j2\pi f t''} , \quad (9)$$

where $\Gamma_\parallel$ and $\Gamma_\perp$ are the reflection coefficients of vertical and horizontal polarizations, respectively and $t'' = d''/c$ is the delayed time of the reflection path.

The reflection coefficients of vertical and horizontal polarizations are defined as [11]

$$\Gamma_\parallel = \frac{\cos\theta - \sqrt{\frac{1}{\varepsilon_r} - \frac{1}{\varepsilon_r^2}\sin^2\theta}}{\cos\theta + \sqrt{\frac{1}{\varepsilon_r} - \frac{1}{\varepsilon_r^2}\sin^2\theta}} , \quad (10)$$

$$\Gamma_\perp = \frac{\cos\theta - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2\theta}}{\cos\theta + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2\theta}} , \quad (11)$$

where ε_r is the relative permittivity of the ground and θ is the incident angle. From the Fig.1, the incident angle can be calculated by using

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

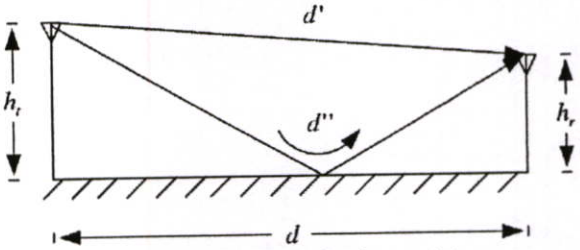


Fig. 1. Ground reflection model.

B. *Received Waveform*

The received waveform from the direct path v_{rd} is the same for the arbitrary polarization angle and can be found from [6]-[7]

$$v_{rd}(t) = \begin{cases} A(t',1)\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) & t = t' \\ A(t',1)\,B(t') & t \neq t' \end{cases} , \quad (13)$$

where

$$A(\tau,\Gamma) = \frac{\Gamma}{4\pi f_b \tau} ,$$

$$B(\tau) = C_i(2\pi f_H|t-\tau|) - C_i(2\pi f_L|t-\tau|) ,$$

$$C_i(x) = \int_\infty^x \frac{\cos(y)}{y} dy .$$

The received waveform from the reflection path for the vertical and horizontal polarizations, $v_{rr,\parallel}$ and $v_{rr,\perp}$, can be evaluated from

$$v_{rr,\parallel}(t) = \begin{cases} A(t'',\Gamma_\parallel)\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) & t = t'' \\ A(t'',\Gamma_\parallel)B(t'') & t \neq t'' \end{cases} , \quad (14)$$

$$v_{rr,\perp}(t) = \begin{cases} A(t'',\Gamma_\perp)\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) & t = t'' \\ A(t'',\Gamma_\perp)B(t'') & t \neq t'' \end{cases} . \quad (15)$$

The received waveform of the vertical and horizontal polarizations, $v_{r,\parallel}$ and $v_{r,\perp}$, are given by

$$v_{r,\parallel} = v_{rd}(t) + v_{rr,\parallel}(t) , \quad (16)$$

$$v_{r,\perp} = v_{rd}(t) + v_{rr,\perp}(t) . \quad (17)$$

The magnitude of the received waveform, v_r can be calculated from

$$v_r(t) = \sqrt{v_{r,\parallel}^2(t) + v_{r,\perp}^2(t)} . \quad (18)$$

The angle of received waveform polarization is considered at the peak of waveform and can be written as

$$\Theta_r = \tan^{-1}\left[\frac{v_{r,\perp}(t')}{v_{r,\parallel}(t')}\right]$$

(19)

C. *RMS Delay Spread*

One method of characterizing UWB ground reflection model is by calculating its rms delay spread σ_τ. The rms delay spread can be expressed as [10]

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2}\ . \qquad (20)$$

where $\bar{\tau}$ and $\overline{\tau^2}$ are the mean access delay and the second moment for given power delay profile. They are calculated by

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} a_k^2 \tau_k}{\sum_{k=0}^{N-1} a_k^2},$$

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} a_k^2 \tau_k^2}{\sum_{k=0}^{N-1} a_k^2}.$$

For this ground reflection model, there are direct and ground reflection paths. Then, the number of multipath component N is set to be 2. The received signals of direct and reflection paths are $a_1 = v_r(t')$ and $a_2 = v_r(t'')$. The delay time of direct and reflection paths are $\tau_1 = t'$ and $\tau_2 = t''$, respectively.

III. Estimation Result

For this paper, the rms delay spread is estimated by using the parameters from the table 1. Three cases of polarized angle are $\Theta_t = 0°$, 45° and 90°. They are considered for the vertical, slant and horizontal waveform polarizations, respectively. There are 4 cases of ground characteristics. The perfect conductor ground is considered for the first case. For the other cases, $\varepsilon_r = 4$, 15 and 25 are considered for the poor, typical and good ground characteristics, respectively [12]. The 0.1 m transmitter and receiver antenna heights are chosen for considering the both regions before and after break point. The mmse break

TABLE I
ESTIMATION PARAMETERS.

Paramter	Value
Transmitted signal paramters	
Center frequency	6.85 GHz
Spectral bandwidth	7.50 GHz
Minimum frequency	3.10 GHz
Maximum frequency	10.60 GHz
Polarization angle	0°, 45°, 90°
Ground reflection parameters	
Transmitter antenna height	0.1 m
Receiver antenna height	0.1 m
T-R separation distance	0.1-10 m
Ground characteristics	Perfect conductor, ε_r = 4, 15, 25

point of this case is about 1.76 m [7].

For the conductor ground case, the rms delay spread of arbitrary polarized angle is the same because of $\Gamma_\parallel = \Gamma_\perp = -1$. Fig. 2 shows the rms delay spread of the perfect conductor ground along the T-R separation distance from 0.1 to 10 m. The rms delay spread exhibits a trend to decrease with the T-R separation distance.

The rms delay spread of the 0° polarized angle of transmitted waveform along the T-R separation distance from 0.1 to 10 m is shown in Fig. 3. The rms delay spread is swung and decreased along the distance. There are 2 points along the T-R separation distance from 0.1 to 10 m that rms delay spread is approached to zero. That because of amplitude of reflection signal is very low.

Fig. 4 shows the rms delay spread of the 45° polarized angle of transmitted waveform along the T-R separation distance 0.1 to 10 m. Before the T-R separation distance about 0.7 m, the rms delay spread is fluctuated. After that, rms delay spread is decreased along the distance.

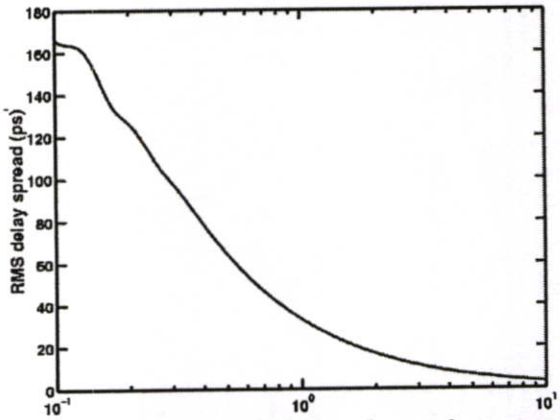


Fig. 2. RMS delay spread of the perfect conductor ground.

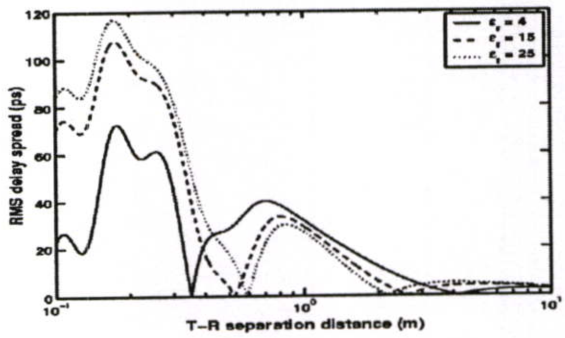


Fig. 3. RMS delay spread of 0° polarized angle.

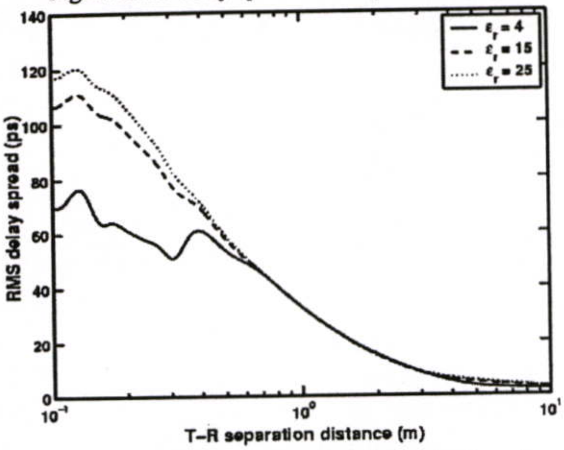


Fig. 4. RMS delay spread of 45° polarized angle.

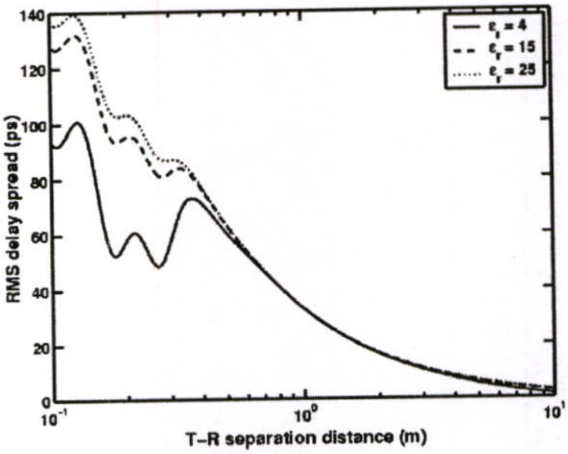


Fig. 5. RMS delay spread of 90° polarized angle.

The rms delay spread of the 90° polarized angle of transmitted waveform along the T-R separation distance from 0.1 to 10 m is shown in Fig. 5. The rms delay spread trends almost the same with the 45° polarized angle but it is more fluctuated.

IV. Conclusions

In this paper, the rms delay spread of ground reflection for UWB communications is estimated. The waveform polarizations and ground characteristics are considered. From these estimation results, we can easily see the effects of wave polarizations and ground characteristics on the rms delay spread along the T-R separation distance. The maximum, mean and standard deviations of the rms delay spread are maximum values for the perfect conductor ground case. They are higher when the permittivity of ground is increased and the polarized angle of transmitted waveform is changed from vertical to horizontal polarizations.

References

[1] R. A. Scholtz, R. Weaver, E. Homier, J. Lee, P. Hilmes, A. Taha, and R. Wilson, "UWB radio deployment challenges," *Proc. IEEE Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC'00)*, vol. 1, London, U.K., Sep. 2000, pp. 620-625.

[2] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding UWB Transmission Systems," *First Report and Order*, FCC 02-48, Apr. 2002.

[3] H. T. Friis, "A Note on a Simple Transmission Formula," *Proc. IRE*, Vol 34, no 5, pp. 254-256, May 1946.

[4] J. Takada, S. Promwong and W. Hachitani, "Extension of Friis' Transmission Formula for UWB Systems," *Technical Report of IEICE, WBS2003- 8/MW2003-20*, May 2003.

[5] S. Promwong and J. Takada, "Free Space Link Budget Estimation Scheme for Ultra Wideband Impulse Radio with Imperfect Antennas," *IEICE Electronics Express*, vol. 1, no. 7, pp. 188-192, July 2004.

[6] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon and P.Tangtisanon, "Path Loss and Matched Filter Gain for UWB System," *2004 International Symposium on Antenna and Propagation (ISAP)*, pp. 97-100, Aug. 2004.

[7] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon and P.Tangtisanon, "Theoretical Ground Reflection Model for UWB Communication Systems," *International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT)*, pp. 1208-1212, Oct. 2004.

[8] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon and P.Tangtisanon, "Path Loss and Matched Filter Gain of Free Space and Ground Reflection Channels for UWB Radio Systems," *IEEE TENCON 2004 on Analog and Digital Techniques in Electrical Engineering*, pp. 125-128, Nov. 2004.

[9] P. Supanakoon, S. Tanchotikul, S. Promwong, and J. Takada, "Ground Reflection Path Loss Considering Waveform Polarization and Ground Characteristics for UWB Communications," *ECTI International Conference 2005*, pp. 630-633, May. 2005.

[10] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principle & Practice.*, Prentice Hall, 2002.

[11] C. A. Balanis, *Advance Engineering Elctromagnetics*, John Wiley & Sons, 1989.

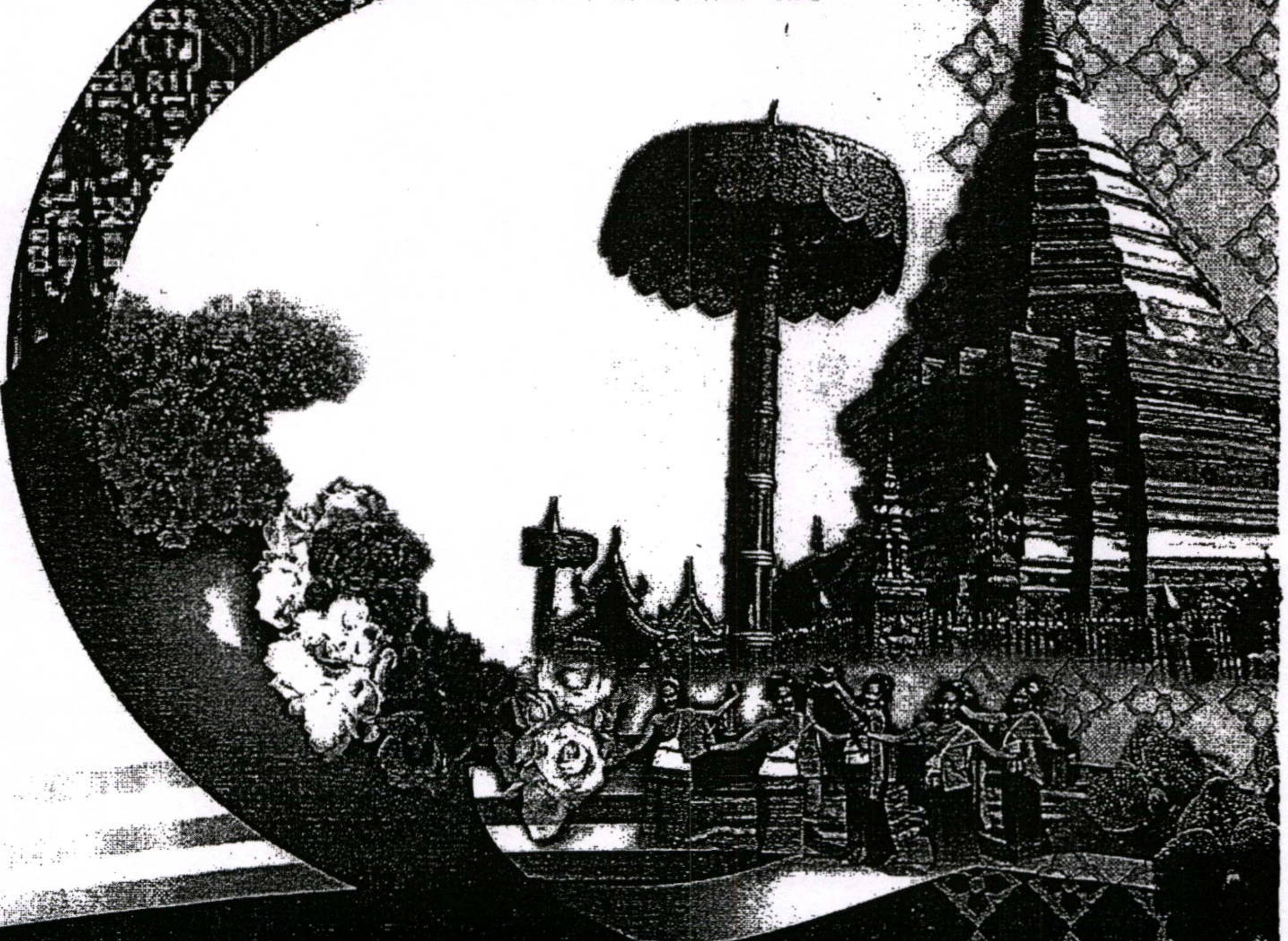
[12] A. V. Hipple, *Dielectric Materials and Applications,* Artech House, 1995.

ITC-CSCC 2006

The International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications

PROCEEDINGS

VOLUME II



Sponsored By

THE ELECTRICAL ENGINEERING/ELECTRONICS, COMPUTER, TELECOMMUNICATIONS AND INFORMATIC ASSOCIATION (ECTI), THAILAND
THE INSTITUTE OF ELECTRONICS ENGINEERS OF KOREA (IEEK), KOREA
THE INSTITUTE OF ELECTRONICS, INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS (IEICE), JAPAN
NATIONAL ELECTRONICS AND COMPUTER TECHNOLOGY CENTER, THAILAND
In association with IEEE THAILAND SECTION

STATISTICAL MODEL OF SMALL-SCALE FADING IN GROUND REFLECTION CHANNEL BASED ON PEAK POWER LOSS FOR UWB COMMUNICATIONS

Suchada Tanchotikul[1], *Pichaya Supanakoon*[1,2], *Sathaporn Promwong*[1,2], *Nikorn Sukutamtanti*[1] *and Jun-ichi Takada*[3]

[1]Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,
[2]Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT),
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.
E-mail: {s7061175,kspichay,kpsathap,ksnikorn}@kmitl.ac.th
[3]Graduate School of Science and Engineering, Tokyo Institute of Technology,
2-12-1-S6-4, O-okayama, Meguro-ku, 152-8550, Tokyo, Japan.
E-mail: takada@ide.titech.ac.jp

ABSTRACT

We establish the statistical models of small-scale fading for ultra wideband (UWB) communications. The received signal in UWB ground reflection channel based on peak power loss is evaluated. The small-scale fading is defined as the peak magnitude of received signal in ground reflection channel normalized with that in free space channel (large-scale fading). The small-scale fading with different signal bandwidths and antenna heights are demonstrated. The histograms and probability density functions (PDFs) are illustrated and compared. The parameters of statistical models are shown. The results are discussed in the conclusion.

Keywords: Ultra wideband (UWB) communications, statistical model, small-scale fading, ground reflection (2-ray) channel.

1. INTRODUCTION

A new development in wireless communications know as ultra wideband (UWB). The UWB is the promising technology for future short range indoor radio communication systems. The UWB technology provides very high bit rate services, low power consumption, accuracy positioning capabilities and intends to be used in wireless personal area networks (WPANs)The UWB technology is different from other radio frequency (RF) technologies. Instead of using a narrow carrier frequency, The UWB technology transmits pulses with power spectral density (PSD) in the range of the ultra wide frequency spectrum. The Federal Communications Commission (FCC) [1] in US specified that UWB signals have a frequency spectrum ranging from 3.1 to 10.6 GHz. The FCC defined the UWB signal as those which have a fractional bandwidth equal to or greater than 0.20 or occupied bandwidth equal to or greater than 500 MHz.

Although small-scale fading seriously degrades the performance of wireless communication systems, there are some techniques that use to reduce its effect. However if the small-scale fading is characterized, the signal parameters can be selected to achieve good propagation performance. In order to accuracy estimated the signal parameters for wireless communications, it is necessary to evaluate the propagation model of the small-scale fading in the channel. Because of the channel measurements are costly, the statistical models have been developed as a suitable, low cost and convenient alternative. Moreover, statistical model analysis provides a good initial estimation of the received signal characteristics, which can predict the accurate signal propagation behavior and use to design the wireless communication system. Therefore, there are some research works focused on the statistical models of small-scale fading for narrowband and wideband communications [2]-[3]. After that, the statistical models of small-scale fading in various channel types for UWB communications are developed [4]-[5], but there is no research work considered about the UWB ground reflection channel.

We establish the statistical models of small-scale fading for UWB communications. The rectangular passband pulse is used as the UWB transmitted signal [6]. For the UWB channel, the ground reflection channel based on peak power loss is used [7]-[8]. The small-scale fading is defined as the peak magnitude of received signal in ground reflection channel normalized with that in free space channel (large-scale fading). The small-scale fading with different signal bandwidths and antenna heights are demonstrated. The histograms and probability density functions (PDFs) are illustrated and compared. The parameters of statistical models are shown. The results are discussed in the conclusion.

The rest of this paper is organized as follows. Section 2, small-scale received signal in ground reflection channel based on peak power loss are derived. Next, the statistical model with different signal bandwidths and antenna heights are established in Sec. 3. Finally, the conclusions are discussed in Sec. 4.

2. SMALL-SCALE FADING

The UWB transmitted signal considered in this paper is a rectangular passband pulse. The expression of this waveform in time domain v_t and its spectral density function V_t are [6]

$$v_t(t) = \frac{1}{f_b}[f_H \mathrm{sinc}(2f_H t) - f_L \mathrm{sinc}(2f_L t)], \quad (1)$$

$$V_t(f) = \begin{cases} \frac{1}{2f_b} & \|f| - f_c| \le \frac{f_b}{2} \\ 0 & \|f| - f_c| > \frac{f_b}{2} \end{cases}, \quad (2)$$

where t is the time, f is the frequency, f_c is the center frequency, f_b is the bandwidth, $f_L = f_c - f_b/2$ is the lowest frequency, $f_H = f_c + f_b/2$ is the highest frequency and $\mathrm{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$. This waveform has 1 V peak amplitude at time of zero and its spectral density is real constant $1/(2f_b)$ in the frequency ranges of $-f_H$ to $-f_L$ and f_L to f_H.

For the UWB free space channel, the complex form Friis' transmission formula is used [9]-[10]. The transmitter (Tx) and receiver (Rx) antennas are considered to have one constant gains. The frequency transfer function of free space channel H_f can be written as

$$H_f(f,d) = \frac{c}{4\pi|f|d} e^{-j2\pi f d/c}, \quad (3)$$

where d is the transmitter-receiver (T-R) separation distance and c is the velocity of light.

The spectral density of UWB free space received waveform $V_{r,f}$ is calculated by using the multiplication between H_f and V_t, which can be written as

$$V_{r,f}(f,d) = H_f(f,d) \cdot V_t(f). \quad (4)$$

The UWB free space received waveform $v_{r,f}$ is calculated by using the inverse Fourier transform of its spectral density, which can be written as

$$v_{r,f}(t,d) = \int_{-\infty}^{\infty} V_{r,f}(f,d) e^{j2\pi f t} df. \quad (5)$$

The peak magnitude of received signal in UWB free space channel (large-scale fading) can be derived as [6]

$$\begin{aligned} \max|v_{r,f}(t,d)| &= v_{r,f}\left(\frac{d}{c}, d\right) \\ &= \frac{c}{4\pi f_b d} \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right). \end{aligned} \quad (6)$$

For the UWB ground reflection (2-ray) model, the UWB transmitted waveform is the rectangular passband pulse same the UWB free space channel model. The UWB ground reflection channel considers the direct and reflection paths. The distances of direct and reflection paths, d' and d'', are the functions of d, Tx and Rx antenna heights, h_t and h_r, which can be written as [11]

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

$$d'' = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2}. \quad (8)$$

The perfect conductor ground are considered. The received signal of ground reflection channel is the addition between the signals from direct and reflection paths. Therefore, the UWB ground reflection received signal $v_{r,g}$ can be written as

$$v_{r,g}(t,d) = v_{r,f}(t,d') + \Gamma v_{r,f}(t,d''), \quad (9)$$

where Γ is the reflection coefficient. For the perfect conductor ground case, the reflection waveform is perfectly reflected with opposite phase. Then, the reflection coefficient is set to be $\Gamma = -1$.

The peak magnitude of received signal in UWB ground reflection path loss based on peak power loss can be derived as

$$\begin{aligned} \max|v_{r,g}(t,d)| &= v_{r,g}\left(\frac{d'}{c}, d\right) \\ &= \frac{c\left[d'' \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + \Gamma d' B\right]}{4\pi f_b d' d''}, \end{aligned} \quad (10)$$

where

$$B = \mathrm{C_i}\left(\frac{2\pi f_H \Delta d}{c}\right) - \mathrm{C_i}\left(\frac{2\pi f_L \Delta d}{c}\right),$$

$\Delta d = d'' - d'$ and $\mathrm{C_i}(x) = -\int_x^\infty \{\cos(\tau)/\tau\} d\tau$ is the cosine integral.

The small-scale fading is defined as the peak magnitude of received signal in ground reflection channel normalized with that in free space channel and it can be derived as

$$\begin{aligned} v_s(d) &= \frac{\max|v_{r,g}(t,d)|}{\max|v_{r,f}(t,d)|} \\ &= \frac{d\left[d'' \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + \Gamma d' B\right]}{d' d'' \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)}. \end{aligned} \quad (11)$$

3. STATISTICAL MODEL

The expression of small-scale fading [Eq. (11)] is used to establish the statistical model. The parameter f_c is fixed at 6.85 GHz, which is the center frequency of full bandwidth of UWB signal specified by FCC [1]. Three cases of parameters f_b are considered. For the first case, the f_b is set to be 0.5 GHz, which is the minimum bandwidth of UWB signal. Next, f_b is set to be 4.0 GHz for second case, which is the middle bandwidth between the minimum and

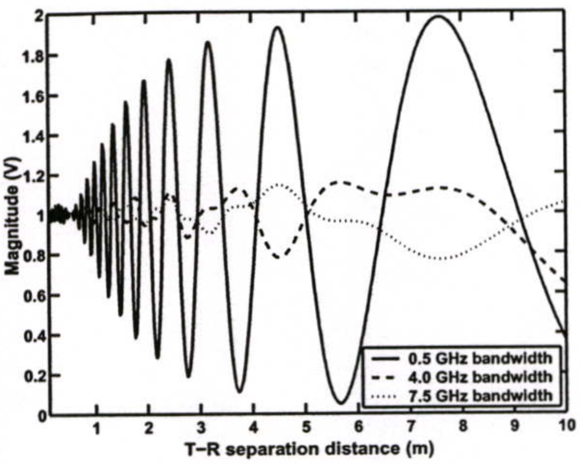


Fig.1: Small-scale fading in ground reflection channel based on peak power loss of 0.5 m antenna height along the T-R separation distance from 0.1 to 10 m.

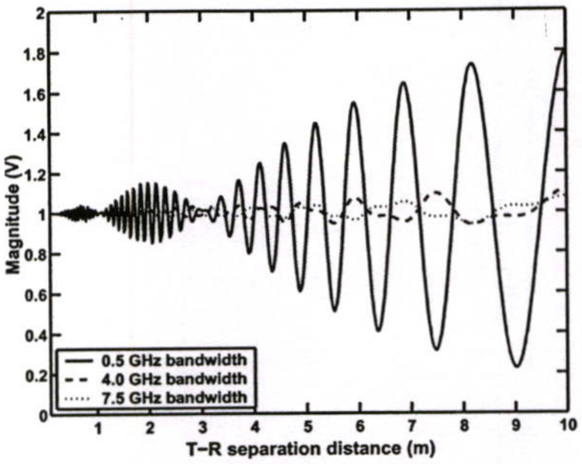


Fig.2: Small-scale fading in ground reflection channel based on peak power loss of 1.0 m antenna height along the T-R separation distance from 0.1 to 10 m.

maximum bandwidths of UWB signal. The last case, f_b is set to be 7.5 GHz, which is the maximum bandwidth for the UWB signal. The Tx and Rx antenna heights are set to be the same. Two cases of antenna heights are considered. That is $h_t = h_r = 0.5$ m and $h_t = h_r = 1$ m. Parameter d is considered from 0.1 m to 10 m.

Figures 1 and 2 show the small-scale fading in ground reflection channels based on peak power loss of antenna heights of 0.5 and 1 m along the T-R separation distance from 0.1 to 10 m, respectively. The small-scale fading of 0.5 m antenna height is more fluctuate than that of 1 m antenna height. For each case of the antenna height, the fluctuation of small-scale fading is lower along the wider signal bandwidth.

The chi square test is used to establish the statistical model, which is defined as the weighted difference between the observed frequency of outcome k_i and the expected frequency m_i in the i-th interval as shown below [12]

$$q = \sum_{i=1}^{N} \frac{(k_i - m_i)^2}{m_i}, \tag{12}$$

where N is the total number of interval. The statistical model with minimum q is selected, while the other statistical models are rejected.

The histograms and PDFs of small scale fading in ground reflection channel based on peak power loss of antenna height of 0.5 m are shown in Fig. 3. For the 0.5 GHz signal bandwidth, the statistical model is the uniform distribution. The PDF of uniform distribution is defined as

$$f_{v_s} = \begin{cases} \frac{1}{b-a} & a \leq v_s \leq b \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}, \tag{13}$$

where $a = 0.09$ and $b = 2.06$. The mean and standard deviation are 1.07 and 0.57, respectively.

For the 4.0 and 7.5 GHz signal bandwidths, the statistical model is Weibull distribution. The PDF of Weibull distribution is defined as

$$f_{v_s} = \begin{cases} ba^{-b}v_s^{b-1}e^{-(v_s/a)^b} & v_s \geq 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}, \tag{14}$$

where $a = 1.05$, $b = 11.64$ for 4.0 GHz signal bandwidth and $a = 1.00$, $b = 12.19$ for 7.5 GHz signal bandwidth. The mean and standard deviation of 4.0 GHz signal bandwidth respectively are 1.00 and 0.12 while that of 7.5 GHz signal bandwidth are 0.96 and 0.09, respectively.

The histograms and PDFs of small scale fading in ground reflection channel based on peak power loss of antenna height of 1.0 m are shown in Fig. 4. For the 0.5 GHz signal bandwidth, the statistical model is the normal distribution. The PDF of normal distribution is defined as

$$f_{v_s} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-(v_s-\mu)^2/(2\sigma^2)}, \tag{15}$$

where $\mu = 1.00$ and $\sigma = 0.35$ are the mean and standard deviation, respectively.

For the 4.0 and 7.5 GHz signal bandwidths, the statistical model is t location-scale distribution (Student's t distribution with ν degree of freedom). The PDF of Weibull distribution is defined as

$$f_{v_s} = \frac{\Gamma\left(\frac{\nu+1}{2}\right)}{\sigma\sqrt{\nu\pi}\,\Gamma\left(\frac{\nu}{2}\right)} \left[\frac{\nu + \left(\frac{v_s-\mu}{\sigma}\right)^2}{\nu}\right]^{-(\nu+1)/2}, \tag{16}$$

where $\Gamma(\alpha) = \int_0^\infty x^{\alpha-1}e^{-x}dx$ is the gamma function, μ and σ are the mean and standard deviation, respectively.

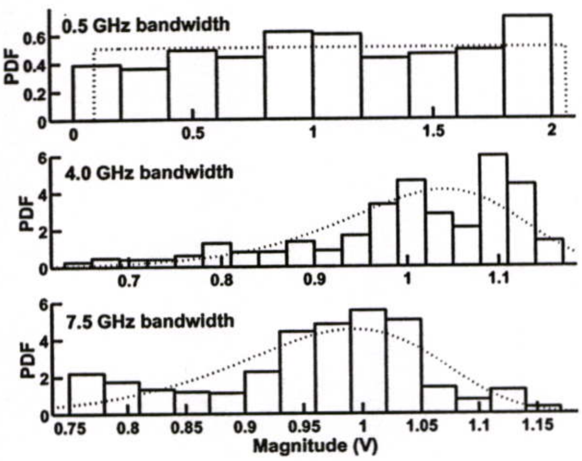


Fig.3: Histograms and PDFs of small-scale fading in ground reflection channel based on peak power loss of 0.5 m antenna height.

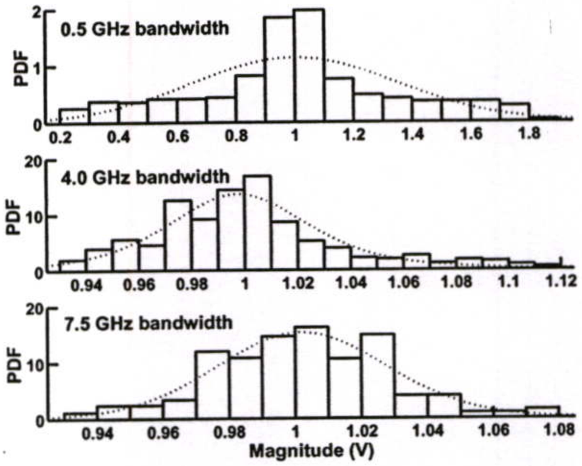


Fig.4: Histograms and PDFs of small-scale fading in ground reflection channel based on peak power loss of 1.0 m antenna height.

The statistical parameters of 4.0 GHz signal bandwidth are $\mu = 1.00$, $\sigma = 0.03$ and $\nu = 4.22$, while that of 7.5 GHz signal bandwidth are $\mu = 1.00$, $\sigma = 0.03$ and $\nu = 30.65$.

4. CONCLUSION

We establish the statistical models of small-scale fading for UWB communications. The small-scale fading with different signal bandwidths and antenna heights are demonstrated. The histograms and PDFs are illustrated and compared. The parameters of statistical models are shown. From the results, we can clearly see that the small-scale fading is lower along the higher antenna height and wider signal bandwidth. Therefore, the small-scale fading of UWB communications is less than that of narrowband communications. For the low antenna height, the uniform distribution can be used to model the small-scale fading of the narrow UWB signal bandwidth, while the Weibull distribution can be used to model that of middle and wide signal bandwidths. The normal distribution can be used to model the small-scale fading of the narrow UWB signal bandwidth, while the t location-scale distribution can be used to model that of middle and wide signal bandwidths for high antenna height.

5. REFERENCES

[1] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding UWB Transmission Systems," First Report, FCC 02-48, Apr. 2002.

[2] H. Nikookar and H. Hashemi, "Statistical Modeling of Signal Amplitude Fading of Indoor Radio Propagation Channels," *2nd International Conference on Universal Personal Communications*, vol. 1, pp. 84-88, Oct. 1993.

[3] R. Kattenbach, "Statistical Modeling of Small-Scale Fading in Directional Radio Channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 3, pp. 584-592, Apr. 2002.

[4] J. Karedal, S. Wyne, P. Almers, F. Tufvesson and A. F. Molisch, "Statistical Analysis of The UWB Channel in an Industrial Environment," *2004 IEEE 60th Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol. 1, pp. 81-85, Sep. 2004.

[5] C. Chong, Y. Kim and S. Lee, "Statistical Characterization of The UWB Propagation Channel in Various Types of High-Rise Apartments," *2005 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, vol. 2, pp. 944-949, Mar. 2005.

[6] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon and P. Tangtisanon, "Path Loss and Matched Filter Gain for UWB System," *2004 International Symposium on Antenna and Propagation (ISAP)*, pp. 97-100, Aug. 2004.

[7] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon and P. Tangtisanon, "Theoretical Ground Reflection Model for UWB Communication Systems," *International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT)*, pp. 1208-1212, Oct. 2004.

[8] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon and P. Tangtisanon, "Path Loss and Matched Filter Gain of Free Space and Ground Reflection Channels for UWB Radio Systems," *IEEE TENCON 2004 on Analog and Digital Techniques in Electrical Engineering*, pp. 125-128, Nov. 2004.

[9] J. Takada, S. Promwong and W. Hachitani, "Extension of Friis' Transmission Formula for UWB Systems," *Technical Report of IEICE*, WBS2003-8/MW2003-20, May 2003.

[10] S. Promwong, W. Hachitani, J. Takada, P. Supanakoon and P. Tangtisanon, "Experimental Study of Ultra-Wideband Transmission Based on Friis' Transmission Formula," *The Third International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT) 2003*, vol. 1, pp. 467-470, Sept. 2003.

[11] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principle & Practice*, 2nd Edition, Prentice Hall, 2002.

[12] A. Papoulis and S. U. Pillai, *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*, 4th Edition, McGraw-Hill, 2002.

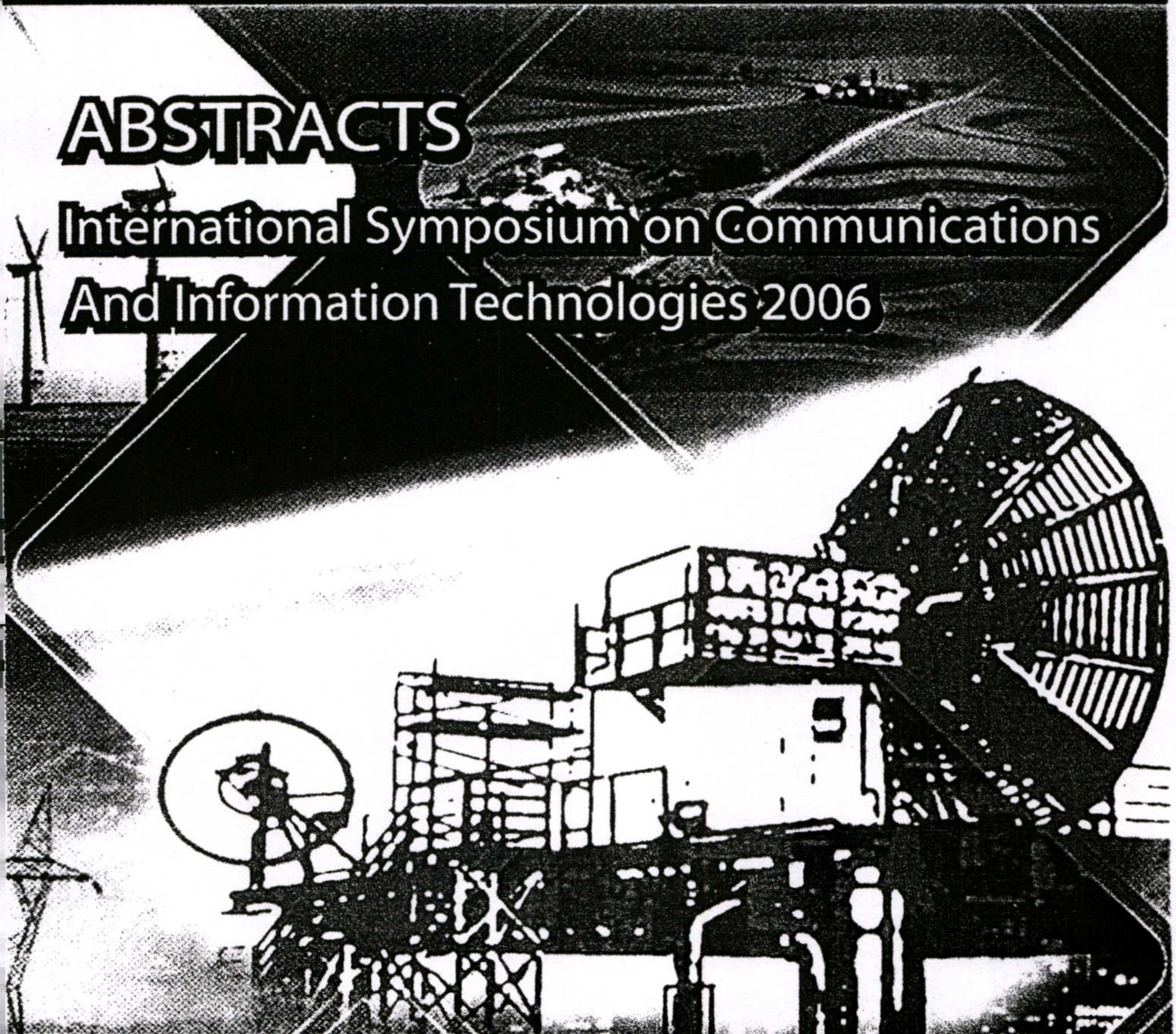
ISCIT 2006

October 18-20, 2006

Grand Mercure Fortune Hotel, Bangkok, Thailand

ABSTRACTS

International Symposium on Communications And Information Technologies 2006



ISCIT 2006 · IEEE · IEEE CAS Society · NECTEC · ECTI

Statistical Model of RMS Delay Spread in UWB Ground Reflection Channel Based on Peak Power Loss

Suchada Tanchotikul[1], Pichaya Supanakoon[1,2], Sathaporn Promwong[1,2] and Jun-ichi Takada[3]
[1]Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,
[2]Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT),
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.
Email: {s7061175,kspichay,kpsathap}@kmitl.ac.th
[3]Graduate School of Science and Engineering, Tokyo Institute of Technology,
2-12-1-S6-4, O-okayama, Meguro-ku, 152-8550, Tokyo, Japan.
Email: takada@ide.titech.ac.jp

***Abstract*— We establish the statistical models of the root mean square (RMS) delay spread for ultra wideband (UWB) communications. The received signal in the UWB ground reflection channel based on peak power loss is evaluated. The RMS delay spread is calculated by using the delayed times and the peak powers of the received signals from the direct and reflected paths. The RMS delay spread with the different signal bandwidths and the antenna heights are demonstrated. The histograms and the probability density functions (PDFs) are illustrated and compared. The parameters of the statistical models are shown. The results are discussed in the conclusion.**

I. INTRODUCTION

A new development in wireless communications know as ultra wideband (UWB). The UWB is the promising technology for future short range indoor radio communication systems. The UWB technology provides very high bit rate services, low power consumption, accuracy positioning capabilities and intends to be used in wireless personal area networks (WPANs) [1]- [3]. The UWB technology is different from other radio frequency (RF) technologies. Instead of using a narrow carrier frequency, the UWB technology transmits pulses with power spectral density (PSD) in the range of the ultra wide frequency spectrum. The Federal Communications Commission (FCC) [4] in US specified that UWB signal has a frequency spectrum ranging from 3.1 to 10.6 GHz. The FCC defined the UWB signal as those which has a fractional bandwidth equal to or greater than 0.20, or occupied bandwidth equal to or greater than 500 MHz.

Although the time dispersion characteristics such as RMS delay spread seriously degrade the performance of wireless communication systems, there are some techniques that use to reduce their effects. However if the RMS delay spread is characterized, the signal parameters and system design techniques can be selected to achieve good propagation performance. In order to accuracy estimated these selections for wireless communications, it is necessary to evaluate the time dispersion model of the RMS delay spread in the channel. Because of the channel measurements are costly, the statistical models have been developed as a suitable, low cost and convenient alternative. Moreover, statistical model analysis provides a good initial estimation of the time dispersion characteristics, which can predict the accurate distribution time behavior and use to design the wireless communication system. Therefore, there are some research works focused on the statistical models of the RMS delay spread for the narrowband and wideband communications [5], [6]. After that, the statistical models of the RMS delay spread in various channel types for the UWB communications are developed [7], [8], but there is no research work considered about the UWB ground reflection channel.

We establish the statistical models of RMS delay spread for UWB communications. The rectangular passband pulse is used as the UWB transmitted signal [9]. For the UWB channel, the ground reflection channel based on peak power loss is used [10]- [11]. The RMS delay spread is calculated by using the delayed times and the peak powers of the received signals from the direct and reflected paths. The RMS delay spread with the different signal bandwidths and the antenna heights are demonstrated along the transmitter-receiver (T-R) separation distance from 0.1 to 10 m. The histograms and probability density functions (PDFs) are illustrated and compared. The parameters of statistical models are shown. The results are discussed in the conclusion.

The rest of this paper is organized as follows. Section 2, the RMS delay spread in the UWB ground reflection channel based on the peak power loss are derived. Next, the statistical models with different signal bandwidths and antenna heights are established in Sec. 3. Finally, the conclusions are discussed in Sec. 4.

II. RMS DELAY SPREAD

The UWB transmitted signal considered in this paper is a rectangular passband pulse. The expression of this waveform

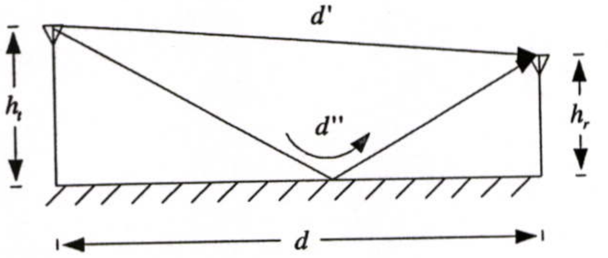


Fig. 1. Ground reflection model

in time domain v_t and its spectral density function V_t are [9]

$$v_t(t) = \frac{1}{f_b}[f_H\text{sinc}(2f_Ht) - f_L\text{sinc}(2f_Lt)], \quad (1)$$

$$V_t(f) = \begin{cases} \frac{1}{2f_b} & ||f| - f_c| \le \frac{f_b}{2} \\ 0 & ||f| - f_c| > \frac{f_b}{2} \end{cases}, \quad (2)$$

where t is the time, f is the frequency, f_c is the center frequency, f_b is the bandwidth, $f_L = f_c - f_b/2$ is the lowest frequency, $f_H = f_c + f_b/2$ is the highest frequency and $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$. This waveform has 1 V peak amplitude at time of zero and its spectral density is real constant $1/(2f_b)$ in the frequency ranges of $-f_H$ to $-f_L$ and f_L to f_H.

For the UWB ground reflection (2-ray) model considers the direct and reflected paths as shown in Fig. 1. The distances of direct and reflected paths, d' and d'', are the functions of T-R separation distance d, the heights of the Tx and Rx antennas, h_t and h_r, which can be written as [12]

$$d' = \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2}, \quad (3)$$

$$d'' = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2}. \quad (4)$$

For the UWB free space channel, the complex form Friis' transmission formula is used [13], [14]. The transmitter (Tx) and receiver (Rx) antennas are considered to have one constant gains. Therefore, the frequency transfer function of direct and reflected paths, $H_{f,d}$ and $H_{f,r}$, can be respectively written as

$$H_{f,d}(f) = \frac{c}{4\pi|f|d'}e^{-j2\pi fd'/c}, \quad (5)$$

$$H_{f,r}(f) = \Gamma\frac{c}{4\pi|f|d''}e^{-j2\pi fd''/c}, \quad (6)$$

where c is the velocity of light and Γ is the reflection coefficient.

Therefore, the spectral density of the received signal from the direct and reflected paths, $V_{r,d}$ and $V_{r,r}$, can be written as

$$V_{r,d}(f) = H_{f,d}(f,d) \cdot V_t(f), \quad (7)$$

$$V_{r,r}(f) = H_{f,r}(f,d) \cdot V_t(f). \quad (8)$$

The received signal from the direct and reflected paths, $v_{r,d}$ and $v_{r,r}$, are calculated by using the inverse Fourier transform of their spectral densities, which can be written as

$$v_{r,d}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} V_{r,d}(f)e^{j2\pi ft}df, \quad (9)$$

$$v_{r,r}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} V_{r,r}(f)e^{j2\pi ft}df. \quad (10)$$

The received signal of the UWB ground reflection model is the addition between the received signals from the direct and reflected paths. The final results is [10], [11]

$$v_r(t) = \begin{cases} \frac{c}{4\pi f_b d'}\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + \frac{c\Gamma}{4\pi f_b d''}A & t = \frac{d'}{c} \\ \frac{c\Gamma}{4\pi f_b d''}\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + \frac{c}{4\pi f_b d'}A & t = \frac{d''}{c} \\ \frac{c}{4\pi f_b d'}B + \frac{c\Gamma}{4\pi f_b d''}C & t \ne \frac{d'}{c}, \frac{d''}{c} \end{cases}, \quad (11)$$

where

$$A = \text{Ci}\left[\frac{2\pi f_H(d'' - d')}{c}\right] - \text{Ci}\left[\frac{2\pi f_L(d'' - d')}{c}\right],$$

$$B = \text{Ci}\left(2\pi f_H\left|t - \frac{d'}{c}\right|\right) - \text{Ci}\left(2\pi f_L\left|t - \frac{d'}{c}\right|\right),$$

$$C = \text{Ci}\left(2\pi f_H\left|t - \frac{d''}{c}\right|\right) - \text{Ci}\left(2\pi f_L\left|t - \frac{d''}{c}\right|\right),$$

and $\text{Ci}(x) = -\int_x^{\infty}\cos(\tau)/\tau d\tau$ is the cosine integral function.

For time dispersion characterization, the RMS delay spread of UWB ground reflection channel is calculated by using the delayed times and peak powers of the received signal from the direct and reflected paths. The RMS delay spread σ_τ is defined as [12]

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - \overline{\tau}^2}, \quad (12)$$

where $\overline{\tau}$ and $\overline{\tau^2}$ are the mean access delay and the second moment, which are defined as

$$\overline{\tau} = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} a_k^2 \tau_k}{\sum_{k=0}^{N-1} a_k^2}, \quad (13)$$

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} a_k^2 \tau_k^2}{\sum_{k=0}^{N-1} a_k^2}. \quad (14)$$

For ground reflection channel, there are direct and reflected paths. Therefore, the number of multipath component N is set to be 2. The delayed times of the received signals from the direct and reflected paths are $\tau_1 = d'/c$ and $\tau_2 = d''/c$. The peak powers of the received signals from the direct and reflected paths are $a_1^2 = v_r^2(d'/c)$ and $a_2^2 = v_r^2(d''/c)$, respectively.

III. Statistical Model

The RMS delayed spread of the UWB ground reflection channel based on peak power loss is used to establish the statistical model. The center frequency f_c is fixed at 6.85 GHz, which is the center frequency of full bandwidth of UWB signal specified by FCC [4]. Three cases of signal bandwidths f_b are considered. For the first case, f_b is set to be 0.5 GHz, which is the minimum bandwidth of the UWB signal. Next, f_b is set to be 4.0 GHz for the second case, which is the middle

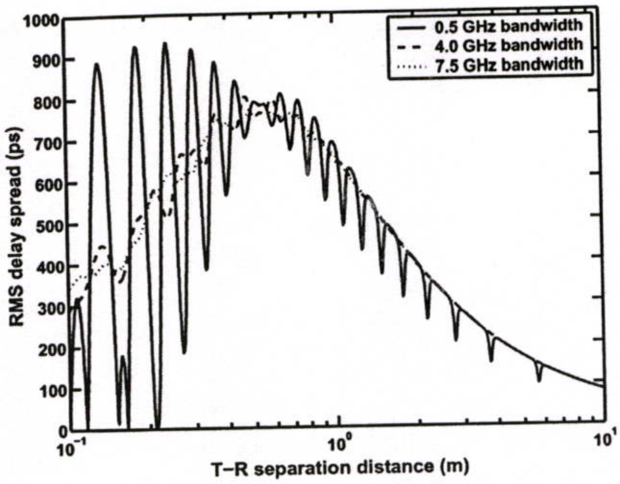


Fig. 2. RMS delay spreads in UWB ground reflection channels based on peak power loss of 0.5 m antenna height along the T-R separation distance from 0.1 to 10 m.

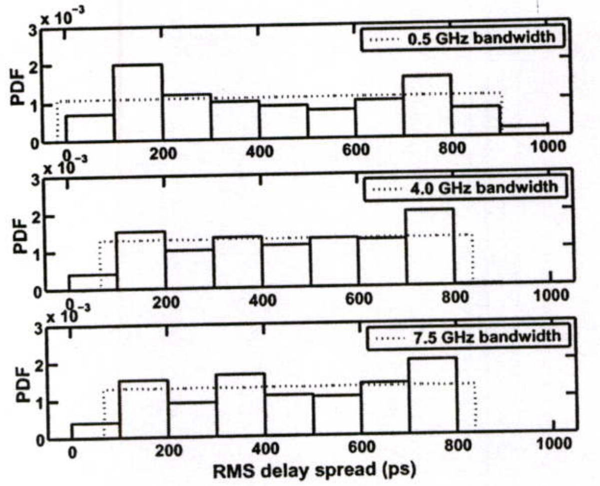


Fig. 4. Histograms and PDFs of RMS delay spread in the UWB ground reflection channel based on peak power loss of the 0.5 m antenna height.

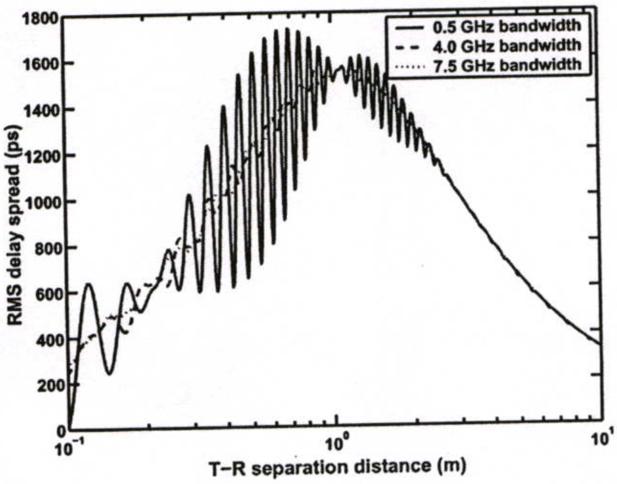


Fig. 3. RMS delay spreads in UWB ground reflection channels based on peak power loss of 1.0 m antenna height along the T-R separation distance from 0.1 to 10 m.

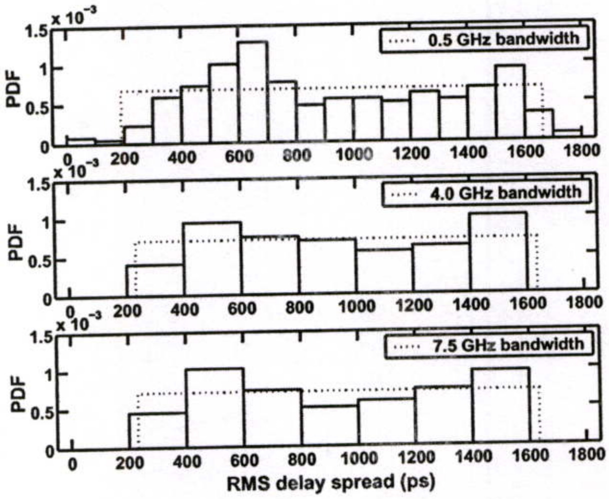


Fig. 5. Histograms and PDFs of RMS delay spread in UWB ground reflection channel based on peak power loss of the 1.0 m antenna height.

bandwidth between the minimum and maximum bandwidths of the UWB signal. The last case, f_b is set to be 7.5 GHz, which is the maximum bandwidth for the UWB signal. The Tx and Rx antenna heights are set to be the same. Two cases of the antenna heights are considered. That is $h_t = h_r = 0.5$ m and $h_t = h_r = 1$ m. The T-R separation distance d is considered from 0.1 m to 10 m. The reflection coefficient Γ is set to be -1.

Figs. 2 and 3 show the RMS delay spreads in the UWB ground reflection channels based on peak power loss of the 0.5 and 1.0 m antenna heights along the T-R separation distance from 0.1 to 10 m, respectively. The RMS delay spreads of the 0.5 m antenna height is more fluctuate than that of 1 m antenna height. For each case of the antenna height, the fluctuation of RMS delay spread is lower along the wider signal bandwidth.

The chi square test is used to establish the statistical model, which is defined as the weighted difference between the observed frequency of outcome k_i and the expected frequency m_i in the i-th interval as shown below [15]

$$q = \sum_{i=1}^{N} \frac{(k_i - m_i)^2}{m_i}, \tag{15}$$

where N is the total number of interval. The statistical model with minimum q is selected, while the other statistical models are rejected.

The histograms and PDFs of RMS delay spreads in the UWB ground reflection channel based on peak power loss of the 0.5 m antenna height are shown in Fig. 4. The statistical

model is the uniform distribution for all cases of signal bandwidths. The PDF of uniform distribution is defined as

$$f_{v_s} = \begin{cases} \frac{1}{b-a} & a \leq v_s \leq b \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} . \quad (16)$$

For the 0.5 GHz bandwidth, the parameters of the statistical model are $a = -18.19$ and $b = 904.61$ ps. The mean and standard deviation are 443.21 and 226.39 ps, respectively. For the 4.0 GHz bandwidth, the parameters of the statistical model are $a = 65.53$ and $b = 838.12$ ps. The mean and standard deviation are 451.83 and 223.03 ps, respectively. For the 7.5 GHz bandwidth, the parameters of the statistical model are $a = 67.77$ and $b = 837.17$ ps. The mean and standard deviation are 452.47 and 222.11 ps, respectively.

The histograms and PDFs of RMS delay spreads in the UWB ground reflection channel based on peak power loss of the 1.0 m antenna height are shown in Fig. 5. The statistical model is the uniform distribution same with the 0.5 m antenna height. For the 0.5 GHz bandwidth, the parameters of the statistical model are $a = 190.30$ and $b = 1,663.52$ ps. The mean and standard deviation are 926.91 and 425.28 ps, respectively. For the 4.0 GHz bandwidth, the parameters of the statistical model are $a = 231.47$ and $b = 1,635.16$ ps. The mean and standard deviation are 933.32 and 405.21 ps, respectively. For the 7.5 GHz bandwidth, the parameters of the statistical model are $a = 231.47$ and $b = 1,635.16$ ps. The mean and standard deviation are 933.93 and 404.06 ps, respectively.

IV. Conclusion

We establish the statistical models of RMS delay spread for the UWB communications. The RMS delay spread with the different signal bandwidths and antenna heights are demonstrated. The histograms and PDFs are illustrated and compared. The parameters of statistical models are shown. From the results, we can clearly see that the statistical model of the RMS delay spread in the UWB ground reflection channel based on peak power loss can be model as the uniform distribution. The mean and the standard deviation of the RMS delay spread increase, when the height of the antenna is increased. The mean increases along the wider signal bandwidth, while the standard deviation trends to decrease.

References

[1] K. Siwiak, "Ultra-Wide Band Radio: Introducing a New Technology," *2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol. 2, pp. 1088-1093, May 2001.

[2] K. Siwiak, "Ultra-Wide Band Radio: The emergence of an Important RF Technology," *2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol. 2, pp. 1169-1172, May 2001.

[3] K. Siwiak, "Impact of ultra wide band transmissions on a generic receiver," *2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol. 2, pp. 1181-1183, May 2001.

[4] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding UWB Transmission Systems," First Report, FCC 02-48, Apr. 2002.

[5] H. Hashemi and D. Tholl, "Statistical Modeling and Simulation of the RMS Delay Spread of Indoor Radio Propagation Channels," *IEEE Transactions on Vechicular Technology*, vol. 43, no. 1, pp. 110-120, Feb. 1994.

[6] G. A. Dimitrakopoulos and C. N. Capsalis, "Statistical Modeling of RMS-Delay Spread Under Multipath Fading Conditions in Local Areas," *IEEE Transactions on Vechicular Technology*, vol. 49, no. 5, pp. 1522-1528, Sept. 2000.

[7] S. S. Ghassemzadeh, L. J. Greenstein, T. Sveinsson, A. Kavcic and V. Tarokh, "UWB Delay Profile Models for Residential and Commercial Indoor Environments," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 4, pp. 1235-1244, July 2005.

[8] J. A. Dabin, A. M. Haimovich and H. Grebel, "A Statis tical Ultra-Wideband Indoor Channel Model and The Effects of Antenna Directively on Path Loss and Multipath Propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, no. 4, pp. 752-758, April 2006.

[9] P. Supanakoon, K. Wansiang, S. Promwong and J. Takada "Simple Waveform for UWB Communication," *The 2005 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunication, and Information Technology International Conference (ECTI-CON 2005)*, pp. 626-629, May 2005.

[10] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon and P. Tangtisanon, "Theoretical Ground Reflection Model for UWB Communication Systems," *International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT)*, pp. 1208-1212, Oct. 2004.

[11] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon and P. Tangtisanon, "Path Loss and Matched Filter Gain of Free Space and Ground Reflection Channels for UWB Radio Systems," *IEEE TENCON 2004 on Analog and Digital Techniques in Electrical Engineering*, pp. 125-128, Nov. 2004.

[12] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principle & Practice*, 2nd Edition, Prentice Hall, 2002.

[13] J. Takada, S. Promwong and W. Hachitani, "Extension of Friis' Transmission Formula for UWB Systems," *Technical Report of IEICE*, WBS2003-8/MW2003-20, May 2003.

[14] S. Promwong, W. Hachitani, J. Takada, P. Supanakoon and P. Tangtisanon, "Experimental Study of Ultra-Wideband Transmission Based on Friis' Transmission Formula," *The Third International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT) 2003*, vol. 1, pp. 467-470, Sept. 2003.

[15] A. Papoulis and S. U. Pillai, *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*, 4th Edition, McGraw-Hill, 2002.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล	นางสาวสุชาดา ตันโชติกุล
วัน เดือน ปีเกิด	15 กันยายน พ.ศ. 2522
ที่อยู่	1/28 ถ.จิระนคร อ.หาดใหญ่ จ. สงขลา (90110)
ประวัติการศึกษา	
พ.ศ. 2545	วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์