

การศึกษาแบบจำลองการสะท้อนพื้นบนพื้นฐานของการสูญเสียกำลังเฉลี่ย
สำหรับการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง

STUDY ON GROUND REFLECTION MODEL BASED ON AVERAGE
POWER LOSS FOR ULTRA WIDEBAND COMMUNICATIONS

สาริต อรุณประการัตน์
SATHIT ARUONPRAPARAT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การศึกษาแบบจำลองการสะท้อนพื้นบนพื้นฐานของการสูญเสียกำลังเฉลี่ย
สำหรับการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง

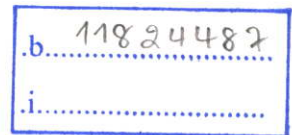
STUDY ON GROUND REFLECTION MODEL BASED ON AVERAGE
POWER LOSS FOR ULTRA WIDEBAND COMMUNICATIONS



สาธิต อรุณประภารัตน์

SATHIT AROONPRAPARAT

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 74458
วัน,เดือน,ปี..... - 1 ต.ค. 2550



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2550

**STUDY ON GROUND REFLECTION MODEL BASED ON AVERAGE
POWER LOSS FOR ULTRA WIDEBAND COMMUNICATIONS**

SATHIT AROONPRAPARAT

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

2007

COPYRIGHT 2007

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การศึกษาแบบจำลองการสะท้อนพื้นบนพื้นฐานของการสูญเสียกำลังเฉลี่ยสำหรับการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง
Study on Ground Reflection Model Based on Average Power Loss for Ultra Wideband Communications

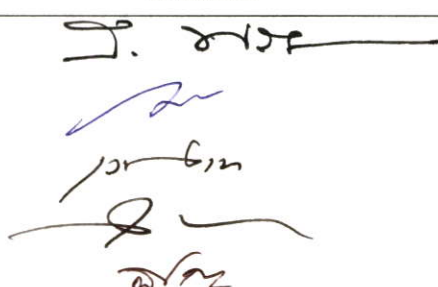
นักศึกษา นายสาธิต อรุณประภารัตน์

รหัสประจำตัว 48061012

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมสารสนเทศ

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผศ.พิชญ สุพรรณกุล

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
อาจารย์สถาพร	พรหมวงศ์	
ผศ.มนต์ชัย	เข้มชัย	
รศ.เวช	วิเวก	
ผศ.ดร.สุทธิชัย	นพนาถิพงษ์	
ผศ.พิชญ	สุพรรณกุล	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 21 กุมภาพันธ์ 2550 เวลา 08.30-10.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-404)


บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(ผศ.ดร.จาร์วัตร เจริญสุท)
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....๒.....เดือน.....กุมภาพันธ์.....พ.ศ. ๒๕๕๐.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาแบบจำลองการสะท้อนพื้นบนพื้นฐานของการสูญเสียกำลังเฉลี่ยสำหรับการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง
นักศึกษา	นาย สาริต อรุณประภารัตน์
รหัสนักศึกษา	48061012
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2550
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ. พิชญ์ สุพรรณกุล

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการศึกษาการสูญเสียเชิงสถิติของแบบจำลองการสะท้อนพื้นบนพื้นฐานของการสูญเสียกำลังเฉลี่ยสำหรับการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง (UWB) โดยได้นำสูตรการสูญเสียเชิงสถิติของแบบจำลองการสะท้อนพื้นของ SK ในรูปแบบอินทิกรัลและสูตรที่มาจาก การขยายสูตรของฟรีส ในรูปเชิงซ้อนมาทำการอินทิเกรตเพื่อให้ได้สูตรการสูญเสียเชิงสถิติของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่เป็นนิพจน์ในรูปแบบปิดทั้งสองแบบ จากนั้นได้ทำแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่จากนิพจน์รูปแบบปิดทั้งสอง ซึ่งจากสูตรรูปแบบปิดทั้งสองแบบที่ได้นำเสนอนี้ทำให้สามารถหาระยะจุดหักมุมได้อย่างแม่นยำ โดยผลลัพธ์ของสูตรการสูญเสียเชิงสถิติของแบบจำลองการสะท้อนพื้นรูปแบบปิดที่นำเสนอนี้ได้ถูกนำมาเปรียบเทียบกับแบบจำลองการสะท้อนพื้นอื่นๆ และทำการตรวจสอบกับผลที่ได้จากการวัดเพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องแม่นยำของสูตรรูปแบบปิด

Thesis Title	Study on Ground Reflection Model Based on Average Power Loss for Ultra Wideband Communications.
Student	Mr. Sathit Aroonprapararat
Student ID.	48061012
Degree	Master of Engineering
Program	Information Engineering
Year	2007
Thesis Advisor	Asst. Prof. Pichaya Supanakoon

ABSTRACT

In this thesis, the path loss of ground reflection model based on average power loss for ultra wideband (UWB) communications is studied. The ground reflection path loss of SK model in integral form and extension of Friis' transmission formula in complex form is derived in the term of closed form expression. The double linear regression model is proposed. The breakpoint distance from closed form formula is expressed in the exacted formula. The results of closed form formula and double linear regression model are compared with other ground reflection models and verified with the measurement result.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ พิชญ์ สุพรรณกุล ผู้ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ เนื่องจากการอนุเคราะห์ อบรมสั่งสอน ชี้แนะแนวทางเกี่ยวกับงานวิจัย ตลอดจนจนความเป็นห่วงที่คอยสอบถามปัญหาของงานวิจัย ผู้เขียนมีความซาบซึ้งใจต่อความเป็นอาจารย์ จึงขอกราบขอบพระคุณอาจารย์อย่างสูง

ขอขอบคุณ อาจารย์ สถาพร พรหมวงศ์ หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ ผู้ดูแลลูกศิษย์อย่างดี ให้ความอนุเคราะห์ความรู้ต่างๆ คอยเสนอแนะการนำเสนองานวิจัยอย่างดีเยี่ยม ทำให้ข้าพเจ้ามีความรู้และสามารถนำเสนองานวิจัยได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ขอบคุณมารดา ผู้ซึ่งสนับสนุนและเป็นกำลังใจให้โดยตลอด

ขอบคุณพี่น้องและเพื่อนๆ ที่คอยให้ข้อเสนอแนะ และคอยสอบถามถึงความคืบหน้าของงานวิจัยจนงานวิจัยนี้สำเร็จได้ด้วยดี

ท้ายที่สุดนี้ คุณความดีและประโยชน์ที่พึงบังเกิดมีจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ เป็นผลมาจากความกรุณาของมารดา คณาจารย์ทุกท่านผู้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และผู้ที่มีส่วนสนับสนุน ข้าพเจ้าจึงขอยกคุณความดีเหล่านั้นขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

สาธิต อรุณประภรณ์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป	VII
รายการคำย่อและสัญลักษณ์	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย	2
1.5 การเปรียบเทียบวิธีที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน	3
1.6 ขอบเขตการวิจัย	3
1.7 ขั้นตอนของการศึกษา	3
บทที่ 2 ทฤษฎีการสื่อสาร UWB	5
2.1 บทนำ	5
2.2 นิยามและข้อกำหนดของการสื่อสาร UWB.....	5
2.3 บทสรุป	8
บทที่ 3 แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของช่องสัญญาณอวกาศว่าง.....	9
3.1 บทนำ	9
3.2 การสูญเสียเชิงวิถีอวกาศว่างแบบธรรมดา	9
3.3 การสูญเสียเชิงวิถีของช่องสัญญาณอวกาศว่างสำหรับการสื่อสาร UWB	10
3.4 บทสรุป	16

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้น	17
4.1 บทนำ	17
4.2 แบบจำลองการสะท้อนพื้น	17
4.3 แบบจำลองการสะท้อนพื้นสำหรับคลื่นแบบต่อเนื่อง	19
4.4 แบบจำลองสองวิถี UWB ทั่วไป	22
4.5 แบบจำลอง SK	22
4.6 แบบจำลอง SBY	24
4.7 บทสรุป	25
บทที่ 5 แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่น่าเสนอ	27
5.1 บทนำ	27
5.2 แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่มาจก แบบจำลองของ SKที่น่าเสนอแบบใหม่	27
5.3 แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่มาจก สูตรการส่งผ่านของฟรีสในรูปแบบเชิงซ้อน	29
5.4 การเปรียบเทียบแบบจำลองที่น่าเสนอกับแบบจำลองอื่น	32
5.5 การยืนยันแบบจำลองที่น่าเสนอกับผลการวัด	46
5.6 บทสรุป	48
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	49
6.1 การสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้น	49
6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา	49
เอกสารอ้างอิง	50
ภาคผนวก ก. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์	52
ประวัติผู้เขียน	64

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ข้อกำหนดการแผ่กระจาย PSD ที่กำหนดโดย FCC สำหรับการสื่อสารภายในและ ภายนอกอาคาร.....	7
2.2 ประเภทของการทำงานที่ได้รับอนุมัติโดย FCC.....	8
5.1 ค่าที่ใช้ในการวิเคราะห์สูตรการสูญเสียเชิงวิถีรูปแบบปิดที่มาจากแบบจำลอง SK	32
5.2 ระยะทางจุดหักมุมของแบบจำลอง SK ที่ความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 0.1 m.....	33
5.3 ระยะทางจุดหักมุมของแบบจำลอง SK ที่ความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 1 m.....	33
5.4 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์สูตรการสูญเสียเชิงวิถีที่มาจากสูตรของฟรีส	40

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ช่วงความถี่และ PSD ของระบบ UWB	6
2.2 สเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารที่กำหนดโดย FCC	8
3.1 การสูญเสียเชิงวิถีอวกาศสว่างที่ได้จากสูตรของฟรีส ใช้ความถี่กลาง f_c เท่ากับ 6.85 GHz และระยะห่างระหว่างด้านส่งและด้านรับ d เท่ากับ 1 m เทียบกับแบนด์วิดท์ f_b จาก 500 MHz ถึง 7.5 GHz	10
3.2 การสูญเสียเชิงวิถีอวกาศสว่างที่มีพื้นฐานอยู่บนกำลังเฉลี่ย ใช้ความถี่กลาง f_c เท่ากับ 6.85 GHz และระยะห่างระหว่างด้านส่งและด้านรับ d เท่ากับ 1 m เทียบกับแบนด์วิดท์ f_b จาก 500 MHz ถึง 7.5 GHz	13
3.3 การสูญเสียเชิงวิถีอวกาศสว่างที่มีพื้นฐานอยู่บนกำลังค่ายอด ใช้ความถี่กลาง f_c เท่ากับ 6.85 GHz และระยะห่างระหว่างด้านส่งและด้านรับ d เท่ากับ 1 m เทียบกับแบนด์วิดท์ f_b จาก 500 MHz ถึง 7.5 GHz	16
4.1 แบบจำลองการสะท้อนพื้น	17
4.2 แบบจำลองการสะท้อนพื้นสองวิถี.....	20
4.3 การสูญเสียเชิงวิถีเทียบกับระยะทางที่คำนวณจากแบบจำลองสองวิถีและคลื่นตรง เพียงอย่างเดียว โดยมี $h_t = h_r = 1$ m และความถี่เป็น 3.1 และ 10.6 GHz.....	21
4.4 การสูญเสียเชิงวิถีเทียบกับระยะทางที่คำนวณจากแบบจำลอง SK เมื่อ ความสูงของสายอากาศส่งและรับเท่ากันที่ 1 m และความถี่ตั้งแต่ 3.1 ถึง 10.6 GHz	23
4.5 การสูญเสียเชิงวิถีเทียบกับระยะทางสำหรับแบนด์วิดท์ต่างๆ โดยกำหนดให้ ความถี่ต่ำสุดเป็น 3.1 GHz คำนวณโดยใช้แบบจำลอง SK และ ความสูงของสายอากาศส่งและรับเท่ากันที่ 1 m	24
4.6 การสูญเสียเชิงวิถีเทียบกับระยะทางที่คำนวณจากแบบจำลอง SBY เมื่อ ความสูงของสายอากาศส่งและรับเท่ากันที่ 1 m และความถี่ตั้งแต่ 3.1 ถึง 10.6 GHz	25
5.1 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองที่นำเสนอเปรียบเทียบกับแบบจำลอง SK โดยกำหนดให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณเท่ากับ 0.5 GHz และความสูงสายอากาศส่ง และรับเท่ากับ 0.1 m.....	34
5.2 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองที่นำเสนอเปรียบเทียบกับแบบจำลอง SK โดยกำหนดให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณเท่ากับ 0.5 GHz และความสูงสายอากาศส่ง และรับเท่ากับ 1 m.....	35

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.3 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองที่นำเสนอเปรียบเทียบกับแบบจำลอง SK โดยกำหนดให้แบนด์วิคท์ของสัญญาณเท่ากับ 7.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 0.1 m.....	36
5.4 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองที่นำเสนอเปรียบเทียบกับแบบจำลอง SK โดยกำหนดให้แบนด์วิคท์ของสัญญาณเท่ากับ 7.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 1 m.....	36
5.5 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่เปรียบเทียบกับแบบจำลอง SBY โดยกำหนดให้แบนด์วิคท์ของสัญญาณเท่ากับ 0.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 0.1 m.....	38
5.6 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่เปรียบเทียบกับแบบจำลอง SBY โดยกำหนดให้แบนด์วิคท์ของสัญญาณเท่ากับ 0.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 1 m.....	38
5.7 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่เปรียบเทียบกับแบบจำลอง SBY โดยกำหนดให้แบนด์วิคท์ของสัญญาณเท่ากับ 7.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 0.1 m.....	39
5.8 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่เปรียบเทียบกับแบบจำลอง SBY โดยกำหนดให้แบนด์วิคท์ของสัญญาณเท่ากับ 7.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 1 m.....	39
5.9 การสูญเสียเชิงวิถีกรณีที่มีพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์และไดโพลเล็กทริกที่ไม่มีการสูญเสียที่มีการโพลาไรซ์แบบแนวตั้งและแนวนอนเปรียบเทียบกับแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่ โดยกำหนดให้แบนด์วิคท์ของสัญญาณเท่ากับ 0.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 0.1 m.....	41
5.10 การสูญเสียเชิงวิถีกรณีที่มีพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์และไดโพลเล็กทริกที่ไม่มีการสูญเสียที่มีการโพลาไรซ์แบบแนวตั้งและแนวนอนเปรียบเทียบกับแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่ โดยกำหนดให้แบนด์วิคท์ของสัญญาณเท่ากับ 0.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 1 m.....	42
5.11 การสูญเสียเชิงวิถีกรณีที่มีพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์เปรียบเทียบกับแบบจำลองของ SK และ SBY โดยกำหนดให้แบนด์วิคท์ของสัญญาณเท่ากับ 0.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 0.1 m.....	42

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.12	การสูญเสียเชิงวิถีกรณีพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์เปรียบเทียบกับแบบจำลองของ SK และ SBY โดยกำหนดให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณเท่ากับ 0.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 1 m 43
5.13	การสูญเสียเชิงวิถีกรณีพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์และไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสียที่มีการโพลาไรซ์แบบแนวตั้งและแนวนอนเปรียบเทียบกับแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่โดยกำหนดให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณเท่ากับ 7.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 0.1 m 44
5.14	การสูญเสียเชิงวิถีกรณีพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์และไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสียที่มีการโพลาไรซ์แบบแนวตั้งและแนวนอนเปรียบเทียบกับแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่โดยกำหนดให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณเท่ากับ 7.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 1 m 44
5.15	การสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองสะท้อนพื้นกรณีพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์เปรียบเทียบกับแบบจำลองของ SK และ SBY โดยกำหนดให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณเท่ากับ 7.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 0.1 m 45
5.16	การสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองสะท้อนพื้นกรณีพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์เปรียบเทียบกับแบบจำลองของ SK และ SBY โดยกำหนดให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณเท่ากับ 7.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 1 m 45
5.17	การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากสูตรในรูปแบบปิดที่นำเสนอและจากแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่ที่แปลงจากแบบจำลองของ SK เปรียบเทียบกับการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากการวัด โดยกำหนดระยะทางตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m 47
5.18	การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากสูตรในรูปแบบปิดที่นำเสนอและจากแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่ที่ได้มาจากการส่งผ่านของฟรีสในรูปแบบเชิงซ้อนเปรียบเทียบกับการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากการวัด โดยกำหนดระยะทางตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m 47

รายการคำย่อและสัญลักษณ์

คลื่นต่อเนื่อง (Continuous Wave)	CW
คณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Communications Commission)	FCC
ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม	PSD
ความถี่วิทยุ (Radio Frequency)	RF
เครื่องรับ (Receiver)	Rx
เครื่องส่ง (Transmitter)	Tx
แถบกว้างยิ่ง (Ultra Wideband)	UWB
ระบบเครือข่ายไร้สายท้องถิ่น (Wireless Local Area Network)	WLAN
กิกะเฮิรตซ์ (Gigahertz)	GHz
เฮิรตซ์ (Hertz)	Hz
เมกกะบิตต่อวินาที (Megabit per Second)	Mbps
เมกกะเฮิรตซ์ (Megahertz)	MHz
โวลต์ (Volt)	V
เดซิเบล (Decibel)	dB
เดซิเบลเทียบกับสายอากาศไอโซทรอปิก (Decibel Relative to Isotropic Antenna)	dBi
เดซิเบลเทียบกับกำลัง 1 มิลลิวัตต์ (Decibel Relative to Power of 1 Milliwatt)	dBm
เมตร (Meter)	m
ตารางเมตร (Square Meter)	m ²
นาโนวินาที (Nanosecond)	ns
เรเดียน (Radian)	rad
วินาที (Second)	s
องศา (Degree)	°
พื้นที่ประสิทธิผล (Affective Area), m ²	A
ฟังก์ชันถ่ายโอนความถี่ของเส้นทางตรง (Frequency Transfer Function of Direct Path)	H _d
ฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่ของอวกาศว่าง (Frequency Transfer Function of Free Space)	H _f
ฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่ของตัวกรองแบบเกาส์ (Frequency Transfer Function of Gaussian Filter)	H _g

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

ฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่ของตัวกรองอุดมคติ (Frequency Transfer Function of Ideal Filter)	H_i
ฟังก์ชันถ่ายโอนความถี่ของเส้นทางการสะท้อนพื้น (Frequency Transfer Function of Ground Reflection Path)	H_r
ฟังก์ชันถ่ายโอนทางความถี่ของแบบจำลองการสะท้อนพื้น (Frequency Transfer Function of Ground Reflection Model)	H_{2ray}
การสูญเสียเชิงวิถี (Path Loss), dB	PL
การสูญเสียเชิงวิถีอวกาศว่าง (Free Space Path Loss), dB	PL_f
สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (Transmission Coefficient)	S_{21}
ความหนาแน่นสเปกตรัมของรูปคลื่นที่รับได้ (Spectral Density of Received Waveform), V/Hz	V_r
ความหนาแน่นสเปกตรัมของรูปคลื่นส่ง (Spectral Density of Transmitted Waveform), V/Hz	V_t
ความเร็วแสง (Velocity of Light), m/s	c
ระยะทาง (Distance), m	d
ระยะทางจุดหักมุม (Breakpoint Distance), m	d_f, d_{bn}, d_{bu}, d_i
ระยะทางตรง (Direct path), m	d'
ระยะทางการสะท้อนพื้น (Reflection path), m	d''
ความถี่ (Frequency), Hz	f
ความถี่สูงสุด (Higher Frequency), Hz	f_H
ความถี่ต่ำสุด (Lower Frequency), Hz	f_L
แบนด์วิดท์ (Bandwidth), Hz	f_b
ความถี่กลาง (Center Frequency), Hz	f_c
แบนด์วิดท์เชิงเศษส่วน (Fractional Bandwidth), Hz	f_f
ความถี่ค่าเฉลี่ยเรขาคณิต (Geometric Mean Frequency), Hz	f_m
ความสูงของสายอากาศรับ (Receiver Antenna Height), m	h_r
ความสูงของสายอากาศส่ง (Transmitter Antenna Height), m	h_t
ระดับอ้างอิง (Reference Level), dB	l_r
เลขยกกำลังการสูญเสียเชิงวิถี (Path Loss Exponent)	n

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

เลขยกกำลังการสูญเสียเชิงวิถีก่อนระยะทางจุดหักมุม (Path Loss Exponent before Break Point Distance)	n_1
เลขยกกำลังการสูญเสียเชิงวิถีหลังระยะทางจุดหักมุม (Path Loss Exponent after Break Point Distance)	n_2
เวลา (Time), s	t
คุณลักษณะทางเวลาที่ลดลงแบบ $1/e$ ($1/e$ Characteristic Decay Time), s	t_e
เวลาการประวิงของเส้นทางตรง (Delayed Time of Direct Path), s	t'
เวลาการประวิงของเส้นทางสะท้อนพื้น (Delayed Time of Ground Reflection Path), s	t''
รูปคลื่นสัญญาณที่รับได้ในโดเมนเวลา (Received Waveform in Time Domain), V	v_r
รูปคลื่นส่งในโดเมนเวลา (Transmitted Waveform in Time Domain), V	v_t
สัมประสิทธิ์การสะท้อน (Reflection Coefficient)	Γ
การโพลาไรซ์แบบแนวนอน (Horizontal Polarization)	\perp
การโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง (Vertical Polarization)	\parallel
ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Relative Permittivity)	ϵ_r
ความยาวคลื่น (Lambda), m	λ
ความยาวคลื่นที่ความถี่สูงสุด (Lambda at Higher Frequency), m	λ_H
ความถี่ต่ำสุด (Lambda at Lower Frequency), m	λ_L
มุมตกกระทบ (Incident Angle), $^\circ$	θ
ขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Magnitude of Reflection Coefficient)	γ
เฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Phase of Reflection Coefficient), rad	ϕ
ผลต่างระหว่างระยะทางตรงกับระยะทางสะท้อนพื้น (Difference between Direct and Reflection Paths), m	Δd
ผลต่างระหว่างเวลาการประวิงของเส้นทางตรงกับเวลาการประวิงของเส้นทางสะท้อนพื้น (Difference between Delayed Time of Direct and Reflection Paths), s	Δt

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง (UWB) ได้เข้ามามีบทบาทในการสื่อสารมากขึ้น เนื่องจากมีจุดเด่นที่ค่าใช้จ่ายถูก และมีการใช้พลังงานที่ต่ำมาก รวมทั้งมีอัตราการส่งข้อมูลที่สูงมาก [1]-[3] การสื่อสาร UWB มีความแตกต่างจากเทคโนโลยีการสื่อสารความถี่วิทยุ (RF) อื่นๆ อยู่ 2 ประการหลักๆ โดยประการแรกนั้น คณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (FCC) [4] ได้กำหนดให้การสื่อสาร UWB มีช่วงสเปกตรัมความถี่จาก 3.1 ถึง 10.6 GHz และมีแบนด์วิดท์ที่เชิงเศษส่วนมากกว่าหรือเท่ากับ 0.2 หรือแบนด์วิดท์มากกว่าหรือเท่ากับ 0.5 GHz ซึ่งมากกว่าแบนด์วิดท์ของเทคโนโลยีการสื่อสารวิทยุในปัจจุบันอย่างมาก และประการที่สองคือ การส่งสัญญาณของการสื่อสาร UWB จะส่งเป็นพัลส์ของความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (PSD) ที่ช่วงเวลาแคบมากๆ โดยมีความถี่อยู่ในช่วงสเปกตรัมของความถี่ที่กว้างมาก แทนการใช้วิธีมอดูเลตสัญญาณส่งกับคลื่นพาห์เหมือนกับเทคโนโลยีการสื่อสารวิทยุแบบอื่นๆ โดยพัลส์ของสัญญาณ UWB นี้ถูกพิจารณาเป็นสัญญาณรบกวนสำหรับระบบการสื่อสารอื่นๆ เนื่องจากมี PSD ที่น้อยกว่าระดับของสัญญาณรบกวน ดังนั้นสัญญาณ UWB จึงสามารถใช้ความถี่ร่วมกับระบบวิทยุอื่นๆ ได้ เนื่องจากไม่เกิดการแทรกสอดต่อระบบวิทยุอื่นๆ

ในระบบการสื่อสารต่าง ๆ รวมทั้งการสื่อสาร UWB ย่อมเกิดการสูญเสียขึ้นในระบบการสื่อสารนั้น ๆ การสูญเสียเชิงสถิติจัดว่าเป็นองค์ประกอบที่สำคัญ ซึ่งจำเป็นที่จะต้องทำการวิเคราะห์และคำนวณหา เพื่อใช้พิจารณาพารามิเตอร์ของสัญญาณและออกแบบระบบให้มีคุณสมบัติการแพร่กระจายที่ดีตามที่ต้องการ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้พิจารณากรณีที่เป็นแบบจำลองการสะท้อนพื้น โดยมีสัญญาณวิถีตรงและสัญญาณที่เกิดจากการสะท้อนที่พื้น สัญญาณที่เกิดจากการสะท้อนพื้นนี้จะไปแทรกสอดกับสัญญาณที่รับได้จากวิถีตรง

เนื่องจากสูตรการสูญเสียเชิงสถิติของแบบจำลองการสะท้อนพื้นนั้นยังไม่มีทฤษฎีพื้นฐานรองรับเกี่ยวกับการใช้งานในระบบ UWB โดยทางทฤษฎีพื้นฐานที่มีอยู่นั้นเป็นสูตรการสูญเสียเชิงสถิติที่ถูกใช้งานกับระบบการสื่อสารแถบแคบ ซึ่งไม่สามารถนำมาใช้กับระบบการสื่อสาร UWB ได้ ส่วนสำหรับการสื่อสาร UWB ก็ยังไม่มีสูตรในรูปแบบปิดที่แน่นอน ดังนั้น จึงได้ทำการศึกษาสูตรการสูญเสียเชิงสถิติของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ยสำหรับระบบการสื่อสาร UWB

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาเกี่ยวกับการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นสำหรับการสื่อสาร UWB ที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ย โดยการใช้แบบจำลอง SK [5] ที่เป็นสูตรการสูญเสียเชิงวิถีที่มีรูปแบบเป็นอินทิกรัลของการสูญเสียของคลื่นต่อเนื่องและเป็นสูตรการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้มีการยืนยันผลกับการวัดแล้วว่ามีค่าสอดคล้องและใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการวัดเป็นอย่างดี โดยแบบจำลอง SK นี้ได้กำหนดการอินทิเกรตเป็นขอบเขตตั้งแต่ความถี่ต่ำสุดถึงความถี่สูงสุดของสัญญาณ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้เทคนิคการอินทิเกรตเชิงตัวเลขเพื่อคำนวณหาการสูญเสียเชิงวิถีของการสื่อสาร UWB และ โดยใช้สูตรการส่งผ่านของฟรีสที่อยู่ในรูปแบบเชิงซ้อน [6], [7] ซึ่งพัฒนามาจากสูตรการส่งผ่านของฟรีสแบบดั้งเดิม [8] มาใช้สำหรับระบบการสื่อสาร UWB โดยได้หาสูตรการสูญเสียเชิงวิถีและสูตรการหาระยะหักมุมให้อยู่ในนิพจน์ที่เป็นรูปแบบปิดสำหรับการสื่อสาร UWB

วัตถุประสงค์ของการศึกษาเกี่ยวกับการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นนี้ เพื่อหาสูตรการสูญเสียเชิงวิถีให้อยู่ในนิพจน์ที่เป็นรูปแบบปิด โดยเมื่อได้สูตรรูปแบบปิดแล้วทำให้สามารถนำสูตรในรูปแบบปิดนี้ไปใช้งานเพื่อพิจารณาพารามิเตอร์ของสัญญาณและออกแบบระบบให้มีคุณสมบัติการแพร่กระจายที่ดีตามที่ต้องการ โดยไม่ต้องใช้สูตรที่เป็นรูปแบบอินทิกรัลที่มีความยุ่งยากและซับซ้อนต่อการคำนวณและพิจารณาพารามิเตอร์ของสัญญาณ UWB นอกจากนี้สูตรรูปแบบปิดการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นนี้ยังสามารถใช้ป็นพื้นฐานในการพัฒนาหาการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองหลายวิถี ภายในอาคารต่อไป

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

สมมติฐานของการศึกษาในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือสูตรการสูญเสียเชิงวิถีที่มีรูปแบบปิดจะมีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ย ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างกำลังเฉลี่ยของสัญญาณส่งต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณรับ สายอากาศส่งและสายอากาศรับ ได้ตั้งสมมติฐานให้เป็นสายอากาศไอโซทรอปิก ซึ่งมีเกนเป็น 0 dBi ดังนั้นระดับสัญญาณที่รับได้จึงเกิดจากการสูญเสียของช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นเท่านั้น ทำให้สามารถแสดงการสูญเสียเชิงวิถีได้

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอสูตรการสูญเสียเชิงวิถีในแบบจำลองการสะท้อนพื้นของการสื่อสาร UWB โดยสูตรการสูญเสียเชิงวิถีนี้ได้จากการแปลงสูตรการสูญเสียเชิงวิถีของสองสูตรสูตรแรกเป็นแบบจำลองของ SK ที่มีรูปแบบเป็นอินทิกรัลของการสูญเสียของคลื่นต่อเนื่อง [5] และสูตรที่สองเป็นการขยายสูตรการส่งผ่านของฟรีสในรูปแบบเชิงซ้อน [6], [7] ซึ่งพัฒนามาจากสูตร

การส่งผ่านของพริสแบบดั้งเดิม [8] โดยได้ใช้เทคนิคการอินทิเกรตให้อยู่ในนิพจน์ของสูตรการสูญเสียเชิงวิถีที่เป็นรูปแบบปิดและการทำแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นแบบคู่ที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ย จากสูตรการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้นี้ทำให้สามารถหาค่าระยะจุดหักมุมได้อย่างแม่นยำ

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

สูตรการส่งผ่านของพริสถูกใช้งานอย่างแพร่หลาย ในการคำนวณหาค่าการสูญเสียเชิงวิถี อวกาศว่างของระบบการสื่อสารไร้สายแถบแคบ [8] แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจากสูตรการส่งผ่านของพริสนี้พิจารณาเพียงแค่ที่ความถี่เดียว จึงไม่สามารถนำมาใช้งานกับระบบการสื่อสาร UWB ได้โดยตรงเพราะแบนด์วิดท์ของพัลส์ที่ใช้ส่งกว้างมาก การขยายสูตรการส่งผ่านของพริสในรูปแบบเชิงซ้อนจึงได้ถูกพัฒนาขึ้นมาสำหรับการสื่อสาร UWB [6]-[7] หลังจากนั้น สูตรการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นสำหรับการสื่อสาร UWB จึงได้ถูกนำเสนอโดยแบ่งออกเป็นสองนิยาม ซึ่งนิยามแรกเป็นการสูญเสียเชิงวิถีที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอด [9]-[10] ซึ่งได้พัฒนาสูตรการสูญเสียเชิงวิถีในรูปแบบปิดเรียบร้อยแล้ว ส่วนนิยามที่สองเป็นการสูญเสียเชิงวิถี ที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ย ซึ่งได้พัฒนามาเป็นแบบจำลอง SK [5] โดยมีสูตรเป็นรูปแบบเป็นอินทิกรัลของการสูญเสียของคลื่นต่อเนื่อง ซึ่งยังไม่ได้มีการพัฒนามาเป็นสูตรการสูญเสียเชิงวิถีในรูปแบบปิด

1.6 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษารูปแบบการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นบนพื้นฐานของการสูญเสียกำลังเฉลี่ยสำหรับการสื่อสาร UWB โดยได้ใช้แบบจำลอง SK [5] และใช้การขยายสูตรของพริสในรูปแบบเชิงซ้อน [6]-[7] มาหาค่าการสูญเสียเชิงวิถีในรูปแบบปิด และได้ทำแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่จากนิพจน์ที่ได้ จากสูตรที่นำเสนอนี้ทำให้สามารถหาระยะทางจุดหักมุมได้อย่างแม่นยำ หลังจากนั้นนำแบบจำลองที่นำเสนอนี้มาเปรียบเทียบกับแบบจำลองอื่นๆ และทำการตรวจสอบกับผลที่ได้จากการวัด

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษารูปแบบการสูญเสียเชิงวิถีของช่องสัญญาณการสะท้อนพื้น ที่มีพื้นฐานอยู่บนกำลังเฉลี่ยของการสื่อสาร UWB โดยอันดับแรกได้ศึกษาเกี่ยวกับความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา ตลอดจนสมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย การเปรียบเทียบวิธีที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน และได้กำหนดขอบเขตของการวิจัย ต่อมาได้ทำการศึกษาเกี่ยวกับหลักการของช่องสัญญาณการ

สะท้อนพื้น เพื่อให้เป็นช่องสัญญาณของการสื่อสาร UWB หลังจากนั้นจึงได้ศึกษาแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นที่ได้มีการนำเสนอโดยนักวิจัยอื่นๆ ซึ่งได้แบบจำลองที่น่าสนใจอยู่ 3 แบบด้วยกันคือ แบบจำลองแรกเป็นแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของสัญญาณคลื่นต่อเนื่อง แบบจำลองต่อมาเป็นแบบจำลองของ SK [5] ที่เป็นแบบจำลองที่มีรูปแบบเป็นอินทิกรัลของการสูญเสียของคลื่นต่อเนื่อง โดยมีพื้นฐานเป็นการสูญเสียกำลังเฉลี่ย และแบบจำลองสุดท้ายเป็นแบบจำลอง SBY โดยเป็นแบบจำลองที่เป็นทฤษฎีการแพร่กระจายคลื่นแบบหลายความชัน โดยมีพื้นฐานอยู่บนการวัดของช่องสัญญาณที่มีการกระจาย [9] หลังจากทำการศึกษาแบบจำลองแบบต่างๆ แล้ว จึงได้พิจารณาที่แบบจำลอง SK ที่เป็นรูปแบบเป็นอินทิกรัลของการสูญเสียของคลื่นต่อเนื่อง และการขยายสูตรของฟรีสในรูปแบบเชิงซ้อน ซึ่งได้ทำการศึกษาเพื่อหาสูตรรูปแบบปิดของแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีในช่องสัญญาณการสะท้อนพื้น และได้ทำแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่จากนิพจน์รูปแบบปิดที่ได้ ทำให้สามารถหาค่าระยะจุดหักมุมได้อย่างแม่นยำ หลังจากนั้นได้ทำการเปรียบเทียบผลที่ได้จากแบบจำลองรูปแบบปิดที่นำเสนอกับแบบจำลองอื่นๆ เพื่อตรวจสอบความถูกต้องและแม่นยำของแบบจำลองที่นำเสนอ และได้สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะไว้ในบทสุดท้าย

บทที่ 2

ทฤษฎีการสื่อสาร UWB

2.1 บทนำ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสาร UWB ได้เข้ามามีบทบาทในการสื่อสารไมโครเวฟมากขึ้น เนื่องจากการสื่อสาร UWB นั้นมีจุดเด่นที่ค่าใช้จ่ายถูก และการใช้กำลังส่งที่ต่ำมาก การสื่อสาร UWB มีความแตกต่างจากเทคโนโลยีการสื่อสาร RF อื่นๆ โดยการสื่อสารระบบ UWB ใช้พัลส์ของ PSD ที่มีความถี่อยู่ในช่วงสเปกตรัมของความถี่กว้างมากแทนการใช้คลื่นความถี่พาห์แบบแถบแคบ

เนื่องจากระบบการสื่อสาร UWB เป็นระบบการสื่อสารที่มีแบนด์วิดท์กว้างมาก และได้มีสเปกตรัมไปซ้อนทับกับระบบการสื่อสารที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน เช่น ระบบเครือข่ายไร้สายท้องถิ่น (WLAN) เป็นต้น ดังนั้น FCC จึงได้กำหนดให้ PSD ที่แผ่กระจายออกมามีระดับที่ต่ำมาก และได้กำหนดแบนด์วิดท์ของสัญญาณ UWB สำหรับการสื่อสารต้องอยู่ในช่วงแถบความถี่ 3.1 ถึง 10.6 GHz นอกจากนี้ทาง FCC ยังได้นิยามสัญญาณ UWB เป็นสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนมากกว่าหรือเท่ากับ 0.2 หรือมีแบนด์วิดท์มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz

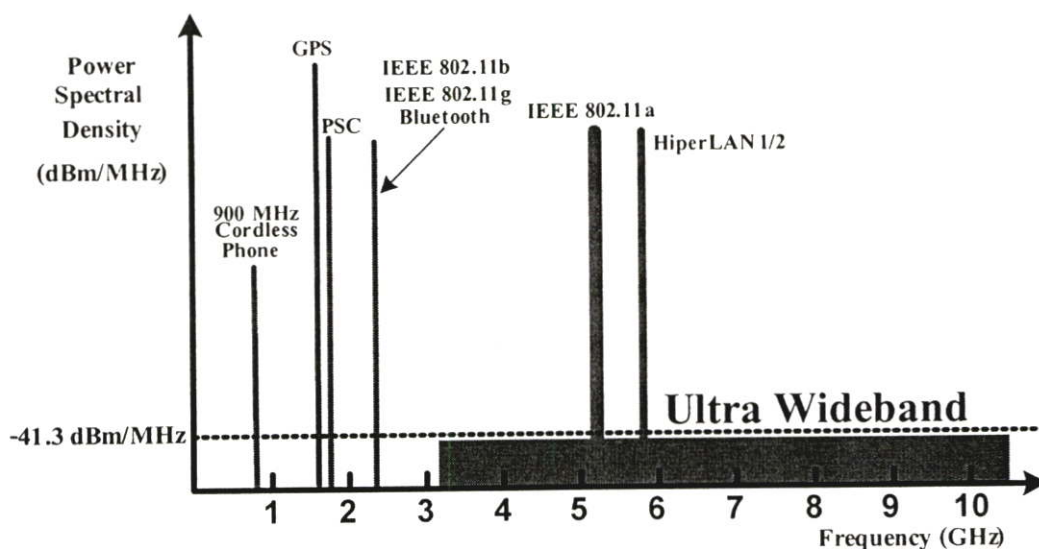
2.2 นิยามและข้อกำหนดของการสื่อสาร UWB

2.2.1 นิยามของสัญญาณ UWB

เทคโนโลยี UWB เป็นเทคโนโลยีการสื่อสารที่ส่งสัญญาณเป็นพัลส์ที่มีคาบเวลาแคบมาก โดยมีหน่วยถึง ns หรือน้อยกว่านั้น ซึ่งส่งผลให้เป็นเทคโนโลยีที่มีแบนด์วิดท์กว้างมาก สามารถส่งข้อมูลโดยมีอัตราการส่งที่เร็วได้เกิน 100 Mbps ในขณะที่เดียวกันเทคโนโลยีการสื่อสาร UWB นั้นมีการใช้กำลังส่งที่แปรผกผันกับอัตราการส่งข้อมูล กล่าวคือเทคโนโลยี UWB นี้มีการใช้กำลังของสัญญาณที่ต่ำมากๆ เนื่องจากสัญญาณ UWB มีกำลังที่ต่ำกว่าระดับของสัญญาณ RF อื่นๆ มาก ดังนั้น เมื่อทำการส่งสัญญาณในช่วงความถี่ของ UWB ที่กำหนดโดย FCC สัญญาณ UWB จะไม่ไปรบกวนสัญญาณของการสื่อสาร RF อื่นๆ จึงสามารถใช้เทคโนโลยี UWB ร่วมกับ RF อื่นๆ ได้

เนื่องจากเทคโนโลยีการสื่อสาร UWB นี้ มีการใช้ความถี่ช่วงเดียวกันกับระบบการสื่อสารแถบแคบอื่นๆ และเพื่อป้องกันปัญหาการแทรกสอดจากสัญญาณ UWB ทาง FCC [4] จึงได้กำหนดช่วงความถี่ของเทคโนโลยี UWB ให้มีความถี่ตั้งแต่ 3.1 ถึง 10.6 GHz โดยมีแบนด์วิดท์สูงสุดเท่ากับ 7.5 GHz และจากการป้องกันปัญหาการรบกวนหรือการแทรกสอดจากสัญญาณ UWB ต่อสัญญาณ RF ในย่านความถี่เดียวกัน ทาง FCC จึงได้กำหนดให้สัญญาณ UWB ที่ถูกส่งออกมา

ต้องมี PSD ที่ต่ำกว่าระดับการจำกัดสัญญาณรบกวนส่วนที่ 15 หรือ -41.3 dBm/MHz ซึ่งเป็นระดับ PSD ของสัญญาณรบกวน โดยรูปที่ 2.1 เป็นการแสดงช่วงความถี่และ PSD ของระบบ UWB



รูปที่ 2.1 ช่วงความถี่และ PSD ของระบบ UWB

ข้อแตกต่างระหว่างเทคโนโลยีการสื่อสาร UWB และเทคโนโลยีการสื่อสารแถบแคบสามารถแบ่งได้เป็น 2 ข้อหลักๆ คือ

1) เทคโนโลยีการสื่อสาร UWB เป็นการสื่อสารที่ใช้หลักการของการส่งพัลส์ที่มีค่าคาบเวลาของพัลส์แคบมาก โดยที่ไม่มีการมอดูเลตสัญญาณที่ต้องการส่งกับสัญญาณพาห์ ดังนั้น เครื่องรับและเครื่องส่งในระบบ UWB จึงไม่มีภาคของการมอดูเลตสัญญาณเหมือนกับระบบการสื่อสารแถบแคบ ส่งผลให้เทคโนโลยีการสื่อสาร UWB มีต้นทุนในการผลิตที่ต่ำกว่าเทคโนโลยีการสื่อสารแถบแคบ

2) ความกว้างของแบนด์วิดท์ที่ใช้ในการเข้าครอบครองในระบบการสื่อสาร UWB ได้ถูกกำหนดโดย FCC ซึ่งได้กำหนดให้สัญญาณ UWB ต้องมีแบนด์วิดท์มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz โดยแบนด์วิดท์ f_b ได้จากสมการ 2.1

$$f_b = f_H - f_L \quad (2.1)$$

นอกเหนือจากแบนด์วิดท์ที่ใช้ในการเข้าครอบครอง ทาง FCC ยังได้กำหนดแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนของระบบ UWB เข้ามาด้วย โดยกำหนดให้สัญญาณ UWB ต้องมีการใช้แบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนมากกว่าหรือเท่ากับ 0.2 ซึ่งแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วน f_b นี้สามารถหาได้จากสมการ 2.2

$$f_f = \frac{2(f_H - f_L)}{f_H + f_L} \quad (2.2)$$

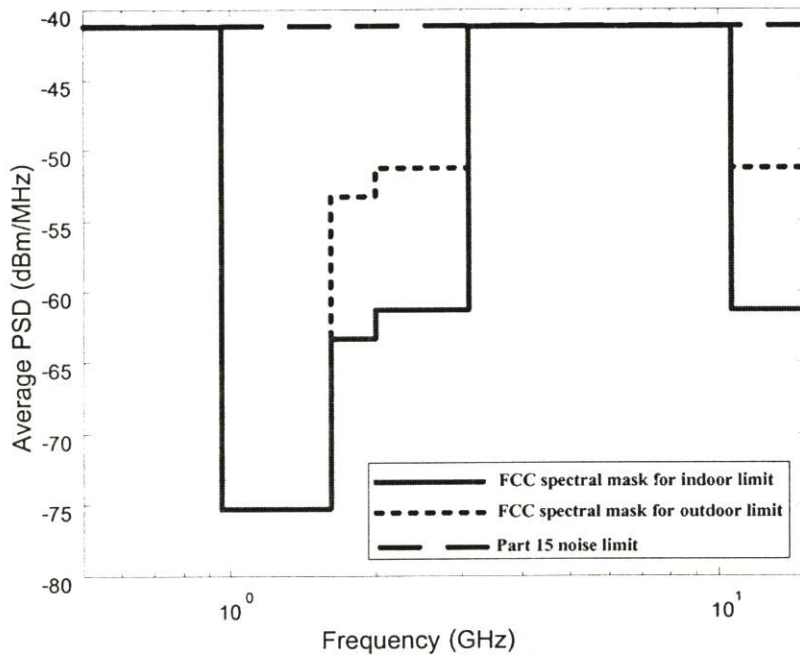
เมื่อ f_H คือความถี่สูงสุด และ f_L คือความถี่ต่ำสุด ของสัญญาณ UWB โดยค่าความถี่สูงสุดและต่ำสุดของแถบความถี่นี้ ได้พิจารณาที่ตำแหน่งที่ระดับสูงสุดลดลงมา 10 dB

2.2.2 ข้อกำหนดของการสื่อสาร UWB

FCC ได้ออกข้อกำหนดเกี่ยวกับการใช้งานความถี่และแบนด์วิดท์ สำหรับเทคโนโลยีการสื่อสาร UWB โดยมีความถี่การใช้งานตั้งแต่ 3.1 ถึง 10.6 GHz และมีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนมากกว่าหรือเท่ากับ 0.2 หรือการกำหนดให้มีแบนด์วิดท์มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz นอกจากนี้แล้วทาง FCC ยังได้อนุญาตให้อุปกรณ์ของระบบสื่อสาร UWB สามารถทำงานภายใต้การขออนุญาตในระดับข้อจำกัดของสัญญาณรบกวนส่วนที่ 15 ของกฎ FCC หรือ -41.3 dBm/MHz และยังสามารถกำหนดเกี่ยวกับการควบคุม PSD ของสัญญาณ UWB สำหรับกฎข้อบังคับของ FCC ได้กำหนดข้อจำกัด PSD ที่แผ่กระจายออกมาของระบบ UWB สำหรับใช้ในการสื่อสารภายในและภายนอกอาคารดังแสดงในตารางที่ 2.1 ซึ่งการเปรียบเทียบระหว่างข้อกำหนดการจำกัด PSD ของระบบการสื่อสาร UWB ที่ทาง FCC ได้กำหนดทั้งภายในกับภายนอกอาคารได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.2 และได้จัดชนิดตามการใช้งานของอุปกรณ์ UWB ที่ย่านความถี่ต่าง ๆ ดังแสดงในตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.1 ข้อจำกัดการแผ่กระจาย PSD ที่กำหนดโดย FCC สำหรับการสื่อสารภายในและภายนอกอาคาร

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



รูปที่ 2.2 สเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคารที่กำหนดโดย FCC

ตารางที่ 2.2 ประเภทของการใช้งานที่ได้รับอนุมัติโดย FCC

การประยุกต์การใช้งาน	แถบความถี่ที่ใช้งาน
ระบบการสื่อสารและระบบการวัด	3.1-10.6 GHz
ระบบการสร้างภาพและเรดาร์ทะลุพื้น	น้อยกว่า 960 MHz หรือ 3.1-10.6 GHz
ระบบทะลุกำแพง	น้อยกว่า 960 MHz หรือ 1.99 -10.6 GHz
ระบบระแวงระแวงภัย	1.99 -10.6 GHz
ยานพาหนะ	24 - 29 GHz

2.3 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงนิยามและข้อกำหนดของเทคโนโลยีการสื่อสาร UWB ที่กำหนดจาก FCC โดยได้นิยามสัญญาณ UWB ได้อธิบายเกี่ยวกับช่วงการใช้งานความถี่และแบนด์วิดท์ของระบบ รวมทั้งลักษณะการส่งสัญญาณ UWB ที่แตกต่างจากระบบวิทยุอื่นๆ ส่วนข้อกำหนดของเทคโนโลยี UWB ได้อธิบายถึงข้อจำกัดการแผ่กระจาย PSD ของระบบ UWB สำหรับใช้ในการสื่อสารภายในและภายนอกอาคาร นอกจากนี้ยังกล่าวถึงประเภทของการใช้งานระบบ UWB ที่แถบความถี่แตกต่างกัน

บทที่ 3

แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของช่องสัญญาณอวกาศว่าง

3.1 บทนำ

แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีอวกาศว่าง ถูกใช้งานอย่างแพร่หลายในการคำนวณการสูญเสียเชิงวิถีอวกาศว่างของระบบสื่อสารแถบแคบ สำหรับระบบสื่อสาร UWB แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีอวกาศว่างที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ยเสนอโดย IEEE 802.15.3a [11] หลังจากนั้นรูปแบบเชิงซ้อนของสูตรการส่งผ่านของฟรีสจึงถูกพัฒนาสำหรับระบบสื่อสาร UWB [6] - [7] และได้มีการนำเสนอการสูญเสียเชิงวิถีสำหรับช่องสัญญาณอวกาศว่างในรูปแบบปิด โดยใช้การขยายสูตรของฟรีสเป็นฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่เชิงซ้อน ซึ่งใช้ตัวกรองอุดมคติและแบบเกาส์สำหรับการกรองแถบความถี่ที่กำหนดเท่านั้น โดยการนิยามมีพื้นฐานอยู่บนทั้งการสูญเสียของกำลังเฉลี่ยและกำลังค่ายอด [12]

3.2 การสูญเสียเชิงวิถีของช่องสัญญาณอวกาศว่างแบบธรรมดา

การแพร่กระจายสัญญาณในช่องสัญญาณอวกาศว่างนั้น คลื่นจะเดินทางเป็นลักษณะสามมิติ สำหรับการแพร่กระจายแบบทุกทิศทาง พลังงานทั้งหมดจะมีค่าคงที่ทุกๆ พื้นที่ทรงกลม $4\pi d^2$ เมื่อ d เป็นรัศมีของทรงกลม

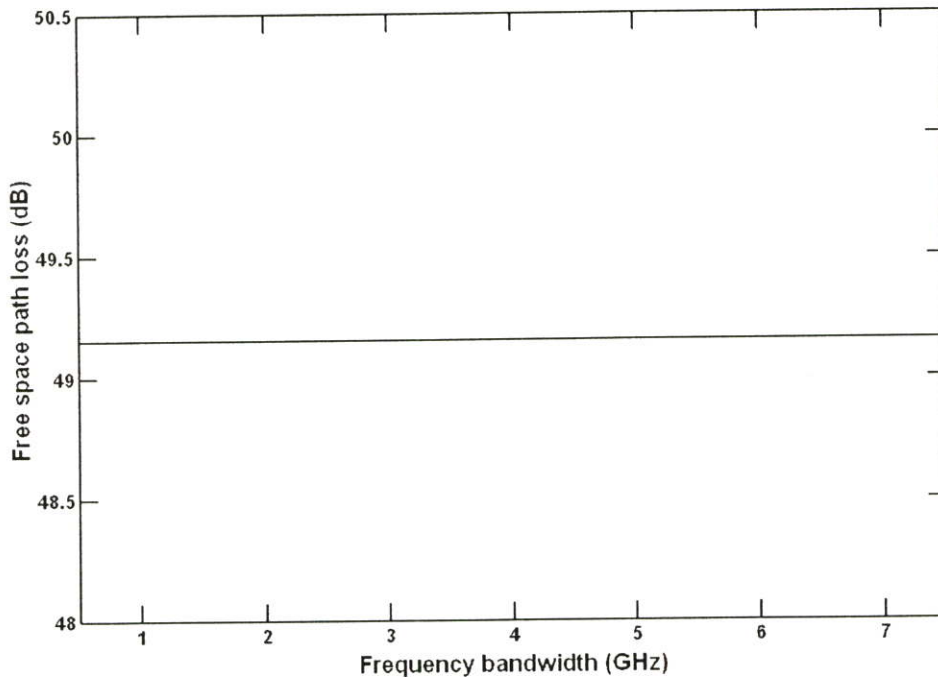
พลังงานที่สามารถรับได้โดยสายอากาศที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่งที่มีพื้นที่ประสิทธิผลเท่ากับ $A = \lambda^2/4\pi$ เมื่อ λ เป็นความยาวคลื่น ซึ่งในการสื่อสารผ่านช่องสัญญาณอวกาศว่างย่อมเกิดการสูญเสียขึ้นในช่องสัญญาณ ดังนั้นการสูญเสียเชิงวิถีของฟรีส [8] จึงถูกใช้ในการคำนวณการสูญเสียเชิงวิถีอวกาศว่าง สำหรับการสื่อสารแถบแคบ ซึ่งสามารถแสดงในหน่วยของ dB ได้ดังนี้

$$PL_f(d) = 20 \log \left(\frac{4\pi f d}{c} \right) \quad (3.1)$$

เมื่อ c เป็นความเร็วของการแพร่กระจายคลื่นซึ่งเท่ากับความเร็วแสง f เป็นความถี่ และ d เป็นระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับ

สูตรการสูญเสียเชิงวิถีอวกาศว่างจากสมการที่ (3.1) เป็นสูตรสำหรับการสื่อสารแถบแคบที่พิจารณาเพียงความถี่เดียวเท่านั้น ซึ่งเมื่อมีการนำมาใช้กับการสื่อสารแบบ UWB ที่มีความถี่ต่ำสุดและสูงสุดเท่ากับ f_L และ f_H ตามลำดับ จะทำให้สูตรจากสมการที่ 3.1 ไม่ครอบคลุมได้ทุกความถี่ รูปที่ 3.1 แสดงการสูญเสียเชิงวิถีอวกาศว่างในหน่วย dB จากสมการที่ (3.1) โดยกำหนดให้ระยะห่างระหว่าง

สายอากาศส่งและรับ d เท่ากับ 1 m และพิจารณาแบนด์วิดท์ตั้งแต่ 0.5 ถึง 7.5 GHz ซึ่งเป็นไปตามข้อกำหนดของ FCC เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (3.1) จะเห็นได้ว่าเป็นการพิจารณาเพียงความถี่เดียว ดังนั้นเมื่อพิจารณากับระบบ UWB ที่มีแบนด์วิดท์กว้าง จึงต้องใช้ความถี่กลางเพื่อนำมาพิจารณา เมื่อความถี่กลาง $f_c = (f_H + f_L)/2$ และแบนด์วิดท์ $f_b = f_H - f_L$ ดังนั้นจึงกำหนดให้มีความถี่กลางเท่ากับ 6.85 GHz และพิจารณาแบนด์วิดท์ตั้งแต่ 0.5 ถึง 7.5 GHz



รูปที่ 3.1 การสูญเสียเชิงวิถีอวกาศที่ได้จากสูตรของฟรีส ใช้ความถี่กลาง $f_c = 6.85$ GHz และระยะห่างระหว่างด้านส่งและด้านรับ d เท่ากับ 1 m โดยเทียบกับแบนด์วิดท์ f_b จาก 500 MHz ถึง 7.5 GHz

จากรูปที่ 3.1 ค่าการสูญเสียเชิงวิถีมีค่าเท่ากับ 49.15 dB คงที่ตลอดถึงแม้ว่าแบนด์วิดท์จะสูงขึ้นก็ตาม ซึ่งในความเป็นจริงแล้วการส่งสัญญาณ UWB ที่มีแบนด์วิดท์มากขึ้นย่อมส่งผลกระทบต่อเกิดการสูญเสียเชิงวิถีที่ต่างกัน ดังนั้นสูตรการสูญเสียเชิงวิถีจากสมการที่ (3.1) จึงไม่สามารถนำมาใช้กับระบบ UWB ได้เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ของสัญญาณ UWB ไม่มีผลต่อค่าการสูญเสียเชิงวิถีซึ่งเป็นการยืนยันว่าสมการที่ (3.1) นี้เป็นสูตรสำหรับการสื่อสารแถบแคบที่ใช้เพียงความถี่เดียวเท่านั้น

3.3 การสูญเสียเชิงวิถีของช่องสัญญาณอวกาศสำหรับการสื่อสาร UWB [12]

สำหรับการสื่อสาร UWB การสูญเสียเชิงวิถีอวกาศสามารถนิยามได้ 2 แบบ โดยแบบแรกเป็นการสูญเสียเชิงวิถีอวกาศที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียของกำลังเฉลี่ยของสเปกตรัมสัญญาณในแถบความถี่ที่กำหนดไว้ แบบที่สองเป็นการสูญเสียเชิงวิถีอวกาศที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียของ

กำลังค่าออกของรูปคลื่นสัญญาณที่มีแถบความถี่ตามที่ได้กำหนดไว้ ดังนั้นเพื่อให้ง่ายขึ้นจึงใช้ตัวกรองอุดมคติสำหรับกรองเอาเฉพาะความถี่ที่กำหนดไว้ แต่เนื่องจากตัวกรองอุดมคติไม่สามารถสร้างขึ้นได้จริงในทางปฏิบัติ ดังนั้น จึงได้ใช้ตัวกรองแบบเกาส์ในการวิเคราะห์ด้วย โดยจะพิจารณาเฉพาะแถบความถี่ด้านบวก

การสูญเสียเชิงวิธิวากาศว่างของฟรีสได้ถูกขยายในรูปแบบของฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่เชิงซ้อน [6] โดยพิจารณาเป็นฟังก์ชันของความถี่แทนการพิจารณาเพียงแค่ความถี่เดียว

$$H_f(f, d) = \frac{c}{4\pi f d} e^{-j2\pi f d/c} \quad (3.2)$$

ตัวกรองอุดมคติและแบบเกาส์จะถูกใช้สำหรับการพิจารณาแถบความถี่ที่ต้องการ ซึ่งฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่ของตัวกรองอุดมคติและแบบเกาส์ถูกกำหนดไว้ ตามลำดับดังนี้

$$H_i(f) = \begin{cases} 1 & f_L \leq f \leq f_H \\ 0 & f > f_H, f < f_L \end{cases} \quad (3.3)$$

$$H_g(f) = e^{-\pi^2 t_c^2 (f_b/2)^2} \quad (3.4)$$

เมื่อ t_c เป็นคุณลักษณะทางเวลาที่ลดลงแบบ $1/e$ f_b เป็นแบนด์วิดท์และ l_r เป็นระดับอ้างอิงสำหรับการกำหนดระดับขนาดของฟังก์ชันการถ่ายโอนเพื่อกำหนดตำแหน่งความถี่ต่ำสุดและสูงสุดของสัญญาณที่ทำการพิจารณา ซึ่งระดับ l_r นี้กำหนดได้จากขนาดที่ลดระดับลงมาจากจุดสูงสุดของฟังก์ชันการถ่ายโอนมีหน่วยเป็น dB โดยความสัมพันธ์ระหว่าง t_c และ l_r หาได้จากการแทน $H_g(f)$ ด้วย l_r ในสมการที่ (3.4) จากนั้นจึงได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3.5)

$$t_c = \frac{2}{\pi f_b} \sqrt{\frac{l_r}{20 \log(e)}} \quad (3.5)$$

กำหนดให้ l_r เท่ากับ 3 และ 10 สำหรับการพิจารณาที่แบนด์วิดท์เมื่อให้ขนาดลดลงจากค่าสูงสุดของฟังก์ชันการถ่ายโอนเท่ากับ -3 และ -10 dB

3.3.1 การสูญเสียเชิงวิธิวากาศว่างที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ย

การสูญเสียเชิงวิธิวากาศว่างที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ยนิยามเป็นการสูญเสียกำลังเฉลี่ยของสเปกตรัมสัญญาณ ในแถบความถี่ที่กำหนด โดยใช้ตัวกรองอุดมคติและแบบเกาส์มาพิจารณา

3.3.1.1 ตัวกรองอุดมคติ

การสูญเสียเชิงวิธีอวกาศว่างที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ย โดยใช้ตัวกรองอุดมคติในหน่วยของ dB หาได้จาก

$$PL_{a,i}(d) = -10 \log \left[\frac{\int_{f_l}^{f_H} |H_f(f, d)|^2 |H_i(f)|^2 df}{\int_{f_l}^{f_H} |H_i(f)|^2 df} \right] \quad (3.6)$$

สมการนี้สามารถแสดงในรูปแบบปิดได้ คือ

$$PL_{a,i}(d) = 20 \log \left[\frac{4\pi f_{a,i} d}{c} \right] \quad (3.7)$$

เมื่อ

$$f_{a,i} = \sqrt{f_l f_H} \quad (3.8)$$

ซึ่งสูตรการสูญเสียเชิงวิธีอวกาศว่างนี้ สอดคล้องกับที่มีการนำเสนอโดย IEEE 802.15.3a [11]

3.3.1.2 ตัวกรองแบบเกาส์

การสูญเสียเชิงวิธีอวกาศว่างที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ย โดยใช้ตัวกรองแบบเกาส์ในรูปของ dB หาได้จาก

$$PL_{a,g}(d) = -10 \log \left[\frac{\int_{f_l}^{f_H} |H_f(f, d)|^2 |H_g(f)|^2 df}{\int_{f_l}^{f_H} |H_g(f)|^2 df} \right] \quad (3.9)$$

สมการที่ (3.9) ไม่สามารถใช้ในการแสดงในรูปแบบปิดโดยตรงได้ ดังนั้นจึงใช้สูตรการอินทิเกรตแบบเกาส์ [13] เพื่อประมาณค่า โดยสมการที่เป็นรูปแบบปิดที่ได้จากสูตรการอินทิเกรตแบบเกาส์ 2 และ 3 จุดแสดงดังสมการที่ (3.10) และ (3.11) ตามลำดับ

$$PL_{a,g,2}(d) = 20 \log \left[\frac{4\pi f_{a,g,2} d}{c} \right] \quad (3.10)$$

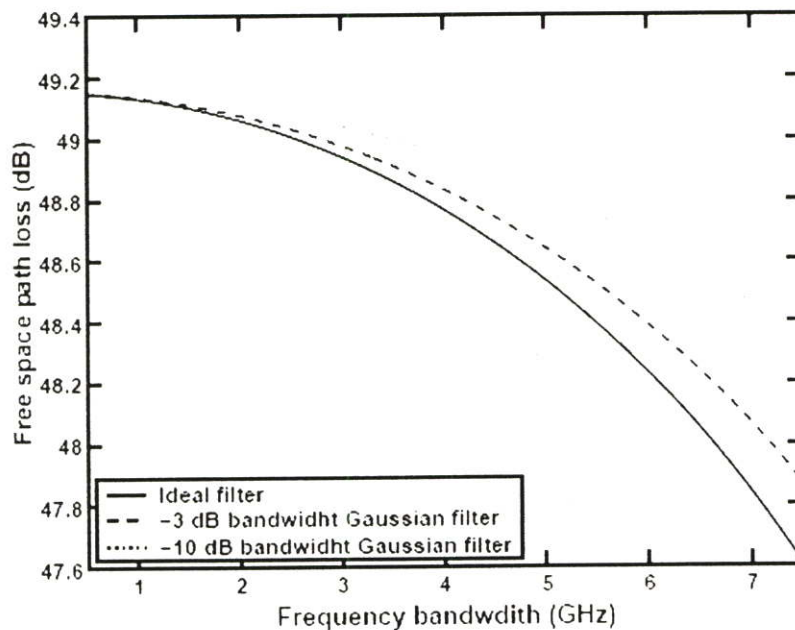
$$PL_{a,g,3}(d) = 20 \log \left[\frac{4\pi f_{a,g,3} d}{c} \right] \quad (3.11)$$

เมื่อ

$$f_{a,g,2} = \frac{12f_c^2 - f_b^2}{2\sqrt{36f_c^2 + 3f_b^2}} \quad (3.12)$$

$$f_{a,g,3} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{4 + 5e^{-\frac{3}{10}\pi^2 t_c^2 f_b^2}}{\frac{1}{f_c^2} + 25 \frac{20f_c^2 + 3f_b^2}{(20f_c^2 - 3f_b^2)^2} e^{-\frac{2}{10}\pi^2 t_c^2 f_b^2}}} \quad (3.13)$$

รูปที่ 3.2 แสดงค่าการสูญเสียเชิงวิถีอวกาศที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ยโดยใช้ตัวกรองอุดมคติจากสมการ (3.7) และแบบเกาส์ที่เป็นรูปแบบปิด ที่ได้จากสูตรอินทิเกรตแบบเกาส์ 3 จุด ที่มีระดับอ้างอิง L_r เท่ากับ -3 และ -10 จากสมการ (3.11) และกำหนดให้ความถี่กลาง f_c เท่ากับ 6.85 GHz โดยมีระยะห่างระหว่างด้านส่งและด้านรับเท่ากับ 1 m ซึ่งได้ทำการเปรียบเทียบกับแบนด์วิดท์จาก 0.5 ถึง 7.5 GHz



รูปที่ 3.2 การสูญเสียเชิงวิถีอวกาศที่มีพื้นฐานอยู่บนกำลังเฉลี่ย ใช้ความถี่กลาง f_c เท่ากับ 6.85 GHz และระยะห่างระหว่างด้านส่งและด้านรับ d เท่ากับ 1 m เทียบกับแบนด์วิดท์ f_b จาก 0.5 ถึง 7.5 GHz

จากรูปที่ 3.2 การสูญเสียเชิงวิธีอวกาศว่างที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ยโดยใช้ตัวกรองอุดมคติและแบบเกาส์มีค่าใกล้เคียงกันมากที่แบนด์วิดท์แคบ การสูญเสียเชิงวิธีอวกาศว่างจะลดลงเมื่อแบนด์วิดท์กว้างขึ้น โดยการใช้ตัวกรองอุดมคติจะมีค่าการสูญเสียเชิงวิธีอวกาศว่างที่ต่ำที่สุด การสูญเสียเชิงวิธีอวกาศว่างจะมีค่ามากขึ้นเมื่อใช้ตัวกรองแบบเกาส์ที่พิจารณาแถบความถี่ที่ -3 dB และ -10 dB ตามลำดับ

3.3.2 การสูญเสียเชิงวิธีอวกาศว่างที่มีพื้นฐานบนการสูญเสียกำลังค่ายอด

การสูญเสียเชิงวิธีอวกาศว่างที่มีพื้นฐานบนการสูญเสียกำลังค่ายอดนิยามเป็นการสูญเสียกำลังค่ายอดของรูปคลื่นสัญญาณที่มีแถบความถี่ตามที่กำหนด โดยมีการพิจารณาใช้ตัวกรองอุดมคติและแบบเกาส์

3.3.2.1 ตัวกรองอุดมคติ

การสูญเสียเชิงวิธีอวกาศว่างที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอด โดยใช้ตัวกรองอุดมคติในรูปของ dB สามารถหาค่าได้จากสมการที่ (3.14)

$$PL_{p,i}(d) = -20 \log \left[\frac{\int_{f_l}^{f_u} |H_f(f, d) H_i(f)| df}{\int_{f_l}^{f_u} |H_i(f)| df} \right] \quad (3.14)$$

โดยจากสมการที่ (3.14) สามารถแสดงสมการในรูปแบบปิดได้ ดังจากสมการที่ (3.15)

$$PL_{p,i}(d) = 20 \log \left[\frac{4\pi f_{p,i} d}{c} \right] \quad (3.15)$$

เมื่อ

$$f_{p,i} = \frac{f_b}{\ln \left(\frac{f_H}{f_l} \right)} \quad (3.16)$$

3.3.2.2 ตัวกรองแบบเกาส์

การสูญเสียเชิงวิธีอวกาศว่างที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอด โดยใช้ตัวกรองแบบเกาส์แสดงในรูปของ dB ดังสมการที่ (3.17)

$$PL_{p,g}(d) = -20 \log \left[\frac{\int_{f_l}^{f_u} |H_f(f, d) H_g(f)| df}{\int_{f_l}^{f_u} |H_g(f)| df} \right] \quad (3.17)$$

สมการที่ (3.17) นี้ ไม่สามารถแสดงในรูปแบบปิดได้โดยตรง ดังนั้นจึงใช้สูตรการอินทิเกรตแบบเกาส์ [13] เพื่อประมาณค่าของสมการนี้ สูตรที่เป็นรูปแบบปิดที่ได้จากการอินทิเกรตแบบเกาส์ 2 และ 3 จุด สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.18) และ (3.19) ตามลำดับ

$$PL_{p,g,2}(d) = 20 \log \left[\frac{4\pi f_{p,g,2} d}{c} \right] \quad (3.18)$$

$$PL_{p,g,3}(d) = 20 \log \left[\frac{4\pi f_{p,g,3} d}{c} \right] \quad (3.19)$$

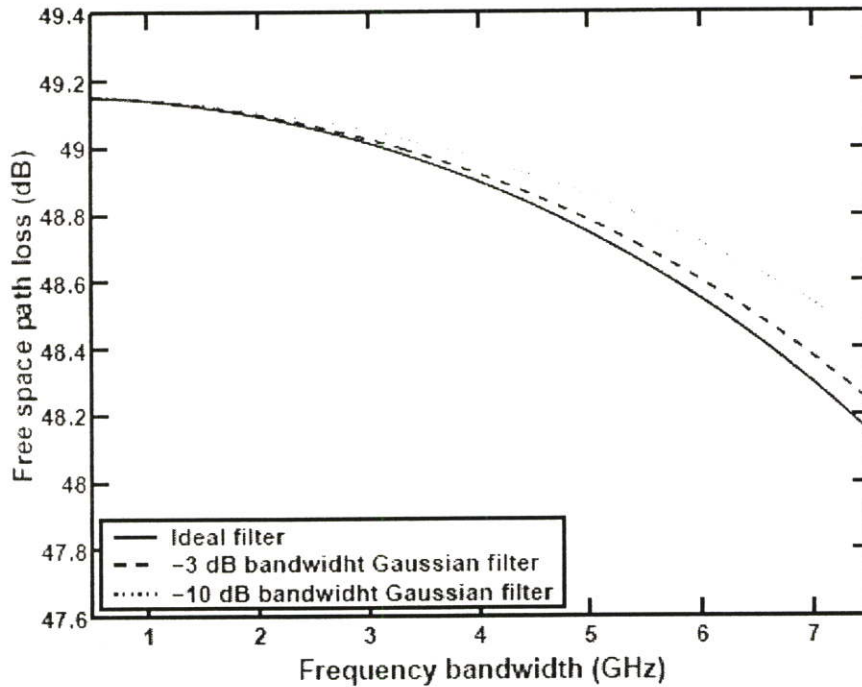
เมื่อ

$$f_{p,g,2} = \frac{12f_c^2 - f_b^2}{12f_c} \quad (3.20)$$

$$f_{p,g,3} = \frac{4 + 5e^{-\frac{3}{20}\pi^2 d^2 f_b^2}}{\frac{4}{f_c} + \left(\frac{100f_c}{20f_c^2 - 3f_b^2} \right) e^{-\frac{3}{20}\pi^2 d^2 f_b^2}} \quad (3.21)$$

รูปที่ 3.3 แสดงค่าการสูญเสียเชิงวิถีอวกาศสว่างที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังค่ายอดโดยใช้ตัวกรองอุดมคติจากสมการที่ (3.15) และแบบเกาส์ที่เป็นรูปแบบปิด ที่ได้จากสูตรอินทิเกรตแบบเกาส์ 3 จุดที่มีระดับอ้างอิง L , เท่ากับ -3 และ -10 จากสมการที่ (3.19) และกำหนดให้ความถี่กลาง f_c เท่ากับ 6.85 GHz โดยมีระยะห่างระหว่างด้านส่งและด้านรับเท่ากับ 1 m ซึ่งได้ทำการเปรียบเทียบกับแบนด์วิดท์ตั้งแต่ 0.5 ถึง 7.5 GHz

จากรูปที่ 3.3 การสูญเสียเชิงวิถีอวกาศสว่างที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ยโดยใช้ตัวกรองอุดมคติและแบบเกาส์มีค่าใกล้เคียงกันมากที่แบนด์วิดท์แคบ การสูญเสียเชิงวิถีอวกาศสว่างจะลดลงเมื่อแบนด์วิดท์กว้างขึ้น โดยการใช้ตัวกรองอุดมคติจะมีค่าการสูญเสียเชิงวิถีอวกาศสว่างที่ต่ำที่สุด การสูญเสียเชิงวิถีอวกาศสว่างจะมีค่ามากขึ้นเมื่อใช้ตัวกรองแบบเกาส์ที่พิจารณาแถบความถี่ที่ -3 dB และ -10 dB ตามลำดับ



รูปที่ 3.3 การสูญเสียเชิงวิถีอวกาศที่มีพื้นฐานอยู่บนกำลังค่าขอด ใช้ความถี่กลาง f_c เท่ากับ 6.85 GHz และระยะห่างระหว่างด้านส่งและด้านรับ d เท่ากับ 1 m เทียบกับแบนด์วิดท์ f_b จาก 500 MHz ถึง 7.5 GHz

3.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงสูตรการสูญเสียเชิงวิถีอวกาศ โดยได้ศึกษางานวิจัยเกี่ยวกับการสูญเสียเชิงวิถีของการสื่อสารแถบแคบซึ่งใช้สูตรการส่งผ่านของฟรีส แต่เนื่องจากเป็นสูตรที่มีการพิจารณาเพียงความถี่เดียวจึงไม่สามารถใช้กับระบบ UWB ที่มีแบนด์วิดท์กว้างมากได้ ดังนั้นจึงได้มีงานวิจัยที่แปลงสูตรการส่งผ่านของฟรีสเป็นรูปแบบเชิงซ้อนและมีการพิจารณาเป็นฟังก์ชันทางความถี่แทนการพิจารณาเพียงค่าความถี่เดียว [11], [12] เพื่อใช้หาการสูญเสียเชิงวิถีของการสื่อสาร UWB โดยการพิจารณาความถี่นั้นได้กำหนดจากตัวกรองแบบอุดมคติและแบบเกาส์ ซึ่งมีการแสดงสูตรการสูญเสียเชิงวิถีอวกาศที่ใช้ตัวกรองอุดมคติโดยใช้วิธีเชิงตัวเลขและการใช้วิธีอินทิเกรตแบบเกาส์ 2 และ 3 จุด เพื่อแสดงสูตรการสูญเสียเชิงวิถีที่ใช้ตัวกรองแบบเกาส์มาพิจารณาความถี่

บทที่ 4

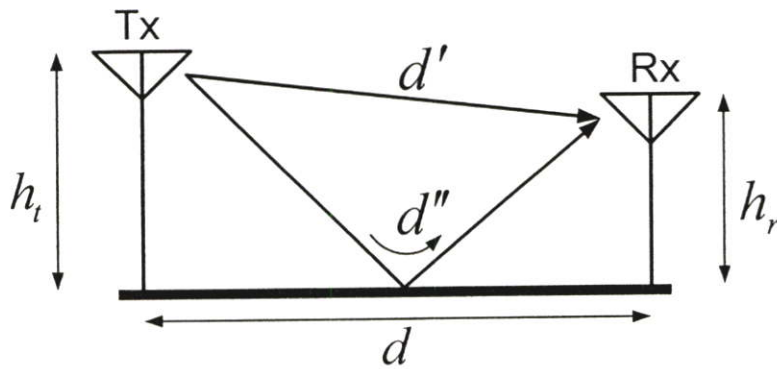
แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้น

4.1 บทนำ

ในระบบการสื่อสารต่าง ๆ รวมทั้งการสื่อสาร UWB ย่อมเกิดการสูญเสียขึ้นในระบบการสื่อสารนั้น ๆ การสูญเสียเชิงวิถีจัดว่าเป็นองค์ประกอบที่สำคัญ ซึ่งจำเป็นที่จะต้องทำการวิเคราะห์และคำนวณหา เพื่อใช้พิจารณาพารามิเตอร์ของสัญญาณและออกแบบระบบให้มีคุณสมบัติการแพร่กระจายที่ดีตามที่ต้องการ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้พิจารณาใช้แบบจำลองการสะท้อนพื้น ดังนั้น จึงได้ทำการศึกษาและวิเคราะห์ถึงแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นแบบต่างๆ ซึ่งประกอบไปด้วยแบบจำลองการสูญเสียของคลื่นต่อเนื่อง [14] แบบจำลอง SK [5] และแบบจำลอง SBY [9] ในบทที่นี้ จึงได้อธิบายถึงแบบจำลองการสะท้อนพื้นและแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้น

4.2 แบบจำลองการสะท้อนพื้น

จากรูปที่ 4.1 แสดงแบบจำลองการสะท้อนพื้น ประกอบไปด้วยคลื่นแนวตรงและคลื่นแนวสะท้อน โดยระยะทางของคลื่นแนวตรงและคลื่นแนวสะท้อนพื้นแทนด้วย d' และ d'' ตามลำดับ ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับแทนด้วย d และความสูงของสายอากาศส่งและสายอากาศรับเท่ากับ h_t และ h_r ตามลำดับ



รูปที่ 4.1 แบบจำลองการสะท้อนพื้น

ระยะทางของคลื่นทั้งแนวตรงและคลื่นแนวสะท้อนพื้นแสดงได้เป็นสมการที่เป็นฟังก์ชันของความสูงของสายอากาศส่งและสายอากาศรับ ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (4.1) และ (4.2) ตามลำดับ [15]

$$d' = \sqrt{(h_l - h_r)^2 + d^2} \quad (4.1)$$

$$d'' = \sqrt{(h_l + h_r)^2 + d^2} \quad (4.2)$$

ฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่ของเส้นทางตรง H_d จะไม่ขึ้นอยู่กับการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นและคุณสมบัติของพื้น ซึ่งพิจารณาได้ในทำนองเดียวกันกับกรณีอวกาศว่าง [16] และสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.3)

$$H_d = \frac{1}{4\pi|f|t'} e^{-j2\pi ft'} \quad (4.3)$$

เมื่อ $t' = d'/c$ เป็นเวลาการประวิงของคลื่นแนวตรง และ c เป็นความเร็วแสง

ฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่ของเส้นทางสะท้อนพื้น $H_{r,x}$ จะพิจารณาในทำนองเดียวกันแต่จะขึ้นอยู่กับการโพลาไรซ์ของรูปคลื่นและคุณสมบัติของพื้นในเทอมของสัมประสิทธิ์การสะท้อน Γ_x และสามารถแสดงสมการได้เป็น

$$H_{r,x}(f, d) = \Gamma_x \frac{1}{4\pi|f|t'} e^{-j2\pi ft'} \quad (4.4)$$

เมื่อ $t'' = d''/c$ เป็นเวลาการประวิงของคลื่นแนวสะท้อนพื้น

ดัชนีตัวห้อย x แทน c, \parallel หรือ \perp หมายถึงกรณีที่พื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์ กรณีที่พื้นเป็นไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสียและมีการโพลาไรซ์แบบแนวตั้งหรือแนวนอนตามลำดับ ซึ่งสมการที่ (4.5), (4.6) และ (4.7) เป็นสมการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนในกรณีที่พื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์ กรณีที่พื้นเป็นไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสียและมีการโพลาไรซ์แบบแนวตั้งหรือแนวนอนตามลำดับ [17]

$$\Gamma_c = -1 \quad (4.5)$$

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{\cos\theta - \sqrt{\frac{1}{\epsilon_r} - \frac{1}{\epsilon_r^2} \sin^2\theta}}{\cos\theta + \sqrt{\frac{1}{\epsilon_r} - \frac{1}{\epsilon_r^2} \sin^2\theta}} \quad (4.6)$$

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\cos\theta - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta}}{\cos\theta + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta}} \quad (4.7)$$

เมื่อ ϵ_r เป็นสภาพยอมสัมพัทธ์ของพื้น และ θ เป็นมุมตกกระทบ

จากแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่แสดงดังรูปที่ 4.1 สามารถคำนวณหามุมตกกระทบได้จากสมการที่ (4.8)

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{d}{h_t + h_r}\right) \quad (4.8)$$

การนำฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่ของคลื่นแนวตรงรวมกับฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่ของคลื่นในแนวสะท้อนพื้น ทำให้ได้เป็นฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่ของแบบจำลองการสะท้อนพื้น ซึ่งจะได้ดังสมการที่ (4.9)

$$H_{2ray,x}(f, d) = H_d(f, d) + H_{r,x}(f, d) \quad (4.9)$$

$$= \frac{1}{4\pi|f|t_{2ray,x}} \exp(-j\theta_{2ray,x}) \quad (4.10)$$

เมื่อ

$$t_{2ray,x} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{t'^2} + \frac{2\Gamma_x}{t't''} \cos(2\pi f \Delta t) + \frac{\Gamma_x^2}{t''^2}}} \quad (4.11)$$

$$\theta_{2ray,x} = \tan^{-1} \left[\frac{\frac{1}{t'} \sin(2\pi f t') + \frac{\Gamma_x}{t''} \sin(2\pi f t')}{\frac{1}{t'} \cos(2\pi f t') + \frac{\Gamma_x}{t''} \cos(2\pi f t')} \right] \quad (4.12)$$

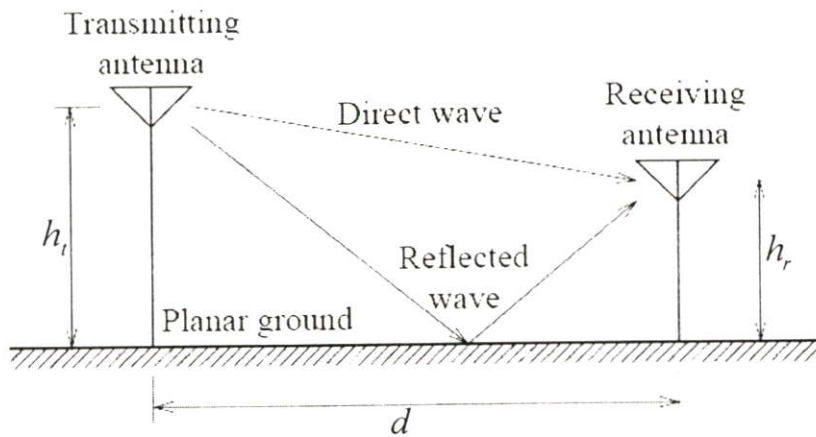
$$\Delta t = t'' - t' \quad (4.13)$$

Δt เป็นผลต่างระหว่างเวลาการประวิงของเส้นทางตรงกับเวลาการประวิงของเส้นทางการสะท้อนพื้น

4.3 แบบจำลองการสะท้อนพื้นสำหรับคลื่นแบบต่อเนื่อง

ในการทำแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของสัญญาณ UWB ได้นิยมใช้แบบจำลองการแพร่กระจายในอวกาศว่าง (เลขยกกำลังการสูญเสียเชิงวิถีเท่ากับ 2) มาเป็นแบบจำลองมากที่สุด สำหรับแบบจำลองการสะท้อนพื้น เริ่มแรกได้กำหนดให้จุดหักมุมเป็น 2 m สำหรับการแพร่กระจาย UWB ในระยะทางหน่วยเมตร และได้นำเสนอแบบจำลองการแพร่กระจายเส้นทางมองเห็น (LOS) ซึ่งมีเลข

ยกกำลังการสูญเสียเชิงวิถีเท่ากับ 2 สำหรับการแพร่กระจายจนถึงจุดหักมุม และมีเลขยกกำลังการสูญเสียเชิงวิถีเป็น 4 สำหรับการแพร่กระจายหลังจุดหักมุม [14]



รูปที่ 4.2 แบบจำลองการสะท้อนพื้นสองวิถี

แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของคลื่นแบบต่อเนื่องเป็นแบบจำลองสองวิถีที่เป็นแบบจำลองการแพร่กระจายในสถานะ LOS ระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับและยังมีคลื่นสะท้อนจากพื้นระนาบระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับดังแสดงในรูปที่ 4.2 [18], [19] การสูญเสียเชิงวิถี PL [dB] ของสัญญาณคลื่นต่อเนื่อง (CW) มีนิพจน์เป็น

$$\begin{aligned}
 PL &= 10 \log \left[\left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \left\{ 1 + \gamma^2 + 2\gamma \cos \left(\frac{2\pi \Delta d}{\lambda} + \phi \right) \right\} \right]^{-1} \\
 &= 10 \log \left[\left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \left\{ 1 + \gamma^2 + 2\gamma \cos \left(\frac{2\pi \Delta d}{\lambda} + \phi \right) \right\} \right]^{-1}
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

เมื่อ d เป็นระยะทางระหว่างสายอากาศส่งและรับ λ เป็นความยาวคลื่นของสัญญาณ $\gamma \exp(j\phi)$ เป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนพื้น โดย γ เป็นขนาดและ ϕ เป็นเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนพื้น และ Δd เป็นผลต่างระหว่างระยะทางตรงกับระยะทางการสะท้อนพื้น โดยที่กำหนดให้ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับมีค่ามากกว่าความสูงของสายอากาศส่งและสายอากาศรับมากๆ $d \gg h_t, h_r$ เมื่อ h_t เป็นความสูงของสายอากาศส่ง และ h_r เป็นความสูงของสายอากาศรับ ซึ่งจะได้

$$\Delta d \cong \frac{2 h_t h_r}{d} \tag{4.15}$$

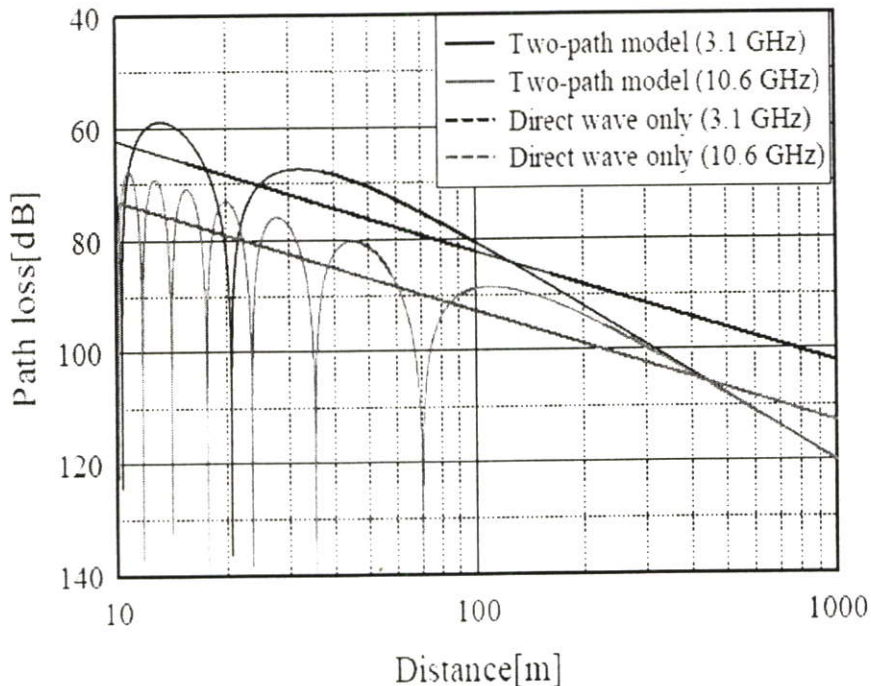
ถ้า $d \gg h_t, h_r$ จะกำหนดให้มีการสะท้อนอย่างสมบูรณ์ (นั่นคือ $\gamma = 1$ และ $\phi = \pi$)

เมื่อการแพร่กระจายมีระยะทางที่ไกล การสูญเสียเชิงวิถีจะมีการแกว่งตามระยะทางเนื่องจากเกิดการแทรกสอดระหว่างสองคลื่น และเอนVELOปของการสูญเสียแปรผันตรงตามระยะทางกำลังสองในทางกลับกัน เมื่อการแพร่กระจายมีระยะทางมากกว่าความสูงของสายอากาศส่งและสายอากาศรับมาก การสูญเสียเชิงวิถีจะเพิ่มขึ้นอย่างราบเรียบแปรผันตรงตามระยะทางกำลังสี่ ขอบเขตระหว่างบริเวณการแพร่กระจายในระยะทางที่ใกล้ ซึ่งมีค่ายกกำลังการสูญเสียเป็น 2 และบริเวณการแพร่กระจายในระยะทางที่ไกลซึ่งมีเลขยกกำลังการสูญเสียเป็น 4 เรียกว่าจุดหักมุม ระยะทาง d_f ที่ผลต่างของระยะทางระหว่างสองคลื่นมีค่าเท่ากับครึ่งความยาวคลื่น (ระยะทางเขตเฟรสนเอลที่หนึ่ง) กำหนดเป็น [19]

$$d_f = \frac{4h_t h_r}{\lambda} \quad (4.16)$$

เมื่อ d_f เป็นระยะทางมากที่สุดที่เกิดค่าสูงสุดเฉพาะแห่ง และบางที่เรียกว่าจุดหักมุม [8] แต่อย่างไรก็ตาม ถ้าจุดหักมุมนิยามเป็นจุดที่เอนVELOปเชิงเส้นที่มีความชันเป็น d^2 ตัดกับเอนVELOปเชิงเส้นที่มีความชันเป็น d^4 บนกราฟล็อก-ล็อก (ในพิภคการสูญเสียเชิงวิถีในหน่วย dB เทียบกับล็อกของระยะทาง) ระยะทางจุดหักมุมจะได้จากสมการต่อไปนี้ [20]

$$d_{fm} = \frac{2\pi h_t h_r}{\lambda} \quad (4.17)$$



รูปที่ 4.3 การสูญเสียเชิงวิถีเทียบกับระยะทางที่คำนวณจากแบบจำลองสองวิถีและคลื่นตรงเพียงอย่างเดียว โดยมี $h_t = h_r = 1$ m และความถี่เป็น 3.1 และ 10.6 GHz

รูปที่ 4.3 แสดงการคำนวณแบบจำลองสองวิถีสำหรับสัญญาณ CW ที่ 3.1 และ 10.6 GHz (ข้อจำกัดความถี่ต่ำและความถี่บนของ UWB ที่กำหนดโดย FCC) เมื่อความสูงของสายอากาศส่งและสายอากาศรับเป็น 1 m ได้เปรียบเทียบกับการสูญเสียเชิงวิถีในอวกาศว่างของคลื่นตรงซึ่งได้จากสมการที่ (4.14)

4.4 แบบจำลองสองวิถี UWB ทั่วไป [14]

แบบจำลองที่มีพื้นฐานบนแบบจำลองสองวิถีแถบแคบได้กำหนดให้ระยะทางจุดหักมุมเป็น 2 m สำหรับระยะทางการแพร่กระจาย UWB จนถึงหลายเมตร และมีเลขยกกำลังการสูญเสียเชิงวิถีเป็น 2 จนกระทั่งถึงจุดหักมุม และเปลี่ยนเป็น 4 หลังจุดหักมุม แต่อย่างไรก็ตาม ไม่มีที่มาในการกำหนดให้ระยะทางจุดหักมุมเป็น 2 m โดยได้ใช้สูตรต่อไปนี้มีเลขยกกำลังการสูญเสียเชิงวิถีเป็น 2 สำหรับระยะทางการแพร่กระจายจนถึง d_f และเปลี่ยนเป็น 4 สำหรับระยะทางการแพร่กระจายหลัง d_f

$$PL = L_{bp} + \begin{cases} 20 \log\left(\frac{d}{d_f}\right) & d \leq d_f \\ 40 \log\left(\frac{d}{d_f}\right) & d > d_f \end{cases} \quad (4.18)$$

$$d_f = \frac{4 h_t h_r}{\lambda} \quad (4.19)$$

$$L_{bp} = \left| 20 \log\left(\frac{\lambda^2}{8 \pi h_t h_r}\right) \right| \quad (4.20)$$

ในแบบจำลองนี้ไม่ได้นิยามความถี่ที่ตรงกับ λ ในสมการที่ (4.19) ถึง (4.20) ยิ่งไปกว่านั้นเมื่อ $d < d_f$ ได้ทำแบบจำลองโดยการสูญเสียเชิงวิถีอวกาศว่าง ไม่ได้มีการพิจารณาการแกว่งของระดับที่รับได้ซึ่งเป็นผลเนื่องมาจากการแทรกสอดในบริเวณ $d < d_f$

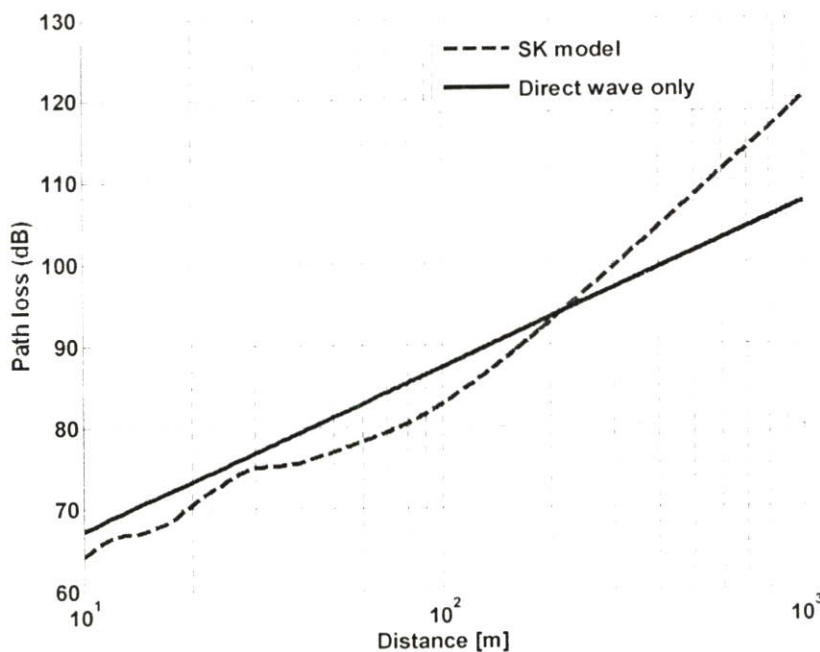
4.5 แบบจำลอง SK [5]

แบบจำลอง SK ได้พิจารณาจากแบบจำลองการสะท้อนพื้นของสัญญาณแถบแคบ โดยระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับอยู่ในแนวการมองเห็น และมีเพียงวิถีเดียวเท่านั้นที่สะท้อนจากพื้นระหว่างสายอากาศทั้งสองดังแสดงในรูปที่ 4.2 การสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลอง SK PL_{SK} เป็นสูตรที่มีรูปแบบเป็นอินทิกรัลของการสูญเสียของ CW จากสมการที่ 4.14 ซึ่งได้กำหนดการอินทิเกรตเป็น

ขอบเขตตั้งแต่ความถี่ต่ำ f_L ถึงความถี่สูง f_H ของสัญญาณ ดังนั้น PL_{SK} ในหน่วย dB แสดงได้ดังนี้

$$PL_{SK} = 10 \log \left[\frac{1}{f_H - f_L} \int_{f_L}^{f_H} \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \left\{ 1 + \gamma^2 + 2\gamma \cos \left(\frac{2\pi f \Delta d}{c} + \phi \right) \right\} df \right]^{-1} \quad (4.21)$$

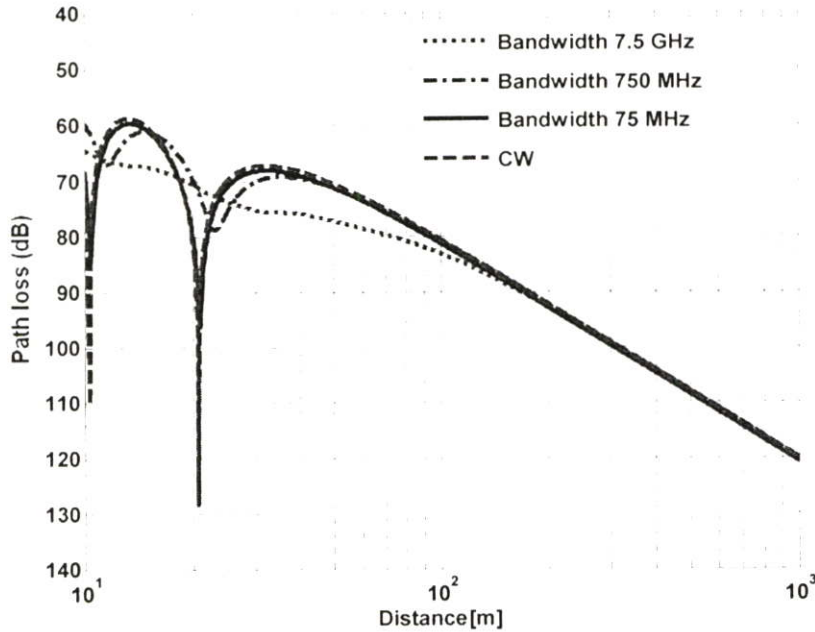
ในการคำนวณเชิงตัวเลขของการสูญเสียเชิงวิถีจากแบบจำลอง SK จะใช้สมการที่ (4.21) ซึ่งได้กำหนดให้ $\gamma = 1$ และ $\phi = \pi$ รูปที่ 4.4 แสดงคุณสมบัติของการสูญเสียเชิงวิถีเทียบกับระยะทางบนช่วงแบนด์วิดท์ UWB เท่ากับ 7.5 GHz เมื่อความสูงของสายอากาศส่งและรับเป็น 1 m เมื่อเปรียบเทียบกับ การสูญเสียเชิงวิถีของสัญญาณ CW (3.1 และ 10.6 GHz) ในแบบจำลองสองวิถี (รูปที่ 4.2) สัญญาณ UWB ไม่มีคุณสมบัติการแกว่งตามระยะทางจนถึงประมาณ 100 m เหมือนกับสัญญาณ CW แต่จะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วโดยไม่จำเป็นต้องใช้เส้นตรงที่แปรผันตรงกับระยะทางกำลังสอง คุณสมบัติการแทรกสอดบนช่วงความถี่จาก 3.1 ถึง 10.6 GHz เป็นผลทำให้ได้เส้นโค้งที่ราบเรียบมากกว่าในรูปที่ 4.3 ที่ระยะทางมากกว่า 100 m เลขยกกำลังการสูญเสียเชิงวิถีจะเปลี่ยนเป็น 4 ซึ่งเหมือนกับสัญญาณ CW ที่ระยะทางมากกว่า 100 m



รูปที่ 4.4 การสูญเสียเชิงวิถีเทียบกับระยะทางที่คำนวณจากแบบจำลอง SK เมื่อความสูงของสายอากาศส่งและรับเท่ากันที่ 1 m และความถี่ตั้งแต่ 3.1 ถึง 10.6 GHz

รูปที่ 4.5 แสดงการสูญเสียเชิงวิถีเทียบกับระยะทางสำหรับแบนด์วิดท์ต่างๆ โดยกำหนดให้ความถี่ต่ำสุด เป็น 3.1 GHz และพิจารณาที่ระยะห่างตั้งแต่ 10 ถึง 1000 m คำนวณโดยใช้แบบจำลอง SK

ในสมการที่ (4.21) และความสูงของสายอากาศส่งและรับเท่ากันที่ 1 m ซึ่งพิจารณาที่ระยะทางตั้งแต่ 10 ถึง 1000 m และทำการเปรียบเทียบผล โดยกำหนดให้แบนด์วิดท์มีค่าเท่ากับ 7.5 GHz, 750 MHz, 75 MHz และสัญญาณ CW



รูปที่ 4.5 การสูญเสียเชิงวิถีเทียบกับระยะทางสำหรับแบนด์วิดท์ต่างๆ โดยกำหนดให้ความถี่ต่ำสุดเป็น 3.1 GHz คำนวณโดยใช้แบบจำลอง SK และความสูงของสายอากาศส่งและรับเท่ากันที่ 1m

จากรูปที่ 4.5 แสดงการสูญเสียเชิงวิถี เมื่อแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นจะมีเฟดดิ้งลดน้อยลง ในทางตรงกันข้ามจะมีเฟดดิ้งมากขึ้นเมื่อแบนด์วิดท์ลดลง และสำหรับแบนด์วิดท์ 75 MHz จะมีคุณสมบัติเกือบเหมือนกับสัญญาณ CW และเมื่อแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้น ระยะทางจุดหักมุมจะค่อยๆ เพิ่มมากขึ้น

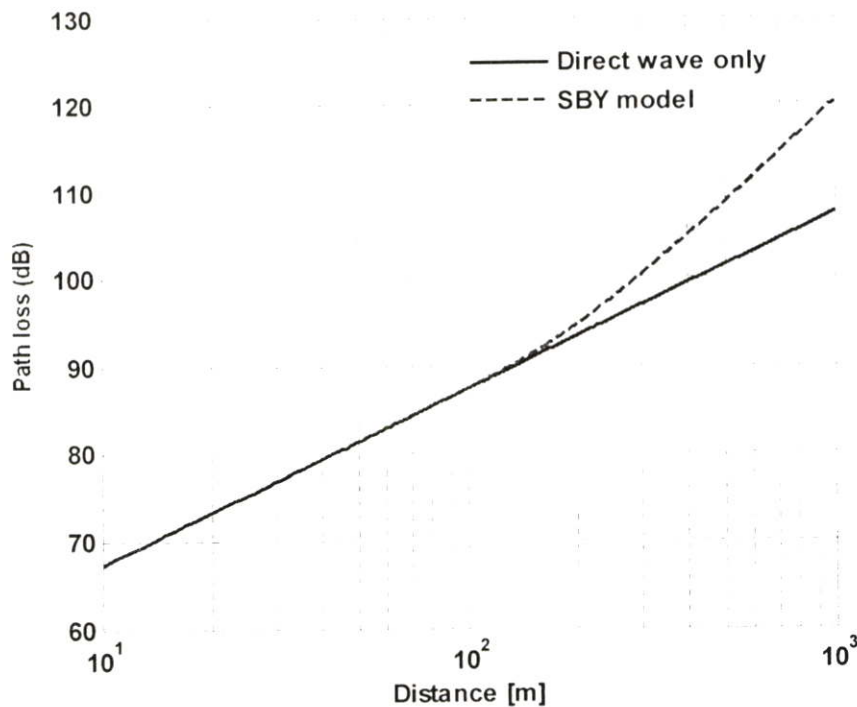
4.6 แบบจำลอง SBY [9]

แบบจำลอง SBY เป็นแบบจำลองที่เป็นทฤษฎีการแพร่กระจายคลื่นแบบหลายความชัน โดยมีพื้นฐานอยู่บนการวัดของช่องสัญญาณที่มีการกระจาย [20] การสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลอง SBY PL_{SBY} ในหน่วย dB สามารถเขียนได้เป็นสมการที่ (4.22)

$$PL_{SBY} = 10 \log \left\{ \left(\frac{c}{4\pi f_m d} \right)^2 \left[1 - e^{-(d_i/d)^{n-2}} \right] \right\}^{-1} \quad (4.22)$$

เมื่อ $f_m = \sqrt{f_L f_H}$ เป็นความถี่ค่าเฉลี่ยเรขาคณิตของขอบแถบความถี่ต่ำกับแถบความถี่สูงของพัลส์ n คือเลขยกกำลังการสูญเสียเชิงวิถีหลังระยะจุดหักมุม และ d_i เป็นระยะทางจุดหักมุม สำหรับช่องสัญญาณการสะท้อนพื้นของ UWB จะกำหนดให้ $n = 4$

รูปที่ 4.6 เป็นการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของ SBY ที่ได้จากสมการที่ (4.22) เปรียบเทียบกับแบบจำลองการสะท้อนพื้นของ CW ที่มีแค่คลื่นแนวตรงเพียงอย่างเดียวซึ่งได้จากสมการที่ (4.14) โดยใช้ความถี่ตั้งแต่ 3.1 ถึง 10.6 GHz และมีความสูงของสายอากาศส่งและรับเท่ากันที่ 1 m โดยพิจารณาที่ระยะทางตั้งแต่ 10 ถึง 1000 m



รูปที่ 4.6 การสูญเสียเชิงวิถีเทียบกับระยะทางที่คำนวณจากแบบจำลอง SBY เมื่อความสูงของสายอากาศส่งและรับเท่ากันที่ 1 m และความถี่ตั้งแต่ 3.1 ถึง 10 GHz

จากรูปที่ 4.6 จะเห็นได้ว่าการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลอง SBY นั้นมีความสอดคล้องกับการสูญเสียที่ได้จากแบบจำลองที่มีแค่คลื่นแนวตรงเพียงอย่างเดียวแต่จะแตกต่างกันหลังจากที่ระยะทางมากกว่า 100 m ซึ่งจุดนี้เป็นระยะทางจุดหักมุม ซึ่งแบบจำลอง SBY เป็นแบบจำลองหลายวิถี และการสูญเสียจะมีการเปลี่ยนแปลงความชันที่จุดนี้

4.7 บทสรุป

บทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นและได้อธิบายถึงแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นสำหรับการสื่อสาร UWB ที่ประกอบไปด้วยแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของสัญญาณต่อเนื่องซึ่งเป็นแบบจำลองที่ใช้กับสัญญาณแบบแถบแคบจึงไม่เหมาะสมที่จะนำมาใช้กับระบบ UWB ดังนั้นจึงได้ศึกษาถึงแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี UWB ทั่วไป แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี SK ซึ่งเป็นสูตรการสูญเสียเชิงวิถีที่มีรูปแบบเป็นอินทิกรัลของการสูญเสียของ CW และแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี SBY ซึ่งเป็นแบบจำลองที่มีพื้นฐานอยู่บนการแพร่กระจายคลื่นแบบ

หลายความชัน โดยจากการศึกษาถึงแบบจำลองสำหรับระบบ UWB ต่างๆ จึงพบว่าแบบจำลองของ SK นั้นเป็นแบบจำลองในรูปอินทิกรัล ดังนั้นจึงได้ถูกนำมาพัฒนาเป็นแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีในรูปแบบปิดสำหรับสัญญาณ UWB ต่อไป

บทที่ 5

แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้น ที่นำเสนอ

5.1 บทนำ

ในบทนี้ได้นำเสนอการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นสำหรับการสื่อสาร UWB ที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ย โดยการใช้แบบจำลอง SK [5] ที่เป็นสูตรการสูญเสียเชิงวิถีที่มีรูปแบบเป็นอินทิกรัลของการสูญเสียของ CW ซึ่งได้กำหนดการอินทิเกรตเป็นขอบเขตตั้งแต่ความถี่ต่ำถึงความถี่สูงของสัญญาณ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้เทคนิคการอินทิเกรตเชิงตัวเลขและการทำแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่ เพื่อคำนวณหาการสูญเสียเชิงวิถีและสูตรระยะทางจุดหักมุมของการสื่อสาร UWB และยังใช้สูตรการส่งผ่านของฟรีสที่อยู่ในรูปแบบเชิงซ้อน [6], [7] ซึ่งพัฒนามาจากสูตรการส่งผ่านของฟรีสแบบดั้งเดิม [8] มาใช้สำหรับระบบการสื่อสาร UWB โดยได้หาสูตรการสูญเสียเชิงวิถีให้อยู่ในนิพจน์ที่เป็นรูปแบบปิด หลังจากนั้นได้ทำการเปรียบเทียบสูตรการสูญเสียเชิงวิถีรูปแบบปิดที่นำเสนอกับสูตรการสูญเสียเชิงวิถีแบบเดิมที่ยังไม่ได้แปลงสูตรมาเป็นรูปแบบปิดเพื่อแสดงความถูกต้องแม่นยำของสูตรรูปแบบปิดที่นำเสนอต่อไป

5.2 แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่มาจากแบบจำลอง SK ที่นำเสนอแบบใหม่ [21]

แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่มาจากแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของ SK ดังสมการที่ (4.21) นั้น เป็นสูตรที่มีรูปแบบเป็นอินทิกรัลของการสูญเสียของ CW ที่ได้จากสมการที่ (4.14) ซึ่งได้กำหนดการอินทิเกรตเป็นขอบเขตตั้งแต่ความถี่ต่ำ f_L ถึงความถี่สูง f_H ของสัญญาณ ซึ่งจากแบบจำลอง SK จากสมการที่ (4.21) นี้เป็นสูตรการสูญเสียเชิงวิถีที่มีรูปแบบเป็นอินทิกรัล ซึ่งได้กำหนดการอินทิเกรตเป็นขอบเขตตั้งแต่ความถี่ต่ำถึงความถี่สูงของสัญญาณ ดังนั้น จึงจำเป็นต้องใช้เทคนิคการอินทิเกรตเชิงตัวเลขเพื่อคำนวณหาการสูญเสียเชิงวิถีของการสื่อสาร UWB ที่เป็นสูตรในรูปแบบปิด โดยสูตรการสูญเสียเชิงวิถี PL ในหน่วย dB ที่เป็นรูปแบบปิดที่มาจากแบบจำลองของ SK นั้นสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (5.1)

$$PL = 10 \log \left[\frac{1}{f_H - f_L} \left(\frac{c}{4\pi d} \right)^2 (C + D) \right]^{-1} \quad (5.1)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned}
C &= \frac{(1+\gamma^2)(f_H - f_L)}{f_L f_H} \\
D &= 2\gamma(E - F) + \frac{4\pi\gamma\Delta d}{c}(G - H) \\
E &= \frac{1}{f_L} \cos\left(\frac{2\pi f_L \Delta d}{c} + \phi\right) \\
F &= \frac{1}{f_H} \cos\left(\frac{2\pi f_H \Delta d}{c} + \phi\right) \\
G &= \sin\phi \left[Ci\left(\frac{2\pi f_H \Delta d}{c}\right) - Ci\left(\frac{2\pi f_L \Delta d}{c}\right) \right] \\
H &= \cos\phi \left[Si\left(\frac{2\pi f_H \Delta d}{c}\right) - Si\left(\frac{2\pi f_L \Delta d}{c}\right) \right] \\
Ci(x) &= -\int_x^\infty \frac{1}{\tau} \cos \tau d\tau \\
Si(x) &= \int_x^\infty \frac{1}{\tau} \sin \tau d\tau
\end{aligned}$$

หลังจากนั้นได้นำเสนอแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่ของการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้น ซึ่งการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่เขียนได้เป็นสมการที่ (5.2) และจากการทำแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่ทำให้สามารถหาสูตรของระยะทางจุดหักมุม d_{bu} สำหรับสัญญาณ UWB ซึ่งแสดงดังสมการที่ (5.3)

$$PL_R = \begin{cases} 20 \log\left(\frac{4\pi f_m d}{c}\right) & d < d_{bu} \\ 40 \log\left(\frac{d}{\sqrt{h_t h_r}}\right) & d > d_{bu} \end{cases} \quad (5.2)$$

เมื่อ $f_m = \sqrt{f_L f_H}$ และ d_{bu} คือระยะทางจุดหักมุมของระบบ UWB ที่นำเสนอซึ่งกำหนดได้เป็น

$$d_{bu} = \frac{4\pi f_m h_t h_r}{c} \quad (5.3)$$

จากสมการที่ (5.3) การสูญเสียเชิงวิถีที่มีการแพร่กระจายก่อนระยะทางจุดหักมุมจะสอดคล้องกับการสูญเสียเชิงวิถีอวกาศว่างที่ได้มีการเสนอโดย IEEE 802.15.3a [11] โดยมีเลขยกกำลังการสูญเสียเชิงวิถีเท่ากับ 2 หลังจากระยะทางจุดหักมุมและเลขยกกำลังการสูญเสียเชิงวิถีเพิ่มขึ้นเป็น 4 โดยการสูญเสียเชิงวิถีมีค่าที่ไม่ขึ้นอยู่กับตัวแปรทางความถี่ของสัญญาณ UWB

5.3 แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่มาจากการส่งผ่านของฟริสในรูปแบบเชิงซ้อน

การสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นสำหรับสัญญาณ UWB ที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ยนิยามเป็นอัตราส่วนระหว่างกำลังเฉลี่ยของสัญญาณส่งต่อสัญญาณที่รับได้ในโดเมนความถี่ จากสูตรการส่งผ่านของฟริสที่เป็นรูปแบบเชิงซ้อนสามารถใช้เทคนิคการอินทิเกรตและแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่เพื่อแปลงสูตรจากรูปแบบเชิงซ้อนมาเป็นสูตรในรูปแบบปิด

สำหรับการวิเคราะห์ได้กำหนดให้สัญญาณพัลส์แถบผ่านสี่เหลี่ยมเป็นสัญญาณ UWB ที่ใช้ส่งโดยแสดงทั้งโดเมนเวลา $v_i(t)$ และความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง $V_i(f)$ ดังสมการที่ (5.4) และ (5.5) ตามลำดับ

$$v_i(t) = \frac{1}{f_b} [f_H \text{sinc}(2f_H t) - f_L \text{sinc}(2f_L t)] \quad (5.4)$$

$$V_i(f) = \begin{cases} \frac{1}{2f_b} & ||f| - f_c| \leq \frac{f_b}{2} \\ 0 & ||f| - f_c| > \frac{f_b}{2} \end{cases} \quad (5.5)$$

เมื่อ t คือเวลา f คือความถี่ f_c คือความถี่กลาง f_b คือแบนด์วิดท์ $f_L = f_c - f_b/2$ เป็นความถี่ต่ำสุด $f_H = f_c + f_b/2$ เป็นความถี่สูงสุด $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$ โดยรูปคลื่นนี้มีแอมพลิจูดสูงสุดเป็นหนึ่งซึ่งเวลาเท่ากับศูนย์และความหนาแน่นสเปกตรัมมีค่าคงที่เท่ากับ $1/(2f_b)$ ตลอดแบนด์วิดท์ตั้งแต่ $-f_H$ ถึง $-f_L$ และ f_L ถึง f_H

ในการส่งสัญญาณผ่านแบบจำลองการสะท้อนพื้นนั้น คลื่นที่แพร่กระจายจากสายอากาศส่งมาที่สายอากาศรับประกอบไปด้วยสองส่วนคือคลื่นแนวตรงและคลื่นแนวสะท้อน ดังนั้นสูตรการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นจึงวิเคราะห์ได้จากสองส่วนคือการสูญเสียเชิงวิถีของคลื่นแนวตรงได้จากสูตรการส่งผ่านของฟริสที่แสดงในรูปแบบเชิงซ้อน [6] - [7] โดยได้กำหนดให้สายอากาศส่งและสายอากาศรับมีอัตราขยายคงที่เท่ากับหนึ่ง ซึ่งมีฟังก์ชันการส่งผ่านความถี่เป็นช่องสัญญาณอวกาศแสดงดังสมการที่ (5.6)

$$H_f(f, d) = \frac{c}{4\pi|f|d} e^{-j2\pi f d/c} \quad (5.6)$$

เมื่อ d คือระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับ และ c คือความเร็วแสง

สำหรับการสูญเสียเชิงวิถีของช่องสัญญาณอวกาศว่าง UWB ที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ย $PL_{f,a}$ นิยามเป็นอัตราส่วนระหว่างกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ UWB ที่ใช้ส่งต่อสัญญาณ UWB ที่รับได้ในทางโดเมนความถี่และสามารถแสดงได้เป็นรูป dB ได้ดังสมการที่ (5.7)

$$PL_{f,a}(d) = 20 \log \left[\frac{4\pi \sqrt{f_H f_L} d}{c} \right] \quad (5.7)$$

ความหนาแน่นสเปกตรัมของสัญญาณที่รับได้จากคลื่นแนวตรง $V_{r,f}$ ได้จากการคูณกันระหว่างฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่ของช่องสัญญาณอวกาศว่าง H_f กับความหนาแน่นสเปกตรัมของสัญญาณ UWB ที่ใช้ส่ง V_t โดยความหนาแน่นสเปกตรัมของสัญญาณที่รับได้จากคลื่นแนวตรงสามารถเขียนได้เป็น

$$V_{r,f} = H_f(f, d) \cdot V_t(f) \quad (5.8)$$

สัญญาณ UWB ที่ผ่านจากช่องสัญญาณอวกาศว่าง $v_{r,f}$ ของคลื่นในวิถีตรงได้จากการคำนวณโดยใช้การแปลงกลับฟูริเยร์ย้อนกลับของความหนาแน่นสเปกตรัม ซึ่งเขียนได้ดังสมการที่ (5.9)

$$v_{r,f}(t, d) = \int_{-\infty}^{\infty} V_{r,f}(f, d) e^{j2\pi f t} df \quad (5.9)$$

สำหรับแบบจำลองการสะท้อนพื้นหรือแบบจำลองสองวิถีที่มีสัญญาณส่งเป็นสัญญาณพัลส์แถบผ่านสี่เหลี่ยม ได้พิจารณากลิ่นในวิถีสะท้อนโดยมีระยะทางวิถีตรง d' และวิถีสะท้อน d'' สัญญาณที่รับได้ของแบบจำลองการสะท้อนพื้นจะเป็นผลรวมระหว่างคลื่นจากแนวตรงและแนวสะท้อนพื้น ดังนั้น รูปคลื่นที่รับได้จากแบบจำลองการสะท้อนพื้น $v_{r,g,x}$ และความหนาแน่นสเปกตรัมของรูปคลื่นที่รับได้ $V_{r,g,x}$ สามารถเขียนได้เป็นสมการที่ (5.10) และ (5.11) ตามลำดับ

$$v_{r,g,x}(t, d) = v_{r,f}(t, d') + \Gamma_x v_{r,f}(t, d'') \quad (5.10)$$

$$V_{r,g,x}(f, d) = V_{r,f}(f, d') + \Gamma_x V_{r,f}(f, d'') \quad (5.11)$$

เมื่อ Γ คือสัมประสิทธิ์การสะท้อนพื้นและดัชนี x แทนด้วย c, \parallel หรือ \perp หมายถึงการสะท้อนบนพื้นตัวนำสมบูรณ์ พื้นไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสียและมีการโพลาไรซ์แบบแนวตั้งหรือแนวนอนตามลำดับ

การสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ย $PL_{g,x}$ ที่ได้จากอัตราส่วนระหว่างกำลังเฉลี่ยของสัญญาณส่งต่อสัญญาณที่รับได้ในโดเมนความถี่สามารถแสดงในรูปของ dB ดังสมการนี้

$$PL_{g,x}(d) = 10 \log \left[\frac{\int_{f_L}^{f_H} |V_r(f)|^2 df}{\int_{f_L}^{f_H} |V_{r,g,x}(f,d)|^2 df} \right] \quad (5.12)$$

$$PL_{g,x}(d) = 10 \log \left\{ \frac{16\pi^2 f_b f_L f_H d'^2 d''^2}{c^2 [f_b (d''^2 + \Gamma_x^2 d'^2) + 2\Gamma_x d' d'' A]} \right\} \quad (5.13)$$

เมื่อ

$$A = f_H \cos \left[\frac{2\pi f_L \Delta d}{c} \right] - f_L \cos \left[\frac{2\pi f_H \Delta d}{c} \right] + \frac{2\pi f_L f_H \Delta d}{c} \left\{ S_i \left[\frac{2\pi f_L \Delta d}{c} \right] - S_i \left[\frac{2\pi f_H \Delta d}{c} \right] \right\}$$

และ $S_i(x) = \int_0^x \{\sin(\tau)/\tau\} d\tau$ คือฟังก์ชันไซน์อินทิกรัล และ $\Delta d = d'' - d'$

ได้ทำการหาระยะทางจุดหักมุมและเลขยกกำลังการสูญเสียเชิงวิถีสำหรับแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ย การสูญเสียเชิงวิถีจะมีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยตามการโพลาไรซ์ของคลื่นและสภาพขอมสัมพันธ์ของพื้น โดยมีระยะทางจุดหักมุมและเลขยกกำลังการสูญเสียเชิงวิถีของพื้นและการโพลาไรซ์ของคลื่นแต่ละแบบเท่ากัน แบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่ของการสูญเสียเชิงวิถีในแบบจำลองการสะท้อนพื้นของสัญญาณ UWB ที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ยถูกแสดงได้เป็น

$$PL_g(d) = \begin{cases} PL_f(d_a) + 10n_1 \log \left(\frac{d}{d_{bu}} \right) & d < d_{bu} \\ PL_f(d_a) + 10n_2 \log \left(\frac{d}{d_{bu}} \right) & d > d_{bu} \end{cases} \quad (5.14)$$

เมื่อ n_1 และ n_2 เป็นเลขยกกำลังการสูญเสียเชิงวิถีที่ระยะ d ก่อนและหลังระยะทางจุดหักมุม d_{bu} สำหรับการวิเคราะห์นี้จะได้เลขยกกำลัง $n_1 = 2$ และ $n_2 = 4$ ระยะทางจุดหักมุมได้จากสมการที่ (5.3) ซึ่งระยะทางจุดหักมุมนิยามเป็นระยะทางจุดตัดระหว่างขอบเชิงเส้นของการสูญเสียเชิงวิถีในแบบจำลองการสะท้อนพื้นของระยะใกล้และระยะไกล บนกราฟล็อก-ล็อก (ในพิภคการสูญเสียเชิงวิถีในหน่วย dB เทียบกับล็อกของระยะทาง)

5.4 การเปรียบเทียบแบบจำลองที่นำเสนอกับแบบจำลองอื่น

จากการนำเสนอสูตรการสูญเสียเชิงวิถีและระยะทางจุดหักมุมของแบบจำลองการสะท้อนพื้นสำหรับการสื่อสาร UWB ที่เป็นสูตรรูปแบบปิด ซึ่งได้จากการแปลงสูตรการสูญเสียเชิงวิถีของ SK ที่เป็นรูปแบบอินทิกรัลและสูตรการส่งผ่านของฟรีสที่อยู่ในรูปแบบเชิงซ้อน จะทำการเปรียบเทียบความถูกต้องแม่นยำของสูตรที่ได้นำเสนอ

5.4.1 การเปรียบเทียบแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่มาจากแบบจำลอง SK ที่นำเสนอแบบใหม่

ได้เปรียบเทียบสูตรการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นของระบบ UWB ที่นำเสนอนี้กับแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของ SK และ SBY โดยตัวแปรต่าง ๆ ที่ถูกใช้ในการวิเคราะห์ผลแสดงดังตารางที่ 5.1 ได้กำหนดให้ความถี่ด้านต่ำ f_L มีค่าคงที่เท่ากับ 3.1 GHz ซึ่งความถี่ด้านต่ำของระบบ UWB นี้ได้ถูกกำหนดโดย FCC [4] ในการวิเคราะห์ได้แบ่งเป็นสองกรณี โดยการกำหนดแบนด์วิดท์ของสัญญาณ UWB เป็นกรณีต่ำสุดและสูงสุดซึ่งเท่ากับ 0.5 และ 7.5 GHz ตามลำดับ ดังนั้น การวิเคราะห์ในกรณีแรกจึงใช้ความถี่ด้านสูง f_H เท่ากับ 3.6 GHz ส่วนกรณีที่สองใช้ความถี่ด้านสูง f_H เท่ากับ 10.6 GHz ความสูงของสายอากาศส่งและสายอากาศรับ กำหนดเป็นสองกรณีเช่นกันคือ 0.1 และ 1 m ได้กำหนดให้มีการสะท้อนพื้นอย่างสมบูรณ์ ($\gamma = 1$ และ $\phi = \pi$)

ตารางที่ 5.1 ค่าที่ใช้ในการวิเคราะห์สูตรการสูญเสียเชิงวิถีรูปแบบปิดที่มาจากแบบจำลอง SK

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์	ค่าของพารามิเตอร์
ความถี่ด้านต่ำ (f_L)	3.1 GHz
แบนด์วิดท์ (f_b)	0.5 และ 7.5 GHz
ความสูงของสายอากาศ (h_t, h_r)	0.1 และ 1 m.

สำหรับการวิเคราะห์สูตรการสูญเสียเชิงวิถีที่นำเสนอ นั้น อันดับแรกได้ทำการวิเคราะห์สูตรระยะทางจุดหักมุม d_{bu} สำหรับการสื่อสารแถบแคบ [20] ที่ได้จากสมการที่ (4.17) เปรียบ

เทียบกับสูตรระยะทางจุดหักมุม d_{bu} ของการสื่อสาร UWB ที่ได้นำเสนอ จากสมการที่ (5.3) โดยผลจากการทราบระยะทางจุดหักมุมที่ความสูงของสายอากาศของแต่ละระดับความสูงของแบบจำลองที่นำเสนอนี้ ทำให้สามารถทำการวิเคราะห์การสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นของระบบ UWB ที่มีระยะการแพร่กระจายคลื่นที่ครอบคลุมทุกระยะทั้งก่อนและหลังระยะทางจุดหักมุม

ตารางที่ 5.2 และ 5.3 เป็นตารางการเปรียบเทียบระยะทางจุดหักมุมระหว่างสูตรที่ได้จากสูตรสำหรับการสื่อสารแถบแคบ d_{bn} เปรียบเทียบกับสูตรระยะทางจุดหักมุม d_{bu} ที่ได้นำเสนอ ที่มีความสูงสายอากาศส่งและสายอากาศรับเท่ากับ 0.1 และ 1 m ตามลำดับ เนื่องจากสูตรการประมาณค่า d_{bn} นั้นเป็นสูตรสำหรับการสื่อสารแถบแคบที่มีการพิจารณาเพียงความถี่เดียวและเมื่อนำมาใช้กับการสื่อสาร UWB ที่มีแบนด์วิดท์กว้างโดยมีความถี่ต่ำสุดและสูงสุดเท่ากับ f_L และ f_H ตามลำดับ จะกำหนดให้ความยาวคลื่น $\lambda = (\lambda_L + \lambda_H) / 2$ แทนลงสมการ (4.17)

ตารางที่ 5.2 ระยะทางจุดหักมุมของแบบจำลอง SK ที่ความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 0.1 m

แบนด์วิดท์ (GHz)	d_{bn}	d_{bu}
0.5	0.69	1.39
7.5	1.00	2.40

ตารางที่ 5.3 ระยะทางจุดหักมุมของแบบจำลอง SK ที่ความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 1 m

แบนด์วิดท์ (GHz)	d_b	d_p
0.5	69.77	139.93
7.5	100.47	240.12

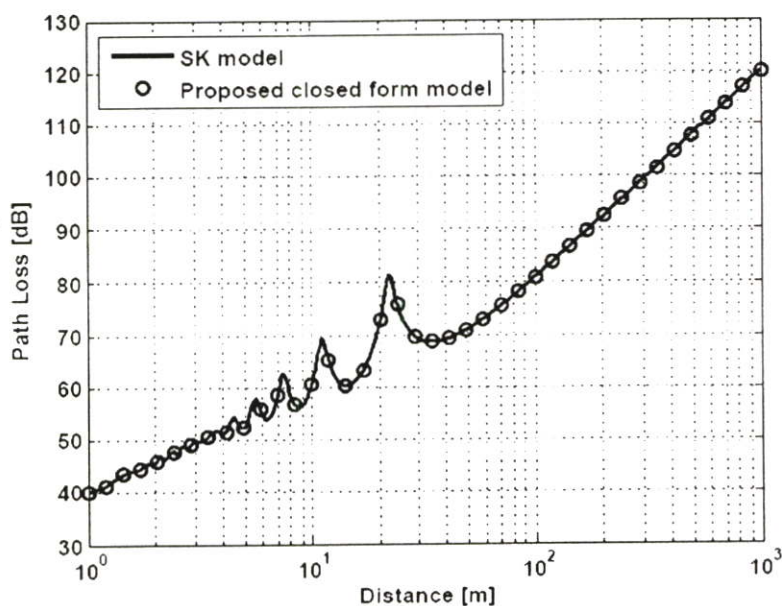
ผลจากการคำนวณหาระยะทางจุดหักมุมของทั้งสองสูตรที่ได้แสดงในตารางที่ 5.2 ระยะทางจุดหักมุมที่ความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 0.1 m ที่มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 0.5 และ 7.5 GHz ได้ระยะทางจุดหักมุม d_{bn} มีค่าเท่ากับ 0.69 และ 1.00 m ตามลำดับ ส่วนระยะทางจุดหักมุม d_{bu} มีค่าเท่ากับ 1.39 และ 2.40 m ตามลำดับ ส่วนตารางที่ 5.3 เป็นระยะทางจุดหักมุมที่ความสูงของสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 1 m ที่มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 0.5 และ 7.5 GHz โดยระยะทางจุดหักมุม d_{bn} ที่ได้มีค่าเท่ากับ 69.77 และ 100.47 m ส่วนระยะทางจุดหักมุม d_{bu} มีค่าเท่ากับ 139.93 และ 240.12 m ตามลำดับ

จากการวิเคราะห์ระยะทางจุดหักมุมที่ได้จากตารางที่ 5.2 และ 5.3 จะเห็นได้ว่าระยะทางจุดหักมุม d_{bu} มีค่าประมาณสองเท่าของระยะทางจุดหักมุม d_{bn} และระยะทางจุดหักมุมมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นสำหรับความถี่ด้านต่ำมีค่าคงที่ และจากการเพิ่มความสูงของสายอากาศส่ง

และรับจาก 0.1 เป็น 1 m โดยพิจารณาที่แบนด์วิดท์เท่ากันทำให้ทราบว่าระยะทางจุดหักมุมที่ได้มีค่าเพิ่มขึ้น จากผลที่ได้ของระยะทางจุดหักมุมที่ความสูงของสายอากาศทั้งสองระดับนี้ จึงได้ทำการพิจารณาการสูญเสียเชิงวิถีในช่วงระยะทางจาก 0.1 ถึง 10 m และจาก 1 ถึง 1000 m ในกรณีความสูงของสายอากาศส่งและรับเท่ากันที่ 0.1 และ 1 m ตามลำดับ เพื่อที่จะทำให้ครอบคลุมระยะทางจุดหักมุมในการแพร่กระจายคลื่นของการสื่อสาร UWB ของทั้งสองกรณี

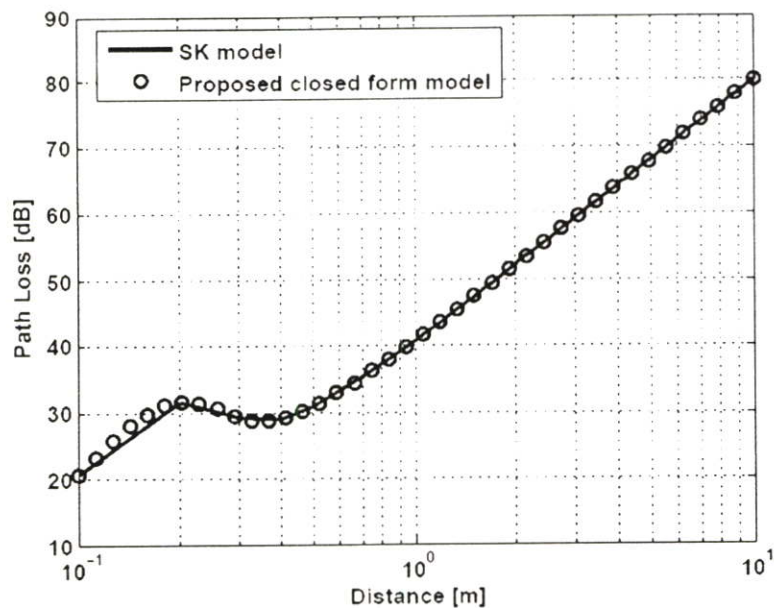
หลังจากทราบระยะทางจุดหักมุมแล้ว จึงได้ทำการวิเคราะห์การสูญเสียเชิงวิถีโดยได้เปรียบเทียบการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่ได้จากสูตรรูปแบบปิดที่นำเสนอที่ได้จากสมการที่ (5.2) กับแบบจำลอง SK จากสมการที่ (4.21) โดยได้ทำการวิเคราะห์เป็นสองกรณีที่แบนด์วิดท์ต่ำสุดและสูงสุดเท่ากับ 0.5 และ 7.5 GHz ตามลำดับ และในแต่ละกรณีของแบนด์วิดท์ยังได้แบ่งเป็นการวิเคราะห์ที่ความสูงของสายอากาศสองระดับคือ 0.1 และ 1 m เพื่อศึกษาการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่ในกรณีที่มีความสูงของสายอากาศมีค่าต่างกัน

รูปที่ 5.1 และ 5.2 เป็นการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่ที่ได้จากแบบจำลองของ SK และสูตรในรูปแบบปิดที่นำเสนอ โดยพิจารณาที่ความสูงของสายอากาศส่งและรับเท่ากันในสองระดับที่ 0.1 และ 1 m ตามลำดับ ซึ่งการวิเคราะห์ในกรณีแรกได้กำหนดให้แบนด์วิดท์มีค่าเท่ากับ 0.5 GHz หรือกรณีที่แบนด์วิดท์ต่ำสุดและมีความถี่ต่ำสุดคงที่เท่ากับ 3.1 GHz



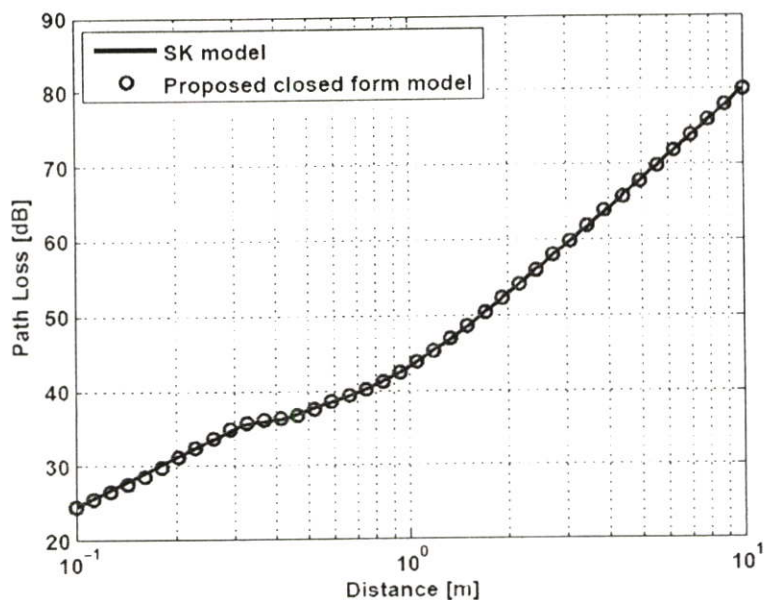
รูปที่ 5.1 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองที่นำเสนอเปรียบเทียบกับแบบจำลอง SK โดยกำหนดให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณเท่ากับ 0.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 0.1 m

จากรูปที่ 5.1 และ 5.2 จะเห็นได้ว่าการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากสูตรในรูปแบบปิดที่นำเสนอใหม่นี้สำหรับแบนด์วิดท์เท่ากับ 0.5 GHz มีค่าสอดคล้องกันอย่างดีกับการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองของ SK โดยสำหรับสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 0.1 m นั้น จะเกิดการจางหายของสัญญาณหรือเฟดดิ้งน้อยกว่าสายอากาศส่งและรับที่มีความสูง 1 m และการเกิดเฟดดิ้งของการแพร่กระจายคลื่นจะเกิดก่อนระยะทางจุดหักมุม ซึ่งมีค่าเท่ากับ 1.39 และ 139.93 m สำหรับกรณีที่มีความสูงสายอากาศส่งและสายอากาศรับเท่ากับ 0.1 และ 1 m ตามลำดับ

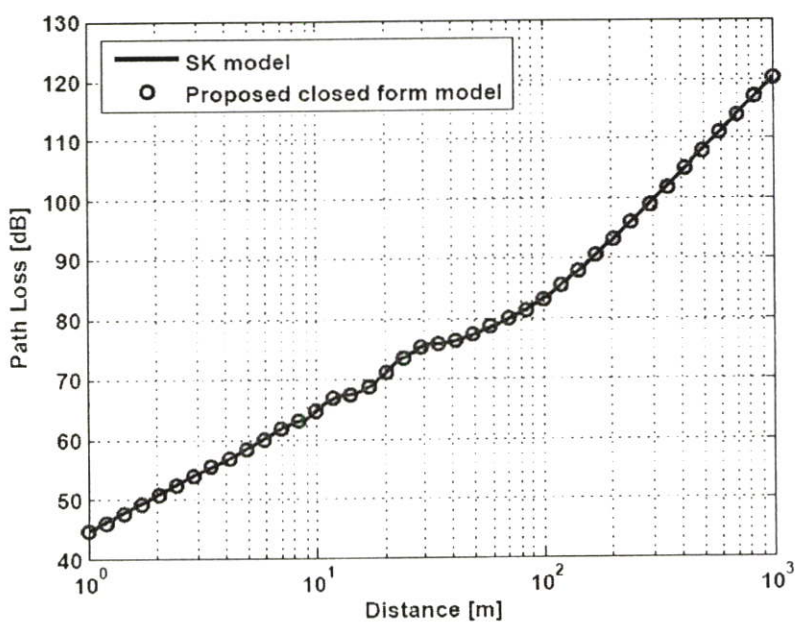


รูปที่ 5.2 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองที่นำเสนอเปรียบเทียบกับแบบจำลอง SK โดยกำหนดให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณเท่ากับ 0.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 1 m

ส่วนรูปที่ 5.3 และ 5.4 เป็นการวิเคราะห์ในกรณีที่กำหนดให้แบนด์วิดท์มีค่าเท่ากับ 7.5 GHz หรือกรณีที่แบนด์วิดท์สูงสุด และได้กำหนดให้มีความถี่ต่ำสุดคงที่เท่ากับ 3.1 GHz โดยใช้ความสูงของสายอากาศส่งและรับเท่ากันทั้งสองระดับความสูงเช่นเดิมคือ 0.1 และ 1 m



รูปที่ 5.3 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองที่นำเสนอเปรียบเทียบกับแบบจำลอง SK โดยกำหนดให้แบนด์วิธของสัญญาณเท่ากับ 7.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 0.1 m



รูปที่ 5.4 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองที่นำเสนอเปรียบเทียบกับแบบจำลอง SK โดยกำหนดให้แบนด์วิธของสัญญาณเท่ากับ 7.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 1 m

จากรูปที่ 5.3 และ 5.4 แสดงการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองที่นำเสนอเปรียบเทียบกับแบบจำลอง SK โดยกำหนดให้แบนด์วิธของสัญญาณเท่ากับ 7.5 GHz และสายอากาศส่งและ

รับเท่ากับ 0.1 m จะเห็นได้ว่าการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากสูตรในรูปแบบปิดที่นำเสนอใหม่ที่มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 7.5 GHz สอดคล้องกันอย่างดีกับการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองของ SK โดยที่สายอากาศส่งและรับเท่ากับ 0.1 m นั้นจะเกิดการจางหายของสัญญาณหรือเฟดดิ้งน้อยกว่าสายอากาศส่งและรับที่มีความสูง 1 m และการเกิดเฟดดิ้งของการแพร่กระจายคลื่นจะเกิดก่อนระยะทางจุดหักมุมเช่นเดียวกับกรณีที่มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 0.5 GHz โดยระยะทางจุดหักมุมของรูปที่ 5.3 และ 5.4 อยู่ที่ตำแหน่ง 2.4 และ 240.12 m ตามลำดับ ดังแสดงในตารางที่ 5.2 และ 5.3

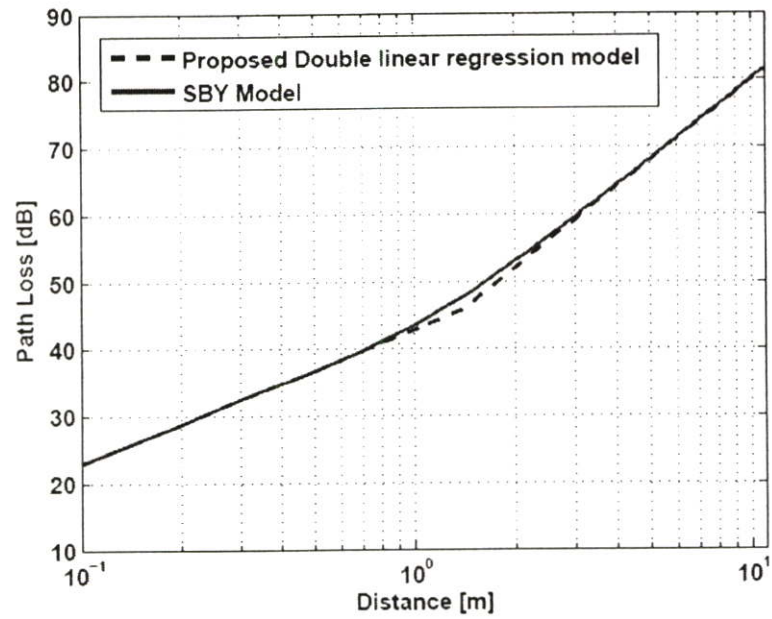
ผลที่ได้จากรูปที่ 5.1 ถึง 5.4 สามารถวิเคราะห์ผลได้ว่า ในกรณีที่มีการส่งสัญญาณมีแบนด์วิดท์มากขึ้นจะทำให้การสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นมีเฟดดิ้งลดลงหรือเกิดการแกว่งน้อยลง โดยการเกิดเฟดดิ้งนั้นจะเกิดก่อนระยะทางจุดหักมุม การสูญเสียเชิงวิถีจะเพิ่มขึ้นเมื่อระยะทางการแพร่กระจายสัญญาณ UWB เพิ่มขึ้น จากการเปรียบเทียบสูตรการสูญเสียเชิงวิถีรูปแบบปิดที่ได้นำเสนอใหม่กับแบบจำลองของ SK จะเห็นได้ว่าการสูญเสียเชิงวิถีมีความสอดคล้องกันเป็นอย่างดีในทั้งสองกรณี ดังนั้น สูตรการสูญเสียเชิงวิถีในรูปแบบปิดที่นำเสนอใหม่จึงเป็นผลเฉลยหรือสูตรการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่ถูกต้องในรูปแบบปิดของแบบจำลอง SK

รูปที่ 5.5 และ 5.6 เป็นการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่ได้จากแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่ที่ได้จากสมการ (5.3) เปรียบเทียบกับแบบจำลอง SBY จากสมการ (4.22) โดยพิจารณาที่ความสูงของสายอากาศส่งและสายอากาศรับเท่ากันในสองระดับคือ 0.1 และ 1 m ตามลำดับ การวิเคราะห์แบ่งเป็นสองกรณี โดยกรณีแรกกำหนดให้แบนด์วิดท์เท่ากับ 0.5 GHz ซึ่งมีความถี่ต่ำสุดและสูงสุดเท่ากับ 3.1GHz และ 3.6 GHz ตามลำดับ

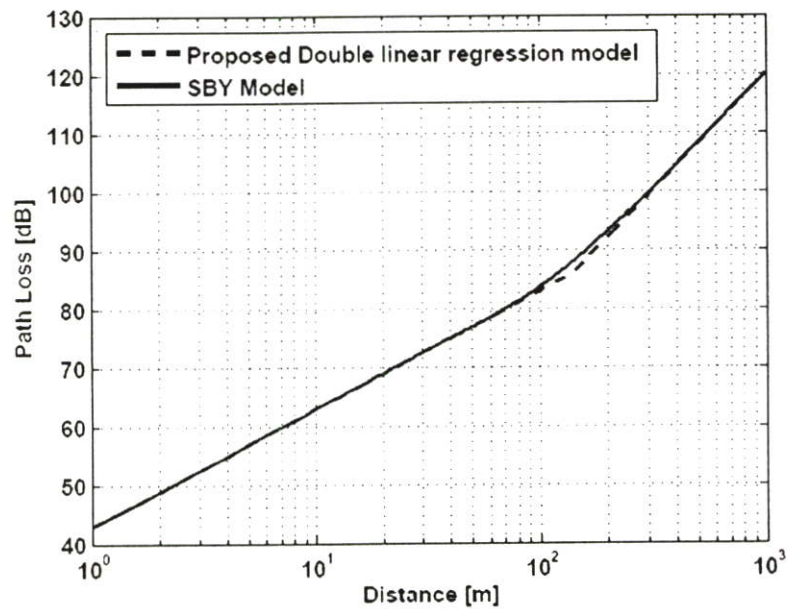
จากผลที่ได้จากรูปที่ 5.5 และ 5.6 จะเห็นได้ว่าการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่ได้จากแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่ที่นำเสนอใหม่มีความสอดคล้องกันเป็นอย่างดีกับการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองของ SBY ในทั้งสองกรณี ยกเว้นที่ตำแหน่งใกล้ระยะทางจุดหักมุมเท่านั้นที่มีค่าแตกต่างกันเพียงเล็กน้อย

รูปที่ 5.7 และ 5.8 เป็นการวิเคราะห์ในกรณีที่สองโดยกำหนดให้แบนด์วิดท์มีค่าเท่ากับ 7.5 GHz และได้กำหนดให้ความถี่ต่ำสุดและสูงสุดเท่ากับ 3.1 และ 10.6 GHz ตามลำดับ ความสูงของสายอากาศส่งและรับเท่ากันในสองระดับความสูงเช่นเดิมคือ 0.1 และ 1 m

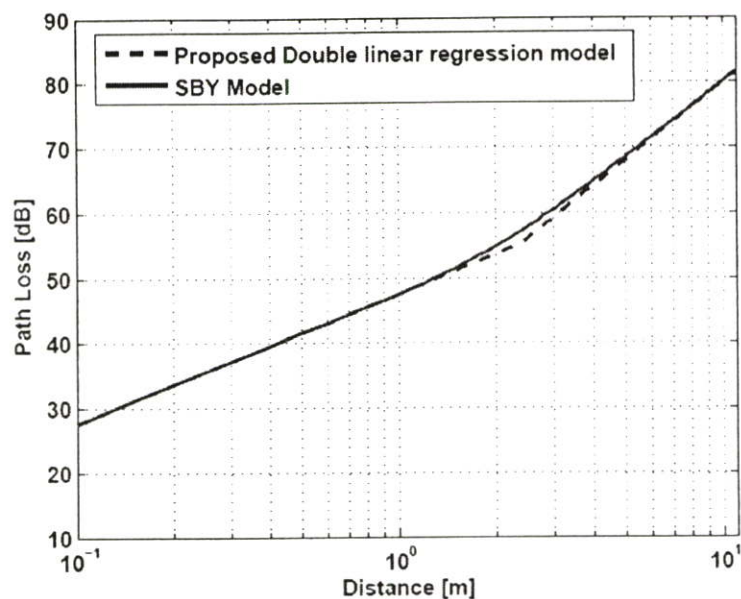
จากรูปที่ 5.7 และ 5.8 เป็นกรณีที่กำหนดให้มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 7.5 GHz การสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่ได้จากแบบจำลองการรีเกรสชันเชิงเส้นคู่ที่นำเสนอใหม่มีความสอดคล้องกันเป็นอย่างดีกับการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองของ SBY ในทั้งสองกรณีของความสูงสายอากาศส่งและรับ ยกเว้นที่ตำแหน่งใกล้ระยะทางจุดหักมุมเท่านั้นที่มีค่าแตกต่างกันเพียงเล็กน้อย



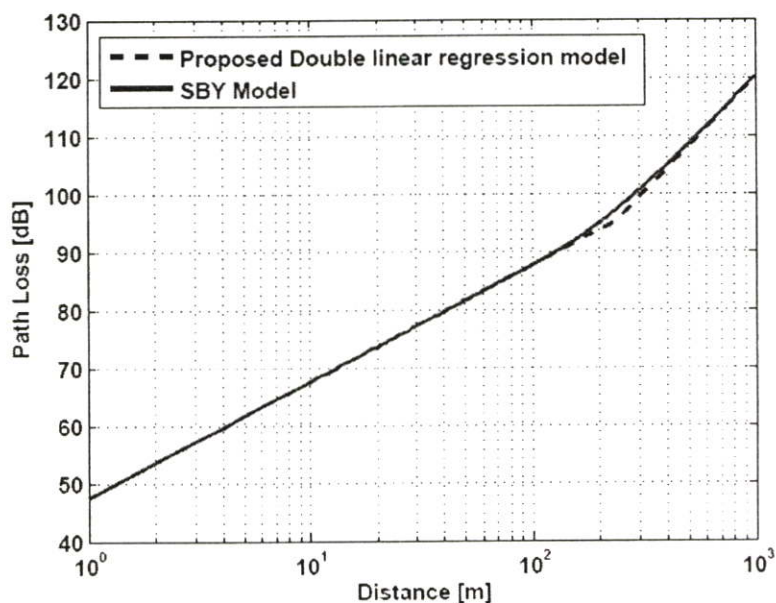
รูปที่ 5.5 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่เปรียบเทียบกับแบบจำลอง SBY โดยกำหนดให้แบนด์วิธของสัญญาณเท่ากับ 0.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 0.1 m



รูปที่ 5.6 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่เปรียบเทียบกับแบบจำลอง SBY โดยกำหนดให้แบนด์วิธของสัญญาณเท่ากับ 0.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 1 m



รูปที่ 5.7 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่เปรียบเทียบกับแบบจำลอง SBY โดยกำหนดให้แบนด์วิธของสัญญาณเท่ากับ 7.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 0.1 m



รูปที่ 5.8 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่เปรียบเทียบกับแบบจำลอง SBY โดยกำหนดให้แบนด์วิธของสัญญาณเท่ากับ 7.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 1 m

การวิเคราะห์รูปที่ 5.5 ถึง 5.8 จึงกล่าวได้ว่าการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่ได้จากแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่ที่นำเสนอเปรียบเทียบกับแบบจำลอง SBY โดยกำหนดให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณเท่ากับ 0.5 และ 7.5 GHz มีความสอดคล้องกันเป็นอย่างดีสำหรับความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากันที่ 0.1 และ 1 m ยกเว้นที่ตำแหน่งโกลักระยะทางจุดหักมุมเท่านั้นที่มีค่าแตกต่างกันเพียงเล็กน้อย

5.4.2 แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่มาจากสูตรการส่งผ่านของฟรีสในรูปแบบเชิงซ้อน

การสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่ของระบบ UWB ที่เป็นสูตรรูปแบบปิดที่ได้มาจากสูตรการส่งผ่านของฟรีสในรูปแบบเชิงซ้อนจากสมการที่ (5.13) และแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นแบบคู่ จากสมการที่ (5.14) ได้ถูกเปรียบเทียบกับแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของ SK และ SBY จากสมการที่ (5.1) และ (4.22) ตามลำดับ โดยในการวิเคราะห์ที่ใช้พารามิเตอร์ต่างๆ ดังแสดงในตารางที่ 5.4 ซึ่งได้กำหนดให้ความถี่ต่ำสุด f_L มีค่าคงที่เท่ากับ 3.1 GHz กำหนดแบนด์วิดท์เป็นสองกรณีคือ 0.5 และ 7.5 GHz ดังนั้น ความถี่สูงสุด f_H จึงเท่ากับ 3.6 และ 10.6 GHz ตามลำดับ กำหนดให้สายอากาศส่ง h_t และสายอากาศรับ h_r มีความสูงเท่ากัน และพิจารณาเป็นสองกรณีคือ 0.1 และ 1 m สำหรับกรณีที่พื้นเป็นไดอิเล็กตริก กำหนดให้ค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ของพื้น ϵ_r เท่ากับ 4 ทั้งกรณีที่เป็นการโพลาริซ์แบบแนวตั้งและแบบแนวนอน ในการวิเคราะห์ที่ได้แบ่งเป็นสองกรณีโดยการกำหนดแบนด์วิดท์ของสัญญาณ UWB เป็นกรณีต่ำสุดและสูงสุดซึ่งเท่ากับ 0.5 และ 7.5 GHz ตามลำดับ

ตารางที่ 5.4 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์สูตรการสูญเสียเชิงวิถีที่มาจากสูตรของฟรีส

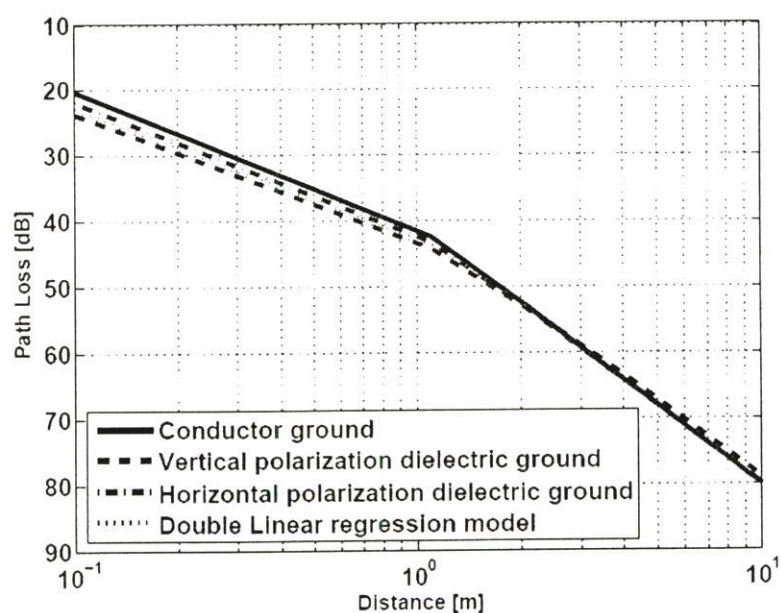
พารามิเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์
ความถี่ต่ำสุด (f_L)	3.1 GHz
สเปกตรัมแบนด์วิดท์ (f_b)	0.5 และ 7.5 GHz
ความสูงของสายอากาศ (h_t, h_r)	0.1 และ 1 m
สภาพยอมสัมพัทธ์ของพื้น (ϵ_r)	4

รูปที่ 5.9 และ 5.10 เป็นการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่ได้จากสูตรการส่งผ่านของฟรีสในรูปแบบเชิงซ้อน ที่พิจารณาในกรณีที่พื้นเป็นแบบตัวนำสมบูรณ์และไดอิเล็กตริกที่มีการโพลาริซ์แนวตั้งและแนวนอนที่ทำการเปรียบเทียบกับแบบจำลองรีเกรสชัน

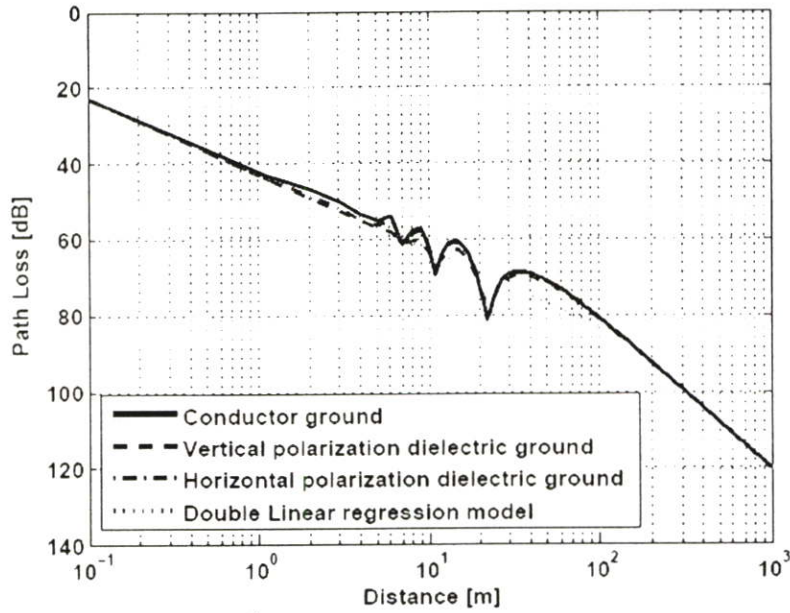
เชิงเส้นคู่ ซึ่งพิจารณาที่ความสูงของสายอากาศส่งและสายอากาศรับเท่ากันในสองระดับที่ 0.1 และ 1 m ตามลำดับ

จากรูปที่ 5.9 และรูปที่ 5.10 การสูญเสียเชิงวิธีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นของกรณีพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์และไดอิเล็กตริกที่มีการโพลาไรซ์แนวตั้งและแนวนอนมีค่าใกล้เคียงกับแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่ เนื่องจากมีระยะทางจุดหักมุมและเลขยกกำลังการสูญเสียเชิงวิธีเท่ากัน ในรูปที่ 5.10 เป็นกรณีความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 1 m จะเกิดเฟดดิ้งขึ้นก่อนระยะทางจุดหักมุมที่ตำแหน่ง 139.93 m

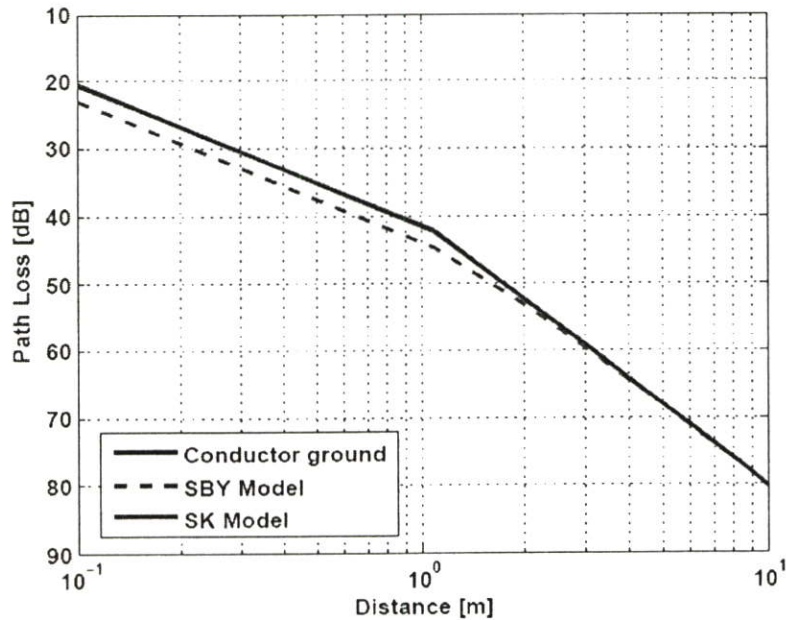
รูปที่ 5.11 และ 5.12 แสดงการสูญเสียเชิงวิธีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่ได้จากสูตรการส่งผ่านของฟรีสในรูปแบบเชิงซ้อน ซึ่งพิจารณากรณีที่พื้นเป็นแบบตัวนำสมบูรณ์เปรียบเทียบกับแบบจำลอง SK และ SBY โดยใช้ความสูงของสายอากาศส่งและรับเท่ากันในสองระดับความสูงคือ 0.1 และ 1 m และกำหนดให้มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 0.5 GHz



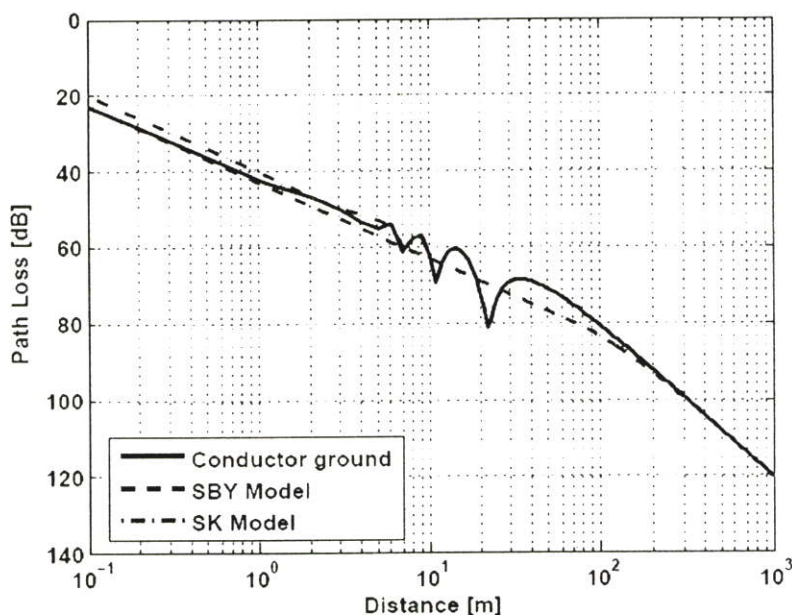
รูปที่ 5.9 การสูญเสียเชิงวิธีกรณีที่พื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์และไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสีย ที่มีการโพลาไรซ์แบบแนวตั้งและแนวนอนเปรียบเทียบกับแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่ โดยกำหนดให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณเท่ากับ 0.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 0.1 m



รูปที่ 5.10 การสูญเสียเชิงวิถีกรณีพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์และไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสีย ที่มีการโพลาไรซ์แบบแนวตั้งและแนวนอนเปรียบเทียบกับแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่ โดยกำหนดให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณเท่ากับ 0.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 1 m



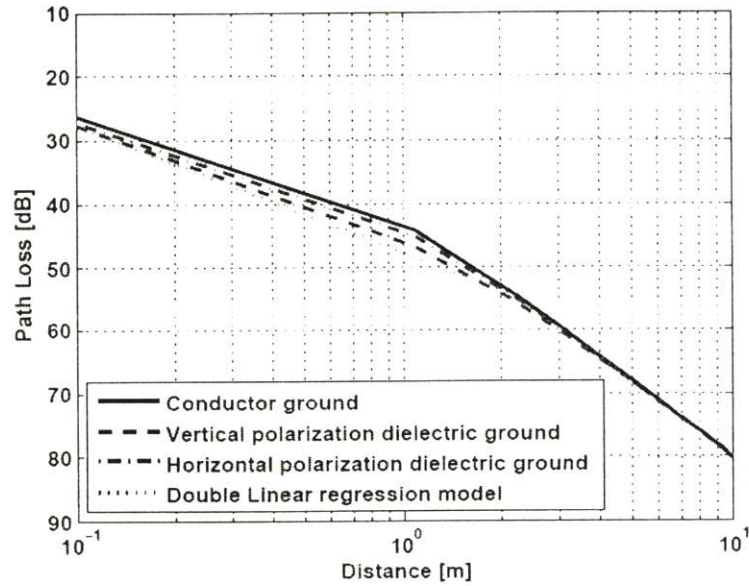
รูปที่ 5.11 การสูญเสียเชิงวิถีกรณีพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์เปรียบเทียบกับแบบจำลองของ SK และ SBY โดยกำหนดให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณเท่ากับ 0.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 0.1 m



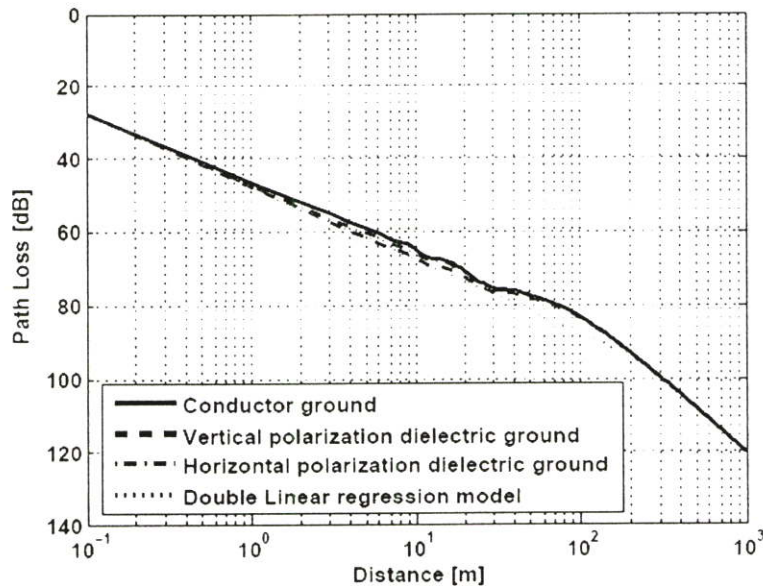
รูปที่ 5.12 การสูญเสียเชิงวิถีกรณีพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์เปรียบเทียบกับแบบจำลองของ SK และ SBY โดยกำหนดให้แบนด์วิธของสัญญาณเท่ากับ 0.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 1 m

จากรูปที่ 5.11 และ 5.12 การสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นของกรณีพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์มีค่าที่สอดคล้องกันเป็นอย่างดีกับการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลอง SK และมีค่าที่ใกล้เคียงกับแบบจำลอง SBY โดยแตกต่างกันเล็กน้อยที่ก่อนระยะทางจุดหักมุม แต่หลังจากระยะทางจุดหักมุมแล้วการสูญเสียเชิงวิถีมีค่าสอดคล้องกันเป็นอย่างดี

ต่อมาได้พิจารณาในกรณีที่มีแบนด์วิธเท่ากับ 7.5 GHz รูปที่ 5.13 และ 5.14 เป็นการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่ได้จากสูตรการส่งผ่านของฟรีสในรูปแบบเชิงซ้อนที่พิจารณาในกรณีพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์และไดอิเล็กตริกที่มีการโพลาไรซ์แนวตั้งและแนวนอน ซึ่งทำการเปรียบเทียบกับแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่ โดยพิจารณาที่ความสูงของสายอากาศส่งและรับเท่ากันทั้งสองระดับที่ 0.1 และ 1 m ตามลำดับ จากรูปที่ 5.13 และ 5.14 การสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นของกรณีพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์และไดอิเล็กตริกที่มีการโพลาไรซ์แนวตั้งและแนวนอนมีค่าใกล้เคียงกับแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่ เนื่องจากมีระยะทางจุดหักมุมและเลขยกกำลังการสูญเสียเชิงวิถีเท่ากัน แต่ในรูปที่ 5.14 เป็นกรณีความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 1 m จะเกิดเฟดดิ้งขึ้นก่อนระยะทางจุดหักมุม แต่มีเฟดดิ้งที่เกิดขึ้นน้อยกว่ารูปที่ 5.10



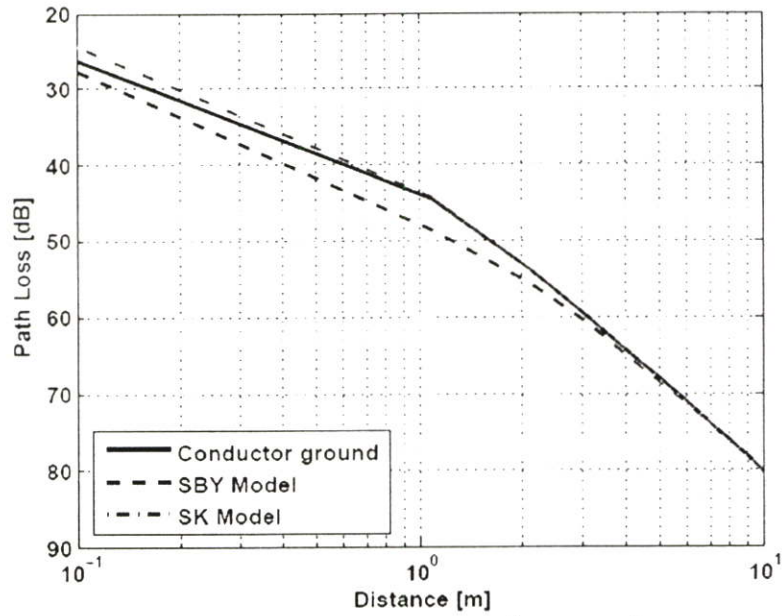
รูปที่ 5.13 การสูญเสียเชิงวิถีกรณีพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์และไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสีย ที่มีการโพลาไรซ์แบบแนวตั้งและแนวนอนเปรียบเทียบกับแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่โดยกำหนดให้แบนด์วิธของสัญญาณเท่ากับ 7.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 0.1 m



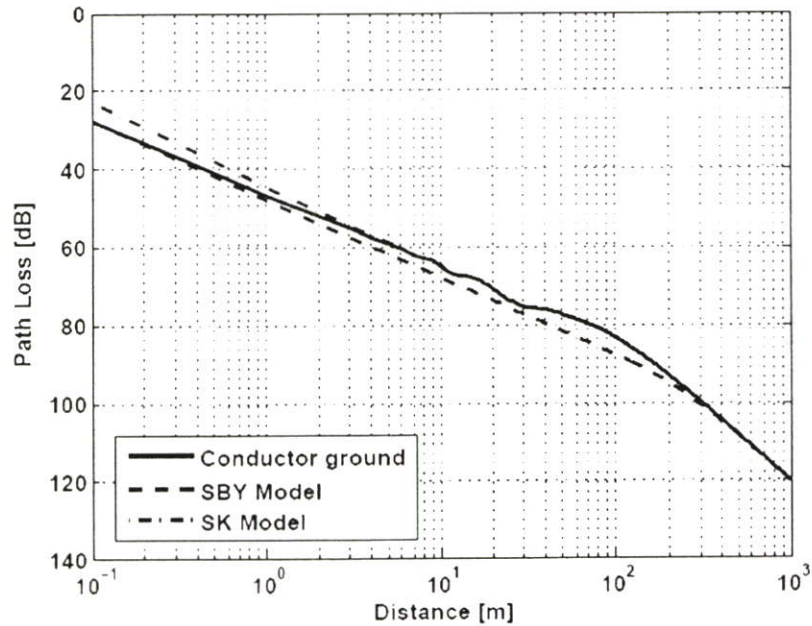
รูปที่ 5.14 การสูญเสียเชิงวิถีกรณีพื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์และไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสีย ที่มีการโพลาไรซ์แบบแนวตั้งและแนวนอนเปรียบเทียบกับแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่โดยกำหนดให้แบนด์วิธของสัญญาณเท่ากับ 7.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 1 m

รูปที่ 5.15 และ 5.16 แสดงการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่ได้จากสูตรการส่งผ่านของฟรีสในรูปแบบเชิงซ้อน ซึ่งพิจารณากรณีที่พื้นเป็นแบบตัวนำสมบูรณ์เปรียบเทียบ

กับแบบจำลอง SK และ SBY โดยใช้ความสูงของสายอากาศส่งและรับเท่ากันในสองระดับความสูง คือ 0.1 และ 1 m และกำหนดให้มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 7.5 GHz



รูปที่ 5.15 การสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นกรณีที่พื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์เปรียบเทียบกับแบบจำลองของ SK และ SBY โดยกำหนดให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณเท่ากับ 7.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 0.1 m



รูปที่ 5.16 การสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นกรณีที่พื้นเป็นตัวนำสมบูรณ์เปรียบเทียบกับแบบจำลองของ SK และ SBY โดยกำหนดให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณเท่ากับ 7.5 GHz และความสูงสายอากาศส่งและรับเท่ากับ 1 m

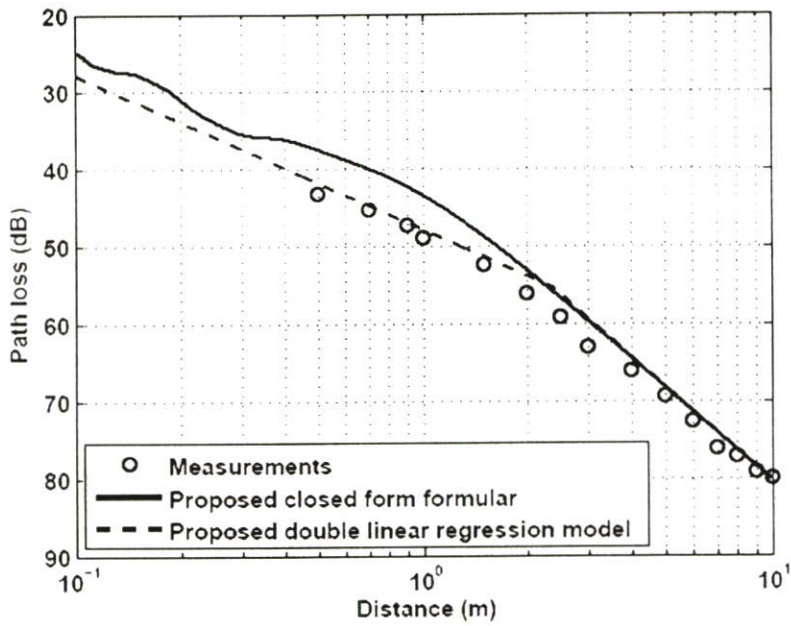
จากรูปที่ 5.15 และ 5.16 การสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นของกรณีพื้นเป็น ตัวนำสมบูรณ์มีค่าที่สอดคล้องกันเป็นอย่างดีกับการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้รับจากแบบจำลอง SK และมีค่าที่ใกล้เคียงกับแบบจำลอง SBY แต่หลังจากระยะทางจุดหักมุมแล้ว การสูญเสียเชิงวิถีมีค่า สอดคล้องกันอย่างดี ดังนั้น สูตรการสูญเสียเชิงวิถีที่นำเสนอนี้จึงสามารถใช้เป็นผลเฉลยที่ถูกต้อง ของแบบจำลองของ SK และสูตรระยะทางจุดหักมุมที่นำเสนอสามารถใช้เป็นสูตรสำหรับหาระยะ ทางจุดหักมุมของแบบจำลองของ SK ได้

5.5 การยืนยันแบบจำลองที่นำเสนอเกี่ยวกับผลการวัด [5]

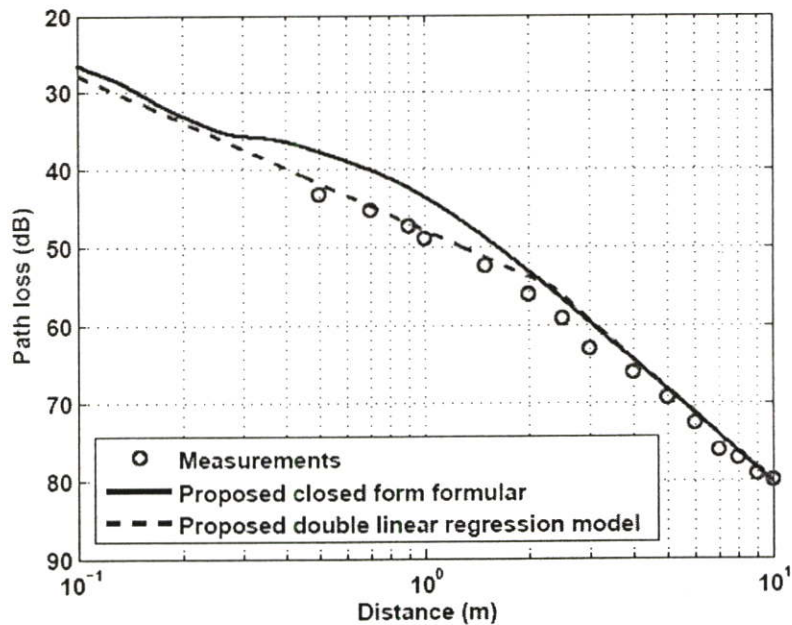
ในการยืนยันผลเพื่อแสดงความถูกต้องของแบบจำลองที่นำเสนอ นั้น ได้นำสูตรการสูญเสีย เชิงวิถีที่มาจากแบบจำลอง SK ที่นำเสนอแบบใหม่จากสมการที่ (5.2) และที่ได้จากสูตรการส่งผ่าน ของฟรีสในรูปแบบเชิงซ้อนจากสมการที่ (5.14) รวมทั้งแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่จากสมการที่ (5.3) มายืนยันความถูกต้องกับผลที่ได้จากการวัดในงานวิจัยของ S. Sato และ T. Kobayashi [5] ที่ ได้จำกัดระยะทางการแพร่กระจายไว้ที่ 10 เมตร ได้กำหนดให้สายอากาศส่งและรับสูง 0.1 m เพื่อให้ ได้ระยะทางจุดหักมุมประมาณ 1 m ได้ใช้สายอากาศส่งและรับที่มีการโพลาไรซ์แนวตั้ง (ปากแตร ใช้ท่อนำคลื่นมีสันคู่) ต่อกับพอร์ต 1 และ 2 ของเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายเวกเตอร์เพื่อวัด สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} ในช่วงความถี่จาก 3.1 ถึง 10.6 GHz และได้คำนวณหาค่ากำลัง UWB ที่ รับได้โดยอินทิเกรต $|S_{21}|^2$ อะเพอร์เจอร์ของงานอากาศเป็น 117 มิลลิเมตร \times 85 มิลลิเมตร ดังนั้น จะกำหนดให้ระยะทางที่ทำการวัดใกล้สุดเป็น 0.5 m เพื่อให้อยู่ในบริเวณสนามไกล ได้ทำการวัด การสูญเสียเชิงวิถีในห้องไร้การสะท้อนคลื่นวิทยุ ดังนั้นจะทำให้ได้เลขยกกำลังการสูญเสียเชิงวิถี เป็น 2 (ตามทฤษฎี) ระยะทางจุดหักมุมที่ได้เป็น 0.97 m

ในการกำหนดพารามิเตอร์สำหรับการวิเคราะห์นั้น ได้กำหนดให้เหมือนกับการวัด โดย กำหนดให้ความถี่ต่ำสุด f_L และความถี่สูงสุด f_H ของสัญญาณ UWB เท่ากับ 3.1 และ 10.6 GHz ตามลำดับ ความสูงของสายอากาศส่ง h_s และสายอากาศรับ h_r เท่ากับ 0.1 m และระยะห่าง d พิจารณาตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m

รูปที่ 5.17 เป็นการเปรียบเทียบการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากแบบจำลอง SK ในรูปแบบปิดที่ นำเสนอจากสมการที่ (5.1) และจากแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่จากสมการที่ (5.2) เปรียบเทียบ กับการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากการวัด โดยกำหนดระยะทางตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m ส่วนรูปที่ 5.18 เป็น การเปรียบเทียบการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากสูตรของฟรีสในรูปแบบปิดที่นำเสนอจากสมการที่ (5.13) และจากแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่จากสมการที่ (5.14) เปรียบเทียบกับการสูญเสียเชิงวิถี ที่ ได้จากการวัด โดยกำหนดระยะทางตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m เช่นกัน



รูปที่ 5.17 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากสูตรในรูปแบบปิดที่นำเสนอและจากแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่ที่แปลงจากแบบจำลองของ SK เปรียบเทียบกับการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากการวัด โดยกำหนดระยะทางตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m



รูปที่ 5.18 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากสูตรในรูปแบบปิดที่นำเสนอและจากแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่ที่ได้มาจากสูตรการส่งผ่านของฟรีสในรูปแบบเชิงซ้อนเปรียบเทียบกับการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากการวัด โดยกำหนดระยะทางตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 m

จากการเปรียบเทียบการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากสูตรในรูปแบบปิดที่นำเสนอใหม่และจากแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่กับผลจากการวัดดังแสดงในรูปที่ 5.17 และ 5.18 จะเห็นได้ว่าการสูญเสียเชิงวิถีที่นำเสนอที่ได้จากแบบจำลอง SK และสูตรการส่งผ่านของฟรีสในรูปแบบเชิงซ้อนเมื่อพิจารณาที่ระยะทางก่อน 2 m จะมีเฟดดิ้งเกิดขึ้นและมีความใกล้เคียงกับผลจากการวัด ส่วนที่ระยะทางหลัง 2 m นั้น จะมีความสอดคล้องกันเป็นอย่างดีกับผลที่ได้จากการวัด และจะเห็นได้ว่าการสูญเสียเชิงวิถีจากแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่มีความสอดคล้องกันเป็นอย่างดีกับผลที่ได้จากการวัด

5.6 บทสรุป

ในบทที่ 5 ได้กล่าวถึงการนำเสนอสูตรการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ยที่ได้แปลงสูตรการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลอง SK ที่เป็นสูตรในรูปแบบอินทิกรัลและสูตรการส่งผ่านของฟรีสในรูปแบบเชิงซ้อนมาเป็นสูตรการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นในรูปแบบปิดและสูตรระยะทางจุดหักมุม โดยใช้เทคนิคการอินทิเกรตและแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่ ซึ่งจากการวิเคราะห์ผลที่ได้จะเห็นได้ว่าสูตรการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่นำเสนอที่เป็นสูตรในรูปแบบปิดมีค่าสอดคล้องกันเป็นอย่างดีกับสูตรของแบบจำลอง SK และเช่นเดียวกันสูตรรูปแบบปิดที่มาจากสูตรการส่งผ่านของฟรีสในรูปแบบเชิงซ้อนที่นำเสนอก็มีค่าสอดคล้องกันเป็นอย่างดีกับสูตรของแบบจำลอง SK และจากการยืนยันผลที่ได้จากผลการวัดกับแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีที่นำเสนองานทั้งสองนี้ก็มีความสอดคล้องกันเป็นอย่างดี

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 การสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้น

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการศึกษาการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้น บนพื้นฐานการสูญเสียกำลังเฉลี่ย โดยได้ใช้เทคนิคการอินทิเกรตและการทำแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นคู่เพื่อแปลงสูตรการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองของ SK และสูตรการส่งผ่านของฟรีสในรูปแบบเชิงซ้อน เพื่อหาสูตรการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นในรูปแบบปิด โดยอันดับแรกได้วิเคราะห์ระยะทางจุดหักมุมและการเกิดเฟดดิ้ง ได้พิจารณาที่ความสูงของสายอากาศส่งและรับ รวมทั้งแบนด์วิดท์ของสัญญาณ UWB ที่แตกต่างกัน จากการศึกษาพบว่าเมื่อความสูงของสายอากาศส่งและรับเพิ่มขึ้นจะเกิดเฟดดิ้งสูงขึ้น และเฟดดิ้งเกิดก่อนระยะจุดหักมุม ต่อมาเมื่อพิจารณาที่แบนด์วิดท์ ทำให้ทราบว่าเฟดดิ้งจะลดลงเมื่อแบนด์วิดท์มากขึ้น ซึ่งเป็นผลจากคาบเวลาที่น้อยลงของสัญญาณพัลส์ที่ใช้ส่ง ทำให้โอกาสที่จะเกิดการแทรกสอดกันระหว่างพัลส์ของสัญญาณน้อยลง

สำหรับการเปรียบเทียบความถูกต้องของสูตร จากการศึกษาพบว่าสูตรรูปแบบปิดที่นำเสนอทั้งจากแบบจำลองของ SK และการส่งผ่านของฟรีสในรูปแบบเชิงซ้อนมีความสอดคล้องกันเป็นอย่างดี และเมื่อทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัดแล้วจะเห็นว่าสูตรในรูปแบบปิดมีค่าใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการวัด ดังนั้น นิพจน์ในรูปแบบปิดที่ได้นำเสนอนี้จึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งสำหรับแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นที่มีพื้นฐานอยู่บนการสูญเสียกำลังเฉลี่ยสำหรับระบบการสื่อสาร UWB

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

ในการศึกษาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ไม่ได้พิจารณาคูสมบัตินของสายอากาศที่ใช้ส่งและรับ ดังนั้น เพื่อให้มีความถูกต้องมากขึ้น จึงควรวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศรวมเข้าไปด้วย และการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองการสะท้อนพื้นในรูปแบบปิดที่นำเสนอนี้เป็นเพียงสูตรการสูญเสียเชิงวิถีสองวิถี ซึ่งเหมาะสมสำหรับการสื่อสารภายนอกอาคารเท่านั้น ยังไม่ครอบคลุมสำหรับการสื่อสารภายในอาคารที่จำเป็นต้องใช้สูตรการสูญเสียเชิงวิถีของช่องสัญญาณหลายวิถี ดังนั้น จึงควรรนำสูตรที่นำเสนอนี้มาพัฒนาขยายเป็นสูตรการสูญเสียเชิงวิถีของแบบจำลองหลายวิถีต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [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 genetic 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 and Order**, FCC 02-48, Apr. 2002.
- [5] S. Sato and T. Kobayashi, "Path-Loss Exponents of Ultra Wideband Signals in Line-of-Sight Environment," **2004 IEEE Eighth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications**, pp. 488-492, 30 Aug.-2 Sept. 2004.
- [6] J. Takada, S. Pomwong and W. Hachitani, "Extension of Friis' Transmission Formula for UWB System," **Technical Report of IEICE**, WBS2003-8/MW2003-20, May 2003.
- [7] S. Pomwong, J. Takada, "Free Space Link Budget Estimation Scheme for Ultra Wideband Impulse Radio with Imperfect Antennas," **IEICE Electronics Express**, vol 1, no. 7, pp. 182-192, July 2004.
- [8] H.T. Friis, "A Note on a Simple Transmission Formula," **Proc. IRE**, Vol. 34, no 5, pp. 254-256, May 1946.
- [9] K. Siwiak, H. Bertoni and S. M. Yano, "Relation between Multipath and Wave Propagation Attenuation," **Electronics Letters**, vol. 39, pp. 142-143, Jan. 2003.
- [10] S. Pomwong, J. Takada, P. Supanakoon and P. Tangtisanon, "Theoretical Ground Reflection Model for UWB Communication Systems," **International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT) 2004**, pp. 1208-1212, Oct. 2004.
- [11] J. Foerster, "Channel Modeling Sub-committee Report Final," **IEEE P802.15-02/368r5-SG3a**, Nov. 2002.

- [12] P. Supanakoon, S. Aroonpraparat, S. Promwong and J. Takada, "Free Space Path Loss of UWB Communications", **2005 International Workshop on UWB Technologies (IWUWBT 2005)**, pp. 134-138, Dec. 2005.
- [13] E. Kreyszig, **Advanced Engineering Mathematics**, John Wiley & Sons, Inc. 1993.
- [14] ITU-R Doc, "Protection distance for UWB interference," **1-8/32-E**, Jan. 16, 2003.
- [15] T.S. Rappaport, **Wireless Communications: Principle & Practice.**, Prentice Hall, 2002.
- [16] 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.
- [17] C. A. Balanis, **Advance Engineering Electromagnetics**, John Wiley & Sons, 1989.
- [18] K. Bullington, "Radio propagation for vehicular communications," **IEEE Trans Veh. Tech.**, vol. VT-26, no. 4, pp. 295-308, Nov. 1977.
- [19] W. C. Y. Lee, **Mobile Communications Engineering**, 2nd ed., New York, NY: McGraw Hill, 1982.
- [20] **Radio Wave Propagation Handbook**, Tokyo: Realize Inc., 1999.
- [21] S. Aroonpraparat, P. Supanakon, S. Promwong and J. Takada, "Path Loss Expressions of Ultra Wideband Ground Reflection Channel," **International Symposium on Communications and Information Technologies 2006 (ISCIT 2006)**, F2F-1, Oct. 2006.

ภาคผนวก

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] P. Supanakoon, **S. Aroonpraparat**, S. Promwong and J. Takada, "Free Space Path Loss of UWB Communications", International Workshop on UWB Technologies 2005 (IWUWBT 2005), pp. 134-138, Dec. 2005.
- [2] **S. Aroonpraparat**, P. Supanakon, S. Promwong and J. Takada, "Path Loss Expressions of Ultra Wideband Ground Reflection Channel," International Symposium on Communications and Information Technologies 2006 (ISCIT 2006), F2F-1, Oct. 2006.

IWUWBT2005

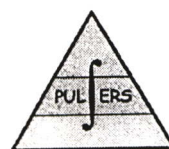
2005 International Workshop on UWB Technologies

Yokosuka Research Park (YRP), Yokosuka, Japan
December 8-10, 2005

Conference Proceedings



NICT



Free Space Path Loss of UWB Communications

Pichaya Supanakoon¹, Sathit Aroonprapat¹, Sathaporn Promwong¹ and Jun-ichi Takada²

¹Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Chalongkrung Road, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.
E-mail: {kspichay,s8015012.kpsathap}@kmitl.ac.th

²Graduate 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@ap.ide.titech.ac.jp

Abstract—Although the Friis' formula is widely used to calculate the free space path loss of narrowband communications, it is considered only single frequency. Therefore, it should be extended to calculate the free space path loss of ultra wideband (UWB) communications by considering the frequency bandwidth. In this paper, the free space path loss of UWB communications is studied. The Friis' formula is extended in the complex frequency transfer function. The ideal and Gaussian filters are used for filtering the specific frequency bandwidth. The UWB free space path loss is derived based on average power and peak power losses. The example results are shown and discussed in the paper.

Key words: Ultra wideband (UWB) communication, free space path loss, Friis' formula.

I. 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]-[5]. The Federal Communications Commission (FCC) [6] specified that UWB has a frequency spectrum ranging from 3.1 to 10.6 GHz and a fractional bandwidth greater than 0.20 or occupied bandwidth greater than 500 MHz. The power density of the UWB signal is considered to be noise for other communication systems because its power spectral density is below the part 15 noise limit. Therefore, UWB radio technology can coexist with other RF technologies without interference. Moreover, UWB radio technology can be utilized for commercial, short-range, low power, low cost indoor communication systems such as wireless personal area networks (WPANs) [7].

Friis' free space path loss formula [8] is widely used to calculate the free space path loss for narrow band system. For the UWB system, the free space path loss model based on average power loss is proposed by IEEE 802.15.3a [9]. After that, the complex form of Friis' transmission formula is developed for UWB system [10]-[11]. The closed form expressions of the UWB path loss for the free space channel based on peak power loss are derived [12]-[13]. But these free space path loss models are considered the specific frequency bandwidth by using ideal filter, there are no research about causal filter.

In this paper, the free space path loss of UWB communications is studied. The Friis' formula is extended in the complex frequency transfer function. The ideal and Gaussian filters are used for filtering the specific frequency bandwidth. The UWB free space path loss is derived based on average power and peak power losses.

This paper is organized as follows. Section 2 and 3, the conventional free space path loss and that of UWB communications are presented. The analysis results are illustrated and compared in section 4. Finally, conclusions are discussed in section 5.

II. CONVENTIONAL FREE SPACE PATH LOSS

Friis' free space path loss [8] is widely used to calculate the free space path loss for narrowband communications. It can be written in the dB as

$$PL_f(d) = 20 \log \left(\frac{4\pi f_c d}{c} \right), \quad (1)$$

where $f_c = (f_H + f_L)/2$ is the center frequency, d is the transmitter-receiver (T-R) separation distance, c is the velocity of light. f_L and f_H are the lower and upper frequencies, respectively.

III. FREE SPACE PATH LOSS OF UWB COMMUNICATIONS

For UWB communications, the free space path loss can be defined in the two meanings. The first is based on the average power loss of the signal spectrum in the specific frequency bandwidth. The second is based on the peak power loss of the signal waveform in the specific frequency bandwidth. Conveniently, the ideal filter is used for filtering the specific frequency bandwidth. Unfortunately, the ideal filter is not causal. Therefore, in this paper the Gaussian filter is additionally analyzed and the frequency bandwidth is considered on positive frequency axis.

The Friis' free space path loss is extended in the complex frequency transfer function for considering the frequency bandwidth instead of only single frequency. That is

$$H_f(f, d) = \frac{c}{4\pi f d} e^{-j2\pi f d/c}. \quad (2)$$

The ideal and Gaussian filters are used for filtering the specific frequency bandwidth. The frequency transfer functions of ideal and Gaussian filters are respectively defined as

$$H_i(f) = \begin{cases} 1 & f_L \leq f \leq f_H \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (3)$$

$$H_g(f) = e^{-\pi^2 d_e^2 (f-f_c)^2}, \quad (4)$$

where d_e is the $1/e$ characteristic decay time and has the relation on the reference level l_r that is used to consider the frequency bandwidth. The relation between d_e and l_r is

$$d_e = \frac{2}{\pi f_b} \sqrt{\frac{-l_r}{20 \log(e)}}, \quad (5)$$

where $f_b = f_H - f_L$ is the frequency bandwidth. Here, l_r is set to be -3 and -10 for considering the -3 and -10 dB bandwidths, respectively.

A. Free Space Path Loss Based on Average Power Loss

The free space path loss based on average power loss is considered as the average power loss of the signal spectrum in the specific frequency bandwidth. The ideal and Gaussian filters are considered.

1) *Ideal filter*: The free space path loss based on average power loss by using ideal filter in dB can be evaluated from

$$PL_{a,i}(d) = -10 \log \left[\frac{\int_{f_L}^{f_H} |H_f(f, d)|^2 |H_i(f)|^2 df}{\int_{f_L}^{f_H} |H_i(f)|^2 df} \right]. \quad (6)$$

This equation can be derived in the closed form, that is

$$PL_{a,i}(d) = 20 \log \left[\frac{4\pi f_{a,i} d}{c} \right], \quad (7)$$

where

$$f_{a,i} = \sqrt{f_L f_H}. \quad (8)$$

This free space path loss formula corresponds with that proposed by IEEE 802.15.3a [9].

2) *Gaussian Filter*: The free space path loss based on average power loss by using Gaussian filter in dB can be evaluated from

$$PL_{a,g}(d) = -10 \log \left[\frac{\int_{f_L}^{f_H} |H_f(f, d)|^2 |H_g(f)|^2 df}{\int_{f_L}^{f_H} |H_g(f)|^2 df} \right]. \quad (9)$$

This equation can not be directly derived in the closed form. Therefore, the Gaussian integration formula [14] is used to estimate this equation. The closed form formula obtained from 2- and 3-point Gaussian integration formulas respectively are

$$PL_{a,g,2}(d) = 20 \log \left[\frac{4\pi f_{a,g,2} d}{c} \right], \quad (10)$$

$$PL_{a,g,3}(d) = 20 \log \left[\frac{4\pi f_{a,g,3} d}{c} \right], \quad (11)$$

where

$$f_{a,g,2} = \frac{12f_c^2 - f_b^2}{2\sqrt{36f_c^2 + 3f_b^2}}, \quad (12)$$

$$f_{a,g,3} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{4 + 5e^{-\frac{3}{10}\pi^2 d_e^2 f_b^2}}{\frac{1}{f_c^2} + 25 \frac{20f_c^2 + 3f_b^2}{(20f_c^2 - 3f_b^2)^2} e^{-\frac{3}{10}\pi^2 d_e^2 f_b^2}}}. \quad (13)$$

B. Free Space Path Loss Based on Peak Power Loss

The free space path loss based on peak power loss is considered as the peak power loss of the signal waveform in the specific frequency bandwidth. The ideal and Gaussian filters are considered.

1) *Ideal filter*: The free space path loss based on peak power loss by using ideal filter in dB can be evaluated from

$$PL_{p,i}(d) = -20 \log \left[\frac{\int_{f_L}^{f_H} |H_f(f, d) H_i(f)| df}{\int_{f_L}^{f_H} |H_i(f)| df} \right]. \quad (14)$$

This equation can be derived in the closed form, that is

$$PL_{p,i}(d) = 20 \log \left[\frac{4\pi f_{p,i} d}{c} \right], \quad (15)$$

where

$$f_{p,i} = \frac{f_b}{\ln \left(\frac{f_H}{f_L} \right)}. \quad (16)$$

This free space path loss formula corresponds with that proposed in [12]-[13].

2) *Gaussian Filter*: The free space path loss based on peak power loss by using Gaussian filter in dB can be evaluated from

$$PL_{p,g}(d) = -20 \log \left[\frac{\int_{f_L}^{f_H} |H_f(f, d) H_g(f)| df}{\int_{f_L}^{f_H} |H_g(f)| df} \right]. \quad (17)$$

This equation can not be directly derived in the closed form. Therefore, the Gaussian integration formula [14] is used to estimate this equation. The closed form formula obtained from 2- and 3-point Gaussian integration formulas respectively are

$$PL_{p,g,2}(d) = 20 \log \left[\frac{4\pi f_{p,g,2} d}{c} \right], \quad (18)$$

$$PL_{p,g,3}(d) = 20 \log \left[\frac{4\pi f_{p,g,3} d}{c} \right], \quad (19)$$

where

$$f_{p,g,2} = \frac{12f_c^2 - f_b^2}{12f_c}, \quad (20)$$

$$f_{p,g,3} = \frac{4 + 5e^{-\frac{3}{10}\pi^2 d_e^2 f_b^2}}{\frac{4}{f_c} + \left(\frac{100f_c}{20f_c^2 - 3f_b^2} \right) e^{-\frac{3}{10}\pi^2 d_e^2 f_b^2}}. \quad (21)$$

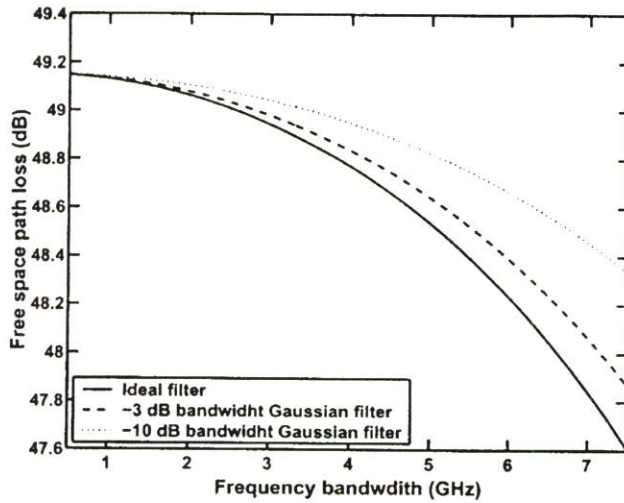


Fig. 1. free space path losses based on average power loss with center frequency is $f_c = 6.85$ GHz and T-R separation distance is $d = 1$ m along frequency bandwidth f_b from 500 MHz to 7.5 GHz.

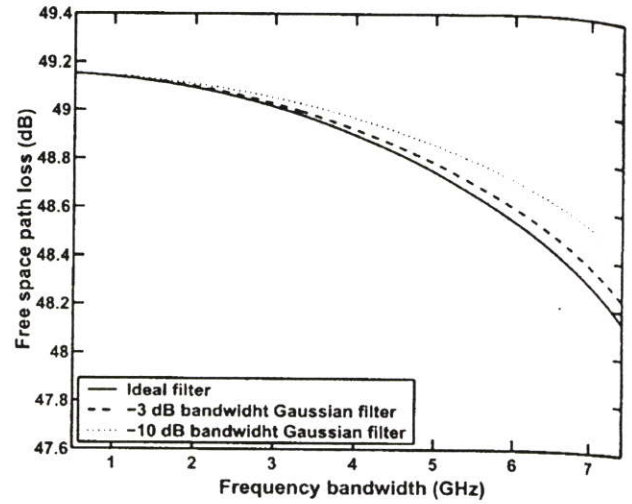


Fig. 2. free space path losses based on peak power loss with center frequency is $f_c = 6.85$ GHz and T-R separation distance is $d = 1$ m along frequency bandwidth f_b from 500 MHz to 7.5 GHz.

IV. ANALYSIS RESULTS

First case, UWB free space path loss is studied by setting the center frequency f_c to be 6.85 GHz. That is the center frequency of UWB bandwidth for communications. The frequency bandwidth f_b is considered from 500 MHz to 7.5 GHz which corresponds with minimum to maximum UWB bandwidth. The T-R separation distance d is set to be 1 m.

Figure 1 and 2 show the free space path losses based on average and peak power loss for the first case, respectively. The ideal and Gaussian filters with $l_r = -3$ and -10 are considered. In this case, the free space path loss obtained from the Friis' formula is constant about 49.16 dB which is almost the same with each UWB free space path loss at the frequency bandwidth about 500 MHz. Each free space path loss is decreased when the frequency bandwidth is wider. The free space path losses based on the average power loss are lower than that based on the peak power loss. The free space path loss with ideal filter is lowest and it is higher when uses the -3 dB and -10 dB bandwidth Gaussian filters, respectively.

Second case, the UWB free space path loss is studied by setting the lower frequency f_L to be 3.1 GHz. That is the lowest frequency of UWB bandwidth for communications. The same frequency bandwidth f_b range is considered that from 500 MHz to 7.5 GHz.

The free space path loss obtained from Friis' formula is shown in Fig. 3. Figure 4 and 5 show the free space path losses based on average and peak power loss for the second case, respectively. The ideal and Gaussian filters with $l_r = -3$ and -10 are considered. Each UWB free space path loss at about 500 MHz frequency bandwidth is almost the same that obtained from Friis' formula. In this case each free space path loss is increased when the frequency bandwidth is higher. That is because in this case the center frequency is increased when

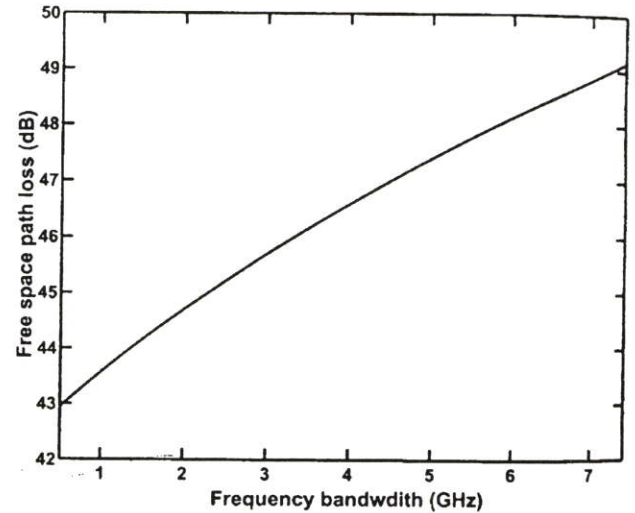


Fig. 3. free space path loss obtained from Friis' formula with lower frequency is $f_L = 3.1$ GHz and T-R separation distance is $d = 1$ m along frequency bandwidth f_b from 500 MHz to 7.5 GHz.

the frequency bandwidth is wider while the lower frequency is constant. The characteristics of the free space path losses based on average power loss respect that based on peak power loss are the same with the first case. That is the free space path losses based on the average power loss are lower than that based on the peak power loss. The free space path loss with ideal filter is lowest and it is higher when uses the -3 dB and -10 dB bandwidth Gaussian filters, respectively.

The free space path loss with Gaussian filter can not be directly derived in the closed form formula. Therefore, the 2- and 3-point Gaussian integration formula [14] are used to estimate the equation. Hence, the accuracy of estimation are

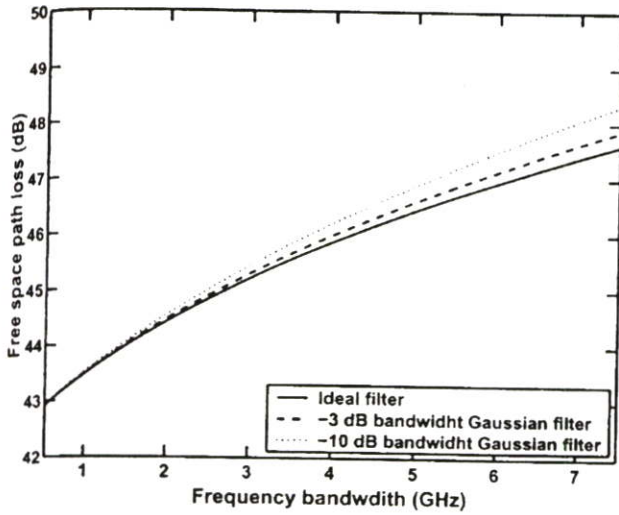


Fig. 4. free space path losses based on average power loss with lower frequency is $f_L = 3.1$ GHz and T-R separation distance is $d = 1$ m along frequency bandwidth f_b from 500 MHz to 7.5 GHz.

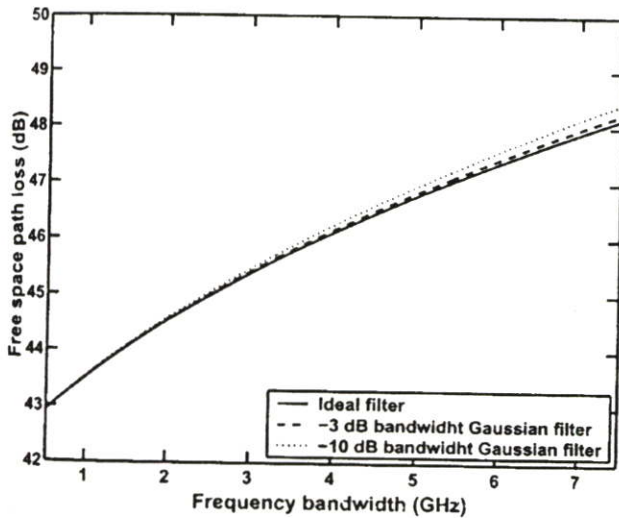


Fig. 5. free space path losses based on peak power loss with lower frequency is $f_L = 3.1$ GHz and T-R separation distance is $d = 1$ m along frequency bandwidth f_b from 500 MHz to 7.5 GHz.

investigated.

Figure 6 shows the free space path losses based on average power loss for the first case. The formula of the -10 dB bandwidth has the error more than that of the -3 dB bandwidth. For the -3 dB bandwidth, the maximum errors of 2- and 3-point Gaussian formula are about 0.08 dB and 0.01 dB, respectively. For the -10 dB bandwidth, the maximum errors of 2- and 3-point Gaussian formula are increased to about 0.51 dB and 0.10 dB, respectively.

The free space path losses based on peak power loss for the first case are shown in Fig. 7. For the -3 dB bandwidth, the maximum errors of 2-point Gaussian formula is about 0.02

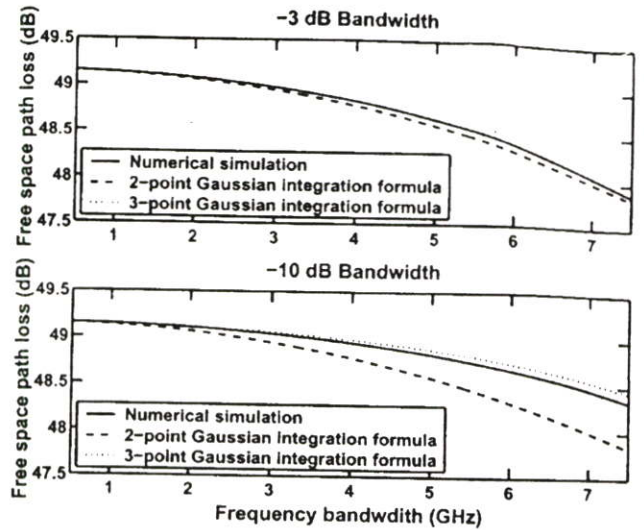


Fig. 6. free space path losses based on average power loss with center frequency is $f_c = 6.85$ GHz and T-R separation distance is $d = 1$ m along frequency bandwidth f_b from 500 MHz to 7.5 GHz.

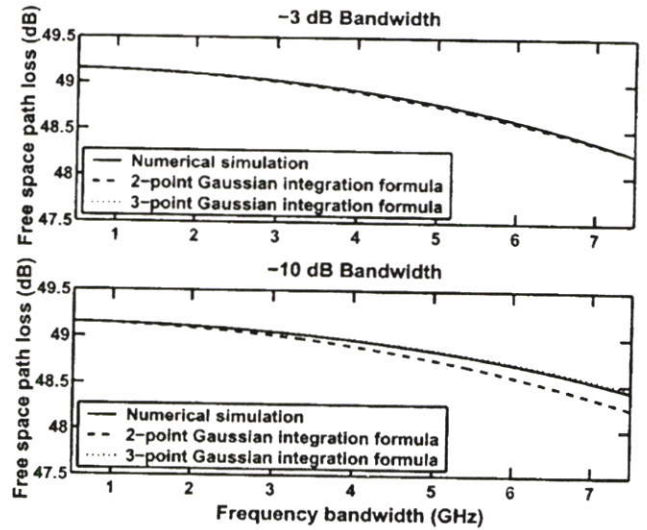


Fig. 7. free space path losses based on peak power loss with center frequency is $f_c = 6.85$ GHz and T-R separation distance is $d = 1$ m along frequency bandwidth f_b from 500 MHz to 7.5 GHz.

dB while that of 3-point Gaussian formula is approached to zero. For the -10 dB bandwidth, the maximum errors of 2- and 3-point Gaussian formula are increased to about 0.19 dB and 0.02 dB, respectively.

Figure 8 shows the free space path losses based on average power loss for the second case. For the -3 dB and -10 dB bandwidth, the maximum errors of 2- and 3-point Gaussian formula are the same with first case. That is about 0.08 dB and 0.01 dB, respectively, for the -3 dB bandwidth and 0.51 dB and 0.10 dB, respectively, for the -10 dB bandwidth.

The free space path losses based on peak power loss for

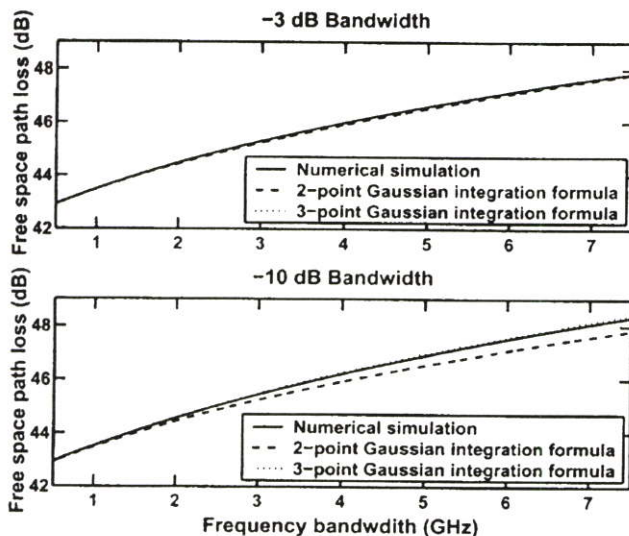


Fig. 8. free space path losses based on average power loss with lower frequency is $f_L = 3.1$ GHz and T-R separation distance is $d = 1$ m along frequency bandwidth f_b from 500 MHz to 7.5 GHz.

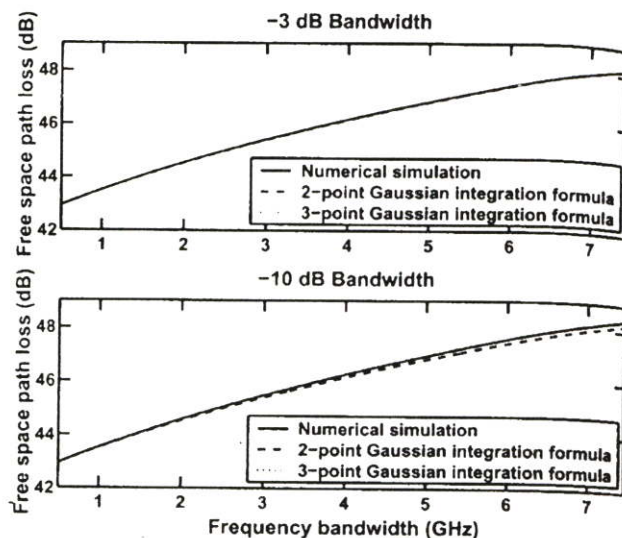


Fig. 9. free space path losses based on peak power loss with lower frequency is $f_L = 3.1$ GHz and T-R separation distance is $d = 1$ m along frequency bandwidth f_b from 500 MHz to 7.5 GHz.

the second case are shown in Fig. 9. For the -3 dB and -10 dB bandwidth, the maximum errors of 2- and 3-point Gaussian formula are the same with rst case.

V. CONCLUSIONS

In this paper, the free space path loss of UWB communications is studied. From the analysis results, the UWB free space path loss at the frequency bandwidth about 500 MHz is almost the same with that obtained from Friis' formula. When the frequency bandwidth is increased, the UWB free space path loss is lower than that obtained from Friis' formula. The free space path loss based on the average power loss is lower than that based on the peak power loss. The free space path loss with ideal filter is lowest and it is higher when uses the -3 dB and -10 dB bandwidth Gaussian filters, respectively. For the Gaussian integration formula which is used to estimate the closed form formula of the free space path loss with Gaussian filter. The 2- and 3-point Gaussian integration formula has very errors which have maximum errors about 0.5 dB, and 0.1 dB, respectively. Therefore, the Gaussian integration formula proposed in this paper can be well used for evaluating the UWB free space path loss.

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] K. Siwiak, 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.
- [5] 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.
- [6] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding UWB Transmission Systems," First Report, FCC 02-48, Apr. 2002.
- [7] 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.
- [8] H. T. Friis, "A Note on a Simple Transmission Formula," *Proc. IRE*, Vol 34, no 5, pp. 254-256, May 1946.
- [9] J. Foerster, "Channel Modeling Sub-committee Report Final," *IEEE P802.15-02/368r5-SG3a*, Nov. 2002.
- [10] J. Takada, S. Promwong and W. Hachitani, "Extension of Friis' Transmission Formula for Ultra Wideband Systems," *Technical Report of IEICE*, WBS2003-8/MW2003-20, May 2003.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] E. Kreyszig, *Advanced Engineering Mathematics*, John Wiley & Sons, Inc. 1993.

IEEE

International Symposium on Communications and Information Technologies 2006 (ISCIT 2006)

October 18-20, 2006
Grand Mercure Fortune Hotel, Bangkok, Thailand



Office WEB site: www.telecom.kmitl.ac.th/iscit2006

ACCESS

Sponsored by:
 NECTEC, Thailand
 ECTI, Thailand
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
 IEEE Circuits and Systems Society

Technical Sponsored by: IEICE, Japan

©2006 IEEE. Personal use of this material is permitted. However, permission to reprint/republish this material for advertising or promotional purposes or for creating new collective works for resale or redistribution to servers or lists, or to reuse any copyrighted component of this work in other works must be obtained from the IEEE.

IEEE Catalog Number: 06EX1447 ISBN: 0-7803-9741-X Library of Congress: 2006927941

Path Loss Expressions of Ultra Wideband Ground Reflection Channel

Sathit Aroonprapat¹, Pichaya Supanakoon^{1,2}, Sathaporn Promwong^{1,2} and Jun-ichi Takada³

¹Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,

²Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT),
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

Email: {s8061011,kspichay,kpsathap}@kmitl.ac.th

³Graduate 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—In this paper, the path loss expressions of ultra wideband (UWB) ground reflection channel are proposed. The expressions are derived from the integral formula in the terms of the closed form formula and double linear regression model based on average power loss. The break point distance are expressed in the exacted formula. The results are compared with other models and verified with the measurement result. The results are discussed in the conclusion.

I. INTRODUCTION

Recently, ultra wideband (UWB) radio technology has become an important topic for microwave communication because of its low cost and low power consumption potentials [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 and the signal bandwidth is more than or equal to 0.5 GHz.

The Friis' transmission formula is widely used to evaluate the free space path loss of narrowband wireless system [5]. However, it is not directly applicable to the UWB communication because of the bandwidth of the pulse is extremely wide. Therefore, the effect of bandwidth shall be considered in the path loss evaluation. The extension of Friis' transmission formula in the complex form is developed for the UWB communication [6], [7]. After that, the path loss of UWB ground reflection channel is proposed. There are two definitions of UWB ground reflection path loss. First is based on the peak power loss [8]- [10]. It is already derived in the closed form formula. Another one is based on the average power loss proposed by Sato and Kobayashik (SK model) [11]. It is expressed as the integral of continues wave (CW) loss across the lower and upper limit frequency of the signal. Therefore, the numerical integration technique is used to evaluate. There are no derivation about the closed form expressions of the path loss and the break point from this formula.

In this paper, the path loss expressions of UWB ground reflection channel are proposed. The expressions are derived from the integral formula of SK model in the terms of the

closed form formula and double linear regression model based on average power loss. The break point distance are expressed in the exacted formula. The obtained expressions are compared with SK model [11] and another model proposed by Siwiak, Bertoni and Yano (SBY) model [12], and also verified with measurement result in [11]. The results are discussed in the conclusion.

The rest of this paper is organized as follows. Section 2 and 3, the conventional and proposed UWB ground reflection model are described. Next, the obtained results are compared with other models and verified with the measurement results in Sec. 4 and 5, respectively. Finally, conclusions are discussed in Sec. 6.

II. CONVENTIONAL UWB GROUND REFLECTION MODELS

A. SK Model

SK model [11] is considered from the narrowband ground reflection model, where there is a line-of-sight (LOS) between the transmitter (Tx) and receiver (Rx) antennas, and there is also a single wave reflected from the planar ground between them, as shown in Fig. 1 [13], [14]. The path loss of a CW signals L_{CW} [dB] is expressed as

$$L_{CW} = 10 \log \left[\left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 A \right]^{-1}, \quad (1)$$

where d is the distance between the Tx and Rx antennas, f is the frequency of the signal, c is the velocity of light, Δd is the difference between the direct and reflected path,

$$A = 1 + \gamma^2 + 2\gamma \cos \left(\frac{2\pi f \Delta d}{c} + \phi \right),$$

γ and ϕ are the magnitude and phase of ground reflection coefficient, respectively.

The difference between the direct and reflected path can be estimate to

$$\Delta d \approx \frac{2h_t h_r}{d}, \quad (2)$$

where h_t and h_r are the heights of the Tx and Rx antennas, respectively. Furthermore, we can also assume the perfect reflection. That is $\gamma = 1$ and $\phi = \pi$.

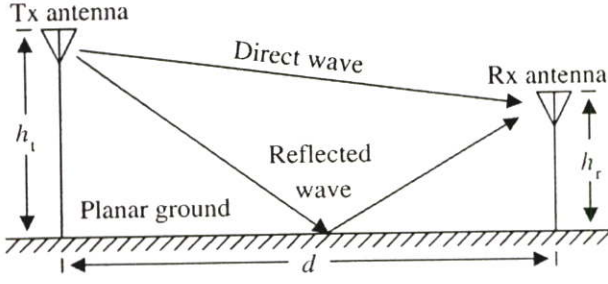


Fig. 1. Ground reflection model.

For the short distance, the path loss fluctuates significantly with distance due to interference between the direct and ground reflection waves. The envelope of this path loss is proportional to the square of the distance same with free space channel. On the other hand, if the propagation distance is much greater than the heights of Tx and Rx antennas, the path loss smoothly increases and is proportional to the fourth power of the distance. The breakpoint distance is defined as the boundary between the short distance propagation region with the path loss exponent is 2 and the long distance propagation region with the path loss exponent is 4. Therefore, the breakpoint distance d_b with this definition can be written as

$$d_b = \frac{2\pi h_t h_r}{\lambda}, \quad (3)$$

where λ is the wavelength of the signal.

The path loss of SK model L_{SK} [dB] is expressed below as the integral of the CW loss given in (1) across the lower and upper limit frequencies, f_L and f_H , of the signal as

$$L_{SK} = 10 \log \left[\frac{1}{f_H - f_L} B \right]^{-1}, \quad (4)$$

where

$$B = \int_{f_L}^{f_H} \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 A df.$$

B. SBY Model

SBY model is a theoretical multi slope wave propagation model based on the measurement of UWB dispersive channel [12]. The path loss of SBY model L_{SBY} can be written as

$$L_{SBY} = 10 \log \left\{ \left(\frac{c}{4\pi f_m d} \right)^2 \left[1 - e^{-(d_t/d)^{n-2}} \right] \right\}^{-1}, \quad (5)$$

where $f_m = \sqrt{f_L f_H}$ is the geometric mean of the lower and upper limit frequencies, n is the path loss exponent after the breakpoint distance d_b . For the UWB ground reflection channel, n is equal to 4.

III. PROPOSED UWB GROUND REFLECTION MODEL

The path loss of proposed UWB ground reflection model is derived from the integral formula of SK model [11]. The proposed closed form formula of path loss L_{PF} can be written as

$$L_{PF} = 10 \log \left[\frac{1}{f_H - f_L} \left(\frac{c}{4\pi d} \right)^2 (C + D) \right]^{-1}, \quad (6)$$

where

$$C = \frac{(1 + \gamma^2)(f_H - f_L)}{f_L f_H},$$

$$D = 2\gamma(E - F) + \frac{4\gamma\pi\Delta d}{c}(G - H),$$

$$E = \frac{1}{f_L} \cos \left(\frac{2\pi f_L \Delta d}{c} + \phi \right),$$

$$F = \frac{1}{f_H} \cos \left(\frac{2\pi f_H \Delta d}{c} + \phi \right),$$

$$G = \sin \phi \left[\text{Ci} \left(\frac{2\pi f_H \Delta d}{c} \right) - \text{Ci} \left(\frac{2\pi f_L \Delta d}{c} \right) \right],$$

$$H = \cos \phi \left[\text{Si} \left(\frac{2\pi f_H \Delta d}{c} \right) - \text{Si} \left(\frac{2\pi f_L \Delta d}{c} \right) \right],$$

$$\text{Ci}(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\tau} \cos \tau d\tau,$$

$$\text{Si}(x) = \int_0^x \frac{1}{\tau} \sin \tau d\tau.$$

The proposed double linear regression model of UWB ground reflection path loss is derived from the above closed form formula. The path loss of this proposed double linear regression model L_{PM} is

$$L_{PM} = \begin{cases} 20 \log \left(\frac{4\pi f_m d}{c} \right) & d < d_p \\ 40 \log \left(\frac{d}{\sqrt{h_t h_r}} \right) & d > d_p \end{cases}, \quad (7)$$

where d_p is the break point distance, which is defined as

$$d_p = \frac{4\pi f_m h_t h_r}{c}. \quad (8)$$

From (7), we can see that the path loss before the breakpoint distance is the same of free space path loss proposed by IEEE 802.15.3a [15] with path loss exponent is 2. After the breakpoint distance, the path loss exponent is increased to 4 and the path loss is independent from the frequency parameters of the UWB signal.

TABLE I
BREAKPOINT DISTANCES.

Bandwidth (GHz)	d_b (m)	d_p (m)
0.5	69.97	139.93
7.5	120.06	240.12

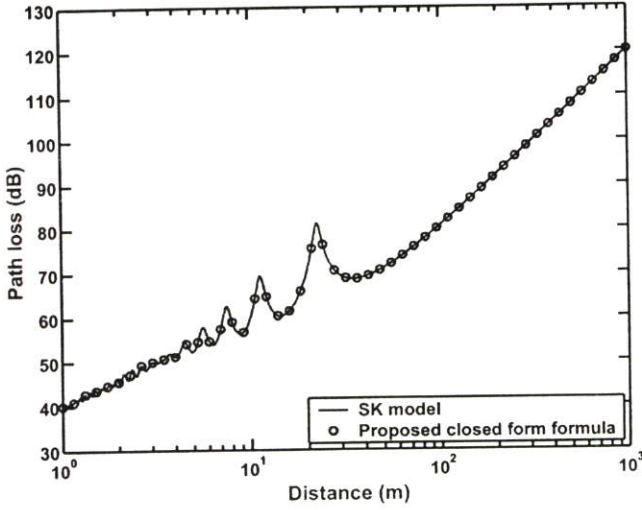


Fig. 2. Path loss obtained from proposed model compared with that obtained from SK model for 0.5 GHz signal bandwidth.

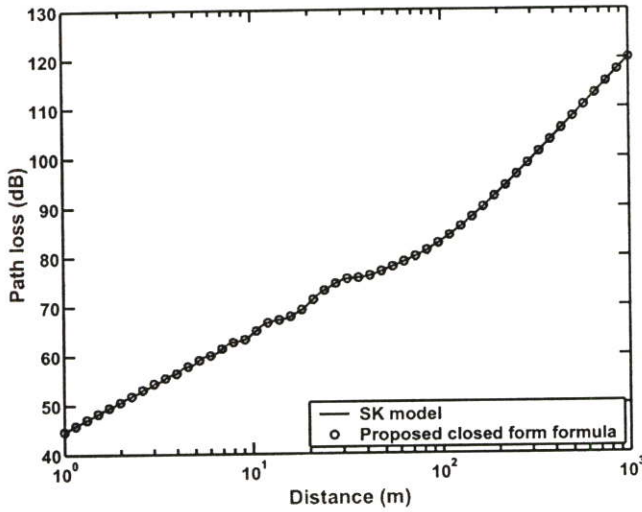


Fig. 3. Path loss obtained from proposed model compared with that obtained from SK model for 7.5 GHz signal bandwidth.

IV. COMPARISONS

The proposed path loss expressions of UWB ground reflection channel are compared with SK and SBY models. For the analyzed parameters, lower limit frequency f_L is fixed at 3.1 GHz, which is the UWB minimum frequency specified by FCC [4]. The two cases of minimum and maximum UWB signal bandwidths are investigated, that is 0.5 and 7.5 GHz bandwidths. Therefore, upper limit frequency f_H is equal to 3.6 and 10.6 GHz for first and second cases, respectively. The Tx and Rx antenna heights are set to be $h_t = h_r = 1$ m. The perfect reflection is assumed, that is $\gamma = 1$ and $\phi = \pi$.

Table I lists the breakpoint distance d_b obtained from (3) of narrowband communication compared with breakpoint distance d_p obtained from (8) of UWB communication for

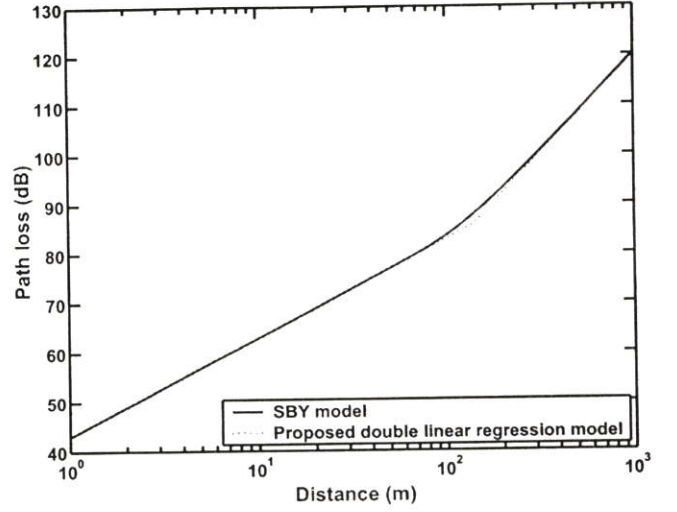


Fig. 4. Path loss obtained from proposed double linear regression model compared with that obtained from SBY model for 0.5 GHz signal bandwidth.

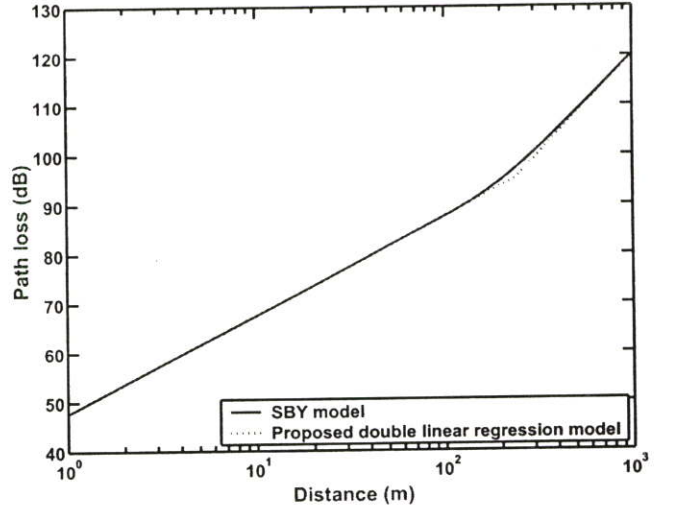


Fig. 5. Path loss obtained from proposed double linear regression model compared with that obtained from SBY model for 7.5 GHz signal bandwidth.

both cases. For evaluating d_b , the wavelength $\lambda = c/f_m$. From this table, we can see that d_b is double value of d_p . The breakpoint distance increases when the signal bandwidth is increased with constant lower frequency limit. From these results, the path loss along the distance from 1 to 1,000 m are considered to investigate its characteristic before and after breakpoint distance for both case.

Figs. 2 and 3 show the path losses obtained from proposed closed form formula (6) compared with that obtain from SK model (4) for 0.5 and 7.5 GHz signal bandwidths, respectively. From these figures, the path losses obtained from proposed closed form formula coincide very well with that obtained from SK model for both cases. Then, the proposed closed form formula is the exact solution of SK model.

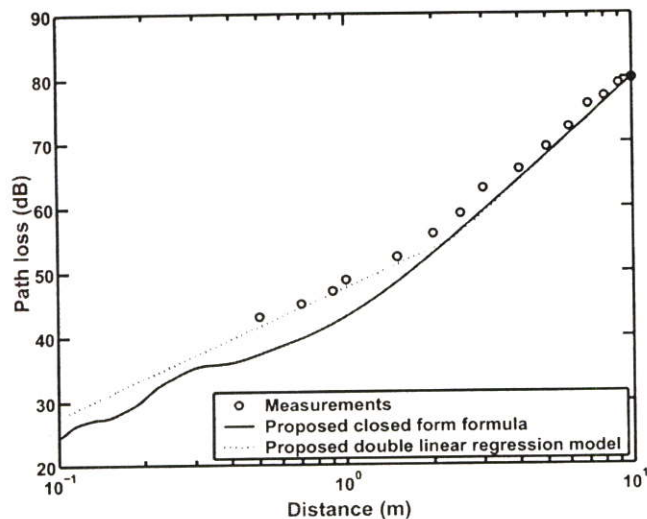


Fig. 6. Path losses obtained from proposed closed form formula and double linear regression model compared with that obtained from measurements along the distance from 0.1 to 10 m.

The path losses obtained from proposed double regression model (7) compared with that obtain from SBY model (5) for 0.5 and 7.5 GHz signal bandwidths are shown in Fig. 4 and 5, respectively. The path losses obtained from proposed double liner regression model also coincide very well with that obtained from SK model for both cases. Except near the break point distance, they only have a little difference.

V. VERIFICATION

The path losses obtained from the proposed expressions are verified with measurement results in [11]. The lower and upper limit frequencies of UWB signal are set to $f_L = 3.1$ and $f_H = 10.6$ GHz, respectively. The Tx and Rx antenna heights, h_t and h_r , are changed to 0.1 m and distance d is considered from 0.1 to 10 m for corresponding to the measurement setup. The path losses obtained from the proposed closed form formula and double linear regression model compared with that of measurement results are shown in Fig. 6. We can see that the path losses from proposed expressions correspond to that of measurement results.

VI. CONCLUSION

In this paper, the path loss expressions of UWB ground reflection channel are proposed. The path loss results are compared with SK and SBY models and verified with the measurements. The results coincide very well with compared models and correspond to measurements. Therefore, these proposed expressions are the one choice for modeling the path loss of UWB ground reflection channel.

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. T. Friis, "A Note on a Simple Transmission Formula," *Proc. IRE*, Vol 34, no 5, pp. 254-256, May 1946.
- [6] 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.
- [7] 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. 182-192, July 2004.
- [8] 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) 2004*, pp. 1208-1212, Oct. 2004.
- [9] 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," *The International Conference on Analog and Digital Techniques in Electrical Engineering (TENCON) 2004*, pp. 125-128, Nov. 2004.
- [10] P. Supanakoon, S. Tanchotikul, S. Promwong and J. Takada, "Ground Reflection Path Loss Considering Waveform Polarization and ground Characteristic for UWB Communication," *The 2005 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunication, and Information Technology International Conference (ECTI-CON)*, pp. 630-63, May. 2005.
- [11] S. Sato and T. Kobayashi, "Path-Loss Exponents of Ultra Wideband Signals in Line-of-Sight Environments," *2004 IEEE Eighth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pp. 488-492, 30 Aug.-2 Sept. 2004.
- [12] K. Siwiak, H. Bertoni and S. M. Yano, "Relation between Multipath and Wave Propagation Attenuation," *Electronics Letters*, vol. 39, pp. 142-143, Jan. 2003.
- [13] K. Bullington, "Radio Propagation for Vehicular Communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 26, no. 4, pp. 295-308, Nov. 1977.
- [14] W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Engineering: Theory and Applications*, 2nd ed., McGraw Hill, 1998.
- [15] J. Foerster, "Channel Modeling Sub-committee Report Final," *IEEE P802.15-02/368r5-SG3a*, Nov. 2002.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ - นามสกุล	นายสาธิต อรุณประภารัตน์
วัน เดือน ปีเกิด	15 กรกฎาคม พ.ศ. 2521
ที่อยู่	235/5 ม.2 ต.บ้านสวน อ.เมือง จ.สุโขทัย (64220)
ประวัติการศึกษา	2546 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม (เกียรตินิยม) คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง