

การจำลองการส่งผ่านแถบกว้างยิ่งแบบสองวิถีสำหรับ WPAN

TWO PATH UWB TRANSMISSION MODEL FOR WPAN



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2557

KMITL-2014-EN-M-010-154

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TWO PATH UWB TRANSMISSION MODEL FOR WPAN



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG  
2014  
KMITL-2014-EN-M-010-154

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2014

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

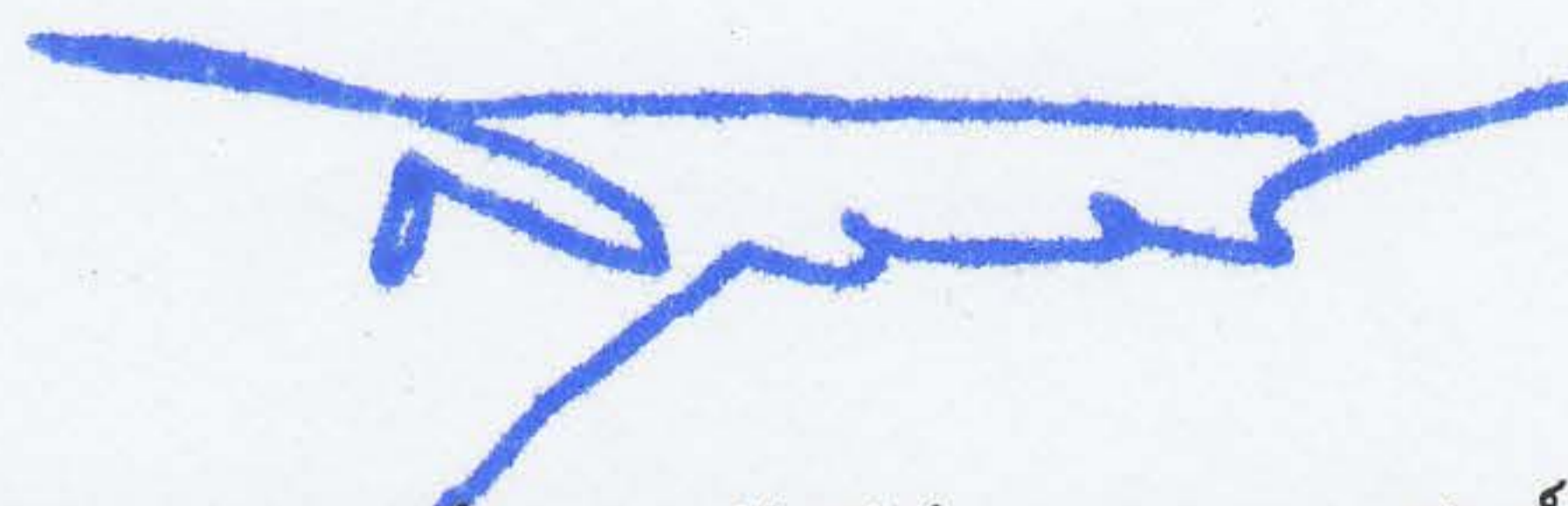
หัวข้อวิทยานิพนธ์ การจำลองการส่งผ่านแถบกว้างยิ่งแบบสองวิถีสำหรับ WPAN  
Thesis Title Two Path UWB Transmission Model for WPAN  
นักศึกษา นายบรมวุฒิ ราษฎร์รัตน์  
รหัสประจำตัว 54611814  
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม  
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ดร.สถาพร พรหมวงศ์  
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2014-EN-M-010-154

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.ยุทธพงษ์	รังสรรค์เสรี	
ผศ.ดร.พิชญ	สุพรรณกุล	
ศ.ดร.โกสินทร์	จำนงไทย	
ผศ.ดร.สุทธิชัย	นพนาศิพงษ์	
ดร.สถาพร	พรหมวงศ์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 19 พฤษภาคม พ.ศ. 2557 เวลา 10.00-11.30 น.  
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 3

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(ศาสตราจารย์ ดร.สุชัชวีร์ สุวรรณสวัสดิ์)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 19 พฤษภาคม พ.ศ. 2557

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การจำลองการส่งผ่านแถบกว้างยิ่งแบบสองวิถีสำหรับ WPAN
นักศึกษา	นายบรมวุฒิ ราวาศำรัตน์
รหัสนักศึกษา	54611814
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2557
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ดร.สถาพร พรหมวงศ์

### บทคัดย่อ

การประมาณการส่งสัญญาณในอวกาศว่างของวิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่ง ได้ถูกพัฒนาประยุกต์สู่การส่งผ่านสัญญาณของฟรีสได้ทำการพิจารณารูปคลื่นสัญญาณส่ง และความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้น ซึ่งได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณ สายอากาศส่งและสายอากาศรับ โดยทำการประมาณค่าการเชื่อมโยงสำหรับระบบวิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่งในอวกาศว่าง วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอสูตรการประมาณค่าแบบสองวิถีของการสูญเสียการส่งผ่านที่สะท้อนพื้น บนพื้นฐานการประยุกต์สู่การส่งผ่านสัญญาณของฟรีส เนื่องจากในระบบวิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่ง สายอากาศจะทำหน้าที่เป็นตัวกรองรูปร่างพัลส์ ดังนั้นในการทดลองวิจัยนี้ได้พิจารณาใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ซึ่งเป็นสายอากาศแถบกว้าง โดยมุ่งประเด็นไปที่การวิเคราะห์ถึงผลกระทบอันเนื่องจากรูปคลื่นต้นแบบเป็นสำคัญ และนอกจากนี้ยังได้พิจารณาใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ในการประเมินผลสัญญาณการส่งผ่าน โดยพิจารณารูปคลื่นต้นแบบสัญญาณที่เหมาะสมที่สุด แบบแผนที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะเป็นประโยชน์อย่างมากสำหรับการวิเคราะห์วิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่ง

Thesis Title	Two Path UWB Transmission Model for WPAN
Student	Mr. Borromwut Rankamrat
Student ID.	54611814
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2014
Thesis Advisor	Dr. Sathaporn Promwong

## ABSTRACT

The free space transmission estimation of ultra wideband impulse radio (UWB-IR) was developed by using the extension of Friis' transmission formula. It considered the transmitted waveform and its distortion due to the channel and the transmitter (Tx) and receiver (Rx) antennas for the free space link budget evaluation of UWB-IR. This thesis presents the two path evaluation formula of the ground reflection path loss for UWB-IR systems that based on the extension of Friis' transmission formula. Since the antennas are the pulse-shaping filters in UWB-IR systems, the biconical antennas are experimentally examined, especially focusing the effect of template waveforms. Furthermore, the correlation receiver is used for evaluation of the signal transmission by using the appropriated scheme. This thesis is very useful and its will be also used to realize UWB-IR system.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วย การให้คำแนะนำ และช่วยเหลือเป็นอย่างดีของอาจารย์ที่ปรึกษา ท่านอาจารย์ ดร.สถาพร พรหมวงศ์ ที่ได้กรุณาเสียสละเวลาให้คำปรึกษา คอยกระตุ้นเตือนให้กำลังใจ ในระหว่างการศึกษาค้นคว้า รวมทั้งได้ช่วยตรวจสอบแก้ไขข้อผิดพลาดในระหว่างการจัดทำ และอนุมัติวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบพระคุณท่านคณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ทุก ๆ ท่าน โดยมี รองศาสตราจารย์ ดร.ยุทธพงษ์ รังสรรค์เสรี ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พิชญ์ สุพรรณกุล ศาสตราจารย์ ดร.โกสินทร์ จำนงไทย ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุทธิชัย นพนาศิพงษ์ ที่ช่วยแนะนำ และชี้ให้เห็นมุมมองของปัญหาในงานวิจัยด้านต่าง ๆ รวมทั้งได้ให้แนวคิดที่เป็นประโยชน์อย่างมากมาย จนกระทั่งวิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงอย่างสมบูรณ์

ขอขอบคุณ คุณณรงค์ศักดิ์ มโนสิทธิชัย คุณศรัณู ดวงสุวรรณ คุณสนิท เตียวฉิม ที่คอยดูแลเอาใจใส่คอยติดตามเอกสาร คอยตรวจแก้ คอยแนะนำ และน้อง ๆ ใน UWBR5 - Lab. ทุก ๆ คน ที่คอยเป็นกำลังใจ คอยชี้จุดบกพร่อง ให้ข้อมูล และให้คำแนะนำ ที่ยอดเยี่ยมเสมอมา

ในท้ายที่สุดนี้ ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ที่ได้ให้ชีวิตที่ยอดเยี่ยมและมีพลัง รวมทั้งคอยเป็นกำลังใจ ต่อผู้วิจัยเสมอมา ตลอดจนครูบาอาจารย์ทุกท่านตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ให้แก่ผู้จัดทำจนสามารถทำวิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี

บรมวุฒิ ราษฎร์ตัน  
พ.ศ. 2557

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	2
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐาน.....	4
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดในการวิจัย.....	4
1.5 ขอบเขตการศึกษา.....	5
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	5
บทที่ 2 ระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง.....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 ประวัติและความเป็นมาของระบบแถบกว้างยิ่ง.....	6
2.3 ลักษณะโดยทั่วไปของระบบสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง.....	7
2.4 จุดเด่นของระบบแถบกว้างยิ่ง.....	14
2.4.1 ความจุของช่องสัญญาณมาก.....	14
2.4.2 กำลังงานในการส่งต่ำ.....	14
2.4.3 โอกาสการถูกดักฟังหรือตรวจจับได้ยาก.....	14
2.4.4 ความต้านทานจากการถูกรบกวนสัญญาณ (Jamming).....	14
2.4.5 โครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนและต้นทุนต่ำ.....	14
2.4.6 มีความต้านทานต่อช่องสัญญาณหลายวิถี.....	14
2.5 การส่งผ่านคลื่นสัญญาณ.....	16
2.5.1 การสะท้อน (Reflection).....	14
2.5.2 การเลี้ยวเบน (Diffraction).....	14
2.5.3 การกระจัดกระจาย (Scattering).....	14
2.6 กฎข้อบังคับของระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่ง.....	16
2.6.1 กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่งในสหรัฐอเมริกา.....	14
2.6.2 กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่งในยุโรป.....	14
2.7 การประยุกต์ใช้งานของระบบแถบกว้างยิ่ง.....	16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 ทฤษฎีและหลักการวิเคราะห์ช่องสัญญาณการส่งผ่านสำหรับแถบกว้างยิ่งแบบสองวิถี.....	19
3.1 บทนำ.....	19
3.2 แบบจำลองช่องสัญญาณหลายวิถีในระบบแบบแถบกว้างยิ่ง.....	19
3.3 แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี.....	21
3.4 แบบจำลองทฤษฎีการสะท้อนจากพื้น.....	22
3.5 การประมวลผลสัญญาณของระบบการส่งผ่านสำหรับแถบกว้างยิ่งแบบสองวิถี.....	22
3.5.1 ทฤษฎีการประยุกต์สูตรการส่งผ่านสัญญาณของฟรีส (Extension of Friis' transmission formula) สำหรับระบบการส่งผ่านสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่ง.....	23
3.5.2 แบบจำลองการสะท้อนพื้น (Ground reflection model).....	24
3.5.3 การสูญเสียเชิงวิถี.....	24
3.5.4 ระยะจุดหักมุม (Breakpoint distance).....	24
3.6 การจำลองผลโดยวิธีการประมาณค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด (Minimum Mean Square Error: MMSE).....	24
3.7 เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ (Correlation receiver).....	25
บทที่ 4 แบบแผนการทดลองวัดและการทดลองวัดช่องสัญญาณการแพร่กระจายแถบกว้างยิ่งแบบสองวิถี.....	29
4.1 กล่าวนำ.....	29
4.2 แบบแผนการทดลองวัด.....	30
4.3 สายอากาศที่ใช้ในการทดสอบ.....	34
4.4 แบบจำลองการวัดระบบการส่งผ่านสัญญาณแถบกว้างยิ่งแบบสองวิถี.....	36
4.5 แบบจำลองสัญญาณส่ง.....	36
4.6 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองวิจัย.....	36
4.7 การประมวลผลข้อมูลค่าการสูญเสียการส่งผ่านแบบสองวิถี.....	37
บทที่ 5 ผลการทดลองและการวิเคราะห์ผล.....	38
5.1 ผลการจำลองที่ได้จากการเลียนแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์.....	38
5.2 ผลทดลองการวัดช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งสองวิถี.....	38
บทที่ 6 ทฤษฎีที่ใช้วิเคราะห์ช่องสัญญาณการแพร่กระจายระบบแถบกว้างยิ่ง.....	19
เอกสารอ้างอิง.....	38
ภาคผนวก ก ผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ.....	38
เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า	38
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้	

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ข้อจำกัดในการแพร่กระจายกำลังงานโดย FCC สำหรับการใช้งานในการสื่อสาร ทั้งภายในและภายนอกอาคาร [8] .....	14
2.2 ข้อจำกัดในการแพร่กระจายกำลังงานโดย ETSI สำหรับการใช้งานในการสื่อสาร ทั้งภายในและภายนอกอาคาร [9] .....	15
4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง .....	38



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 การประยุกต์ใช้งานเทคโนโลยีการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง [2].....	2
1.2 การประยุกต์ใช้งานอุปกรณ์สื่อสารไร้สายระยะสั้นภายในสำนักงาน .....	3
2.1 ประวัติความเป็นมาของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง [4].....	7
2.2 การเปรียบเทียบระดับความหนาแน่นแถบกำลังงานในระบบแถบกว้างยิ่งกับระบบอื่น ๆ.....	8
2.3 จุดพิจารณาในการออกแบบสัญญาณแถบกว้างยิ่ง [4].....	8
2.4 โครงสร้างของระบบการส่งผ่านสัญญาณแถบกว้างยิ่งและระบบแถบแคบ [6].....	10
a) บล็อกไดอะแกรมภาคส่ง-ภาครับของเทคโนโลยีแถบแคบ	
b) บล็อกไดอะแกรมภาคส่ง-ภาครับของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง	
2.4 ผลของช่องสัญญาณหลายวิถีในระบบแถบแคบและแถบกว้างยิ่ง [6].....	11
a) การเกิดช่องสัญญาณหลายวิถีในการสื่อสารไร้สาย	
b) ผลของช่องสัญญาณหลายวิถีในระบบแถบแคบ	
c) ผลของช่องสัญญาณหลายวิถีในระบบแถบกว้างยิ่ง	
2.6 กลไกการแพร่กระจายคลื่นของระบบการส่งผ่านสัญญาณ [7].....	12
2.7 ความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังงานตามข้อกำหนด FCC part 15 limit .....	14
สำหรับการสื่อสารระบบแบบแถบกว้างยิ่งภายในและภายนอกอาคาร [8]	
2.8 ความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังงานตามข้อกำหนด ETSI.....	15
สำหรับการสื่อสารระบบแบบแถบกว้างยิ่งภายในและภายนอกอาคาร [8]	
2.9 การประยุกต์ใช้งานอุปกรณ์ไร้สายสำหรับระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง .....	16
3.1 แบบจำลองของช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งแบบหลายวิถีภายในอาคาร [7].....	18
3.2 แสดงลักษณะการเปลี่ยนแปลงลักษณะระดับของสัญญาณที่รับได้เนื่องจากผลกระทบ .....	18
ของมัลติพาทเฟดดิ้งและชาโดว์อิง [6]	
3.3 แหล่งกำเนิดสัญญาณแบบทุกทิศทาง [10].....	19
3.4 แบบจำลองการสะท้อนพื้นสองวิถีสำหรับวิเคราะห์ช่องสัญญาณการส่งผ่านแถบกว้างยิ่ง .....	21
3.5 บล็อกไดอะแกรมสูตรการส่งผ่านสัญญาณของฟรีสสำหรับระบบการสื่อสารทั่วไป.....	23
3.6 บล็อกไดอะแกรมการประยุกต์สูตรการส่งผ่านสัญญาณของฟรีสสำหรับระบบ .....	24
การสื่อสารแถบกว้างยิ่งแบบสองวิถี	
3.7 a) ชุดข้อมูล b) ฟังก์ชันที่ใช้แทนค่าชุดข้อมูลโดยคำนึงถึงแนวโน้มรวม [14].....	28
3.8 เส้นที่ใช้แทนชุดข้อมูลที่มีสองจุดได้โดยให้เงื่อนไขในข้อหนึ่งมีค่าน้อยที่สุด [14].....	29
3.9 เส้นที่ใช้แทนชุดข้อมูลที่มีสี่จุดได้โดยเงื่อนไขในข้อสองมีค่าน้อยที่สุด [14].....	30
3.10 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับสหสัมพันธ์สำหรับระบบการส่งผ่านสัญญาณแถบกว้างยิ่ง.....	31
3.11 เส้นที่ใช้แทนชุดข้อมูลที่มีสี่จุดได้โดยเงื่อนไขในข้อสองมีค่าน้อยที่สุด [14].....	30
4.1 แบบแผนการทดลองวัดช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่ง.....	33
4.2 เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์และอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองวิจัย.....	34
4.3 โครงสร้างและขนาดของสายอากาศแบบกรวยคู่ที่ทำการออกแบบ [13].....	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงพาณิชย์เท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.4	สายอากาศแบบกรวยคู่ที่สร้างเสร็จสมบูรณ์และใช้สำหรับการทดลองวิจัย.....35
4.5	สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศแบบกรวยคู่.....36
4.6	อัตราการขยายสายอากาศแบบกรวยคู่.....36
4.7	เฟสของสายอากาศแบบกรวยคู่.....37
4.8	แบบจำลองการวัดและการติดตั้งเครื่องมือวัดในห้องปฏิบัติการสะท้อนสำหรับ การส่งผ่านสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่ง.....37
4.9	สัญญาณที่ใช้ในการส่งผ่านระบบแถบกว้างยิ่ง.....39
4.10	สเปกตรัมแบนด์วิดท์สัญญาณส่งที่ใช้ในการส่งผ่านระบบแถบกว้างยิ่ง.....40
5.1	การสูญเสียการส่งผ่านที่ความสูงสายอากาศ 1 เมตร ระยะห่างระหว่างสายอากาศทาง ด้านส่ง-รับ ระยะทางตั้งแต่ 0.10 เมตร ถึง 100 เมตร ที่ $f_b = 500$ MHz.....42
5.2	การสูญเสียการส่งผ่านที่ความสูงสายอากาศ 1 เมตร ระยะห่างระหว่างสายอากาศทาง ด้านส่ง-รับ ระยะทางตั้งแต่ 0.10 เมตร ถึง 100 เมตร ที่ $f_b = 7.5$ GHz.....43
5.3	การสูญเสียการส่งผ่านที่ความสูงสายอากาศ 0.10 เมตร ระยะห่างระหว่างสายอากาศทาง ด้านส่ง-รับ ระยะทางตั้งแต่ 0.10 เมตร ถึง 100 เมตร ที่ $f_b = 500$ MHz.....44
5.4	การสูญเสียการส่งผ่านที่ความสูงสายอากาศ 0.10 เมตร ระยะห่างระหว่างสายอากาศทาง ด้านส่ง-รับ ระยะทางตั้งแต่ 0.10 เมตร ถึง 100 เมตร ที่ $f_b = 7.5$ GHz.....44
5.5	การสูญเสียการส่งผ่านที่ความสูงสายอากาศ 0.75 เมตร ระยะห่างระหว่างสายอากาศทาง ด้านส่ง-รับ ระยะทางตั้งแต่ 0.10 เมตร ถึง 100 เมตร ที่ $f_b = 500$ MHz.....45
5.6	การสูญเสียการส่งผ่านที่ความสูงสายอากาศ 0.75 เมตร ระยะห่างระหว่างสายอากาศทาง ด้านส่ง-รับ ระยะทางตั้งแต่ 0.10 เมตร ถึง 100 เมตร ที่ $f_b = 7.5$ GHz.....46
5.7	การสูญเสียการส่งผ่านที่ความสูงสายอากาศ 2 เมตร ระยะห่างระหว่างสายอากาศทาง ด้านส่ง-รับ ระยะทางตั้งแต่ 0.10 เมตร ถึง 100 เมตร ที่ $f_b = 500$ MHz.....46
5.8	การสูญเสียการส่งผ่านที่ความสูงสายอากาศ 2 เมตร ระยะห่างระหว่างสายอากาศทาง ด้านส่ง-รับ ระยะทางตั้งแต่ 0.10 เมตร ถึง 100 เมตร ที่ $f_b = 7.5$ GHz.....47
6.1	แถบความถี่มาตรฐานของ MB-OFDM ที่ใช้สำหรับเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง.....49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

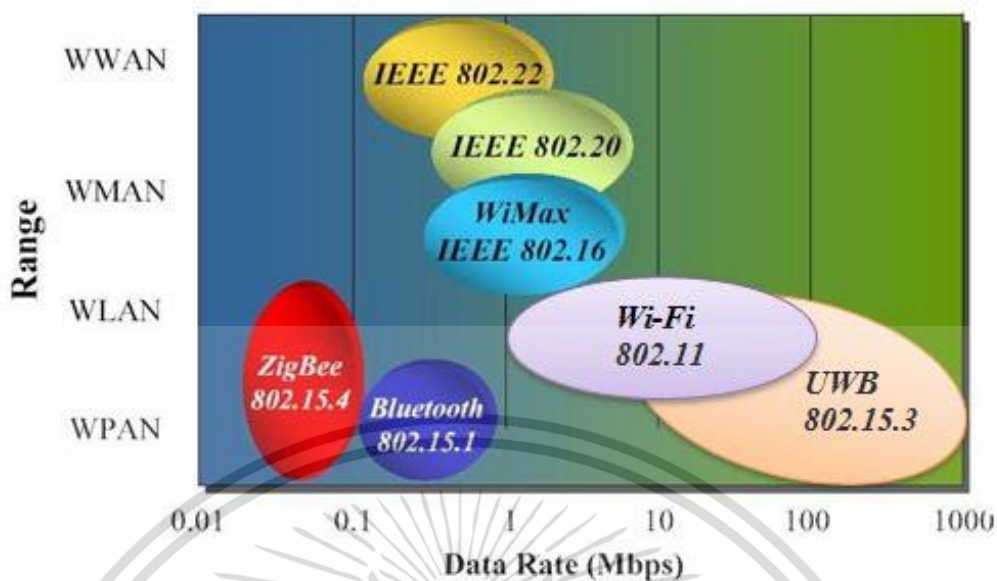
ปัจจุบันนี้เทคโนโลยีแบบไร้สายได้เข้ามามีบทบาทในระบบการสื่อสารมากขึ้นเพื่อเพิ่มความสะดวกและรวดเร็วในการติดต่อสื่อสารระหว่างอุปกรณ์ภายในอาคาร ภายในสำนักงานหรือภายในบ้าน ซึ่งเป็นระบบการสื่อสารไร้สายระยะสั้นที่มีความต้องการอัตราการส่งข้อมูลที่สูงเพื่อรองรับระบบมัลติมีเดียและมีกำลังในการส่งที่ต่ำ โดยความต้องการเหล่านี้ได้ถูกนำไปพิจารณาเพื่อค้นหาเทคโนโลยีที่สามารถรองรับความต้องการเหล่านี้ เทคโนโลยีไร้สายที่เรียกว่าเทคโนโลยีการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง (Ultra wideband) จะถูกนำมาเข้ามาใช้งาน โดยแนวโน้มที่ผลักดันให้มีการนำระบบสื่อสารไร้สายระยะสั้นแบบแถบกว้างยิ่งเข้ามาใช้งาน ก็คือ

1. ความต้องการที่เพิ่มขึ้นในการใช้อุปกรณ์ไร้สาย ที่มีความต้องการแบนด์วิดท์ที่สูงขึ้น และมีการใช้กำลังงานที่ต่ำ
2. เกิดความคับคั่งของการใช้งานสเปกตรัมความถี่ที่มีการจัดสรรให้ไป
3. การเติบโตของการใช้งานอินเทอร์เน็ตความเร็วสูงในหน่วยงานและองค์กรต่าง ๆ บ้านพักอาศัย และตามสถานที่สาธารณะต่าง ๆ

ระบบแถบกว้างยิ่งมีข้อดีที่เหนือกว่าระบบสื่อสารไร้สายระยะสั้นแบบอื่น ๆ ตรงที่สามารถสอดคล้องกับแนวโน้มที่เกิดขึ้นข้างต้นได้ดีกว่า โดยการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่งนั้นนับได้ว่าเป็นวิวัฒนาการของระบบการสื่อสารไร้สาย โดยมีการใช้แถบความถี่ในการส่งที่กว้างมากประกอบกับใช้กำลังส่งที่น้อย สัญญาณของระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่งนั้นมีความแตกต่างกับระบบการสื่อสารไร้สายที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน 2 ประการคือ การส่งสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่ง นั้นจะทำการส่งสัญญาณในลักษณะที่เป็นอิมพัลส์ โดยไม่มีการนำเอาสัญญาณข้อมูลไปทำการมอดูเลตกับสัญญาณพาห้ อีกประการหนึ่งสัญญาณแถบกว้างยิ่งจะใช้แบนด์วิดท์ในการส่งมากกว่าหรือเท่ากับ 20 % ของแถบความถี่กลาง หรือมีการใช้แถบความถี่มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz ซึ่งจะพบว่ามีค่ามากกว่าแถบความถี่ของระบบการสื่อสารไร้สายที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันมาก ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการนำเอาเทคโนโลยีแบบแถบกว้างยิ่งนี้มาใช้กับระบบเครือข่ายไร้สายส่วนบุคคล (Wireless Personal Area Network: WPAN) อยู่ในมาตรฐานของ IEEE 802.15.3a [1] โดยจะเป็นลักษณะการเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์ เช่น กล้องถ่ายรูปดิจิทัล กล้องถ่ายวิดีโอ วิดีโอโปรเจคเตอร์ คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล ฯลฯ ซึ่งจะเป็นการเชื่อมต่อที่มีอัตราการส่งข้อมูลที่สูงประมาณ 110 Mbps ในระยะทาง 10 เมตรและมีอัตราการส่งข้อมูลที่สูงขึ้นในระยะทางที่สั้นลง

โดยรูปที่ 1.1 แสดงลักษณะการเชื่อมต่อของอุปกรณ์ที่ได้รับผลกระทบต่อสิ่งกีดขวางภายในอาคาร ซึ่งการใช้งานจริงของระบบนี้จะมีลักษณะการนำไปใช้ติดต่อสื่อสารภายในอาคารซึ่งมักจะมีปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อช่องสัญญาณในการสื่อสาร เช่น อุปกรณ์เครื่องใช้ต่าง ๆ ผนัง สิ่งกีดขวางต่าง ๆ ซึ่งสิ่งกีดขวางแต่ละชนิดมีองค์ประกอบที่ไม่เหมือนกัน คุณสมบัติเหล่านี้ส่งผลกระทบอย่างสูงทำให้สัญญาณที่ส่งผ่านมีลักษณะแตกต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.1 การประยุกต์ใช้งานเทคโนโลยีการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง [2]

จากที่กล่าวมาข้างต้นจะเห็นวาระบบการสื่อสารไร้สายแถบกว้างยิ่งจะนำไปใช้ภายในอาคารเป็นหลักเช่น (Wireless Personal Area Network: WPAN) ซึ่งในการใช้งานจริงนั้น อาจมีการใช้งานในรูปแบบอื่นที่ไม่ใช่เพียงแคภายในอาคารเท่านั้น มีการใช้งานในรูปแบบอื่น ๆ เช่นทางด้านการแพทย์ และทางการทหาร เป็นต้น

ดังปัญหาที่ได้รับความสนใจของวิทยานิพนธ์นี้ก็คือ ความเพี้ยนของสัญญาณการส่งผ่านที่เกิดจากการสะท้อนพื้นและการแพร่กระจายคลื่นแถบกว้างยิ่ง เช่น การสูญเสียเชิงวิถี เฟส อัตราการขยาย ดังที่แสดงในรูปที่ 1.2 และได้แสดงแบบแผนการทดลองวิจัย และแบบแผนการประเมินผล ในวิทยานิพนธ์นี้อย่างละเอียด

เมื่อนำเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายแถบกว้างยิ่งมาใช้ในสภาวะแวดล้อมภายในอาคารที่มีระยะสั้น เพราะต้องการความเร็วสูงมาก โดยจะทำให้สัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากสายอากาศแล้วผ่านวัสดุที่เป็นตัวกลาง ไปยังสายอากาศด้านรับ มีการลดทอนกำลังงานลง ส่งผลกระทบต่อสัญญาณที่ได้รับได้ อาจทำให้สัญญาณที่ได้รับได้เกิดความสูญเสียในช่องสัญญาณ หรืออาจจะรับสัญญาณไม่ได้เลย ดังนั้น วิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการศึกษาวิจัยถึงการสูญเสียสองวิถีที่ทำให้ช่องสัญญาณเปลี่ยนไปได้ เช่น การสูญเสียมาก และความเพี้ยนอันเนื่องมาจากสายอากาศและช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งในสภาวะแวดล้อมที่แตกต่างกัน

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายได้พัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็ว และเป็นปัจจัยหนึ่ง ที่มีบทบาทอย่างมากในการพัฒนาประเทศ และชีวิตความเป็นอยู่ในปัจจุบัน เช่น การติดต่อสื่อสารทางไกลทั้งในประเทศและระหว่างประเทศ การประชุมผ่านทางไกล การเรียนการสอนผ่านทางไกล การติดต่อสื่อสารส่วนบุคคล การติดต่อสื่อสารระยะสั้น ๆ ที่ต้องการความเร็วสูง ใช้กำลังงานต่ำ ส่งข้อมูลได้มาก และราคาถูก ยกตัวอย่างเช่น โครงข่ายในสำนักงาน โครงข่ายภายในบ้านพักอาศัย เป็นต้น ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายเหล่านี้ล้วนแล้วมีความต้องการความเร็วสูงมากในการส่งผ่านข้อมูล ดังนั้นเพื่อให้ได้ตามความต้องการของเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สาย โดยเฉพาะอย่างยิ่งความกว้างของแถบความถี่และความจุของช่องสัญญาณ จึงเป็นประเด็นการพัฒนาเข้าไปสู่เทคโนโลยี 3G, 4G, 5G Wi-Media และ WiMAX ในอนาคตอันใกล้นี้ เพื่อตอบสนองความต้องการของผู้ใช้ได้อย่างสมบูรณ์ และมีประสิทธิภาพสูงสุด จึงเป็นเรื่องที่น่าสนใจมาก สำหรับการศึกษาวิจัย มีเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายมากมายที่ได้รับความสนใจ แต่มีเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง (Ultra wideband: UWB) เป็นหนึ่งในเทคโนโลยีไร้สายที่ได้รับความสนใจมาก เพราะมีแถบกว้างมาก แบนด์วิดท์กว้างถึง 7.5 GHz ในช่วงความถี่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz และใช้กำลังงานต่ำ ดังนั้นก่อนที่จะนำไปใช้งานจริง ให้ได้ผลประโยชน์สูงสุด ทั้งภายในอาคารสำนักงาน และโครงข่ายภายในบ้านพักอาศัย จึงต้องศึกษาวิจัยและพัฒนาให้เหมาะสม และถูกต้องให้มากที่สุด บนมาตรฐาน IEEE802.15.3a (WPAN)



รูปที่ 1.2 การประยุกต์ใช้งานอุปกรณ์สื่อสารไร้สายระยะสั้นภายในสำนักงาน

ศึกษาทฤษฎีและหลักการวิเคราะห์แถบกว้างยิ่งบนพื้นฐานหลักการสูตรส่งผ่านสัญญาณของฟรีส (Friis's transmission formula) แต่อย่างไรก็ตามไม่สามารถนำสูตรการส่งผ่านของฟรีสมาใช้ได้โดยตรงเพราะว่าอธิบายอยู่รูปของโดเมนความถี่ จึงต้องทำการประยุกต์เอาสูตรของฟรีสมาใช้ที่สูตรของฟรีสเพราะง่ายต่อการคำนวณและเป็นที่ยอมรับ สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับการสื่อสารไร้สายในสภาวะแวดล้อมที่แตกต่างกันได้ มีความจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องศึกษาคุณลักษณะช่องสัญญาณการสูญเสียแบบสองวิถี และความเพี้ยนของสัญญาณเมื่อมีการส่งออกมาจากสายอากาศอาจจะทำให้เกิดการลดทอนกำลังงานและความเพี้ยนของสัญญาณได้ ด้วยปัจจัยต่าง ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งการถูกลดทอนที่ตัวสายอากาศ และสภาวะแวดล้อมของอาคาร ซึ่งส่งผลกระทบต่อสัญญาณที่รับได้ หรืออาจจะทำให้รับสัญญาณไม่ได้เลยก็เป็นได้ วิทยานิพนธ์นี้ต้องการที่จะศึกษาผลกระทบจากสายอากาศและสภาวะแวดล้อมจริงที่มีผลต่อช่องสัญญาณของระบบการสื่อสารไร้สายแถบกว้างยิ่ง ซึ่งพิจารณาบนพื้นฐานของการวัดจริง ทำการเปรียบเทียบผลการวิเคราะห์ของแบบจำลองขึ้น โดยนำผลเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ได้จากการวัดโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์ (Vector Network Analyzer: VNA) มาทำการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่แสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณที่เกิดจากการส่งผ่าน เช่น ฟังก์ชันถ่ายโอนช่องสัญญาณ (Channel Transfer Function) อัตราขยายในการส่งผ่าน (Transmission Gain) ความผิดเพี้ยนในรูปของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation Coefficient) ส่วนทางด้านรับได้พิจารณาใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ เพื่อหาค่าอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อกำลังงานความหนาแน่นสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR) มีค่ามากที่สุด

### 1.3 สมมติฐาน

สมมติฐานของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้พิจารณาการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง เพราะในอนาคตนั้นความต้องการของผู้ใช้และการขยายตัวทางด้านเทคโนโลยีก็มากขึ้น จะเป็นระบบมัลติมีเดีย เพราะฉะนั้นความต้องการแบนด์วิดท์ และความต้องการความจุช่องสัญญาณก็มีมากขึ้น ดังนั้นการศึกษาวิจัยจึงเป็นเรื่องสำคัญยิ่ง จากการส่งผ่านสัญญาณแถบกว้างยิ่งที่ไม่รู้ถึงคุณลักษณะช่องสัญญาณคุณสมบัติของสายอากาศที่นำมาใช้ให้เกิดได้จริง วิธีการหรือหลักการวิเคราะห์สัญญาณการส่งผ่านแบบแถบกว้างให้มีความเหมาะสมที่สุดจะอย่างไร ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เห็นถึงความสำคัญของการถ่ายโอนช่องสัญญาณแถบกว้างโดยเฉพาะการสูญเสียเชิงวิถีที่เกิดจากการสะท้อนพื้น และช่องสัญญาณแถบกว้าง บนพื้นฐานสูตรการส่งผ่านของฟรีส และทางด้านรับได้พิจารณาใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ ด้วยแบบแผนที่ได้นำเสนอจะทำให้ผู้วิจัยสามารถออกแบบรูปแบบการวัด การวิเคราะห์ช่องสัญญาณได้ ทำให้รู้ถึงคุณลักษณะของสัญญาณการส่งผ่าน อัตราการขยาย ความเพี้ยนช่องสัญญาณอันเกิดจากสายอากาศ และการแพร่กระจายคลื่นแถบกว้างยิ่ง และพารามิเตอร์อื่นที่ต้องทราบก็สามารถทำได้

### 1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในแนวทางการศึกษาวิจัยของวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอแบบแผนการประเมินการสูญเสียการส่งผ่านแบบสองวิถีที่เกิดขึ้นเนื่องจากสายอากาศสำหรับวิทยุอิมพัลส์แถบกว้างยิ่ง บนพื้นฐานสูตรการส่งผ่านของฟรีส โดยการประยุกต์ใช้สูตรการส่งผ่านของฟรีส และได้พิจารณาใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ ส่วนรูปคลื่นสัญญาณส่งได้ใช้ตามข้อกำหนดมาตรฐานของคณะกรรมการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Communication Commission: FCC) รูปคลื่นแถบผ่านสี่เหลี่ยมที่มีแบนด์วิดท์ ตั้งแต่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz ในการทดลองวิจัยได้ทำการวัดในห้องไร้การสะท้อนโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์ในการวัดและบันทึกผล และใช้สายอากาศแบบแถบกว้างสายแบบกรวยคู่ จากนั้นนำผลฟังก์ชันการถ่ายโอนของช่องสัญญาณที่ได้จากการทดลองวัดมาประเมินผลการสูญเสียการส่งผ่านแถบกว้างยิ่งแบบสองวิถี จากนั้นทำการเปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างการใช้สเปกตรัมแบนด์วิดท์ของสัญญาณส่งที่มีค่าต่ำสุด (500 MHz) และสเปกตรัมแบนด์วิดท์ที่มีค่าสูงสุด (7.5 GHz) โดยหาค่าเอาต์พุตที่ได้ออกจากเครื่องรับสหสัมพันธ์กรณีใช้รูปคลื่นต้นแบบสัญญาณรับ (เครื่องรับสหสัมพันธ์ที่มีค่าเหมาะสมที่สุด) และรูปคลื่นต้นแบบกรณีที่ใช้สายอากาศไอโซทรอปิก ในการประมาณค่าการสูญเสียการส่งผ่านของระบบแบบ

## 1.5 ขอบเขตการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอแบบแผนการประเมินผลการสูญเสียแบบสองวิถีที่เกิดจากการสะท้อนพื้นของช่องสัญญาณการแพร่กระจายคลื่นแถบกว้างยิ่ง บนพื้นฐานสูตรการส่งผ่านของฟรีส และทางด้านรับได้พิจารณาใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ ส่วนการวัด ได้ทำการทดลองวิจัยในห้องไร้การสะท้อนแล้วทำการวัดและบันทึกผลด้วยเครื่องวิเคราะห์โคจรข่ายแบบเวกเตอร์ และได้ใช้สายอากาศแถบกว้างสองชนิดในการประเมินผลการวัด จากนั้นนำผลที่ได้จากการวัดมาประเมินผลการสูญเสียการส่งผ่านแบบสองวิถี โดยพิจารณาใช้เครื่องรับสหสัมพันธ์ที่มีค่าเหมาะสมที่สุด (กรณีใช้รูปคลื่นต้นแบบสัญญาณรับ) เปรียบเทียบกับเครื่องรับสหสัมพันธ์กรณีใช้สายอากาศไอโซทรอปิก

## 1.6 ขั้นตอนการศึกษา

จากแนวคิดและหลักการที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถสรุปเป็นขั้นตอนการศึกษา เริ่มจากการศึกษาทฤษฎีและหลักการประเมินผลการสูญเสียการส่งผ่านแถบกว้างยิ่งแบบสองวิถี บนพื้นฐานสูตรการส่งผ่านสัญญาณของฟรีส และเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ จากนั้นกล่าวถึงขั้นตอนการทดลองวิจัย ในส่วนของการวัดฟังก์ชันการถ่ายโอนช่องสัญญาณโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โคจรข่ายแบบเวกเตอร์และสายอากาศแถบกว้าง อุปกรณ์ที่ใช้ทดลองวิจัย และรูปแบบวิธีการวัดโดยยึดหลักตามแบบแผนที่ออกแบบไว้ ให้มีเหมาะสมและสามารถประยุกต์ได้จริง วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาเป็น 6 บท คือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงเทคโนโลยีการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง ประกอบด้วยประวัติและความเป็นมา ลักษณะโดยทั่วไปของระบบแถบกว้างยิ่ง จุดเด่นของระบบแถบกว้างยิ่ง รูปแบบของสัญญาณที่ใช้ในการส่งผ่านของระบบแถบกว้างยิ่งแบบสองวิถี

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการวิเคราะห์การส่งผ่านสำหรับแถบกว้างยิ่งแบบสองวิถี ประกอบด้วย แบบจำลองช่องสัญญาณหลายวิถีในระบบแถบกว้างยิ่ง แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี แบบจำลองทฤษฎีการสะท้อนจากพื้น และการประมวลสัญญาณของระบบการส่งผ่านแถบกว้างยิ่งแบบสองวิถี เป็นต้น

บทที่ 4 กล่าวถึงรูปแบบการจำลอง การวัด การเตรียมการวัด และการวัดสัญญาณแถบกว้างยิ่ง ประกอบด้วย รูปคลื่นการส่งแถบกว้างยิ่ง สายอากาศที่ใช้ทดสอบ และค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ แล้วนำผลที่ได้จากการวัดไปทำการวิเคราะห์ และการประเมินผลการทดลองวิจัย

บทที่ 5 ผลการทดลองและการวิเคราะห์ผลที่ได้จากการจำลองการวัดแบบสองวิถี

บทที่ 6 สรุปผลการทดลองวิจัยและข้อเสนอแนะ

## บทที่ 2

# ระบบสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง

### 2.1 กล่าวนำ

เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายแถบกว้างยิ่ง (Ultra Wideband: UWB) เป็นเทคโนโลยีที่ได้รับความนิยมเพิ่มขึ้นอย่างมากในปัจจุบัน สำหรับการประยุกต์ใช้ในระบบสื่อสารต่างๆ ซึ่งเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง เป็นเทคโนโลยีที่ถูกออกแบบมาให้มีความเร็วในการรับส่งข้อมูลที่สูงใช้ในระยะทางใกล้ ๆ โดยที่ระยะทาง 10 เมตร จะมีความเร็ว 110 Mbps แต่จะมีอัตราการรับส่งข้อมูลที่สูงขึ้นในระยะทางที่สั้นลง โดยที่ระยะทาง 2 เมตร จะมีความเร็วสูงถึง 480 Mbps มีช่วงแบนด์วิดท์ที่กว้างคือช่วงความถี่ระหว่าง 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz และมีขนาดแบนด์วิดท์เท่ากับ 7.5 GHz [2] จะเห็นได้ว่าเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งนี้มีการรับส่งข้อมูลที่ความเร็วสูงมาก และระยะทางไม่เกิน 10 เมตร การส่งสัญญาณของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งก็จะทำการส่งสัญญาณในลักษณะของพัลส์ในช่วงเวลาแคบมากๆ ซึ่งพัลส์ที่มีช่วงเวลาแคบๆ จะมีสเปกตรัมที่กว้าง ใช้กำลังงานต่ำ และสามารถแยกคลื่นหลายวิธีที่ไม่ต้องการออกไปได้ ส่วนสาเหตุที่ทำให้เทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งนี้มีราคาถูกเนื่องไม่ต้องการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลที่จะส่งเข้ากับสัญญาณพาห้ (Carrierless) ทำให้ที่ภาครับและภาคส่งของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งนั้น ไม่ต้องการอุปกรณ์ที่มีขนาดใหญ่และราคาแพง เช่นตัวมอดูเลต ดีมอดูเลต และมิกเซอร์ เป็นต้น ที่กล่าวมานี้จึงทำให้อุปกรณ์ของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งมีราคาถูก ขนาดเล็ก และใช้กำลังงานต่ำ เมื่อเทียบกับระบบการสื่อสารแบบแคบที่ใช้กันอยู่ อีกประการหนึ่งสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งจะมีสัดส่วนของแบนด์วิดท์ในการส่งมากกว่าหรือเท่ากับ 20 % ของแถบความถี่กลาง หรือมีการใช้แถบความถี่มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz ซึ่งจะพบว่ามีค่ามากกว่าแถบความถี่ของระบบการสื่อสารไร้สายที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันมาก

จากคุณสมบัติต่างๆ ของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งที่ได้กล่าว จะเห็นได้ว่าเหมาะสมกับการใช้งานในลักษณะของโครงข่ายไร้สายส่วนบุคคล (Wireless Personal Area Network: WPANs) การติดต่อสื่อสารระหว่างอุปกรณ์ต่างๆ ในการรับส่งข้อมูลที่เป็นมัลติมีเดีย (ข้อมูลภาพ เสียง วิดีโอ ฯลฯ) ที่มีขนาดของข้อมูลที่ใหญ่ ต้องการความเร็วและความถูกต้องในการรับส่ง เช่น การติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องพิมพ์ กล้องวิดีโอ กล้องถ่ายรูป เครื่องสแกนเนอร์ เป็นต้น เทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งก็สามารถรองรับความต้องการดังกล่าวได้เช่นกัน

เมื่อถึงเวลาที่นำเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งไปใช้งานจริง การใช้งานจะไม่จำกัดอยู่แค่ในสภาวะแวดล้อมภายในอาคาร แต่จะมีการใช้งานที่อยู่ในสภาวะแวดล้อมระหว่างภายในและภายนอกอาคาร ซึ่งส่งผลกระทบต่อสัญญาณที่รับได้ วิทยานิพนธ์จึงนำเสนอการวิเคราะห์ถึงผลกระทบจากสภาวะแวดล้อมดังกล่าว ซึ่งรายละเอียดต่างๆ จะกล่าวถึงในบทต่อไป โดยที่ในบทนี้จะกล่าวถึงประวัติและความเป็นมา หลักการพื้นฐานและข้อกำหนดต่าง ๆ ของเทคโนโลยีการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง

### 2.2 ประวัติและความเป็นมาของระบบแถบกว้างยิ่ง

เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายแถบกว้างยิ่งโดยพื้นฐานแล้ว แตกต่างจากระบบการสื่อสารอื่น ๆ เนื่องจากเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งนั้นใช้พัลส์ที่แคบมากในการส่งสัญญาณจากภาคส่งไปยังภาครับ

จากพัลส์ที่มีช่วงเวลาแคบมากนี้เอง ทำให้เทคโนโลยีแถบกว้างยังมีแบนด์วิดท์ที่กว้างมาก ๆ ถูกรบกวนได้ยาก มีความเร็วสูงและสามารถใช้งานกับระบบการสื่อสารไร้สายเดิมที่มีอยู่แล้วได้

เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายแถบกว้างยังไม่ใช่เทคโนโลยีที่ใหม่ ถูกค้นพบครั้งแรกโดยมาริโอเน (Guglielmo Marconi) ในปี ค.ศ. 1901 ใช้ส่งรหัสมอส (Morse code) ต่อเนื่องข้ามมหาสมุทร แอตแลนติกโดยใช้เครื่องส่งสปาร์กแก่ป อย่างไรก็ตามการตามประโยชน์ของการใช้แบนด์วิดท์ที่กว้างและความสามารถในการใช้งานแบบหลายผู้ใช้โดยการส่งพัลส์แม่เหล็กไฟฟ้าก็ยังไม่เกิดขึ้นในตอนนั้น จากนั้นประมาณ 15 ปีต่อมาการสื่อสารที่ใช้พัลส์ในการส่งสัญญาณได้รับการผลักดันให้ใช้ในทางการทหารในรูปของอิมพัลส์เรดาร์ (Impulse radars) จากนั้นในปี ค.ศ. 1960 - 1990 เทคโนโลยีนี้ได้ถูกจำกัดการใช้งานในกองทัพทหารและแผนกการปกครองที่เป็นความลับทางราชการ เช่นการสื่อสารที่ต้องการความปลอดภัยที่สูง อย่างไรก็ตามในตอนนั้นความก้าวหน้าของไมโครโพรเซสเซอร์และสวิตซ์ตัดต่อความเร็วสูงในเทคโนโลยีเซมิคอนดักเตอร์ได้ทำให้เทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งพร้อมสำหรับการประยุกต์ใช้ในเชิงพาณิชย์

จากที่เทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งได้รับความสนใจในด้านการพาณิชย์ผ่านมาเป็นเวลาหลายปี ผู้พัฒนาระบบแถบกว้างยิ่งต่างพากันกดดันให้ทางคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Communications Commission: FCC) [3] อนุมัติให้ใช้งานเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งในเชิงพาณิชย์ จากนั้นในปี ค.ศ. 2002 FCC ได้อนุมัติรายงานและข้อบังคับฉบับที่หนึ่ง (First Report and Order, R&O) สำหรับการใช้งานเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งในเชิงพาณิชย์ภายใต้การจำกัดกำลังงานที่ใช้ในการแพร่กระจายคลื่นสำหรับอุปกรณ์ต่าง ๆ อย่างเคร่งครัด ซึ่งความเป็นมาโดยย่อของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งได้แสดงดังรูปที่ 2.1

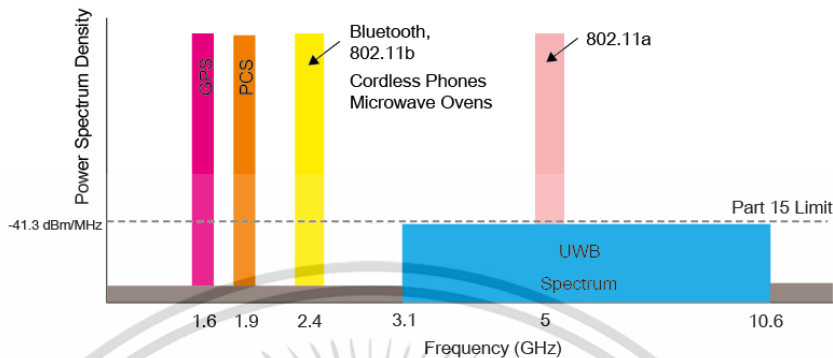


รูปที่ 2.1 ประวัติความเป็นมาของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง [4]

### 2.3 ลักษณะโดยทั่วไปของระบบสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง

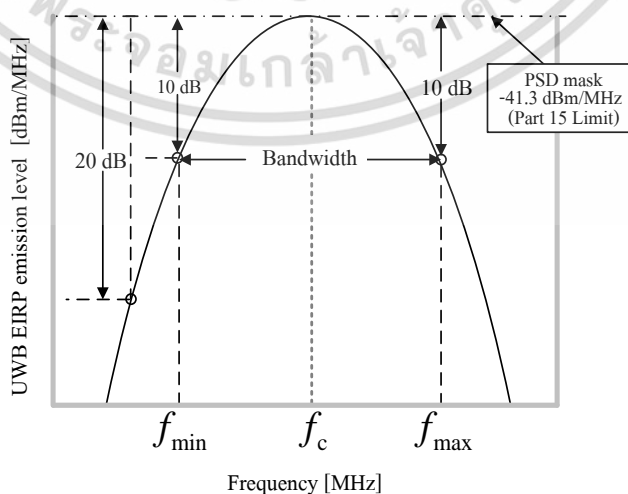
เทคโนโลยีการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่งนั้นถูกนำมาใช้ในระบบการสื่อสารแบบไร้สายโดยมีอัตราการส่งข้อมูลที่สูงมากและยังมีข้อแตกต่างจากระบบการสื่อสารทางคลื่นความถี่วิทยุแบบอื่น ๆ คือ เป็นระบบที่ไม่ต้องใช้คลื่นพาห้ โดยจะทำการส่งสัญญาณที่มีลักษณะเป็นพัลส์ ซึ่งจะเป็พัลส์ที่มีความกว้างในระดับนาโนวินาที (Nanosecond: ns) เมื่อพิจารณาในโดเมนเวลา ด้วยเหตุนี้จึงทำให้ระบบมีความหนาแน่นของแถบกำลังงาน (Power Spectral Density: PSD) ครอบคลุมในช่วงความถี่ที่กว้างมากอยู่ในระดับกิกะเฮิร์ต (Gigahertz: GHz) ในโดเมนความถี่ และเนื่องด้วยระบบนี้มีแบนด์วิดท์ที่กว้างมากจึงสามารถรองรับอัตราการส่งข้อมูลได้สูง แต่ด้วยข้อจำกัดในระดับของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังงานที่ใช้ส่ง ทำให้ระยะทางในการให้บริการถูกจำกัดอยู่ที่ประมาณ 10 เมตร ซึ่งเป็นข้อกำหนดของมาตรฐาน IEEE802.15.3a (WPAN) โดยในรูปที่ 2.2 แสดงให้เห็นถึงระดับความหนาแน่นของแถบกำลังงานในระบบแถบกว้างยิ่งเมื่อทำการเปรียบเทียบกับระบบการสื่อสารไร้สายแบบอื่น ๆ



รูปที่ 2.2 การเปรียบเทียบระดับความหนาแน่นแถบกำลังงานในระบบแถบกว้างยิ่งกับระบบอื่น ๆ

ลักษณะเฉพาะโดยทั่วไปของสัญญาณแถบกว้างยิ่ง เช่น การสื่อสารความเร็วสูงภายในบ้าน หรือแม้กระทั่งอุปกรณ์เครือข่ายทางธุรกิจ โดยอุปกรณ์นั้นต้องสามารถทำงานอยู่ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz ซึ่งจะถูกรอกแบบเพื่อให้สามารถที่จะทำงานได้ภายในอาคารเท่านั้นหรือต้องเข้ากันได้กับอุปกรณ์ขนาดมือถือ ซึ่งอาจจะถูกนำมาใช้ในลักษณะการสื่อสารแบบจุดต่อจุด โดยตัวแพร่กระจายคลื่นแถบกว้างยิ่งนั้นต้องทำการออกแบบเพื่อรับรองว่าการแพร่กระจายคลื่นในช่วงแบนด์วิดท์ตั้งแต่ 20 dB ต้องอยู่ภายในแถบความถี่ของระบบแถบกว้างยิ่ง และค่าแบนด์วิดท์ที่น้อยที่สุดโดยวัดที่ระดับต่ำลงมา 10 dB จากระดับสูงสุดของการแพร่กระจายเท่ากับ 500 MHz โดยระดับสูงสุดที่อนุญาตให้การแพร่กระจายกำลังงานสำหรับสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งนั้นถูกกำหนดไว้ที่ -41.3 dBm/MHz (Noise floor limit) เพราะฉะนั้นในการส่งผ่านสัญญาณแถบกว้างยิ่ง มีความจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องพิจารณาถึงข้อกำหนดต่าง ๆ เพื่อใช้ในการออกแบบรูปคลื่นสัญญาณส่งโดยรูปที่ 2.3 จะแสดงให้เห็นถึงข้อกำหนดดังกล่าว



รูปที่ 2.3 จุดพิจารณาในการออกแบบสัญญาณแถบกว้างยิ่ง [4]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการเชิงพาณิชย์เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.4 จุดเด่นของระบบแถบกว้างยิ่ง [5]

ลักษณะของพัลส์ที่มีช่วงเวลาแคบที่ใช้ในเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง มีข้อดีหลายประการเมื่อเทียบกับระบบการสื่อสารแถบแคบ ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงประโยชน์ของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งที่จะนำมาใช้ในการสื่อสารไร้สาย

### 2.4.1 ความจุของช่องสัญญาณมาก

จุดเด่นที่สำคัญของการมีแบนด์วิดท์ที่กว้างสำหรับพัลส์แถบกว้างยิ่งคือการทำให้ความจุของช่องสัญญาณมากขึ้น โดยความจุของช่องสัญญาณหรืออัตราการส่งข้อมูลจะบอกถึงขนาดของข้อมูลทั้งหมดที่สามารถส่งผ่านช่องสัญญาณการสื่อสารต่อหนึ่งวินาที ซึ่งขนาดความจุที่มากของระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่งสามารถพิจารณาได้จากสูตรของแฮนนอน (Hartley-Shannon) ดังสมการที่ 2.1

$$C = B \log_2(1 + SNR) \quad (2.1)$$

เมื่อ	$C$	คือ	ค่าความจุช่องสัญญาณสูงสุด
	$B$	คือ	แบนด์วิดท์
	$SNR$	คือ	อัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

จากสมการที่ 2.1 จะเห็นว่าค่าความจุของช่องสัญญาณจะมีค่าเพิ่มขึ้น เมื่อแบนด์วิดท์มีมากขึ้น เพราะฉะนั้นสัญญาณแถบกว้างยิ่งที่มีแบนด์วิดท์มากถึง 7.5 GHz ทำให้มีอัตราการส่งข้อมูลในระดับหลายร้อยเมกะบิตต่อวินาที แต่อย่างไรก็ตาม เนื่องจาก FCC ได้จำกัดกำลังส่งของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งไว้ จึงทำให้สามารถที่จะส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูงในระยะสั้น ๆ เท่านั้น ทำให้เทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งเป็นตัวเลือกที่น่าจับตามองสำหรับระบบการสื่อสารไร้สายระยะสั้นที่มีความเร็วสูง เช่น ระบบโครงข่ายไร้สายส่วนบุคคล เป็นต้น

### 2.4.2 กำลังงานในการส่งต่ำ

จากข้อกำหนดโดยคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกาได้กำหนดให้กำลังงานในการส่งสัญญาณของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งนั้นมีค่าสูงสุดไม่เกิน -41.3 dBm/MHz ทำให้สัญญาณของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งนั้นมีการแพร่กระจายกำลังงานในระดับต่ำโดยอยู่ในระดับของสัญญาณรบกวน (Noise floor) จึงทำให้ระบบอื่นมองว่าสัญญาณของแถบกว้างยิ่งนี้เป็นสัญญาณรบกวนเลยถูกกำจัดออกไป ทำให้สัญญาณของแถบกว้างยิ่งไม่มีผลกระทบกับระบบอื่นๆ

### 2.4.3 โอกาสการถูกดักฟังหรือตรวจจับได้ยาก

เนื่องจากมีกำลังเฉลี่ยในการส่งที่ต่ำ ทำให้เทคโนโลยีการสื่อสารแถบกว้างยิ่งมีความสามารถในการถูกดักฟังและตรวจจับได้ยาก การส่งสัญญาณด้วยกำลังส่งที่ต่ำทำให้ผู้ดักฟังจะต้องอยู่ใกล้กับตัวส่งสัญญาณมาก (ประมาณ 1 เมตร) เพื่อที่จะสามารถตรวจจับข่าวสารที่ส่งได้ นอกจากนี้พัลส์ของสัญญาณแถบกว้างยิ่งเป็นการมอดูเลตทางเวลา (Time modulation) ด้วยรหัสเฉพาะสำหรับภาคส่งและภาครับนั้น ๆ การมอดูเลตทางเวลาของแถบกว้างยิ่งที่มีพัลส์ที่แคบมาก ๆ จะช่วยเพิ่มความปลอดภัยในการส่งสัญญาณ เนื่องจากการที่จะตรวจจับพัลส์ในระดับพิโกวินาที (Picosecond) โดยที่ไม่รู้ว่าสัญญาณเมื่อส่งออกไปแล้ว ยากต่อการคาดคะเนรูปแบบของสัญญาณ ฉะนั้น เทคโนโลยีแถบ

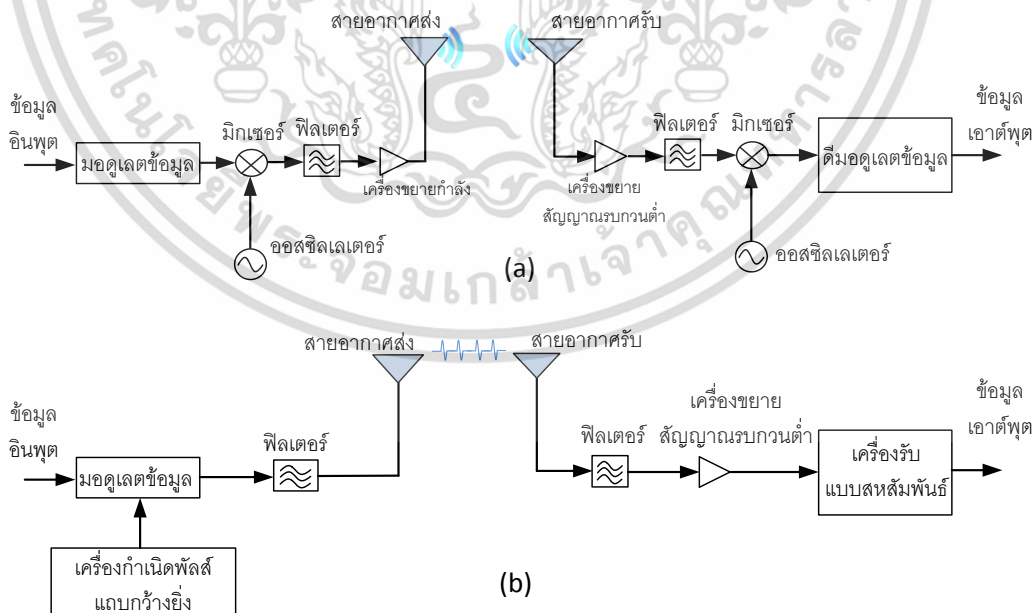
กว้างยิ่งจึงเป็นเทคโนโลยีที่มีความปลอดภัยสูง ยากต่อการดักฟังและตรวจจับ การสื่อสารที่ต้องการจุดเด่นในข้อนี้คือการสื่อสารของกองทัพและแผนกการปกครอง

#### 2.4.4 ความต้านทานจากการถูกรบกวนสัญญาณ (Jamming)

หากเปรียบเทียบกับแถบความถี่ของการสื่อสารแถบแคบแล้ว แถบความถี่ของการสื่อสารแถบกว้างยิ่งนั้นครอบคลุมช่วงของความถี่ที่มากกว่าในระดับหลายกิกะเฮิรต์ การมีความถี่ที่หลากหลายของสัญญาณแถบกว้างยิ่งทำให้มีความต้านทานต่อการถูกรบกวนสัญญาณไม่ว่าจะเป็นการรบกวนโดยตั้งใจหรือไม่ตั้งใจ เพราะว่าไม่มีผู้ที่ทำกรรบกวนสัญญาณคนไหนที่สามารถรบกวนสัญญาณในทุกความถี่ของแถบความถี่กว้างยิ่งได้ในครั้งเดียว ฉะนั้นถ้าความถี่บางความถี่ถูกรบกวน แถบกว้างยิ่งก็ยังเหลือช่วงความถี่อีกมากมายที่ยังไม่ถูกใช้

#### 2.4.5 โครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนและต้นทุนต่ำ

ความซับซ้อนน้อยและต้นทุนที่ต่ำของระบบแถบกว้างยิ่งเกิดขึ้นจากปัจจัยทางลักษณะเบสแบนด์ (Baseband) ของการส่งสัญญาณซึ่งไม่เหมือนกับระบบการส่งสัญญาณวิทยุแบบอื่นๆ โดยที่เครื่องส่งจะทำการสร้างสัญญาณพัลส์ที่มีความกว้างของสัญญาณน้อยมากๆ ในโดเมนทางเวลา ซึ่งสามารถที่จะแพร่กระจายคลื่นออกไปโดยปราศจากการเพิ่มความถี่วิทยุหรือคลื่นพาห้รวมเข้าไป และในส่วนของารรวมสัญญาณวิทยุนั้นจะเป็นการนำเอาสัญญาณเบสแบนด์รวมเข้าไปกับคลื่นพาห้เพื่อย้ายสัญญาณไปยังแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะในการแพร่กระจายคลื่นตามต้องการซึ่งสัญญาณจะถูกแพร่กระจายได้ดีโดยปราศจากความถี่ในการเพิ่มการแปลงความถี่ให้สูงขึ้น (Up-conversion) และการเพิ่มกำลังให้สูงขึ้น (Amplification) โดยในการแปลงความถี่ลง (Down-conversion) และตัวผลิตความถี่ (Local oscillator) จึงไม่จำเป็นในเครื่องรับแบบแถบกว้างยิ่งด้วยเช่นกันทำให้ลดความซับซ้อนของระบบและต้นทุนในการผลิตลงไปมาก



รูปที่ 2.4 โครงสร้างของระบบการส่งผ่านสัญญาณแถบกว้างยิ่งและระบบแถบแคบ [6]

a) บล็อกไดอะแกรมภาคส่ง-ภาครับของเทคโนโลยีแถบแคบ

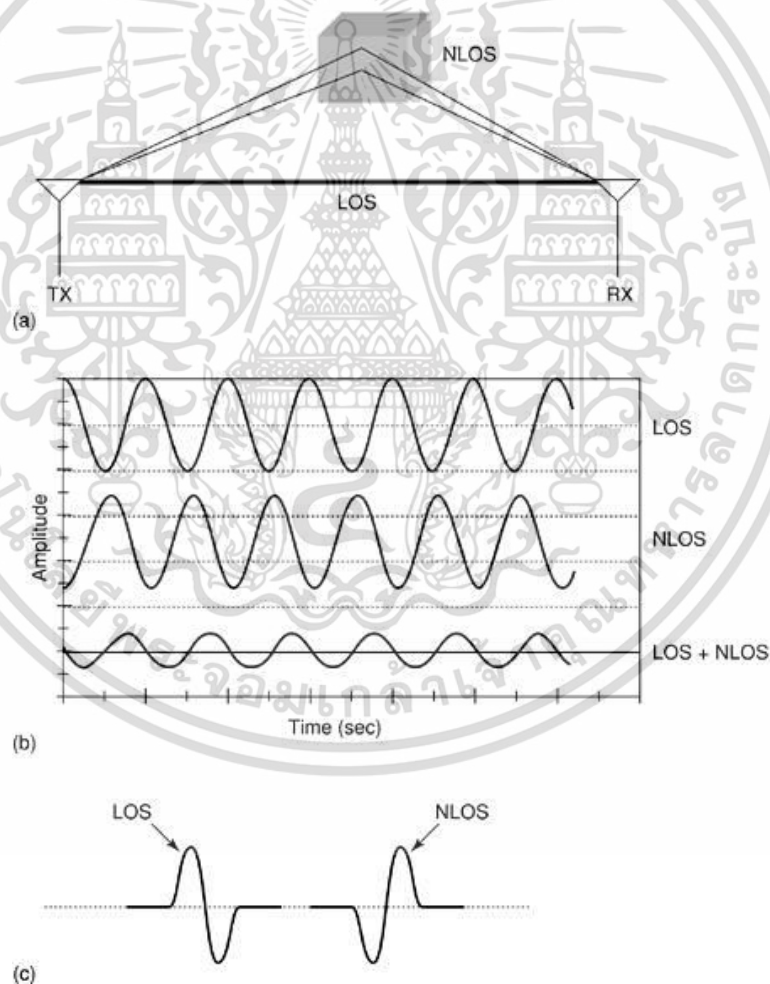
b) บล็อกไดอะแกรมภาคส่ง-ภาครับของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่เสียค่าใช้จ่าย ไม่ว่าการฉ้อโกงทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.4 ภาคส่ง-ภาครับของเทคโนโลยีแถบกว้างยังมีโครงสร้างที่ง่ายกว่าระบบแถบแคบ เนื่องจากการสื่อสารแถบกว้างยิ่งที่ใช้พัลส์ที่มีกำลังส่งต่ำจะไม่จำเป็นต้องมีอุปกรณ์ขยายกำลัง (Power Amplifier: PA) ในภาคส่ง และจากการที่การสื่อสารแถบกว้างยิ่งไม่มีการใช้สัญญาณพาห์ ทำให้ไม่จำเป็นต้องใช้มิกเซอร์ (Mixer) และออสซิลเลเตอร์ (Oscillators) ในการแปลงความถี่พาห์ไปเป็นแถบความถี่ที่ต้องการทั้งในภาครับและภาคส่ง

#### 2.4.6 มีความต้านทานต่อช่องสัญญาณหลายวิถี

เป็นที่รู้กันว่าการเกิดช่องสัญญาณหลายวิถีเป็นสิ่งที่หลีกเลี่ยงไม่ได้ในการสื่อสารไร้สาย ซึ่งเป็นผลมาจากการสะท้อนของสัญญาณการสื่อสารจากหลายๆ ทิศทางที่วัสดุต่างๆ เช่น อาคาร โต๊ะ เพดาน หรืออุปกรณ์สำนักงาน เป็นต้น เส้นทางจากสายอากาศส่งไปยังสายอากาศรับโดยตรงเรียกว่า เส้นระดับสายตา (Line of Sight: LOS) ส่วนสัญญาณที่เกิดจากการสะท้อนจากพื้นผิววัสดุต่าง ๆ จะไม่เป็นเส้นทางระดับสายตา (Non Line of Sight: NLOS) โดยรูปที่ 2.5 แสดงช่องทางการเกิดคลื่นหลายวิถีในระบบแถบแคบและแถบกว้างยิ่ง



รูปที่ 2.5 ผลของช่องสัญญาณหลายวิถีในระบบแถบแคบและแถบกว้างยิ่ง [6]

(a) การเกิดช่องสัญญาณหลายวิถีในการสื่อสารไร้สาย

(b) ผลของช่องสัญญาณหลายวิถีในระบบแถบแคบ

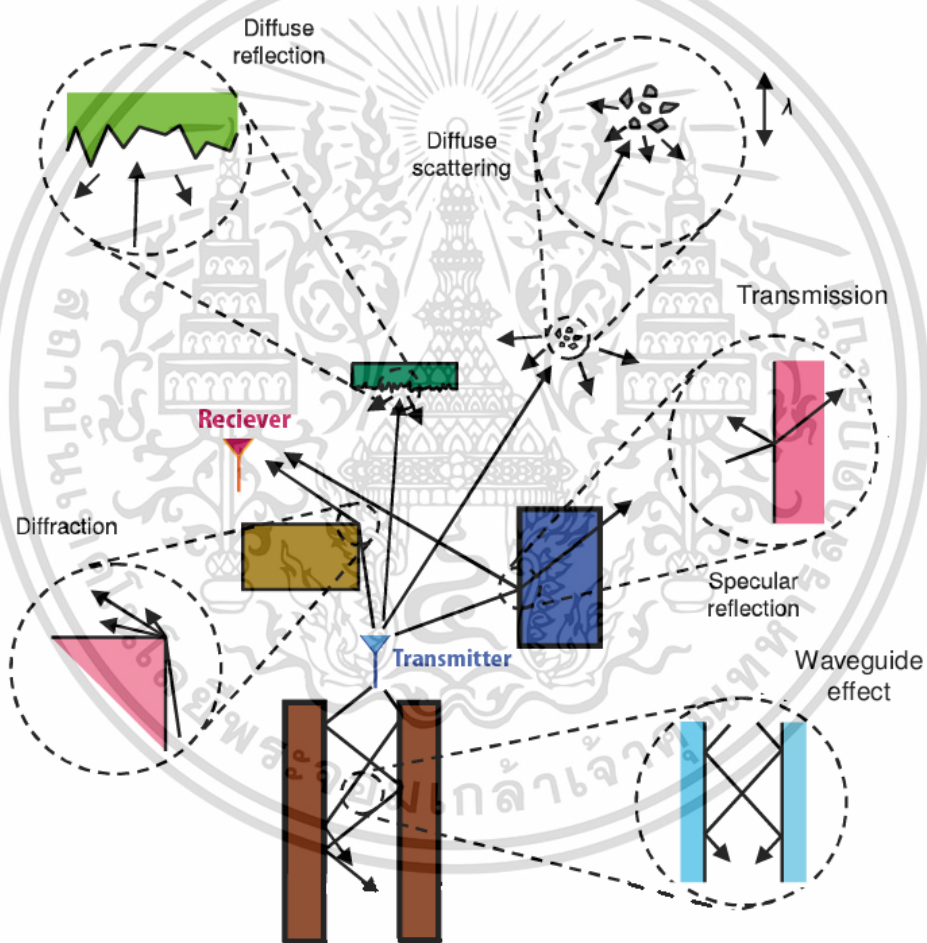
(c) ผลของช่องสัญญาณหลายวิถีในระบบแถบกว้างยิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.5 ผลของช่องสัญญาณหลายวิถีสำหรับสัญญาณแถบแคบจะเกิดขึ้นค่อนข้างมากกว่าสัญญาณแถบกว้างยิ่ง เนื่องจากการรวมกันแบบต่างเฟส (Out of Phase) ของสัญญาณที่มาจากทิศทาง LOS และ NLOS ทำให้ระดับของแอมพลิจูดลดลงมาก แต่ในเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งการส่งพัลส์ที่มีช่วงเวลาแคบมาก ๆ ทำให้เทคโนโลยีนี้ได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณหลายวิธีน้อยกว่า เนื่องจากช่วงเวลาการส่งผ่านของพัลส์ของแถบกว้างยิ่งช่วงเวลาสั้นกว่านาโนวินาที ทำให้พัลส์ที่เกิดจากการสะท้อนมีโอกาสน้อยมากที่จะไปถึงพร้อมกับพัลส์ที่เป็น LOS

## 2.5 การส่งผ่านคลื่นสัญญาณ

ผลกระทบต่อการส่งผ่านสัญญาณ สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ลักษณะ ดังนี้ คือ การสะท้อน (Reflection) การเลี้ยวเบน (Diffraction) การแตกกระจาย (Scattering) ซึ่งจะได้อธิบาย ต่อไป



รูปที่ 2.6 กลไกการแพร่กระจายคลื่นของระบบการส่งผ่านสัญญาณ [7]

### 2.5.1 การสะท้อน (Reflection)

การสะท้อนของคลื่นสัญญาณเกิดขึ้นเมื่อคลื่นมีการเคลื่อนที่จากสื่อกลางประเภทหนึ่งไปสู่สื่อกลางอีกชนิดหนึ่ง โดยที่สื่อกลางชนิดที่สองจะต้องมีพื้นผิวที่ใหญ่มากเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น สิ่งที่เกิดขึ้นก็คือ คลื่นบางส่วนจะมีการสะท้อนออกและส่วนที่เหลือก็เคลื่อนที่ผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เข้าสู่สื่อกลางชนิดที่สอง ตัวอย่างของการสะท้อนของคลื่นที่เกิดขึ้นบ่อยครั้งก็เช่น การที่คลื่นเคลื่อนที่เข้ากระทบกำแพง หรือพื้นผิวของโลก เป็นต้น

### 2.5.2 การเลี้ยวเบน (Diffraction)

การเลี้ยวเบนของคลื่นเกิดขึ้นในกรณีที่มีวัตถุบางอย่างที่มีขอบกีดขวางอยู่ระหว่างอุปกรณ์รับและอุปกรณ์ส่งสัญญาณ ทำให้ไม่มีเส้นทางตรงระหว่างอุปกรณ์ทั้งสองที่คลื่นสัญญาณสามารถส่งผ่านได้ ปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นก็คือ คลื่นสัญญาณจะเลี้ยวอ้อมวัตถุต่างๆ การเลี้ยวเบนของสัญญาณนี้เองที่ทำให้เรายังสามารถรับสัญญาณได้บางส่วน ถึงแม้ว่าเครื่องรับสัญญาณจะถูกบดบังด้วยสิ่งกีดขวางด้วยเหตุนี้การเลี้ยวเบนของคลื่นสัญญาณจึงมีประโยชน์ต่อการส่งผ่านสัญญาณ

### 2.5.3 การกระจัดกระจาย (Scattering)

การแตกกระจายจะเกิดขึ้นเมื่อคลื่นเคลื่อนที่กระทบวัตถุหรือพื้นผิวขนาดเล็ก เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นของสัญญาณ ทำให้คลื่นสัญญาณเกิดการกระเจิงของสัญญาณก็เช่น ป้ายจราจร เสาโคมไฟตามถนน ใบไม้ และพื้นผิวที่ขรุขระ เป็นต้น

## 2.6 กฎข้อบังคับของระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่ง

### 2.6.1. กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่งในสหรัฐอเมริกา

ในวันที่ 14 กุมภาพันธ์ ปี ค.ศ. 2002 FCC ได้ออกกฎสำหรับระบบแถบกว้างยิ่ง ซึ่งเป็นการกำหนดขอบเขตของการแพร่กระจายกำลังงานฉบับที่หนึ่งสำหรับระบบแถบกว้างยิ่ง และยังอนุญาตให้เป็นเทคโนโลยีที่ใช้ในลักษณะทางการค้าอีกด้วย โดยรายงานล่าสุดของค่าประกาศและระเบียบการฉบับที่หนึ่งได้เผยแพร่ต่อสาธารณชนในวันที่ 22 เดือนเมษายน ปี ค.ศ. 2002 ซึ่งในเอกสารได้กล่าวถึงการอนุญาตใช้งานในระบบแถบกว้างยิ่งทั้ง 3 ประเภทคือ ระบบตรวจจับภาพ ระบบเรดาร์ในยานพาหนะ ระบบการวัดและการสื่อสาร โดยการกำหนดขอบเขตการแพร่กระจายพลังงานสำหรับการใช้งานในประเภทระบบการสื่อสารนั้นจะถูกกำหนดค่าสัดส่วนของแบนด์วิดท์ (Fractional bandwidth) ไว้ไม่ให้ต่ำกว่า 0.2 หรือแบนด์วิดท์รวมทั้งหมด ต้องไม่ต่ำกว่า 500 MHz ดั่งนิยามตามสมการที่ 2.2 และ 2.3 และกำหนดช่วงความถี่ใช้งานไว้ที่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz โดยข้อจำกัดการแพร่กระจายกำลังงานของระบบแถบกว้างยิ่งที่กำหนดโดย FCC แสดงให้เห็นในตารางที่ 2.1 และรูปที่ 2.7 สำหรับใช้ในการสื่อสารข้อมูลทั้งภายในและภายนอกอาคาร

$$\text{Fractional bandwidth} \geq 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L}, \text{ or} \quad (2.2)$$

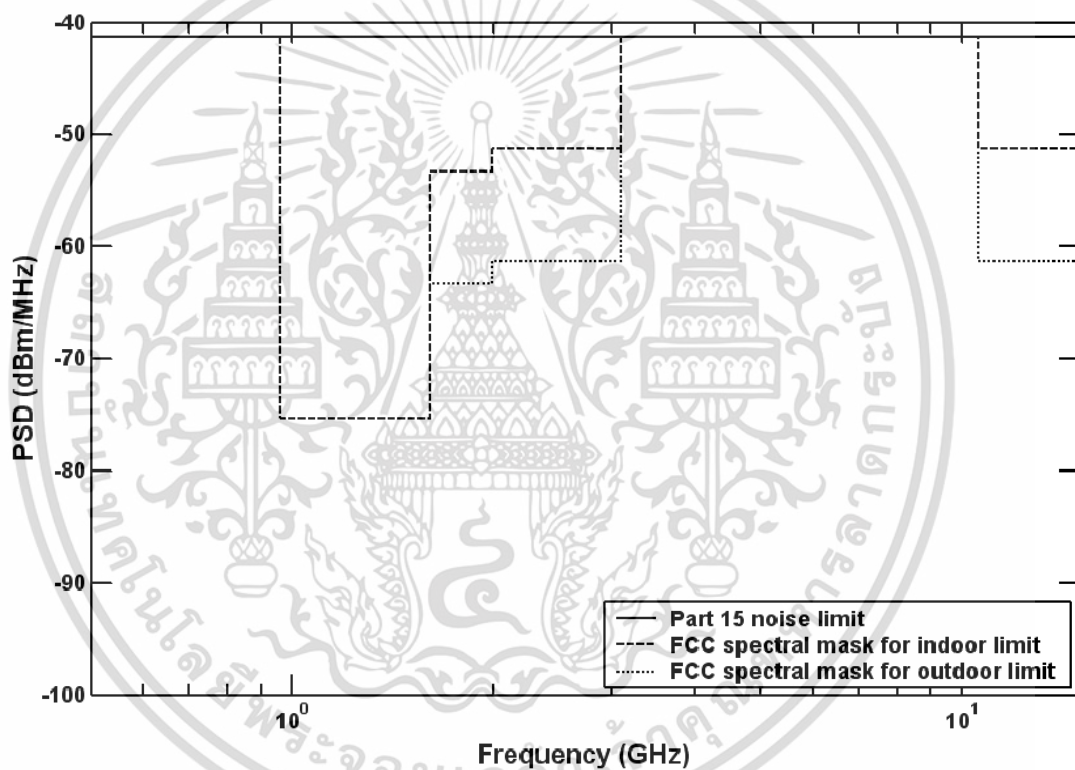
$$\text{UWB bandwidth} \geq f_H - f_L \quad (2.3)$$

โดยที่  $f_L$  คือ ความถี่ต่ำสุด  
 $f_H$  คือ ความถี่สูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 ข้อกำหนดในการแพร่กระจายกำลังงานโดย FCC สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร [8]

ความถี่ [MHz]	ภายในอาคาร	ภายนอกอาคาร
	EIRP in dBm	EIRP in dBm
960 – 1610	-75.3	-75.3
1610 – 1990	-53.3	-63.3
1990 - 3100	-51.3	-61.3
3100 - 10600	-41.3	-41.3
สูงกว่า 10600	-51.3	-61.3



รูปที่ 2.7 ความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังงานตามข้อกำหนด FCC part 15 limit สำหรับการสื่อสารระบบแบบแถบกว้างยิ่งภายในและภายนอกอาคาร [8]

### 2.6.2. กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่งในยุโรป

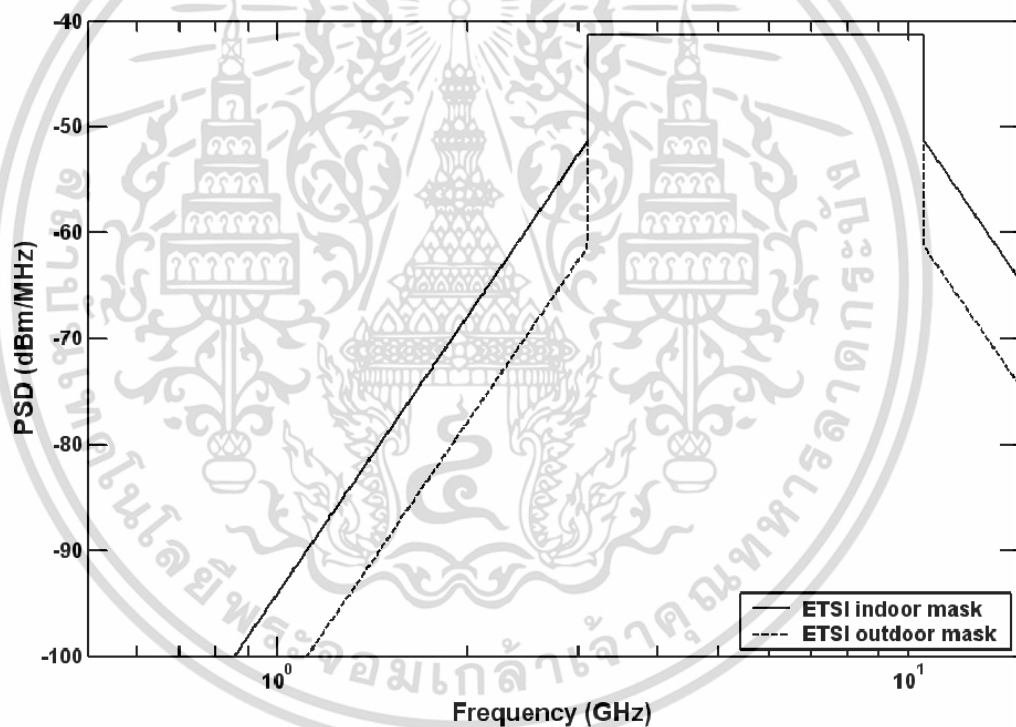
ปัจจุบันโครงสร้างของข้อกำหนดระบบแถบกว้างยิ่งในทวีปยุโรปอยู่ในช่วงรอข้อมูลทางเทคนิคที่เกี่ยวข้องกับผลกระทบของระบบแถบกว้างยิ่งบนระบบเดิมที่มีใช้กันอยู่โดยทางยุโรปนั้นบางส่วนของข้อกำหนดจะรัดกุมกว่าของทางสหรัฐอเมริกา เพราะทางด้านยุโรปนั้นในส่วนของเทคโนโลยีใหม่ต้องแสดงให้เห็นว่าส่งผลกระทบน้อยหรือไม่ส่งผลเสียหายต่อระบบเดิมที่มีอยู่โดยข้อกำหนดการแพร่กระจายกำลังงานสำหรับการใช้งานทั้งภายในและภายนอกอาคารที่กำหนดโดย ITU หรือ ETSI แสดงให้เห็นในตารางที่ 2.2

เอกสารนี้แสดงให้... การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยในรูปที่ 2.3 แสดงให้เห็นถึงการเปรียบเทียบข้อกำหนดการแพร่กระจายกำลังงานในสเปกตรัมความถี่ของระบบแถบกว้างยิ่งระหว่าง FCC และ ETSI ภายในและภายนอกอาคารตามลำดับ

ตารางที่ 2.2 ข้อกำหนดในการแพร่กระจายกำลังงานโดย ETSI สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร [9]

	ความถี่ [MHz]		
	$f < 3.1$	$3.1 < f < 10.6$	$f > 10.6$
ภายในอาคาร	$-51.3 + 87 \log(f / 3.1)$	-41.3	$-51.3 + 87 \log(f / 10.6)$
ภายนอกอาคาร	$-61.3 + 87 \log(f / 3.1)$	-41.3	$-61.3 + 87 \log(f / 10.6)$



รูปที่ 2.8 ความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังงานตามข้อกำหนด ETSI สำหรับการสื่อสารระบบแบบแถบกว้างยิ่งภายในและภายนอกอาคาร [9]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.7 การประยุกต์ใช้งานของระบบแถบกว้างยิ่ง

จากข้อดีของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น ทำให้เทคโนโลยีนี้สามารถนำไปประหลกเปรียบเทียบระบบนี้กับเทคโนโลยีอย่าง Wi-Fi หรือ Bluetooth แล้วก็จะพบว่าระบบแถบกว้างยิ่งจะมีประสิทธิภาพเหนือกว่าเทคโนโลยีดังกล่าวทั้งด้านความเร็วในการรับส่งข้อมูล การใช้พลังงานที่ต่ำกว่า รวมถึงความสามารถในการรับส่งข้อมูลทะลุทะลวงผ่านสิ่งกีดขวางได้ดีกว่าเทคโนโลยีอื่นๆ ดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น ในขณะที่ Wi-Fi สามารถรับส่งข้อมูลสูงสุด 54 Mbps และหากเปรียบเทียบกับ Bluetooth ซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่กำลังได้รับความนิยมสำหรับเครือข่ายไร้สายส่วนบุคคลในปัจจุบัน UWB มีอัตราการรับส่งข้อมูลสูงกว่า Bluetooth ถึง 100 เท่าซึ่งด้วยความเร็วในระดับดังกล่าว UWB จึงเป็นเทคโนโลยีที่เหมาะสมสำหรับการใช้งานในการเชื่อมต่ออุปกรณ์ประเภทให้ความบันเทิงภายในบ้าน (Home Entertainment) หรือการรับส่งข้อมูลภายในสำนักงาน



รูปที่ 2.9 การประยุกต์ใช้งานอุปกรณ์ไร้สายสำหรับระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

## ทฤษฎีและหลักการวิเคราะห์ช่องสัญญาณ การส่งผ่านสำหรับแถบกว้างยิ่งแบบสองวิถี

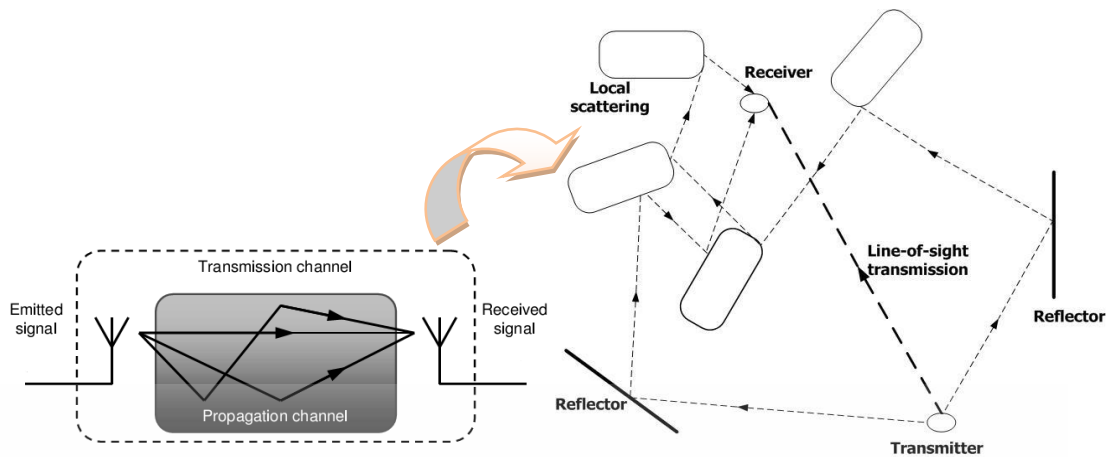
### 3.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะอธิบายถึงทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของช่องสัญญาณการแพร่กระจายวิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่งในสภาวะแวดล้อมภายในอาคารสำหรับระบบสื่อสารแบบไร้สาย โดยมุ่งเน้นในเรื่องของการสะท้อนและการกระจายของสัญญาณในระบบแถบกว้างยิ่ง ทฤษฎีและหลักการการส่งผ่านสัญญาณของฟรีส (Friis' transmission formula) ทฤษฎีของแบบจำลองการสะท้อนบนพื้น (Ground reflection model) หรือแบบจำลองสองวิถี (Two path model) ทฤษฎีการวิเคราะห์เชิงสถิติและพารามิเตอร์ต่างๆ ที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของช่องสัญญาณการแพร่กระจายวิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่ง เช่นการลดทอนของกำลังงาน ผลการกระจายทางเวลา และความผิดเพี้ยนของสัญญาณ เป็นต้น ซึ่งเนื้อหาทั้งหมดนี้มีความจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับการศึกษาและทำนายช่องสัญญาณการแพร่กระจายวิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่ง

### 3.2 แบบจำลองช่องสัญญาณหลายวิถีในระบบแบบแถบกว้างยิ่ง

ในเทคนิคการจำลองแบบช่องสัญญาณนั้นจะทำการตรวจสอบแบบจำลองโดยไม่ได้มีลักษณะตรงกันกับระบบแบบแถบกว้างยิ่ง แต่ได้พิจารณาถึงแบบจำลองทั่วไปซึ่งเหมาะสมที่จะนำมาอธิบายถึงหลักการพื้นฐานของการจำลองแบบช่องสัญญาณ อีกทั้งด้วยความสะดวกและง่ายในแบบจำลองสำหรับการแสดงลักษณะเฉพาะของช่องสัญญาณการแพร่กระจายแบบแถบกว้างยิ่ง อาทิเช่นแบบจำลองความไม่ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete time) แบบจำลองหลายวิถี (Multipath) หรือแบบจำลองผลตอบสนองอิมพัลส์ เป็นต้น ในส่วนนี้เราได้พิจารณาถึงผลกระทบจากสัญญาณหลายวิถี โดยเฉพาะอย่างยิ่งช่องสัญญาณแบบไร้สายในสภาวะแวดล้อมภายในอาคาร ซึ่งเป็นพื้นฐานอย่างหนึ่งของสัญญาณอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่งที่เราจะได้กล่าวถึง

สัญญาณหลายวิถีเป็นปรากฏการณ์หนึ่งทางด้านเครื่องรับหลังจากที่มีการส่งผ่านสัญญาณของแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านเส้นทางต่างๆ มากมายไปยังเครื่องรับ จากตัวอย่างรูปที่ 3.1 แสดงถึงการแพร่กระจายคลื่นแบบหลายวิถีซึ่งผลกระทบนี้เกิดจากสาเหตุของการสะท้อน การดูดกลืน (Absorption) การเลี้ยวเบนและการกระจายของพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าที่กระทบกับวัตถุระหว่างการส่งผ่านสัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ เช่น เพดาน กำแพง ประตู และหน้าต่าง เป็นต้น และถ้าหากไม่มีวัตถุเหล่านี้การดูดกลืนหรือการสะท้อนของพลังงานที่เกิดขึ้นจะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะและคุณสมบัติของสายอากาศที่นำมาใช้งาน

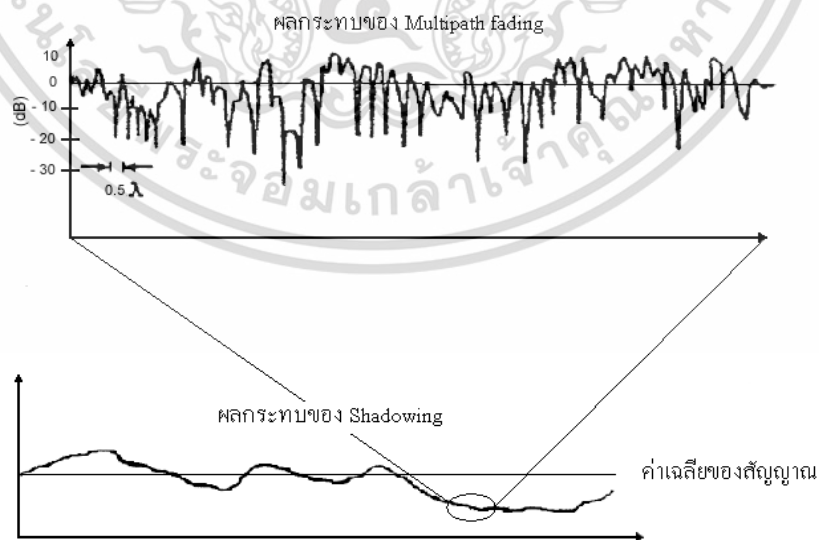


รูปที่ 3.1 แบบจำลองของช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งแบบหลายวิถีภายในอาคาร [7]

3.2.1 คุณลักษณะการลดทอนของสัญญาณ สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ประเภท คือ

- การสูญเสียเชิงวิถี (Path loss) เป็นการลดทอนของสัญญาณที่แปรตามระยะทางระหว่างภาคส่งและภาครับสัญญาณ สำหรับการคำนวณค่า Path loss ในบริเวณต่างๆ สังเกตว่าค่าอัตราการลดทอนของสัญญาณมีขนาดที่สูงในบริเวณเมืองใหญ่เมื่อเทียบกับบริเวณที่ว่างเปล่า เพราะมีปัญหาการบดบังของสัญญาณเนื่องมาจากตึก อาคาร และสถานที่

- การบดบังสัญญาณ (Shadowing หรือ Large-scale fading) เกิดจากการที่สัญญาณบางส่วนถูกบดบังไปชั่วขณะจากสิ่งแวดล้อมรอบข้าง เช่น อาคาร เนินเขา เมื่อผู้ใช้เคลื่อนที่ออกจากบริเวณนั้น สัญญาณที่รับได้ก็จะมีกำลังแรงติดตั้งเดิม ดังนั้นระดับของสัญญาณที่รับได้มักจะเปลี่ยนแปลงในช่วงระยะเท่าๆ กับขนาดของสิ่งกีดขวาง ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะอยู่ประมาณหลายสิบลบเมตร ดูตัวอย่างลักษณะของสัญญาณที่ได้รับผลกระทบจากชาโดว์อิงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 3.2 แสดงลักษณะการเปลี่ยนแปลงลักษณะระดับของสัญญาณที่รับได้เนื่องจากผลกระทบของมัลติพาทเฟดดิ้งและชาโดว์อิง [6]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

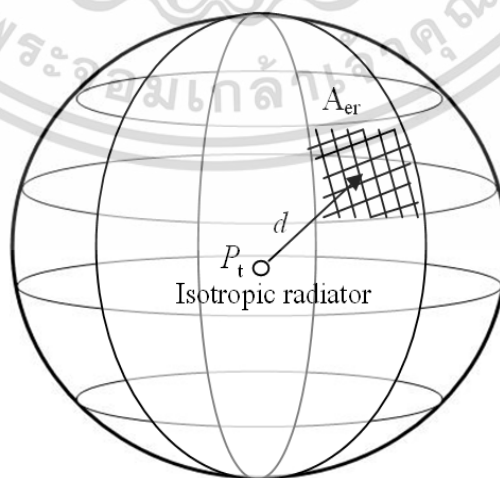
- การจางหายของสัญญาณต่อคลื่นหลายวิถี (Multipath fading หรือ Small-scale fading) คือ เกิดจากการที่สายอากาศของเครื่องรับสัญญาณอยู่ใกล้กับพื้นผิวมาก ดังนั้น สิ่งกีดขวางต่าง ๆ รอบข้างจึงส่งผลให้เกิดการสะท้อนและการหักเหของสัญญาณในหลายทิศทาง ส่งผลทำให้สัญญาณที่รับได้ ประกอบด้วย จำนวนสัญญาณหลาย ๆ สัญญาณที่เดินทางมาจากทิศทางที่แตกต่างกัน โดยมีทั้งขนาดและเฟสที่แตกต่างกัน ผลกระทบของมัลติพาทเฟดดิ้ง ทำให้ระดับของสัญญาณที่รับได้มีการเปลี่ยนแปลงค่อนข้างบ่อยครั้งมากและการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณโดยทั่วไปจะอยู่ในระดับเดียวกันกับขนาดของความยาวคลื่น

### 3.3 แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี

การสูญเสียเชิงวิถี (Path loss) เป็นการลดทอนของสัญญาณที่แปรตามระยะทางระหว่างภาคส่งและภาครับโดยที่ค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณจะลดลงตามค่า  $d^{-n}$  โดย  $d$  คือ ระยะทางระหว่างภาคส่งและภาครับ ส่วน  $n$  เป็นค่าคงที่ค่าหนึ่งมีขนาดแตกต่างกันไปตามสภาพของบริเวณที่สัญญาณส่งผ่าน โดยค่าการสูญเสียเชิงวิถีนั้นอาจเกิดขึ้นเนื่องจากปัจจัยต่าง ๆ เช่น

#### 3.3.1 การสูญเสียในอวกาศว่าง (Free space path loss)

ในระบบสื่อสารไร้สายสัญญาณที่กำเนิดขึ้นจากภาคส่งที่จะต้องนำไปป้อนเข้าสายอากาศเพื่อแปลงสัญญาณไฟฟ้าไปเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic wave) สำหรับแพร่กระจายผ่านช่องสัญญาณซึ่งโดยทั่วไปก็คืออากาศ เมื่อสัญญาณเดินทางมาถึงภาครับก็จะมีสายอากาศรับสัญญาณซึ่งทำหน้าที่กลับกันจากภาคส่ง คือทำการแปลงคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ากลับไปเป็นสัญญาณไฟฟ้าอีกครั้ง ในการศึกษาเรื่องการแพร่กระจายคลื่นจะเริ่มพิจารณาจากแหล่งกำเนิดที่มีการแพร่กระจายระดับกำลังงานแบบทุกทิศทาง (Isotropic radiator) ซึ่งแสดงในรูปที่ 3.3 โดยในการส่งคลื่นสัญญาณผ่านอวกาศว่างนั้น มักจะนิยามให้ค่าการสูญเสียเชิงวิถีในอวกาศว่าง (Free space path loss) มีค่าเป็นอัตราส่วนระหว่างกำลังงานของสัญญาณที่รับได้ต่อกำลังงานของสัญญาณที่ถูกส่งออกมา ซึ่งมีความสัมพันธ์ตามสมการที่ 3.1 โดยสมการความสัมพันธ์ที่ได้จะเรียกกันทั่วไปว่าสมการการส่งผ่านสัญญาณของฟรีส (Friis' transmission equation) [10]



รูปที่ 3.3 แหล่งกำเนิดสัญญาณแบบทุกทิศทาง [10]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_r = P_t G_t G_r G_f \quad (3.1)$$

$$G_f = \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (3.2)$$

โดยที่

$P_r$  เป็นกำลังงานของสัญญาณที่รับได้  
 $P_t$  เป็นกำลังงานของสัญญาณที่ส่งออกมา  
 $G_t$  เป็นอัตราการขยายของสายอากาศด้านส่ง (Tx)  
 $G_r$  เป็นอัตราการขยายของสายอากาศด้านรับ (Rx)  
 $G_f$  เป็นอัตราการขยายของการแพร่กระจายในอวกาศว่าง (ซึ่งจะน้อยกว่าหน่วยในการปฏิบัติจริง)

$\lambda$  เป็นค่าความยาวคลื่น ซึ่ง  $\lambda = \frac{c}{f}$

โดยที่  $c$  คือ ค่าความเร็วแสง ( $3 \times 10^8$  m/s)

$f$  คือ ค่าความถี่ของสัญญาณ (Hz)

$d$  เป็นระยะห่างระหว่างสายอากาศด้านส่งและสายอากาศด้านรับ (m)

ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในอวกาศว่างโดยทั่วไปแล้วจะคิดค่าเป็นหน่วยของเดซิเบล (dB) ซึ่งมีค่าเท่ากับ

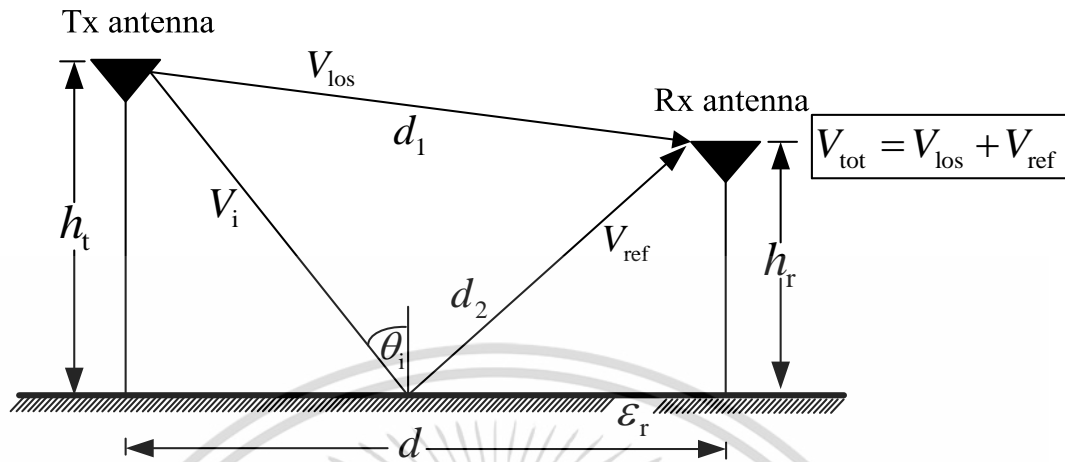
$$\begin{aligned} L_{dB} &= 10\log(P_t) - 10\log(P_r) \\ &= 32.44 + 20\log(f) + 20\log(d) - 10\log(G_t) - 10\log(G_r) \text{ (dB)} \end{aligned} \quad (3.3)$$

โดยที่  $d$  มีหน่วยเป็นเมตร (m) และ  $f$  มีหน่วยเป็นเมกะเฮิรตซ์ (MHz) จากสมการนี้จะเห็นว่าค่าการสูญเสียของสัญญาณจะเพิ่มตามระยะทางและค่าความถี่ของคลื่นสัญญาณ จากรูปที่ 3.2 ถ้า  $P_t$  จุดกำเนิดกำลังงาน (Point source) แล้วความหนาแน่นกำลังงานของสัญญาณที่ตำแหน่งห่างออกไป  $d$  จะมีค่าเท่ากับ

$$p(d) = \left( \frac{P_t}{4\pi d} \right)^2 \quad \text{วัตต์/ตารางเมตร} \quad (3.4)$$

โดยที่  $4\pi d^2$  คือ พื้นผิวของทรงกลมที่มีรัศมีเท่ากับ  $d$

### 3.4 แบบจำลองทฤษฎีการสะท้อนจากพื้น



รูปที่ 3.4 แบบจำลองการสะท้อนพื้นสองวิถีสำหรับวิเคราะห์ช่องสัญญาณการส่งผ่านแถบกว้างยิ่ง

จากรูปที่ 3.4 แสดงถึงแบบจำลองการสะท้อนจากพื้นผิวหรือแบบจำลองสองวิถีเป็นแบบจำลองที่พิจารณาสัญญาณ 2 สัญญาณคือสัญญาณที่มาจากทิศทางตรง (Direct path) เป็นสัญญาณที่เดินทางจากสายอากาศด้านส่งมาถึงสายอากาศด้านรับโดยไม่มีสิ่งกีดขวางหรือทิศทางที่มองเห็นได้และสัญญาณที่มาจาก การสะท้อน (Reflection path) เป็นสัญญาณที่เดินทางจากสายอากาศด้านส่งมาถึงสายอากาศด้านรับ โดยสัญญาณจะเดินทางกระทบพื้นผิวและสะท้อนกลับมา

โดยสามารถคำนวณหาระยะทางระหว่างสายอากาศด้านส่งกับสายอากาศด้านรับในทิศทางที่มองเห็นได้ ( $d_1$ ) และระยะทางระหว่างสายอากาศด้านส่งกับสายอากาศด้านรับในทิศทางที่สะท้อนจากพื้น ( $d_2$ ) ดังสมการที่ 3.5 และ 3.6

$$d_1 = \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} \quad (3.5)$$

$$d_2 = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} \quad (3.6)$$

โดย  $d$  คือระยะทางระหว่างสายอากาศด้านส่งกับสายอากาศด้านรับ และ  $h_t$ ,  $h_r$  คือความสูงของสายอากาศด้านส่งกับด้านรับ ตามลำดับ และสามารถคำนวณหาค่ามุมตกกระทบ ( $\theta_i$ ) จากสมการที่ 3.7

$$\theta_i = \tan^{-1}\left(\frac{h_t + h_r}{d}\right) \quad (3.7)$$

ส่วนสัญญาณด้านรับสามารถคำนวณได้จากสัญญาณที่มาจากอวกาศว่างรวมกับสัญญาณที่สะท้อนมาจากพื้นผิว ดังสมการที่ 3.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{\text{tot}} = V_{\text{los}} + V_{\text{ref}} \quad (3.8)$$

โดย  $V_{\text{tot}}$  คือสัญญาณที่สายอากาศด้านรับตรวจสอบได้ และ  $V_{\text{los}}$  คือสัญญาณจากทิศทางในระดับสายตา และ  $V_{\text{ref}}$  คือสัญญาณที่สะท้อนจากพื้นผิว ซึ่ง  $V_{\text{los}}$  สามารถคำนวณได้จากสมการของฟรีส ส่วน  $V_{\text{ref}}$  สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.9

$$V_{\text{ref}} = \Gamma V_i \quad (3.9)$$

โดย  $\Gamma$  คือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพื้นผิว (Reflection coefficient of ground) ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ 3.10

$$\Gamma = \Gamma_v + \Gamma_h \quad (3.10)$$

โดย  $\Gamma_v, \Gamma_h$  คือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพื้นผิวในโพลาไรเซชันแนวตั้ง (Vertical polarization) และแนวนอน (Horizontal polarization) ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ 3.11 และ 3.12

$$\Gamma_v = \frac{-\epsilon_r \sin \theta + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}}{\epsilon_r \sin \theta + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}} \quad (3.11)$$

$$\Gamma_h = \frac{\sin \theta - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}}{\sin \theta + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}} \quad (3.12)$$

### 3.5 การประมวลผลสัญญาณของระบบการส่งผ่านสำหรับแถบกว้างยิ่งแบบสองวิถี

ในการสื่อสารไร้สายนั้นจำเป็นต้องพิจารณาถึงปัจจัยต่าง ๆ ที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงระดับของสัญญาณไม่ว่าจะเป็นระดับของกำลังงาน เวลาประวิงที่เกิดขึ้นหรือความผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณที่รับได้เมื่อทำการส่งสัญญาณจากภาคส่งไปยังภาครับโดยผลที่เกิดขึ้นเหล่านี้จะต้องทำการตรวจสอบเบื้องต้นด้วยวิธีการวัดจากนั้นผลที่ได้จากการวัดหรือที่เรียกว่าข้อมูลดิบ (Raw data) นั้นจำเป็นต้องนำมาวิเคราะห์ตามขั้นตอนต่าง ๆ เพื่อให้ทราบถึงผลกระทบหรือการเปลี่ยนแปลงดังที่ได้กล่าวไปแล้วโดยในขั้นตอนี้มีความสำคัญพอ ๆ กับขั้นตอนการวัดซึ่งมีความจำเป็นต้องทำความเข้าใจในพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องเพื่อผลการวิเคราะห์ที่ถูกต้องและเชื่อถือได้โดยในหัวข้อนี้จะขอกล่าวถึงเฉพาะพารามิเตอร์ที่สำคัญ ๆ ที่นำมาใช้ในการวิเคราะห์ผลที่ได้จากการทดลองวัดของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดังนี้

### 3.5.1 ทฤษฎีการประยุกต์สูตรการส่งผ่านสัญญาณของฟรีส (Extension of Friis' transmission formula) สำหรับระบบการส่งผ่านสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่ง

ระบบการส่งผ่านวิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่งได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก เพราะสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับการสื่อสารระยะสั้น อัตราการรับส่งข้อมูลที่สูง และเป็นการสื่อสารแบบไร้สายที่มีกำลังส่งต่ำ ในการลดการแทรกสอดที่เกิดขึ้นในระบบวิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่งจึงคาดหมายนำมาใช้กับสถานะแวดล้อมแบบแถบกว้างยิ่งภายในอาคารเป็นหลัก

ในระบบแบบแถบแคบค่าลิงค์บัตเจท (Link budget) ของการสูญเสียการแพร่กระจายในอวกาศว่างปกติถูกประเมินค่าโดยสูตรการส่งผ่านสัญญาณของฟรีสดังที่ได้กล่าวมาในข้างต้น [10] แต่เราไม่สามารถที่จะนำมาใช้ได้โดยตรงกับการวิเคราะห์ระบบช่องสัญญาณการแพร่กระจายวิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่งดังที่มีการแสดงด้วยฟังก์ชันของความถี่ ยิ่งไปกว่านั้นรูปคลื่นอาจเกิดความผิดเพี้ยนเนื่องจากคุณสมบัติความถี่ของสายอากาศ [11] ซึ่งเป็นกรณีพิเศษที่มีอัตราการขยายคงที่และอะเพอร์เจอร์คงที่ แต่ไม่มีกรกล่าวถึง ถึงแม้จะมีการแนะนำเกี่ยวกับการใช้ความยาวของสายอากาศนี้ในทางโดเมนเวลา

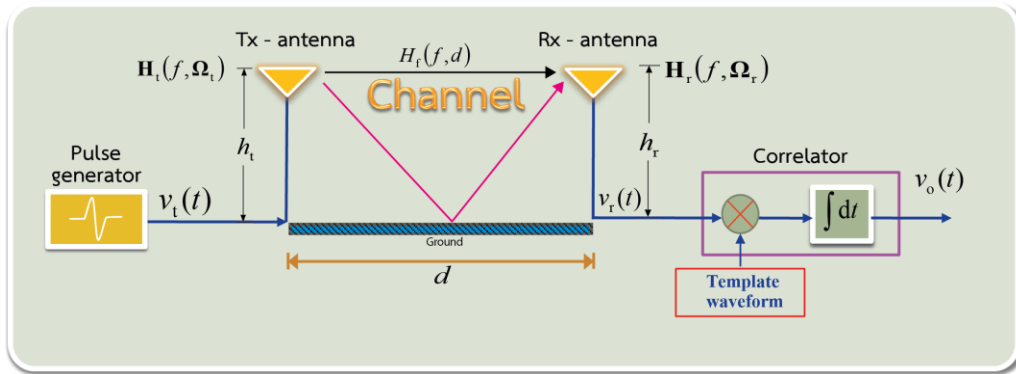


รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมสูตรการส่งผ่านสัญญาณของฟรีสสำหรับระบบการสื่อสารทั่วไป

สูตรการส่งผ่านสัญญาณของฟรีสได้ถูกนำมาใช้อย่างกว้างขวางและสามารถประยุกต์ใช้ในการคำนวณสำหรับช่องสัญญาณในระดับสายตาค้างนี้ด้วย หาได้จากสมการ

$$G_{\text{Friis}}(f) = \frac{P_r(f)}{P_t(f)} = G_t(f, \Omega_t) G_r(f, d) G_r(f, \Omega_r), \quad (3.13)$$

จะสังเกตเห็นได้ว่าอย่างไรก็ตามในสมการที่ 3.13 จะมีความเหมาะสมกับค่าความถี่บางช่วงเท่านั้นและไม่สามารถนำมาใช้กับระบบแบบแถบกว้างยิ่งได้โดยตรง สูตรการส่งผ่านสัญญาณของฟรีสจึงถูกนำมาประยุกต์เพื่อใช้ในการพิจารณารูปคลื่นของสัญญาณที่ใช้ส่งผ่านและการผิดเพี้ยนของสัญญาณ [12], [13]



รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมการประยุกต์สูตรการส่งผ่านสัญญาณของฟรีสสำหรับระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่งแบบสองวิถี

รูปคลื่นสัญญาณสัญญาณอินพุต  $v_t(t)$  ที่ใช้ในการวิเคราะห์การส่งผ่านระบบแถบกว้างยิ่งแบบสองวิถี ทำให้เป็นสัญญาณมาตรฐานในการส่งสัญญาณ 1 หน่วย หาได้จากสมการ

$$\int_{-\infty}^{\infty} v_t^2(t) dt = 1 \quad (3.14)$$

การขยายสูตรการส่งผ่านของฟรีสเพื่อนำไปใช้คำนวณค่าลิงค์บัตเจตของวิทยุอิมพัลส์แถบกว้างยิ่งสำหรับแบบจำลองในอวกาศว่างค่าฟังก์ชันการถ่ายโอนช่องสัญญาณ  $H_{c,f}$  อธิบายได้จากสมการ

$$H_{c,f}(f, d) = H_f(f, d) H_r(f, \frac{\pi}{2}, \pi) \cdot H_t(f, \frac{\pi}{2}, 0), \quad (3.15)$$

โดย  $H_f$  เป็นฟังก์ชันการถ่ายโอนในอวกาศว่างหาได้จาก

$$H_{c,f}(f, d) = \frac{c}{4\pi f d} e^{-j2\pi f d/c} \quad (3.16)$$

เวกเตอร์ของฟังก์ชันการถ่ายโอนเชิงซ้อนของสายอากาศ  $\vec{H}_a$  เทียบเคียงได้กับสายอากาศไอโซทรอปิกไปสู่การควบคุม  $(\theta, \varphi)$

$$\vec{H}_a(f, \theta, \varphi) = \hat{\theta} H_{a\theta}(f, \theta, \varphi) + \hat{\varphi} H_{a\varphi}(f, \theta, \varphi), \quad (3.17)$$

เมื่อ  $a = r$  หรือ  $t$ ,  $\theta$  และ  $\varphi$  เป็นมุม azimuth และซั้วของพิกัดทรงกลมหน่วยเวกเตอร์  $\theta, \varphi$  แสดงโพลาไรซ์และมีการกำหนดเกี่ยวกับพิกัดทรงกลมในสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปคลื่นสัญญาณที่รับได้ของเครื่องรับ  $v_r(t)$  ของแบบจำลองในอวกาศว่างหาได้จากสมการ

$$v_r(t, d) = \int_{-\infty}^{\infty} H_{c,f}(f, d) V_t(f) e^{j2\pi ft} df, \quad (3.18)$$

เมื่อ  $V_t(f)$  เป็นสเปกตรัมของสัญญาณที่ใช้ส่ง คำนวณได้โดยการแปลงฟูเรียร์เพื่อให้อยู่ในเทอมของเวลามีรูปแบบของคลื่นตามสมการ

$$V_t(f) = \int_{-\infty}^{\infty} v_t(t) e^{j2\pi ft} dt, \quad (3.19)$$

### 3.5.2 แบบจำลองการสะท้อนพื้น (Ground reflection model)

สำหรับฟังก์ชันการถ่ายโอนช่องสัญญาณแบบสองวิถี  $H_{c,2\text{-ray}}$  ของสัญญาณวิถีตรง ( $H_{c,d}$ ) และสัญญาณวิถีสะท้อนพื้น ( $H_{c,g}$ ) หาได้จาก

$$H_{c,2\text{-ray}}(f, d) = H_{c,d}(f, d) + H_{c,g}(f, d), \quad (3.20)$$

$$H_{c,d}(f, d) = H_f(f, d') \bar{H}_r(f, \pi - \theta_d, \pi) \cdot \bar{H}_t(f, \theta_d, 0), \quad (3.21)$$

$$H_{c,g}(f, d) = H_{c,d}(f, d'') + \bar{H}_r(f, \theta_g, \pi) \cdot \bar{\Gamma}(\theta_g, 0) \cdot \bar{H}_t(f, \theta_g, 0), \quad (3.22)$$

โดยที่  $\theta_d$  คือค่าโพลาไรซ์ของสายอากาศที่เป็นสัญญาณวิถีตรงและ  $\theta_g$  คือค่าโพลาไรซ์ของสายอากาศของสายอากาศที่เป็นสัญญาณวิถีสะท้อนพื้น สามารถคำนวณได้โดย

$$\theta_d = \pi - \tan^{-1} \left( \frac{1}{h_t - h_r} \right) \quad (3.23)$$

$$\theta_g = \pi - \tan^{-1} \left( \frac{1}{h_t + h_r} \right) \quad (3.24)$$

ระยะทางระหว่างสายอากาศด้านส่งและสายอากาศด้านรับในทิศทางตรง ( $d'$ ) และระยะทางระหว่างสายอากาศด้านส่งกับสายอากาศด้านรับในทิศทางที่สะท้อนจากพื้น ( $d''$ ) ดังสมการที่ 3.10 และ 3.11

$$d' = \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} \quad (3.25)$$

$$d'' = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} \quad (3.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสัมประสิทธิ์การสะท้อนพื้นหาได้จาก

$$\bar{\Gamma}(\theta_g, \varphi_g) = \hat{\theta}\hat{\theta}\Gamma_{\theta\theta}(\pi - \theta_g) + \hat{\varphi}\hat{\varphi}\Gamma_{\varphi\varphi}(\pi - \theta_g), \quad (3.27)$$

$\Gamma_{\theta\theta}$  คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนของพื้นผิวในโพลาไรเซชันแนวตั้งและ  $\Gamma_{\varphi\varphi}$  คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนของพื้นผิวในโพลาไรเซชันแนวตั้ง อธิบายได้จากสมการ

$$\Gamma_{\theta\theta}(\theta_i) = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\frac{1}{\epsilon_r} - \frac{1}{\epsilon_r^2} \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\frac{1}{\epsilon_r} - \frac{1}{\epsilon_r^2} \sin^2 \theta_i}}, \quad (3.28)$$

$$\Gamma_{\varphi\varphi}(\theta_i) = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}}, \quad (3.29)$$

เมื่อ  $\epsilon_r$  คือ ค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ของพื้นผิว และ  $\theta_i$  คือมุมตกกระทบบนพื้นผิว

### 3.5.3 การสูญเสียเชิงวิถี

ในระบบการสื่อสารไร้สายนั้นพารามิเตอร์ที่สำคัญในการวิเคราะห์ช่องสัญญาณการแพร่กระจายคลื่น คือการคาดการณ์ถึงค่าความสูญเสียกำลังงานของสัญญาณ ( $PL$ ) อันเนื่องมาจากการแพร่กระจายคลื่นผ่านช่องสัญญาณ โดยพิจารณาจากอัตราส่วนระหว่างระดับกำลังงานที่ใช้ส่งและระดับกำลังงานที่รับได้ซึ่งโดยทั่วไปมักจะแสดงให้อยู่ในหน่วยของเดซิเบล แสดงได้ดังสมการที่ 3.30

$$PL [dB] = 20 \log \left( \frac{v_t(t)}{v_r(t)} \right) \quad (3.30)$$

โดยที่

$v_t(t)$  คือ ระดับสัญญาณที่ใช้ส่ง

$v_r(t)$  คือ ระดับสัญญาณที่รับได้

โดยการวิเคราะห์การสูญเสียของกำลังงานในระบบแบบแถบกว้างยิ่ง  $PL_{UWB}$  นั้นจะพิจารณาที่ กำลังงานสูงสุดของสัญญาณที่ใช้ส่งและกำลังสูงสุดของสัญญาณที่รับได้ซึ่งเป็นฟังก์ชันของระยะทาง ( $d$ ) โดยมีนิยามเป็นไปตามสมการที่ 3.31 และ 3.32 ตามลำดับ

$$PL_{UWB}(d) [dB] = 20 \log \left( \frac{\max |v_t(t)|}{\max |v_r(t)|} \right) \quad (3.31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยในสมการที่ 3.31 ได้กำหนดให้ขนาดของสัญญาณที่ใช้ส่งมีค่าเท่ากับ 1 ดังนั้นสามารถจัดสมการใหม่ได้ดังนี้

$$PL_{\text{UWB}}(d) [dB] = -20 \log(\max |v_r(t)|) \quad (3.32)$$

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการหาค่าสูญเสียเชิงวิธีของช่องสัญญาณการแพร่กระจายวิทยุอิมพัลส์แถบกว้างยิ่งที่ทำการทดสอบในห้องปฏิบัติการสะท้อน โดยได้นำแบบจำลองการสะท้อนพื้นมาพิจารณาตามสมการที่ 3.33

$$\overline{PL}(d) [dB] = PL(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right); \quad d \geq d_0 \quad (3.33)$$

โดยที่

- $d_0$  คือ ระยะทางที่อ้างอิง
- $n$  คือ ค่า path loss exponent
- $d$  คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศด้านส่งกับสายอากาศด้านรับ

#### 3.5.4 ระยะจุดหักมุม (Breakpoint distance)

การหาค่าระยะจุดหักมุมจะบ่งบอกถึงการลดทอนของสัญญาณในช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งได้ โดยระยะทางระหว่างสายอากาศด้านส่งและด้านรับอยู่ในระยะก่อนถึงระยะจุดหักมุม จะพบว่าค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดขึ้นจะเหมือนกับค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดขึ้นในอวกาศว่าง และถ้าระยะทางระหว่างสายอากาศด้านส่งและด้านรับมากกว่าระยะของจุดหักมุมจะพบว่าค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดขึ้นจะมีมากกว่าค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดขึ้นในอวกาศว่าง ซึ่งในการหาระยะของจุดหักมุมจะใช้วิธีการหาแบบ double linear regression model โดยพิจารณาอยู่สองวิธี ดังนี้

- วิธีแรกจะหาจากสมการของเฟอร์เนลโซนอันดับที่หนึ่ง (First Fresnel zone) [13]

ตามสมการ

$$d_f = \frac{1}{\lambda} \sqrt{(\Sigma^2 - \Delta^2)^2 - 2(\Sigma^2 - \Delta^2) \left(\frac{\lambda}{1}\right)^2 + \left(\frac{\lambda}{1}\right)^4} \quad (3.34)$$

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

ดังนั้นสมการความสูญเสียเชิงวิธีตามสมการของเฟอร์เนลโซนอันดับที่หนึ่ง คือ

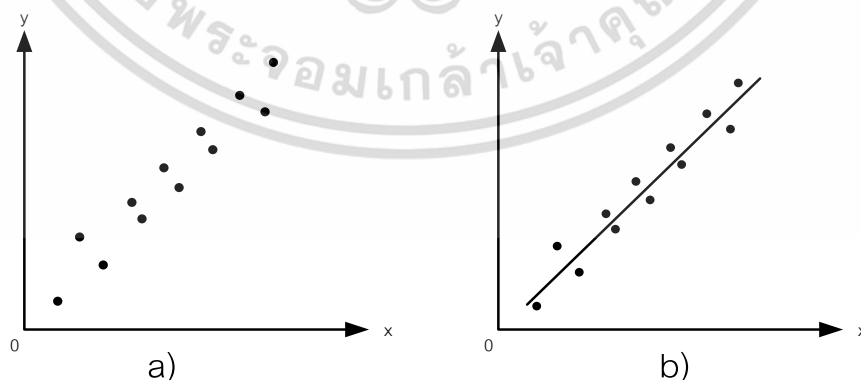
$$PL_1(d) [dB] = \begin{cases} PL(d_f) + 10n_1 \log\left(\frac{d}{d_f}\right); & d_0 < d < d_f \\ PL(d_f) + 10n_2 \log\left(\frac{d}{d_f}\right); & d > d_f \end{cases} \quad (3.35)$$

- วิธีการที่สองใช้วิธีประมาณค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด (minimum mean square error: MMSE) โดยนำค่าผิดพลาดของกลุ่มข้อมูลแต่ละช่วงมารวมกัน หลังจากรวมค่าผิดพลาดของแต่ละกลุ่มข้อมูลหมดแล้ว ได้พิจารณาเลือกตำแหน่งของข้อมูลที่ได้ค่าผิดพลาดที่น้อยที่สุด แล้วเราก็จะได้ระยะจุดหักมุมออกมาตามสมการ

$$PL_2(d) [dB] = \begin{cases} PL(d_b) + 10n_1^* \log\left(\frac{d}{d_b}\right); & d_0 < d < d_b \\ PL(d_b) + 10n_2^* \log\left(\frac{d}{d_b}\right); & d > d_b \end{cases} \quad (3.36)$$

### 3.6 การจำลองผลโดยวิธีการประมาณค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด (Minimum Mean Square Error: MMSE)

ในกรณีที่มีความผิดพลาดในชุดข้อมูลที่ได้ เทคนิคในการประมาณค่าฟังก์ชันที่ใช้แทนชุดข้อมูลนั้นจะใช้การแทนค่าแนวโน้มกว้าง ๆ ของข้อมูลโดยฟังก์ชันที่ใช้ประมาณนั้นไม่จำเป็นต้องทับกับข้อมูลทุกจุดดังในรูปที่ 3.7 โดยการได้มาซึ่งฟังก์ชันที่ใช้แทนชุดข้อมูลนั้นอาจทำได้โดยการวาดเส้นที่คิดว่าดีที่สุดในการใช้แทนจุดข้อมูลนั้น แต่วิธีการนี้ไม่มีข้อพิสูจน์ว่าเส้นที่วาดขึ้นมานั้นเป็นฟังก์ชันที่ดีที่สุดสำหรับแทนชุดข้อมูลนั้นด้วยเหตุนี้จึงมีอีกวิธีหนึ่งซึ่งเรียกว่า Least-squares regression โดยแนวคิดของวิธีนี้คือ การลดค่าความแตกต่างระหว่างข้อมูลแต่ละจุดกับค่าฟังก์ชัน [14]



รูปที่ 3.7 a) ชุดข้อมูล b) ฟังก์ชันที่ใช้แทนค่าชุดข้อมูลโดยคำนึงถึงแนวโน้มรวม [14]

ตัวอย่างที่ง่ายที่สุดของวิธี Least-square regression คือการแทนค่าชุดข้อมูล  $(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_n, y_n)$  ด้วยเส้นตรงที่เรียกว่า Linear regression โดยเขียนเป็นสมการคณิตศาสตร์ได้ดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y = a_0 + a_1x + e \quad (3.37)$$

เมื่อ  $a_0$  และ  $a_1$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่แสดงจุดตัดแกนและความชัน  
 $e$  เป็นค่าความผิดพลาดหรือเศษเหลือระหว่างค่าฟังก์ชันและข้อมูลจริง (Root Mean Square error)  
 โดยเงื่อนไขของการหาฟังก์ชันที่ดีที่สุดคือ

$$1. \sum_{i=1}^n e_i = \sum_{i=1}^n (y_i - a_0 - a_1x_i) \quad (3.38)$$

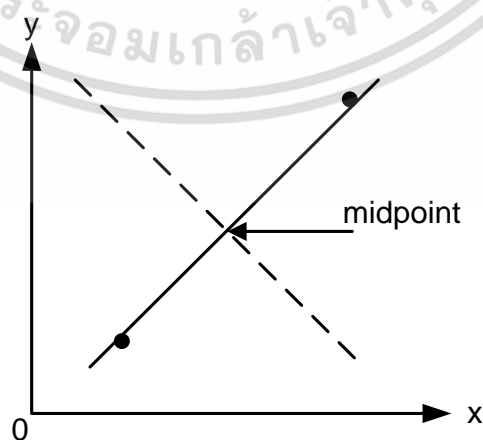
เมื่อ  $n$  แทนจำนวนข้อมูลทั้งหมด  
 เงื่อนไขนี้ยังไม่เพียงพอสำหรับฟังก์ชันที่ใช้แทนข้อมูลจำนวนสองจุด ดังแสดงในรูปที่ 3.8 โดยเส้นใด ๆ ที่ผ่านจุดกึ่งกลางระหว่างจุดสองจุดก็ทำให้ค่าต่ำสุดของเงื่อนไขข้อหนึ่งเป็นศูนย์เพราะว่าค่าผิดพลาดหักล้างกันพอดี

$$2. \sum_{i=1}^n |e_i| = \sum_{i=1}^n |y_i - a_0 - a_1x_i| \quad (3.39)$$

เงื่อนไขนี้ก็ยังไม่เพียงพอสำหรับฟังก์ชันที่ใช้แทนข้อมูลจำนวนสี่จุด ดังแสดงในรูปที่ 3.9 โดยเส้นตรงใด ๆ ที่อยู่ระหว่างเส้นประสองเส้นนี้จะทำให้เงื่อนไขข้อสองมีค่าต่ำสุด

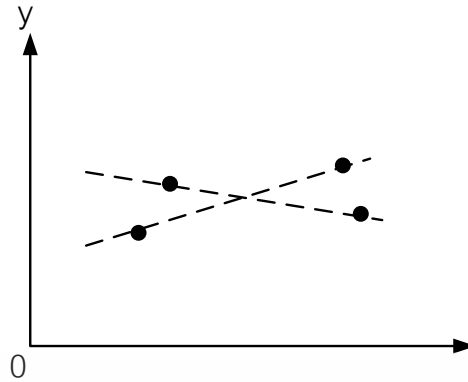
$$3. S_r = \sum_{i=1}^n e_i^2 = \sum_{i=1}^n (y_{i,\text{measured}} - y_{i,\text{model}})^2 = \sum_{i=1}^n (y_i - a_0 - a_1x_i)^2 \quad (3.40)$$

เงื่อนไขที่ 3 นี้เรียกว่า minimum criterion ซึ่งเหมาะสมสำหรับใช้กับฟังก์ชันง่าย ๆ โดยข้อดีของการใช้เงื่อนไขในการหาฟังก์ชันเพื่อแทนชุดข้อมูลก็คือ จะได้ฟังก์ชันเดียวแน่นอนในการแทนชุดข้อมูล



รูปที่ 3.8 เส้นที่ใช้แทนชุดข้อมูลที่มีสองจุดได้โดยให้เงื่อนไขข้อหนึ่งมีค่าน้อยที่สุด [14]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 เส้นที่ใช้แทนชุดข้อมูลที่มีสี่จุดได้โดยเงื่อนไขในข้อสองมีค่าน้อยที่สุด [14]

เงื่อนไขที่สามนำมาหาฟังก์ชันเส้นตรงที่ใช้แทนชุดข้อมูลได้โดยการนำมาหาค่าอนุพันธ์เทียบกับ  $a_0$  และ  $a_1$  ดังนี้

$$a_1 = \frac{n \sum x_i y_i - \sum x_i \sum y_i}{n \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2} \quad \text{และ} \quad a_0 = \bar{y} - a_1 \bar{x} \quad (3.41)$$

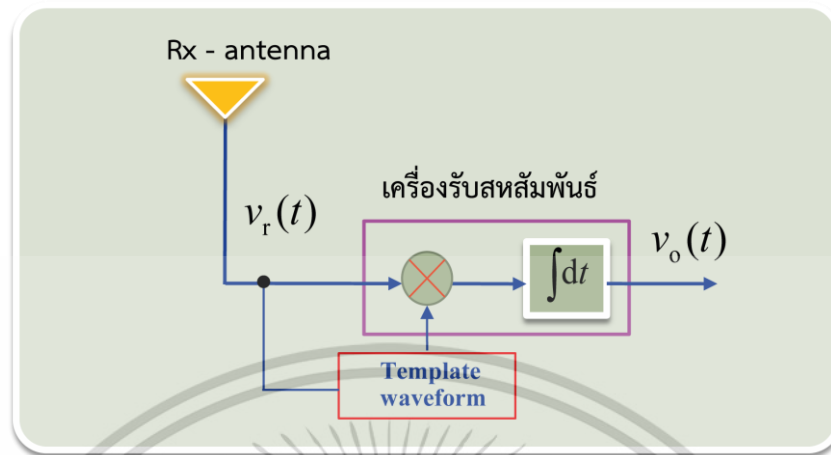
เมื่อ  $\bar{x}$  และ  $\bar{y}$  คือค่าเฉลี่ยของ  $x$  และ  $y$  ตามลำดับ โดยที่ค่าความผิดพลาดระหว่างค่าของฟังก์ชันและข้อมูลจริงนั้นสามารถหาได้จาก

$$e = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (y_j - a - bx_j)^2} \quad (3.42)$$

สมมติฐานทางสถิติสำหรับข้อมูลที่ใช้กับวิธี Linear regression คือ

1. ค่า  $x$  เป็นข้อมูลที่แน่นอนไม่ใช่ค่าที่สุ่มมาและไม่ผิดพลาด
2. ค่า  $y$  เป็นค่าที่มีความแปรปรวนแน่นอนและไม่ขึ้นอยู่กับค่าอื่น
3. ค่า  $y$  สำหรับแต่ละค่าของ  $x$  มีการกระจายแบบปกติ

### 3.7 เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ (Correlation receiver) [11]



รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับสหสัมพันธ์สำหรับระบบการส่งผ่านสัญญาณแถบกว้างยิ่ง จากเอาต์พุตของเครื่องรับสหสัมพันธ์  $v_o(t)$  แสดงได้ดังนี้

$$v_o(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} v_r(t) h_w(t-\tau) dt, \quad (3.43)$$

เมื่อ  $h_w(t)$  คือ รูปคลื่นต้นแบบ และ  $\tau$  คือ เวลาที่สอดคล้องกับรูปคลื่นต้นแบบ ซึ่งเวลาที่ เหมาะที่สุดสามารถหาได้ดังนี้

$$\tau_o = \arg \max_{\tau} v_o(\tau). \quad (3.44)$$

จากนั้น  $h_w(t)$  ได้ถูกนอร์มัลไลซ์ ให้มีค่าเป็น

$$\int_{-\infty}^{\infty} |h_w|^2 dt = 2B, \quad (3.45)$$

โดยที่  $B$  คือ แบนด์วิธของสัญญาณ ดังนั้นเอาต์พุตกำลังสัญญาณรบกวนจะมีค่าคงที่เท่ากับ  $N_0B$  ซึ่ง  $\frac{N_0}{2}$  คือความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณรบกวนแบบสีขาวววก (Additive White Gaussian Noise: AWGN)

ภายใต้ข้อจำกัดของสมการที่ 3.45  $h_{wo}(t)$  ช่วยเพิ่มให้  $v_o(\tau_o)$  มีค่าสูงสุด เมื่อ  $h_{wo}(t)$  คือ ส่วนกลับของเวลาและรูปแบบขนาดของ  $v_r(t)$  กล่าวคือ

$$h_{wo}(t) = \frac{\sqrt{2B}v_r(\tau_o - t)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |v_r(t)|^2 dt}}, \quad (3.46)$$

ซึ่งกำหนดให้  $\tau_o$  ของ  $h_{wo}(t) = 0$  ( $t < 0$ ) เพื่อให้เป็นไปตามเงื่อนไข Causality โดยจะนิยาม  $h_{wo}(t)$  เป็นรูปคลื่นต้นแบบสัญญาณที่รับได้ สังเกตได้ว่าการประเมินผลการเชื่อมโยงเหมือนกับใน [10] และกรณีสัญญาณต้นแบบสำหรับกรณีสายอากาศไอโซทรอปิก

$$h_{wi}(t) = \frac{\sqrt{2B}v_{r\text{-iso}}(\tau_o - t)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |v_{r\text{-iso}}(t)|^2 dt}} \quad (3.47)$$

$$v_{r\text{-iso}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H_f(f, d) V_t(f) e^{j2\pi ft} df. \quad (3.48)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

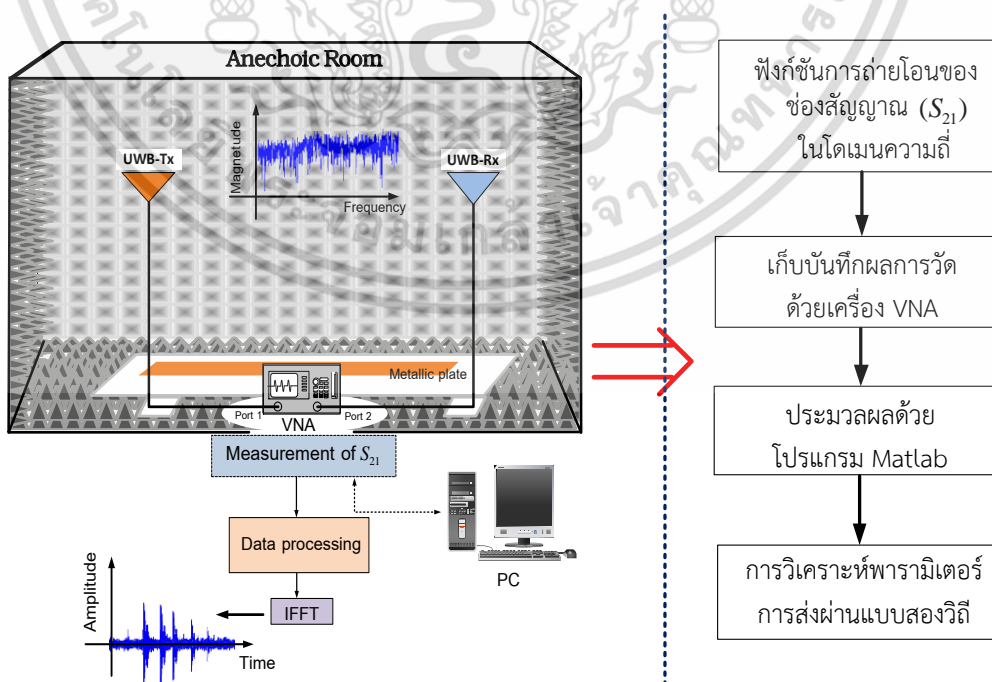
# แบบแผนการทดลองวัดและการวัดช่องสัญญาณ การแพร่กระจายแถบกว้างยิ่งแบบสองวิถี

### 4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้กล่าวถึงแบบแผนการทดลองวัดและวิเคราะห์ผลที่ได้จากการส่งผ่านสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่ง โดยเน้นที่แบบจำลองการสะท้อนพื้น ซึ่งมีความสำคัญอย่างยิ่งในการประเมินค่าประสิทธิภาพของช่องสัญญาณการแพร่กระจายคลื่นวิทยุอิมพัลส์ อีกทั้งยังแสดงถึงประสิทธิภาพสายอากาศที่จะนำไปประยุกต์ใช้งาน

### 4.2 แบบแผนการทดลองวัด

แบบแผนการทดลองวัดของระบบการวัดช่องสัญญาณการแพร่กระจายวิทยุอิมพัลส์แบบกว้างยิ่งจะประกอบไปด้วย เครื่องวิเคราะห์โคจรข่ายแบบเวคเตอร์รุ่น HP-8510C ชุดทดสอบพารามิเตอร์การกระจัดกระจาย (S-parameter test set) รุ่น HP-8514B และตัวสังเคราะห์ความถี่ (Frequency synthesized sweeper) รุ่น HP-83620A เป็นอุปกรณ์หลักในการทดลอง ดังได้แสดงในรูปที่ 4.1 ซึ่งจะถูกเก็บและรวบรวมข้อมูลโดยการสั่งการจากเครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (Personal Computer: PC) ที่เชื่อมต่อผ่านการ์ด GPIB (General Purpose Interface Bus) โดยอุปกรณ์ชนิดนี้จะมีคุณสมบัติที่สามารถตรวจวัดสัญญาณในโครงข่ายหนึ่งพอร์ตและสองพอร์ต ซึ่งในการทดลองนี้จะทำการวัดแบบสองพอร์ตโดยพอร์ตที่หนึ่งคือพอร์ตที่ใช้ในการส่งสัญญาณ (Tx) ส่วนพอร์ตสองจะใช้ในการรับสัญญาณ (Rx) โดยที่ปลายของพอร์ตทั้งสองจะถูกต่อด้วยสายอากาศ และทำการวัดในโดเมนความถี่ก่อนที่จะถูกนำผลการวัดไปวิเคราะห์ในโปรแกรมคอมพิวเตอร์ต่อไป



รูปที่ 4.1 แบบแผนการทดลองวัดช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่ง

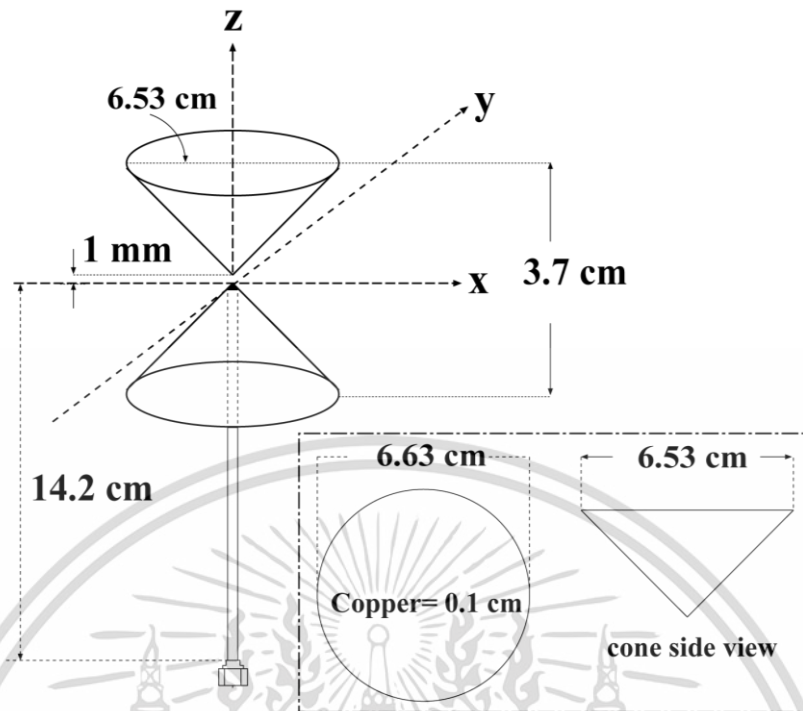
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



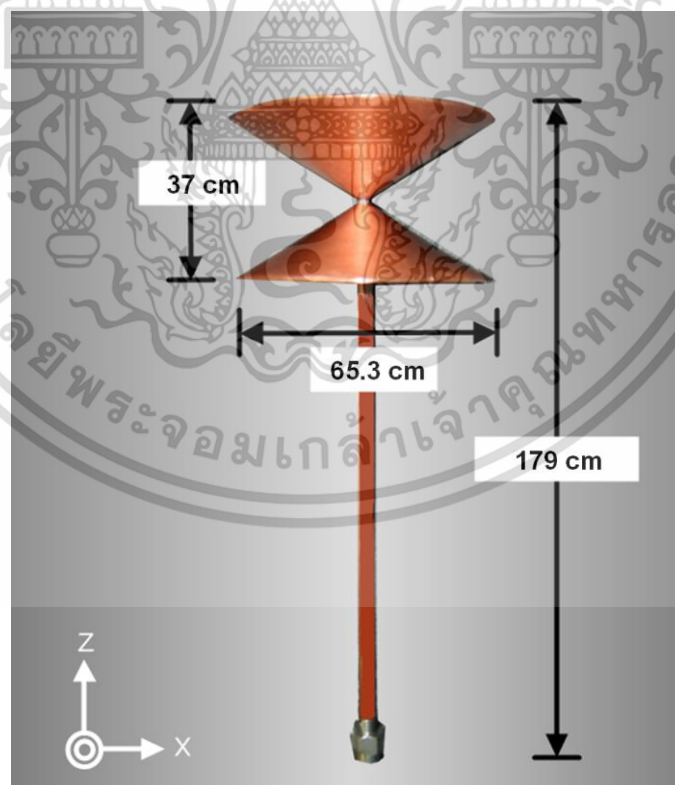
รูปที่ 4.2 เครื่องวิเคราะห์ที่โครงข่ายแบบเวกเตอร์และอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองวิจัย

#### 4.3 สายอากาศที่ใช้ในการทดสอบ [13]

ในการตรวจวัดช่องสัญญาณแบบไร้สายนั้นจำเป็นต้องมีอุปกรณ์สำคัญอีกอย่างหนึ่งที่เรียกว่าสายอากาศ (Antenna) ซึ่งช่วยในการเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าจากเครื่องส่งให้เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแพร่กระจายผ่านอากาศไปยังสายอากาศทางด้านรับแล้วเปลี่ยนกลับมาเป็นสัญญาณไฟฟ้าตามเดิม โดยในการทดลองนี้ได้ใช้สายอากาศแบบกรวยคู่เป็นสายอากาศทางด้านส่ง และสายอากาศทางด้านรับ สายอากาศชนิดนี้มีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น (Radiation pattern) แบบรอบทิศทาง (Omni-directional) และเป็นสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ได้กว้าง (Wideband) ซึ่งสามารถรองรับการใช้งานในความถี่ตั้งแต่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz ตามข้อกำหนดย่านความถี่การใช้งานของระบบแถบกว้างยิ่งของ FCC



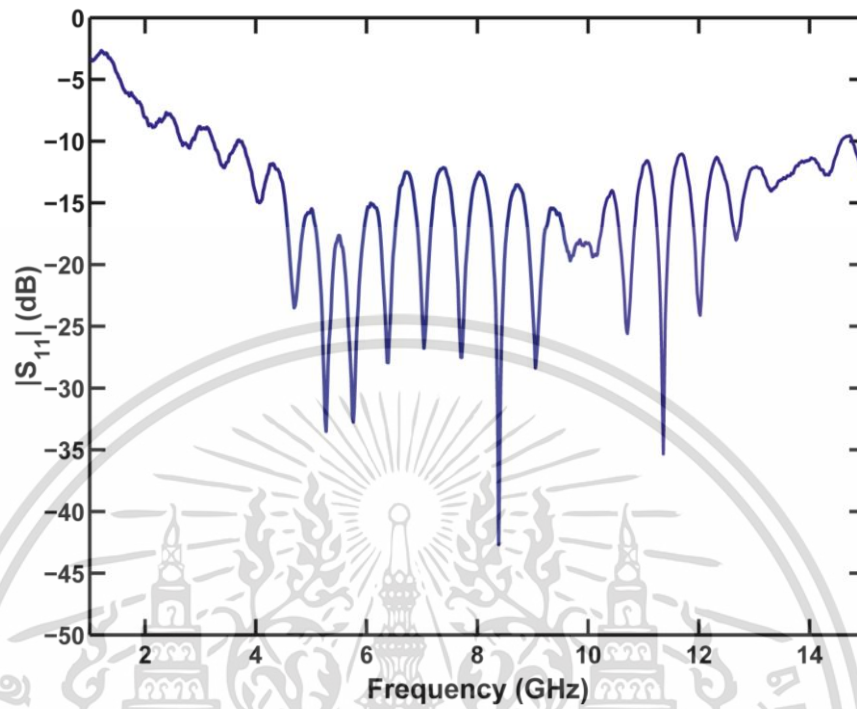
รูปที่ 4.3 โครงสร้างและขนาดของสายอากาศแบบกรวยคู่ที่ทำการออกแบบ [13]



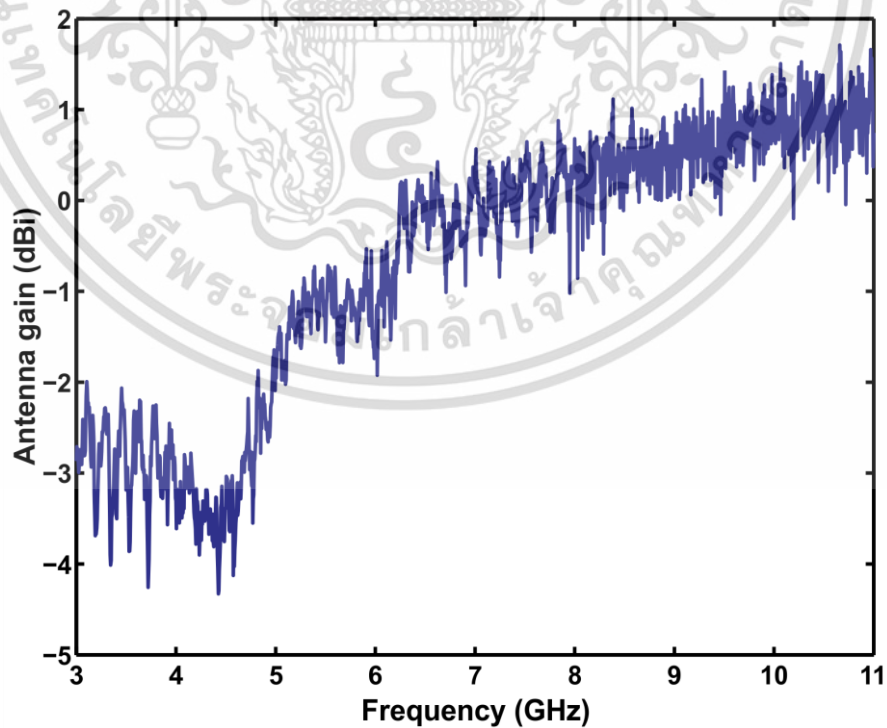
รูปที่ 4.4 สายอากาศแบบกรวยคู่ที่สร้างเสร็จสมบูรณ์และใช้สำหรับการทดลองวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าประสิทธิภาพการสะท้อนกลับ (Reflection coefficient:  $S_{11}$ ) ของสายอากาศแบบกรวยคู่ เห็นว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับนั้นมีค่าต่ำกว่า -10 dB ในช่วงความถี่ ตั้งแต่ 3.1 ถึง 10.6 GHz

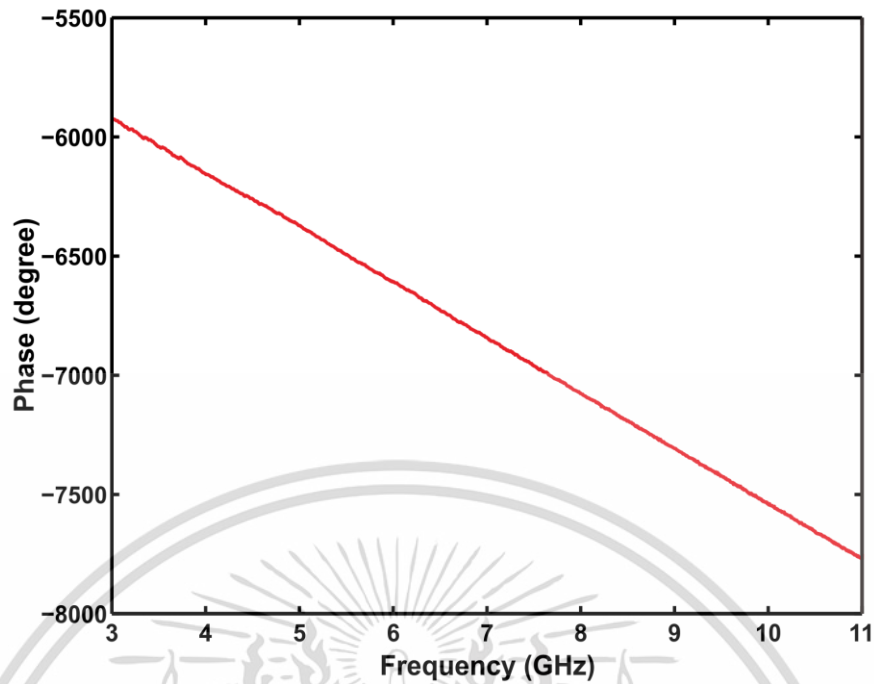


รูปที่ 4.5 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศแบบกรวยคู่



รูปที่ 4.6 อัตราการขยายสายอากาศแบบกรวยคู่

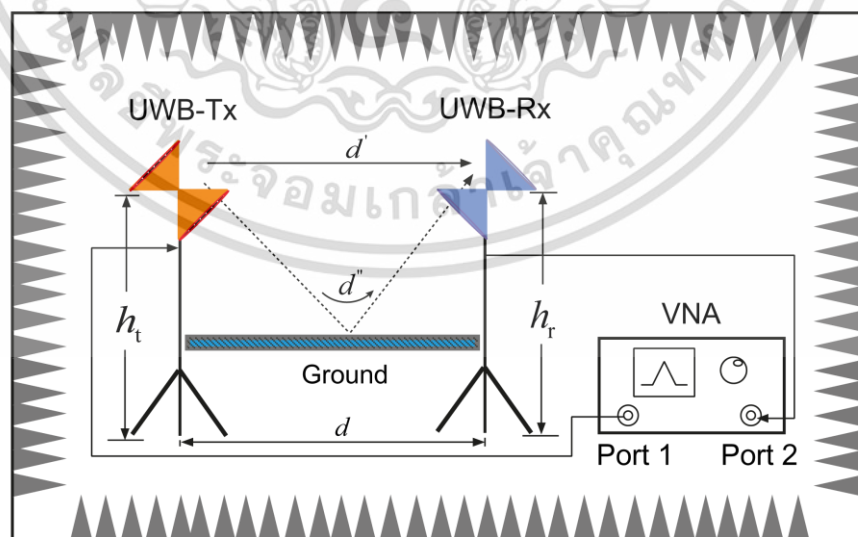
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 เฟสของสายอากาศแบบกรวยคู่

#### 4.4 แบบจำลองการวัดระบบการส่งผ่านสัญญาณแถบกว้างยิ่งแบบสองวิถี

การทดลองและการวัดฟังก์ชันการถ่ายโอนช่องสัญญาณ ได้ทำการวัดในห้องไร้การสะท้อน (Anechoic chamber) ที่มหาวิทยาลัย Tokyo Institute of Technology ประเทศญี่ปุ่น โดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์ ซึ่งได้ทำการติดตั้งเครื่องให้ทำงานในโหมดที่ตอบสนองความถี่ โดยที่พอร์ต 1 ต่ออยู่กับสายอากาศทางด้านส่ง และพอร์ต 2 ต่ออยู่กับสายอากาศทางด้านรับ



รูปที่ 4.8 แบบจำลองการวัดและการติดตั้งเครื่องมือวัดในห้องไร้การสะท้อนสำหรับการ

การส่งผ่านสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ขั้นตอนและวิธีการในการทดลอง

ในการทดลองหาผลตอบสนองของช่องสัญญาณนั้น จะนำเอาข้อมูลการวัดฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่ (Frequency Transfer function) หรือเรียกว่าค่าฟังก์ชันการถ่ายโอนช่องสัญญาณ ที่ได้จากการเก็บบันทึกด้วยเครื่องคอมพิวเตอร์ มาประมวลผลสัญญาณ กล่าวคือ นำค่าฟังก์ชันดังกล่าวที่ได้จากการวัดมาคูณกับสัญญาณส่งที่เรากำหนดขึ้น แล้วทำการเลียนแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (Simulation) ก็จะได้สัญญาณทางด้านรับที่อยู่ในรูปของโดเมนความถี่ หลังจากนั้นนำสัญญาณที่ได้เข้าสู่ผ่านกระบวนการแปลงฟูริเยร์ย้อนกลับ (Inverts Fourier) ก็จะได้สัญญาณทางด้านรับที่อยู่ในรูปของโดเมนเวลาเพื่อนำไปหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ต่อไป ซึ่งแสดงขั้นตอนการทดลองได้ดังนี้

1. เริ่มทำการติดตั้งสายอากาศตามแบบจำลองวัดสัญญาณ โดยแบบจำลองการทดลองแรกติดตั้งสายอากาศแบบกรวยคู่ทั้งด้านส่งและด้านรับไว้ที่ 0.75 เมตร และมีระยะห่างระหว่างสายอากาศ 5 เมตร

2. ทำการตั้งค่าพารามิเตอร์ความถี่ที่ 3 GHz ถึง 11 GHz เพื่อให้ครอบคลุมช่วงความถี่ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a และตั้งจำนวนจุดความถี่ที่ 1601 จุด

3. ทำการปรับเทียบเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์พอร์ตด้านส่ง ด้วยชุดปรับเทียบซึ่งประกอบไปด้วย open circuit, short circuit และ load

4. จากนั้นทำการปรับเทียบพอร์ตทางด้านรับ เมื่อเสร็จสิ้น จึงนำสายเคเบิลไปต่อกับสายอากาศแล้วการวัด

5. ทำการวัดโดยเพิ่มระยะทางของสายอากาศด้านรับไปครั้งละ 0.25 เมตร จนเสร็จสิ้น

6. เปลี่ยนระดับความสูงของสายอากาศทั้งสองไปเป็น 2 เมตร แล้วทำการวัดเหมือนกันกับข้อที่ 5

7. แล้วนำผลที่ได้ ไปประมวลผลด้วยโปรแกรม Matlab® และทำการวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่าง ๆ ต่อไป

#### 4.5 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองวิจัย

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองได้แสดงให้เห็นในตารางที่ 4.1

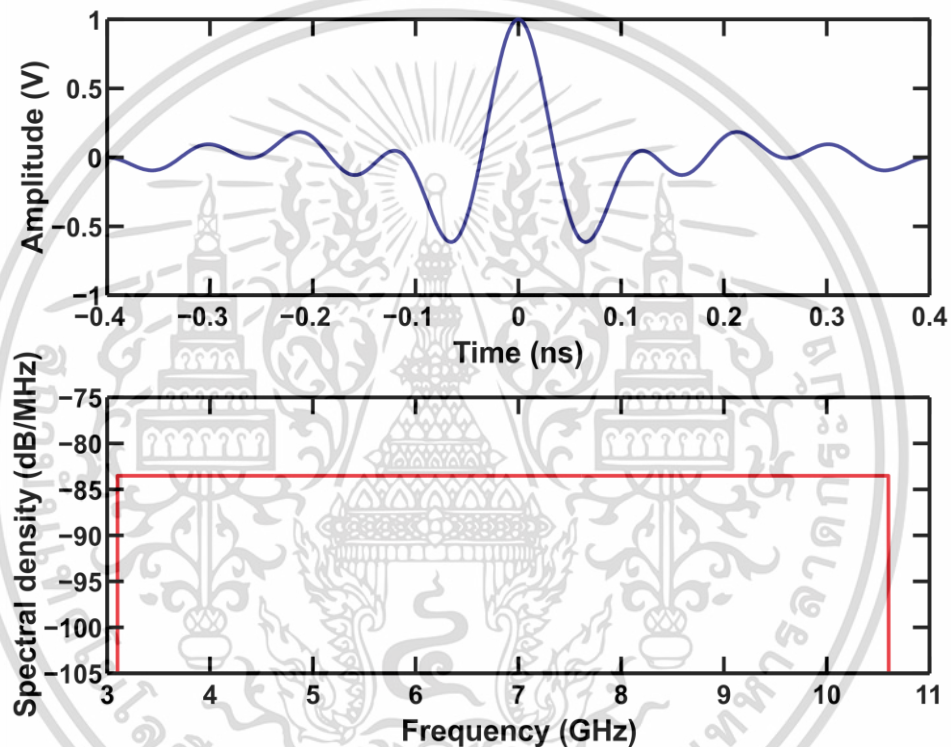
ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

พารามิเตอร์	ค่า
ช่วงความถี่	3 GHz ถึง 11 GHz
จำนวนจุดความถี่	1601 จุด
ความสูงของสายอากาศด้านส่ง-รับ	0.75 เมตร และ 2 เมตร
ชนิดของสายอากาศ	สายอากาศกรวยคู่
การวางสายอากาศ	แนวนอน
ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่ง-รับ	1 เมตร ถึง 5 เมตร
ระยะทางการเคลื่อนที่ของสายอากาศด้านรับ	ตำแหน่งละ 0.25 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.6 แบบจำลองสัญญาณส่ง

ในขั้นตอนของการวิเคราะห์ข้อมูลนั้นรูปคลื่นสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งที่ใช้ในการส่งได้ถูกกำหนดโดยพิจารณาในส่วนของสัญญาณอิมพัลส์ซึ่งมีความถี่ครอบคลุมตลอดทั้งช่วงที่ FCC กำหนดคือตั้งแต่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz โดยมีความถี่ศูนย์กลางและแบนด์วิดท์รวม เท่ากับ 6.85 GHz และ 7.5 GHz ตามลำดับ ในส่วนของการวิเคราะห์แบบจำลองนั้นได้ใช้สัญญาณพัลส์ที่เรียกว่า แถบผ่านสี่เหลี่ยม ในการวิเคราะห์โดยกำหนดความถี่ต่ำสุด ( $f_{\min}$ ) เท่ากับ 3.1 GHz ความถี่สูงสุด ( $f_{\max}$ ) เท่ากับ 10.6 GHz และสเปกตรัมแบนด์วิดท์ ( $f_b$ ) เท่ากับ 7.5 GHz รูปแบบของสัญญาณพัลส์ที่ใช้วิเคราะห์มีนิยามดังสมการที่ 4.1 และความหนาแน่นสเปกตรัมแสดงได้ดังสมการที่ 4.2



รูปที่ 4.9 สัญญาณที่ใช้ในการส่งผ่านระบบแถบกว้างยิ่ง

$$v_t(t) = \frac{1}{f_b} [f_{\max} \text{sinc}(2f_{\max}t) - f_{\min} \text{sinc}(2f_{\min}t)] \quad (4.1)$$

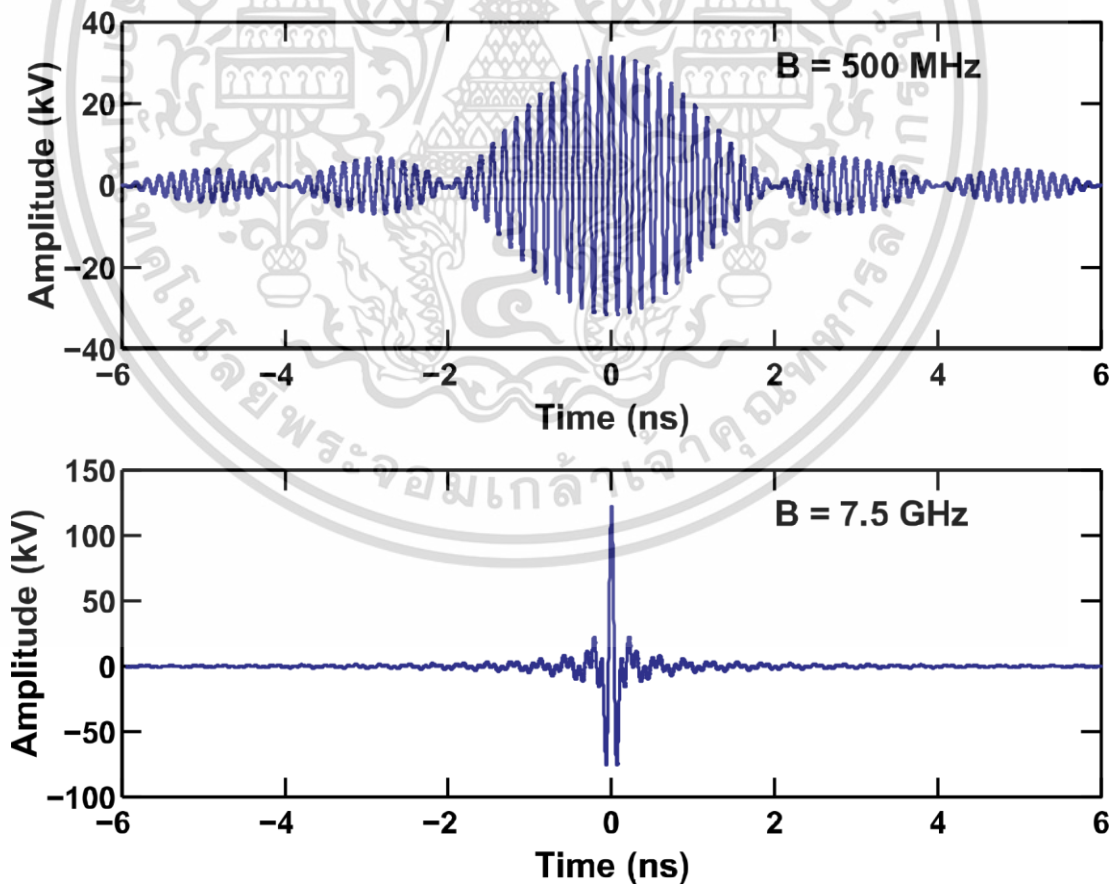
$$V_t(f) = \begin{cases} \frac{A}{2f_b} & \|f - f_c\| \leq \frac{f_b}{2} \\ 0 & \|f - f_c\| > \frac{f_b}{2} \end{cases} \quad (4.2)$$

$$\text{โดยที่} \quad \text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{(\pi x)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เมื่อ  $A$  คือ แอมพลิจูดสูงสุด  
 $f$  คือ ค่าความถี่ (Frequency)  
 $f_c$  คือ ความถี่กลาง (Center frequency)  
 $f_b$  คือ แบนด์วิดท์ (Bandwidth)  
 $f_{\min} = (f_c - f_b)/2$  คือ ค่าความถี่ต่ำสุด (Minimum frequency)  
 $f_{\max} = (f_c + f_b)/2$  คือ ค่าความถี่สูงสุด (Maximum frequency)

รูปคลื่นนี้มีความหนาแน่นสเปกตรัมเป็นรูปสี่เหลี่ยมทั้งในด้านความถี่บวกและความถี่ลบ โดยความหนาแน่นสเปกตรัมจะมีขนาดคงที่เท่ากับ  $A/(2f_b)$  อยู่ในช่วงความถี่ตั้งแต่  $-f_{\max}$  ถึง  $-f_{\min}$  และ  $f_{\min}$  ถึง  $f_{\max}$  และจะมีเฟสเป็นศูนย์ รูปคลื่นนี้เป็นรูปคลื่นแบบแถบกว้างยิ่งในอุดมคติ ดังนั้นจึงใช้พิจารณาหาขอบจำกัดสูงสุดที่เป็นไปได้ของแบนด์วิดท์มากที่สุด แอมพลิจูดมากที่สุด และกำลังมากที่สุดของรูปคลื่นแบบแถบกว้างยิ่ง รูปคลื่นนี้จะมีความสมมาตรแบบฟังก์ชันคู่ และมีส่วนประกอบกระแสตรง (DC) เป็นศูนย์ ในวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาใช้สเปกตรัมแบนด์วิดท์ของสัญญาณส่งอยู่สองกรณี คือ กรณีที่แบนด์วิดท์ต่ำสุด (500 MHz) และกรณีแบนด์วิดท์สูงสุด (7.5 GHz) ตามข้อกำหนด FCC เพื่อเปรียบเทียบผลการประเมินประสิทธิภาพของช่องสัญญาณการส่งผ่านแถบกว้างยิ่งแบบสองวิถี



รูปที่ 4.10 สเปกตรัมแบนด์วิดท์สัญญาณส่งที่ใช้ในการส่งผ่านระบบแถบกว้างยิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.7 การประมวลผลข้อมูลค่าการสูญเสียการส่งผ่านแบบสองวิถี

ขั้นตอนการวิเคราะห์ข้อมูลการสูญเสียการส่งผ่านกรณีสะท้อนพื้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ

กรณีแรก ผลการเลียนแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ได้กำหนด ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของพื้นเป็น  $-1$  ( $\Gamma = -1$ ) ความสูงของสายอากาศทางด้านส่ง-รับ เป็น 0.10 เมตร และ 1 เมตร ตามลำดับ ระยะทางระหว่างสายอากาศทางด้านส่ง-รับ ตั้งแต่ 0.10 เมตร ถึง 100 เมตร

กรณีที่สอง ได้จำลองการวัดสัญญาณจริงโดยใช้แผ่นโลหะวางบนพื้นในห้องไร้การสะท้อน ซึ่งวางอยู่บริเวณกึ่งกลางของระยะทางระหว่างสายอากาศทางด้านส่ง-รับ อากาศ และกำหนดให้ความสูงของสายอากาศทางด้านส่ง-รับ เป็น 0.75 เมตร และ 2 เมตร ตามลำดับ ระยะทางระหว่างสายอากาศทางด้านส่ง-รับ ตั้งแต่ 1 เมตร ถึง 5 เมตร

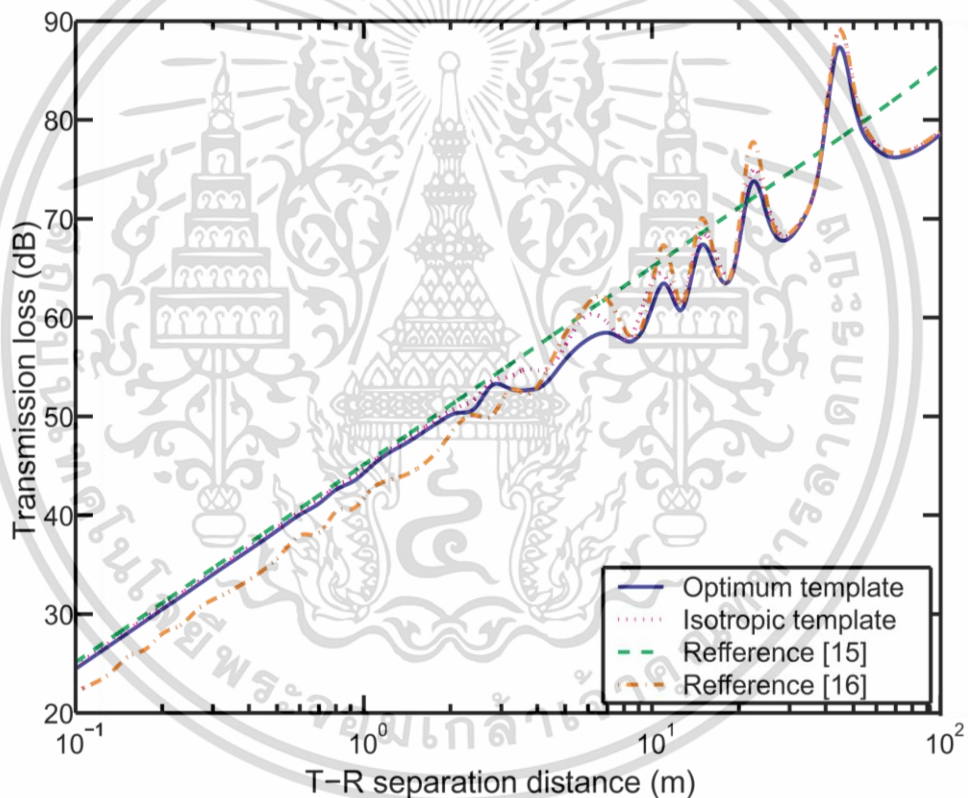
รูปคลื่นสัญญาณที่ใช้ในการส่งทั้งสองกรณี กำหนดให้สเปกตรัมแบนด์วิดท์เป็นไปตามข้อกำหนดของ FCC โดยพิจารณาเลือกใช้สเปกตรัมแบนด์วิดท์ กรณีที่มีค่าต่ำสุด คือ 500 MHz และกรณีที่มีค่าสูงสุด คือ 7.5 GHz ตามลำดับ จากการกำหนดความสูงและระยะทางของสายอากาศทางด้านรับ-ส่งแตกต่างกัน เนื่องจากต้องการวิเคราะห์ช่องสัญญาณการส่งผ่านแถบกว้างยิ่งและทำการพิจารณาจุด Breakpoint ที่เกิดขึ้นทั้งบริเวณก่อน Fresnel zone และหลังจาก Fresnel zone ซึ่งถือว่าเป็นสาเหตุสำคัญที่บ่งบอกถึงปริมาณความผิดเพี้ยนของสัญญาณการส่งผ่านและเป็นการประเมินค่าคุณลักษณะของสายอากาศที่นำมาใช้งาน

## บทที่ 5

### ผลการทดลองและการวิเคราะห์ผล

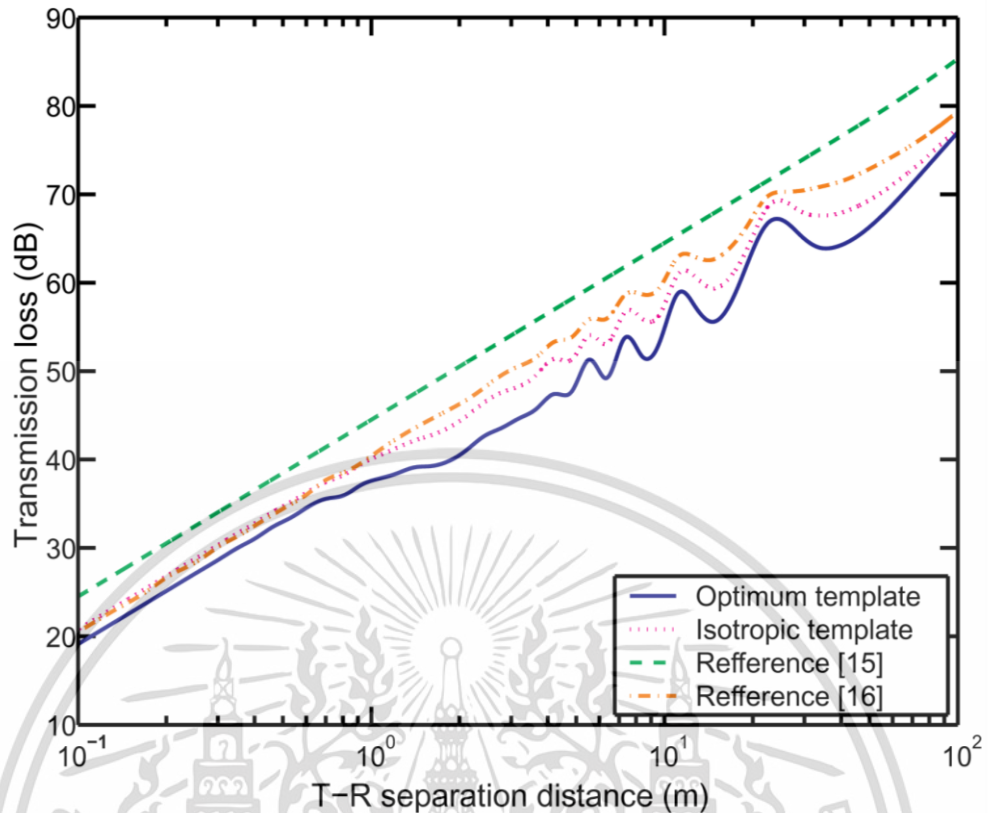
#### 5.1 ผลการจำลองที่ได้จากการเลียนแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

ในบทนี้จะอธิบายถึงผลการทดลองที่ได้ประเมินค่าการสูญเสียการส่งผ่านของระบบแบบแถบกว้างยิ่งสองวิถี โดยใช้เครื่องรับสหสัมพันธ์ตามที่ได้นำเสนอ โดยนำเสนอและเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบการส่งผ่านสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่ง ระหว่างเครื่องรับที่มีค่าเหมาะสมที่สุด (รูปคลื่นต้นแบบสัญญาณรับ) และเครื่องรับกรณีใช้สายอากาศไอโซทรอปิก อีกทั้งได้ทำการเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่อ้างอิง [15] และ [16] (ซึ่งได้ใช้หลักการวิเคราะห์ฟังก์ชันการถ่ายโอนของสายอากาศ)



รูปที่ 5.1 การสูญเสียการส่งผ่านที่ความสูงสายอากาศ 1 เมตร ระยะห่างระหว่างสายอากาศทางด้านส่ง-รับ ระยะทางตั้งแต่ 0.10 เมตร ถึง 100 เมตร ที่  $f_c = 500$  MHz

รูปที่ 5.1 แสดงค่าการสูญเสียการส่งผ่านของช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งสองวิถี โดยที่ความสูงของสายอากาศทางด้านส่ง-รับ 1 เมตร ระยะห่างระหว่างสายอากาศทางด้านส่ง-รับ ตั้งแต่ 0.10 เมตร ถึง 100 เมตร สเปกตรัมแบนด์วิดท์ของสัญญาณส่งมีค่าเท่ากับ 500 MHz

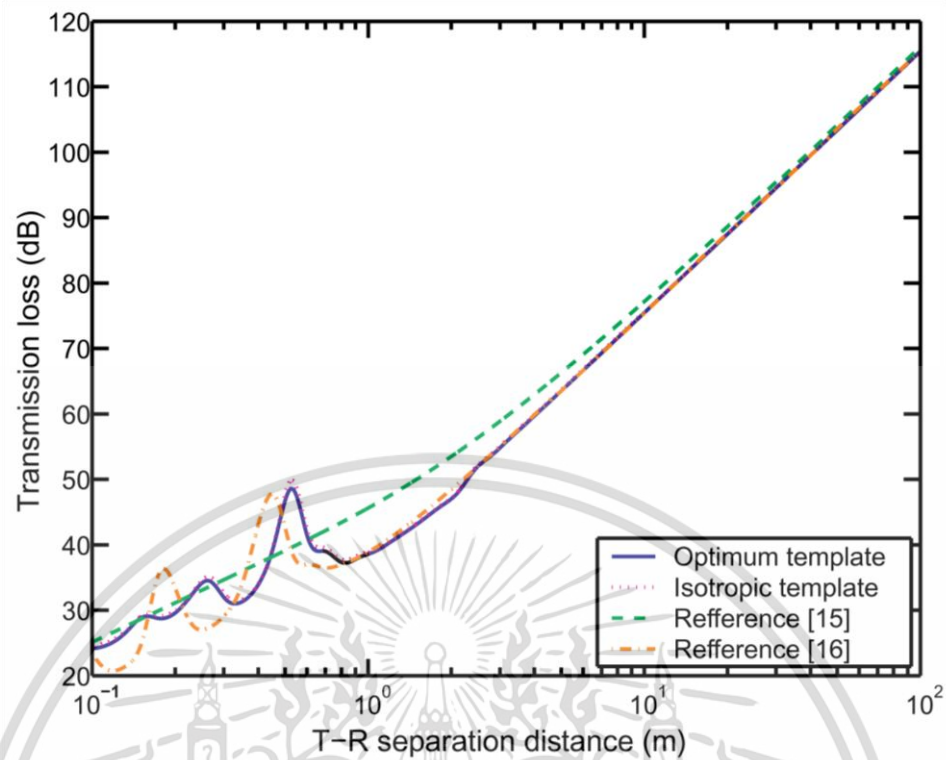


รูปที่ 5.2 การสูญเสียการส่งผ่านที่ความสูงสายอากาศ 1 เมตร ระยะห่างระหว่างสายอากาศทางด้านส่ง-รับ ระยะทางตั้งแต่ 0.10 เมตร ถึง 100 เมตร ที่  $f_c = 7.5$  GHz

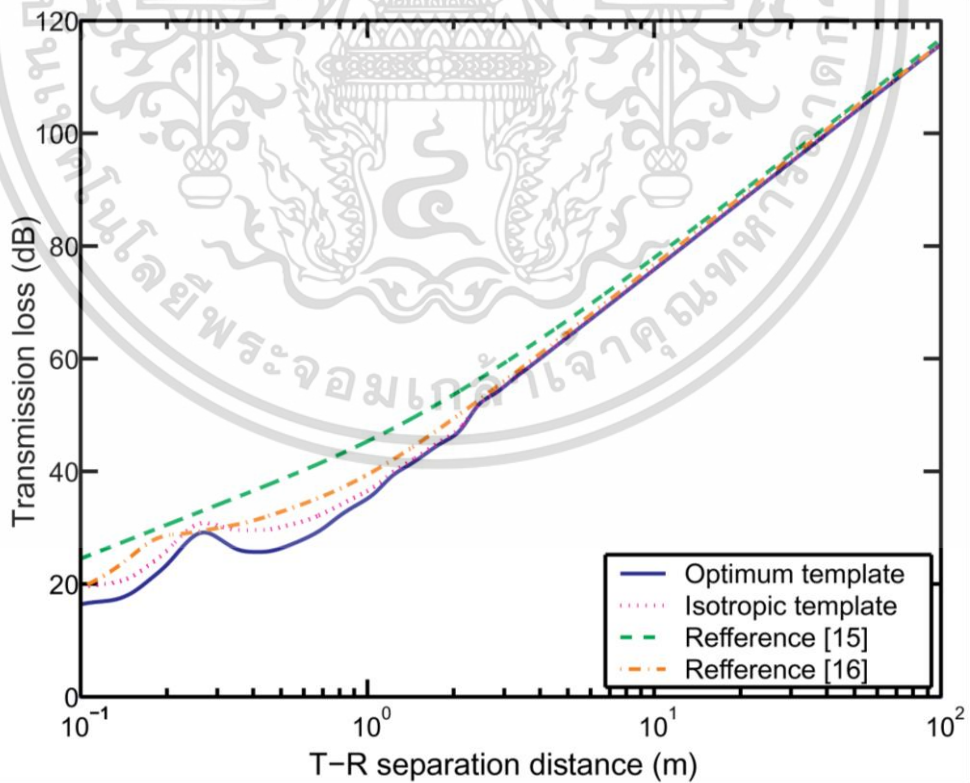
รูปที่ 5.2 แสดงค่าการสูญเสียการส่งผ่านของช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งสองวิถี โดยที่ความสูงของสายอากาศทางด้านส่ง-รับ เท่ากับ 1 เมตร ระยะห่างระหว่างสายอากาศทางด้านส่ง-รับ ตั้งแต่ 0.10 เมตร ถึง 100 เมตร สเปกตรัมแบนด์วิดท์ของสัญญาณส่งมีค่าเท่ากับ 7.5 GHz

จากรูปที่ 5.1 และ 5.2 ผลที่ได้จากการทดลอง เมื่อพิจารณาจากระยะทางระหว่างสายอากาศทางด้านส่ง-รับ ก่อนถึงระยะจุดหักมุม (Breakpoint distance) การสูญเสียการส่งผ่านกรณีที่ใช้สเปกตรัมแบนด์วิดท์เท่ากับ 500 MHz มีค่าแตกต่างกันเล็กน้อยเมื่อเทียบกับกรณีที่ใช้สเปกตรัมแบนด์วิดท์เท่ากับ 7.5 GHz ซึ่งทั้งสองกรณีมีความคล้ายคลึงกัน

ทั้งนี้เมื่อวิเคราะห์ถึงการเกิด Multi-path fading จะเห็นได้ว่าการสูญเสียการส่งผ่านกรณีที่ใช้สเปกตรัมแบนด์วิดท์เท่ากับ 500 MHz จะเกิด fading มากกว่ากรณีที่ใช้สเปกตรัมแบนด์วิดท์เท่ากับ 7.5 GHz และมีค่าเลขชี้กำลังการสูญเสีย (Path loss exponent) เท่ากับ 2



รูปที่ 5.3 การสูญเสียการส่งผ่านที่ความสูงสายอากาศ 0.10 เมตร ระยะห่างระหว่างสายอากาศทางด้านส่ง-รับ ระยะทางตั้งแต่ 0.10 เมตร ถึง 100 เมตร ที่  $f_b = 500$  MHz



รูปที่ 5.4 การสูญเสียการส่งผ่านที่ความสูงสายอากาศ 0.10 เมตร ระยะห่างระหว่างสายอากาศทางด้านส่ง-รับ ระยะทางตั้งแต่ 0.10 เมตร ถึง 100 เมตร ที่  $f_b = 7.5$  GHz

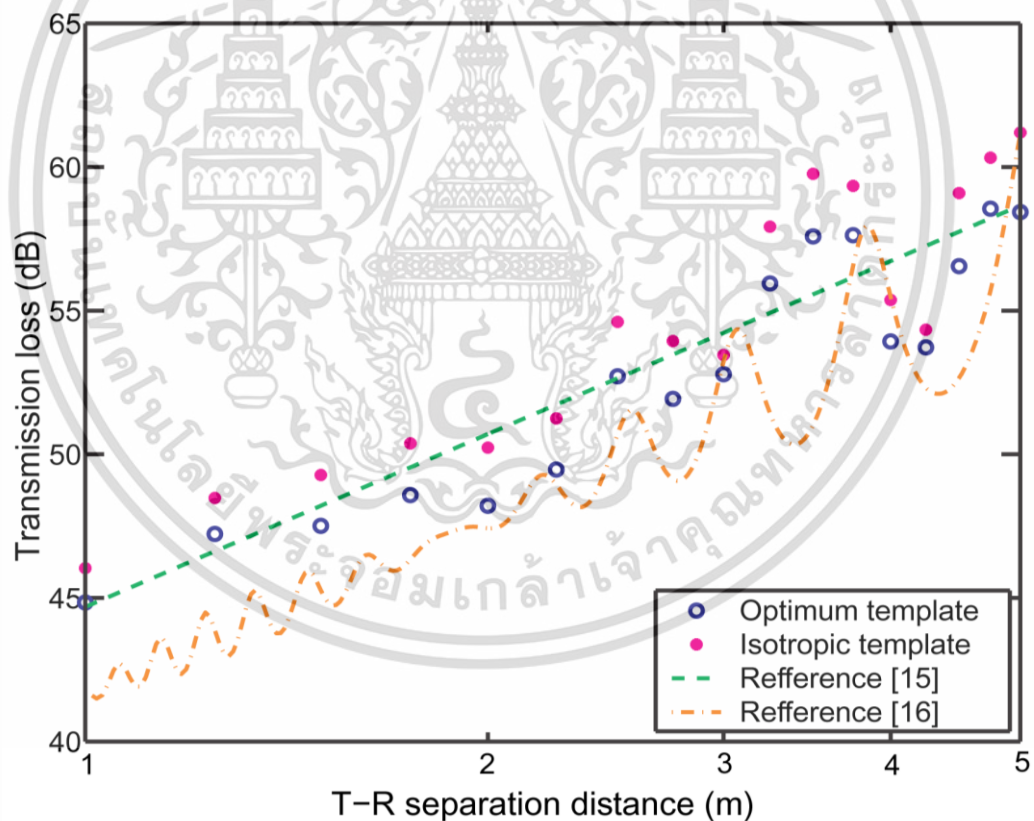
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้โดยไม่หวังกำไร หรือเพื่อวัตถุประสงค์อื่นใด กรุณาแจ้งเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.3 และ 5.4 การสูญเสียการส่งผ่านของช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งสองวิถี ที่ระยะความสูงของสายอากาศด้านส่ง-รับ เท่ากับ 0.10 เมตร และระยะทางระหว่างสายอากาศทางด้านส่ง-รับ มีระยะทางตั้งแต่ 0.1 เมตร ถึง 100 เมตร เมื่อพิจารณาจากระยะทางระหว่างสายอากาศทางด้านส่ง-รับ ก่อนและหลังระยะ Breakpoint

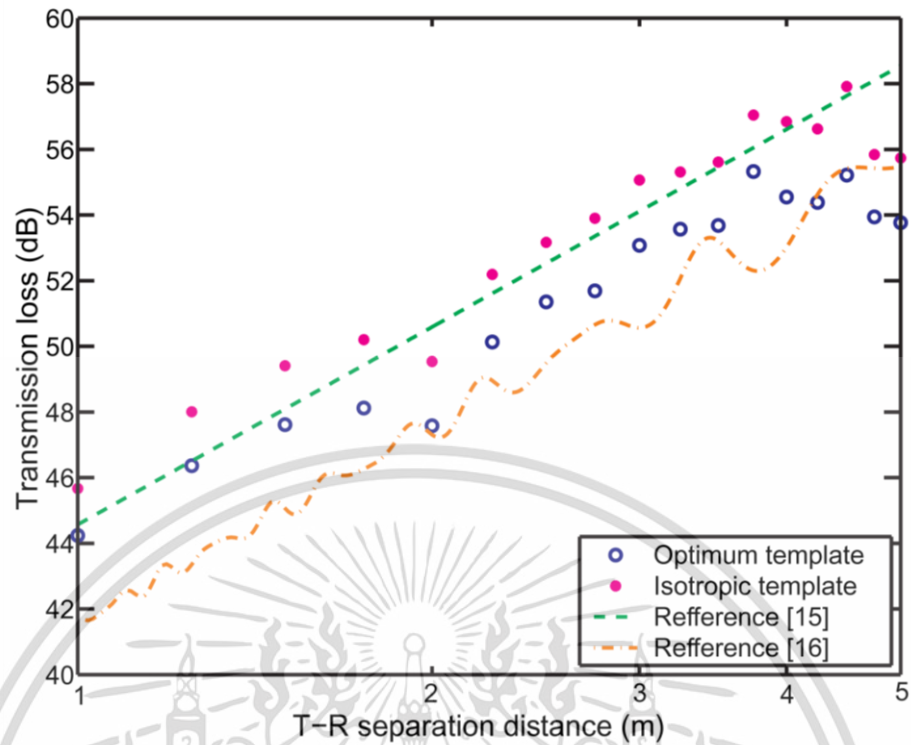
เมื่อเปรียบเทียบความแตกต่างกรณีใช้สเปกตรัมแบนด์วิดท์ของสัญญาณส่งเท่ากับ 500 MHz และ 7.5 GHz ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าทั้งสองกรณีจะเกิด fading ก่อนถึงระยะ Breakpoint และหลังจาก Breakpoint ค่าการสูญเสียการส่งผ่านจะเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ ในลักษณะเป็นเชิงเส้น ตามระยะทาง  $\log d$  หนึ่ง ค่าเลขชี้กำลังการสูญเสียการส่งผ่านก่อนเกิด Breakpoint มีค่าเท่ากับ 2 และหลังจาก Breakpoint ไปแล้ว ค่าเลขชี้กำลังการสูญเสียการส่งผ่านมีค่าเท่ากับ 4

## 5.2 ผลทดลองการวัดช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งสองวิถี

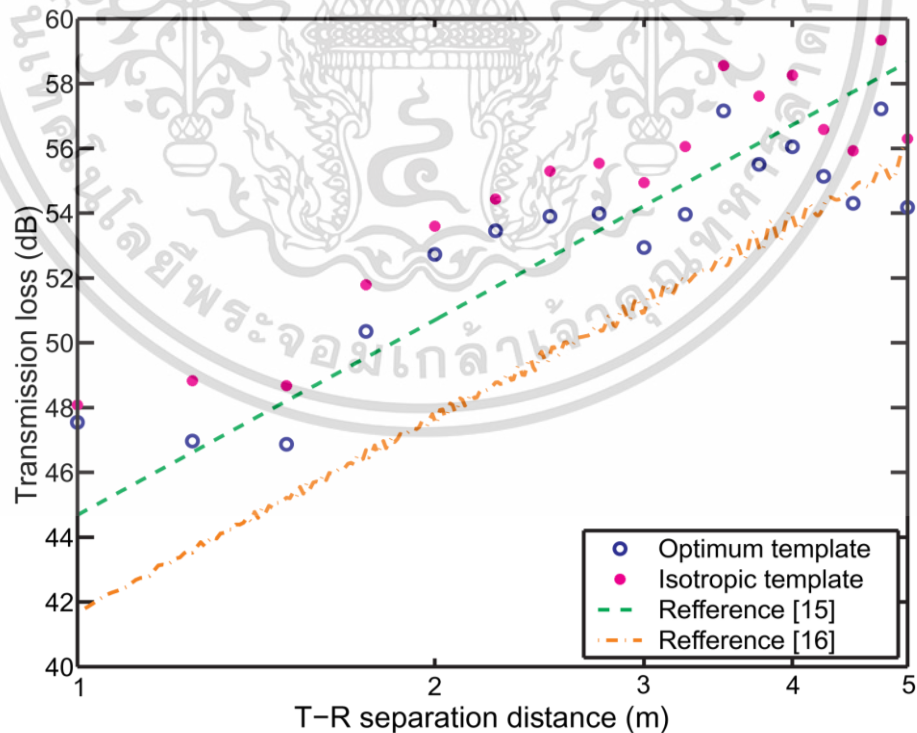
ผลการทดลองหาค่าการสูญเสียการส่งผ่านของช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งสองวิถี สำหรับกรณีเครื่องรับสหสัมพันธ์ที่ใช้รูปคลื่นต้นแบบสัญญาณที่รับได้ (เครื่องรับที่มีค่าเหมาะสมที่สุด) และรูปคลื่นต้นแบบกรณีสายอากาศแบบไอโซทรอปิก แสดงได้ดังนี้



รูปที่ 5.5 การสูญเสียการส่งผ่านที่ความสูงสายอากาศ 0.75 เมตร ระยะห่างระหว่างสายอากาศทางด้านส่ง-รับ ระยะทางตั้งแต่ 1 เมตร ถึง 5 เมตร ที่  $f_b = 500$  MHz

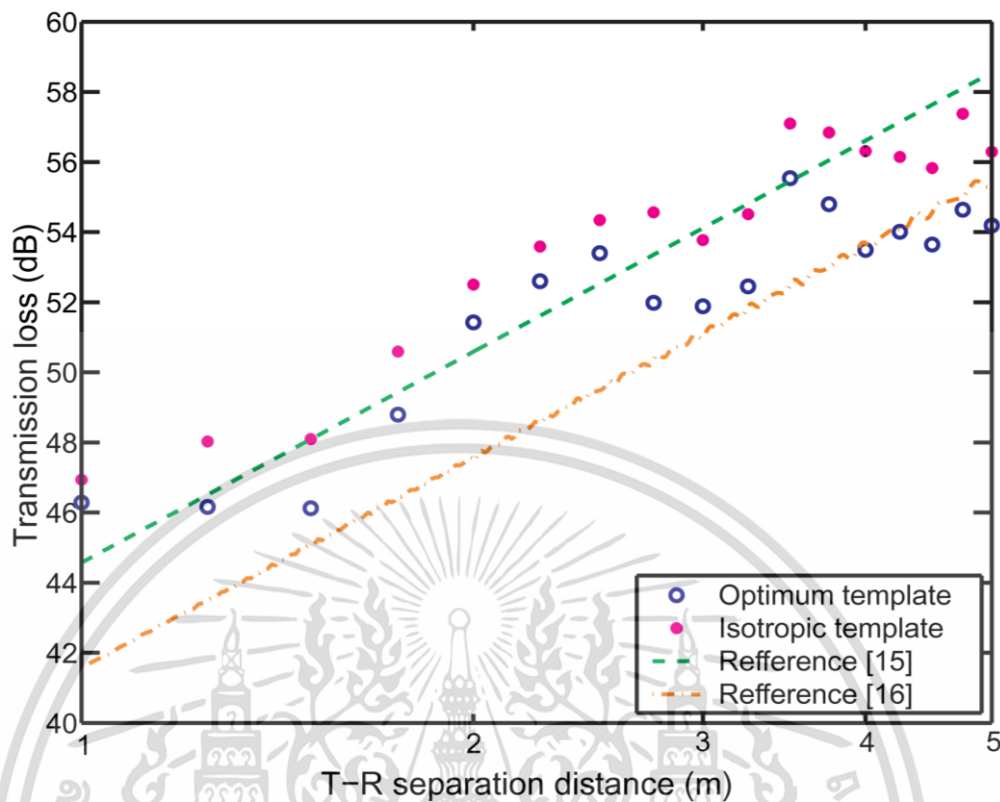


รูปที่ 5.6 การสูญเสียการส่งผ่านที่ความสูงสายอากาศ 0.75 เมตร ระยะห่างระหว่างสายอากาศทางด้านส่ง-รับ ระยะทางตั้งแต่ 1 เมตร ถึง 5 เมตร ที่  $f_b = 7.5$  GHz



รูปที่ 5.7 การสูญเสียการส่งผ่านที่ความสูงสายอากาศ 2 เมตร ระยะห่างระหว่างสายอากาศทางด้านส่ง-รับ ระยะทางตั้งแต่ 1 เมตร ถึง 5 เมตร ที่  $f_b = 500$  MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่ให้ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 การสูญเสียการส่งผ่านที่ความสูงสายอากาศ 2 เมตร ระยะห่างระหว่างสายอากาศทางด้านส่ง-รับ ระยะทางตั้งแต่ 1 เมตร ถึง 5 เมตร ที่  $f_0 = 7.5$  GHz

ผลที่ได้จากการทดลองวัดช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งสองวิถี ได้ทำการเปรียบเทียบการสูญเสียการส่งผ่านระหว่างการใช้เครื่องรับสหมั่นพัทธ์กรณีสลับแบบสัญญาณที่รับได้และรูปคลื่นต้นแบบกรณีสายอากาศไอโซทรอปิก พร้อมกับประเมินเทียบกับงานวิจัยอ้างอิงที่ [15] และ [16]

ผลการทดลองที่ได้ดังแสดงตามรูปที่ 5.5 และ 5.6 จะเห็นว่า การสูญเสียการส่งผ่านที่ระยะความสูงของสายอากาศทางด้านส่ง-รับ เท่ากับ 0.75 เมตร กำหนดให้สเปกตรัมแบนด์วิดท์สัญญาณที่ใช้ส่งผ่านแถบกว้างยิ่งมีค่าเท่ากับ 500 MHz และ 7.5 GHz ตามลำดับ และมีระยะทางระหว่างสายอากาศทางด้านส่ง-รับ ตั้งแต่ 1 เมตร ถึง 5 เมตร จะเห็นว่าทั้งสองกรณี คือกรณีที่ใช้สเปกตรัมแบนด์วิดท์ที่ 500 MHz จะเกิด fading มากกว่ากรณีที่ใช้สเปกตรัมแบนด์วิดท์เท่ากับ 7.5 GHz และมีค่าเลขชี้กำลังการสูญเสียประมาณ 2

ผลการทดลองที่ได้ดังแสดงตามรูปที่ 5.7 และ 5.8 ได้แสดงถึงค่าการสูญเสียการส่งผ่านที่ระยะความสูงของสายอากาศทางด้านส่ง-รับ เท่ากับ 2 เมตร กำหนดให้สเปกตรัมแบนด์วิดท์สัญญาณที่ใช้ส่งผ่านแถบกว้างยิ่งมีค่าเท่ากับ 500 MHz และ 7.5 GHz ตามลำดับ และมีระยะทางระหว่างสายอากาศทางด้านส่ง-รับ ตั้งแต่ 1 เมตร ถึง 5 เมตร จะเห็นว่าทั้งสองกรณี คือกรณีที่ใช้สเปกตรัมแบนด์วิดท์ที่ 500 MHz และ 7.5 GHz จะเกิด fading ที่มีลักษณะคล้ายคลึงกัน โดยมีค่าเลขชี้กำลังการสูญเสียการส่งผ่านเท่ากับ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

# สรุปผลการทดลองวิจัย

### 6.1 บทนำ

วิทยานิพนธ์นี้ได้ประเมินผลการสูญเสียการส่งผ่านของแบบจำลองสองวิถีสำหรับการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่งเป็นไปตามของข้อกำหนด FCC ย่านความถี่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz ได้คำนึงถึง รูปคลื่นสัญญาณที่ใช้ส่งผ่าน การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ การแพร่คลื่นสะท้อนกลับ และเครื่องรับสหสัมพันธ์รวมเข้าไปด้วย จากการนิยามที่ได้นำเสนอ ผู้วิจัยมีการประเมินผลการส่งของสายอากาศแบบกรวยคู่ โดยการนำผลที่ได้ไปเปรียบเทียบกับเอกสารอ้างอิง [15] และ [16] แบบแผนนี้จะมีประสิทธิภาพมากโดยเฉพาะการประเมินค่าสายอากาศที่ใช้จริงซึ่งมีคุณสมบัติทางความถี่ของการสูญเสียสะท้อนกลับ (Return loss) และสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) ไม่เป็นไปตามอุดมคติวิธีนี้ง่ายต่อการขยายไปยังสถานะแวดล้อมหลายวิถี (Multipath) งานวิจัยนี้มีสองหัวข้อที่สำคัญ หัวข้อแรกเกี่ยวกับบทความนี้ นั่นคือฟังก์ชันการถ่ายโอนของสายอากาศที่มุมต่างๆ อีกหัวข้อหนึ่งคือช่องสัญญาณการแพร่กระจายก็ยังขึ้นอยู่กับมุมของสายอากาศทางด้านส่งและด้านรับ

### 6.2 ผลการทดลองจากแบบจำลองสองวิถี

วิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการเปรียบเทียบค่าการสูญเสียการส่งผ่าน (Transmission loss) โดยพิจารณาใช้สเปกตรัมแบนด์วิดท์ของสัญญาณส่งรูปคลื่นแถบผ่านสี่เหลี่ยมที่แตกต่างกันสองกรณี คือกรณีที่แบนด์วิดท์มีค่าสูงสุด (7.5 GHz) และกรณีที่แบนด์วิดท์มีค่าต่ำสุด (500 MHz) ซึ่งเป็นไปตามข้อกำหนดความถี่ของมาตรฐานของ FCC การวิเคราะห์และการประมวลผลข้อมูลแบ่งได้ 2 ลักษณะคือ

- 1) การประมวลผลข้อมูลโดยใช้การเลียนแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (Simulation) ได้กำหนดให้ความสูงของสายอากาศทางด้านส่ง-รับ เท่ากับ 0.10 เมตร และ 1 เมตร ตามลำดับ และทำการปรับเลื่อนระยะทางระหว่างสายอากาศทางด้านส่ง-รับ ตั้งแต่ 0.10 เมตร ถึง 100 เมตร
- 2) การประมวลผลข้อมูลจากการทดลองวัดของแบบจำลองสะท้อนพื้น ได้กำหนดให้ความสูงของสายอากาศทางด้านส่ง-รับ เท่ากับ 0.75 เมตร และ 2 เมตร ตามลำดับ และทำการปรับเลื่อนระยะทางระหว่างสายอากาศทางด้านส่ง-รับ ตั้งแต่ 1 เมตร ถึง 5 เมตร

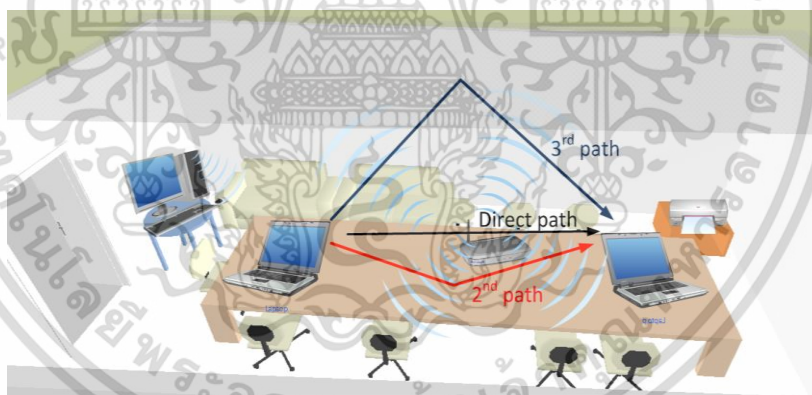
จากแบบจำลองของช่องสัญญาณการสะท้อนพื้น ได้คำนวณค่าการสูญเสียการส่งผ่านบนพื้นฐานของค่าเฉลี่ยและมีการทดลองวัดจริงเพื่อทำการเปรียบเทียบ จะเห็นว่าผลกระทบจากการเกิด Multi-path fading กรณีแบนด์วิดท์ที่กว้างขึ้นจะเกิด Multi-path fading น้อยกว่ากรณีของสัญญาณส่งที่มีแบนด์วิดท์แคบ อีกทั้งยังเป็นนัยสำคัญมากในการพิจารณาการส่งผ่านสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่ง ถึงแม้ว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณจะกว้างขึ้นก็ตาม ผลจากการกระจายทางความถี่ตามขนาดของแบนด์วิดท์ (Frequency dispersion) ยังส่งผลทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของรูปคลื่น (Waveform distortion) ในระบบการส่งผ่านสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งอีกด้วย จากแบบจำลองได้ทำเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การปรับระดับความสูงของสายอากาศให้มีค่าที่แตกต่างกัน เพื่อวิเคราะห์ค่าระยะจุดหักมุม (Breakpoint distance) ที่เกิดขึ้น ก่อนและหลังระยะ Fresnel zone เพื่อป้องกันการสูญเสียการส่งผ่าน ฉะนั้น นี่คือเหตุผลว่าทำไม เราถึงต้องมีการวิเคราะห์และประเมินค่าการสูญเสียของช่องสัญญาณการส่งผ่านแบบแถบกว้างยิ่งก่อนที่จะนำไปประยุกต์ใช้งาน

งานวิจัยที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือ ได้ทำการประเมินผลการเชื่อมโยงการส่งผ่านสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่ง (UWB link budget) เพื่อศึกษาถึงผลกระทบของช่องสัญญาณที่มีการกระจายทางความถี่ร่วมกับคุณลักษณะของสายอากาศแถบกว้างที่นำมาใช้งาน โดยใช้สัญญาณส่งเป็นรูปคลื่นแถบผ่านสี่เหลี่ยมและใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ติดตั้งเป็นสายอากาศทางด้านส่ง-รับ จากนั้นทำการวิเคราะห์เอาต์พุตของเครื่องรับกรณีที่มีค่าเหมาะสมที่สุดเปรียบเทียบกับต้นแบบกรณีสายอากาศแบบไอโซทรอปิก ดังผลการทดลองที่ได้นำเสนอในบทที่ 5

### 6.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางการวิจัยพัฒนา

ในงานวิจัยยังพิจารณาสายอากาศที่ใช้ยู่เพียงชนิดเดียว ซึ่งยังมีสายอากาศอีกหลายชนิดที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานกับเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง และยังไม่ได้ศึกษาในกรณีหลายวิธีซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาเพียงสองวิธีเท่านั้น เราควรพิจารณาเพื่อดูความเหมาะสมในการใช้งาน และปัจจุบันแถบความถี่ของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งยังได้ถูกกำหนดมาตรฐานใหม่เป็นมัลติแบนด์โอเอฟดีเอ็ม (Multiband-Orthogonal Frequency Division Multiplexing: MB-OFDM) ซึ่งมีช่วงความถี่หลายแถบความถี่ ซึ่งต้องทำการทดสอบเพื่อความเหมาะสมในการนำไปประยุกต์ใช้งาน



รูปที่ 6.1 แถบความถี่มาตรฐานของ MB-OFDM ที่ใช้สำหรับเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง

## เอกสารอ้างอิง

- [1] P. Pagani, F. Talom, P. Pajusco, B. Uguen, Ultra WideBand Radio Propagation Channels, John Wiley & Sons, 2008.
- [2] C. Heidari, WiMedia UWB Technology of Choice for Wireless USB and Bluetooth, John Wiley & Sons, 2008.
- [3] FCC, "Revision of Part 15 the Commission's Rules Regarding Ultra-wideband Transmission Systems," ET Docket, 2002.
- [4] K. Siwiak, "Impact of ultra wide band transmissions on a generic receiver," Proc. 2001 Spring IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC), Rhodes, Greece, vol. 2, pp. 1181-1183, May 2001.
- [5] M. Ghavami, Lachlan Michael, Ryuji Kohno, "Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering," Wiley & Sons, 2007.
- [6] Di Benedetto, M.-G., Giancola, G.; "Understanding Ultra Wide Band Radio Fundamentals"; Prentice Hall PTR; Upper Saddle River, NJ, USA; 2004.
- [7] Kazimierz S, and Debra M, Ultra-Wideband Radio Technology, England: John Wiley & Sons Ltd. 2004.
- [8] United States of America, "Path loss calculations for ultra-wideband signals in indoor environments," ITU-R Document 3K/30-E, pp. 1-14, Nov. 2003.
- [9] ETSI, "Harmonised Standards Covering Ultrawide Band (UWB) Applications," Standardisation Mandate: DG ENTR/G/3M/329, Brussels, Feb. 2003.
- [10] H.T. Friis, "A note on a simple transmission formula," Proc. IRE, vol. 34, no. 5, pp. 254-256, May 1946.
- [11] J. Takada, S. Promwong and W. Hachitani, "Extension of Friis' Transmission Formula for Ultra- Wideband Systems," IEICE Tech. Rep., WBS2003-8/MW2003-20, May 2003.
- [12] S. Promwong, W. Hachitani, and J. Takada, "Free Space Link Budget Evaluation of UWB-IR Systems," Proc. 2004 Int. Workshop Ultra Wideband Syst. Conf. Ultra Wideband Syst. Tech. (Joint UWBST & IWUWBS 2004), Kyoto, Japan, pp. 312-316, May 2004.
- [13] S. Promwong, W. Hachitani, and J. Takada, "Experimental evaluation scheme of UWB antenna performance," Tech. on Instrumentation and Measurements, IEEE Japan, IM-03-35, June 2003.
- [14] A.H. Mohammadian, A. Rajkotia, and S.S. Soliman, "Characterization of UWB Transmit-Receive Antenna System," Proc. IEEE Conf. Ultra Wideband Syst. Tech. (UWBST) 2003, Nov. 2003.
- [15] United States of America, "Path loss calculations for ultra-wideband signals in indoor environments," ITU-R Document 3K/30-E, pp. 1-14, Nov. 2003.

- [16] K. Siwiak, H. Bertoni and S. M. Yano, "Relation between Multipath and Wave Propagation Attenuation," *Electronics Letters*, vol. 39, pp.142-143, Jan. 2003.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ก  
ผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอในงานประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

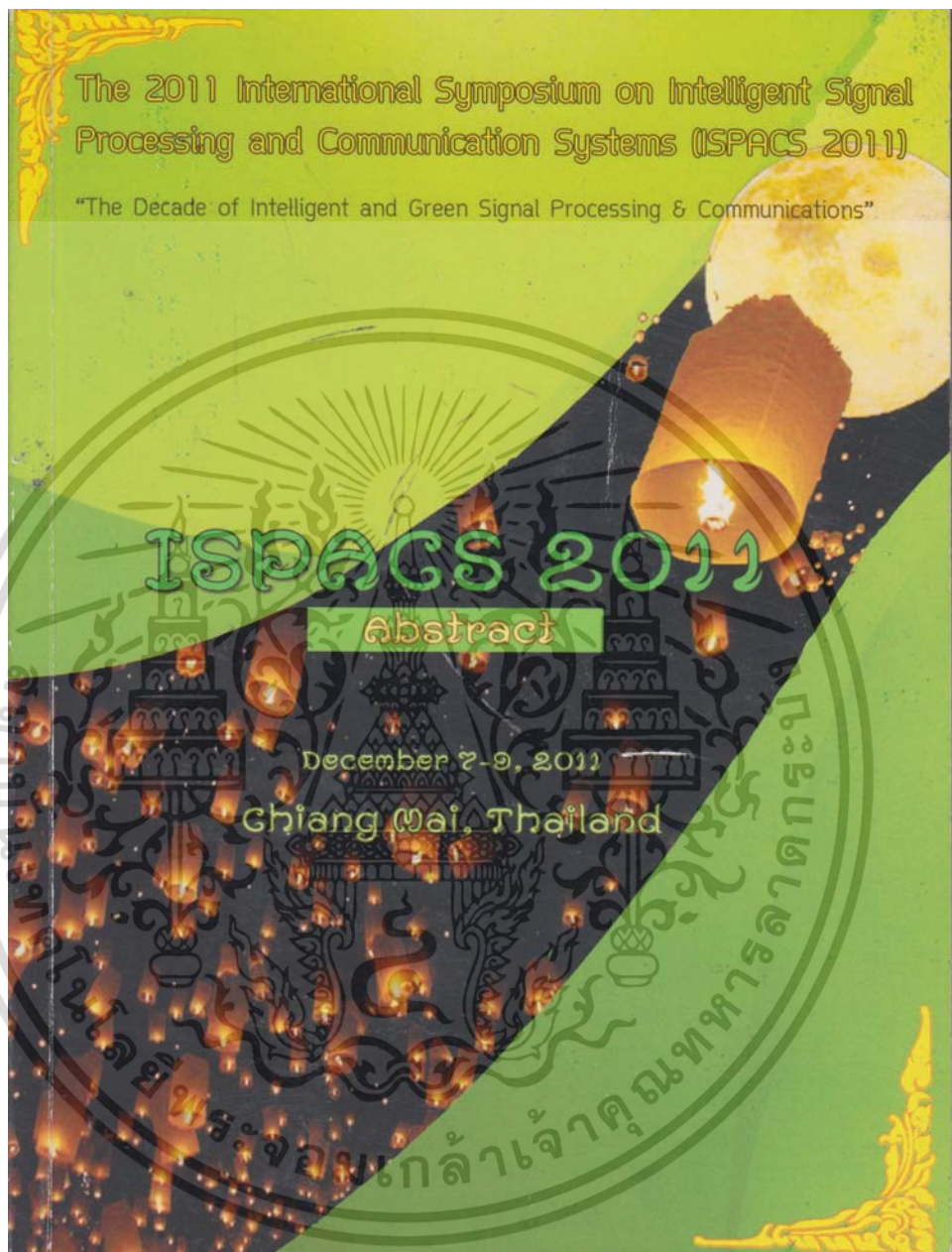
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอในงานประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

- [1]. Borromwut Rankhamrat, and Sathaporn Promwong, "Wireless Ultra Wideband Transmission Experiments" Intelligent Signal Processing and Communications Systems (ISPACS) 2011, pp. 1-5, Dec. 2011.
- [2]. B. Rankhamrat, S. Gaintanasilp, C. Fongsamut and S. Promwong, "Link Budget Evaluation Scheme of Ultra Wideband Two path Model for WPAN Communications," 2012 International Conference on Embedded System and Intelligent Technology (ICESIT 2012), Jan. 2012.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Wireless Ultra Wideband Transmission Experiments

Borromwut Rankhamrat<sup>†,††</sup>, and Sathaporn Promwong<sup>†</sup>

<sup>†</sup>Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering,  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,  
Chalongkrung Road, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

<sup>††</sup>MCOT Public Company Limited, 63/1 Rama IX Road, Huaykwang, Bangkok 10310, Thailand.  
E-mail: {s8015012, kpsathap}@kmitl.ac.th

**Abstract**—The free space transmission estimation of ultra wideband impulse radio (UWB-IR) was developed by using the extension of Friis' transmission formula [1]. It considered the transmitted waveform and its distortion due to the channel and the transmitter (Tx) and receiver (Rx) antennas for the free space link budget evaluation of UWB-IR. This paper presents the two path evaluation formula of the ground reflection path loss for UWB-IR systems that based on the extension of Friis' transmission formula. Since the antennas are the pulse-shaping filters in UWB-IR systems, the biconical antennas are experimentally examined, especially focusing the effect of template waveforms.

**Keywords:** UWB-IR, impulse radio, two path model, Friis' transmission formula, template waveform

## 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 [2]-[6]. UWB is different from other radio frequency (RF) technologies. Instead of a modulated carrier, pulses are used in the range of the ultra wide frequency spectrum. The Federal Communication Commission (FCC) [7] in US has approved the use of a frequency spectrum ranging from 3.1 to 10.6 GHz for UWB systems. The FCC defined the UWB signal as those which have a fractional bandwidth greater than 0.20 or a bandwidth greater than 500 MHz measured at -10 dB points. The power density of the UWB signal is considered to be noise for other communication systems because its power spectrum is below the noise level. The UWB receiver collects the power of the received signal to rebuild the pulse. Therefore, UWB radio technology can exist with other RF technologies without interference. Moreover, UWB radio technology is an ideal candidate that can be utilized for commercial, short-range, low power, low cost indoor communication systems such as wireless personal area networks (WPANs) [8].

For the narrowband wireless systems, Friis' transmission formula is used for the line-of-sight (LOS) link budget evaluation [9]. However, it is not directly applicable to the UWB impulse radio (IR) system as the bandwidth of the pulse is extremely wide. Moreover, the effect of waveform distortion shall be quantitatively considered in the link budget evaluation. The complex form Friis' transmission formula is extended for estimating the link budget of UWB-IR systems [10]-[13]. The

special cases of constant gain and constant aperture antennas are calculated for estimating UWB free space link budget [14]. After that, ground reflection models are developed for UWB link budget. Multi-slope wave propagation model based on UWB radio channel impulse response measurements is proposed [15]. The ground reflection model formulas based on the integration of continuous wave (CW) [16] and rectangular passband transmitted signal [17] is expressed.

In this paper, the two path model evaluation scheme for UWB-IR is proposed. This scheme is based on the Friis' transmission formula, adapted to UWB. The experimental transmission loss of ground reflection channel for UWB-IR systems is evaluated. The transmission and the receiver template waveforms are the keys for the extension of the Friis' formula. Experimental path loss are investigated for biconical antenna and compared with Ref. [15] and Ref. [16].

## II. THEORY OF UWB TWO-PATH MODEL EVALUATION

### A. Extension of Friis' Transmission Formula for UWB-IR

1) *Free Space Model:* The Friis' transmission formula [9] has been widely used to evaluate the link budget for the narrowband LOS channels which can be written as

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

where  $G_r$  and  $G_t$  are gains of receiver and transmitter antennas respectively. The free space propagation gain is expressed as

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

where  $c$  is the velocity of light,  $f$  is the operating frequency and  $d$  is the transmitter-receiver (T-R) separation distance.

It is noted, however, that Eq. (1) is satisfied only at some frequency, and is not directly applicable to UWB-IR systems. The formula shall be extended to take into account the transmission signal waveform, its distortion due to the channel, and the receiver.

The transmitted signal waveform  $v_t$  is normalized to transmitted energy of unity. That is

$$\int_{-\infty}^{\infty} v_t^2(t)dt = 1. \quad (3)$$

Friis' transmission formula is extended for calculating the UWB free space link budget. For free space model, channel transfer function  $H_{c,f}$  are expressed as

$$H_{c,f}(f, d) = H_f(f, d) \vec{H}_r(f, \frac{\pi}{2}, \pi) \cdot \vec{H}_t(f, \frac{\pi}{2}, 0), \quad (4)$$

where  $H_f$  is the free space transfer function which is expressed as

$$H_f(f, d) = \frac{c}{4\pi f d} e^{-j2\pi f d/c}. \quad (5)$$

The complex transfer function vector of the antenna  $\vec{H}_a$  relative to the isotropic antenna towards the  $(\theta, \varphi)$  direction

$$\vec{H}_a(f, \theta, \varphi) = \hat{\theta} H_{a\theta}(f, \theta, \varphi) + \hat{\varphi} H_{a\varphi}(f, \theta, \varphi), \quad (6)$$

where  $a = r$  or  $t$ ,  $\theta$  and  $\varphi$  are the azimuthal and polar angles of spherical coordinates. Unit vectors  $\hat{\theta}$ ,  $\hat{\varphi}$  express the polarization and are defined with respect to the local spherical coordinates of the antennas.

The receiver input voltage  $v_r(t)$  of free space model is given as

$$v_r(t, d) = \int_{-\infty}^{\infty} H_{c,f}(f, d) V_t(f) e^{j2\pi f t} df, \quad (7)$$

where  $V_t(f)$  is the spectral density of the transmitted signal that is calculated by using Fourier transform of its time domain waveform as

$$V_t(f) = \int_{-\infty}^{\infty} v_t(t) e^{-j2\pi f t} dt. \quad (8)$$

2) *Ground Reflection Model:* For 2-ray model, channel transfer function  $H_{c,2\text{-ray}}$  of direct and ground reflection paths,  $H_{c,d}$  and  $H_{c,g}$ , are superimposed as

$$H_{c,2\text{-ray}}(f, d) = H_{c,d}(f, d) + H_{c,g}(f, d), \quad (9)$$

$$H_{c,d}(f, d) = H_f(f, d) \vec{H}_r(f, \pi - \theta_d, \pi) \cdot \vec{H}_t(f, \theta_d, 0), \quad (10)$$

$$H_{c,g}(f, d) = H_f(f, d') \vec{H}_r(f, \theta_g, \pi) \cdot \vec{\Gamma}(\theta_g, 0) \cdot \vec{H}_t(f, \theta_g, 0), \quad (11)$$

where  $\theta_d$  and  $\theta_g$  are the polar angle of the direct and reflection paths at the Tx antenna which is calculated by

$$\theta_d = \pi - \tan^{-1} \left( \frac{d}{h_t - h_r} \right), \quad (12)$$

$$\theta_g = \pi - \tan^{-1} \left( \frac{d}{h_t + h_r} \right). \quad (13)$$

The distances of direct and ground reflection paths,  $d'$  and  $d''$ , can be calculate by using

$$d' = \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2}, \quad (14)$$

$$d'' = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2}, \quad (15)$$

where  $h_t$  and  $h_r$  are the Tx and Rx antenna heights, respectively. The ground reflection model is shown in Fig. 1. The dyadic reflection coefficient of the ground is

$$\vec{\Gamma}(\theta_g, \phi_g) = \hat{\theta} \hat{\theta} \Gamma_{\theta\theta}(\pi - \theta_g) + \hat{\varphi} \hat{\varphi} \Gamma_{\varphi\varphi}(\pi - \theta_g). \quad (16)$$

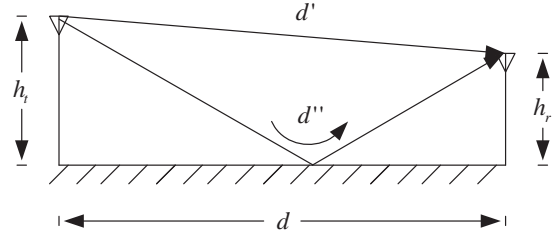


Fig. 1. Two path model.

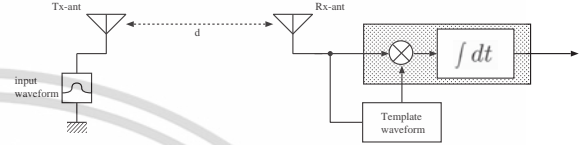


Fig. 2. Block diagram of transmission model for UWB-IR system.

The  $\Gamma_{\theta\theta}$  and  $\Gamma_{\varphi\varphi}$  are Fresnel reflection coefficients of parallel and perpendicular polarizations given as

$$\Gamma_{\theta\theta}(\theta_i) = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\frac{1}{\epsilon_r} - \frac{1}{\epsilon_r^2} \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\frac{1}{\epsilon_r} - \frac{1}{\epsilon_r^2} \sin^2 \theta_i}}, \quad (17)$$

$$\Gamma_{\varphi\varphi}(\theta_i) = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}}, \quad (18)$$

where  $\theta_i$  is the incident angle.

The receiver input voltage  $v_r(t)$  of ground reflection model is given as

$$v_r(t, d) = \int_{-\infty}^{\infty} H_{c,2\text{-ray}}(f, d) V_t(f) e^{j2\pi f t} df, \quad (19)$$

### B. UWB Correlation Receiver

Let us consider a correlation receiver shown in Fig. 2. The output SNR is dependent on the choice of the template waveform. The correlator output is therefore expressed as

$$v_o(\tau, d) = \int_{-\infty}^{\infty} v_r(t, d) h_w(t - \tau, d) dt, \quad (20)$$

where  $h_w$  is the template waveform.  $\tau$  corresponds to the timing of the template waveform, and the optimum timing  $\tau_o$  chosen as

$$\tau_o = \arg \max_{\tau} v_o(\tau, d). \quad (21)$$

Hereafter  $h_w$  is normalized as

$$\int_{-\infty}^{\infty} h_w^2(t, d) dt = 2B, \quad (22)$$

where  $B$  is the signal bandwidth, so that the output noise power is constant, that is  $N_o B W$ , where  $N_o/2$  is the power spectral density of additive white gaussian noise (AWGN).

1) *Received Signal Template Correlation Receiver*: Under the constraint of Eq. (22),  $v_o(\tau_o, d)$  is maximized when  $h_w$  is a time-reversed and scaled version of  $v_r$ , i.e.

$$h_{w0}(t, d) = \frac{\sqrt{2B}v_r(\tau_o - t, d)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} v_r^2(t, d)dt}}, \quad (23)$$

where  $\tau_o$  is usually chosen so that  $h_{w0}(t, d) = 0$  for  $t < 0$  to satisfy the causality.  $h_{w0}$  is called the optimum template waveform. It is noted that the link budget evaluation is identical to that in Ref. [11]-[13] when  $h_{w0}$  is used as the receiver template.

2) *Isotropic Template Correlation Receiver*: It is obvious from Eq. (23) that the optimum template waveform is not the simple time-reversed version of the transmitter waveform. It is not always feasible to adapt the template waveform to the angular-dependent antenna and reflection characteristics, since the waveform shall be generated at the clock rate of tens of gigahertz. Therefore, we consider a isotropic template waveform  $h_{wi}$ . In this paper we have chosen  $h_{wi}$  that is optimum for the isotropic and the constant gain antennas in free space, i.e.

$$h_{wi}(t, d) = \frac{\sqrt{2B}v_{r-iso}(\tau_o - t, d)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} v_{r-iso}^2(t, d)dt}}, \quad (24)$$

where

$$v_{r-iso}(t, d) = \int_{-\infty}^{\infty} H_f(f, d)V_t(f)e^{i2\pi ft}df \quad (25)$$

is the receiver input voltage of the channel for free space including the isotropic antennas and the transmitted signal.

### C. UWB Transmission Loss

The transmission loss for UWB-IR systems is considered in time domain. Defining the UWB transmission loss  $PL$  by the ratio between the energy of the transmitted signal and signal at the output of correlation receiver. Since the transmitted energy is unity from Eq. (3), the UWB transmission loss in dB can be expressed as shown below

$$PL(d) [dB] = -10 \log \left[ \int_{-\infty}^{\infty} v_r^2(t, d)dt \right]. \quad (26)$$

## III. EXPERIMENTAL EVALUATION OF WIRELESS UWB-IR

In this section, transmission loss with biconical antenna is evaluated based on the previous section.

### A. Transmitted Waveform of UWB System

The effect of the waveform distortion is more obvious when the bandwidth is wider. We considered the impulse radio signal with center frequency is at the center of FCC band [7]. That is  $f_c = 6.85$  GHz. Two cases of spectral bandwidths are considered. The bandwidths are set to be  $B = 500$  MHz and 7.5 MHz which are the minimum and maximum UWB

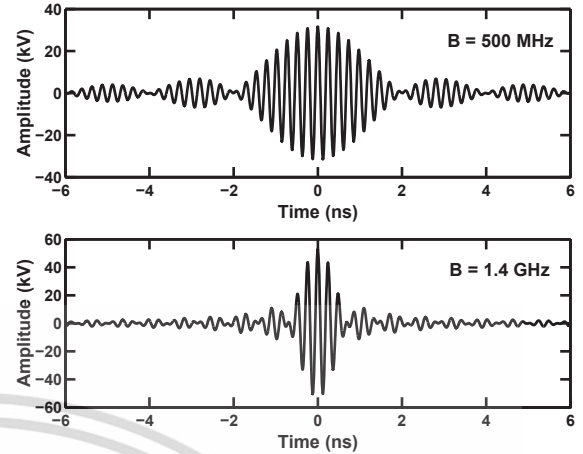


Fig. 3. UWB Transmitted waveforms.

bandwidth defined by FCC. The UWB transmitted signal in the simulation was the passband rectangular pulse. Figure 3 shows the transmit pulse waveforms with 500 MHz and 7.5 GHz bandwidths. The expression of this pulse in time domain  $v_t(t)$  and its spectral density function  $V_t(f)$  were

$$v_t(t) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{B}} \begin{bmatrix} f_H \text{sinc}(2f_H t) \\ -f_L \text{sinc}(2f_L t) \end{bmatrix}, \quad (27)$$

$$V_t(f) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2B}} & ||f - f_c| \leq \frac{B}{2} \\ 0 & ||f - f_c| > \frac{B}{2} \end{cases}, \quad (28)$$

where  $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$ ,  $f_L = f_c - B/2$  and  $f_H = f_c + B/2$  are the lower and upper frequencies. This transmitted signal waveform has the unity energy that correspond to Eq. (3).

### B. Experimental Setup

An UWB-IR two path channel transfer function was measured as  $S_{21}$  in frequency domain by using a vector network analyzer (VNA) in an anechoic chamber. The VNA was operated in the response measurement mode, where Port-1 was the transmitter (Tx) port and Port-2 was the receiver (Rx) port, respectively. Both Tx and Rx antennas were fixed at the height of 1.75 m and separated by 1 m. The setup was sketched in Fig. 4.

We used a biconical antenna as a Tx and Rx antennas. We have chosen this antenna for ease of fabrication, as well as its low distortion property. The geometry of the antenna is shown in Fig. 5. The upper cone is connected to the center conductor of coaxial line while the lower cone is connected to the shield conductor. The maximum diameter is 6.53 cm and length is 3.7 cm.

The experimental parameters are listed in Table I. It is noted that the calibration of VNA is done at the connectors of the cables to be connected to the antennas. Therefore, all the

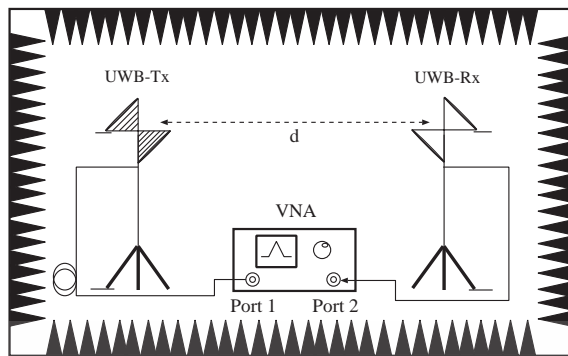


Fig. 4. The instrument setup.

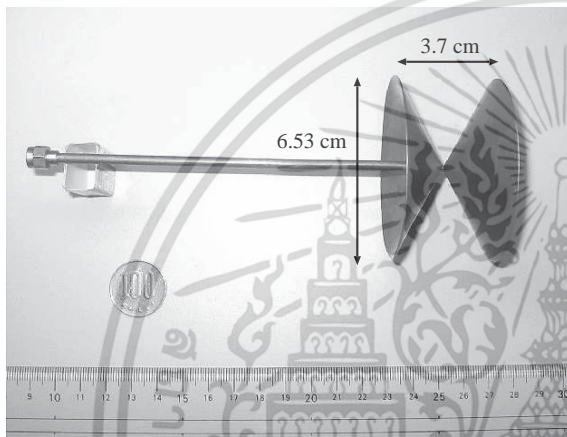


Fig. 5. Biconical antenna structure.

impairments of the antenna characteristics are included in the measured results. The transfer function of biconical antenna at each direction is evaluated by using evaluation scheme that proposing in [10]-[13].

### C. Experimental Results

In this section, the transmission losses of ground reflection channels for the optimum and isotropic templates are evaluated compared with Ref. [15] and Ref. [16] which use the same of antenna transfer function. Figure 6 and 7 show the transmission losses of the 1 m Tx and Rx antenna heights along the T-R separation distance from 0.1 to 100 m for the 500 MHz and 7.5 GHz spectral bandwidths, respectively. In this case the considered T-R separation distance is before the break point. The transmission losses are similar for 500 MHz spectral bandwidth and are more different for 7.5 GHz spectral bandwidth. The transmission loss of 500 MHz spectral bandwidth has the fading more than that of 7.5 GHz spectral bandwidth. The path loss exponent of each transmission loss is equal to 2.

TABLE I  
EXPERIMENTAL SETUP PARAMETERS.

Parameter	Value
Frequency range	3 GHz to 11 GHz
Number of frequency points	1601
Dynamic range	80 dB
Tx and Rx antenna height	1.75 m
Distance between Tx and Rx	1 m
Tx and Rx rotation range	0° to 360°
Tx and Rx rotation step	5°
Tx and Rx rotation cut	E-plane

The transmission losses of the 0.1 m Tx and Rx antenna heights along the T-R separation distance from 0.1 to 100 m for the 500 MHz and 7.5 GHz spectral bandwidths are shown in Fig. 8 and 9, respectively. In this case the considered T-R separation distance is both before and after the break point. The transmission losses have fading at the distance before the breakpoint and linearly increase along  $\log d$  at the distance after the breakpoint. The path loss exponent of each transmission loss at the distance before the break point is equal to 2. After the break point, the path loss exponent of each transmission loss is equal to 4.

### IV. CONCLUSIONS

This paper has presented how to evaluate the transmission loss of UWB-IR with two path channel, which includes the transmit waveform, the antenna radiation, reflection propagation, and the receiver correlator template. By using the definition, we have evaluated transmission of biconical antenna. The results are compared with Ref. [15] and Ref. [16]. This scheme may be effective especially to evaluate the deployable antenna with non-ideal frequency characteristics of the return loss and the directivity. This approach can be easily extended to the multipath environment as well. There are two key issues: One is the focus of this paper, i.e. the antenna transfer function is angular-dependent. The other one is that the propagation channel is also angular dependent at both Tx and Rx.

### REFERENCES

- [1] 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.
- [2] J.D. Taylor, "Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems," CRC press, London, UK, pp. 670, 1995.
- [3] OSD/DARPA, "Ultra-Wideband Radar Review Panel," Assessment of Ultra-Wideband (UWB) Technology. Arlington, VA.: DARPA, 1990.
- [4] K. Siwiak, "Ultra-Wideband Radio: Introducing a New Technology," Proc. 2001 Spring IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC), May 2001.
- [5] K. Siwiak, "Ultra-Wideband Radio: The emergence of an Important RF Technology," Proc. 2001 Spring IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC), May 2001.
- [6] K. Siwiak, "Impact of Ultra Wideband Transmissions on a Generic Receiver," Proc. 2001 Spring IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC), May 2001.
- [7] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding UWB Transmission Systems," First Report, FCC 02-48, Apr. 2002.
- [8] 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 Commun., no. 22, pp. 197-317, 2002.

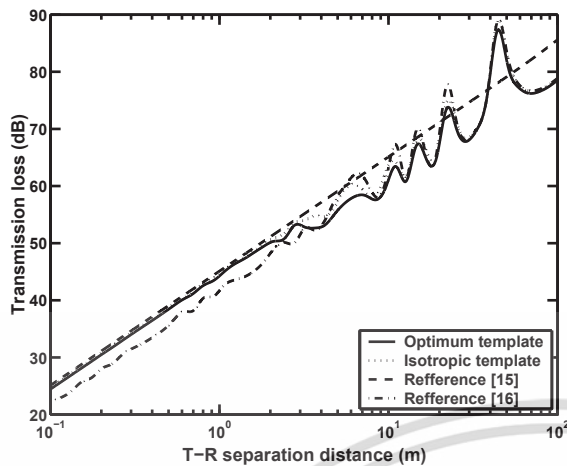


Fig. 6. Transmission losses of the 1 m Tx and Rx antenna heights along the T-R separation distance from 0.1 to 100 m for the 500 MHz spectral bandwidth.

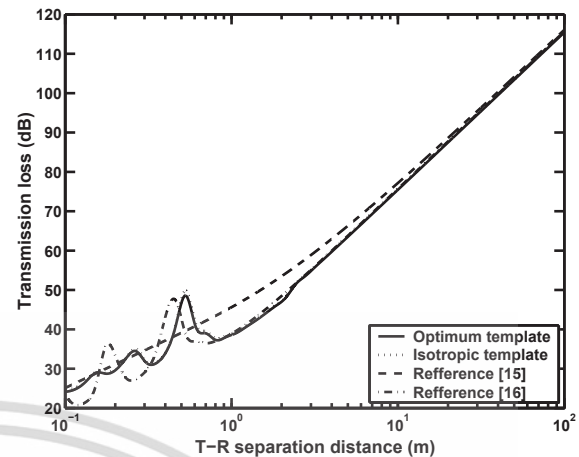


Fig. 8. Transmission losses of the 0.1 m Tx and Rx antenna heights along the T-R separation distance from 0.1 to 100 m for the 500 MHz spectral bandwidth.

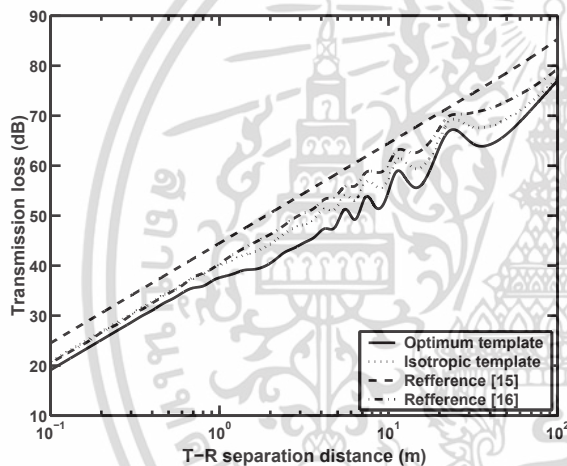


Fig. 7. Transmission losses of the 1 m Tx and Rx antenna heights along the T-R separation distance from 0.1 to 100 m for the 7.5 GHz spectral bandwidth.

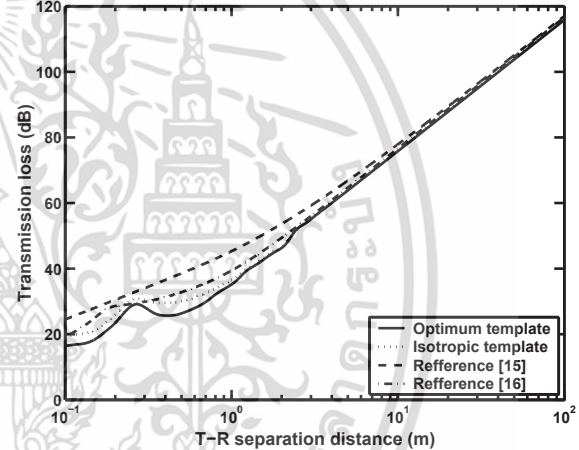


Fig. 9. Transmission losses of the 0.1 m Tx and Rx antenna heights along the T-R separation distance from 0.1 to 100 m for the 7.5 GHz spectral bandwidth.

- [9] H. T. Friis, "A Note on a Simple Transmission Formula," Proc. IRE, vol. 34, no. 5, pp. 254-256, May 1946.
- [10] J. Takada, S. Promwong and W. Hachitani, "Extension of Friis' transmission formula for ultra-wideband systems," IEICE Tech. Rep., WBS2003-8/MW2003-20, May 2003.
- [11] S. Promwong, W. Hachitani, J. Takada, P. Supanakoon, and P. Tangtisanon "Experimental Study of Ultra-Wideband Transmission Based on Friis' Transmission Formula," The Third International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT) 2003, vol. 1, pp. 467-470, Sept. 2003.
- [12] S. Promwong, W. Hachitani, and J. Takada, "Free Space Link Budget Evaluation of UWB-IR Systems," Proc. 2004 Int. Workshop Ultra Wideband Syst. Conf. Ultra Wideband Syst. Tech. (Joint UWBST & IWUWBS 2004), Kyoto, Japan, pp. 312-316, May 2004.
- [13] S. Promwong, W. Hachitani, and J. Takada, "Experimental evaluation

- scheme of UWB antenna performance," Tech. on Instrumentation and Measurements, IEE Japan, IM-03-35, June 2003.
- [14] United States of America, "Path loss calculations for ultra-wideband signals in indoor environments," ITU-R Document 3K/30-E, pp. 1-14, Nov. 2003.
- [15] K. Siwiak, H. Bertoni and S. M. Yano, "Relation between Multipath and Wave Propagation Attenuation," Electronics Letters, vol. 39, pp. 142-143, Jan. 2003.
- [16] 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, Jan.-Sept. 2004.
- [17] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon and P. Tangtisanon, "Theoretical Ground Reflection Model for UWB Communication Systems," International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT), pp. 1208-1212, Oct. 2004.


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ON KO CHI SHIN  
-----温故知新-----

Innovative Embedded Technology Learn from the History

# ICESIT2012

**2012 International Conference  
on Embedded Systems and Intelligent Technology**  
January 27-29, 2012  
Nara Prefecture New Public Hall, Nara, Japan



Sponsored by  
Thai Embedded Systems Association (TESA)  
In cooperate with  
Engineering Science Society, The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers (IEICE-E88)

<http://agano.naist.jp/icesit2012/>

**TESA** **EIC**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Link Budget Evaluation Scheme of Ultra Wideband Two path Model for WPAN Communications

Borromwut Rankhamrat<sup>1,2</sup>, Sura Gaintanasilp<sup>2</sup>, Chalermpan Fongsamut<sup>3</sup> and Sathaporn Promwong<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering,

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

<sup>2</sup>MCOT Public Company Limited, 63/1 Rama IX Road, Huaykwang, Bangkok 10310, Thailand.

<sup>3</sup>Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Burapha University, Chonburi 20131, Thailand

E-mail: Borromwut.Ra@mcot.net, chalem@eng.buu.ac.th, kpsathap@kmitl.ac.th

**Abstract**—The free space link budget estimation of the ultra wideband impulse radio (UWB-IR) was developed by using the extension of Friis' transmission formula. It considered the transmitted waveform and its distortion due to the channel and the transmitter (Tx) and receiver (Rx) antennas for the free space link budget evaluation of the UWB-IR. This paper presents the link budget evaluation formula of the two path model (2-ray) path loss in UWB-IR for the WPANs that based on the extension of Friis' transmission formula. Since the antennas are the pulse-shaping filters in UWB-IR systems, the biconical antennas are experimentally examined, especially focusing the effect of template waveforms.

**Index Terms**—: ultra wideband (UWB), WPANs, Friis' transmission formula, two path model, break point

## 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]. UWB is different from other radio frequency (RF) technologies. Instead of a modulated carrier, pulses are used in the range of the ultra wide frequency spectrum. The Federal Communication Commission (FCC) [6] in US has approved the use of a frequency spectrum ranging from 3.1 to 10.6 GHz for UWB systems. The FCC defined the UWB signal as those which have a fractional bandwidth greater than 0.20 or a bandwidth greater than 500 MHz measured at -10 dB points. The power density of the UWB signal is considered to be noise for other communication systems because its power spectrum is below the noise level. The UWB receiver collects the power of the received signal to rebuild the pulse. Therefore, UWB radio technology can exist with other RF technologies without interference. Moreover, UWB radio technology is an ideal candidate that can be utilized for commercial, short-range, low power, low cost indoor communication systems such as wireless personal area networks (WPANs) [7].

In the narrowband wireless systems, Friis' transmission formula is used for the line-of-sight (LOS) link budget evaluation [8]. However, it is not directly applicable to the UWB impulse radio (IR) system as the bandwidth of the pulse is extremely wide. Moreover, the effect of waveform distortion shall be quantitatively considered in the link budget evaluation. The complex form Friis' transmission formula is extended for estimating the link budget of UWB-IR systems [9]- [13]. The

special cases of constant gain and constant aperture antennas are calculated for estimating UWB free space link budget [14]. After that, ground reflection models are developed for UWB link budget. Multi-slope wave propagation model based on UWB radio channel impulse response measurements is proposed [15]. The ground reflection model formulas based on the integration of continuous wave (CW) [16] and rectangular passband transmitted signal [17]- [18] are expressed.

In this paper, the ground reflection link budget evaluation scheme for UWB-IR is proposed. This scheme is based on the Friis' transmission formula, adapted to UWB. The experimental transmission loss of ground reflection channel for UWB-IR systems is evaluated. The transmission and the receiver template waveforms are the keys for the extension of the Friis' formula. Experimental path loss are investigated for biconical antenna and compared with Ref. [15] and Ref. [16].

## II. THEORY OF LINK BUDGET EVALUATION

### A. Extension of Friis' Transmission Formula for UWB Transmission

#### 2.1.1 Free Space Model

The Friis' transmission formula [8] has been widely used to evaluate the link budget for the narrowband LOS channels which can be written as

$$G_{\text{Friis}}(f) = \frac{P_r(f)}{P_t(f)} = G_t(f)G_r(f)G_1(f), \quad (1)$$

where  $G_r$  and  $G_t$  are the gains of the receiver (Rx) and transmitter (Tx) antennas, respectively. The free space propagation gain is expressed as

$$G_t(f) = \left( \frac{c}{4\pi fd} \right)^2, \quad (2)$$

where  $c$  is the velocity of light,  $f$  is the operating frequency and  $d$  is the transmitter-receiver (T-R) separation distance.

It is noted, however, that Eq. (1) is satisfied only at some frequency, and is not directly applicable to the UWB-IR systems. The formula shall be extended to take into account the transmission signal waveform, its distortion due to the channel, and the receiver.

The transmitted signal waveform  $v_t$  is normalized to transmitted energy of unity. That is

$$\int_{-\infty}^{\infty} v_t^2(t) dt = 1. \quad (3)$$

Friis' transmission formula is extended for calculating the UWB-IR free space link budget. For the free space model, the channel transfer function  $H_{c,f}$  is expressed as

$$H_{c,f}(f, d) = H_f(f, d) \mathbf{H}_r(f, \frac{\pi}{2}, \pi) \cdot \mathbf{H}_t(f, \frac{\pi}{2}, 0), \quad (4)$$

where  $H_f$  is the free space transfer function which is expressed as

$$H_f(f, d) = \frac{c}{4\pi f d} e^{-j2\pi f d/c}. \quad (5)$$

The complex transfer function vector of the antenna  $\mathbf{H}_a$  relative to the isotropic antenna towards the  $(\theta, \varphi)$  direction

$$\mathbf{H}_a(f, \theta, \varphi) = \hat{\theta} H_{a\theta}(f, \theta, \varphi) + \hat{\varphi} H_{a\varphi}(f, \theta, \varphi), \quad (6)$$

where  $a = r$  or  $t$ ,  $\theta$  and  $\varphi$  are the azimuthal and polar angles of the spherical coordinates. Unit vectors  $\hat{\theta}$ ,  $\hat{\varphi}$  express the polarization and are defined with respect to the local spherical coordinates of the antennas.

The received input voltage  $v_r(t)$  of free space model is given as

$$v_r(t, d) = \int_{-\infty}^{\infty} H_{c,f}(f, d) V_t(f) e^{j2\pi f t} df, \quad (7)$$

where  $V_t(f)$  is the spectral density of the transmitted signal that is calculated by using Fourier transform of its time domain waveform as

$$V_t(f) = \int_{-\infty}^{\infty} v_t(t) e^{-j2\pi f t} dt. \quad (8)$$

### 2.1.2 Ground Reflection Model

For 2-ray model, the channel transfer function  $H_{c,2\text{-ray}}$  of the direct and ground reflection paths,  $H_{c,d}$  and  $H_{c,g}$ , are superimposed as

$$H_{c,2\text{-ray}}(f, d) = H_{c,d}(f, d) + H_{c,g}(f, d), \quad (9)$$

$$H_{c,d}(f, d) = H_f(f, d) \mathbf{H}_r(f, \pi - \theta_d, \pi) \cdot \mathbf{H}_t(f, \theta_d, 0), \quad (10)$$

$$H_{c,g}(f, d) = H_f(f, d'') \mathbf{H}_r(f, \theta_g, \pi) \cdot \mathbf{\Gamma}(\theta_g, 0) \cdot \mathbf{H}_t(f, \theta_g, 0), \quad (11)$$

where  $\theta_d$  and  $\theta_g$  are the polar angle of the direct and reflection paths at the Tx antenna which is calculated by

$$\theta_d = \pi - \tan^{-1} \left( \frac{d}{h_t - h_r} \right), \quad (12)$$

$$\theta_g = \pi - \tan^{-1} \left( \frac{d}{h_t + h_r} \right). \quad (13)$$

The distances of the direct and ground reflection paths,  $d'$  and  $d''$ , can be calculate by using

$$d' = \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2}, \quad (14)$$

$$d'' = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2}, \quad (15)$$

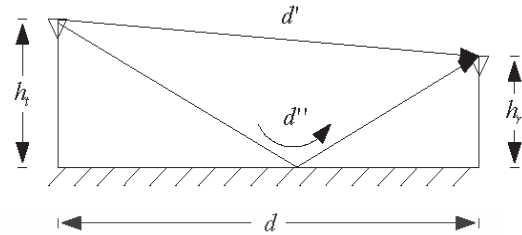


Fig. 1. Ground reflection model.

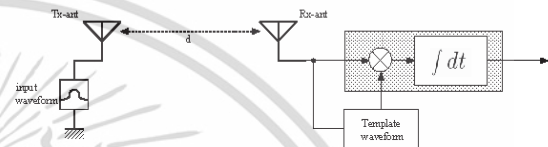


Fig. 2. Block diagram of UWB transmission model for WPAN.

where  $h_t$  and  $h_r$  are the Tx and Rx antenna heights, respectively. The ground reflection model is shown in Fig. 1.

The dyadic reflection coefficient of the ground is

$$\mathbf{\Gamma}(\theta_g, \phi_g) = \hat{\theta} \hat{\theta} \Gamma_{\theta\theta}(\pi - \theta_g) + \hat{\varphi} \hat{\varphi} \Gamma_{\varphi\varphi}(\pi - \theta_g). \quad (16)$$

The  $\Gamma_{\theta\theta}$  and  $\Gamma_{\varphi\varphi}$  are Fresnel reflection coefficients of parallel and perpendicular polarizations given as

$$\Gamma_{\theta\theta}(\theta_1) = \frac{\cos \theta_1 - \sqrt{\frac{1}{\epsilon_r} - \frac{1}{\epsilon_r^2} \sin^2 \theta_1}}{\cos \theta_1 + \sqrt{\frac{1}{\epsilon_r} - \frac{1}{\epsilon_r^2} \sin^2 \theta_1}}, \quad (17)$$

$$\Gamma_{\varphi\varphi}(\theta_1) = \frac{\cos \theta_1 - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_1}}{\cos \theta_1 + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_1}}, \quad (18)$$

where  $\theta_1$  is the incident angle.

The received input voltage  $v_r(t)$  of ground reflection model is given as

$$v_r(t, d) = \int_{-\infty}^{\infty} H_{c,2\text{-ray}}(f, d) V_t(f) e^{j2\pi f t} df. \quad (19)$$

### B. Correlation Receiver

Let us consider a correlation receiver shown in Fig. 2. The output SNR is dependent on the choice of the template waveform. The correlator output is therefore expressed as

$$v_o(\tau, d) = \int_{-\infty}^{\infty} v_r(t, d) h_w(t - \tau, d) dt, \quad (20)$$

where  $h_w$  is the template waveform,  $\tau$  corresponds to the timing of the template waveform, and the optimum timing  $\tau_o$  chosen as

$$\tau_o = \arg \max_{\tau} v_o(\tau, d). \quad (21)$$

Hereafter  $h_w$  is normalized as

$$\int_{-\infty}^{\infty} h_w^2(t, d) dt = 2B, \quad (22)$$

where  $B$  is the signal bandwidth, so that the output noise power is constant, that is  $N_o B$  W, where  $N_o/2$  is the power spectral density of AWGN.

### 2.2.1 Optimum Template Correlation Receiver

Under the constraint of Eq. (22),  $v_o(\tau_o, d)$  is maximized when  $h_w$  is a time-reversed and scaled version of  $v_r$ , i.e.

$$h_{wo}(t, d) = \frac{\sqrt{2B}v_r(\tau_o - t, d)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} v_r^2(t, d) dt}}, \quad (23)$$

where  $\tau_o$  is usually chosen so that  $h_{wo}(t, d) = 0$  for  $t < 0$  to satisfy the causality.  $h_{wo}$  is called the optimum template waveform. It is noted that the link budget evaluation is identical to that in Ref. [10]-[13] when  $h_{wo}$  is used as the receiver template.

### 2.2.2 Isotropic Template Correlation Receiver

It is obvious from Eq. (23) that the optimum template waveform is not the simple time-reversed version of the transmitter waveform. It is not always feasible to adapt the template waveform to the angular-dependent antenna and the reflection characteristics, since the waveform shall be generated at the clock rate of tens of gigahertz. Therefore, we consider an isotropic template waveform  $h_{wi}$ . In this paper we have chosen  $h_{wi}$  that is optimum for the isotropic and the constant gain antennas in free space, i.e.

$$h_{wi}(t, d) = \frac{\sqrt{2B}v_{r-iso}(\tau_o - t, d)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} v_{r-iso}^2(t, d) dt}}, \quad (24)$$

where

$$v_{r-iso}(t, d) = \int_{-\infty}^{\infty} H_r(f, d) V_t(f) e^{j2\pi f t} df \quad (25)$$

is the received input voltage of the channel for free space including the isotropic antennas and the transmitted signal.

### C. Transmission Loss

The transmission loss for UWB-IR systems is considered in the time domain. Defining the UWB-IR transmission loss  $PL$  by the ratio between the energy of the transmitted signal and the signal at the output of the correlation receiver. Since the transmitted energy is unity from Eq. (3), the UWB-IR transmission loss in dB can be expressed as shown below

$$PL(d)[dB] = -10 \log \left[ \int_{-\infty}^{\infty} v_r^2(t, d) dt \right]. \quad (26)$$

## III. EXPERIMENTAL TRANSMISSION LOSS EVALUATION

In this section, the transmission loss with the biconical antenna is evaluated based on the previous section.

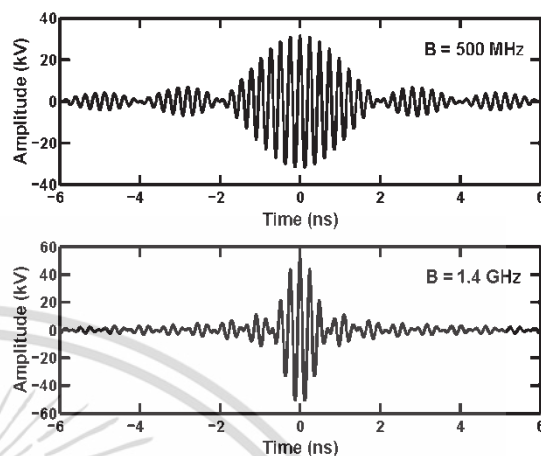


Fig. 3. UWB Transmitted waveforms.

### A. Transmitted Waveform

The effect of the waveform distortion is more obvious when the bandwidth is wider. We considered the impulse radio signal with the center frequency is at the center of the lower band of preliminary UWB-IR transmission mask for the impact analysis of Japan. That is  $f_c = 4.1$  GHz. Two cases of the spectral bandwidths are considered. The bandwidths are set to be  $B = 500$  MHz and 1.4 MHz, which are the minimum UWB-IR bandwidth defined by FCC and the maximum UWB-IR bandwidth of the lower band. The UWB transmitted signal in the simulation was the passband rectangular pulse. Figure 3 shows the transmitted pulse waveforms with 500 MHz and 1.4 GHz bandwidths. The expression of this pulse in the time domain  $v_t(t)$  and its spectral density function  $V_t(f)$  were

$$v_t(t) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{B}} \begin{bmatrix} f_H \text{sinc}(2f_H t) \\ -f_L \text{sinc}(2f_L t) \end{bmatrix}, \quad (27)$$

$$V_t(f) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2B}} & |f| - f_c \leq \frac{B}{2} \\ 0 & |f| - f_c > \frac{B}{2} \end{cases}, \quad (28)$$

where  $\text{sinc}(x) = \text{sin}(\pi x)/(\pi x)$ ,  $f_L = f_c - B/2$  and  $f_H = f_c + B/2$  are the lower and upper frequencies. This transmitted signal waveform has the unity energy that correspond to Eq. (3).

### B. Experimental Setup

An UWB ground reflection channel transfer function was measured as  $S_{21}$  in the frequency domain by using a vector network analyzer (VNA) in an open area. The metallic plate is laid on the ground. The VNA was operated in the response measurement mode, where Port-1 was the Tx port and Port-2 was the Rx port, respectively. Both Tx and Rx antennas were fixed at the heights of 0.75 m and 2 m. The measurement T-R separation distance is ranged from 1 m to 5 m with 0.25 m distance increment step. The setup was sketched in Fig. 4.

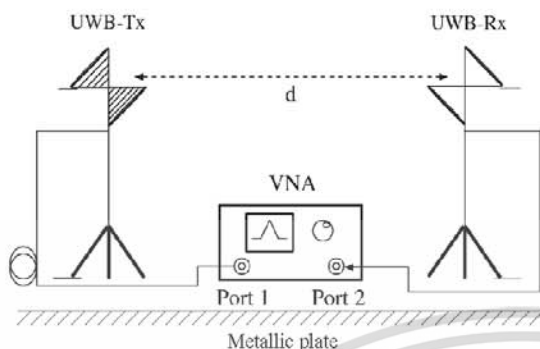


Fig. 4. The instrument setup.

TABLE I  
EXPERIMENTAL SETUP PARAMETERS.

Parameter	Value
Frequency range	3 GHz to 11 GHz
Number of frequency points	801 points
Dynamic range	80 dB
Tx and Rx antenna heights	0.75 m, 2 m
T-R separation distance range	1 m to 5 m
Distance increment step	0.25 m
Antenna polarization	Horizontal polarization

We used a biconical antenna as the Tx and Rx antennas. We have chosen this antenna for ease of fabrication, as well as its low distortion property. The experimental parameters are listed in Table I. It is noted that the calibration of the VNA is done at the connectors of the cables to be connected to the antennas. Therefore, all the impairments of the antenna characteristics are included in the measured results. The transfer function of the ground reflection channel at each T-R separation distance is evaluated by using the evaluation scheme that proposing in [9]- [13].

### C. Data Processing

For considering the transmission loss of the ground reflection channel, the two cases of the Tx and Rx antenna heights are studied. For the first case, the Tx and Rx antenna heights are set to be  $h_t = h_r = 0.75$  m. For the second case, Tx and Rx antenna heights are set to be  $h_t = h_r = 2$  m. The transmission loss presented next section was derived by using the proposed approach defined in Sec 2.6 for T-R separation distance from 1 m to 5 m with 0.25 distance increment step and the ground reflection coefficient is set to be  $-1$ .

### D. Results

In this section, the transmission losses of the ground reflection channels for the optimum and isotropic templates are evaluated compared with Ref. [15] and Ref. [16]. Figure 5 and 6 show the transmission losses of the 0.75 m Tx and Rx antenna heights along the T-R separation distance from 1 m to 5 m for the 500 MHz and 1.4 GHz spectral bandwidths, respectively. In this case, the transmission loss of

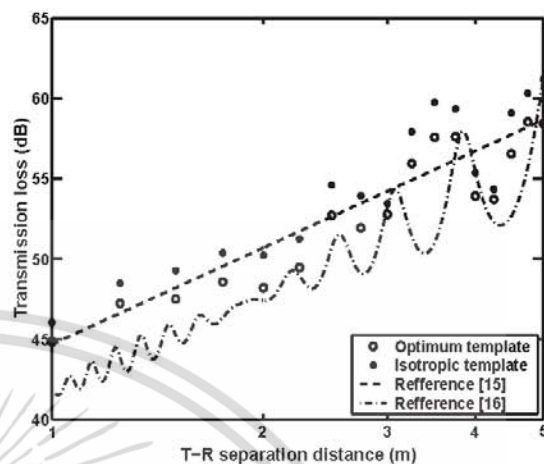


Fig. 5. Transmission losses of the 0.75 m Tx and Rx antenna heights along the T-R separation distance from 1 m to 5 m for the 500 MHz spectral bandwidth.

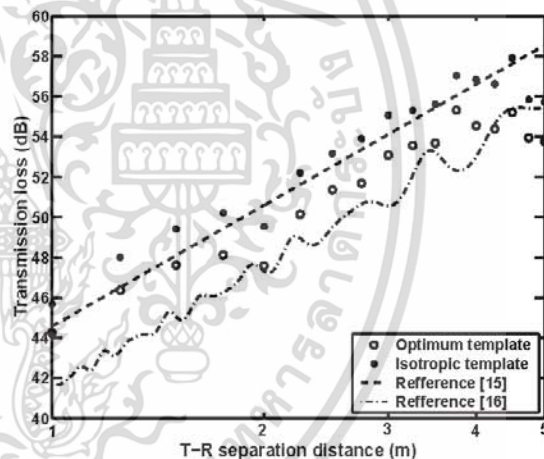


Fig. 6. Transmission losses of the 0.75 m Tx and Rx antenna heights along the T-R separation distance from 1 m to 5 m for the 1.4 GHz spectral bandwidth.

500 MHz spectral bandwidth has the fading more than that of 1.4 GHz spectral bandwidth. The path loss exponent of each transmission loss is equal to 2.

The transmission losses of the 2 m Tx and Rx antenna heights along the T-R separation distance from 1 m to 5 m for the 500 MHz and 1.4 GHz spectral bandwidths are shown in Fig. 7 and 8, respectively. In this case, the transmission losses of 500 MHz and 1.4 GHz spectral bandwidth have almost the same fading characteristic. The path loss exponent of each transmission loss is also equal to 2.

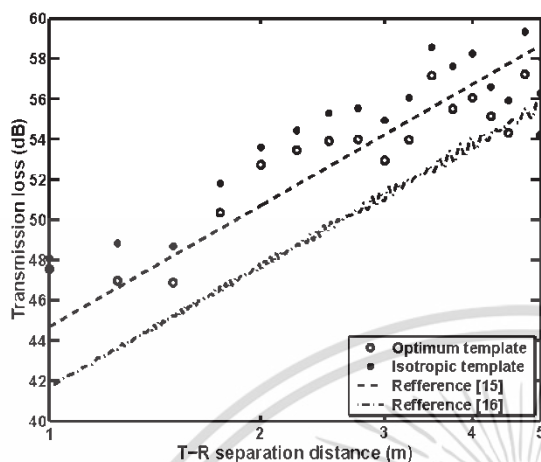


Fig. 7. Transmission losses of the 2 m Tx and Rx antenna heights along the T-R separation distance from 1 m to 5 m for the 500 MHz spectral bandwidth.

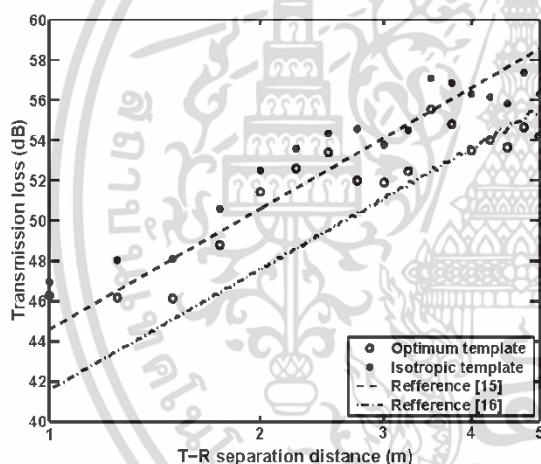


Fig. 8. Transmission losses of the 2 m Tx and Rx antenna heights along the T-R separation distance from 1 to 5 m for the 1.4 GHz spectral bandwidth.

#### IV. CONCLUSIONS

This paper has presented how to evaluate the UWB transmission loss with two path model for WPAN communications, which includes the transmitted waveform, the antennas, the ground reflection propagation, and the receiver correlator template. By using the definition, we have evaluated the transmission loss of the biconical antenna. The results are compared with Ref. [15] and Ref. [16]. This scheme may be effective especially to evaluate the deployable antenna with non-ideal frequency characteristics of the return loss and the directivity.

#### REFERENCES

- [1] J.D. Taylor, *Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems*, (CRC press, London, UK) pp. 670, 1995.
- [2] OSD/DARPA, "Ultra-Wideband Radar Review Panel." *Assessment of Ultra-Wideband (UWB) Technology*, Arlington, VA: DARPA, 1990.
- [3] K. Siwiak, "Ultra-Wide Radio: Introducing a New Technology," *Proc. 2001 Spring IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC)* vol. 2, pp. 1088-1093, 2001.
- [4] K. Siwiak, P. Withington, S. Phelan, "Ultra-Wide Radio: The Emergence of An Important RF Technology," *Proc. 2001 Spring IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC)* vol. 2, pp. 1169-1172, 2001.
- [5] K. Siwiak, "Impact of ultra wide band transmissions on a generic receiver," *Proc. 2001 Spring IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC)* vol. 2, pp. 1181-1183, 2001.
- [6] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding UWB Transmission Systems," *First Report and Order*, FCC 02-48, 2002.
- [7] J. Farserotu, A. Hutter, F. Platbrood, J. Gerrits, and A. Pollini, "UWB Transmission and MIMO Antenna Systems for Nontadic User and Mobile PAN," *Wireless Personal Commu.*, no. 22, pp. 197-317, 2002.
- [8] I.L.T Friis, "A Note on a Simple Transmission Formula," *Proc. IRE*, Vol 34, no 5, pp. 254-256, 1946.
- [9] J. Takada, S. Promwong, and W. Hachitani, "Extension of Friis' transmission formula for ultra-wideband systems," *IEICE Tech. Rep.*, WBS2003-8/MW2003-20, 2003.
- [10] S. Promwong, W. Hachitani, J. Takada, P. Supanakoon and P. Tangtisanon, "Experimental Study of Ultra-Wideband Transmission Based on Friis' Transmission Formula," *The Third International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT) 2003*, vol. 1, pp. 467-470, 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, 2004.
- [12] S. Promwong, W. Hachitani and J. Takada, "Free Space Link Budget Evaluation of UWB-IR Systems," *Proc. 2004 Int. Workshop Ultra Wideband Syst. Conf. Ultra Wideband Syst. Tech. (Joint UWBST & IWUWBS 2004)*, Kyoto, Japan, pp. 312-316, 2005.
- [13] S. Promwong, W. Hachitani and J. Takada, "Experimental evaluation scheme of UWB antenna performance," *Tech. on Instrumentation and Measurements, IEE Japan*, IM-03-35, 2003.
- [14] ITU-R, "Path loss calculations for ultra-wideband signals in indoor environments," *ITU-R Document 3K/30-E*, pp. 1-14, 2003.
- [15] K. Siwiak, H. Bertoni and S.M. Yano, "Relation between Multipath and Wave Propagation Attenuation," *Electronics Letters*, vol. 39, pp. 142-143, 2003.
- [16] 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, 2004.
- [17] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon and P. Tangtisanon, "Theoretical Ground Reflection Model for UWB Communication Systems," *International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT)*, pp. 1208-1212, 2004.
- [18] 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, 2004.

# ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นายบรมวุฒิ ราษฎร์ตัน  
วัน เดือน ปีเกิด 3 มิถุนายน 2508 กรุงเทพมหานคร  
ที่อยู่ 271 หมู่ 13 ซอยแผ่นดินไทย ถนนกสิกรทุ่งสร้าง ต.ศิลา อ.เมือง  
จ.ขอนแก่น 40000

## ประวัติการศึกษา

ปริญญาตรี วิทยาศาสตร์บัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์  
มหาวิทยาลัยราชภัฏเลย

## ประวัติการทำงาน

พ.ศ.2554 - ปัจจุบัน ช่างอิเล็กทรอนิกส์อาวุโส ส่วนวิจัยและพัฒนา บมจ. อสมท  
พ.ศ.2552 - 2554 หัวหน้าสถานีเครื่องส่งโทรทัศน์จังหวัดเลย  
พ.ศ.2550 - 2552 หัวหน้าสถานีเครื่องส่งโทรทัศน์และซ่อมบำรุงจังหวัดขอนแก่น  
พ.ศ.2545 - 2550 หัวหน้าแผนกซ่อมบำรุง ศูนย์วิศวกรรมภาคตะวันออกเฉียงเหนือ  
พ.ศ.2531 - 2545 ช่างอิเล็กทรอนิกส์ ระดับ 4-7 แผนกซ่อมบำรุง ศูนย์วิศวกรรม  
ภาคตะวันออกเฉียงเหนือ  
พ.ศ.2530 - 2531 ครูอัตราจ้าง สถาบันเทคโนโลยีและอาชีวศึกษาวิทยาเขตเทคนิคขอนแก่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้