

การศึกษาคล่องวัตถุปดดินส่งผ่านแถบกว้างยิ่ง
สำหรับระบบวีดียกว้างพิสัยใกล้

EXPERIMENTAL STUDY OF UWB TRANSMISSION WAVEFORM
FOR SHORT RANGE WL-MEDIA SYSTEM



วิทยานิตนฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2559

KMITL-2016-EN-M-010-158

การศึกษาทดลองวัดรูปคลื่นส่งผ่านแถบกว้างยิ่ง
สำหรับระบบมีเดียกว้างพิสัยใกล้

EXPERIMENTAL STUDY OF UWB TRANSMISSION WAVEFORM
FOR SHORT RANGE WI-MEDIA SYSTEM



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2559

KMITL-2016-EN-M-010-158

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EXPERIMENTAL STUDY OF UWB TRANSMISSION WAVEFORM
FOR SHORT RANGE WI-MEDIA SYSTEM



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2016

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2016

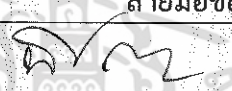




FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การศึกษาทดลองวัดรูปคลื่นการส่งผ่านแถบกว้างยิ่งสำหรับระบบมัลติมีเดียกว้างพิสัยใกล้
Thesis Title Experimental Study of UWB Transmission Waveform for Short Range Wi-Media System
นักศึกษา นายอภิษฐ์ สิริลาภวรชัย
รหัสประจำตัว 54611837
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ดร.สถาพร พรหมวงศ์
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2016-EN-M-010-158

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.พิชญ	สุพรรณกุล	
ผศ.ดร.สุทธิชัย	นพนาศิพงษ์	
ศ.ดร.ประยูทธ	อัครเอกมาลิน	
รศ.ดร.สุวิพล	สิทธิชีวภาค	
ดร.สถาพร	พรหมวงศ์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 25 กรกฎาคม พ.ศ. 2559 เวลา 13.00-15.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 4

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ฉบับตี คณะวิศวกรรมศาสตร์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
วันที่ 25 กรกฎาคม พ.ศ. 2559

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาทดลองวัดรูปคลื่นส่งผ่านแถบกว้างยิ่งสำหรับระบบมีเดีย กว้างพิสัยใกล้
นักศึกษา	นายอภิษฐ์ สิริลาภวรชัย
รหัสนักศึกษา	54611837
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2559
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ดร.สถาพร พรหมวงศ์

บทคัดย่อ

ระบบวิทยุอิมพัลส์แถบกว้างยิ่ง (Ultra Wideband Impulse Radio: UWB-IR) สามารถทำให้เกิดความผิดเพี้ยนได้มากเมื่อผ่านช่องสัญญาณ ถึงแม้ว่าจะเป็นการส่งผ่านในอวกาศว่างก็ตาม เพราะสาเหตุเนื่องมาจากการกระจายตามความถี่ของสายอากาศ ดังนั้นจึงเป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องเข้าใจในเรื่องคุณสมบัติของสายอากาศที่มีผลกระทบต่อความผิดเพี้ยนของรูปคลื่น วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาการส่งผ่านในอวกาศว่างในระบบ UWB-IR ซึ่งโดยปกติแล้วการเชื่อมโยง (Link budget) จะใช้การประเมินผลโดยการใช้สูตรการส่งผ่านของฟรีส (Friis) ถึงอย่างไรก็ตามสูตรการส่งผ่านของฟรีสไม่สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานกับระบบการส่งผ่าน UWB-IR ได้โดยตรงสูตรการประเมินผลการเชื่อมโยงจึงได้ขยายมาจากสูตรการส่งผ่านของฟรีสทั่วไปโดยได้คำนึงถึง รูปคลื่นที่ใช้ส่ง ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นอันเนื่องมาจากสายอากาศ ช่องสัญญาณ และได้นำเสนอเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ที่เหมาะสมที่สุด (Optimum correlation receiver) เนื่องจากสายอากาศมีความสำคัญต่อการสร้างตัวกรองรูปร่างพัลส์ในระบบ UWB-IR ดังนั้นจึงทำการตรวจสอบผลการทดลองของสายอากาศชนิดต่างๆ และให้ความสำคัญโดยเฉพาะอย่างยิ่งผลกระทบของรูปคลื่นต้นแบบ

Thesis Title	Experimental Study of UWB Transmission Waveform for Short Range Wi-Media System
Student	Mr. Akanit Lapworachai
Student ID.	54611837
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunication Engineering
Year	2016
Thesis Advisor	Dr. Sathaporn Promwong

ABSTRACT

Ultra wideband impulse radio (UWB-IR) system can be extremely distorted through a channel even for free space transmission because of antenna dispersion. Therefore, the understand of antenna characteristics, which effects on waveform distortion, is necessary. This thesis studies the free space transmission waveform in UWB-IR system. The free space link budget is usually evaluated by using the Friis' transmission formula. However, it is not directly applicable to the UWB-IR transmission system. The link budget evaluation formula attended from conventional Friis' transmission that take into account the transmitted waveform, its distortion due to the antennas, the channel and the correlation receiver is proposed. Since the antenna are significant pulse-shaping filters in UWB-IR system, the various kinds of the antennas are experimentally examined, especially focused on the effect of the template waveforms.

กิตติกรรมประกาศ

เนื่องด้วยวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณท่านอาจารย์ ดร.สถาพร พรหมวงศ์ ผู้ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ของข้าพเจ้า เนื่องด้วยความอนุเคราะห์ อบรมสั่งสอน ชี้แนะแนวทางเกี่ยวกับงานวิจัย ตลอดจนความห่วงใยที่คอยสอบถามปัญหาของงานวิจัย ตลอดมา ข้าพเจ้ามีความซาบซึ้งใจต่อท่านอาจารย์ จึงขอกราบขอบพระคุณอาจารย์อย่างสูง

ขอกราบพระคุณ ผศ.ดร.พิชญ์ สุพรรณกุล ที่ให้ความช่วยเหลือทางด้านการวิเคราะห์ผลการทดลองวิจัย ตลอดจน ท่านคณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณสมาชิกในห้องปฏิบัติการวิจัยระบบวิทยุแถบกว้างยิ่ง (UWBR5-Lab) ทุกท่านที่ คอยให้คำแนะนำ ให้ความช่วยเหลือ มอบไมตรีจิตและมิตรภาพที่ดีแก่ข้าพเจ้าเสมอมา

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อบรรยงค์ คุณแม่น้ำทิพย์ และนางสาวกมลทิพย์ สิริลาภารชัย แม่บุญธรรม นางสาวจิราพร แกนศิริธัญ รวมถึง ญาติ พี่น้องทุกคน ที่เป็นคอยสนับสนุน การศึกษา อบรมบ่มเพาะและเป็นกำลังใจและให้คำปรึกษาในทุกๆเรื่อง ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณความดีและประโยชน์ที่พึงบังเกิดมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นผลมาจากความกรุณาของ บิดา มารดา คณาจารย์ทุกท่านผู้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และผู้สนับสนุน ข้าพเจ้าจึงขอยกคุณ ความดีเหล่านั้นมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

อกนิษฐ์ สิริลาภารชัย

สารบัญ (ต่อ)

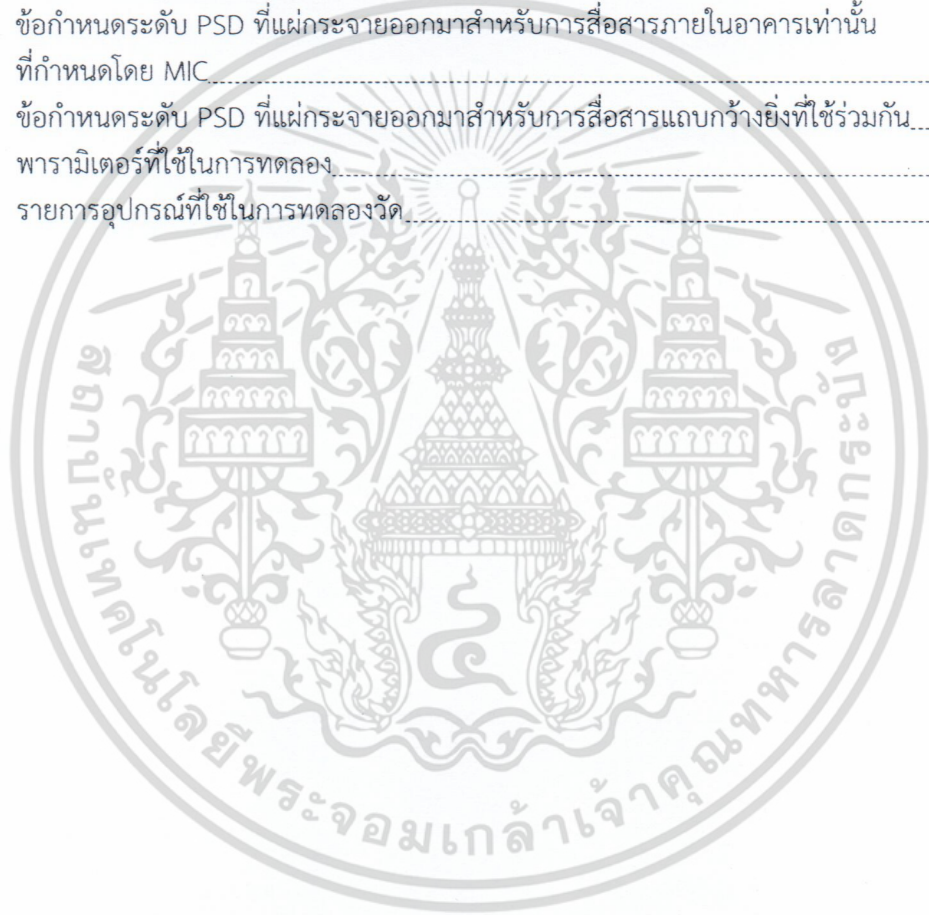
	หน้า
3.3 เครื่องรับสหสัมพันธ์.....	20
3.4 ความเป็นไปได้ของเครื่องรับสหสัมพันธ์ที่เหมาะสมที่สุด.....	21
3.5 ความพี้ยนของรูปคลื่น.....	21
3.6 อัตราขยายการส่งผ่าน.....	22
3.7 รูปคลื่นสัญญาณส่งของแถบกว้างยิ่ง.....	22
3.8 สรุป.....	26
บทที่ 4 แบบแผนการทดลองวัดและการทดลองวัดช่องสัญญาณ	
ความผิดเพี้ยนเนื่องจากสายอากาศ.....	27
4.1 บทนำ.....	27
4.2 ขั้นตอนในการเตรียมการทดลอง.....	28
4.2.1 เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์.....	28
4.2.2 สายอากาศแบบกรวยคู่ (Biconical antenna).....	28
4.2.3 สายอากาศไดโพลระยะคาบล็อก (Log Periodic Dipole Antenna).....	30
4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง.....	32
4.4 เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง.....	33
4.5 ขั้นตอนและวิธีการในการทดลอง.....	34
4.6 สรุป.....	34
บทที่ 5 ผลการทดลองและ วิเคราะห์ผล	35
5.1 บทนำ.....	35
5.2 ผลการทดลองวัดและการวิเคราะห์.....	35
5.2.1 อัตราขยายการส่งผ่าน.....	35
5.2.2 การประวิงกลุ่ม (Group Delay).....	35
5.2.3 ตัวอย่างรูปคลื่นที่รับได้.....	39
5.2.4 อัตราขยายการส่งผ่านตามมาตรฐานของ FCC และแถบความถี่ร่วม.....	39
5.3 สรุปผลการทดลอง.....	42
บทที่ 6 สรุปผลการทดลองวิจัยและงานวิจัยในอนาคต	43
6.1 บทนำ.....	43
6.2 ผลการทดลอง.....	43
6.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางการวิจัยพัฒนา.....	44
เอกสารอ้างอิง.....	45
ภาคผนวก ก ผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ.....	47

เอกสารนี้ **ประวัติผู้เขียน** สงวนไว้สำหรับกรณีใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ใดๆ 63

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	ข้อกำหนดในการแพร่กระจายกำลังงานโดย FCC สำหรับการใช้งานในระบบการสื่อสาร ทั้งภายในและภายนอกอาคาร..... 9
2.2	ข้อกำหนดในการแพร่กระจายกำลังงานโดย ETSI สำหรับการใช้งานในการสื่อสาร ทั้งภายในและภายนอกอาคาร..... 10
2.3	ข้อกำหนดในการแพร่กระจายกำลังงานโดย ETSI สำหรับการใช้งานในการสื่อสาร ในของระบบการสื่อสารภายในอาคาร..... 11
2.4	ข้อกำหนดระดับ PSD ที่แผ่กระจายออกมาสำหรับการสื่อสารภายในอาคารเท่านั้น ที่กำหนดโดย MIC..... 12
2.5	ข้อกำหนดระดับ PSD ที่แผ่กระจายออกมาสำหรับการสื่อสารแถบกว้างยิ่งที่ใช้ร่วมกัน..... 13
4.1	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง..... 32
4.2	รายการอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองวัด..... 33



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และให้อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	การเปรียบเทียบอัตราการใช้ข้อมูลระหว่างเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งและเทคโนโลยีอื่น ๆ [1]..... 1
1.2	การเชื่อมโยงมัลติมีเดียด้วยเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง [2]..... 2
2.1	การเปรียบเทียบแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนของระบบการสื่อสารแถบแคบ และระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง [6]..... 7
2.2	การเปรียบเทียบระดับความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง และระบบการสื่อสารแถบแคบอื่น ๆ [7]..... 8
2.3	ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมตามข้อกำหนด FCC สำหรับระบบการสื่อสาร แถบกว้างยิ่งภายในและภายนอกอาคาร [7]..... 9
2.4	ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมตามข้อกำหนด ETSI สำหรับระบบการสื่อสาร แถบกว้างยิ่งภายในและภายนอกอาคาร [8]..... 10
2.5	ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมตามข้อกำหนด ETS ที่แก้ไขใหม่ สำหรับระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง ภายในอาคาร [9]..... 11
2.6	ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมตามข้อกำหนดสำหรับการสื่อสาร ภายในอาคารที่กำหนดโดย MIC [10]..... 12
2.7	ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมตามข้อกำหนดสำหรับการสื่อสารภายในอาคาร ที่กำหนดร่วมกันโดย FCC, ETSI และ MIC..... 13
2.8	ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานกับอุปกรณ์ประเภทต่าง ๆ สำหรับการสื่อสารไร้สายแถบกว้างยิ่ง..... 15
3.1	บล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองระบบการส่งผ่านสำหรับสัญญาณแถบกว้างยิ่ง..... 20
3.2	รูปคลื่นแถบผ่านรากที่สองของโรซโคชานน์ที่ถูกนอร์มัลไลซ์ เป็นไปตามสเปกตรัมมาส์คของ FCC..... 24
3.3	ความหนาแน่นสเปกตรัมที่ถูกนอร์มัลไลซ์ของรูปคลื่นแถบผ่านรากที่สองของโรซโคชานน์ ที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาส์ค FCC..... 24
3.4	รูปคลื่นแถบผ่านรากที่สองของโรซโคชานน์ที่ถูกนอร์มัลไลซ์ เป็นไปตามสเปกตรัมมาส์คของแถบความถี่ร่วม..... 25
3.5	ความหนาแน่นสเปกตรัมที่ถูกนอร์มัลไลซ์ของรูปคลื่นแถบผ่านรากที่สองของโรซโคชานน์ ที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาส์คแถบความถี่ร่วม..... 25
4.1	บล็อกไดอะแกรมการทดลองการวัดช่องสัญญาณการผิดเพี้ยนเนื่องจากสายอากาศ..... 27
4.2	เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์ (Vector Network Analyzer)..... 28
4.3	สายอากาศกรวยคู่ที่ใช้ในการทดลองวัด..... 29
4.4	สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบกรวยคู่..... 29
4.5	อัตราขยายและเฟสของสายอากาศแบบกรวยคู่..... 30
4.6	สายอากาศไดโพลรายคาบบล็อก (Watkins-Johnson AR7-15A)..... 31
4.7	ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศไดโพลรายคาบบล็อก..... 31
4.8	แบบจำลองการวัดในห้องไร้การสะท้อนและการติดตั้งอุปกรณ์..... 32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.9 การปรับตำแหน่งของสายอากาศ LPDA ในการทดลองวัด (มุมมองด้านบน).....	33
4.10 การปรับตำแหน่งของสายอากาศ Biconical ในการทดลองวัด (มุมมองด้านบน).....	33
5.1 อัตราขยายการส่งผ่านของการเชื่อมโยง กรณีใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ และสายอากาศกรวยคู่.....	36
5.2 อัตราขยายการส่งผ่านของการเชื่อมโยง กรณีใช้สายอากาศแบบกรวยคู่และสายอากาศ ไดโพลรายคาบล๊อค.....	36
5.3 การประวิงกลุ่มกรณีใช้สายอากาศแบบกรวยคู่-กรวยคู่.....	37
5.4 การประวิงกลุ่มกรณีใช้สายอากาศแบบกรวยคู่และสายอากาศไดโพลรายคาบล๊อค.....	37
5.5 อัตราขยายการส่งผ่านตามมาตรฐานของ FCC สำหรับการเชื่อมโยง ของสายอากาศกรวยคู่และสายอากาศกรวยคู่.....	38
5.6 อัตราขยายการส่งผ่านของแถบความถี่ร่วมสำหรับการเชื่อมโยงด้วยสายอากาศกรวยคู่ และสายอากาศกรวยคู่.....	38
5.7 อัตราขยายการส่งผ่านตามมาตรฐานของ FCC สำหรับการเชื่อมโยง ของสายอากาศกรวยคู่-สายอากาศกรวยคู่.....	40
5.8 อัตราขยายการส่งผ่านตามมาตรฐานของแถบความถี่ร่วมสำหรับการเชื่อมโยง ของสายอากาศกรวยคู่-สายอากาศกรวยคู่.....	40
5.9 อัตราขยายการส่งผ่านตามมาตรฐานของ FCC สำหรับการเชื่อมโยง ของสายอากาศไดโพลรายคาบล๊อค-สายอากาศไดโพลรายคาบล๊อค.....	41
5.10 อัตราขยายการส่งผ่านตามมาตรฐานของแถบความถี่ร่วมสำหรับการเชื่อมโยง ของสายอากาศไดโพลรายคาบล๊อค-สายอากาศไดโพลรายคาบล๊อค.....	41
6.1 แถบความถี่มาตรฐานของ MB UWB ที่ใช้สำหรับเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง [21].....	43
6.2 การประยุกต์ใช้เทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งโครงข่ายไร้สายภายในบ้านพักอาศัย [21].....	44
6.3 ประยุกต์ใช้เทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งทางการแพทย์ [21].....	44

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

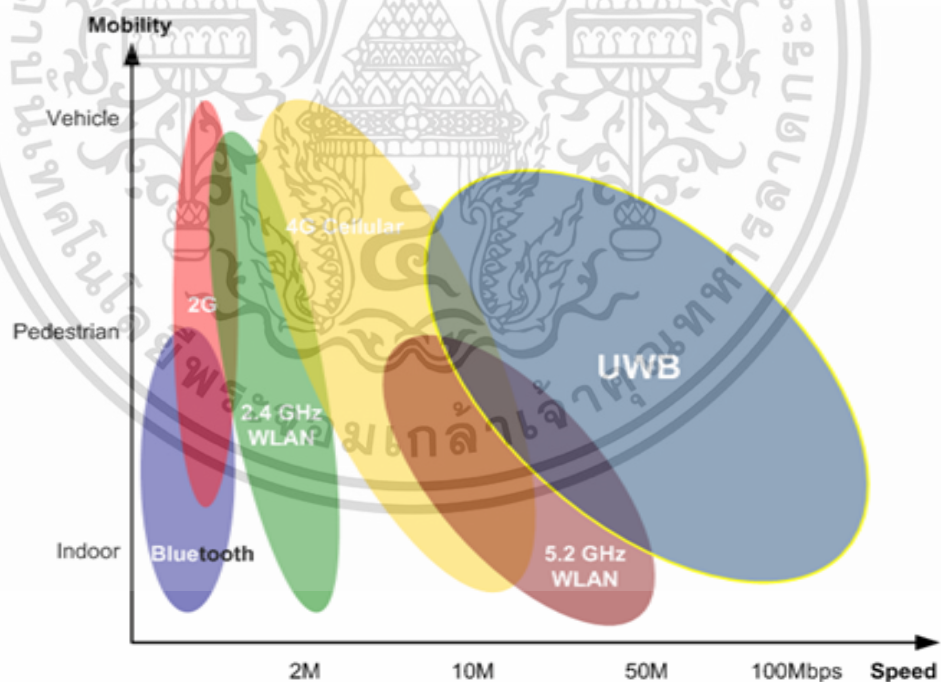
บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายที่มีความเร็วสูง จึงทำให้เข้ามามีบทบาทอย่างมากในชีวิตประจำวัน ไม่ว่าจะเป็นโครงข่ายพื้นที่ท้องถิ่นไร้สาย (Wireless Local Area Network: WLAN) และโครงข่ายพื้นที่ส่วนบุคคลไร้สาย (Wireless Personal Area Network: WPAN) เป็นต้น แต่อย่างไรก็ตามก็ได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง จนมีการกล่าวกันมากขึ้นถึงแถบกว้างไร้สาย (Wireless broadband) และมีแนวโน้มว่า จะนำมาใช้ในสถานศึกษา ในโรงพยาบาล บ้านพักอาศัย และสำนักงาน มีเทคโนโลยีหนึ่งที่ได้รับการศึกษาวิจัยกันมากในขณะนี้ นั่นก็คือเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง เพราะเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งเป็นเทคโนโลยีที่สามารถตอบสนองความต้องการผู้ใช้ได้ดีมาก โดยมีแบนด์วิดท์ที่กว้างมาก สามารถส่งข้อมูลได้สูงมาก มีความจุสูง ใช้กำลังงานการส่งข้อมูลต่ำ และต้นทุนการผลิตด้วยคุณสมบัติดังที่ได้กล่าวมาดังนี้

เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายแถบกว้างยิ่ง อยู่ในมาตรฐาน WPAN IEEE802.15.3a สำหรับความเร็วสูงกว่า 480 Mbps มีช่วงความถี่ระหว่าง 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz และมีแบนด์วิดท์ที่กว้างมากที่สุดเท่ากับ 7.5 GHz ดังแสดงในรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 การเปรียบเทียบอัตราการส่งข้อมูลระหว่างเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งและเทคโนโลยีอื่น ๆ [1]

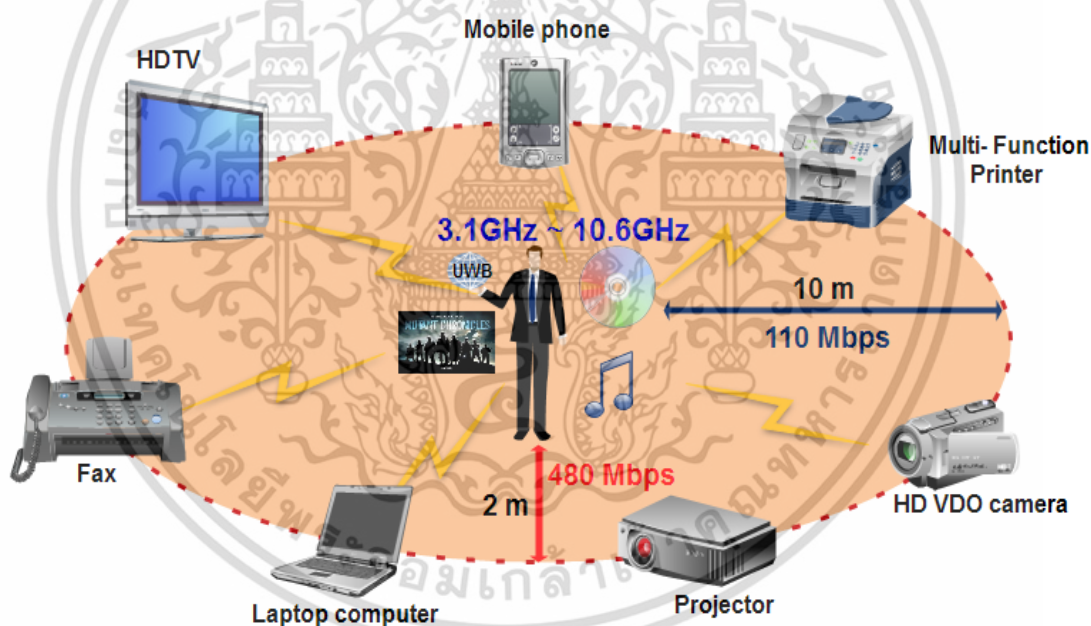
- ใช้กำลังในการส่งต่ำที่ -41.3 dBm/MHz จึงทำให้เกิดการรบกวนง่ายและถูกตรวจจับสัญญาณได้ยาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง มีอัตราการใช้พลังงานต่ำที่สุด คือ 110 Mbps ที่ระยะทาง 10 m ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การส่งสัญญาณของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งจะส่งสัญญาณในลักษณะเป็นอิมพัลส์ โดยไม่มีการนำเอาสัญญาณข้อมูลไปมอดูเลตกับสัญญาณพาห์ จึงทำให้อุปกรณ์ในระบบแถบกว้างยิ่งมีราคาถูกลง
- มีสัดส่วนของแบนด์วิดท์ (Fractional Bandwidth) ในการส่งมากกว่าหรือเท่ากับ 20 % ของแถบความถี่กลาง หรือมีการใช้แถบความถี่มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz

จากที่กล่าวมาข้างต้นจะเห็นว่าระบบการสื่อสารไร้สายแถบกว้างยิ่งจะนำไปใช้ภายในอาคารเป็นหลักเช่น (Wireless Personal Area Network: WPAN) ซึ่งในการใช้งานจริงนั้น อาจมีการใช้งานในรูปแบบอื่นที่ไม่ใช่เพียงแค่ภายในอาคารเท่านั้น มีการใช้งานในรูปแบบอื่น ๆ เช่นทางด้าน การแพทย์ และทางการทหาร เป็นต้น

ดังปัญหาที่ได้รับความสนใจของวิทยานิพนธ์นี้ก็คือ ความเพี้ยนของสัญญาณการส่งผ่านที่เกิดจากสายอากาศ และการแพร่กระจายคลื่นแถบกว้างยิ่ง เช่น เฟส อัตราการขยาย ดังที่แสดงในรูปที่ 1.2 และได้แสดงแบบแผนการทดลองวิจัย และแบบแผนการประเมินผล ในวิทยานิพนธ์นี้อย่างละเอียด



รูปที่ 1.2 การเชื่อมโยงมัลติมีเดียด้วยเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง [2]

เมื่อนำเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายแถบกว้างยิ่งมาใช้ในสภาวะแวดล้อมภายในอาคารที่มีระยะสั้น เพราะต้องการความเร็วสูงมาก โดยจะทำให้สัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากสายอากาศแล้วผ่านวัสดุที่เป็นตัวกลาง ไปยังสายอากาศด้านรับ มีการลดทอนกำลังงานลง ส่งผลกระทบต่อสัญญาณที่รับได้ อาจทำให้สัญญาณที่รับได้เกิดความผิดเพี้ยนของเฟสได้ หรืออาจจะรับสัญญาณไม่ได้เลย ดังนั้น วิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการศึกษาวิจัยถึงความเพี้ยนเชิงเฟสอันเนื่องมาจากสายอากาศและช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งในสภาวะแวดล้อมที่แตกต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ด้วยปัจจุบันนี้เทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายได้พัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็ว และเป็นปัจจัยหนึ่งที่มีบทบาทอย่างมากในการพัฒนาประเทศ และชีวิตความเป็นอยู่ในปัจจุบัน เช่น การติดต่อสื่อสารทางไกลทั้งใน ประเทศและระหว่างประเทศ การประชุมผ่านทางไกล การเรียนการสอนผ่านทางไกล การติดต่อสื่อสารส่วนบุคคล การติดต่อสื่อสารระยะสั้น ๆ ยกตัวอย่างเช่นโครงข่ายในเป็นสำนักงาน และการโครงข่ายภายในบ้านพักอาศัย เป็นต้น เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายเหล่านี้ล้วนแล้วมีความต้องการความเร็วสูงมากในการส่งผ่านข้อมูล ดังนั้นเพื่อให้ได้ตามความต้องการของเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สาย โดยเฉพาะอย่างยิ่งความกว้างของแถบความถี่ และความจุของช่องสัญญาณ จึงเป็นประเด็นการพัฒนาเข้าไปสู่เทคโนโลยี 3G, 4G, 5G และ Wi-Media ในอนาคตอันใกล้นี้ เพื่อตอบสนองความต้องการของผู้ใช้ได้อย่างสมบูรณ์ และมีประสิทธิภาพสูงสุด จึงเป็นเรื่องที่น่าสนใจมาก สำหรับการศึกษาวิจัย มีเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายมากมายที่ได้รับความสนใจ แต่มีเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง (Ultra wideband: UWB) เป็นหนึ่งในเทคโนโลยีที่ได้รับความสนใจมาก เพราะมีแถบกว้างมาก แบนด์วิดท์กว้างถึง 7.5 GHz ในช่วงความถี่ 3.10 GHz ถึง 10.60 GHz และช่วงความถี่ 7.25 GHz ถึง 8.50 GHz แบนด์วิดท์กว้างถึง 1.25 GHz ซึ่งใช้กำลังงานต่ำ ดังนั้นก่อนที่จะนำไปใช้งานจริง ให้ได้ผลประโยชน์สูงสุด ทั้งภายในอาคารสำนักงาน และโครงข่ายภายในบ้านพักอาศัย จึงต้องศึกษาวิจัย และพัฒนาให้เหมาะสม และถูกต้องให้มากที่สุด บนมาตรฐาน IEEE802.15.3a (WPAN)

ศึกษาทฤษฎีและหลักการวิเคราะห์แถบกว้างยิ่งบนพื้นฐานหลักการสูตรส่งผ่านของฟรีส (Friis's transmission formula) แต่อย่างไรก็ตามไม่สามารถนำสูตรการส่งผ่านของฟรีสมาใช้ได้โดยตรงเพราะว่าอธิบายอยู่รูปของโดเมนความถี่ จึงต้องทำการประยุกต์เอาสูตรของฟรีสมาใช้ ที่ใช้สูตรของฟรีสเพราะว่าง่ายและเป็นที่ยอมรับ ส่วนในสภาวะแวดล้อมที่แตกต่างกัน มีความจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องศึกษาคุณลักษณะและความเพี้ยนของสัญญาณเมื่อมีการส่งออกมาจากสายอากาศอาจจะทำให้เกิดการลดทอนกำลังงานและความเพี้ยนของสัญญาณได้ ด้วยปัจจัยต่าง ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งการถูกลดทอนที่ตัวสายอากาศ และสภาวะแวดล้อมของอาคาร ซึ่งส่งผลกระทบต่อสัญญาณที่รับได้ หรืออาจจะทำให้รับสัญญาณไม่ได้เลยก็เป็นได้ วิทยานิพนธ์นี้ต้องการที่จะศึกษาผลกระทบจากสายอากาศและสภาวะแวดล้อมจริงที่มีผลต่อช่องสัญญาณของระบบการสื่อสารไร้สายแถบกว้างยิ่ง ซึ่งพิจารณาบนพื้นฐานของการวัดจริง ทำการเปรียบเทียบผลการวิเคราะห์ของแบบจำลองขึ้น โดยนำผลที่ได้จากการวัดโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์ (Vector Network Analyzer: VNA) มาทำการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่แสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณที่เกิดจากการส่งผ่าน เช่น ฟังก์ชันถ่ายโอนช่องสัญญาณ (Channel Transfer Function) อัตราขยายในการส่งผ่าน (Transmission Gain) ความผิดเพี้ยนในรูปของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation Coefficient) ส่วนทางด้านรับได้พิจารณาใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ เพื่อทำให้ค่าอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อกำลังงานความหนาแน่นสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR) มีค่ามากที่สุด

1.3 สมมติฐาน

สมมติฐานของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้พิจารณาการส่งแถบกว้างยิ่ง เพราะในอนาคตนั้นความต้องการของผู้ใช้และการขยายตัวทางด้านเทคโนโลยีก็มากขึ้น จะเป็นระบบมัลติมีเดีย เพราะฉะนั้นความต้องการแบนด์วิดท์ และความต้องการความจุช่องสัญญาณก็มีมากขึ้น ดังนั้นการศึกษาวิจัยจึงเป็นเรื่องสำคัญยิ่ง จากการส่งผ่านสัญญาณแถบกว้างยิ่งที่ไม่รู้ถึงคุณลักษณะช่องสัญญาณ คุณสมบัติของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศที่นำมาใช้ให้เกิดได้จริง วิธีการหรือหลักการวิเคราะห์สัญญาณการส่งผ่านแบบแถบกว้างให้มีความเหมาะสมที่สุดจะทำอย่างไร ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เห็นถึงความสำคัญของการถ่ายโอนช่องสัญญาณแถบกว้างโดยเฉพาะความเพี้ยนอัตราขยายในการส่งผ่านที่เกิดจากสายอากาศ และช่องสัญญาณแถบกว้าง บนพื้นฐานสูตรการส่งผ่านของฟรีส และทางด้านรับได้พิจารณาใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ ด้วยแบบแผนที่ได้นำเสนอจะทำให้ผู้วิจัยสามารถออกแบบรูปแบบการวัด การวิเคราะห์ช่องสัญญาณได้ ทำให้รู้ถึงคุณลักษณะของสัญญาณการส่งผ่าน อัตราการขยาย ความเพี้ยนช่องสัญญาณอันเกิดจากสายอากาศ และการแพร่กระจายคลื่นแถบกว้างยิ่ง และพารามิเตอร์อื่นที่ต้องทราบก็สามารถทำได้

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

การศึกษาวิจัยของวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอแบบแผนการประเมินผลของความอัตราขยายในการส่งผ่านที่เกิดขึ้นเนื่องจากสายอากาศสำหรับวิทยุอิมพัลส์แถบกว้างยิ่ง บนพื้นฐานสูตรการส่งผ่านของฟรีส โดยการประยุกต์ใช้สูตรการส่งผ่านของฟรีส และได้พิจารณาใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ ส่วนรูปคลื่นสัญญาณส่งได้ใช้ตามข้อกำหนดมาตรฐานของคณะกรรมการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Communication Commission: FCC) รูปคลื่นแถบสี่เหลี่ยมที่แบนด์วิดท์ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz และรูปคลื่นแถบสี่เหลี่ยมรวมที่แบนด์วิดท์ 7.25 GHz ถึง 8.5 GHz ในการทดลองวิจัยได้ทำการวัดในห้องไร้การสะท้อนโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โคจรข่ายแบบเวกเตอร์ในการวัดและบันทึกผล และสายอากาศแบบแถบกว้างสองชนิดคือสายอากาศกรวยคู่ และสายอากาศโตะพลรายคาบล็อกในการประเมินผลการวัด จากนั้นผลที่ได้จากการวัดมาประเมินผลความเพี้ยนเชิงเฟส อัตราขยายในการส่งผ่าน จากนั้นก็เปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างผลกรณีใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ที่สัญญาณที่รับได้มาเป็นสัญญาณต้นแบบ และกรณีที่ใช้เครื่องรับสหสัมพันธ์ที่สัญญาณไอโซทรอปิกเป็นสัญญาณต้นแบบ ก็จะทำให้รู้ถึงความเพี้ยนสัญญาณแถบกว้างยิ่งได้

1.5 ขอบเขตการศึกษา

ได้นำเสนอแบบแผนการประเมินผลความเพี้ยนในการส่งผ่านแถบกว้างยิ่งที่เกิดจากสายอากาศ และช่องสัญญาณการแพร่กระจายคลื่นแถบกว้างยิ่ง บนพื้นฐานสูตรการส่งผ่านของฟรีส และทางด้านรับได้พิจารณาใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ ส่วนการวัด ได้ทำการทดลองวิจัยในห้องไร้การสะท้อน แล้วทำการวัดและบันทึกผลด้วยเครื่องวิเคราะห์โคจรข่ายแบบเวกเตอร์ และได้ใช้สายอากาศแถบกว้างสองชนิดในการประเมินผลการวัด จากนั้นนำผลที่ได้จากการวัดมาประเมินผลความเพี้ยนช่องสัญญาณ และอัตราขยายในการส่งผ่านแถบกว้างยิ่งโดยใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

ในการศึกษาและขั้นตอนของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถสรุปเป็นขั้นตอนการศึกษา เริ่มจากการศึกษาทฤษฎีและหลักการประเมินผลความผิดเพี้ยนของช่องสัญญาณและอัตราการขยายการส่งผ่านช่องสัญญาณบนพื้นฐานสูตรการส่งผ่านของฟรีส และเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ จากนั้นกล่าวถึงขั้นตอนการทดลองวิจัย ในส่วนของการวัดฟังก์ชันการถ่ายโอนช่องสัญญาณโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โคจรข่ายแบบเวกเตอร์สำหรับการวัดและบันทึกผลและสายอากาศแถบกว้าง อุปกรณ์ที่ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทดลองวิจัย และรูปแบบวิธีการวัดโดยยึดหลักตามแบบแผนที่ออกแบบไว้ ให้มีเหมาะสมและสามารถประยุกต์ได้จริง

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาเป็น 6 บท คือ ในบทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา จากนั้นบทที่ 2 กล่าวถึงเทคโนโลยีการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง ประกอบด้วยประวัติและความเป็นมา ลักษณะโดยทั่วไปของระบบแถบกว้างยิ่ง จุดเด่นของระบบแถบกว้างยิ่ง รูปแบบของสัญญาณที่ใช้ในการส่ง บทที่ 3 จะกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการประเมินผลของความเพี้ยนช่องสัญญาณ อัตราขยาย การส่งผ่านช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง บทที่ 4 กล่าวถึงรูปแบบการจำลอง การวัด การเตรียมการวัด และการวัดสัญญาณแถบกว้างยิ่ง ประกอบด้วย รูปคลื่นการส่งแถบกว้างยิ่ง สายอากาศที่ใช้ทดสอบ และค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ แล้วนำผลที่ได้จากการวัดไปทำการวิเคราะห์ และการประเมินผลการทดลองวิจัยแสดงไว้ในบทที่ 5 และบทที่ 6 จะเป็นสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

การสื่อสารไร้สายแถบกว้างยิ่ง

2.1 บทนำ

การสื่อสารไร้สายแถบกว้างยิ่ง เป็นระบบไร้สายที่มีการส่งสัญญาณในลักษณะเป็นพัลส์ มีช่วงเวลาของพัลส์แคบมากและใช้กำลังงานในการส่งสัญญาณมีค่าต่ำ ปัจจุบันนี้เทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งได้รับความนิยมอย่างแพร่หลาย สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับการสื่อสารไร้สายเพื่อรองรับความต้องการของผู้ใช้งาน เทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งเป็นเทคโนโลยีที่มีความละเอียดทางโดเมนเวลาสูง ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้เทคโนโลยีนี้มีความเที่ยงตรงสูงมากเช่นกัน ด้วยสาเหตุอันเนื่องมาจากแบนด์วิดท์ของระบบแถบกว้างยิ่งกว้างมาก อีกทั้งยังมีคุณสมบัติในการทะลุทะลวงสิ่งกีดขวางได้ดี ยกตัวอย่างเช่น กำแพง ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป สัญญาณของระบบแถบกว้างยิ่ง มีแบนด์วิดท์มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz หรือมีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนมากกว่าหรือเท่ากับ 0.2 จากสูตรการหาค่าความจุของช่องสัญญาณตามที่ Shannon ได้กล่าวไว้ แสดงให้เห็นว่า ระบบแถบกว้างยิ่ง เมื่อแบนด์วิดท์กว้างจะทำให้มีค่าความจุของช่องสัญญาณมาก ทำให้ส่งข้อมูลได้ในปริมาณที่มากขึ้น สามารถรองรับผู้ใช้งานได้จำนวนมากตามไปด้วย จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นการส่งสัญญาณของระบบแถบกว้างยิ่ง นั้นจะทำการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณคลื่นวิทยุในลักษณะที่เป็นอิมพัลส์ โดยไม่มีการนำเอาสัญญาณข้อมูลไปมอดูเลตกับสัญญาณพาห้ ฉะนั้นเทคนิคของระบบนี้จึงไม่จำเป็นต้องใช้มิกเซอร์ ทำให้สร้างระบบได้ง่าย ซึ่งหมายความว่า สามารถสร้างระบบทั้งภาคส่งและภาครับให้มีราคาถูก ต้นทุนต่ำ เมื่อเปรียบเทียบกับระบบการสื่อสารแบบดั้งเดิมที่ใช้คลื่นความถี่วิทยุ (Radio Frequency: RF)

ประวัติของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง ได้ถูกนำมาใช้งานทางทหารเป็นเวลานานกว่า 100 ปี ที่ผ่านมา โดย G. Marconi ได้ทำการทดลองส่งแบบไร้สายระหว่างเกาะหนึ่งไปยังเกาะ Cornwall ตั้งอยู่บนดินแดนของประเทศอังกฤษโดยใช้เครื่องส่ง spark-gap [3]–[5]

ต่อมาเทคโนโลยีวิทยุได้ถูกพัฒนา เพื่อให้บริการกับระบบโทรศัพท์ซึ่งในตอนนั้นยังใช้ระบบแอนะล็อก จนกระทั่งได้มีการพัฒนาให้เป็นระบบดิจิทัลและถูกใช้งานกันอย่างแพร่หลายในเวลาต่อมา ในช่วงระหว่างปี ค.ศ. 1960 ถึง 1990 องค์กรทหารของประเทศสหรัฐอเมริกา ได้นำระบบแถบกว้างยิ่ง มาใช้งานสำหรับระบบการนำร่องเรดาร์ ต่อมาในปีคริสต์ศักราช 1998 คณะกรรมาธิการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Communications Commission: FCC) เริ่มมีการจัดประชุมและร่างข้อกำหนดสำหรับเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง เป็นครั้งแรก จนกระทั่งในเวลาต่อมา เดือนกุมภาพันธ์ ปี ค.ศ. 2002 FCC ได้ลงมติและนำเสนอรายงานอย่างเป็นทางการสำหรับข้อกำหนดและข้อจำกัดของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง โดยอนุมัติให้ใช้ในเชิงพาณิชย์กับการใช้งานของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ส่วนกันบนแถบความถี่ที่ได้กำหนดไว้ และต้องมีความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมที่ส่งตาม [6]

เนื่องจากระบบแถบกว้างยิ่ง ทำงานบนช่วงแถบความถี่ที่มีแบนด์วิดท์กว้าง ดังนั้น FCC จึงกำหนดความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังงานส่งต่อความถี่ในการส่งสัญญาณของระบบแถบกว้างยิ่งไม่เกิน -41.3 dBm/MHz เพื่อป้องกันไม่ให้ระบบแถบกว้างยิ่ง ไปแทรกสอดกับระบบแถบแคบอื่น ๆ ด้วยสาเหตุดังกล่าวจะเห็นว่าระดับความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานของระบบแถบกว้างยิ่ง อยู่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์จากเอกสารนี้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กว่าระดับสัญญาณรบกวน (Part 15 limit) ดังนั้นเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง จึงสามารถใช้งานได้ด้วยเทคโนโลยีคลื่นวิทยุอื่นโดยจะมีการแทรกสอดน้อย

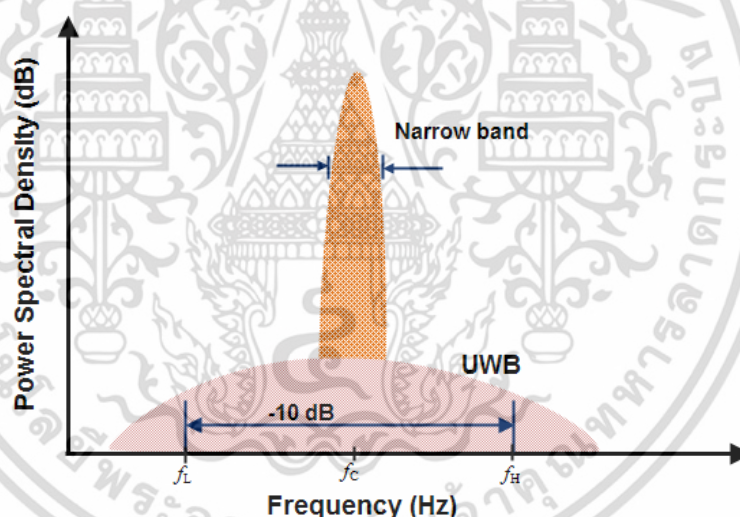
2.2 นิยามของระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง

จากคำจำกัดความของ FCC ได้กำหนดไว้ว่า การส่งผ่านสัญญาณในระบบแถบกว้างยิ่ง คือ สัญญาณใด ๆ ที่มีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนมากกว่าหรือเท่ากับ 0.2 หรือมีแบนด์วิดท์มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz แสดงได้ดังสมการ 2.1

$$B_f \geq 0.2, \quad \text{หรือ} \\ B_f > 500 \text{ MHz} \quad (2.1)$$

ซึ่งแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนได้นิยามไว้ คือ อัตราส่วนของแบนด์วิดท์สัญญาณต่อความถี่กลาง [6]

$$B_f = \frac{BW}{f_c} = \frac{(f_H - f_L)}{(f_H + f_L)/2} \quad (2.2)$$



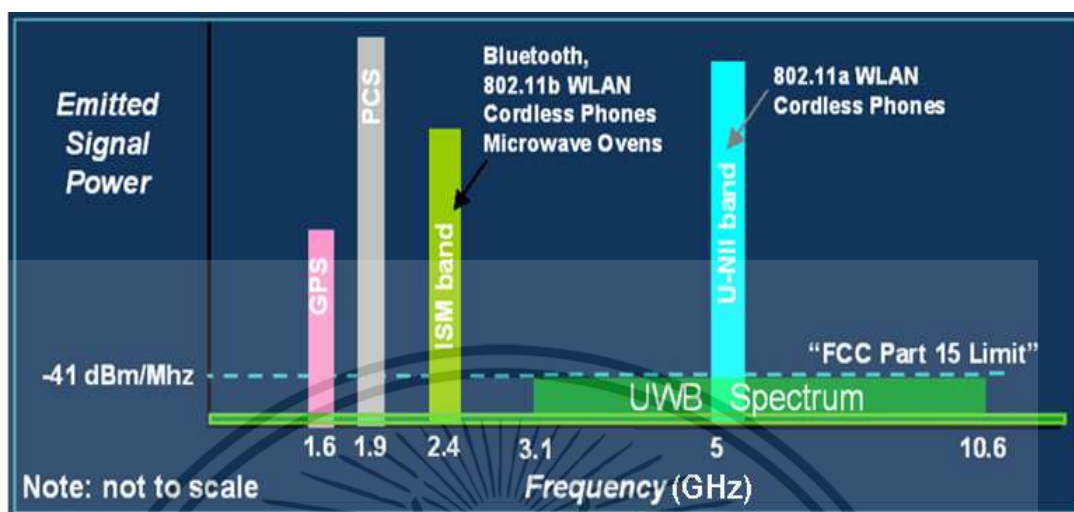
รูปที่ 2.1 การเปรียบเทียบแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนของระบบการสื่อสารแถบแคบและระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง [6]

โดยที่ f_H และ f_L คือ ความถี่สูงสุดที่ใช้ส่งและความถี่ต่ำสุดที่ใช้ส่ง เมื่อวัดระดับจากหน้าฉาก ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (PSD masks) Part 15 limit ลงมา 10 dB ตามลำดับ BW คือ แบนด์วิดท์ของสัญญาณ และ f_c คือ ความถี่กลาง

จากรูปที่ 2.1 เมื่อทำการเปรียบเทียบระบบการสื่อสารทั้งสองระบบ จะเห็นว่าระบบการสื่อสารแบบดั้งเดิม (แถบแคบ) จะมีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนน้อยกว่าระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง ยกตัวอย่างเช่น กรณีของระบบ UMTS (Universal Mobile Telephone System) ที่ทำงานบนช่วงแถบความถี่ประมาณ 2 GHz และมีแบนด์วิดท์ประมาณ 5 MHz ซึ่งมักจะเรียกระบบนี้ว่าแบนด์กว้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ถ้าหากเราพิจารณาจากสมการที่ 2.2 ค่าแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนที่คำนวณออกมาจะได้เท่ากับ 0.0025 ซึ่งมีค่าน้อยกว่า 0.2 ของระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง



รูปที่ 2.2 การเปรียบเทียบระดับความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง และ ระบบการสื่อสารแถบแคบอื่น ๆ [7]

2.3 ข้อกำหนดของระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง

สิ่งสำคัญอย่างหนึ่งที่ได้ถูกกำหนดขึ้นในระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง นั่นก็คือการจัดสรรความถี่ในการใช้งาน ซึ่งได้มีกลุ่มทำงานในสหรัฐอเมริกาได้พยายามทำการถอดถอนการจำกัดของข้อกำหนดในการใช้งานช่วงความถี่ของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง จากกฎข้อบังคับเดิมของ FCC โดยกลุ่มทำงานนี้ได้ก่อตั้งขึ้นอย่างเป็นทางการโดยใช้ชื่อว่า Ultra-Wideband Working Group (UWBWG) เพื่อทำการเจรจาข้อตกลงร่วมกับ FCC เช่นเดียวกันกับในยุโรปก็ได้มีการหาข้อตกลงการจัดสรรคลื่นความถี่และการแทรกสอดของคลื่นวิทยุซึ่งในปัจจุบันยังไม่มีการกำหนดแถบความถี่สำหรับการใช้งานในระบบแถบกว้างยิ่ง ในสถาบันกำหนดมาตรฐานทางโทรคมนาคมแห่งสหภาพยุโรป (European Telecommunications Standards Institute: ETSI) หรือ สหพันธ์โทรคมนาคมระหว่างประเทศ (International Telecommunication Union: ITU)

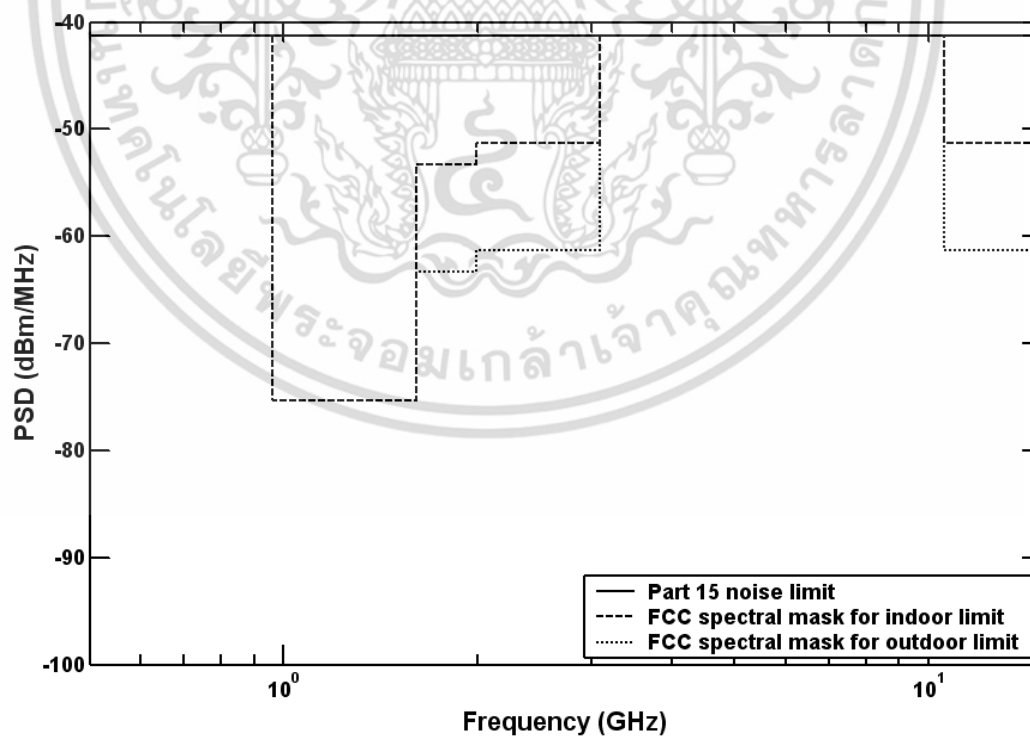
2.3.1 กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่ง ในสหรัฐอเมริกา

ในปี ค.ศ. 1998 FCC ได้ออกประกาศเกี่ยวกับการตรวจสอบ (Notice of Inquiry: NOI) เนื่องจากเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งมีการแทรกสอดกับสัญญาณระบบที่มีอยู่เดิมและระบบความปลอดภัยในกิจการการบินและทิศทางในการค้นคว้าเกี่ยวกับเครื่องส่งในระบบแถบกว้างยิ่ง ด้วยเช่นกัน ในวันที่ 14 กุมภาพันธ์ ปี ค.ศ. 2002 FCC ได้ออกกฎสำหรับระบบแถบกว้างยิ่ง ซึ่งเป็นการกำหนดขอบเขตของการแพร่กระจายกำลังงานฉบับที่หนึ่งสำหรับระบบแถบกว้างยิ่ง และยังอนุญาตให้เป็นเทคโนโลยีที่ใช้ในลักษณะทางการค้าอีกด้วย โดยรายงานล่าสุดของคำประกาศและระเบียบการฉบับที่หนึ่งได้เผยแพร่ต่อสาธารณชนในวันที่ 22 เดือนเมษายน ปี ค.ศ. 2002 ซึ่งในเอกสารได้กล่าวถึงการอนุญาตใช้งานในระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง และการกำหนดขอบเขตการแพร่กระจายพลังงานสำหรับการใช้ในประเภทต่าง ๆ โดยจากนิยามข้างต้นได้ทำการกำหนดค่าแบนด์วิดท์เชิงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เศษส่วน (B_f) ให้มากกว่าหรือเท่ากับ 0.20 ของความถี่กลาง (f_c) เมื่อวัดระดับจากหน้าฉากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม Part 15 limit (-41.3 dBm/MHz) ลงมา 10 dB สำหรับข้อจำกัดการสื่อสารภายในอาคาร (Indoor Limit) และ 20 dB สำหรับข้อจำกัดการสื่อสารภายนอกอาคาร (Outdoor Limit) ตามสมการที่ 2.2 และข้อจำกัดการแพร่กระจายกำลังงานโดย FCC ได้แสดงไว้ในตารางที่ 2.1 สำหรับใช้ในการสื่อสารข้อมูลทั้งภายในและภายนอกอาคาร [6]

ตารางที่ 2.1 ข้อจำกัดในการแพร่กระจายกำลังงานโดย FCC สำหรับการใช้งานในระบบการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร

ความถี่ (MHz)	PSD (dBm/MHz) สำหรับการสื่อสารภายใน	PSD (dBm/MHz) สำหรับการสื่อสารภายนอก
	อาคาร	อาคาร
น้อยกว่า 960	-41.3	-41.3
960-1610	-75.3	-75.3
1610-1990	-53.3	-63.3
1990-3100	-51.3	-61.3
3100-10600	-41.3	-41.3
มากกว่า 10600	-51.3	-61.3



รูปที่ 2.3 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมตามข้อกำหนด FCC สำหรับระบบการสื่อสาร แลกกว้างยั้งภายในและภายนอกอาคาร [7]

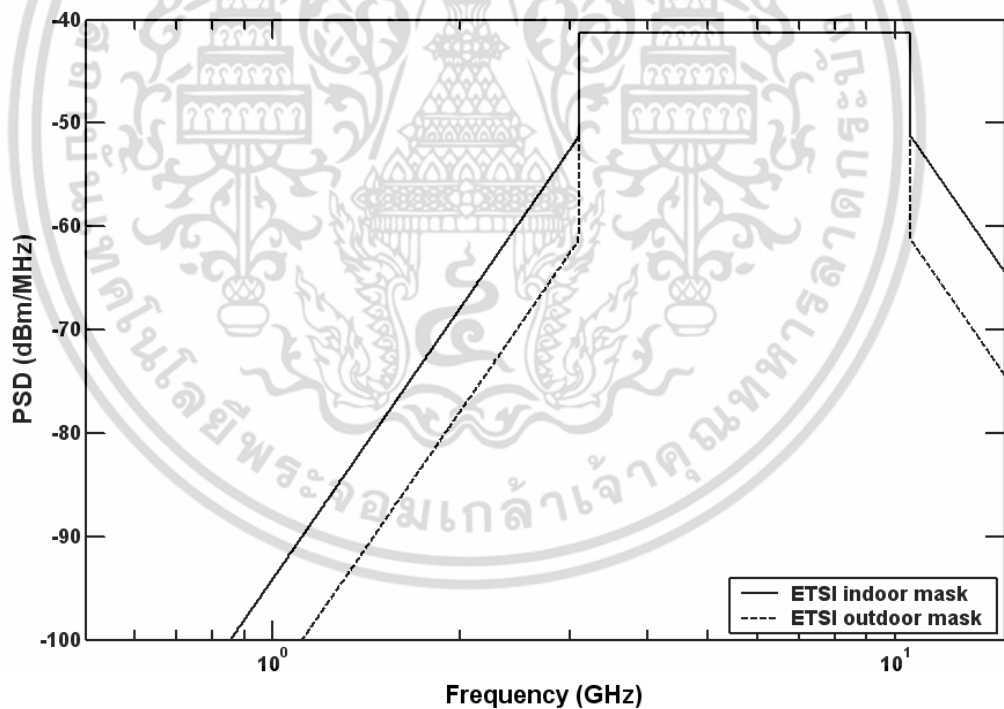
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่ง ในยุโรป

ปัจจุบันโครงสร้างของข้อกำหนดระบบแถบกว้างยิ่ง ในทวีปยุโรปอยู่ในช่วงรอข้อมูลทางเทคนิคที่เกี่ยวกับผลกระทบของระบบแถบกว้างยิ่ง บนระบบเดิมที่มีใช้กันอยู่ โดยทางยุโรปนั้น บางส่วนของข้อกำหนดจะรอบคอบกว่าของทางสหรัฐอเมริกา เพราะทางด้านยุโรปนั้นในส่วนของเทคโนโลยีใหม่ต้องแสดงให้เห็นว่า ส่งผลกระทบเล็กน้อยหรือไม่กับระบบเดิมที่มีอยู่โดยข้อจำกัดการแพร่กระจายกำลังงานสำหรับการใช้งานทั้งภายในและภายนอกอาคารที่กำหนดโดย ITU หรือ ETSI แสดงให้เห็นในตารางที่ 2.2 [8]

ตารางที่ 2.2 ข้อกำหนดในการแพร่กระจายกำลังงานโดย ETSI สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร

ความถี่ (GHz)	PSD (dBm/MHz) ภายในอาคาร	PSD (dBm/MHz) ภายนอกอาคาร
น้อยกว่า 3.1	$-51.3+87 \log(f/3.1)$	$-61.3+87 \log(f/3.1)$
3.1-10.6	-41.3	-41.3
มากกว่า 10.6	$-51.3+87 \log(10.6/f)$	$-61.3+87 \log(10.6/f)$



รูปที่ 2.4 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมตามข้อกำหนด ETSI สำหรับระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่งภายในและภายนอกอาคาร [8]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัจจุบันนี้ ETSI ได้กำหนดการแพร่กระจายกำลังงานและหน้ากาสเปกตรัมอย่างชัดเจน กฎข้อบังคับของการแพร่กระจายของ PSD ที่ได้จัดทำขึ้นนี้อนุญาตให้ระบบการสื่อสารแถบกว้างยังสามารถใช้งานได้เฉพาะภายในอาคารเท่านั้น โดยมีช่วงแถบความถี่ใช้งานลดลงเป็น 6.0 GHz ถึง 8.5 GHz ดังแสดงในตารางที่ 2.3 [9]

ตารางที่ 2.3 ข้อกำหนดในการแพร่กระจายกำลังงานที่แก้ไขใหม่โดย ETSI สำหรับการใช้งานของระบบการสื่อสารภายในอาคาร

ความถี่ (GHz)	PSD (dBm/MHz)
น้อยกว่า 1.6	-90
1.6-3.8	-85
3.8-6.0	-70
6.0-8.5	-41.3
8.5-10.6	-65
มากกว่า 10.6	-85



รูปที่ 2.5 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมตามข้อกำหนด ETS ที่แก้ไขใหม่ สำหรับระบบการสื่อสารแถบกว้างภายในอาคาร [9]

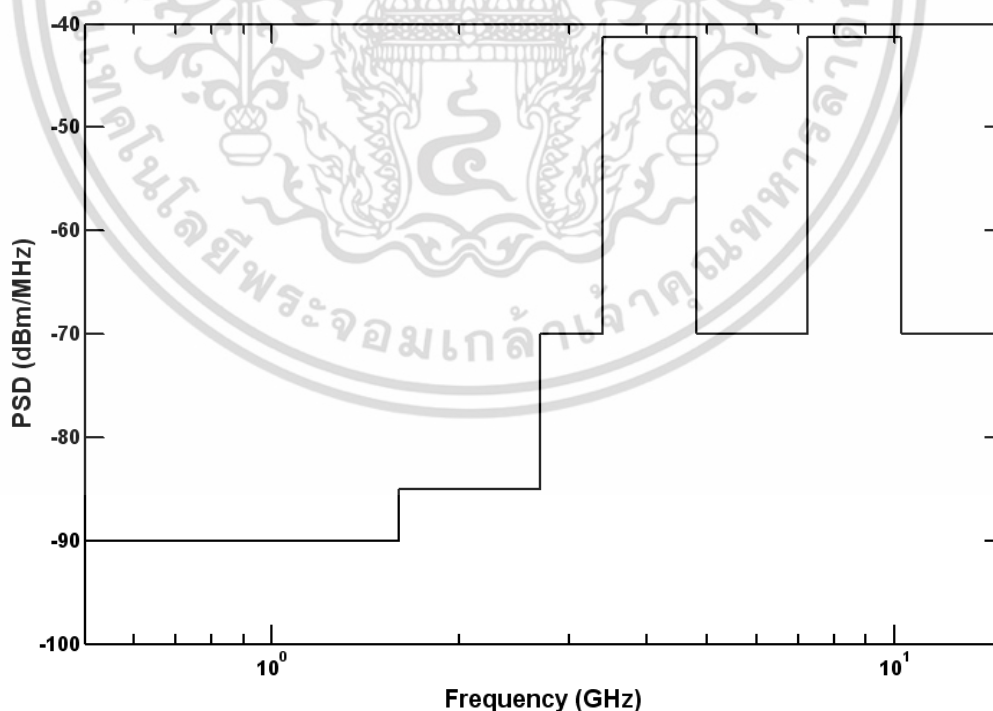
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.3 กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่ง ในญี่ปุ่น

ข้อกำหนดระดับ PSD ที่แผ่กระจายออกมาที่กำหนดโดย MIC เป็นข้อกำหนดสำหรับระบบ แถบกว้างยิ่ง ที่ใช้ในประเทญี่ปุ่น โดยเป็นข้อกำหนดที่อนุญาตให้ใช้ระบบแถบกว้างยิ่ง ได้ภายใน อาคารเท่านั้นเหมือนกับที่กำหนดโดย ETSI ที่ได้แก้ไขใหม่ โดยมีช่วงแถบความถี่ใช้งานสองแถบ คือ แถบความถี่ต่ำตั้งแต่ 3.4-4.8 GHz และแถบความถี่สูงตั้งแต่ 7.25-10.25 GHz ดังแสดงไว้ในตารางที่ 2.4 และกราฟสเปกตรัมมาร์คได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.4 [10]

ตารางที่ 2.4 ข้อกำหนดระดับ PSD ที่แผ่กระจายออกมาสำหรับการสื่อสารภายในอาคารเท่านั้นที่ กำหนดโดย MIC

ความถี่ (GHz)	PSD (dBm/MHz)
น้อยกว่า 1.6	-90
1.6-2.7	-85
2.7-3.4	-70
3.4-4.8	-41.3
4.8-7.25	-70
7.25-10.25	-41.3
มากกว่า 10.25	-70



รูปที่ 2.6 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมสำหรับการสื่อสารภายในอาคารที่กำหนดโดย MIC [10]

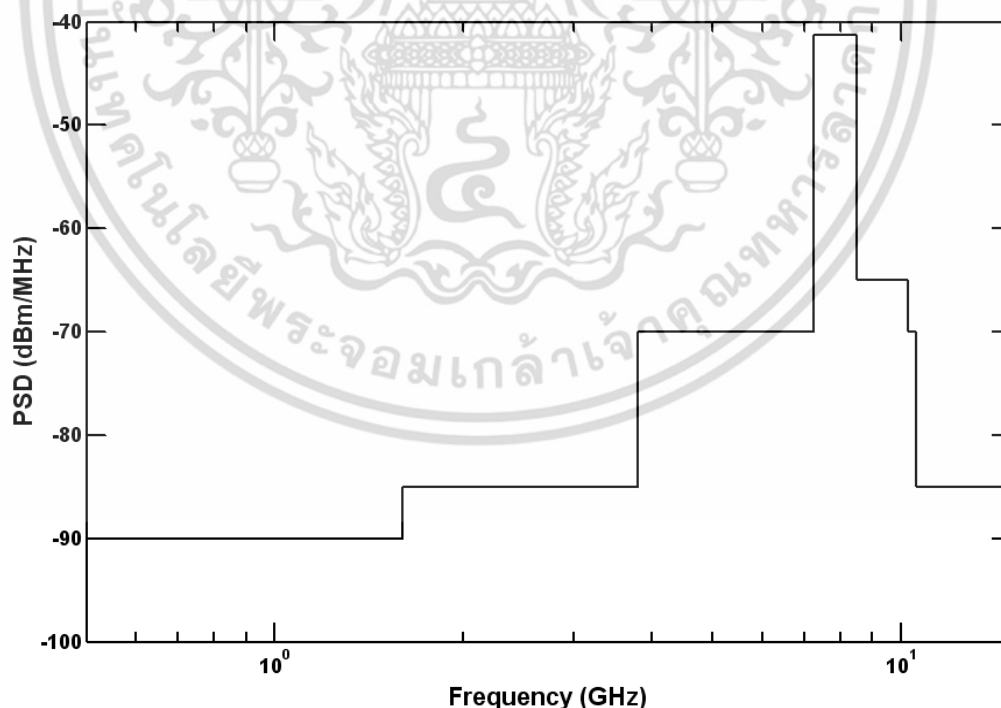
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.4 กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่ง ที่ใช้ร่วมกัน

ปัจจุบันได้มีการร่วมมือกันระหว่างประเทศสหรัฐอเมริกา กลุ่มประเทศในยุโรป และประเทศญี่ปุ่น โดยมีการกำหนดให้ใช้ข้อกำหนดระดับ PSD ที่แผ่กระจายออกมารวมกัน โดยยึดให้เป็นไปตามข้อกำหนดของ FCC, ETSI และ MIC พร้อมกัน เป็นข้อกำหนดที่อนุญาตให้ใช้ระบบแถบกว้างยิ่ง ได้ภายในอาคารเท่านั้น มีช่วงแถบความถี่ใช้งานเป็น 7.25-8.5 GHz โดยที่ความถี่ต่ำ 7.25 GHz เป็นข้อกำหนดของ MIC และความถี่สูง 8.5 GHz เป็นข้อกำหนดของ ETSI ดังแสดงไว้ในตารางที่ 2.5 และกราฟสเปกตรัมมาร์คได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.5 [11]

ตารางที่ 2.5 ข้อกำหนดระดับ PSD ที่แผ่กระจายออกมาสำหรับการสื่อสารแถบกว้างยิ่งที่ใช้ร่วมกัน

ความถี่ (GHz)	PSD (dBm/MHz)
น้อยกว่า 1.6	-90
1.6-3.8	-85
3.8-7.25	-70
7.25-8.5	-41.3
8.5-10.25	-65
10.25-10.6	-70
มากกว่า10.6	-85



รูปที่ 2.7 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมสำหรับการสื่อสารภายในอาคาร ที่กำหนดร่วมกัน โดย FCC, ETSI และ MIC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 มาตรฐานของระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง

มาตรฐานของระบบแถบกว้างยิ่ง-IR มีอยู่ 3 มาตรฐาน คือ IEEE 802.15.3a ใช้สำหรับโครงข่ายพื้นที่ส่วนบุคคลไร้สาย (Wireless Personal Area Network: WPAN) ระยะทางไกลอัตราส่งข้อมูลสูง IEEE 802.15.4a ใช้สำหรับ WPAN ระยะทางไกลอัตราส่งข้อมูลต่ำ และ IEEE 802.15.6 ใช้สำหรับระบบโครงข่ายพื้นที่ร่างกายไร้สาย (Wireless Body Area Network: WBAN)

2.4.1 มาตรฐาน IEEE 802.15.3a

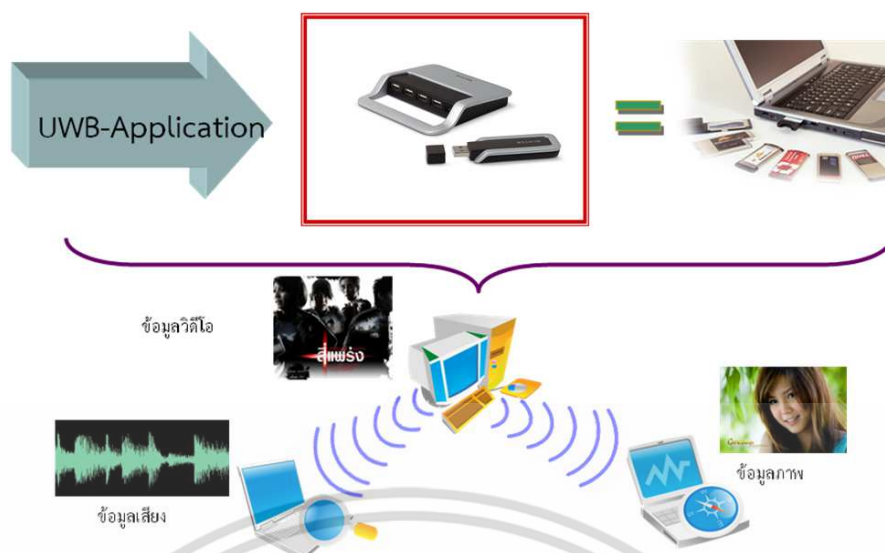
มาตรฐาน IEEE 802.15.3a ได้พยายามปรับปรุงอัตราการส่งของมาตรฐาน IEEE 802.15.3 ให้สูงขึ้นโดยการนำเอาเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง มาใช้ ซึ่งมีจุดประสงค์จะนำมาใช้กับ WPAN โดยมีระยะทางการใช้งานถึง 10 m ที่อัตราการส่งข้อมูล 110 Mbps และที่ระยะทางไกลคือประมาณ 2 m สามารถมีอัตราส่งข้อมูลได้สูงถึง 480 Mbps [12] แต่เกิดปัญหาเนื่องจากไม่สามารถตกลงกันได้ว่าจะเลือกใช้เทคโนโลยีไหนระหว่างการมัลติเพลกซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉากหลายแถบ (Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing: MB-OFDM) กับแถบกว้างยิ่งลำดับตรง (Direct Sequence Ultra Wideband: DS-UWB) ซึ่งได้รับการสนับสนุนจากสองบริษัทพันธมิตร และในเดือนมกราคม ปี ค.ศ. 2006 มาตรฐานนี้ได้ถูกยกเลิกไป

2.4.2 มาตรฐาน IEEE 802.15.4a

มาตรฐาน IEEE 802.15.4a ได้มีการนำเอาเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง มาประยุกต์ใช้สำหรับ WPAN โดยปรับปรุงให้มีระยะทางการใช้งานที่ไกลขึ้นได้ถึงประมาณ 100 m โดยลดอัตราส่งข้อมูลลง มีอายุการใช้งานของแบตเตอรี่ที่นาน รวมทั้งมีราคาถูก สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับระบบโครงข่ายการตรวจจับไร้สาย และระบบการหาตำแหน่งที่มีความเที่ยงตรงสูง การส่งสัญญาณมีพื้นฐานอยู่บนเทคนิคการส่งพัลส์ที่มีความกว้างของพัลส์แคบมากประมาณได้เป็นอิมพัลส์ จึงเป็นที่มาของชื่อแถบกว้างยิ่ง-IR [13]

2.4.3 มาตรฐาน IEEE 802.15.6

มาตรฐาน IEEE 802.15.6 เป็นมาตรฐานที่ตั้งขึ้นมาใหม่สำหรับนำมาประยุกต์ใช้กับ WBAN โดยมีการใช้งานสำคัญคือตรวจสุขภาพร่างกายของผู้ป่วย วินิจฉัยโรค รวมทั้งควบคุมเชื้อโรค WBAN ทำงานบริเวณใกล้กับ ติดอยู่กับ หรือภายในร่างกายของมนุษย์ โดยมีการใช้งานส่งข้อมูลระหว่างโนดภายในร่างกาย และส่งข้อมูลจากร่างกายไปยังอุปกรณ์ การประยุกต์ใช้ทั้งทางด้านการแพทย์หรือด้านอื่น [14]



รูปที่ 2.8 ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานกับอุปกรณ์ประเภทต่าง ๆ สำหรับการสื่อสารไร้สายแถบกว้างยิ่ง [14]

จากรูปที่ 2.8 แสดงถึงการประยุกต์ใช้ในระบบการสื่อสารไร้สายแถบกว้างยิ่ง ซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่กำลังได้รับความนิยม และใช้งานเพื่อเชื่อมต่อและถ่ายโอนข้อมูลในปริมาณมาก ๆ สำหรับเทคโนโลยีการสื่อสาร 4G (4 Generation) รูปแบบหนึ่งของระบบแถบกว้างยิ่ง ที่ถูกนำมาใช้งาน คืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ไร้สายและใช้ถ่ายโอนข้อมูล ระหว่าง Host และอุปกรณ์ต่อพ่วงที่เกี่ยวข้อง เช่น คีย์บอร์ด เมาส์ เครื่องพิมพ์ สแกนเนอร์ และอื่น ๆ เป็นต้น ซึ่งต่อไปในอนาคตข้างหน้าเทคโนโลยีระบบการสื่อสารไร้สายแถบกว้างยิ่ง จะนำเข้ามาแทนที่เทคโนโลยีระบบการสื่อสารแบบใช้สาย โดยสามารถถ่ายโอนข้อมูลในปริมาณมาก และรองรับผู้ใช้งานได้มาก อีกทั้งยังสามารถส่งข้อมูลที่อัตราความเร็ว 1000 Kbps สำหรับเมาส์แบบไร้สาย และส่งข้อมูลที่อัตราความเร็ว 100 Mbps สำหรับการถ่ายโอนไฟล์ด้วยความรวดเร็ว เช่นดาวน์โหลดภาพหรือไฟล์กราฟิก เป็นต้น และยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานเพิ่มเติมกับระบบที่เกี่ยวข้องกับสตรีมมิ่งของไฟล์สื่อดิจิทัลระหว่างอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ เครื่องใช้ไฟฟ้า เช่นโทรทัศน์ดิจิทัล เครื่องเล่น CD/DVD เครื่องเล่น MP3 และอื่น ๆ เป็นต้น โดยสรุปแล้ว ระบบการสื่อสารไร้สายแถบกว้างยิ่ง ถูกมองว่าเป็นเทคโนโลยีที่กำลังเจริญเติบโตและมีประโยชน์อย่างมากสำหรับการนำไปใช้งานร่วมกับระบบการสื่อสาร WPAN ระยะสั้นที่กำลังมีการใช้งานอยู่ในปัจจุบัน อาทิเช่น ระบบการสื่อสาร 802.11 LANs หรือ บลูทูธ เป็นต้น

ในขณะเดียวกัน หนึ่งในเทคโนโลยีที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานโดยอาศัยข้อได้เปรียบของระบบแถบกว้างยิ่ง นั่นก็คืออุปกรณ์ USB แบบไร้สาย หรือ WUSB (Wireless Universal Serial Bus) WUSB ได้ทำการพัฒนาเป็นเทคโนโลยีไร้สายแบบใหม่ของอุปกรณ์ USB แบบดั้งเดิม โดยทำการผสมผสานระหว่างความเร็วและความปลอดภัยของเทคโนโลยีแบบมีสาย เพื่ออำนวยความสะดวกและง่ายต่อการใช้งานสำหรับเทคโนโลยีไร้สาย WUSB ที่ใช้งานสำหรับระบบแถบกว้างยิ่ง ได้ถูกกำหนดโดย WiMedia ภายใต้มาตรฐาน IEEE 802.15.3a ซึ่งทำงานบนช่วงแถบความถี่ 3.1 GHz - 10.6 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

WUSB รองรับอัตราการส่งข้อมูลที่ 480 Mbps ภายในระยะทาง 2 เมตร และความเร็วในการส่งข้อมูลจะเริ่มลดลง เหลือประมาณ 110 Mbps เมื่อระยะทางของการส่งข้อมูลไกลมากขึ้น และยัง สามารถส่งข้อมูลได้อีกเมื่อระยะทางไกลขึ้น (ไม่เกิน 10 เมตร) WUSB ยังเป็นอุปกรณ์ที่สนับสนุนการทำงานสองหน้าที่ (Dual-role device) คือ สามารถทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ Client และ Host โดยสามารถควบคุมความเร็วในการถ่ายโอนข้อมูลได้ ยกตัวอย่างเช่น กล้องดิจิทัลทำหน้าที่เป็น Client แล้วเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ จากนั้นทำการถ่ายโอนไฟล์ภาพไปยังเครื่องพิมพ์ที่ทำหน้าที่เป็น Host เป็นต้น

2.5 จุดเด่นของระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง

ถ้าจะกล่าวถึงระบบแถบกว้างยิ่งหรือรวมถึงอิมพัลส์ (Impulse) พัลส์แคบ (Short-pulse) สัญญาณที่ไม่ใช่ไซน์นูนชอยดัล (Non-sinusoidal) สัญญาณที่ปราศจากคลื่นพาห์ (Carrier less) แถบกว้างยวดยิ่ง (Super Wideband) การอัดพัลส์แบบเอฟเอ็มอย่างรวดเร็ว (Fast Frequency Chirp) และพัลส์แบบโมน (Mono-pulse) ซึ่งเป็นระบบที่มีจุดเด่นที่น่าสนใจสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ใน ระบบสื่อสาร อาทิ เช่น

- ✓ เป็นระบบที่มีความซับซ้อนน้อยและมีต้นทุนต่ำ

ความซับซ้อนน้อยและมีต้นทุนที่ต่ำของระบบแถบกว้างยิ่งเกิดขึ้นจากปัจจัยทางลักษณะเบสแบนด์ (Baseband) ของการส่งสัญญาณซึ่งไม่เหมือนกับระบบการส่งสัญญาณวิทยุแบบอื่นๆ โดยที่เครื่องส่งจะทำการสร้างสัญญาณพัลส์ในโดเมนทางเวลาที่มีความกว้างของสัญญาณน้อยมากๆ ซึ่งสามารถที่จะแพร่กระจายคลื่นออกไปโดยปราศจากการเพิ่มความถี่วิทยุหรือคลื่นพาห์รวมเข้าไป และในส่วนของกรรวมสัญญาณวิทยุนั้นจะเป็นการนำเอาสัญญาณเบสแบนด์รวมเข้าไปกับคลื่นพาห์เพื่อย้ายสัญญาณไปยังแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะในการแพร่กระจายคลื่นตามต้องการซึ่งสัญญาณจะถูกแพร่กระจายได้ดีโดยไม่ต้องอาศัยการแปลงความถี่ให้สูงขึ้น (Up-conversion) และการเพิ่มกำลังให้สูงขึ้น (Amplification) โดยในการแปลงความถี่ลง (Down-conversion) และตัวผลิตความถี่ (Local Oscillator) จึงไม่จำเป็นในเครื่องรับแบบแถบกว้างยิ่งด้วยเช่นกันทำให้ลดความซับซ้อนของระบบและต้นทุนในการผลิตลงไปมาก

- ✓ มีระดับของสัญญาณใกล้เคียงกับสัญญาณรบกวน (Noise)

เนื่องจากความหนาแน่นของพลังงานต่ำและลักษณะเฉพาะในการสุ่มเทียม (Pseudo-random) ของสัญญาณส่งจึงทำให้สัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งนี้มีลักษณะคล้ายกับสัญญาณรบกวน ซึ่งทำให้การตรวจหาสัญญาณทำได้ยากและยังปรากฏในเอกสารทางการวิจัยว่าการส่งสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งนั้นไม่ก่อให้เกิดผลการแทรกสอดของสัญญาณที่มีต่อระบบคลื่นความถี่วิทยุอื่นๆ เนื่องจากสัญญาณของระบบแถบกว้างยิ่ง นั้น มีการแพร่กระจายกำลังงานในระดับต่ำประมาณระดับของสัญญาณรบกวน (Noise floor) จึงทำให้ระบบอื่นมองว่าสัญญาณแถบกว้างยิ่ง นี้ คือ สัญญาณรบกวนเลยถูกกำจัดออกจากการพิจารณาของระบบ

- ✓ มีความต้านทานต่อคลื่นหลายวิถีและการรบกวนของสัญญาณใกล้เคียง

ในระบบการมอดูเลตทางเวลา (Time Modulation) แสดงให้เห็นว่ามีความเป็นไปได้ที่จะทำการส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูงในระดับหลักร้อยเมกะบิตต่อวินาที อีกทั้งยังได้ถูกประเมินในส่วนของจำนวนของผู้ใช้งานในระบบการสื่อสารแบบคลื่นวิทยุแบบอิมพัลส์ว่าได้จำนวนที่มากกว่าระบบทั่วไป และเนื่องด้วยมีแบนด์วิดท์ของสัญญาณส่งที่กว้างจึงทำให้ได้รับผลจากคลื่นหลายวิถีอย่างมาก เมื่อเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนสื่อออนไลน์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบมีแบนด์วิดท์ที่กว้างนั้นทำให้เกิดความแตกต่างทางความถี่อย่างมาก ซึ่งเมื่อรวมเข้ากับการส่งสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องจึงทำให้สัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งที่มีการมอดูเลตทางเวลานั้นมีความต้านทานต่อการแพร่กระจายของคลื่นหลายวิถีที่รุนแรง และการรบกวนหรือแทรกสอดจากสัญญาณความถี่ใกล้เคียงได้

- ✓ มีความละเอียดสูงในโดเมนเวลาสำหรับการกำหนดตำแหน่งและการประยุกต์ใช้ในระบบติดตาม (Tracking)

ด้วยพัลส์ที่มีลักษณะทางโดเมนเวลาที่แคบมากๆ หรืออาจกล่าวได้อีกนัยหนึ่งว่าเป็นพัลส์ที่มีความกว้างของสัญญาณน้อยมากๆ นั้นหมายถึง ระบบคลื่นวิทยุแบบแถบกว้างยิ่งมีความเป็นไปได้ที่จะสามารถควบคุมจังหวะและค่านวนเวลาได้อย่างถูกต้องแม่นยำมากกว่าระบบดาวเทียมบอกพิกัด (Global positioning system: GPS) และระบบคลื่นวิทยุแบบอื่นๆ อีกทั้งด้วยคุณสมบัติในการแพร่กระจายผ่านวัสดุได้ดี จึงทำให้สัญญาณแถบกว้างยิ่ง ที่มีการมอดูเลตทางเวลาถูกนำมาใช้งานในระบบเรดาร์ระยะสั้น เช่นในการช่วยเหลือชีวิตและปฏิบัติการป้องกันอาชญากรรม เช่นเดียวกับการใช้งานสำรวจและในอุตสาหกรรมการทำเหมืองแร่ เป็นต้น

2.6 สรุป

บทนี้ได้กล่าวถึงความเป็นมาตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน ข้อดีและจุดเด่นต่าง ๆ ที่น่าสนใจของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งสำหรับประยุกต์ใช้กับระบบการสื่อสารไร้สาย เช่น ราคาต้นทุนต่ำ มีความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมต่ำ ต้านทานต่อคลื่นหลายวิถี และมีความละเอียดสูงในโดเมนเวลา เป็นต้น โดยที่ FCC ได้กำหนดให้สัญญาณที่ใช้ส่งของระบบแถบกว้างยิ่ง มีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนมากกว่าหรือเท่ากับ 0.2 หรือมีแบนด์วิดท์มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz นอกจากนี้ยังมี การร่วมมือกันขององค์กรกลุ่มประเทศสหรัฐอเมริกา กลุ่มประเทศในยุโรป และประเทศญี่ปุ่น ออกกฎข้อบังคับเพื่อเป็นหลักฐานในการพิสูจน์ว่าสัญญาณแถบกว้างยิ่ง ที่นำมาใช้งานไม่ไปรบกวนหรือแทรกสอดระบบการสื่อสารแถบแคบอื่น ๆ ในส่วนสุดท้ายของเนื้อหาในบทนี้กล่าวถึงมาตรฐานของระบบแถบกว้างยิ่ง ซึ่งแบ่งออกเป็น 3 มาตรฐานด้วยกันดังนี้ มาตรฐาน IEEE 802.15.3a สำหรับอัตราการส่งข้อมูลที่สูง มาตรฐาน IEEE 802.15.4a สำหรับอัตราการส่งข้อมูลที่ต่ำ และมาตรฐาน IEEE 802.15.6 สำหรับระบบ WBAN

บทที่ 3

การวิเคราะห์ความเพี้ยนช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง

3.1 บทนำ

การส่งผ่านแถบกว้างยิ่งเป็นเทคโนโลยีที่เหมาะสมอย่างมากสำหรับในโลกของมัลติมีเดีย และ ที่ได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก เพราะสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับการสื่อสารระยะสั้น มีอัตรา การรับส่งข้อมูลที่สูง และเป็นการสื่อสารแบบไร้สายที่มีกำลังส่งต่ำ ในการลดการแทรกสอดที่เกิดขึ้น ในระบบแถบกว้างยิ่ง มีความคาดหวังว่ามาใช้กับสถานะแวดล้อมภายในอาคารเป็นหลัก

ในระบบแบบแถบแคบ ค่าการเชื่อมโยงของการสูญเสียการแพร่กระจายในอวกาศว่างปกติถูก ประเมินผลโดยสูตรการส่งผ่านของฟรีส [15] แต่เราไม่สามารถที่จะนำมาใช้ได้โดยตรงกับระบบการ ส่งผ่านแถบกว้างยิ่ง ดังที่มีการแสดงด้วยฟังก์ชันของความถี่ ยิ่งไปกว่านั้นรูปคลื่นอาจเกิดความ ผิดเพี้ยนเนื่องจากคุณสมบัติความถี่ของสายอากาศ [16] ซึ่งเป็นกรณีพิเศษที่มีอัตราการขยายคงที่ และอะเพอร์เจอร์คงที่ แต่ไม่มีการกล่าวถึง ถึงแม้ว่ามีการแนะนำเกี่ยวกับการใช้ความยาวของ สายอากาศนี้ในทางโดเมนเวลา

3.2 แบบจำลองการส่งผ่านระบบแถบกว้างยิ่ง

สูตรการส่งผ่านของฟรีสได้ถูกนำมาใช้อย่างกว้างขวาง และสามารถประยุกต์ใช้ในการ คำนวณสำหรับช่องสัญญาณในระดับสายตา ครั้งนี้ด้วย

$$\begin{aligned} G_{\text{Friis}}(f) &= \frac{P_r(f)}{P_t(f)} \\ &= G_f(f, d)G_t(f, \Omega_t)G_r(f, \Omega_r)\eta_p(f) \end{aligned} \quad (3.1)$$

เมื่อ f เป็นความถี่ที่ใช้งาน d เป็นระยะทางระหว่างสายอากาศ Tx และ Rx $P_t(f)$ และ $P_r(f)$ เป็นกำลังอินพุตเข้าไปยังสายอากาศ Tx และกำลังเอาต์พุตออกจากสายอากาศ Rx ตามลำดับ $G_t(f, \Omega_t)$ และ $G_r(f, \Omega_r)$ เป็นอัตราขยายประสิทธิผลของสายอากาศ Tx และ Rx ตามลำดับ $G_f(f, d)$ เป็นอัตราขยายการแพร่กระจายอวกาศว่าง และ $\eta_p(f)$ เป็นประสิทธิภาพการแมตช์ โพลาริซั อัตราการแพร่กระจายอวกาศว่างสามารถเขียนได้เป็น

$$G_f(f, d) = \left(\frac{c}{4\pi df} \right)^2 \quad (3.2)$$

เมื่อ c เป็นความเร็วแสง

สำหรับระบบแถบกว้างยิ่ง การเชื่อมโยงอวกาศว่างถูกทำให้เป็นสูตรในเทอมของฟังก์ชันถ่าย โอนความถี่ที่พิจารณารูปคลื่นส่ง ความเพี้ยนที่เกิดจากสายอากาศ ช่องสัญญาณ และเครื่องรับ

สหสัมพันธ์ ฟังก์ชันถ่ายโอนอวกาศว่าง $H_f(f, d)$ สามารถเขียนได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_f(f, d) = \frac{c}{4\pi df} e^{-j2\pi fd/c} \quad (3.3)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนช่องสัญญาณอากาศว่าง $H_c(f)$ ที่ได้รวมสายอากาศเข้าไปได้จากการใช้การขยายสูตรการส่งผ่านของฟรีสเป็น

$$H_c(f) = H_f(f, d) \mathbf{H}_t(f, \Omega_t) \cdot \mathbf{H}_r(f, \Omega_r) \quad (3.4)$$

เมื่อ $\mathbf{H}_a(f, \Omega_a)$ ($a = t$ หรือ r) เป็นเวกเตอร์ฟังก์ชันถ่ายโอนเชิงซ้อนของสายอากาศเทียบกับสายอากาศไอโซทรอปิกในทิศทาง $\Omega_a = (\theta_a, \varphi_a)$ นั่นคือ

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_a(f, \Omega_a) &= \mathbf{H}_a(f, \theta_a, \varphi_a) \\ &= \hat{\theta}_a H_{a\theta}(f, \theta_a, \varphi_a) + \hat{\phi}_a H_{a\phi}(f, \theta_a, \varphi_a) \end{aligned} \quad (3.5)$$

ซึ่งมีความสัมพันธ์เป็น

$$\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \|H(f, \theta_a, \varphi_a)\|^2 \sin \theta d\theta d\varphi = \eta_a \quad (3.6)$$

เมื่อ η_a เป็นประสิทธิภาพสายอากาศ ดังนั้น ค่านี้จึงถูกนอร์มัลไลซ์ด้วยสายอากาศไอโซทรอปิกเวกเตอร์หนึ่งหน่วย $\hat{\theta}_a$ และ $\hat{\phi}_a$ แสดงการโพลาไรซ์และถูกนิยามเทียบกับพิกัดทรงกลมของแต่ละสายอากาศ ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้เป็น

$$\hat{\theta}_t = \hat{\theta}_r \quad (3.7)$$

$$\hat{\phi}_t = -\hat{\phi}_r \quad (3.8)$$

จากการแสดงโดยใช้เวกเตอร์ $\eta_p(f)$ ในสมการที่ (3.1) ได้ถูกพิจารณาเข้าไปด้วย

สำหรับสายอากาศ Tx และ Rx ที่เหมือนกันและเป็นไปตามสมการที่ (3.7) และ (3.8)

ฟังก์ชันถ่ายโอนเชิงซ้อนของสายอากาศ Tx และ Rx สามารถเขียนได้เป็น

$$H_t(f) = H_r(f) = \sqrt{\frac{H_c(f)}{H_f(f, d)}} \quad (3.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์โดยมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H_c(f) V_t(f) e^{j2\pi ft} df \quad (3.10)$$

เมื่อ $V_t(f)$ เป็นสเปกตรัมของรูปคลื่นส่ง

3.3 เครื่องรับสหสัมพันธ์

จากเครื่องรับสหสัมพันธ์ที่แสดงในรูปที่ 3.1 SNR เอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับทางเลือกรูปคลื่นต้นแบบ ดังนั้น เอาต์พุตของเครื่องรับสหสัมพันธ์ $v_o(\tau)$ แสดงได้เป็น

$$v_o(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} v_r(t) h_w(t - \tau) dt \quad (3.11)$$

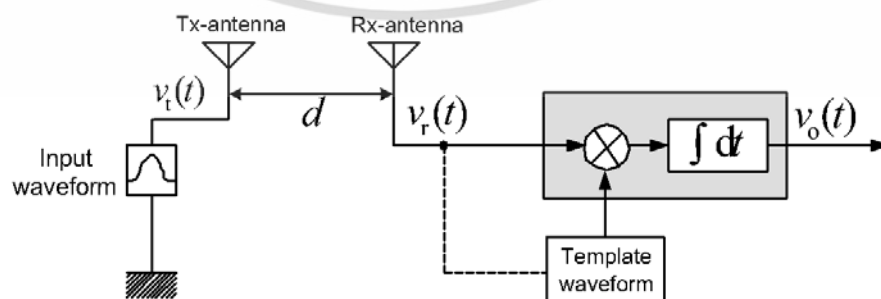
เมื่อ $h_w(t)$ เป็นรูปคลื่นต้นแบบ และ τ สอดคล้องกับการทำเวลาของรูปคลื่นต้นแบบ การทำเวลาที่เหมาะสมที่สุด τ_0 ถูกเลือกเป็น

$$\tau_0 = \arg[\max |v_o(\tau)|] \quad (3.12)$$

ต่อจากนี้ไป $h_w(t)$ จะถูกนอร์มัลไลซ์เป็น

$$\int_{-\infty}^{\infty} |h_w(t)|^2 dt = 2B \quad (3.13)$$

เมื่อ B เป็นแบนด์วิธของสัญญาณ ดังนั้น กำลังสัญญาณรบกวนเอาต์พุตเป็นค่าคงที่เท่ากับ N_0B เมื่อ $N_0/2$ เป็นความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์แบบบวก (Additive White Gaussian Noise: AWGN)



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองระบบการส่งผ่านสำหรับสัญญาณแถบกว้างยิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภายใต้ข้อจำกัดของสมการที่ (3.13) $h_{wm}(t)$ จะทำให้ $v_o(\tau_o)$ มีค่ามากที่สุดเมื่อ $h_{wm}(t)$ เป็นเวลาย้อนกลับและเป็นการสเกลของ $v_r(t)$ นั่นคือ

$$h_{wm}(t) = \frac{\sqrt{2B}v_r(\tau_o - t)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |v_r(t)|^2 dt}} \quad (3.14)$$

เมื่อ τ_o จะถูกเลือกเพื่อทำให้ $h_{wm}(t) = 0$ สำหรับ $t < 0$ ซึ่งเป็นไปตามความสัมพันธ์ระหว่างเหตุและผล ต่อจากนี้ไป $h_{wm}(t)$ จะถูกเรียกว่ารูปคลื่นต้นแบบสัญญาณที่รับได้ สังเกตได้ว่าการประเมินผลการเชื่อมโยงมีค่าเท่ากับใน [17] เมื่อ $h_{wm}(t)$ ถูกใช้เป็นสัญญาณต้นแบบของเครื่องรับ

3.4 ความเป็นไปได้ของเครื่องรับสหสัมพันธ์ที่เหมาะสมที่สุด

สังเกตได้จากสมการที่ (3.14) รูปคลื่นต้นแบบสัญญาณที่รับได้ ไม่ได้เป็นเวลาย้อนกลับอย่างง่ายของรูปคลื่นส่ง แต่ได้รวมคุณสมบัติความถี่ของสายอากาศและการแพร่กระจายในอวกาศว่าง ดังนั้น สามารถที่จะปรับเปลี่ยนรูปคลื่นต้นแบบตามคุณสมบัติสายอากาศที่ขึ้นอยู่กับมุม เนื่องจากรูปคลื่นจะถูกสร้างที่ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาอย่างน้อยสองเท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณ ดังนั้น จะทำการพิจารณารูปคลื่นต้นแบบแบบบัญญัติ $h_{wc}(t)$ ในบทความนี้ได้เลือก $h_{wc}(t)$ ที่เหมาะสมที่สุดสำหรับสายอากาศไอโซทรอปิกที่มีอัตราขยายคงที่ นั่นคือ

$$h_{wc}(t) = \frac{\sqrt{2B}v_{r-iso}(\tau_o - t)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |v_{r-iso}(t)|^2 dt}} \quad (3.15)$$

เมื่อรูปคลื่นอินพุตเครื่องรับสำหรับกรณีของสายอากาศไอโซทรอปิกถูกใช้ทั้งสองด้าน $v_{r-iso}(t)$ สามารถเขียนได้เป็น

$$v_{r-iso}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H_f(f, d)V_t(f)e^{j2\pi ft} df \quad (3.16)$$

3.5 ความเพี้ยนของรูปคลื่น

ความเพี้ยนของรูปคลื่น W ถูกพิจารณาในเทอมของความเพี้ยนระหว่างรูปคลื่นที่รับได้กับรูปคลื่นที่รับได้ในกรณีสายอากาศไอโซทรอปิกถูกใช้ทั้งสองด้าน ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$W = 1 - \frac{\max_{\tau} \left| \int_{-\infty}^{\infty} v_r^*(t)v_{r-iso}(t+\tau) dt \right|}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |v_r(t)|^2 dt} \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |v_{r-iso}(t)|^2 dt}} \quad (3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ * เป็นตัวดำเนินการสังยุคเชิงซ้อน $v_r(t)$ เป็นรูปคลื่นที่รับได้ในโดเมนเวลาและสามารถหาได้จาก การแปลงฟูรีเยร์ย้อนกลับของความหนาแน่นสเปกตรัม

$$v_r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} V_r(f) e^{j2\pi ft} df \quad (3.18)$$

ปริมาณนี้มีค่าเท่ากับ 0 เมื่อสองรูปคลื่นเหมือนกัน และมีค่าลดลงเมื่อรูปคลื่นมีความแตกต่างกันมากขึ้น

3.6 อัตราขยายการส่งผ่าน

อัตราขยายการส่งผ่านในวิทยานิพนธ์นี้นิยามเป็นแอมพลิจูดค่ายอดของเอาต์พุตเครื่องรับ สหสัมพันธ์ที่ใช้สายอากาศที่พิจารณานอร์แมลไลซ์ด้วยแอมพลิจูดค่ายอดของเอาต์พุตเครื่องรับ สหสัมพันธ์ที่ใช้สายอากาศไอโซทรอปิกทั้งสองด้าน จากการทำนอร์แมลไลซ์ของรูปคลื่นต้นแบบใน สมการที่ (3.19) และ (3.20) ค่าอัตราขยายนี้แสดงอัตราขยายของอัตรา SNR ดังนั้น อัตราขยายการ ส่งผ่านของกรณีต้นแบบสัญญาณที่รับได้ G_{wm} ในหน่วย dBi สามารถเขียนได้เป็น

$$G_{wm} = 20 \log \left(\frac{\max \left| \int_{-\infty}^{\infty} v_r(t) h_{wm}(t-\tau) dt \right|}{\max \left| \int_{-\infty}^{\infty} v_{r-iso}(t) h_{wc}(t-\tau) dt \right|} \right) \quad (3.19)$$

ในทำนองเดียวกัน อัตราขยายการส่งผ่านของกรณีต้นแบบไอโซทรอปิก G_{wc} ในหน่วย dBi สามารถเขียนได้เป็น

$$G_{wc} = 20 \log \left(\frac{\max \left| \int_{-\infty}^{\infty} v_r(t) h_{wc}(t-\tau) dt \right|}{\max \left| \int_{-\infty}^{\infty} v_{r-iso}(t) h_{wc}(t-\tau) dt \right|} \right) \quad (3.20)$$

ความแตกต่างกันระหว่างอัตราขยายการส่งผ่านของกรณีต้นแบบสัญญาณที่รับได้และกรณี ต้นแบบไอโซทรอปิกยังแสดงถึงปริมาณความเพี้ยนของรูปคลื่น ซึ่งแตกต่างจากสูตรการส่งผ่านของ ฟริสแบบดั้งเดิมโดยที่อัตราการส่งผ่านที่เหมาะสมที่สุดของสัญญาณแถบกว้างยิ่ง ไม่สามารถแสดงเป็น นิยามอย่างง่ายโดยการคูณกันของอัตราขยายของสายอากาศ

3.7 รูปคลื่นสัญญาณส่งของแถบกว้างยิ่ง

ผลกระทบของความเพี้ยนของรูปคลื่นจะเห็นได้ชัดมากขึ้นเมื่อแบนด์วิดท์กว้างมากขึ้น ดังนั้น จึงได้ทำการพิจารณารูปคลื่นที่ครอบคลุมแถบความถี่ทั้งหมดของ FCC นั่นคือ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz

และแถบความถี่ร่วมระหว่าง FCC ของสหรัฐอเมริกา การประชุมสหภาพยุโรปของคณะบริหาร เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่ภายใต้การดำเนินงานของโครงการ FP7-258182 โดยผู้เขียนไม่จำเป็นต้องรับผิดชอบต่อเนื้อหา และไม่รับประกันว่าเนื้อหาจะถูกต้องหรือเหมาะสมสำหรับวัตถุประสงค์อื่นใด

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

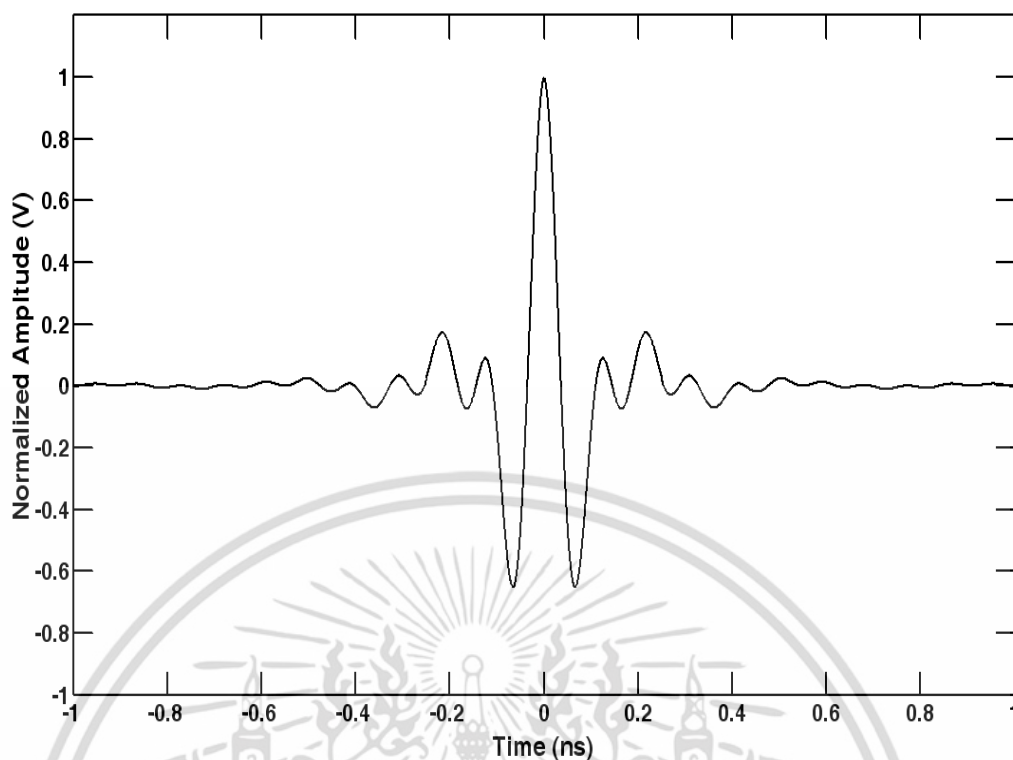
ไปรษณีย์และโทรคมนาคม/คณะกรรมการการสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์ (European Conference of Postal and Telecommunications Administrations/Electronic Communications Committee: CEPT/ECC) ของยุโรป และกระทรวงมหาดไทยและการสื่อสาร (Ministry of Internal Affairs and Communications: MIC) ของญี่ปุ่น นั่นคือ 7.25 GHz ถึง 8.5 GHz รูปคลื่นแถบผ่านรากที่สองของไรซ์โคซายน์ ฟังก์ชันความหนาแน่นสเปกตรัม $V_{t,ro}$ แสดงได้ดังนี้

$$V_{t,ro}(f) = \begin{cases} 1 & |f| - f_c \leq \frac{1-\beta}{2T} \\ A \frac{(1-\beta)}{2T} < |f| - f_c \leq \frac{(1+\beta)}{2T}, \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}, \quad (3.21)$$

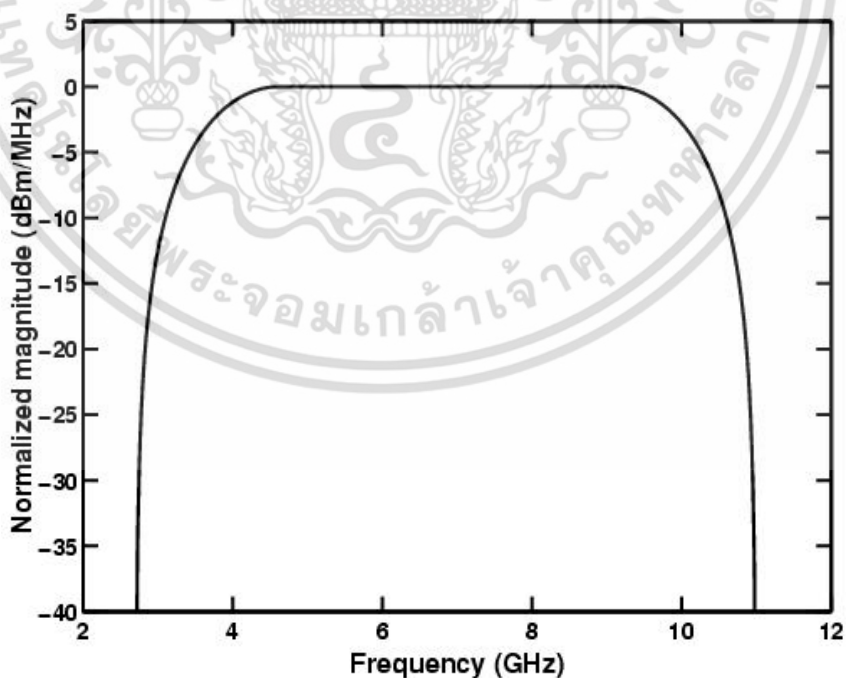
เมื่อ

$$A = \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi T}{\beta} \left[|f| - f_c - \frac{1-\beta}{2T} \right] \right) \right]}, \quad (3.22)$$

$T = 1/f_b$ เป็นส่วนกลับของอัตราสัญลักษณ์ f_b เป็นสเปกตรัมแบนด์วิดท์ f_c เป็นความถี่กลาง $\beta = 0.3$ เป็นแฟคเตอร์ลาดเอียง ซึ่งได้พิจารณาเป็นไปตามเงื่อนไขข้อกำหนดสเปกตรัมมาสก์ (Spectrum mask) ของ FCC กำหนดให้ f_c มีค่าเท่ากับ 6.85 GHz f_b มีค่าเท่ากับ 6.37 GHz รูปคลื่นสัญญาณส่งของระบบแถบกว้างยิ่งยวดตามข้อกำหนดของ FCC และแถบความถี่ร่วม แสดงดังรูปที่ 3.1 และ 3.3 ตามลำดับ และความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณส่งตามข้อกำหนดของ FCC และแถบคามถี่ร่วม แสดงดังรูปที่ 3.2 และ 3.4 ตามลำดับ

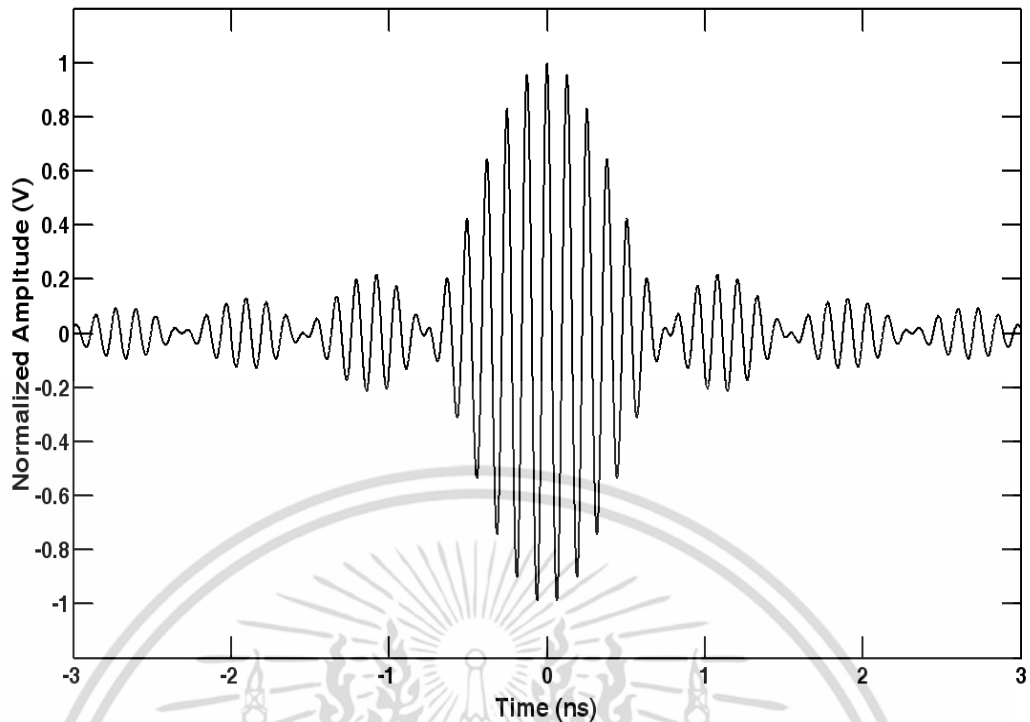


รูปที่ 3.2 รูปคลื่นแถบผ่านรบกวนที่สองของโรซีโคซาน์ที่ถูกนอร์มัลไลซ์เป็นไปตามสเปกตรัมมาตรฐานของ FCC

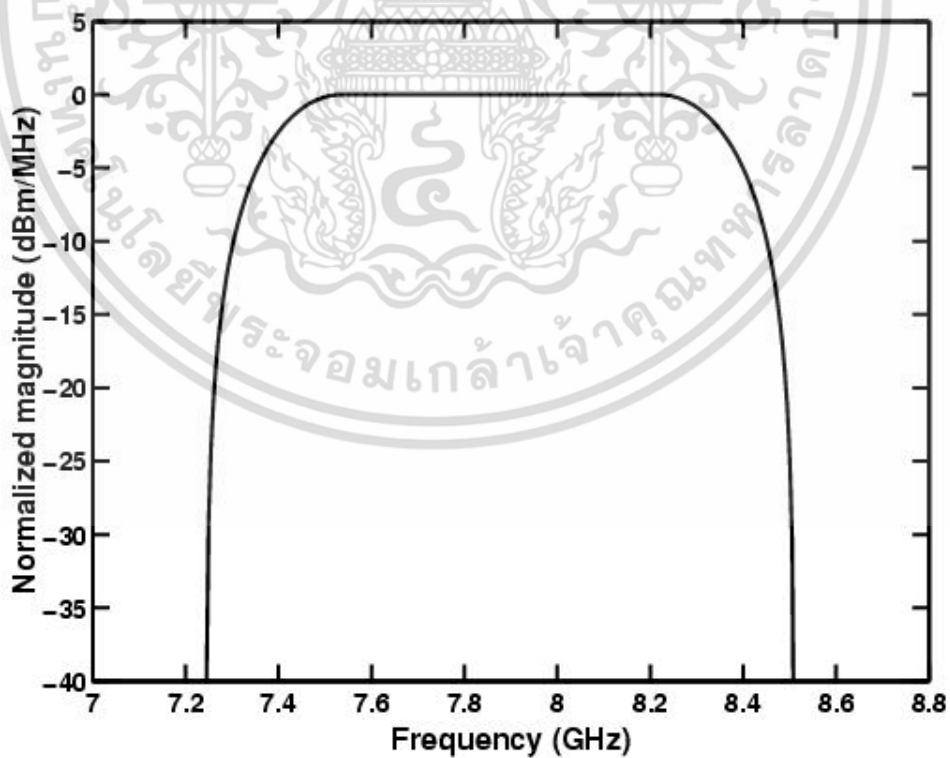


รูปที่ 3.3 ความหนาแน่นสเปกตรัมที่ถูกนอร์มัลไลซ์ของรูปคลื่นแถบผ่านรบกวนที่สองของโรซีโคซาน์ที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาตรฐาน FCC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 รูปคลื่นแถบผ่านราก็สองของโรซีโคชายน์ที่ถูกนอร์แมลไลซ์เป็นไปตามสเปกตรัมมาส์คของแถบความถี่ร่วม



รูปที่ 3.5 ความหนาแน่นสเปกตรัมที่ถูกนอร์แมลไลซ์ของรูปคลื่นแถบผ่านราก็สองของโรซีโคชายน์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาส์คแถบความถี่ร่วมนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.8 สรุป

บทนี้ได้กล่าวถึงการจำลองการส่งผ่านสัญญาณแถบกว้างยิ่ง โดยจะแบ่งหัวห่วยย่อยออกเป็น ส่วนต่าง ๆ ดังนี้ ในส่วนเริ่มต้นกล่าวถึงทฤษฎีการประยุกต์ใช้สูตรการส่งผ่านสัญญาณของพรีสสำหรับ ระบบการส่งผ่านสัญญาณแถบกว้างยิ่ง จากนั้นได้นำเสนอทฤษฎีและวิธีการใหม่เพื่อวิเคราะห์หา ปริมาณของความเพี้ยนรูปคลื่น ซึ่งอาจมีสาเหตุที่เกิดจากฟังก์ชันการถ่ายโอนช่องสัญญาณ พร้อมทั้ง ได้นำแบบจำลองของการถดถอยเชิงเส้นมาใช้สำหรับการวิเคราะห์ผล และในส่วนภาครับผู้วิจัยนี้ได้ พิจารณาใช้เครื่องรับสหสัมพันธ์ที่เหมาะสมที่สุด ด้วยรูปคลื่นต้นแบบจากสัญญาณที่รับได้และ เปรียบเทียบกับรูปคลื่นต้นแบบกรณีที่ใช้สายอากาศไอโซทรอปิก ต่อมาได้มีการหาความเพี้ยนของ รูปคลื่น หลังจากนั้นก็ทำการหาอัตราขยายการส่งผ่านของระบบแถบกว้างยิ่ง ส่วนสุดท้ายได้กล่าวถึง ทฤษฎีรูปคลื่นสัญญาณส่งแถบกว้างยิ่ง ตามข้อกำหนดของ FCC เพื่อใช้สำหรับการส่งผ่านระบบแถบ กว้างยิ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

แบบแผนการทดลองและการวัดความเพี้ยน ช่องสัญญาณการส่งผ่านแถบกว้างยิ่ง

4.1 บทนำ

ในบทนี้กล่าวถึงแบบแผนการทดลองวัดและทดลองการผิดเพี้ยนเนื่องจากสายอากาศ โดยได้ทำการทดลองซึ่งรูปแบบการทดลองสามารถแสดงได้ดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 4.1 ซึ่งมีความสำคัญอย่างยิ่งในการแสดงถึงประสิทธิภาพการนำสายอากาศไปประยุกต์ใช้งาน



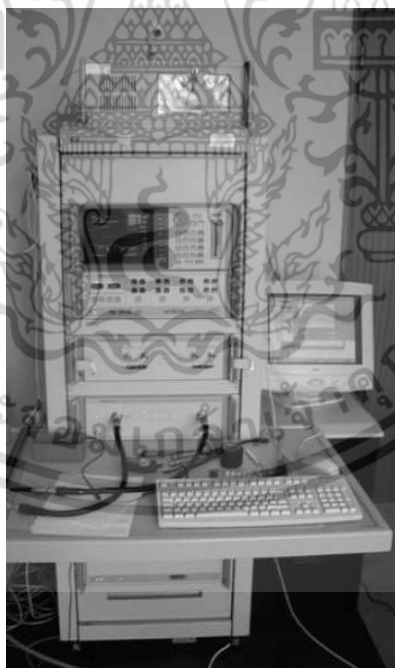
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งในบทนี้เป็นการนำเสนอแบบแผนการวัดและแบบแผนการทดลอง โดยได้ทำการวัดในห้องปฏิบัติการ สะท้อน ที่มหาวิทยาลัย Tokyo Institute of Technology ประเทศญี่ปุ่น ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการ ประเมินประสิทธิภาพสายอากาศสองชนิดคือ สายอากาศแบบกรวยคู่และสายอากาศไดโพลราคา บล็อก ซึ่งสายอากาศทั้งสองที่ใช้เป็นสายอากาศที่มีแบนด์วิดท์ที่ตอบสนองต่อความถี่ย่านแถบกว้างยิ่ง คือตั้งแต่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz โดยรายละเอียดขั้นตอนการทดลองสามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

4.2 ขั้นตอนในการเตรียมการทดลอง

4.2.1 เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์ รุ่น HP-8757D ชุดทดสอบ พารามิเตอร์การกระจาย (S-parameter test set) รุ่น HP-8514B และตัวสังเคราะห์ความถี่ (Frequency synthesized sweeper) รุ่น HP-83620A เป็นอุปกรณ์หลักในการทดลองดังแสดงให้ เห็นในรูปที่ 4.2 ซึ่งจะถูกควบคุมผ่านคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (Personal Computer: PC) ที่เชื่อมต่อ ผ่านช่องสื่อสารแบบ GPIB (General purpose interface bus) โดยอุปกรณ์ชนิดนี้จะมีคุณสมบัติที่ สามารถตรวจวัดสัญญาณในโครงข่ายหนึ่งพอร์ตและสองพอร์ต ซึ่งในการทดลองนี้จะทำการตรวจวัด แบบสองพอร์ตโดยพอร์ตที่หนึ่งคือพอร์ตที่ใช้ในการส่งสัญญาณ Tx ส่วนพอร์ตสองจะใช้ในการรับ สัญญาณ Rx โดยที่ปลายของพอร์ตทั้งสองจะถูกต่อด้วยสายอากาศแบบกรวยคู่ และทำการวัดใน โดเมนความถี่ก่อนที่จะถูกนำผลการวัดไปวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์

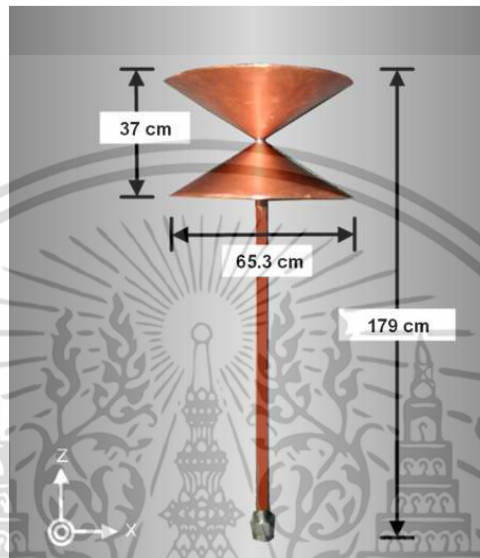


รูปที่ 4.2 เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์ (Vector Network Analyzer)

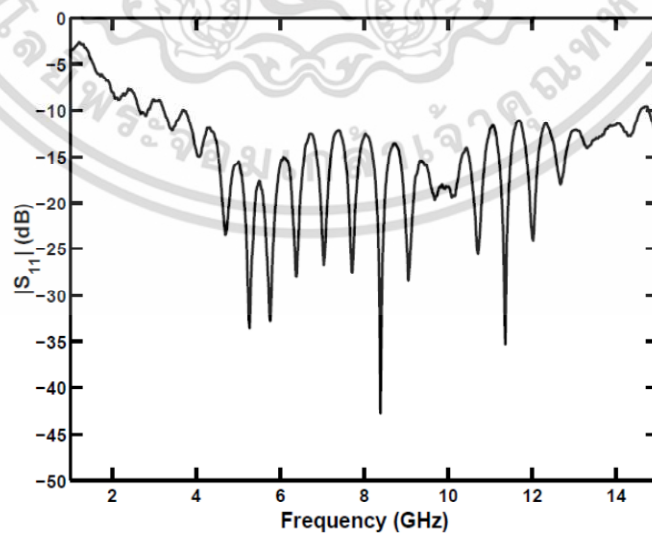
4.2.2 สายอากาศแบบกรวยคู่ (Biconical antenna)

ลักษณะโครงสร้างและขนาดของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 4.3 ซึ่งสายอากาศแบบกรวยคู่เป็น เอกสารนี้สายอากาศที่ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัว โดยกรวยด้านบนของสายอากาศใช้ในการ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แพร่กระจายคลื่นวิทยุส่วนกรวยด้านล่างจะต่อกับสายดิน ซึ่งลักษณะการป้อนสัญญาณจะเป็นการป้อนสัญญาณเข้ายังส่วนกลางของสายอากาศแล้วแพร่กระจายคลื่นออกรอบทิศทาง ในรูปที่ 4.4 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Reflection Coefficient: S_{11}) ของสายอากาศกรวยคู่ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับมีค่าต่ำกว่า -10 dB ที่ครอบคลุมในช่วงความถี่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz และรูปที่ 4.5 แสดงถึงอัตราขยายและเฟสของสายอากาศกรวยคู่ [19]

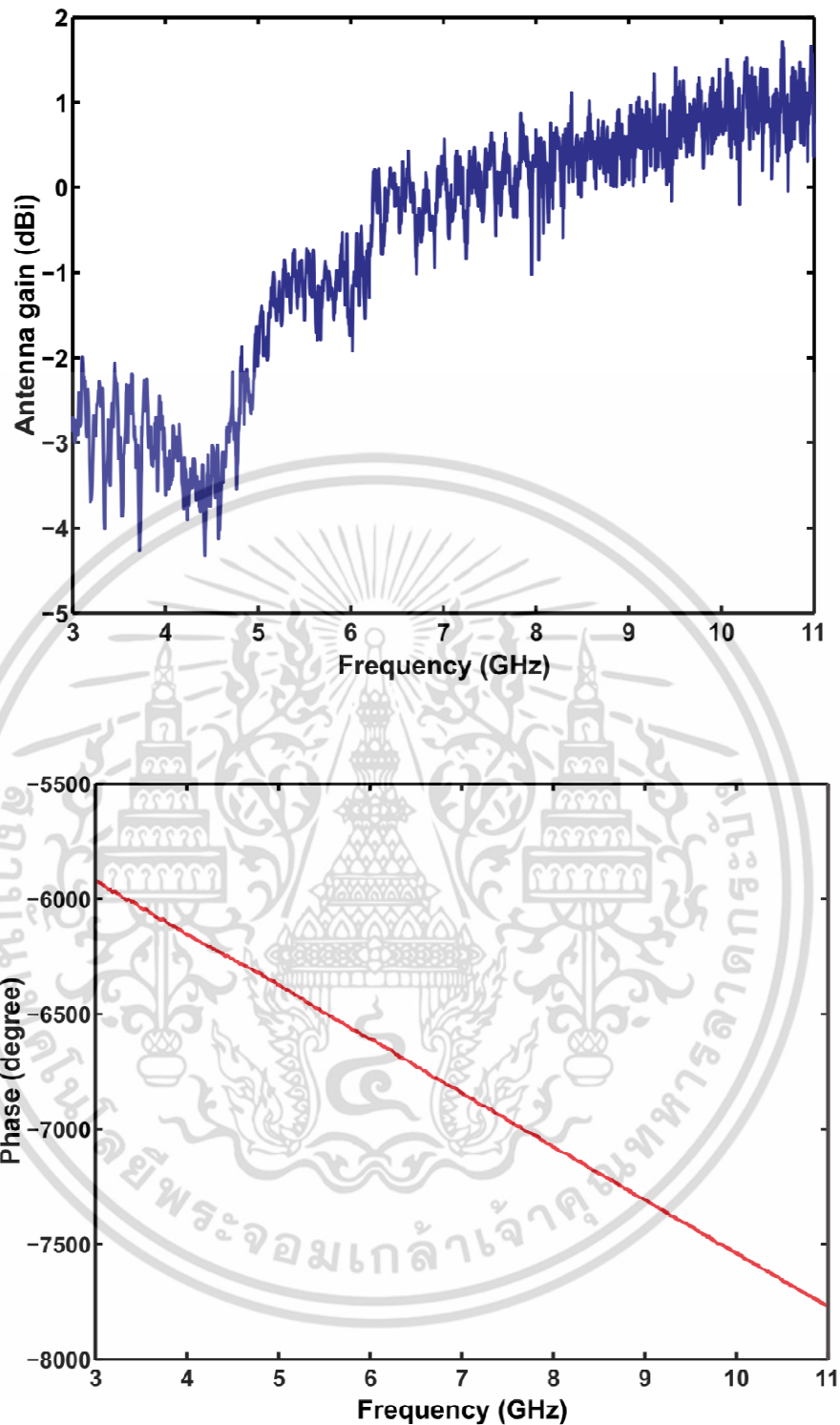


รูปที่ 4.3 สายอากาศกรวยคู่ที่ใช้ในการทดลองวัด



รูปที่ 4.4 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบกรวยคู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 อัตราขยายและเฟสของการถ่ายโอนสายอากาศแบบกรวยคู่

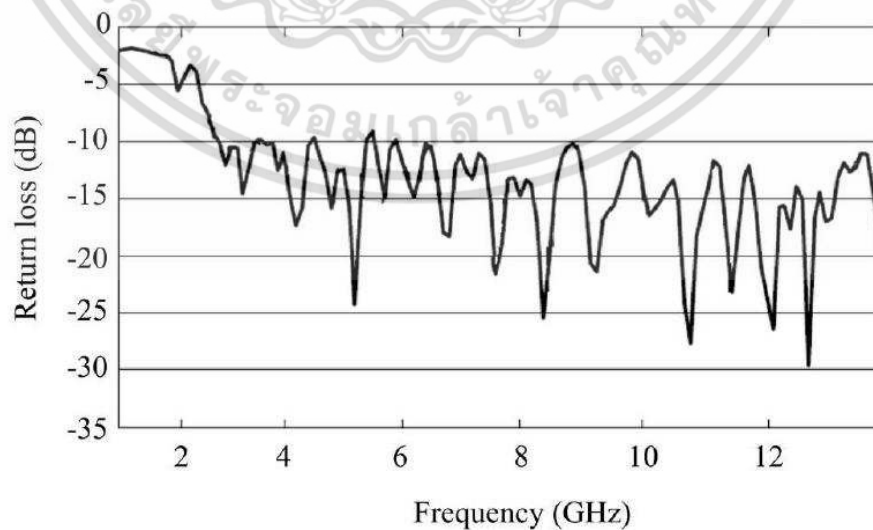
4.2.3 สายอากาศไดโพลรายคาบล็อก (Log periodic dipole antenna)

สายอากาศไดโพลรายคาบล็อกเป็นสายอากาศแบบไดโพลที่นิยมใช้กันอีกโครงสร้างหนึ่ง เนื่องจากคุณสมบัติของสายอากาศชนิดนี้มีช่วงการตอบสนองความถี่กว้างอีกทั้งมีอัตราการขยายสูง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จึงเป็นสายอากาศที่ควรศึกษาเพื่อนำมาใช้งานในยุคของการสื่อสารแบบไร้สาย สายอากาศไดโพลรายคาบล็อกเป็นสายอากาศประเภทหนึ่งที่ตั้งอยู่ในสายอากาศประเภทแถบกว้าง (Broadband Antenna) หรือ เป็นสายอากาศที่ไม่ขึ้นกับความถี่ (Frequency - Independent Antenna) กับการใช้งานและมีช่วงความถี่ที่กว้างจึงเป็นที่นิยมใช้ในงานสื่อสารที่ต้องใช้ความถี่กว้าง รูปที่ 4.6 สายอากาศไดโพลรายคาบล็อกที่ใช้ในการวัดทดสอบ สายอากาศไดโพลรายคาบล็อก [20] ที่ใช้ในการทดสอบเป็นสายอากาศที่ใช้ในเชิงพาณิชย์ ช่วงการใช้งานของสายอากาศอยู่ที่ 1.0 GHz ถึง 12.4 GHz



รูปที่ 4.6 สายอากาศไดโพลรายคาบล็อก (Watkins-Johnson AR7-15A)



รูปที่ 4.7 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศไดโพลรายคาบล็อก

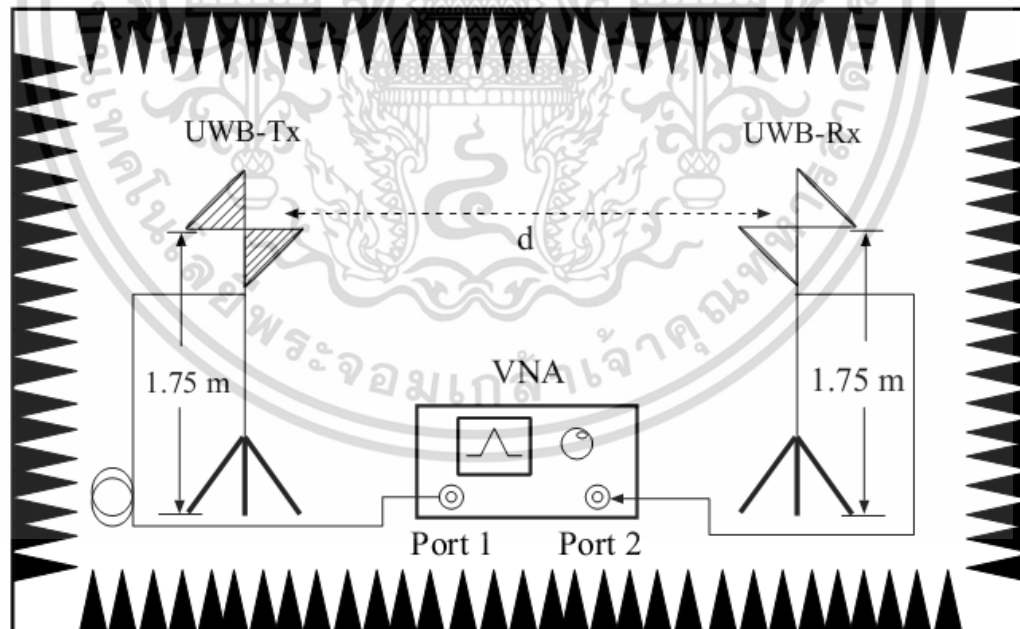
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนสื่อออนไลน์ การค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองได้แสดงให้เห็นในตารางที่ 4.1

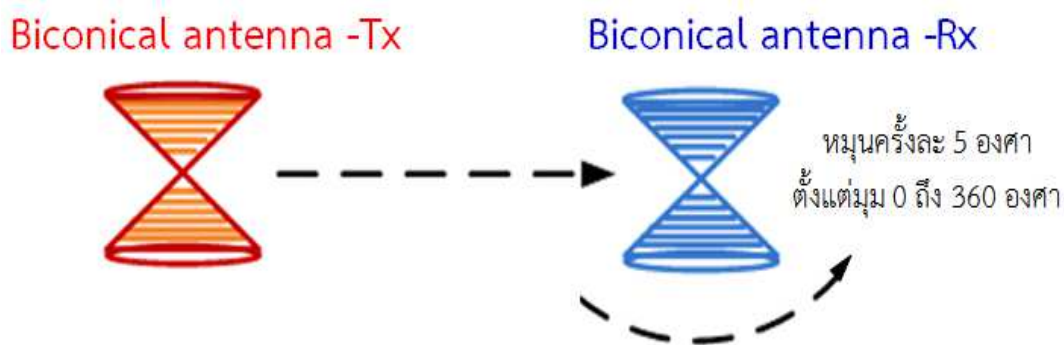
ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

พารามิเตอร์	ค่า
ช่วงความถี่	7.25 - 8.5 GHz และ 3 - 11 GHz
จำนวนจุดความถี่	1601 จุด
ความสูงของสายอากาศด้านส่ง	1.75 m
ความสูงของสายอากาศด้านรับ	1.75 m
ชนิดของสายอากาศ	สายอากาศกรวยคู่ และ สายอากาศไดโพลรายคาบล็อก
การวางสายอากาศ	แนวนอน
ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่ง-รับ	4 m
การหมุนสายอากาศ	0 องศา - 360 องศา
การหมุนสายอากาศ/ครั้ง	5 องศา

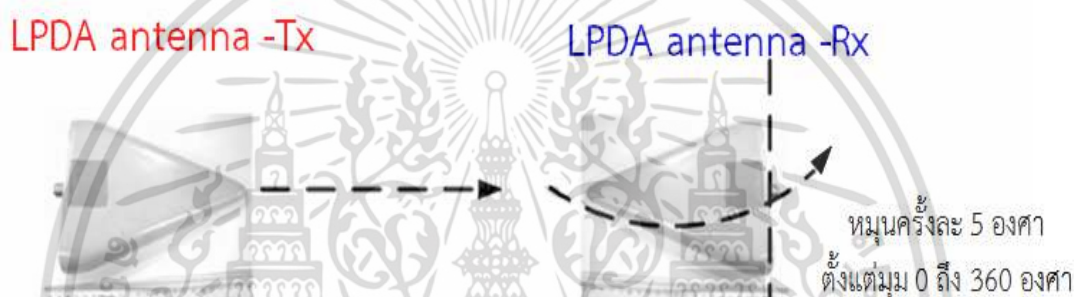


รูปที่ 4.8 แบบจำลองการของการทดลองวัดในห้องไร้การสะท้อน และการติดตั้งอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 การปรับตำแหน่งของสายอากาศ Biconical ในการทดลองวัด (มุมมองด้านบน)



รูปที่ 4.10 การปรับตำแหน่งของสายอากาศ LPDA ในการทดลองวัด (มุมมองด้านบน)

4.4 เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

ตารางที่ 4.2 รายการอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองวัด

รายการอุปกรณ์	จำนวน
เครื่องวิเคราะห์ที่โครงข่ายแบบเวกเตอร์	1 เครื่อง
สายอากาศรายคาบล็อก (Log Periodic Dipole Antennas)	2 ตัว
สายอากาศกรวยคู่ (Biconical Antennas)	2 ตัว
ชุดอุปกรณ์ปรับเทียบ (Calibrate Kit)	1 ชุด
อุปกรณ์หมุนสายอากาศ	1 ชุด
สายเคเบิล	2 เส้น
คอนเน็คเตอร์	2 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 ขั้นตอนและวิธีการในการทดลอง

1. เริ่มทำการติดตั้งสายอากาศตามแบบจำลองการทดลอง โดยแบบจำลองการทดลองแรกเป็นการใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ในการรับ-ส่ง ติดตั้งสายอากาศทั้งสองที่ความสูงเท่ากันคือที่ 1.75 m และมีระยะห่างระหว่างสายอากาศ 4 m
2. ทำการตั้งค่าพารามิเตอร์ความถี่ที่ 3 GHz ถึง 11 GHz เพื่อให้ครอบคลุมช่วงความถี่ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a และตั้งจำนวนจุดความถี่ที่ 1601 จุด
3. ทำการเปรียบเทียบเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์พอร์ตด้านส่ง ด้วยชุดเปรียบเทียบซึ่งประกอบไปด้วย open circuit, short circuit และ load
4. จากนั้นทำการเปรียบเทียบพอร์ตทางด้านรับ เมื่อเสร็จสิ้น จึงนำสายเคเบิลไปต่อกับสายอากาศแล้วการวัด
5. ทำการวัดโดยหมุนสายอากาศด้านรับไปครั้งละ 5 องศา จนครบ 360 องศา จนเสร็จสิ้น
6. ทำการเปลี่ยนสายอากาศเป็นสายอากาศไดโพลแบบรายคาบล็อก แล้วทำการทดลองวัดเหมือนกับข้อที่ 5
7. แล้วนำผลที่ได้ไปประมวลผลในโปรแกรม Matlab[®] และทำการวิเคราะห์

4.6 สรุป

สำหรับบทนี้ได้กล่าวถึงแบบแผนการทดลองและการวัดทดลองความเพี้ยนเชิงเฟสเนื่องจากสายอากาศ โดยได้ทดลองในห้องปฏิบัติการสะท้อนโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์ในการทดลองวัด ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอสายอากาศที่ใช้ในการทดสอบสองชนิด คือ สายอากาศแบบกรวยคู่และสายอากาศไดโพลรายคาบล็อก ซึ่งก่อนทำการวัดจะต้องทำการเปรียบเทียบเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์ก่อนทำการวัดจากนั้นทำการติดตั้งและตั้งค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 4.1 แล้วทำการวัดตามกระบวนการในการทดลองตามขั้นตอนที่ 4.5 ดังที่ได้กล่าวมาข้างต้น ซึ่งพารามิเตอร์ที่ได้จะเป็นค่า ฟังก์ชันการถ่ายโอนของสายอากาศในอวกาศว่างแล้วนำผลที่บันทึกในคอมพิวเตอร์ไปทำการประมวลผลด้วยโปรแกรมเพื่อวิเคราะห์ถึงประสิทธิภาพต่อไป

บทที่ 5

ผลการทดลองวัดและวิเคราะห์

5.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงการวิเคราะห์และการสรุปผลการทดลองวิจัย ซึ่งใช้หลักการวิเคราะห์ช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งโดยใช้สูตรการประยุกต์การส่งผ่านของฟรีส และทางด้านรับได้เสนอเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ด้วยสัญญาณที่รับได้ ซึ่งได้แสดงหลักการวิเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 ผลที่ได้จากการวัดหรือการทดสอบจริงของช่องสัญญาณการส่งผ่านในสภาพแวดล้อมจริง รูปแบบของสัญญาณส่ง และรูปแบบการจำลองวัดได้ จากนั้นได้นำเอาผลการวัดมาทำการประเมินผล เพื่อนำพารามิเตอร์มาเปรียบเทียบและวิเคราะห์ผลของความแตกต่างตลอดจนสอดคล้องกับแนวทางทฤษฎีหรือไม่ อย่างไรก็ตามตัวอย่างของผลการทดลองวิจัยที่ได้แสดงในบทนี้ เช่น คุณสมบัติของสายอากาศที่ใช้ในการทดสอบ ขนาดและเฟส และอัตราขยายการส่งผ่านของช่องสัญญาณการแถบกว้างยิ่งด้วยกรณีสายอากาศด้านรับและด้านส่งเหมือนกันโดยใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ และในกรณีที่ใช้สายอากาศไดโพลรายคาบล๊อค

5.2 ผลการทดลองวัดและการวิเคราะห์

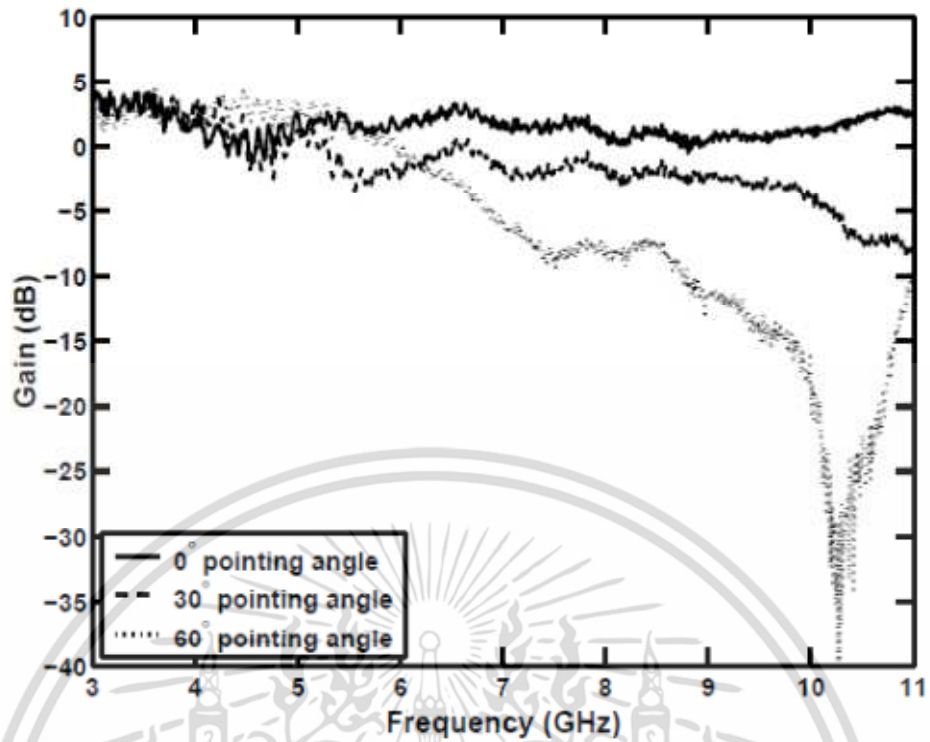
5.2.1 อัตราขยายการส่งผ่าน

อัตราขยายการส่งผ่านกรณีใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ในการรับส่งทั้งสายอากาศรับและส่ง ซึ่งจากรูปที่ 5.1 จะเห็นว่าค่าอัตราขยายช่วงมุม 0 องศาและ 30 องศา มีค่าค่อนข้างคงที่ตลอดช่วงความถี่ โดยมีค่าสูงสุดที่ประมาณ 4 dB และในขณะที่มุม 60 องศา นั้นมีค่าการเปลี่ยนแปลงของอัตราขยายที่ลดลงค่อนข้างมากซึ่งช่วงความถี่สูงเป็นช่วงที่มีค่าการเปลี่ยนแปลงมากที่สุด ในขณะรูปที่ 5.4 แสดงอัตราขยายการส่งผ่านสำหรับการเชื่อมโยงกรณีใช้สายอากาศแบบกรวยคู่กับสายอากาศไดโพลรายคาบล๊อคซึ่งจะเห็นว่าที่มุม 0 องศา นั้น อัตราขยายการส่งผ่านมีค่าที่สูงกว่ากรณีใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ทั้งรับและส่ง แต่เมื่อทำการหมุนสายอากาศไปที่มุม 30 องศาและ 60 องศา นั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงมีค่าการเปลี่ยนแปลงที่มากกว่าและมีค่าที่ลดต่ำลงอย่างเห็นได้ชัดจนมีค่าต่ำกว่าสายอากาศแบบกรวยคู่ ซึ่งสาเหตุน่าจะเกิดจากขนาดและรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลรายคาบล๊อคที่มีขนาดเล็กกว่าสายอากาศแบบกรวยคู่

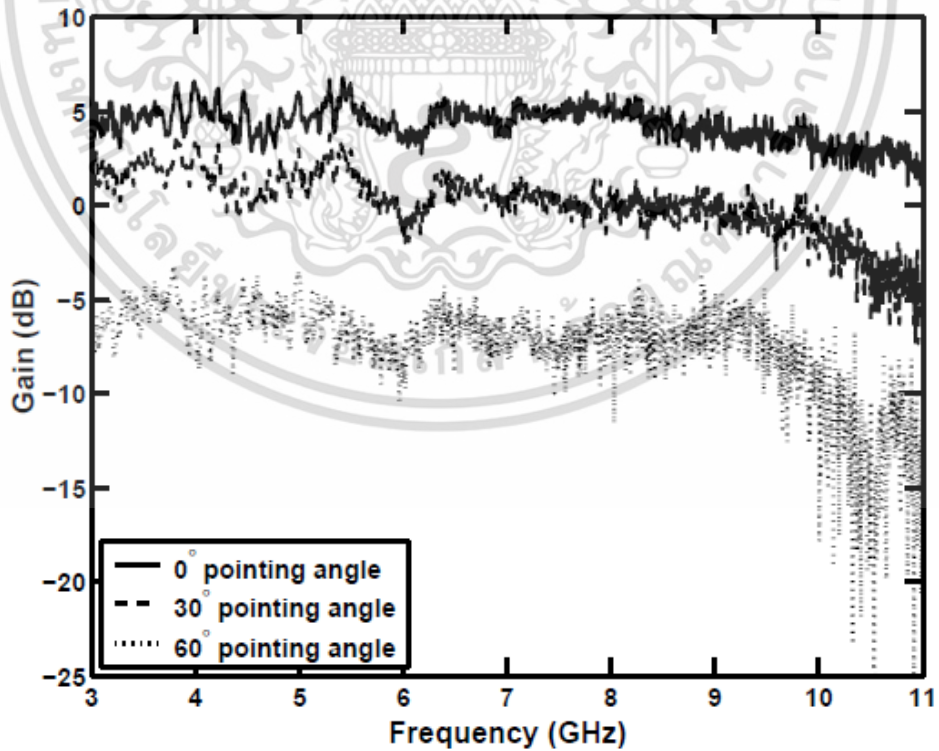
5.2.2 การประวิงกลุ่ม (Group Delay)

การประวิงกลุ่มของสายอากาศในกรณีสายอากาศแบบกรวยคู่ทั้งรับและส่งดังในรูปที่ 5.3 และใช้สายอากาศแบบไดโพลรายคาบล๊อคเป็นสายอากาศรับดังรูปที่ 5.4 ซึ่งเราได้นำเสนอในช่วงบางมุมคือ 0 องศา 30 องศาและ 60 องศาจากการวัด เพื่อแสดงถึงคุณลักษณะของสายอากาศต่อการเกิดการประประวิงกลุ่ม ซึ่งจากรูปทั้งสองจะเห็นได้ว่า จะเห็นได้ว่าที่มุม 0 องศาและ 30 องศา มีลักษณะค่อนข้างเป็นเส้นตรงทั้งสองแบบ ซึ่งหมายถึงการเกิดประวิงที่น้อยมาก แต่เมื่อมุมการหมุนเพิ่มขึ้นค่าการประวิงกลุ่มก็จะเพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งส่วนนี้เกิดจากคุณลักษณะรูปร่างของสายอากาศที่ไม่สามารถรับสัญญาณได้ดีเนื่องจากทิศทางารับสัญญาณ และการประวิงกลุ่มที่ใช้สายอากาศไดโพลรายคาบล๊อคมีค่าการประวิงที่สูงกว่ากรณีสายอากาศแบบกรวยคู่ทั้งสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

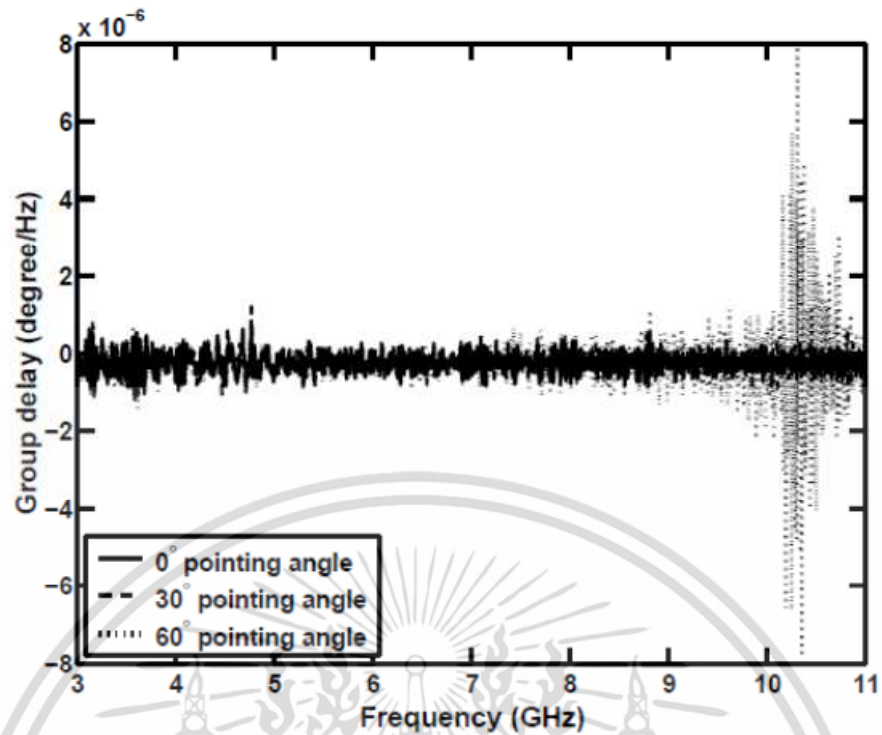


รูปที่ 5.1 อัตราขยายการส่งผ่านของการเชื่อมโยง กรณีสายอากาศแบบกรวยคู่ และสายอากาศกรวยคู่

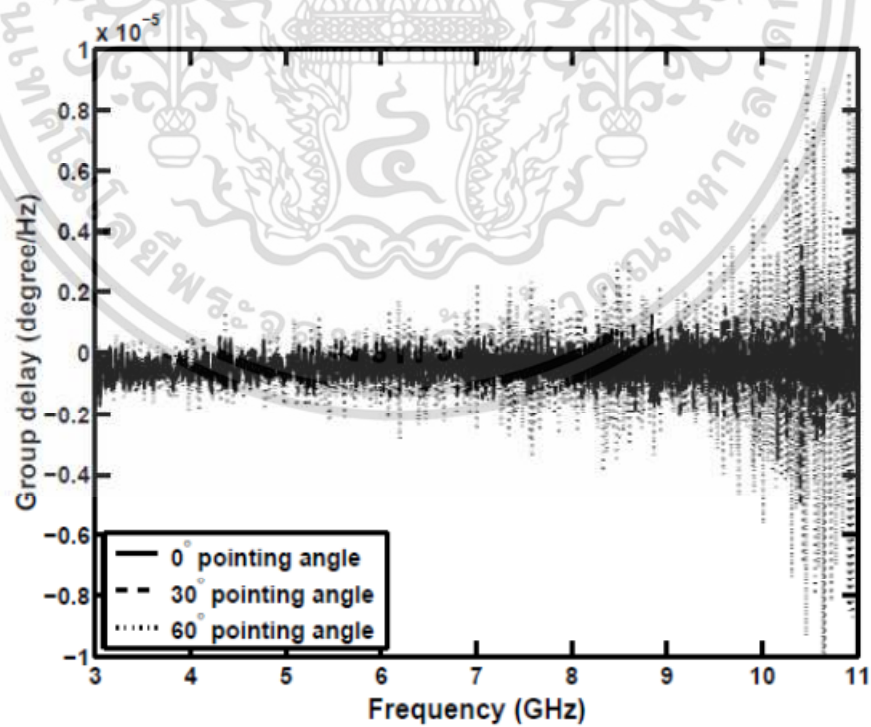


รูปที่ 5.2 อัตราขยายการส่งผ่านของการเชื่อมโยง กรณีสายอากาศแบบกรวยคู่และสายอากาศไดโพลรายคาบล็อก

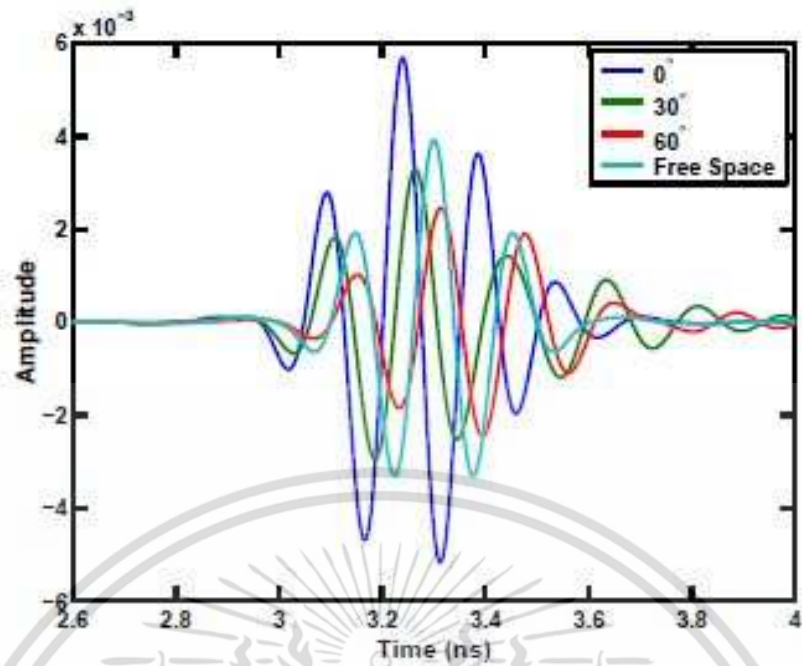
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



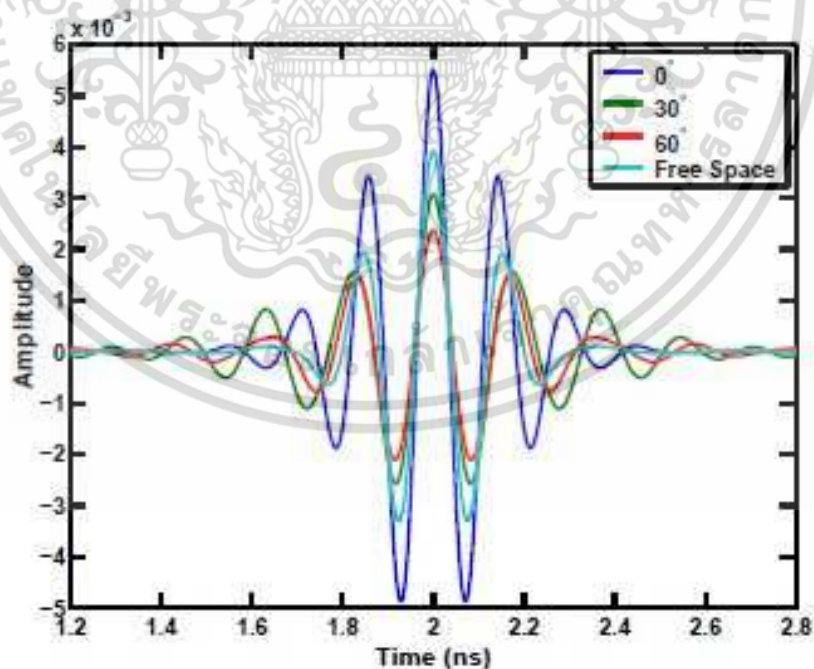
รูปที่ 5.3 การประวิงกลุ่มกรณีใช้สายอากาศแบบกรวยคู่-กรวยคู่



รูปที่ 5.4 การประวิงกลุ่มกรณีใช้สายอากาศแบบกรวยคู่และสายอากาศไดโพลรายคาบล็อก เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือนำไปใช้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 ตัวอย่างการเปรียบเทียบของรูปคลื่นส่งผ่านแถบกว้างยิ่งที่มุม 0, 30, 60 องศา และในอวกาศว่าง กรณีไม่ใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ด้วยการเชื่อมโยงสายอากาศกรวยคู่ – สายอากาศกรวยคู่



รูปที่ 5.6 ตัวอย่างการเปรียบเทียบของรูปคลื่นส่งผ่านแถบกว้างยิ่งที่มุม 0, 30, 60 องศา และในอวกาศว่าง กรณีใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ด้วยการเชื่อมโยงสายอากาศกรวยคู่ – สายอากาศกรวยคู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.3 ตัวอย่างรูปคลื่นที่รับได้

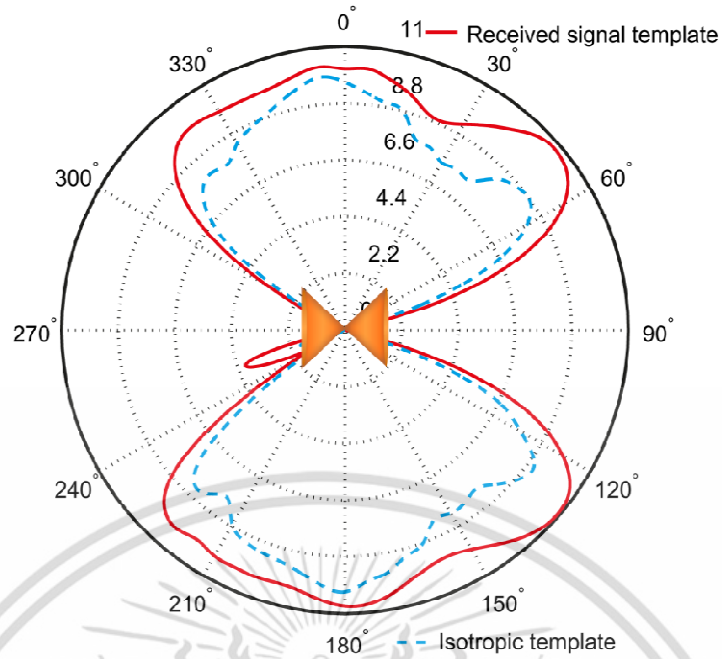
ยกตัวอย่างเปรียบเทียบรูปคลื่นที่รับได้ที่มุม 0, 30, 60 องศา และในอวกาศว่าง ดังได้แสดงในรูป 5.5 และ 5.6 ทั้งกรณีที่ใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ และกรณีที่ไม่ใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ ด้วยการเชื่อมโยงของสายอากาศกรวยคู่แถบกว้างยิ่ง จากผลที่ได้แสดงในรูปที่ 5.5 เป็นกรณีที่ไม่ผ่านเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์จะมีความเพี้ยนของสัญญาณมาก เมื่อเทียบกับกรณีที่ผ่านมา เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ได้แสดงให้เห็นในรูปที่ 5.6 ซึ่งเป็นแบบกรณีพิเศษที่ทำให้สัญญาณรูปคลื่นเหมาะสมที่สุด

5.2.4 อัตราขยายการส่งผ่านตามมาตรฐานของ FCC และแถบความถี่ร่วม

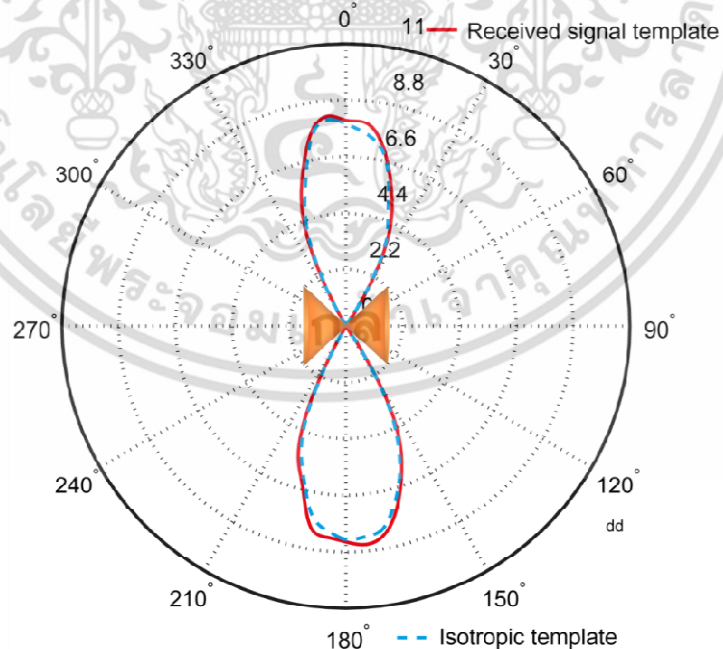
รูปที่ 5.7 และรูปที่ 5.8 แสดงอัตราขยายการส่งผ่านซึ่งกำหนดให้เป็นไปตามมาตรฐานของแถบความถี่ FCC และแถบความถี่ร่วม ซึ่งใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ทั้งสายอากาศรับและสายอากาศส่ง ในกรณีสายอากาศแถบความถี่ตามมาตรฐาน FCC นั้นจะมีความแตกต่างที่ค่อนข้างมากเมื่อเทียบกับกรณีไอโซทรอปิกนั้นแสดงให้เห็นว่าการใช้แถบความถี่ตาม FCC นั้นมีความเพี้ยนมาก แต่เมื่อทำการเปลี่ยนมาใช้แถบความถี่ร่วมดังรูปที่ 5.6 นั้น มีค่าความแตกต่างระหว่างกับไอโซทรอปิกน้อยมาก ซึ่งแสดงให้เห็นว่าแถบความถี่ร่วมนั้นมีความผิดเพี้ยนที่น้อยการใช้แถบความถี่แบบ FCC

รูปที่ 5.9 และรูปที่ 5.10 แสดงอัตราขยายการส่งผ่านซึ่งกำหนดให้เป็นไปตามมาตรฐานของแถบความถี่ FCC และแถบความถี่ร่วม สำหรับการเชื่อมโยงสายอากาศแบบกรวยคู่กับสายอากาศได้โพลารายคาบล็อก ในกรณีสายอากาศแถบความถี่ตามมาตรฐาน FCC นั้นจะมีค่าความแตกต่างค่อนข้างมาก เมื่อเทียบกับกรณีไอโซทรอปิกนั้นแสดงให้เห็นว่าการใช้แถบความถี่ตาม FCC นั้นมีความเพี้ยนมาก ดังรูปที่ 5.7 แต่เมื่อทำการเปลี่ยนมาใช้แถบความถี่ร่วม ดังรูปที่ 5.8 นั้น ค่าความแตกต่างระหว่างการเชื่อมโยงสายอากาศแบบกรวยคู่กับสายอากาศได้โพลารายคาบล็อกเมื่อเทียบกับกรณีไอโซทรอปิกมีค่าน้อยมาก ซึ่งแสดงให้เห็นว่าแถบความถี่ร่วมนั้นมีความผิดเพี้ยนที่น้อยการใช้แถบความถี่แบบ FCC

ซึ่งจากผลการทดลองเมื่อดูประสิทธิภาพอัตราขยายเทียบกับในแต่ละกรณีจะเห็นได้ว่าการใช้แถบความถี่ร่วมนั้นให้ผลที่ดีกว่าการใช้แถบความถี่ของ FCC นั้นแสดงให้เห็นว่าสายอากาศมีคุณสมบัติที่ตอบสนองความถี่ช่วงแบนด์ที่แคบได้ดีกว่าช่วงความถี่กว้างและมีค่าอัตราขยายที่สูง

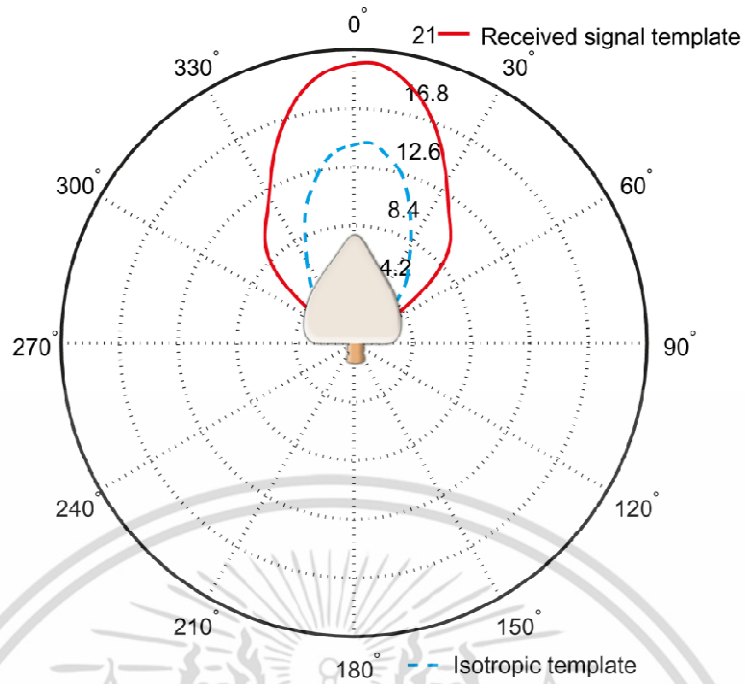


รูปที่ 5.7 อัตราขยายการส่งผ่านตามมาตรฐานของ FCC สำหรับการเชื่อมโยงของสายอากาศกรวยคู่ และสายอากาศกรวยคู่

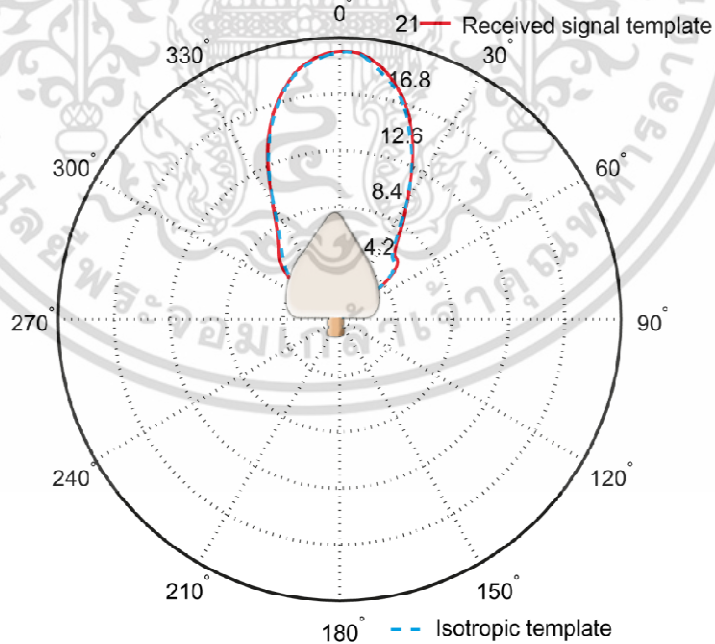


รูปที่ 5.8 อัตราขยายการส่งผ่านของแถบความถี่ร่วมสำหรับการเชื่อมโยงด้วยสายอากาศกรวยคู่ และสายอากาศกรวยคู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.9 อัตราขยายการส่งผ่านตามมาตรฐานของ FCC สำหรับการเชื่อมโยงของสายอากาศวงคู่-สายอากาศไดโพลราบคาบลิ้น



รูปที่ 5.10 อัตราขยายการส่งผ่านตามมาตรฐานของแถบความถี่ร่วมสำหรับการเชื่อมโยงของสายอากาศวงคู่-สายอากาศไดโพลราบคาบลิ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองที่ได้ทำวัดและทดสอบนั้นเราสามารถสรุปได้ดังนี้ ในบทนี้ได้นำเสนอผลการวัดและทดสอบความเพี้ยนเชิงเฟสของสายอากาศที่นำมาใช้ในย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง ซึ่งจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องดูถึงคุณสมบัติในการส่งผ่านของสายอากาศเพื่อสามารถทราบถึงประสิทธิภาพสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งาน ซึ่งจากผลการทดลองเราได้ใช้สายอากาศสองชนิดคือ สายอากาศไดโพลรายคาบลือกกับสายอากาศกรวยคู่ และกำหนดรูปแบบแถบความถี่ในการทดสอบสองรูปแบบคือแถบความถี่ตามมาตรฐานของ FCC ช่วงมีช่วงการทำงานอยู่ที่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz และแถบความถี่ร่วมที่ 7.25 GHz ถึง 8.5 GHz โดยผลเป็นดังนี้ การประวิงกลุ่มของการใช้สายอากาศแบบกรวยคู่นั้นจะมีค่าการประวิงกลุ่มโดยรวมที่ดีกว่าสายอากาศแบบไดโพลรายคาบลือกซึ่งจะสัมพันธ์กับค่าอัตราขยายของสายอากาศที่จะเป็นไปในลักษณะเดียวกัน เมื่อเราได้การเปรียบเทียบโดยการใช้แถบความถี่ที่ต่างกันนั้น ผลที่ได้คืออัตราขยายกรณีที่ใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ แถบความถี่ร่วมให้ผลที่ดีกว่า ซึ่งค่าความแตกต่างระหว่างสายอากาศไอโซทรอปิกนั้นน้อยกว่า แสดงให้เห็นถึงความเพี้ยนที่มีค่าน้อยกว่า และเมื่อเราทำการเปรียบเทียบสายอากาศไดโพลรายคาบลือกอัตราขยายที่แถบความถี่ร่วมจะมีค่าที่ดีกว่า สุดท้ายในการดูถึงความเพี้ยนเชิงเฟสที่เกิดกับสายอากาศทั้งสองชนิดนั้นสายอากาศแบบกรวยคู่จะให้ผลการทดสอบที่ดีกว่า โดยมีค่าความเพี้ยนเชิงเฟสที่น้อยกว่าเมื่อทำการเปรียบเทียบกัน

บทที่ 6

สรุปผลการทดลองวิจัยและงานวิจัยในอนาคต

6.1 บทนำ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอแบบแผนการประเมินผลความผิดเพี้ยนรูปคลื่นการส่งผ่านอันเนื่องช่องสัญญาณและสายอากาศ สำหรับเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง และพิจารณาใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ โดยศึกษาถึงคุณลักษณะของสายอากาศที่จะนำมาพิจารณาใช้งานสำหรับแถบความถี่กว้างยิ่ง สายอากาศที่ใช้ในการประเมินผลการวัดเป็นสายอากาศแถบกว้าง 2 ชนิดด้วยกันคือนสายอากาศแบบกรวยคู่และสายอากาศแบบรายคาบล็อก ซึ่งเป็นสายอากาศที่ครอบคลุมแถบความถี่ของ FCC คือ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz และแถบความถี่ร่วม คือ 7.25 GHz -8.5 GHz เพื่อพิจารณาถึงความเพี้ยนรูปคลื่นส่งผ่านตามแถบความถี่มาตรฐาน

6.2 ผลการทดลอง

จากการทดลองผลที่ได้ แสดงให้เห็นว่าผลการทดลองที่ได้จากวัดนั้นเราสามารถสรุปโดยรวมดังนี้

อัตราการขยายการส่งผ่านที่ได้ทำการทดลองหมุนตั้งแต่ 0 องศาถึง 360 องศา ซึ่งค่าอัตราการขยายของสายอากาศจะมีค่าลดลงเมื่อมุมมีค่าเพิ่มขึ้นทั้งสายอากาศสองแบบ แต่สำหรับในกรณีใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ในช่วงความถี่ต่ำนั้นจะมีค่าที่ใกล้เคียงกัน อัตราการขยายการส่งผ่านจะลดลงในช่วงความถี่สูงเมื่อมุมเพิ่มขึ้น สำหรับสายอากาศไดโพลรายคาบล็อกค่าอัตราการส่งผ่านจะลดลงโดยแปรผันกับมุมที่เพิ่มขึ้นอย่างเห็นได้ชัดเจน ซึ่งในส่วนนี้ทำให้เราทราบว่าสายอากาศที่มีลักษณะการรับแบบมีทิศทางจะมีคุณลักษณะอย่างไรต่อการเชื่อมโยงสำหรับการส่งผ่านแถบกว้างยิ่ง

การประวิงกลุ่มโดยนำเสนอช่วงมุม 0 องศา 30 องศาและ 60 องศา จะเห็นได้ว่าเมื่อมีการหมุนสายอากาศค่าการประวิงกลุ่มจะมีค่าที่เพิ่มขึ้นในสายอากาศทั้งสองชนิดอันเนื่องมาจากคุณลักษณะของสายอากาศที่เป็นสายอากาศแบบมีทิศทาง ซึ่งเมื่อหมุนที่ 60 องศา ค่าประวิงกลุ่มของสายอากาศแบบไดโพลรายคาบล็อกจะมีค่าประวิงกลุ่มมากกว่าสายอากาศแบบกรวยคู่ เนื่องจากรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลรายคาบล็อกมีลักษณะที่แคบกว่า และค่าการประวิงกลุ่มของสายอากาศแบบกรวยคู่นั้นจะมีค่าการประวิงกลุ่มโดยรวมที่ดีกว่าสายอากาศแบบไดโพลรายคาบล็อก

เมื่อเราได้เปรียบเทียบโดยการใช้แถบความถี่ต่างกัน โดยใช้แถบความถี่ตามมาตรฐานของ FCC และแถบความถี่ร่วมในการพิจารณา ผลที่ได้คืออัตราการขยายกรณีที่ใช้สายอากาศแบบกรวยคู่และการใช้แถบความถี่ร่วม ให้ผลที่ดีกว่าใช้แถบความถี่ตามมาตรฐาน FCC ซึ่งพิจารณาได้จากค่าความแตกต่างระหว่างสายอากาศที่ใช้ทดลองกับสายอากาศไอโซทรอปิกที่น้อยกว่า แสดงให้เห็นถึงความเพี้ยนที่มีค่าน้อยกว่าเช่นกัน และเมื่อเราทำการเปรียบเทียบสายอากาศไดโพลรายคาบล็อก

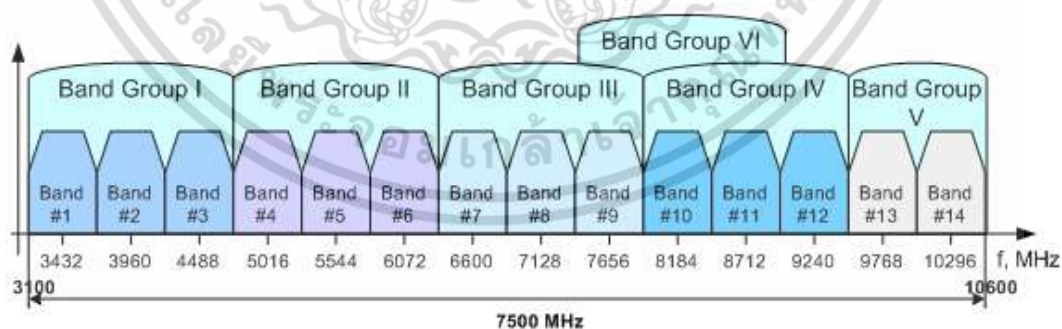
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราการขยายที่แถบความถี่ร่วมจะมีค่าที่ดีกว่าเช่นกันซึ่งแสดงให้เห็นว่า แถบความถี่ร่วมเหมาะสมกับการใช้งานด้วยสายอากาศชนิดนี้

ความเพี้ยนรูปคลื่นส่งผ่าน และช่องสัญญาณแถบกว้าง ที่เกิดกับสายอากาศทั้งสองชนิดนั้น สายอากาศแบบกรวยคู่ที่ใช้แถบความถี่ร่วมนั้น จะมีความเพี้ยนรูปคลื่นน้อยกว่าการใช้แถบความถี่ตามมาตรฐาน FCC แต่สำหรับกรณีของสายอากาศไดโพลรายคาบถือว่าการใช้แถบความถี่ร่วมนั้นกลับทำให้ความเพี้ยนรูปคลื่นส่งผ่านเพิ่มขึ้น ดังนั้นในกรณีใช้แถบความถี่ร่วมสายอากาศกรวยคู่จะให้ผลการทดสอบที่ดีกว่า แต่เมื่อใช้กับแถบความถี่ของ FCC สายอากาศไดโพลรายคาบถือว่ามีคุณสมบัติที่ดีกว่าโดยมีค่าความเพี้ยนเชิงเฟสที่น้อยกว่าเมื่อทำการเปรียบเทียบกัน ซึ่งจากงานวิจัยนี้เป็นแบบแผนที่สามารถนำไปใช้ในการประเมินสายอากาศแถบกว้างอื่นๆ เพื่อดูถึงประสิทธิภาพในการส่งผ่านได้

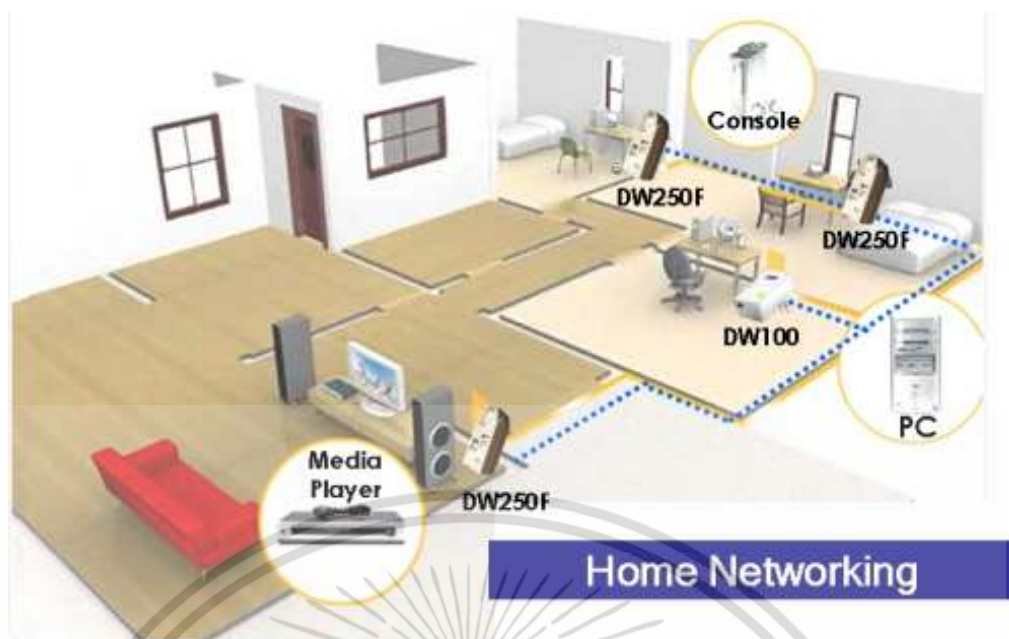
6.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางการวิจัยพัฒนา

ในการศึกษาวิจัยวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้พิจารณาสายอากาศที่ใช้อยู่เพียงสองชนิดและมีขนาดค่อนข้างใหญ่ ยังมีสายอากาศอีกหลายชนิดที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานกับเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งและพัฒนาสายอากาศในมีขนาดที่เหมาะสมกับเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง และควรพิจารณาเพื่อดูความเหมาะสมในการใช้งาน อีกทั้งควรพิจารณาพารามิเตอร์อื่น ๆ ด้วยนอกจากอัตราการขยายในการส่งผ่านและปัจจุบันแถบความถี่ของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งยังได้ถูกกำหนดมาตรฐานใหม่เป็นมัลติแบนด์ แถบกว้างยิ่ง (Multiband ultra wideband: MB UWB) ดังแสดงในรูป 6.1 ซึ่งมีช่วงความถี่หลายแถบความถี่ ซึ่งต้องทำการทดสอบเพื่อความเหมาะสมในการนำไปประยุกต์ใช้งานเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง เช่นแสดงในรูป 6.2 และรูป 6.3 เป็นต้น

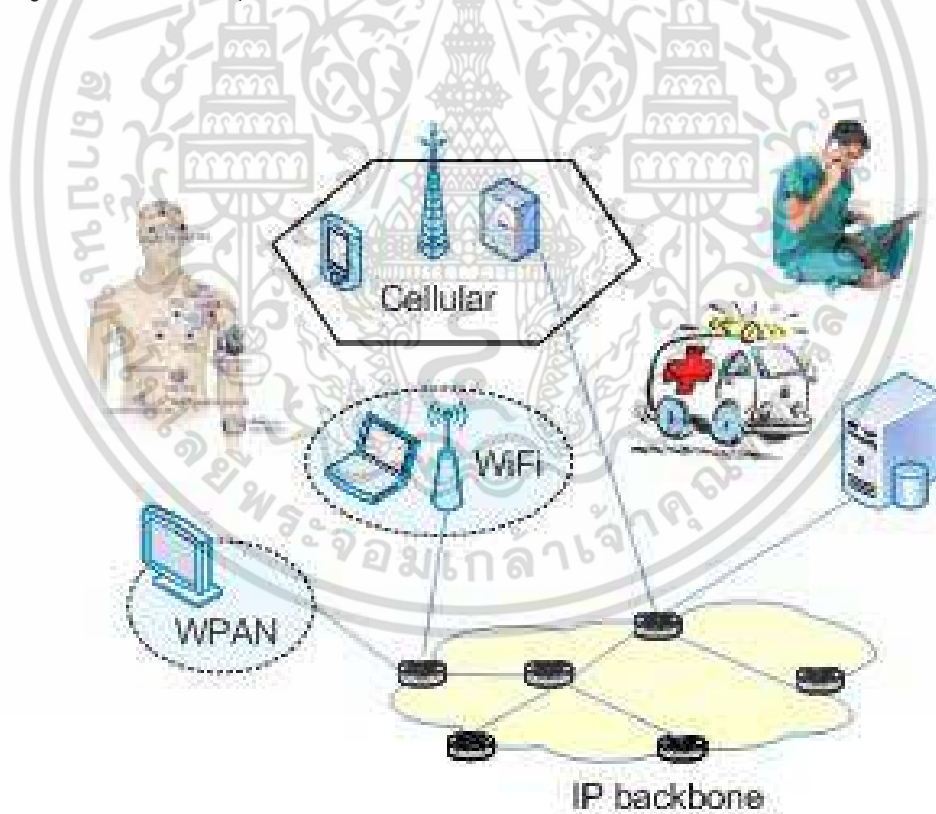


รูปที่ 6.1 แถบความถี่มาตรฐานของ MB UWB ที่ใช้สำหรับเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง [21]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.2 การประยุกต์ใช้เทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งโครงข่ายไร้สายภายในบ้านพักอาศัย [21]



รูปที่ 6.3 ประยุกต์ใช้เทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งทางการแพทย์ [21]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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] M. Ghavami, Lachlan Michael, Ryuji Kohno, "Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering," Wiley & Sons, 2007.
- [4] Di Benedetto, M.-G., Giancola, G.; "Understanding Ultra Wide Band Radio Fundamentals"; Prentice Hall PTR; Upper Saddle River, NJ, USA; 2004.
- [5] S. Kazimierz, and M. Debra, "Ultra-Wideband Radio Technology," England: John Wiley & Sons Ltd. 2004.
- [6] FCC, "Revision of Part 15 the Commission's Rules Regarding Ultra-wideband Transmission Systems," ET Docket, 2002.
- [7] J. H. Reed et. al., "An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems," Prentice Hall, 2005.
- [8] ETSI, "Harmonised Standards Covering Ultrawide Band (UWB) Applications," Standardisation Mandate: DG ENTR/G/3M/329, Brussels, Feb. 2003.
- [9] ETSI, "ECC Decision of 24 March 2006 on The Harmonised Conditions for Devices Using Ultra-Wideband (UWB) Technology in Bands below 10.6 GHz," Doc. ECC/DEC/(06)04, Mar. 2006.
- [10] MIC, "Japan's UWB emission policy advances," EE Times, Washington, 26 Aug. 2005.
- [11] W. Hirt and M. Weisenhorn, "Overview and implications of the emerging global UWB radio regulatory frameworks," 2006 IEEE International Conference on Ultra-Wideband, pp. 581-586, Sept. 2006.
- [12] L. D. Nardis and M. D. Benedetto, "Overview of the IEEE 802.15.4/4a standards for low data rate wireless personal data networks," 4th Workshop on Positioning, Navigation and Communication (WPNC), pp. 285-289, 2007.
- [13] K. S. Kwak, S. Ullah and N. Ullah, "An overview of IEEE 802.15.6 standard," 2010 3rd International Symposium on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies (ISABEL), pp. 1-6, 2010.
- [14] Y. Park and F. Adachi, "Enhanced Radio Access Technologies for Next Generation Mobile Communication," Springer, 2007.
- [15] H.T. Friis, "A note on a simple transmission formula," Proc. IRE, vol. 34, no. 5, pp. 254-256, May 1946.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] H. G. Schantz, "Dispersion and UWB antennas," Proc. 2004 Int. Workshop Ultra Wideband Syst./Conf. Ultra Wideband Syst. Tech. (joint UWBST & IWUWBS 2004), Kyoto, Japan, May 2004.
- [21] S. Kazimierz, and M. Debra, Ultra-Wideband Radio Technology, England: John Wiley & Sons Ltd. 2004.

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

ผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอในงานประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

- [1]. A. Sirilapworachai, and S. Promwong “Performance Evaluation of Ultra Wideband Radio Link,” 2013 International Conference on Digital Broadcasting (ICDB), Bangkok, Thailand, July, 2013.
- [2]. C. Fongsamut, A. Sirilapworachai, and S. Promwong “Evaluation of UWB Antenna Performance for WiMedia Technology,” 2012 International Conference on Knowledge and Smart Technology (KST), Bangkok, Thailand, July, 2012.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2013 International Conference on Digital Broadcasting (ICDB 2013)

July 25-28, 2013

At Meeting Room 1, 2 Queen Sirikit National Convention Center

July 26, 2013 : 15.30 - 17.30

Session	Signal Processing for Transmission
Chair	<i>Prof. Dr. Somsak Choomchuay, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabung, Thailand</i>
Room	Meeting Room 1
15.30 - 16.00	“Effects of Cell Phone Use on Cancer and Brain Tumors: A Summary Review” By Wongwit Senavongse, SU, Thailand
16.00 - 16.30	“A Modified PTS technique for PAPR Reduction in MIMO-OFDM Systems” By Douangsamone Phetsomphou, NUOL, Laos
16.30 - 17.00	“Study on Indoor Channel Modeling of IEEE802.15.3a and IEEE802.15.4a for Broadband Wireless Systems” By Wipassorn Vinicchayakul, KMITL, Thailand
17.00 - 17.30	“Wave Form Distortion Due to Human Body in UWB-BAN Channels” By Bundit Ruckveratham, MCOT, Thailand

Session	Digital radio and television system: terrestrial, cable, satellite, wireless
Chair	<i>Prof. Dr. Khajitpan Makaratat Kritpolviman, Sukhothai Thammathirat Open University, Thailand</i>
Room	Meeting Room 2
15.30 - 16.00	“Telecommunication Convergence Technology: Infrastructure Frameworks and Content Utilization” By Khajitpan Makaratat Kritpolviman, STOU, Thailand
16.00 - 16.30	“TELEPATH: A Telepathology Framework” By Phutsavanh Thongpanh, KMITL, NUOL, Laos
16.30 - 17.00	“ICT Development in MYANMAR” By Myint Myint Maw, MIT, Myanmar
17.00 - 17.30	“Performance Evaluation of Ultra Wideband Radio Link” By Akanit Sirilapworachai, KMITL, Thailand

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Performance Evaluation of Ultra Wideband Radio Link

Akanit Sirilapworachai, Sathaporn Promwong

Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
E-mail: bounteousness@hotmail.com

Abstract: The most application of wireless sensor networks is monitoring factory systems and devices. Typical narrowband radios may be forced to increase their radiated power to maintain network connectivity in the harsh radio environment of a factory. UWB radios have many advantages over narrowband radios in a sensor network. However, the radiated power of UWB radios is limited by regulations, so they must extend radio range through other means. We derive the limits of UWB radio range through link budget calculations based on the Friis equation in free space for a realistic UWB system that includes the effects of data rate, signal-to-noise ratio, antenna gains at the transmitter and the receiver, and the path loss exponent. From the calculations, we obtain some practical relationships between UWB system parameters and network connectivity.

Keyword: UWB; wireless sensor networks;

I. INTRODUCTION

Wireless sensor networks have garnered a great deal of recent interest from industry and academia [1],[2]. An important application is monitoring factory systems and devices. To maintain network connectivity in the harsh radio environment of a factory, a radio may be forced to dynamically adjust its range. Typical narrowband radios modify their range by adjusting the radiated power. The radiated power directly affects the link distance and inversely affects the amount of co-channel interference. There has been a great deal of interest in ultra wideband (UWB) radio for wireless sensor networks. Impulse based UWB (I-UWB) is particularly attractive for sensor networks in factories due to its resilience to multipath interference, simple transceiver circuitry, accurate ranging ability, and low transmission power [1]-[4]. To operate in the harsh radio environment of a factory, an I-UWB radio should be able to dynamically adjust its range. The FCC limits the average radiated power of I-UWB to levels that are orders of magnitude less than typical narrowband radios. Although the low radiated power is advantageous in conserving energy, it prevents I-UWB radios from extending their range by simply increasing the radiated power like a traditional narrowband radio [3]. In this paper, we show that an I-UWB radio can extend its range without increasing average radiated power or significantly increasing hardware complexity. The paper is organized as follows. Section II briefly presents the

advantages of I-UWB for factory system monitoring. Section III investigates the range of I-UWB radios, and Section IV presents simulation results on network connectivity. Section V concludes the paper.

II. ADVANTAGES OF UWB

FCC regulations define any UWB system as one with a fractional bandwidth greater than 0.20 or an absolute bandwidth greater than 500 MHz. FCC regulations also require an UWB system to emit very low average power, -41.3 dBm/MHz, over the bandwidth from 3.1 GHz to 10.6 GHz. Thus, the average radiated power for the entire bandwidth of 7.5 GHz is less than 560 μ W. I-UWB systems communicate by modulating a train of pulses instead of a carrier. The carrier less nature of I-UWB results in simple, low-power transceiver circuitry, which does not require intermediate mixers and oscillators. As the pulse duration decreases, the increased bandwidth results in many advantages for factory sensor networks:

- Ranging accuracy is determined by the bandwidth, so accurate (under a centimeter) ranging and position location are now built into the radio interface. Channel capacity increases linearly with bandwidth, whereas it only increases logarithmically with power. For a given offered load, a higher data rate increases throughput, decreases delay, and decreases collisions.
- The wide bandwidth leads to precise multipath resolution. Further, the pulse repetition interval may be adjusted to avoid inter-symbol interference. Resilience to harmful multipath effects enables sensors to be placed in areas inhospitable to narrowband systems, such as inside a factory packed with metallic objects.
- The 7.5 GHz of bandwidth allows many opportunities for multiple access.
- The wide bandwidth results in a low power spectral density, which in turn results in low probability of intercept and detection.
- The low frequency components have excellent material penetration capabilities. T2 system. A T2 system can broadcast a maximum of 255 PLP per multiplex.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

There are 3 types of PLP: common PLP of type 0 that carries information extracted from the other data PLP such as program guide, or other common information. PLP type 1 contains 1 slice per T2 frame while type 2 contains several slices to carry the actual data. The data PLP of type 1 can be used for services that require a good power saving.

In M-PLP mode, the demodulator shall receive at the same time the common PLP and one data PLP to be able to build the MPEG-2 Transport Stream as it is received at the input of the PLP builder. The demodulator can be tuned to the desired PLP thanks to the information extracted from the SI tables or retrieved from the scanning. As the demodulator is supposed to read only one PLP at a given time there is no limitation in the receiver side on the number of supported PLP.

III. ESTIMATION OF UWB RADIO RANGE

The range of a radio system is usually limited by 1) noise and interference, 2) regulations on radiated power, 3) available bandwidth, and 4) implementation efficiency. IUWB is constrained mostly by strict FCC emission limits. From the Friis equation, the following determine the path loss and range for I-UWB in free space [6],[7].

$$PLd = FL - 10 \cdot \log(DR) - SNR - NF + 10 \cdot \log(BW/7.5) + Gant - PLref \quad (1)$$

$$d = 10 \cdot \sqrt[n]{(PLd / (10^n))} \quad (2)$$

PLd is the path loss at range of d meters; FL is the system gain at the fundamental limits; DR is the data rate in bps; SNR is the E_b/N_0 in dB; NF is the noise figure in dB representing implementation loss; BW is the bandwidth in GHz; $Gant$ is the antenna gain in dBi; and $PLref$ is the path loss at the close-in reference distance in dB. The system gain FL is defined as the required power for obtaining a data rate of 1 bps. For I-UWB, the system gain of 173 dBm/bps is derived from three fundamental limits: the maximum radiated power ($= -41.3$ dBm/MHz) of the IUWB signal over its maximum bandwidth ($BW_{max} = 7.5$ GHz), the minimum SNR from Shannon's channel capacity theorem ($E_b/N_0 \text{ min} = -1.59$ dB), and the thermal noise at room temperature ($= -174$ dBm/Hz). The parameter n in (2) is the path loss exponent. The path loss exponent is 2 for free space and varies depending on channel conditions such whether the path is line-of-sight and whether the environment is indoor or outdoor. We consider the following default parameter values in our range calculations.

- Data rate (DR): 10 Mbps
- Bandwidth (BW): 1 GHz
- Required SNR ($R-SNR$): 8.4 dB
- Noise figure (NF): 3 dB
- Antenna gain ($Gant$): 0 dBi
- Path loss at the reference distance ($PLref$): 44 dB
- Path loss exponent (n): 2

Holding all other parameters at the default value, we vary one parameter of interest at a time to investigate its

impact on I-UWB radio range. Figure 1 shows the calculated IUWB ranges as a parameter of interest is swept. Six points $x1$ through $x6$ on the x-axis denote the six values of a parameter of interest, and their values are listed in Table 1. For example, consider DR as the parameter of interest. The $x1$ value of DR is 30 Mbps and the $x2$ value is 25 Mbps and so on, while the other parameters maintain their default values of $BW = 1$ GHz, $R-SNR = 8.4$ dB, $NF = 3$ dB, and $Gant = 0$ dB. Note that the ranges shown in Figure 1 are optimistic as the path loss exponent n is set to 2 (which is for free space). Realistically achievable ranges will be shorter, because I-UWB channel conditions will likely result in $n > 2$.

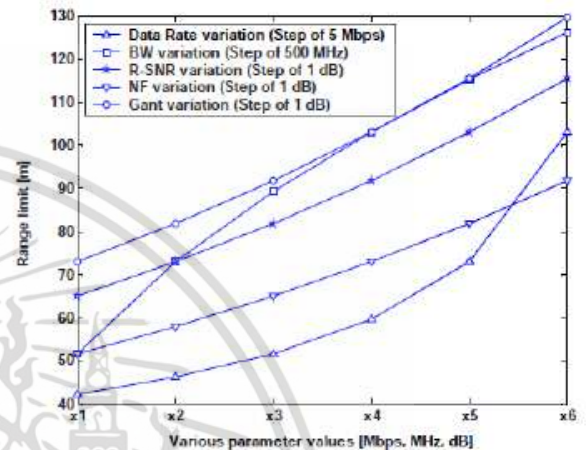


Figure 1: Range versus various parameter values.

Table 1: Parameter values for the x-axis in Figure 1.

Parameter	$x1$	$x2$	$x3$	$x4$	$x5$	$x6$
Data Rate (Mbps)	30	25	20	15	10	5
BW (GHz)	0.5	1	1.5	2	2.5	3
R-SNR (dB)	9.4	8.4	7.4	6.4	5.4	4.4
NF (dB)	6	5	4	3	2	1
Gant (dB)	0	1	2	3	4	5

(Note: Default values are in bold.)

As shown in Figure 1, the range is more sensitive to the data rate and the bandwidth than to the other three parameters. The range varies from 42 meters to 103 meters as the data rate changes from 30 Mbps to 5 Mbps and from 51 meters to 127 meters as the bandwidth varies from 0.5 GHz to 3 GHz. Fortunately, the two parameters can readily be changed dynamically during operation with small additional hardware cost. Data rate can be changed by varying modulation or pulse rate, and bandwidth can be changed by varying pulse shape or via pass-band filtering. Thus, both data rate and bandwidth are good candidates to dynamically modify the radio range in an IUWB system. Finally, note that we set BW_{max} to 7.5 GHz in computing the fundamental system gain of 173 dBm/bps. Varying the BW in our

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

calculations does not affect this fundamental limit, because the effects of BW are determined separately in the term $10 \cdot \log(BW/7.5)$ in (1).

IV. NETWORK CONNECTIVITY SIMULATION

In a harsh radio environment, it may be necessary to adjust the radio range dynamically to ensure network connectivity and also to minimize co-channel interference from short hops [8]. As shown above, the range of an IUWB radio link may be adjusted without varying the average radiated power. Therefore, in this section, we perform network simulations that show the effects of IUWB system parameters on network connectivity.

A. Simulation Setup

In the simulations, we consider a network topology with 225 nodes placed randomly in a 50 meter \times 50 meter two dimensional square. A network is considered to be connected if each node can reach every other node either through some multi-hop route or through direct radio contact. We simulate the effects of each I-UWB system parameter on the connectivity of 20 random topologies to show the average trend for each I-UWB system parameter. The simulations adjust three I-UWB system parameters, one at a time, to gradually increase the range of each unconnected node until the network becomes connected. The three I-UWB simulation parameters are bandwidth (BW), required SNR ($R-SNR$), and pulse repetition interval (PRI). The PRI is the inverse of the pulse rate, which is directly related to the data rate scaled by the coding rate and spreading rate. The default value of the PRI is set to 90 ns (which corresponds to a data rate of about 11.1 Mbps without coding or spreading).

B. Simulation Results

First, we consider the simplest method of extending range, which is unique to I-UWB. We increase the PRI until the network is connected. As the PRI increases, the energy per pulse can also be increased while maintaining the same average power. Therefore, the E_b/N_0 is higher and the range also increases. Assuming a constant radiated power, Figure 2 shows the effect of PRI on the connectivity of the network. The y axis denotes the probability that all nodes are connected. As the PRI increases from 70 ns to 80 ns, the network abruptly becomes connected. Therefore, to conserve power for this example, it is best to have a PRI of around 90 ns. Because the radiated power P is constant, the overall energy E required to transmit a packet of length L bits will be less for a shorter PRI (or equivalently a faster data rate) than a longer PRI as follows.

$$E = L * P * PRI \quad (3)$$

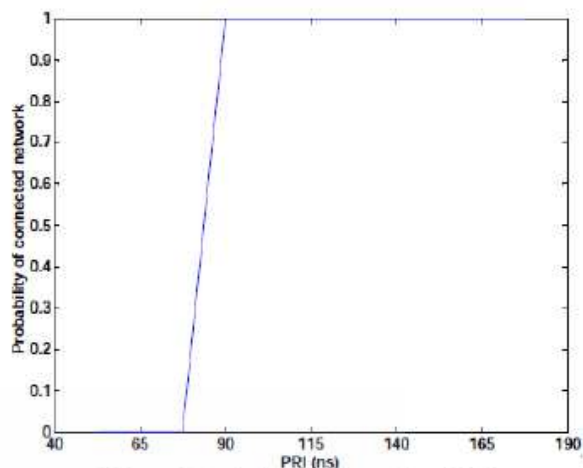


Figure 2: Probability(connected) vs. PRI

Secondly, we vary the signal bandwidth as shown in Figure 3. For a bandwidth above 1.5 GHz with the remaining default parameter values, the network is completely connected.

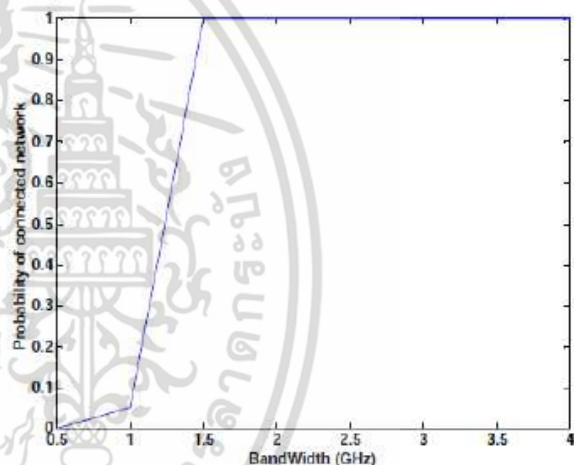


Figure 3: Probability(connected) vs. BW.

However, as the bandwidth increases in Figure 3, the radiated power also increases and so does the energy per bit for a constant data rate. Note that increasing the bandwidth may be accomplished dynamically through a programmable pulse generator such as [9] or through an adaptive filter. Thirdly, we consider the effects of the required SNR ($R-SNR$) on the probability of the connectivity of the network. As the $R-SNR$ decreases, the probability of connection will increase as shown in Figure 4. To change the $R-SNR$, we change the forward error correction coding with a convolution code. Increasing the coding rate decreases the necessary E_b/N_0 at the receiver and also decreases the data rate due to the incurred redundancy of the code.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

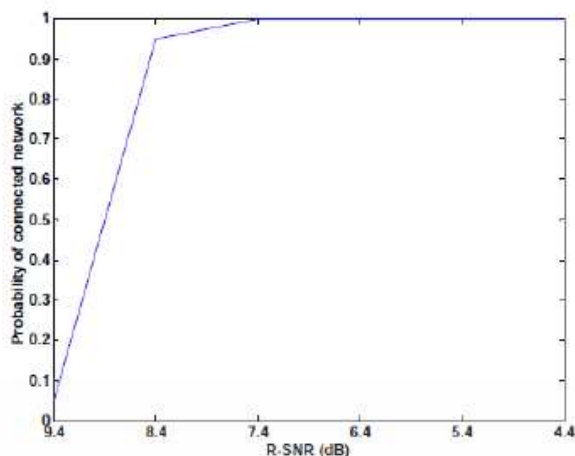


Figure 4: Probability(connected) vs. R-SNR.

V. CONCLUSIONS

In this paper, we investigated the impact of some I-UWB system parameters on radio range. The parameters are pulse repetition interval, bandwidth, required signal-to noise ratio, noise figure (or implementation loss), and antenna gain. For a sensor network operating in a harsh radio environment such as a factory, it is critical to be able to adjust the radio range to ensure connectivity and to limit interference. For some random network topologies, we swept three parameters – the pulse repetition interval, the bandwidth, and the required SNR – to determine their effect on network connectivity. To increase the probability of the network connectivity, an I-UWB radio may increase the pulse repetition interval, increase the bandwidth, or decrease the required signal-to noise ratio. The general tendency of network connectivity versus I-UWB system parameters is an abrupt change to a connected network at some threshold value. Therefore, it is important to operate close to this threshold to conserve energy while maintaining connectivity. For our example system, the threshold points for network connectivity are 80 ns for the PRI and 1 GHz for the BW. In a practical sensor network, the easiest method of modifying range is through the PRI (data rate), which can readily be achieved with moderate additional control hardware.

REFERENCES

- [1] I.F. Akyildiz et al., "A Survey on Sensor Networks," *IEEE Communications Magazine*, pp. 102-114, August 2002.
- [2] A.J. Goldsmith and S. B. Wicker, "Design Challenges for Energy-Constrained Ad Hoc Wireless Networks," *IEEE Wireless Communications Magazine*, pp. 8 - 27, August 2002. J.H. Reed (Editor), *An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems*, Prentice Hall, 2005.
- [3] W.C. Chung, N.J. August, and D.S. Ha, "Signaling and Multiple Access Techniques for Ultra Wideband 4G Wireless Communication Systems," *IEEE Wireless Communications*, Vol. 12, No. 2, pp. 46-55, April 2005.
- [4] N.J. August, *Medium Access Control in Impulse-Based Ultra Wideband Ad Hoc and Sensor Networks*, Ph.D. Thesis, Dept. of Electrical and Computer Engineering, Virginia Tech, May 2005.
- [5] N.J. August, W.C. Chung and D.S. Ha, "Energy Efficient Methods of Increasing Data Rate for Ultra Wideband (UWB) Communications Systems," *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, pp. 280-284, November 2003.
- [6] T.S. Rappaport, *Wireless Communications – Principles and Practice*, pp. 70-74, Prentice Hall, 1996.
- [7] R. Aiello, J. Ellis, U. Kareev, K. Siwiak, and L. Taylor, *Understanding UWB – Principles & Implications for Low Power Communications*, Available at http://www.ieee802.org/15/pub/2003/Mar03/03157r1p802-15_wg-understanding_uwb_for_lowpower_communications-a_tutorial.pdf, March 2003.
- [8] M.X. Gong, S.F. Midkiff, and R.M. Buehrer, "A New Piconet Formation Algorithm for UWB Ad Hoc Networks," *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, pp. 180-184, November 2003.
- [9] K. Marsden, H.-J. Lee, D.S. Ha, and H.-S. Lee, "Low Power CMOS Re-programmable Pulse Generator for UWB Systems," *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, pp. 443-337, November 2003.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KST Research Center
Knowledge Smart Technologies
founded 2008

มหาวิทยาลัยอัสสัมชัญ
ASSUMPTION UNIVERSITY

มหาวิทยาลัยศรีปทุม
SRIPATUM UNIVERSITY

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
KMITT

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
KMITJ

ASSUMPTION UNIVERSITY OF THAILAND
SINCE 1969

**Proceedings of the 2012 4th
International Conference on
Knowledge and Smart Technology (KST)
July 7-8, 2012**

UniNet NECTEC
a member of NSTDA

ECTP
THAILAND SECTION

IEEE THAILAND SECTION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Authors	Pages
Akanit Lapworachai	69
Boonnatee Sakboonyarat	6
Chalermpan Fongsamut	69
Chirayut Panmungmee	11
Chukiat Worasucheep	1
Darun Kesrarat	43
Kornkamol Thakulsukanant	49
Krisana Chinnasarn	62
Manatchai Wongsarat	11
Marut Buranarach	37
Nichakorn Pankong	37
Nirajan Mahesan	30
Perut Boribalburephan	6
Phakphoom Chainapaporn	16
Poj Tangamchit	11
Ponrudee Netisopakul	16
Rupika Wijesinghe	30
Ruvan Weerasinghe	30
Sathaporn Promwong	69
Somchai Prakanchaen	37
Srisupang Thewsuwan	24
Sunisa Rimcharoen	62
Supakit Nootyaskool	57
Supawadee Srikamdee	62
Theekapun Charoenpong	24
Theerasak Chanwimalueang	24
Visan Mahasithiwat	24
Vorapoj Patanavijit	43
Wilaiporn Lee	49
Yawwani Gunawardana	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Evaluation of UWB Antenna Performance for WiMedia Technology

Chalermpan Fongsamut¹, Akanit Lapworachai² and Sathaporn Promwong²

¹Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Burapha University, Chonburi 20131, Thailand

²Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

E-mail: chalem@eng.buu.ac.th, kpsathap@kmitl.ac.th

Abstract—In this paper, we evaluated the ultra wideband (UWB) antenna performance based on measurement data to consider the transmission gain and group delay in UWB transmission waveform by using the Friis' transmission formula for WiMedia technology. However, it is not directly applicable to ultra wideband impulse radio (UWB-IR) transmission systems. This paper presents the evaluation formula in the term of transmission gain and group delay for the UWB that takes into account the transmitted waveform, its distortion due to the antennas, the channel and the correlation receiver. Since the antennas are significant pulse-shaping filters in UWB impulse radio, the two kinds of the antennas are experimentally examined, especially focused on the effect of the received signal waveform.

Index Terms—UWB, WiMedia UWB, WPAN, impulse radio, Friis' transmission formula

I. INTRODUCTION

Recently, UWB radio draws much attention due to its potential low cost and low power consumption properties. The Federal Communications Commission (FCC) is currently working on setting emission limits that would allow UWB communication systems to be deployed on an unlicensed band following the Part 15 rules for radiated emissions of intentional radiators [1]. The UWB radio channel bandwidth for handheld wireless communications is from 3.1 GHz to 10.6 GHz. The UWB transmitter sends a pulse with a channel bandwidth of this wide and the receiver collects the power of the received signal for rebuilding the pulse. In the UWB communication systems, any frequency selectivity causes distortion of the transmitting pulse shape. Therefore, antennas usually act as significant pulse-shaping filters. Consequently, this will increase the complexity of the detection mechanism at the receiver [2]. Moreover, low cost, geometrically small and still efficient structures are required for the typical wireless applications. Therefore the antenna design for UWB signal radiation is one of the main challenges.

For narrowband wireless systems, Friis' transmission formula is used for the line-of-sight (LOS) link budget evaluation [3]. However, it is not directly applicable to the UWB-IR system as the bandwidth of the pulse is extremely wide. Moreover, the effect of the waveform distortion shall be quantitatively considered in the link budget evaluation.

The special cases of constant gain and constant aperture antennas are treated [4], but no general discussion had been made. The antenna and the receiver template waveform are considered to evaluate the free space transmission property [5], but it only considered the relative performance. The

inverse Fourier transform of the Friis' transmission formula is considered to discuss the waveform distortion [6], but it did not consider the receiver. The framework for link budget analysis is proposed [7]. Although it considered the multipath environment in the comprehensive manner, it did not consider the optimum correlation receiver, and the channel impulse response is used for the modeling, which can not accurately reflect the antenna property.

In this paper, we discuss the evaluation in the term of transmission gain and group delay in UWB antenna performance for WiMedia technology that takes into account the transmitted waveform, its distortion due to the antennas, the channel and the correlation receiver. This scheme is based on the Friis' transmission formula, adapted to the UWB, in the sense that we derive the equivalent transmission gain of the UWB-IR systems. The transmission and the receiver template waveforms are the keys for the extension of the Friis' transmission formula for the UWB-IR systems [8]–[10]. Experimental investigations are done for different types of the antennas.

II. EVALUATION OF UWB-IR TRANSMISSION WAVEFORM

A. Transmission Model for UWB-IR System

The Friis' transmission formula [3] has been widely used to evaluate the link budget for the narrowband LOS channels. The Friis' transmission gain $G_{\text{Friis}}(f)$ is define as

$$G_{\text{Friis}}(f) \triangleq \frac{P_r(f)}{P_t(f)} = G_d(f, d)G_t(f, \Omega_t)G_r(f, \Omega_r)\eta_p(f), \quad (1)$$

where $P_t(f)$ and $P_r(f)$ respectively are the input power to the transmitter (Tx) antenna and the output power from the receiver (Rx) antenna, $G_t(f, \Omega_t)$ and $G_r(f, \Omega_r)$ respectively are effective gain of Tx and Rx antennas apply $H_a(f, \Omega_a)$ ($a = r$ or t) is a complex transfer function vector of the antenna relative to the isotropic antenna towards the $\Omega_a = (\theta_a, \varphi_a)$ direction, i.e.

$$H_a(f, \Omega_a) = H_a(f, \theta_a, \varphi_a) = \hat{\theta}_a H_{a\theta}(f, \theta_a, \varphi_a) + \hat{\varphi}_a H_{a\varphi}(f, \theta_a, \varphi_a), \quad (2)$$

$G_{t,d}(f)$ is the free space propagation gain and $\eta_p(f)$ is the polarization matching efficiency. The free space propagation

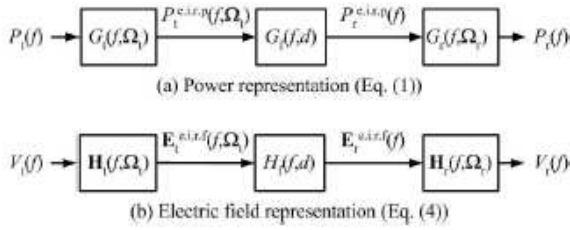


Fig. 1. Block diagram of Friis' transmission formula.

gain can be written as

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

where $\lambda = c/f$ is the wavelength, c is the velocity of light, f is the operating frequency and d is the separation between Tx and Rx antennas.

Figure 1(a) shows the block diagram of Eq. (1). In Fig. 1(a), $P_t^{e.i.r.p.}(f, \Omega_t)$ is the effective isotropic radiation power from Tx antenna toward Ω_t direction and $P_r^{e.i.r.p.}(f)$ is the effective isotropic received power at Rx antenna.

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 transmitted waveform, its distortion due to the antennas, the channel and the correlation receiver [8], [9].

Free space channel response including the antennas is obtained by using the extension of Friis' transmission formula as

$$H_c(f) = H_f(f, d) H_r(f, \Omega_r) \cdot H_t(f, \Omega_t), \quad (4)$$

where the free space transfer function $H_f(f, d)$ can be written as

$$H_f(f, d) = \frac{\lambda}{4\pi d} \exp(-jkd), \quad (5)$$

$k = 2\pi/\lambda$ is the propagation constant and which has the relation as

$$\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |\mathbf{H}_a(f, \theta_a, \varphi_a)|^2 \sin\theta d\theta d\varphi = \eta_a, \quad (6)$$

where η_a is the antenna efficiency, so that the value is normalized by that for isotropic antenna. Unit vectors $\hat{\theta}_a, \hat{\varphi}_a$ express the polarization and are defined with respect to the local polar coordinates of the antennas. The following relations can be easily derived as

$$\hat{\theta}_r = -\hat{\theta}_t, \quad (7)$$

$$\hat{\varphi}_r = -\hat{\varphi}_t. \quad (8)$$

Figure 1(b) shows the block diagram of Eq. (4). In Fig. 1(b), $E_t^{e.i.r.f.}(f, \Omega_t)$ is the effective isotropic radiated field vector from Tx antenna toward Ω_t direction and $E_r^{e.i.r.f.}(f)$ is the effective isotropic received field vector of Rx antenna.

The spectral density of the receiver input $V_r(f)$ is given by

$$V_r(f) = H_c(f)V_t(f), \quad (9)$$

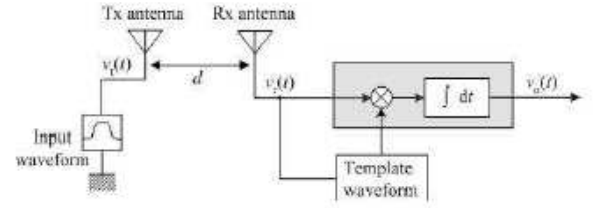


Fig. 2. Block diagram of transmission system model for UWB-IR signal.

where $V_t(f)$ is the spectral density of the transmitted waveform.

B. UWB-IR 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 $v_o(\tau)$ is therefore expressed as

$$v_o(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} v_r(t) h_w(t - \tau) dt, \quad (10)$$

where $v_r(t)$ is the receiver input waveform which is the inverse Fourier transform of Eq. (9), $h_w(t)$ is the template waveform and τ corresponds to the timing of the template waveform. The optimum timing τ_o is chosen as

$$\tau_o = \arg \max_{\tau} v_o(\tau), \quad (11)$$

Hereafter $h_w(t)$ is normalized as

$$\int_{-\infty}^{\infty} |h_w(t)|^2 dt = 2B, \quad (12)$$

where B is the signal bandwidth, so that the output noise power is a constant as $N_0 B$, where $\frac{N_0}{2}$ is the power spectral density of AWGN.

Under the constraint of Eq. (12), $h_{wm}(t)$ maximizes $v_o(\tau_o)$ when $h_{wm}(t)$ is a time-reversed and scaled version of $v_r(t)$, i.e.

$$h_{wm}(t) = \frac{\sqrt{2B} v_r(\tau_o - t)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |v_r(t)|^2 dt}}, \quad (13)$$

where τ_o is usually chosen so that $h_{wm}(t) = 0$ for $t < 0$ to satisfy the causality. $h_{wm}(t)$ is called the received signal template waveform hereafter. It is noted that the link budget evaluation is identical to that in [9] when $h_{wm}(t)$ is used as the receiver template.

C. Feasibility of the Optimum Correlation Receiver

It is obvious from Eq. (13) that the received signal template waveform is not the simple time-reversed version of the transmitted waveform, but including the frequency characteristics of the antennas and the free space propagation. Therefore, it is not always feasible to adapt the template waveform to the angular-dependent antenna characteristics, since the waveform shall be generated at the clock rate of tens of gigahertz. Therefore, we consider a canonical template waveform $h_{wc}(t)$.

In this paper we have chosen $h_{wc}(t)$ that is optimum for the isotropic and the constant gain antennas, i.e.

$$h_{wc}(t) = \frac{\sqrt{2B}v_{r-iso}(\tau_0 - t)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |v_{r-iso}(t)|^2 dt}}, \quad (14)$$

where the receiver input voltage for the case of isotropic antennas used in both sides $v_{r-iso}(t)$ can be written as

$$v_{r-iso}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H_i(f)V_i(f) \exp(j2\pi ft)df \quad (15)$$

D. UWB-IR Transmission Gain

The transmission gain in this paper is define as the peak amplitude of the correlator output with the considered antennas normalized by that with the isotropic antennas. Due to the normalization of template waveforms in Eqs. (13) and (14), this gain value represents the gain of signal-to-noise ratio. Therefore, the transmission gain of the received signal template case G_{wm} can be written as

$$G_{wm} = \frac{\max \left| \int_{-\infty}^{\infty} v_r(t)h_{wm}(t-\tau)dt \right|}{\max \left| \int_{-\infty}^{\infty} v_{r-iso}(t)h_{wc}(t-\tau)dt \right|} \quad (16)$$

Similarly, the transmission gain of the isotropic template case G_{wc} can be written as

$$G_{wc} = \frac{\max \left| \int_{-\infty}^{\infty} v_r(t)h_{wc}(t-\tau)dt \right|}{\max \left| \int_{-\infty}^{\infty} v_{r-iso}(t)h_{wc}(t-\tau)dt \right|} \quad (17)$$

The difference between the transmission gain of the received signal and the isotropic template cases indicates the distortion quantity of the waveform. Different from the original Friis transmission formula, the optimum transmission gain of UWB signal can not be simply expressed by the product of antenna indices.

III. EXPERIMENTAL EVALUATION OF CHANNELS WITH TWO UWB ANTENNAS

In this section, the LOS links with the different kinds of the UWB-IR antennas are evaluated based on the previous section.

A. Transmitted Waveform of UWB System

For UWB waveform signal, the rectangular passband waveform is considered as the UWB transmitted signal. The expression of UWB transmitted signal (v_t) in time domain is given by

$$v_t(t) = \frac{A}{f_b} [f_H \text{sinc}(2f_H t) - f_L \text{sinc}(2f_L t)], \quad (18)$$

where $A = 1$ V is the maximum amplitude, $f_b = 7.5$ GHz is the occupied bandwidth, $f_L = 3.1$ GHz and $f_H = 10.6$ GHz are the minimum and maximum frequencies. This transmitted UWB signal is shown in Fig. 3

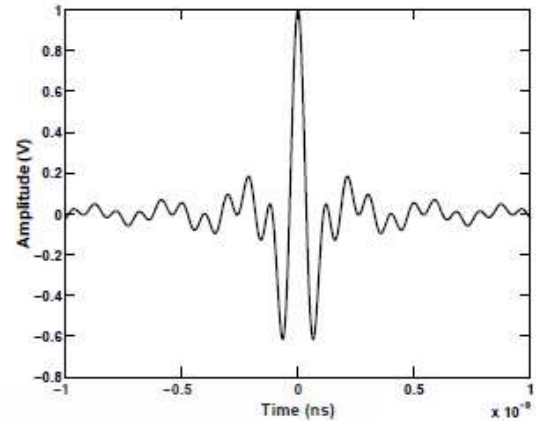


Fig. 3. Transmitted signal waveform of UWB.

TABLE I
EXPERIMENTAL SETUP PARAMETERS.

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

B. Experimental Setup and Measurement Model

The UWB-IR radio 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 Tx port and Port-2 was the Rx port, respectively. Both Tx and Rx antennas were fixed at the height of 1.75 m and separated by 1 m. We used a biconical antenna as the Tx antenna. We have chosen this antenna for ease of the fabrication, as well as its low distortion property. The geometry of the antenna is shown in Fig. 4. The upper cone is connected to the center conductor of a coaxial line while the lower cone is connected to the shield conductor. The maximum diameter is 65.3 mm and the length is 37 mm. We changed only the Rx antennas to compare the transmission gain properties. 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 impairments of the antenna characteristics are included in the measurement results.

C. UWB-IR Data Processing

The template waveforms, we considered the received signal template waveform $h_{wm}(t)$ which was optimized for each transmission channel setup, i.e. antennas and their pointing directions, as well as the isotropic template waveform $h_{wc}(t)$ designed for the isotropic antennas and independent of antenna

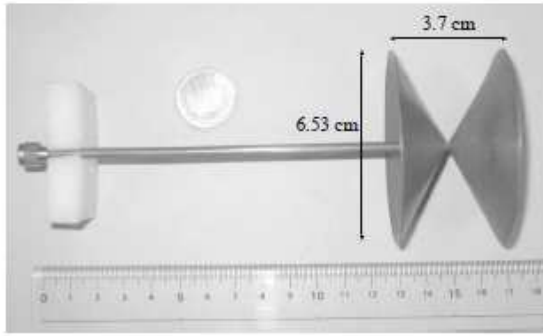


Fig. 4. Biconical antenna structure.

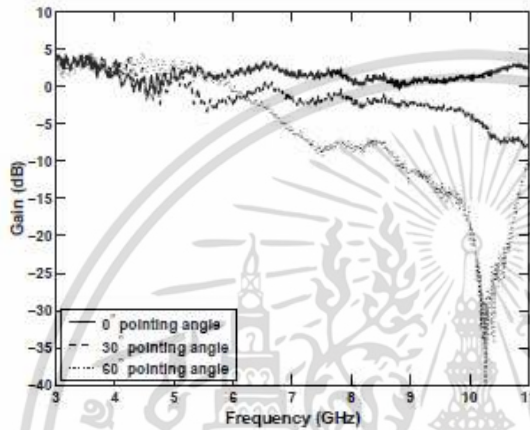


Fig. 5. Example UWB-IR transmission gain for biconical-biconical link at 0° , 30° and 60° pointing angles.

setup.

Although the absolute transmission gain can be derived by using the proposed approach, the UWB-IR transmission gain presented in the next section was normalized by the transmission gain of the isotropic antennas at both Tx and Rx sides.

D. Results

In this section, the two typical broadband antennas are used in the measurement for the link budget evaluation. One is the biconical antenna, which is with low dispersion. The other is the log periodic dipole antenna (LPDA), which is highly dispersive.

1) *Biconical Antenna*: First, the same biconical antennas were used both at Tx and Rx sides. The gain and group delay of antenna at 0° , 30° and 60° pointing angles are shown in Figs. 5 and 6, respectively.

Figure 7 shows the normalized UWB-IR transmission gain as a function of the antenna pointing angle in the E-plane. Well-known 8-shaped patterns were obtained. Two template waveforms were used for comparison, and the difference was rather small. The phase center of the biconical antenna is the

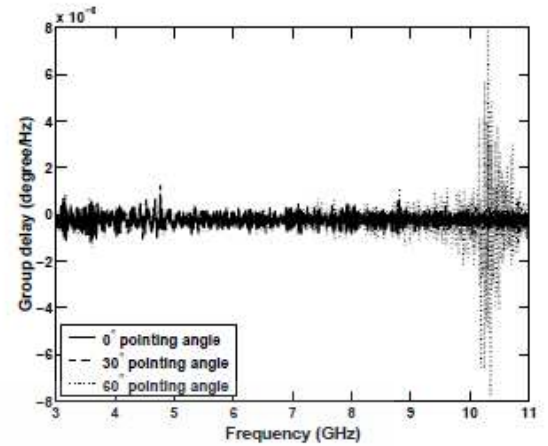


Fig. 6. UWB-IR group delay for biconical-biconical link at 0° , 30° and 60° pointing angles.

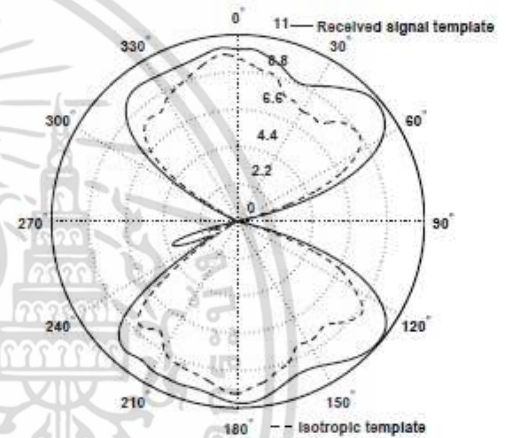


Fig. 7. UWB-IR transmission gain for biconical-biconical link from 0° to 360° .

feed point and it has theoretically the frequency independent gain at the broadside direction, and that is why the waveform distortion effect is small compared with the isotropic template.

2) *Log-Periodic Dipole Antenna*: A log-periodic dipole antenna (LPDA) is also used at broadband. It also has a frequency-independent gain. Different from the biconical antennas, however, the dispersion characteristic of the LPDA is rather big, since the phase center changes with frequency due to the resonance of the dipole elements [11].

We used a commercial LPDA, Watkins-Johnson's AR7-15A, shown in Fig. 8. The antenna has been designed to operate in the range of 1 to 12.4 GHz. Figures 9 and 10 show the gain and group delay of antenna at 0° , 30° and 60° pointing angles, respectively.

Figure 11 shows the UWB-IR transmission gain pattern for biconical-LPDA link in E-plane. As is known, an LPDA is

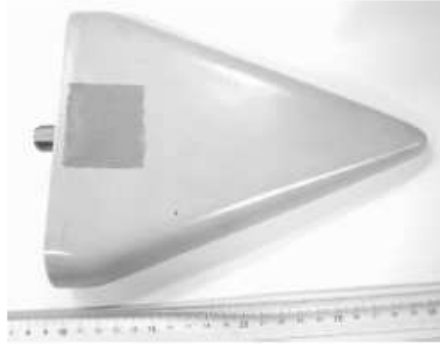


Fig. 8. Log-periodic dipole antenna (LPDA) structure.

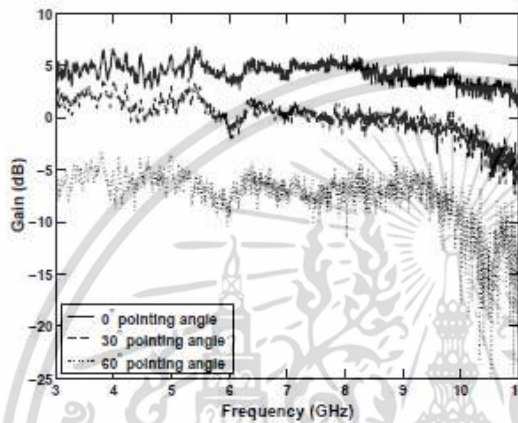


Fig. 9. Example UWB-IR transmission gain for LPDA-LPDA link at 0° , 30° and 60° pointing angles.

uni-directional and its gain is higher than that of a biconical antenna. The degradation of the transmission gain is observed when the canonical isotropic template is used, since the waveform dispersion is obvious [11].

IV. DISCUSSION

From these results, the UWB transmission gain, using both the received signal and the isotropic template waveforms, gives us the quantitative measurement of the link budget. Since we have chosen the broadband antennas, the trend of the narrowband gain is reflected in the UWB-IR transmission gain. Another issue is the distortion of the waveform. The difference between the optimum and the isotropic templates is the measurement of the waveform distortion. It is obvious that the use of LPDA caused the biggest distortion among the sample antennas, while its transmission gain characteristic is significantly large.

V. CONCLUSION

This paper has presented how to evaluate the UWB antenna performance for WiMedia technology which includes the transmit waveform, the antennas, the free space propagation,

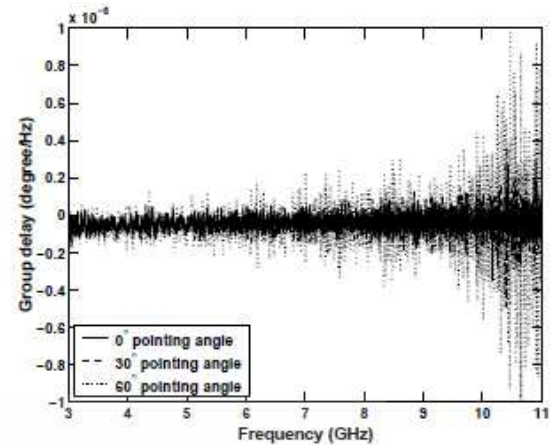


Fig. 10. UWB-IR group delay for LPDA-LPDA link at 0° , 30° and 60° pointing angles.

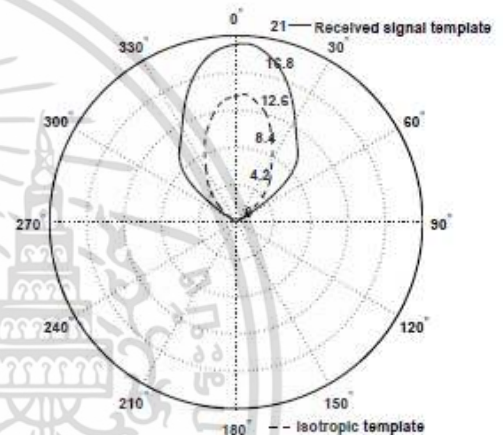


Fig. 11. UWB-IR transmission gain for LPDA-LPDA link from 0° to 360° .

and the correlation receiver. By using the definition we have evaluated two types of two broadband antennas. This scheme may be effective especially to evaluate the deployable antenna with non-ideal frequency characteristics of return loss and directivity, as the overall performance can be evaluated only by the term of the UWB transmission gain.

Note that the formulation presented in [9] is a special case for the optimum template waveform in this paper. Therefore, the IEEE 802.15.3a path loss model presented in [12] is also a special case of the formulation presented in this paper, by considering the rectangular frequency spectrum, the frequency independent isotropic antenna and the received signal template.

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.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors would like to thank Mr. Kimio Sakurai from Tokyo Institute of Technology for his help in the experiments, and Prof. Koichi Ito and Dr. Kazuyuki Saito of Chiba University for letting us use their LPDA.

REFERENCES

- [1] "Radio Frequency Devices," Part 15, Federal Communications Commission Rules, Dec. 2003.
- [2] K. Szwiaak, "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.
- [3] H.T. Friis, "A note on a simple transmission formula," Proc. IRE, vol. 34, no. 5, pp. 254-256, May 1946.
- [4] 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.
- [5] J. McLean, H. Foltz, and R. Sutton, "The quantitative assessment of the effects of dissipative loading on the time-domain performance of antennas," Proc. 6th European Conf. Wireless Tech. Munich, Germany, pp. 443-446, Oct. 2003.
- [6] 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, Reston, USA, pp. 157-161, Nov. 2003.
- [7] A. Sibille, "A Framework for Analysis of Antenna Effect in UWB Communications," Proc. 2005 Spring IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC), Texas, USA, vol. 1, pp. 48-52, June 2005.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] H.G. Schantz, "Dispersion and UWB antennas," Proc. 2004 Int. Workshop Ultra Wideband Syst. / Conf. Ultra Wideband Syst. Tech. (Joint UWBST & IWUWBS 2004), Kyoto, Japan, May 2004.
- [12] J. Foerster, "Channel modeling sub-committee report final" IEEE P802.15-02/368r5-SG3a, Nov. 2002.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นายอภิษฐ์ ลาภวรชัย
วัน เดือน ปีเกิด 29 พฤษภาคม 2524
ที่อยู่ 1188/197 เอ็ม ลาดพร้าว คอนโด ถ.พหลโยธิน แขวงจอมพล เขตจตุจักร กรุงเทพมหานคร 10900

ประวัติการศึกษา

พ.ศ. 2545 - 2548

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประวัติการทำงาน

พ.ศ. 2548 - 2551

Database administrator DTAC

พ.ศ. 2551 - 2553

Test Engineer DTAC

พ.ศ. 2553 - 2554

Test Governance Kasikornthai Bank

พ.ศ. 2555 - ปัจจุบัน

Lead Technical Specialist IBMSD



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้