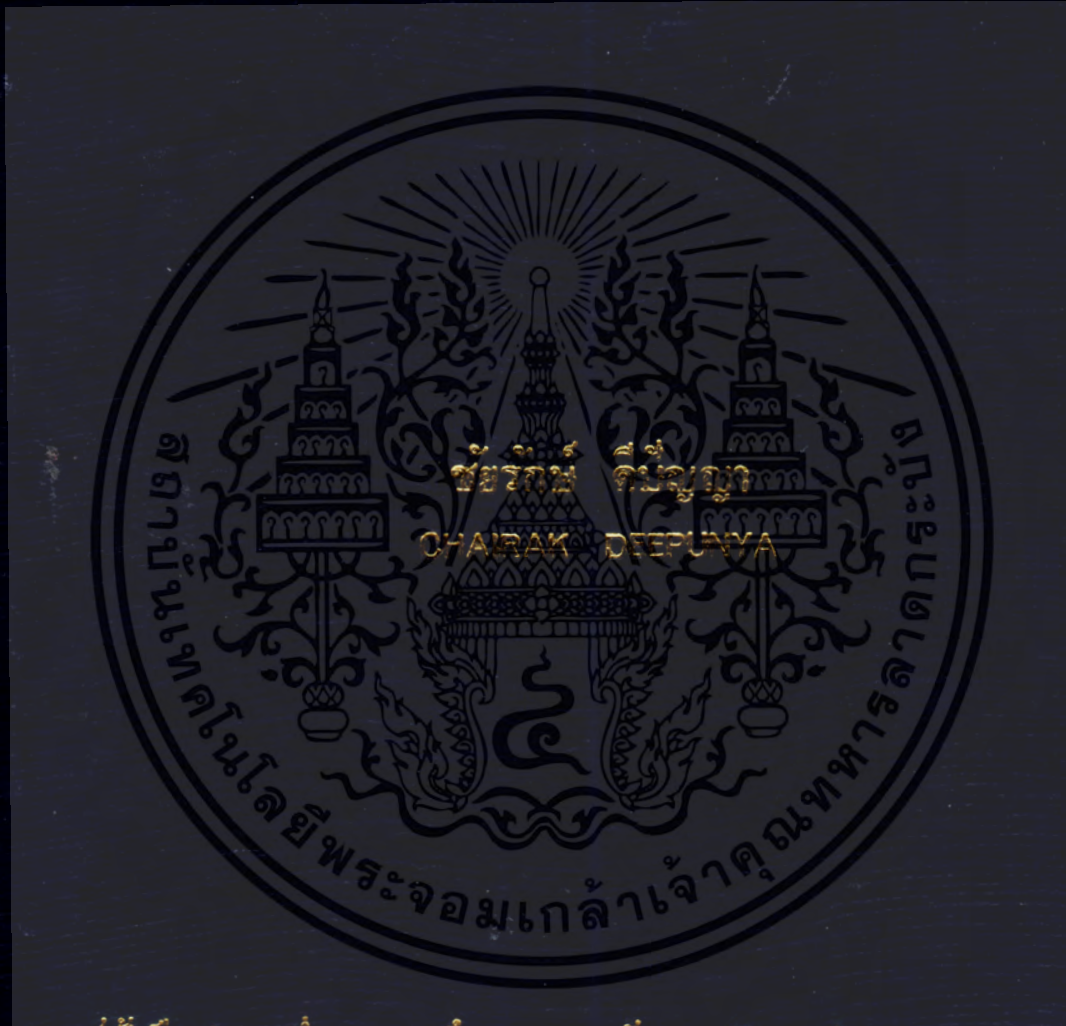


การวิเคราะห์ความเพี้ยนรูปคลื่นของสายอากาศแถบกว้างยิ่ง
สำหรับระบบไร้สายพิสัยใกล้

WAVEFORM DISTORTION ANALYSIS OF UWB ANTENNA
FOR SHORT RANGE WIRELESS SYSTEM



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคณะหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2559

KMITL-2016-EN-D-018-095

การวิเคราะห์ความเพี้ยนรูปคลื่นของสายอากาศแถบกว้างยิ่ง
สำหรับระบบไร้สายพิสัยใกล้

WAVEFORM DISTORTION ANALYSIS OF UWB ANTENNA
FOR SHORT RANGE WIRELESS SYSTEM



T144009

ชัยรักษ์ ดีปัญญา
CHAIRAK DEEPUNYA



b. 10812900
i.

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 144009
วันเดือนปี 25 มี.ค. 2559

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2559

KMITL-2016-EN-D-018-095

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

WAVEFORM DISTORTION ANALYSIS OF UWB ANTENNAS
FOR SHORT RANGE WIRELESS SYSTEM



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF THE REQUIREMENT FOR
THE DEGREE OF DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING

FACULTY OF ENGINEERING

KINGMONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2016

KMITL-2016-EN-D-018-095

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2016






FACULTY OF ENGINEERING

KINGMONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การวิเคราะห์ความเพี้ยนรูปคลื่นของสายอากาศแถบกว้างยิ่งสำหรับระบบไร้สายพิสัยใกล้
Thesis Title Waveform Distortion Analysis of UWB Antenna for Short Range Wireless System
นักศึกษา นายชัยรักษ์ ดีปัญญา
รหัสประจำตัว 54610154
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ดร.สถาพร พรหมวงศ์
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2016-EN-D-018-095

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.ชูวงศ์	พงศ์เจริญพาณิชย์	
ผศ.ดร.พิชญ	สุพรรณกุล	
ศ.ดร.ประยุทธ์	อัครเอกฉालิน	
ผศ.ดร.ศรวัฒน์	ชีวปรีชา	
ดร.สถาพร	พรหมวงศ์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันอังคารที่ 17 พฤษภาคม พ.ศ. 2559 เวลา 13.00-15.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 1

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

ฉบับนี้ เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เมื่อวันที่ 17 พฤษภาคม พ.ศ. 2559
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์ความเพี้ยนรูปคลื่นของสายอากาศแถบกว้างยิ่งสำหรับระบบพัลส์ไกล์
นักศึกษา	นายชัยรัชต์ ดีปัญญา
รหัสนักศึกษา	54610154
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2559
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ดร.สถาพร พรหมวงศ์

บทคัดย่อ

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาความเพี้ยนรูปคลื่นของสายอากาศแถบกว้างยิ่ง สำหรับระบบการสื่อสารพัลส์ไกล์ โดยพิจารณาการส่งผ่านบนช่องสัญญาณในอวกาศว่างของระบบแถบกว้างยิ่งบนพื้นฐานสูตรการส่งผ่านของฟรีส ได้ทำการพัฒนาแบบแผนประเมินผลการเชื่อมโยงในอวกาศว่างในเทอมของฟังก์ชันการถ่ายโอนความถี่แถบกว้างยิ่งด้วยการใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์เพื่อได้สัญญาณที่เหมาะสมที่สุด นอกจากนี้แล้วยังได้ปรับปรุงรูปคลื่นสัญญาณส่งแถบกว้างยิ่งแบบรากที่สองของไรซ์โคซายน์ที่แถบความถี่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz และที่แถบความถี่รวม 7.25 GHz ถึง 8.50 GHz ซึ่งมีความเป็นไปได้จริงในการนำไปใช้งาน

ในการทดลองวัดได้ใช้เครื่องวิเคราะห์ที่โครงข่ายแบบเวกเตอร์ และได้พิจารณาใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ในการประเมินผลการวัด ผลที่ได้จากการทดลองวัดนำมาวิเคราะห์ความเพี้ยนรูปคลื่นของสายอากาศแถบกว้างยิ่ง โดยพิจารณาจากอัตราขยายในการส่งผ่านแถบกว้างยิ่งสองช่วงความถี่ที่ 3 GHz ถึง 11 GHz และที่ช่วงความถี่ 7 GHz ถึง 9 GHz ได้วิเคราะห์ตามนิยามที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ และทำรู้ว่าช่วงความถี่ 7 GHz ถึง 9 GHz จะมีความเพี้ยนรูปคลื่นน้อยกว่าช่วงแถบความถี่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz มากสำหรับการสื่อสารระบบแถบกว้างยิ่ง

แบบแผนการทดลองวิจัยที่ได้นำเสนอ เป็นการวิเคราะห์ และการประเมินผลความเพี้ยนรูปคลื่นของสายอากาศแถบกว้างยิ่งที่ได้เสนอในวิทยานิพนธ์นี้ มีประโยชน์อย่างยิ่งวิเคราะห์ และประเมินผลความเพี้ยนรูปคลื่น สายอากาศ และอัตราขยายแถบกว้างยิ่ง และเป็นข้อมูลพื้นฐานสำหรับการวิจัยแถบกว้างยิ่งต่อไปในอนาคต.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Waveform Distortion Analysis of UWB Antenna for Short Range Wireless System
Student	Mr. Chairak Deepunya
Student ID.	54610154
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2016
Thesis Advisor	Dr. Sathaporn Promwong

ABSTRACT

In this thesis studies the waveform distortion due to antenna on free space transmission in UWB-IR system. We develop the free space link budget evaluation scheme in term of frequency transfer function that takes into account UWB-IR system include the transmitted waveform, its distortion due to the antennas, the channel and the correlation receiver. The root raised cosine pass-band waveform is used as the UWB-IR transmitted waveform.

In the experimental study used vector network analyzer (VNA) for measured and recoded and biconical antennas for transmitter (Tx) and receiver (Rx). The data from the experiment are simulation and analysis in tem of UWB transmission gain based on Friis's transmission formula in two frequency bands form 3 GHz to 11 GHz and 7 GHz to 9 GHz. The waveform distortion in common band from 7 GHz to 9 GHz more accurate than full band from 3 GHz to 11 GHz.

This thesis purpose a new scheme for analysis and evaluated the waveform distortion due to UWB antennas based on Federal Communication Commission (FCC) regulation and measurement data and some useful for UWB antenna design and evaluation of UWB transmission waveform in tem of transmission gain.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาจาก ดร.สถาพร พรหมวงศ์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาที่ให้ความอนุเคราะห์ ช่วยเหลืออบรมสั่งสอน และคอยชี้แนะแนวทางเกี่ยวกับโครงงานวิจัยอย่างดีมาโดยตลอด ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่าน

ขอกราบขอบพระคุณคณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ทุกท่านที่ได้ให้ความอนุเคราะห์ในการแนะนำ และเสนอแนะแนวทางการแก้ไขวิทยานิพนธ์ให้มีความถูกต้องและสมบูรณ์ยิ่งขึ้น และขอกราบขอบพระคุณผู้มีพระคุณทุกท่านผู้บริหารทุกระดับที่ให้ความอุปการะส่งเสริมทุนในการศึกษาในตามหลักสูตรดุสิตบัณฑิตของสถาบันฯ

ขอขอบคุณเพื่อนๆ และน้อง ๆ ในห้องวิจัย UWBR (Ultra Wideband Radio System) ทุกท่านที่ให้คำแนะนำ ความช่วยเหลือ และเป็นกำลังใจให้มาโดยตลอด

ผู้เขียนขอกราบรำลึกถึงคุณบิดา มารดา คุณครูอุปัชฌาย์อาจารย์ คุณพระศรีรัตนตรัยและสิ่งศักดิ์สิทธิ์ทั้งหลาย อันเป็นที่พึ่งให้ผู้เขียนมีสมาธิและสติปัญญาในการศึกษาและเรียบเรียงวิทยานิพนธ์สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอขอบคุณ นางจินตนา ตีปัญญา นายศุภกร ตีปัญญา ภรรยา และบุตรชาย ที่คอยให้กำลังใจในการศึกษาในระดับปริญญาเอกของผู้เขียนตลอดระยะเวลาในการศึกษา

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ชัยรักษ์ ตีปัญญา

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 สมมติฐาน.....	4
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดในการวิจัย.....	4
1.5 ขอบเขตการศึกษา.....	5
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	5
บทที่ 2 ระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง.....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 นิยามของระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง.....	7
2.3 ข้อกำหนดของระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง.....	8
2.3.1 กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่ง ในสหรัฐอเมริกา.....	9
2.3.2 กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่ง ในยุโรป.....	10
2.3.3 กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่ง ในญี่ปุ่น.....	12
2.3.4 กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่ง ที่ใช้ร่วมกัน.....	13
2.4 มาตรฐานของระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง.....	14
2.4.1 มาตรฐาน III 802.15.3a.....	14
2.4.2 มาตรฐาน III 802.15.4a.....	15
2.4.3 มาตรฐาน III 802.15.6.....	15
2.5 จุดเด่นของระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง.....	16
2.6 สรุป.....	18

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 ทฤษฎีที่ใช้วิเคราะห์ช่องสัญญาณการแพร่กระจายระบบแถบกว้างยิ่ง.....	19
3.1 บทนำ.....	19
3.2 แบบจำลองการส่งผ่านระบบแถบกว้างยิ่ง.....	19
3.3 เครื่องรับสหสัมพันธ์.....	21
3.4 ความเพี้ยนเชิงเฟส.....	22
3.5 ความเป็นไปได้ของเครื่องรับสหสัมพันธ์ที่เหมาะสมที่สุด.....	22
3.6 ความเพี้ยนของรูปคลื่น.....	23
3.7 อัตราขยายการส่งผ่าน.....	23
3.8 รูปคลื่นสัญญาณส่งของแถบกว้างยิ่ง.....	24
3.9 สรุป.....	27
บทที่ 4 แบบแผนการทดลองวัดและการทดลองวัดช่องสัญญาณความผิดเพี้ยน เนื่องจากสายอากาศ.....	28
4.1 กล่าวนำ.....	28
4.2 ขั้นตอนในการเตรียมการทดลอง.....	29
4.2.1 เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์.....	29
4.2.2 สายอากาศแบบกรวยคู่ (Biconical Antenna).....	30
4.2.3 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}).....	31
4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง.....	34
4.4 การติดตั้งและการวัดและแบบจำลองการวัด.....	33
4.5 ขั้นตอนและวิธีการทดลอง.....	36
4.3 สรุป.....	36
บทที่ 5 ผลการทดลองวัดและวิเคราะห์.....	37
5.1 กล่าวนำ.....	37
5.2 ผลการทดลองวัดและการวิเคราะห์.....	37
5.2.1 อัตราขยายการส่งผ่าน.....	37
5.2.2 การประวิงกลุ่ม.....	39

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.2.3 อัตราขยายการส่งผ่านตามมาตรฐาน FCC และแถบความถี่ร่วม.....	41
5.2.4 ความเพี้ยนเชิงเฟสของสายอากาศที่ใช้ในการทดสอบ.....	43
5.3 สรุปผลการทดลอง.....	44
บทที่ 6 สรุปผลการทดลองวิจัย.....	45
6.1 บทนำ.....	45
6.2 ผลการทดลองความเพี้ยนเชิงเฟส.....	45
6.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางการวิจัยพัฒนา.....	46
เอกสารอ้างอิง.....	47
ภาคผนวก.....	50
ประวัติผู้เขียน.....	72



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ข้อจำกัดในการแพร่กระจายกำลังงานโดย FCC สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร	9
2.2 ข้อกำหนดในการแพร่กระจายกำลังงานโดย ETSI สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร	10
2.3 ข้อกำหนดในการแพร่กระจายกำลังงานที่แก้ไขใหม่โดย ETSI สำหรับการใช้งานของระบบการสื่อสารภายในอาคาร	11
2.4 ข้อกำหนดระดับ PSD ที่แพร่กระจายออกมาสำหรับการสื่อสารภายในอาคารเท่านั้นที่กำหนดโดย MIC	12
2.5 ข้อกำหนดระดับ PSD ที่แพร่กระจายออกมาสำหรับการสื่อสารแถบความถี่ร่วม	13
4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง	33
4.2 รายการอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองวิจัย	36



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 การเปรียบเทียบอัตราการส่งข้อมูลระหว่างระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง และระบบการสื่อสารแถบอื่นๆ	1
1.2 ความเพี้ยนของช่องสัญญาณในการสื่อสารไร้สายแถบกว้างยิ่ง.....	2
2.1 การเปรียบเทียบแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนของระบบการสื่อสารแถบแคบ และระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง	7
2.2 การเปรียบเทียบระดับความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง การสื่อสารแถบแคบอื่นๆ	8
2.3 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมตามข้อกำหนด FCC สำหรับระบบการสื่อสาร แถบกว้างยิ่งภายในและภายนอกอาคาร	10
2.4 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมตามข้อกำหนด ETSI สำหรับระบบการสื่อสารแถบ กว้างยิ่งภายในและภายนอกอาคาร	11
2.5 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมตามข้อกำหนด ETSI ที่แก้ไขใหม่ สำหรับระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง ภายในอาคาร	12
2.6 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมสำหรับการสื่อสารภายในอาคารที่กำหนดโดย MIC ...	13
2.7 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมสำหรับการสื่อสารภายในอาคาร ที่กำหนดร่วมกันโดย FCC, ETSI และ MIC	14
3.1 บล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองระบบการส่งผ่านสำหรับสัญญาณแถบกว้างยิ่ง	22
3.2 รูปคลื่นแถบผ่านรากที่สองของไรซ์โคชานน์ที่ถูกรบกวนแอมพลิจูด เป็นไปตามสเปกตรัมมาส์คของ FCC	25
3.3 ความหนาแน่นสเปกตรัมที่ถูกรบกวนแอมพลิจูดของรูปคลื่นแถบผ่านรากที่สองของไรซ์โคชานน์ ที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาส์คของ FCC	25
3.4 รูปคลื่นแถบผ่านรากที่สองของไรซ์โคชานน์ที่ถูกรบกวนแอมพลิจูด เป็นไปตามสเปกตรัมมาส์คของแถบความถี่ร่วม	26
3.5 ความหนาแน่นสเปกตรัมที่ถูกรบกวนแอมพลิจูดของรูปคลื่นแถบผ่านรากที่สองของไรซ์โคชานน์ ที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาส์คของแถบความถี่ร่วม	26
4.1 บล็อกไดอะแกรมการทดลองการวัดช่องสัญญาณการผิดเพี้ยนเนื่องจากสายอากาศ	28
4.2 เครื่องวิเคราะห์ที่โครงข่ายแบบเวกเตอร์ (Vector Network Analyzer)	29

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.3 โครงสร้างและขนาดสายอากาศกรวยคู่	30
4.4 สายอากาศแบบกรวยคู่ที่ใช้ในการทดลอง.....	31
4.5 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบกรวยคู่	32
4.6 อัตราขยายและเฟสของสายอากาศแบบกรวยคู่.....	32
4.7 แบบจำลองการวัดในห้องไร้การสะท้อนและการติดตั้งอุปกรณ์	34
4.8 การวัดทดสอบความเพี้ยนเชิงเฟสของสายอากาศในห้องไร้การสะท้อน	34
4.9 ชุดอุปกรณ์เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์ รุ่น HP-8757D	35
5.1 อัตราขยายการส่งผ่านสำหรับการเชื่อมโยงกรณีใช้สายอากาศกรวยคู่-กรวยคู่	38
5.2 อัตราขยายการส่งผ่านสำหรับการเชื่อมโยงกรณีใช้สายอากาศกรวยคู่-สายอากาศ ไดโพลรายคาบล็อก	38
5.3 การประวิงกลุ่มกรณีใช้สายอากาศแบบกรวยคู่-กรวยคู่	39
5.4 การประวิงกลุ่มกรณีใช้สายอากาศแบบกรวยคู่-สายอากาศไดโพลรายคาบล็อก	40
5.5 อัตราขยายการส่งผ่านตามมาตรฐานของ FCC สำหรับภายในอาคารการเชื่อมโยง ของสายอากาศกรวยคู่-กรวยคู่	40
5.6 อัตราขยายการส่งผ่านของแถบความถี่ร่วมสำหรับภายในอาคารด้วยการเชื่อมโยง ของสายอากาศกรวยคู่-สายอากาศกรวยคู่	41
5.7 อัตราขยายการส่งผ่านตามมาตรฐานของ FCC สำหรับภายนอกอาคารด้วยการเชื่อมโยง ของสายอากาศกรวยคู่-สายอากาศกรวยคู่	42
5.8 อัตราขยายการส่งผ่านตามมาตรฐานของแถบความถี่ร่วมสำหรับภายนอกอาคาร ด้วยการเชื่อมโยงของสายอากาศกรวยคู่-สายอากาศกรวยคู่	42
5.9 เปรียบเทียบค่าเฉลี่ยการกระเพื่อมของเฟสโดยการเชื่อมโยงด้วยสายอากาศกรวยคู่ ทั้งคู่ระหว่างแถบความถี่ FCC กับความถี่ร่วม	44
6.1 แถบความถี่มาตรฐานของ MB-OFDM ที่ใช้สำหรับเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง	47
6.2 การประยุกต์ใช้เทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง สำหรับโครงข่ายไร้สายพิสัยใกล้	47

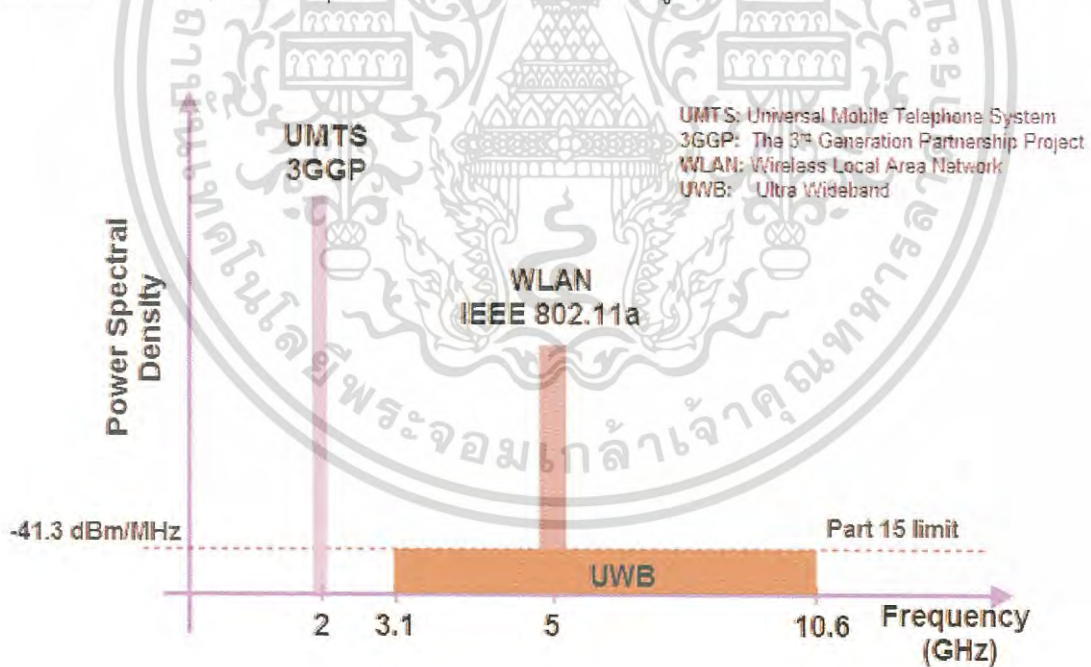
บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ด้วยความต้องการเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายที่มีความเร็วสูง จึงทำให้เข้ามามีบทบาทอย่างมากในชีวิตประจำวัน ไม่ว่าจะเป็นโครงข่ายพื้นที่ท้องถิ่นไร้สาย (Wireless Local Area Network: WLAN) และโครงข่ายพื้นที่ส่วนบุคคลไร้สาย (Wireless Personal Area Network: WPAN) เป็นต้น แต่อย่างไรก็ตามก็ได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง จนมีการกล่าวกันมากขึ้นถึงแถบกว้างไร้สาย(Wireless broadband) และมีแนวโน้มว่าจะนำมาใช้ในสถานศึกษา ในโรงพยาบาล บ้านพักอาศัย และสำนักงาน มีเทคโนโลยีหนึ่งที่ได้รับการศึกษาวิจัยกันมากในขณะนี้ นั่นก็คือเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง เพราะเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งเป็นเทคโนโลยีที่สามารถตอบสนองความต้องการผู้ใช้ได้ดีมาก โดยมีแบนด์วิธที่กว้างมาก สามารถส่งข้อมูลได้สูงมาก มีความจุสูง ใช้กำลังงานการส่งข้อมูลต่ำ และต้นทุนการผลิตด้วยคุณสมบัติดังที่ได้กล่าวมาดังนี้

เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายแถบกว้างยิ่งนี้ มีช่วงความถี่ระหว่าง 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz และมีแบนด์วิธที่กว้างมากที่สุดเท่ากับ 7.5 GHz ดังแสดงในรูปที่ 1.1



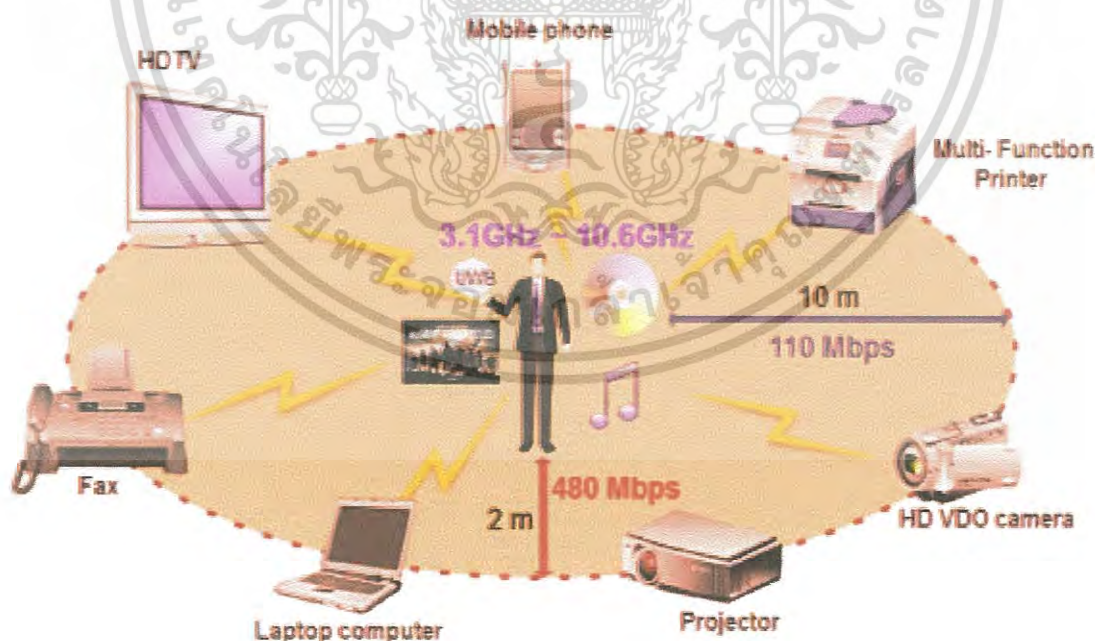
รูปที่ 1.1 การเปรียบเทียบอัตราการส่งข้อมูลระหว่างระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่งและระบบการสื่อสารแถบอื่น ๆ [1]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ใช้กำลังในการส่งต่ำที่ -41.3 dBm/MHz จึงทำให้เกิดการรบกวนง่ายและถูกตรวจจับสัญญาณได้ยาก
- มีอัตราการส่งข้อมูลที่สูง คือ 110 Mbps ที่ระยะทาง 10 m
- การส่งสัญญาณของเทคโนโลยีแถบกว้างนี้จะส่งสัญญาณในลักษณะเป็นอิมพัลส์ โดยไม่มีการนำเอาสัญญาณข้อมูลไปมอดูเลตกับสัญญาณพาห้ จึงทำให้อุปกรณ์ในระบบแถบกว้างยังมีราคาถูก
- มีสัดส่วนของแบนด์วิดท์ (Fractional Bandwidth) ในการส่งมากกว่าหรือเท่ากับ 20 % ของแถบความถี่กลาง หรือมีการใช้แถบความถี่มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz

จากที่กล่าวมาข้างต้นจะเห็นว่าระบบการสื่อสารไร้สายแถบกว้างนี้จะนำไปใช้ภายในอาคารเป็นหลักเช่น (Wireless Personal Area Network: WPAN) ซึ่งในการใช้งานจริงนั้น อาจมีการใช้งานในรูปแบบอื่นที่ไม่ใช่เพียงแคภายในอาคารเท่านั้น มีการใช้งานในรูปแบบอื่น ๆ เช่น ทางด้านการแพทย์ และทางการทหาร เป็นต้น

ดังปัญหาที่ได้รับความสนใจของวิทยานิพนธ์นี้ก็คือ ความเพี้ยนของสัญญาณการส่งผ่านที่เกิดจากสายอากาศ และการแพร่กระจายคลื่นแถบกว้างยิ่ง เช่น เฟส อัตราการขยาย ดังที่แสดงในรูปที่ 1.2 และได้แสดงแบบแผนการทดลองวิจัย และแบบแผนการประเมินผล ในวิทยานิพนธ์นี้อย่างละเอียด



รูปที่ 1.2 ความเพี้ยนของช่องสัญญาณในการสื่อสารไร้สายแถบกว้างยิ่ง [2]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายแถบกว้างยิ่งมาใช้ในสภาวะแวดล้อมภายในอาคารที่มีระยะสั้น เพราะต้องการความเร็วสูงมาก โดยจะทำให้สัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากสายอากาศแล้วผ่านวัสดุที่เป็นตัวกลาง ไปยังสายอากาศด้านรับ มีการลดทอนกำลังงานลง ส่งผลกระทบต่อสัญญาณที่รับได้ อาจทำให้สัญญาณที่รับได้เกิดความผิดเพี้ยนของเฟสได้ หรืออาจจะรับสัญญาณไม่ได้เลย ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการศึกษาวิจัยถึงความเพี้ยนเชิงเฟสอันเนื่องจากสายอากาศและช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งในสภาวะแวดล้อมที่แตกต่างกัน

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายได้พัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็ว และเป็นปัจจัยหนึ่งในโลกของการสื่อสารความเร็วสูงของเทคโนโลยีปัจจุบัน อีกทั้งยังมีบทบาทอย่างมากในการพัฒนาประเทศด้านข้อมูลข่าวสาร และการดำรงชีวิตความเป็นอยู่ในปัจจุบัน เช่น การติดต่อสื่อสารทางไกลทั้งในประเทศและระหว่างประเทศ การประชุมผ่านทางไกล การเรียนการสอนผ่านทางไกล การติดต่อสื่อสารส่วนบุคคล การติดต่อสื่อสารระยะสั้น ๆ ยกตัวอย่างเช่นโครงข่ายในเป็นสำนักงาน และการโครงข่ายภายในบ้านพักอาศัย เป็นต้น เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายเหล่านี้ล้วนแล้วมีความต้องการความเร็วสูงมากในการส่งผ่านข้อมูล ดังนั้นเพื่อให้ได้ตามความต้องการของเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สาย โดยเฉพาะอย่างยิ่งความกว้างของแถบความถี่ และความจุของช่องสัญญาณ จึงเป็นประเด็นการพัฒนาเข้าไปสู่เทคโนโลยี 3G, 4G, 5G WiMedia และ WiMAX ในอนาคตอันใกล้นี้ เพื่อตอบสนองความต้องการของผู้ใช้ได้อย่างสมบูรณ์ และมีประสิทธิภาพสูงสุด จึงเป็นเรื่องที่น่าสนใจมาก สำหรับการศึกษาวิจัย มีเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายมากมายที่ได้รับความสนใจ แต่มีเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง (Ultra wideband: UWB) เป็นหนึ่งในเทคโนโลยีที่ได้รับความสนใจมาก เพราะมีแถบกว้างมากแบนด์วิดท์กว้างถึง 7.5 GHz ในช่วงความถี่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz และใช้กำลังงานต่ำ ดังนั้นก่อนที่จะนำไปใช้งานจริง ให้ได้ผลประโยชน์สูงสุด ทั้งภายในอาคารสำนักงาน และโครงข่ายภายในบ้านพักอาศัย จึงต้องศึกษาวิจัยและพัฒนาให้เหมาะสม และถูกต้องให้มากที่สุด บนมาตรฐาน IEEE802.15.3a (UWB หรือ WPAN)

ศึกษาทฤษฎีและหลักการวิเคราะห์แถบกว้างยิ่งบนพื้นฐานหลักการสูตรส่งผ่านของฟรีส (Friis's transmission formula) แต่อย่างไรก็ตามไม่สามารถนำสูตรการส่งผ่านของฟรีสมาใช้ได้โดยตรงเพราะว่าอธิบายอยู่รูปของโดเมนความถี่ จึงต้องทำการประยุกต์เอาสูตรของฟรีสมาใช้ ที่ใช้สูตรของฟรีสเพราะว่าง่ายและเป็นที่ยอมรับ และได้ สภาวะแวดล้อมที่แตกต่างกัน มีความจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องศึกษาคุณลักษณะและความเพี้ยนของสัญญาณเมื่อมีการส่งออกมาจากสายอากาศอาจจะทำให้เกิดการลดทอนกำลังงานและความเพี้ยนของสัญญาณได้ ด้วยปัจจัยต่าง ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งการถูกลดทอนที่ตัวสายอากาศ และสภาวะแวดล้อมของอาคาร ซึ่งส่งผลกระทบโดยตรงต่อสัญญาณที่รับได้ หรืออาจจะทำให้รับสัญญาณไม่ได้เลยก็เป็นได้ วิทยานิพนธ์นี้ต้องการที่จะศึกษาผลกระทบจากสายอากาศและสภาวะแวดล้อมจริงที่มีผลต่อช่องสัญญาณของระบบการสื่อสารไร้สายแถบกว้างยิ่ง ซึ่งเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาบนพื้นฐานของการวัดจริง 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

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้พิจารณาการสื่อสารระบบแถบกว้างยิ่ง เพราะเป็นที่นิยมในการสื่อสารระยะใกล้ และในอนาคตนั้นความต้องการของผู้ใช้และการขยายตัวทางด้านเทคโนโลยีก็มากขึ้น มีความต้องการความเร็วสูง และระบบมัลติมีเดียที่มีขนาดการส่งข้อมูลมาก เพราะฉะนั้นความต้องการแบนด์วิดท์ และความต้องการความจุช่องสัญญาณก็มีมากขึ้น ดังนั้นการศึกษาวิจัยจึงเป็นเรื่องสำคัญยิ่ง จากการส่งผ่านสัญญาณแถบกว้างยิ่งที่ไม่รู้ถึงคุณลักษณะช่องสัญญาณ คุณสมบัติของสายอากาศที่นำมาใช้งานในระบบแถบกว้างยิ่งได้จริง วิธีการหรือหลักการวิเคราะห์สัญญาณการส่งผ่านแบบแถบกว้างให้มีความเหมาะสมที่สุดจะทำอย่างไร ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เห็นถึงความสำคัญของการถ่ายโอนช่องสัญญาณแถบกว้างโดยเฉพาะความเพี้ยนเชิงเฟสที่เกิดจากสายอากาศ และช่องสัญญาณแถบกว้าง บนพื้นฐานสูตรการส่งผ่านของฟรีส และทางด้านรับได้พิจารณาใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ด้วยแบบแผนที่ได้นำเสนอจะทำให้ผู้วิจัยสามารถออกแบบรูปแบบการวัด การวิเคราะห์ช่องสัญญาณได้ ทำให้รู้ถึงคุณลักษณะของสัญญาณการส่งผ่าน อัตราการขยาย ความเพี้ยนช่องสัญญาณอันเกิดจากสายอากาศ และการแพร่กระจายคลื่นแถบกว้างยิ่ง และพารามิเตอร์อื่นที่ต้องทราบก็สามารถทำได้

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในแนวทางการศึกษาวิจัยของวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอแบบแผนการประเมินผลของความผิดเพี้ยนเฟสที่เกิดขึ้นเนื่องจากสายอากาศสำหรับวิทยุอิมพัลส์แถบกว้างยิ่ง บนพื้นฐานสูตรการส่งผ่านของฟรีส โดยการประยุกต์ใช้สูตรการส่งผ่านของฟรีส และได้พิจารณาใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ ส่วนรูปคลื่นสัญญาณส่งได้ใช้ตามข้อกำหนดมาตรฐานของคณะกรรมการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Communication Commission: FCC) รูปคลื่นแถบสี่เหลี่ยมที่แบนด์วิดท์ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz และรูปคลื่นแถบสี่เหลี่ยมร่วมที่แบนด์วิดท์ 7.25 GHz ถึง 8.5 GHz ในการทดลองวิจัยได้ทำการวัดในห้องไร้การสะท้อนโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์ในการวัดและบันทึกผลและสายอากาศแบบแถบกว้างสองชนิดคือสายอากาศกรวยคู่ และสายอากาศไดโพลรายคาบถือในการประเมินผลการวัด จากนั้นได้นำข้อมูลจากการวัดมาประเมินผลความเพี้ยนของช่องสัญญาณ และอัตราขยายในการส่งผ่าน จากนั้นก็เปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างผลกรณีใช้เครื่องรับแบบเอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งวนไวสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สหสัมพันธ์ที่สัญญาณที่รับได้มาเป็นสัญญาณต้นแบบ และกรณีที่ใช้เครื่องแบบสหสัมพันธ์ที่สัญญาณไอโซทรอปิกเป็นสัญญาณต้นแบบ ก็จะทำให้รู้ถึงความเพี้ยนสัญญาณแถบกว้างยิ่งได้

1.5 ขอบเขตการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอแบบแผนการประเมินผลความเพี้ยนของช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งที่เป็นสาเหตุเกิดจากสายอากาศ และช่องสัญญาณการแพร่กระจายคลื่นแถบกว้างยิ่ง บนพื้นฐานหลักการสูตรการส่งผ่านของฟรีส และทางด้านรับได้พิจารณาใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ ส่วนการวัดได้ทำการทดลองวิจัยในห้องไร้การสะท้อน แล้วทำการวัดและบันทึกผลด้วยเครื่องวิเคราะห์โคจรข่ายแบบเวกเตอร์ และได้ใช้สายอากาศแถบกว้างสองชนิดในการประเมินผลการวัด จากนั้นนำผลที่ได้จากการวัดมาประเมินผลความเพี้ยนเชิงเฟส และอัตราขยายในการส่งผ่านแถบกว้างยิ่งโดยใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

จากแนวคิดและหลักการที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถสรุปเป็นขั้นตอนการศึกษา เริ่มจากการศึกษาทฤษฎีและหลักการประเมินผลความผิดเพี้ยนของเฟส อัตราการขยายการส่งผ่านช่องสัญญาณบนพื้นฐานสูตรการส่งผ่านของฟรีส และเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ จากนั้นกล่าวถึงขั้นตอนการทดลองวิจัย ในส่วนของการวัดฟังก์ชันการถ่ายโอนช่องสัญญาณโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โคจรข่ายแบบเวกเตอร์และสายอากาศแถบกว้าง อุปกรณ์ที่ใช้ทดลองวิจัย และรูปแบบวิธีการวัดโดยยึดหลักตามแบบแผนที่ออกแบบไว้ ให้มีความเหมาะสม และสามารถประยุกต์งานได้จริง

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

บทที่ 2

ระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง

2.1 บทนำ

การสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง เป็นระบบที่มีการส่งสัญญาณในลักษณะเป็นพัลส์สั้น ๆ มีช่วงเวลาของพัลส์แคบมากและใช้กำลังงานในการส่งสัญญาณมีค่าต่ำ ปัจจุบันนี้เทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งได้รับความสนใจอย่างแพร่หลาย สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับการสื่อสารไร้สายเพื่อรองรับความต้องการของผู้ใช้งาน เทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งเป็นเทคโนโลยีที่มีความละเอียดทางโดเมนเวลาสูง ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้เทคโนโลยีนี้มีความเที่ยงตรงสูงมากเช่นกัน ด้วยสาเหตุอันเนื่องมาจากแบนด์วิดท์ของระบบกว้างมาก 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 สามารถสร้างระบบทั้งภาคส่งและภาครับให้มีราคาถูกลง ต้นทุนต่ำ เมื่อเปรียบเทียบกับระบบการสื่อสารแบบดั้งเดิมที่ใช้คลื่นความถี่วิทยุ (Radio Frequency : RF)

ประวัติของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง ได้ถูกนำมาใช้งานตั้งแต่ 100 ปี ที่ผ่านมา โดย G. Marconi ได้ทำการทดลองส่งแบบไร้สายระหว่างเกาะ Isle of Wight ไปยังเกาะ Cornwall (เกาะทั้งสองเป็นอาณานิคมตั้งอยู่บนดินแดนของประเทศอังกฤษ) โดยใช้เครื่องส่ง spark-gap [3]–[5]

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากระบบแถบกว้างยิ่ง ทำงานบนช่วงแถบความถี่ที่มีแบนด์วิดท์กว้าง ดังนั้น FCC จึงกำหนดความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังงานส่งต่อความถี่ในการส่งสัญญาณของระบบแถบกว้างยิ่งไม่เกิน -41.3 dBm/MHz เพื่อป้องกันไม่ให้ระบบแถบกว้างยิ่ง ไปแทรกสอดกับระบบแถบแคบอื่น ๆ ด้วยสาเหตุดังกล่าวจะเห็นว่าระดับความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานของระบบแถบกว้างยิ่ง อยู่ต่ำกว่าระดับสัญญาณรบกวน (Part 15 limit) ดังนั้นเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง จึงสามารถใช้งานได้กับเทคโนโลยีคลื่นวิทยุอื่นโดยจะมีการแทรกสอดน้อย

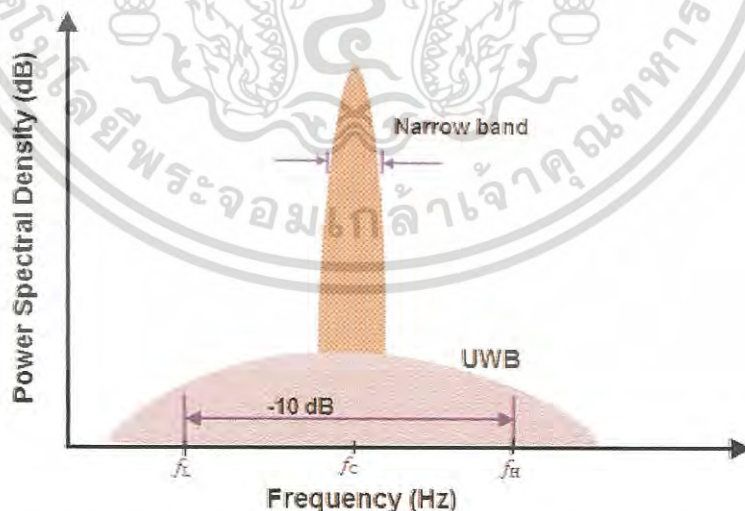
2.2 นิยามของระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง

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

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

ซึ่งแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนได้นิยามไว้ คือ อัตราส่วนของแบนด์วิดท์สัญญาณต่อความถี่กลาง [7]

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

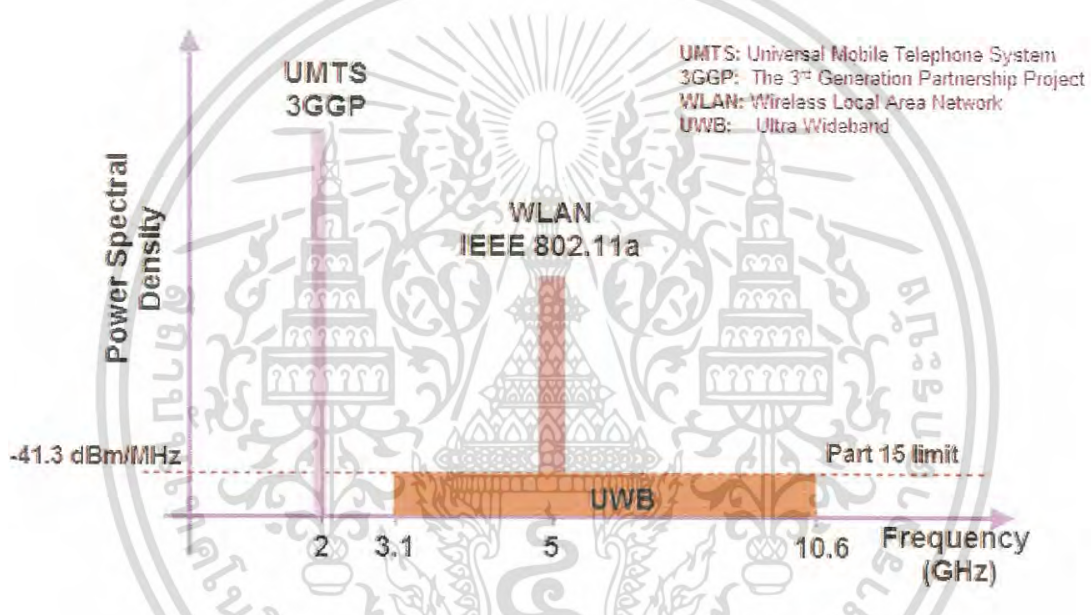


รูปที่ 2.1 การเปรียบเทียบแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนของระบบการสื่อสารแถบแคบและระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง [8]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 แต่ถ้าหากเราพิจารณาจากสมการที่ (2.2) ค่าแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนที่คำนวณออกมาจะได้เท่ากับ 0.0025 ซึ่งมีค่าน้อยกว่า 0.2 ของระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง (เกือบ 80 เท่า)



รูปที่ 2.2 การเปรียบเทียบระดับความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง และ ระบบการสื่อสารแถบแคบอื่น ๆ

2.3 ข้อกำหนดของระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง

สิ่งสำคัญอย่างหนึ่งที่ได้ถูกกำหนดขึ้นในระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง นั่นก็คือการจัดสรรความถี่ในการใช้งาน ซึ่งได้มีกลุ่มทำงานในสหรัฐอเมริกาได้พยายามทำการถอดถอนการจำกัดของข้อกำหนดในการใช้งานช่วงความถี่ของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง จากกฎข้อบังคับเดิมของ FCC โดยกลุ่มทำงานนี้ได้ก่อตั้งขึ้นอย่างเป็นทางการโดยใช้ชื่อว่า Ultra-Wideband Working Group (UWBWG) เพื่อทำการเจรจาทะลุข้อตกลงร่วมกับ FCC เช่นเดียวกันกับในยุโรปก็ได้มีการหาข้อตกลงการจัดสรรคลื่นความถี่และการแทรกสอดของความถี่วิทยุซึ่งในปัจจุบันยังไม่มีข้อกำหนดแถบความถี่สำหรับการใช้งานในระบบแถบกว้างยิ่ง ในสถาบันกำหนดมาตรฐานทางโทรคมนาคมแห่งสหภาพยุโรป เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(European Telecommunications Standards Institute: ETSI) หรือ สหพันธ์โทรคมนาคมระหว่างประเทศ (International Telecommunication Union: ITU)

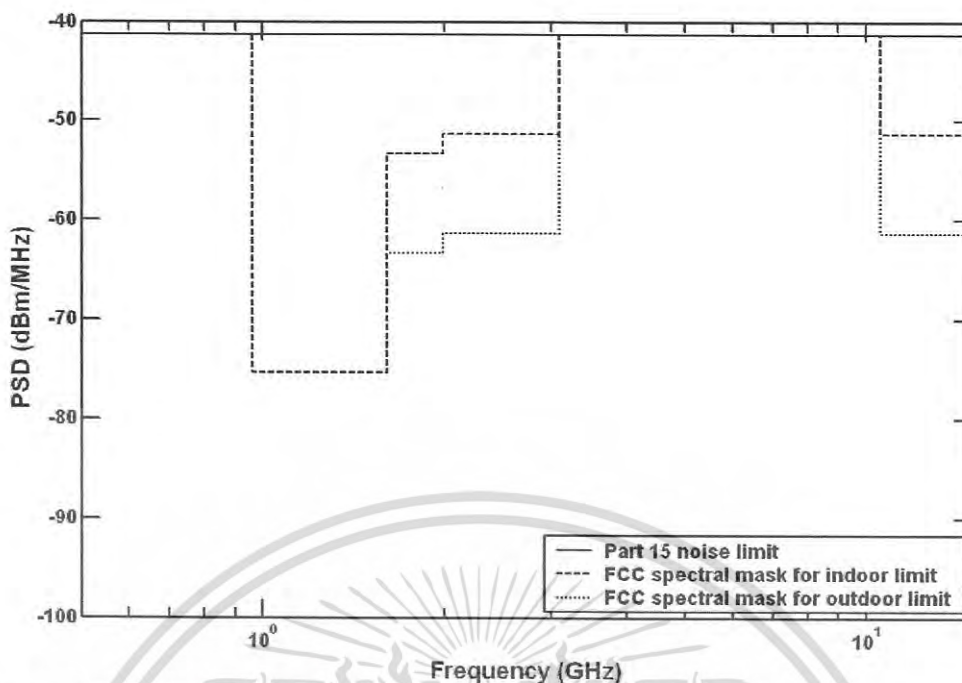
2.3.1 กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่ง ในสหรัฐอเมริกา

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 [9] โดยจากนิยามข้างต้นได้ทำการกำหนดค่าแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วน (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 [10]

ตารางที่ 2.1 ข้อจำกัดในการแพร่กระจายกำลังงานโดย FCC สำหรับการใช้งานในระบบการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร

ความถี่ (MHz)	PSD (dBm/MHz) สำหรับการสื่อสารภายในอาคาร	PSD (dBm/MHz) สำหรับการสื่อสารภายนอกอาคาร
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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมตามข้อกำหนด FCC สำหรับระบบการสื่อสาร แลกกว้างยิ่งภายในและภายนอกอาคาร

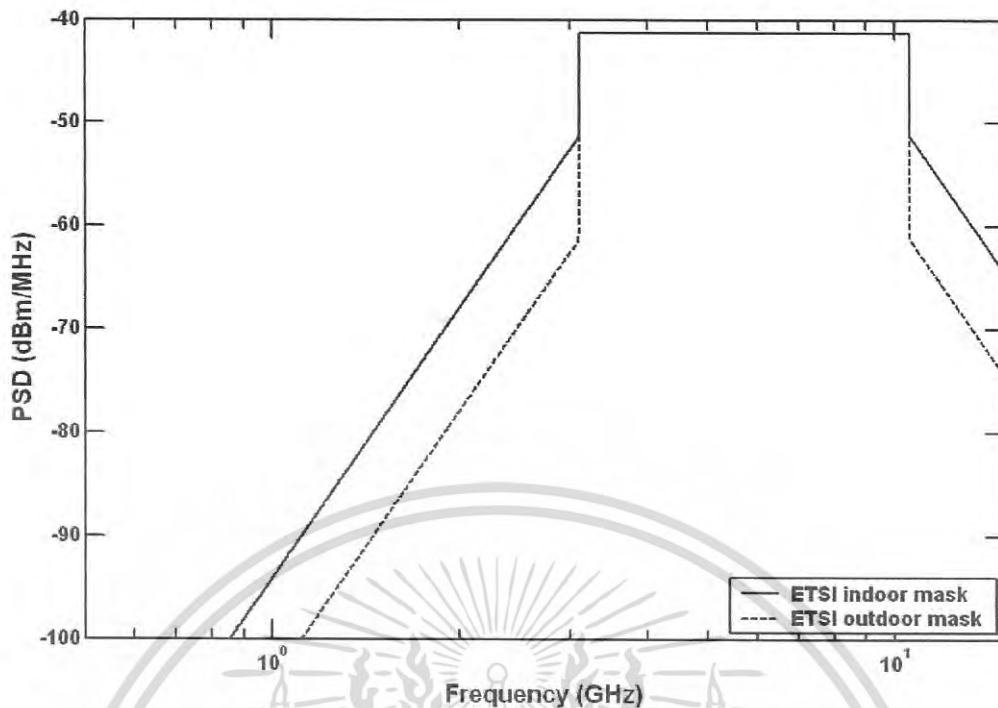
2.3.2 กฎข้อบังคับของระบบแลกเปลี่ยนยิ่ง ในยุโรป

ปัจจุบันโครงสร้างของข้อกำหนดระบบแลกเปลี่ยนยิ่ง ในทวีปยุโรปอยู่ในช่วงรอข้อมูลทางเทคนิคที่เกี่ยวกับผลกระทบของระบบแลกเปลี่ยนยิ่ง บนระบบเดิมที่มีใช้กันอยู่ โดยทางยุโรปนั้น บางส่วนของข้อกำหนดจะรอบคอบกว่าของทางสหรัฐอเมริกา เพราะทางด้านยุโรปนั้นในส่วนของเทคโนโลยีใหม่ต้องแสดงให้เห็นว่า ส่งผลกระทบมากน้อยหรือไม่กับระบบเดิมที่มีอยู่โดยข้อจำกัดการแพร่กระจายกำลังงานสำหรับการใช้งานทั้งภายในและภายนอกอาคารที่กำหนดโดย ITU หรือ ETSI แสดงให้เห็นในตารางที่ 2.2 [11]

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	$-51.3 + 87 \log(10.6 / f)$	$-61.3 + 87 \log(10.6 / f)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



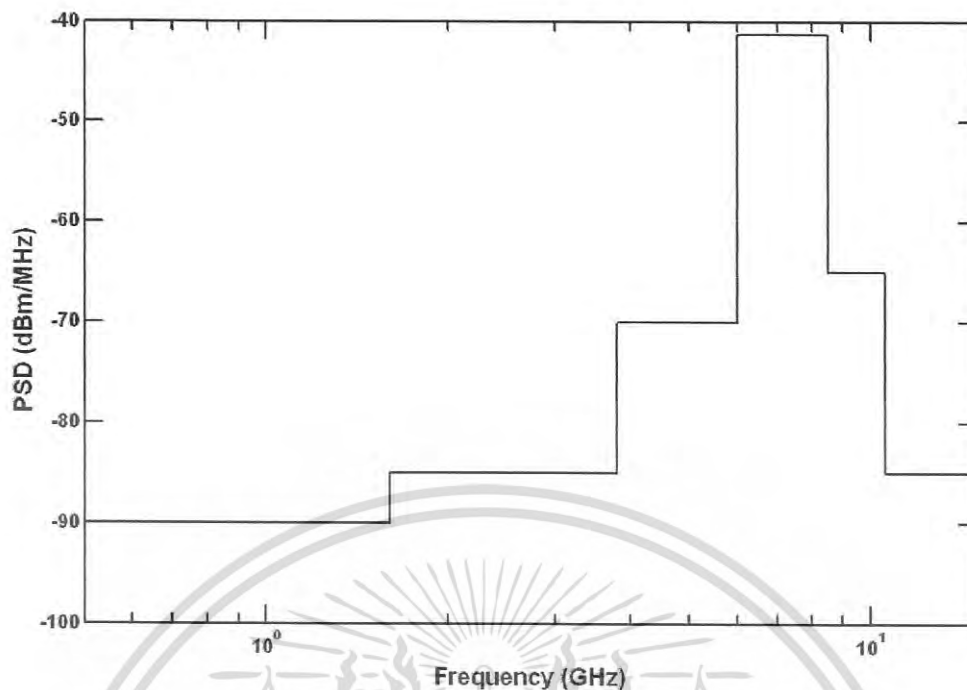
รูปที่ 2.4 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมตามข้อกำหนด ETSI สำหรับระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่งภายในและภายนอกอาคาร

ปัจจุบันนี้ ETSI ได้กำหนดการแพร่กระจายกำลังงานและหน้าฉากสเปกตรัมอย่างชัดเจน กฎข้อบังคับของการแพร่กระจายของ PSD ที่ได้จัดทำขึ้นนี้อนุญาตให้ระบบการสื่อสารแถบกว้างยังสามารถใช้งานได้เฉพาะภายในอาคารเท่านั้น โดยมีช่วงแถบความถี่ใช้งานลดลงเป็น 6.0 GHz ถึง 8.5 GHz ดังแสดงในตารางที่ 2.3 [12]

ตารางที่ 2.3 ข้อกำหนดในการแพร่กระจายกำลังงานที่แก้ไขใหม่โดย ETSI สำหรับการใช้งานในของระบบการสื่อสารภายในอาคาร

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมตามข้อกำหนด ETS ที่แก้ไขใหม่ สำหรับระบบการสื่อสาร แลกกว้างยิ่ง ภายในอาคาร

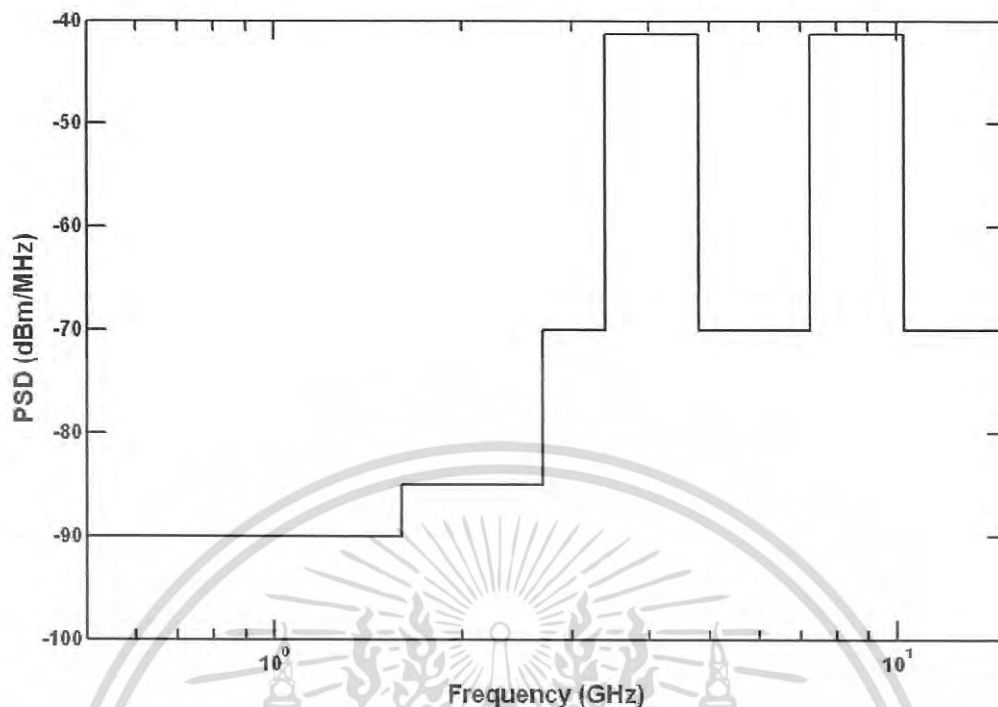
2.3.3 กฎข้อบังคับของระบบแลกเปลี่ยนยิ่ง ในญี่ปุ่น

ข้อกำหนดระดับ PSD ที่แผ่กระจายออกมาที่กำหนดโดย MIC เป็นข้อกำหนดสำหรับระบบ แลกกว้างยิ่ง ที่ใช้ในประเทศญี่ปุ่น โดยเป็นข้อกำหนดที่อนุญาตให้ใช้ระบบแลกเปลี่ยนยิ่ง ได้ภายใน อาคารเท่านั้นเหมือนกับที่กำหนดโดย ETSI ที่ได้แก้ไขใหม่ โดยมีช่วงแถบความถี่ใช้งานสองแถบ คือ แถบความถี่ต่ำตั้งแต่ 3.4-4.8 GHz และแถบความถี่สูงตั้งแต่ 7.25-10.25 GHz ดังแสดงไว้ในตารางที่ 2.4 และกราฟสเปกตรัมมาร์คได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.6 [13]

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมสำหรับการสื่อสารภายในอาคาร ที่กำหนดโดย MIC

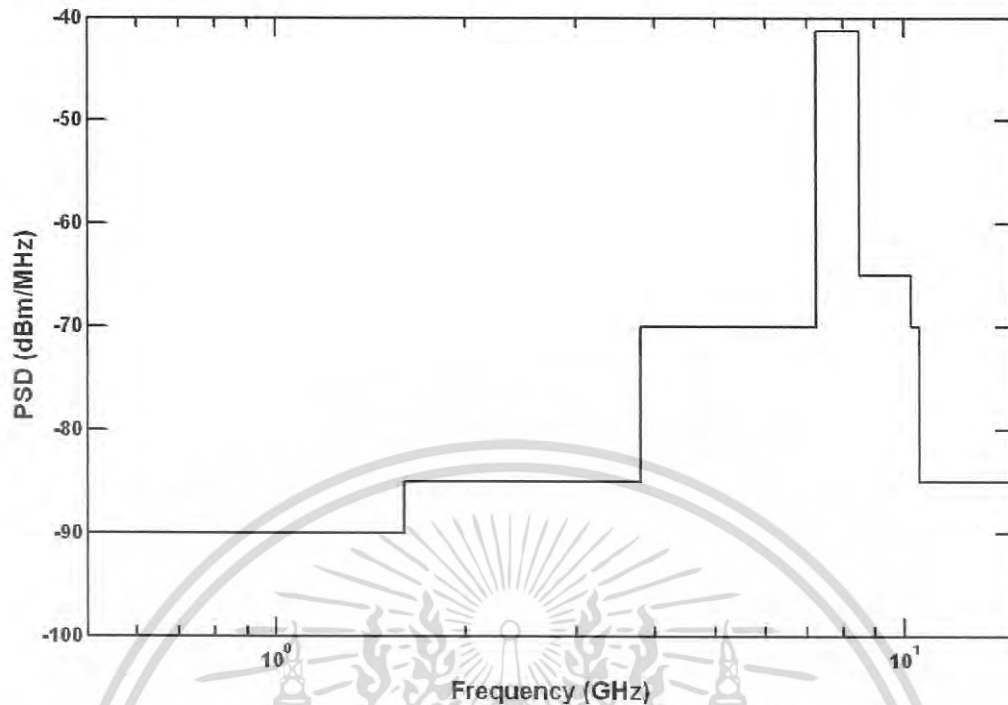
2.3.4 กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่ง ที่ใช้ร่วมกัน

ปัจจุบันได้มีการร่วมมือกันระหว่างประเทศสหรัฐอเมริกา กลุ่มประเทศในยุโรป และประเทศญี่ปุ่น โดยมีการกำหนดให้ใช้ข้อกำหนดระดับ PSD ที่แผ่กระจายออกมาร่วมกัน โดยยึดให้เป็นไปตามข้อกำหนดของ FCC, ETSI และ MIC ร่วมกัน เป็นข้อกำหนดที่อนุญาตให้ใช้ระบบแถบกว้างยิ่ง ได้ภายในอาคารเท่านั้น มีช่วงแถบความถี่ใช้งานเป็น 7.25-8.5 GHz โดยที่ความถี่ต่ำ 7.25 GHz เป็นข้อกำหนดของ MIC และความถี่สูง 8.5 GHz เป็นข้อกำหนดของ ETSI ดังแสดงไว้ในตารางที่ 2.5 และกราฟสเปกตรัมมาร์คได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.7 [14]

ตารางที่ 2.5 ข้อกำหนดระดับ PSD ที่แผ่กระจายออกมาสำหรับการสื่อสารภายในอาคารเท่านั้น ที่กำหนดโดย MIC

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
มากกว่า 10.6	-85

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมสำหรับการสื่อสารภายในอาคาร ที่กำหนดรวมกัน โดย FCC, ETSI และ MIC

2.4 มาตรฐานของระบบการสื่อสารแลบกว้างยิ่ง

มาตรฐานของระบบแลบกว้างยิ่ง-IR มีอยู่ 3 มาตรฐาน คือ IEEE 802.15.3a ใช้สำหรับโครงข่ายพื้นที่ส่วนบุคคลไร้สาย (Wireless Personal Area Network: WPAN) ระยะทางไกลอัตราการส่งข้อมูลสูง IEEE 802.15.4a ใช้สำหรับ WPAN ระยะทางไกลอัตราการส่งข้อมูลต่ำ 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 ให้สูงขึ้นโดยการนำเอาเทคโนโลยีแลบกว้างยิ่ง มาใช้ ซึ่งมีจุดประสงค์จะนำมาใช้กับ WPAN โดยมีระยะทางการใช้งานถึง 10 m ที่อัตราการส่งข้อมูล 110 Mbps และที่ระยะทางใกล้คือประมาณ 2 m สามารถมีอัตราส่งข้อมูลได้สูงถึง 480 Mbps [15] แต่เกิดปัญหาเนื่องจากไม่สามารถตกลงกันได้ว่าจะเลือกใช้เทคโนโลยีไหนระหว่างการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉากหลายแถบ (Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing: MB-OFDM) กับแลบกว้างยิ่งลำดับตรง (Direct Sequence Ultra Wideband: DS-UWB) ซึ่งได้รับการสนับสนุนจากสองบริษัทพันธมิตร และในเดือนมกราคม ปี ค.ศ. 2006 มาตรฐานนี้ได้ถูกยกเลิกไป

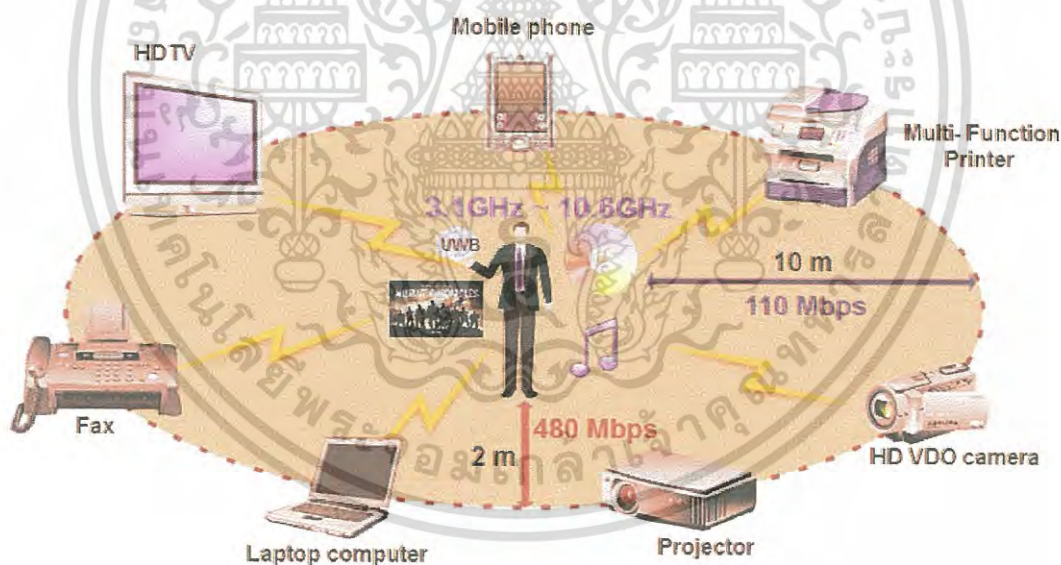
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2 มาตรฐาน IEEE 802.15.4a

มาตรฐาน IEEE 802.15.4a ได้มีการนำเอาเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง มาประยุกต์ใช้สำหรับ WPAN โดยปรับปรุงให้มีระยะทางการใช้งานที่ไกลขึ้นได้ถึงประมาณ 100 m โดยลดอัตราส่งข้อมูลลง มีอายุการใช้งานของแบตเตอรี่ที่นาน รวมทั้งมีราคาถูก สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับระบบโครงข่าย การตรวจจับไร้สาย และระบบการหาตำแหน่งที่มีความเที่ยงตรงสูง การส่งสัญญาณมีพื้นฐานอยู่บนเทคนิคการส่งพัลส์ที่มีความกว้างของพัลส์แคบมากประมาณได้เป็นอิมพัลส์ จึงเป็นที่มาของชื่อแถบกว้างยิ่ง-IR [16]

2.4.3 มาตรฐาน IEEE 802.15.6

มาตรฐาน IEEE 802.15.6 เป็นมาตรฐานที่ตั้งขึ้นมาใหม่สำหรับนำมาประยุกต์ใช้กับ WBAN โดยมีการใช้งานสำคัญคือตรวจสอบสุขภาพร่างกายของผู้ป่วย วินิจฉัยโรค รวมทั้งควบคุมเชื้อโรค WBAN ทำงานบริเวณใกล้กับ ติดอยู่กับ หรือภายในร่างกายของมนุษย์ โดยมีการใช้งานส่งข้อมูลระหว่างโนด ภายในร่างกาย และส่งข้อมูลจากร่างกายไปยังอุปกรณ์ การประยุกต์ใช้ทั้งทางด้านการแพทย์หรือด้านอื่น [17]



รูปที่ 2.8 ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานอุปกรณ์ประเภทต่าง ๆ สำหรับระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง [18]

จากรูปที่ 2.8 แสดงถึงการประยุกต์ใช้ในระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง ซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่กำลังได้รับความสนใจ และใช้งานเพื่อเชื่อมต่อและถ่ายโอนข้อมูลในปริมาณมาก ๆ สำหรับเทคโนโลยีการสื่อสาร 4G (4 Generation) รูปแบบหนึ่งของระบบแถบกว้างยิ่ง ที่ถูกนำมาใช้งาน คืออุปกรณ์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิเล็กทรอนิกส์ที่ทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ไร้สายและใช้ถ่ายโอนข้อมูล ระหว่าง Host และอุปกรณ์ต่อพ่วงที่เกี่ยวข้อง เช่น คีย์บอร์ด เมาส์ เครื่องพิมพ์ สแกนเนอร์ และอื่น ๆ เป็นต้น ซึ่งต่อไปในอนาคตข้างหน้าเทคโนโลยีระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง 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 ระบบการสื่อสารแถบกว้างยิ่ง 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

WUSB รองรับอัตราการส่งข้อมูลที่ 480 Mbps ภายในระยะทาง 2 เมตร และความเร็วในการส่งข้อมูลจะเริ่มลดลง เหลือประมาณ 110 Mbps เมื่อระยะทางของการส่งข้อมูลไกลมากขึ้น และยังสามารถส่งข้อมูลได้อีกเมื่อระยะทางไกลขึ้น (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) สัญญาณที่ไม่ใช่ไซน์ซุชอยดัล (Non-sinusoidal) สัญญาณที่ปราศจากคลื่นพาห์ (Carrier less) แถบกว้างยวดยิ่ง (Super Wideband) การอัดพัลส์แบบเอฟเอ็มอย่างรวดเร็ว (Fast Frequency Chirp) และพัลส์แบบโมโน (Mono-pulse) ซึ่งเป็นระบบที่มีจุดเด่นที่น่าสนใจสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในระบบสื่อสาร อาทิ เช่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เป็นระบบที่มีความซับซ้อนน้อยและมีต้นทุนต่ำ

ความซับซ้อนน้อยและมีต้นทุนที่ต่ำของระบบแถบกว้างยิ่งเกิดขึ้นจากปัจจัยทางลักษณะเบสแบนด์ (Baseband) ของการส่งสัญญาณซึ่งไม่เหมือนกับระบบการส่งสัญญาณวิทยุแบบอื่นๆ โดยที่เครื่องส่งจะทำการสร้างสัญญาณพัลส์ในโดเมนทางเวลาที่มีความกว้างของสัญญาณน้อยมากๆ ซึ่งสามารถที่จะแพร่กระจายคลื่นออกไปโดยปราศจากการเพิ่มความถี่วิทยุหรือคลื่นพาห้รวมเข้าไป และในส่วนของ การรวมสัญญาณวิทยุ นั้นจะเป็นการนำเอาสัญญาณเบสแบนด์รวมเข้าไปกับคลื่นพาห้ เพื่อย้ายสัญญาณไปยังแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะในการแพร่กระจายคลื่นตามต้องการซึ่งสัญญาณจะถูกแพร่กระจายได้ดีโดยไม่ต้องอาศัยการแปลงความถี่ให้สูงขึ้น (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) แสดงให้เห็นว่ามีความเป็นไปได้ที่จะทำการส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูงในระดับหลักร้อยเมกะบิตต่อวินาทีอีกทั้งยังได้ถูกประเมินในส่วนของจำนวนของผู้ใช้งานในระบบการสื่อสารแบบคลื่นวิทยุแบบอิมพัลส์ว่าได้จำนวนที่มากกว่าระบบทั่วไป และเนื่องด้วยมีแบนด์วิดท์ของสัญญาณส่งที่กว้างจึงทำให้ได้รับผลจากคลื่นหลายวิถีอย่างมาก เมื่อระบบมีแบนด์วิดท์ที่กว้างนั้นทำให้เกิดความแตกต่างทางความถี่อย่างมาก ซึ่งเมื่อรวมเข้ากับการส่งสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องจึงทำให้สัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งที่มีการมอดูเลตทางเวลานั้นมีความต้านทานต่อการแพร่กระจายของคลื่นหลายวิถีที่รุนแรง และการรบกวนหรือแทรกสอดจากสัญญาณความถี่ใกล้เคียงได้

- มีความละเอียดสูงในโดเมนเวลาสำหรับการกำหนดตำแหน่งและการประยุกต์ใช้ในระบบติดตาม (Tracking)

ด้วยพัลส์ที่มีลักษณะทางโดเมนเวลาที่แคบมากๆ หรืออาจกล่าวได้อีกนัยหนึ่งว่าเป็นพัลส์ที่มีความกว้างของสัญญาณน้อยมากๆ นั้นหมายถึง ระบบคลื่นวิทยุแบบแถบกว้างยิ่งมีความเป็นไปได้ที่จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถควบคุมจังหวะและจำนวนเวลาได้อย่างถูกต้องแม่นยำมากกว่าระบบดาวเทียมบอกพิกัด (Global positioning system: GPS) และระบบคลื่นวิทยุแบบอื่นๆ อีกทั้งด้วยคุณสมบัติในการแพร่กระจายผ่านวัสดุได้ดี จึงทำให้สัญญาณแถบกว้างยิ่ง ที่มีการมอดูเลตทางเวลาถูกนำมาใช้งานในระบบเรดาร์ระยะสั้น เช่นในการช่วยเหลือชีวิตและปฏิบัติการป้องกันอาชญากรรม เช่นเดียวกับการใช้ในงานสำรวจและในอุตสาหกรรมการทำเหมืองแร่ เป็นต้น

2.6 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงประวัติความเป็นมาตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน 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

ทฤษฎีและหลักการวิเคราะห์ความเพี้ยน ช่องสัญญาณการส่งผ่านแถบกว้างยิ่ง

3.1 กล่าวนำ

เทคโนโลยีระบบการส่งผ่านแบบแถบกว้างยิ่ง ได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก เพราะสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับการสื่อสารระยะสั้นได้อย่างเหมาะสม มีอัตราการรับส่งข้อมูลที่สูง และเป็นการสื่อสารแบบไร้สายที่มีกำลังส่งต่ำ ในการลดการแทรกสอดที่เกิดขึ้นในระบบแถบกว้างยิ่ง มีความคาดหวังว่ามาใช้กับสถานะแวดล้อมภายในอาคารเป็นหลัก

สำหรับระบบการส่งผ่านแบบแถบแคบ ในการเชื่อมโยงของการสูญเสียการแพร่กระจาย โดยทั่วไปในอวกาศว่างปกติถูกประเมินค่าโดยสูตรการส่งผ่านของฟรีส [19] แต่สำหรับแถบกว้างยิ่งจะไม่สามารถที่นำมาใช้ได้โดยตรงกับระบบการส่งผ่านแถบกว้างยิ่ง ดังที่มีการแสดงด้วยฟังก์ชันของความถี่ ยิ่งไปกว่านั้นรูปคลื่นอาจเกิดความผิดเพี้ยนเนื่องจากคุณสมบัติความถี่ของสายอากาศ [20]-[21] ซึ่งเป็นกรณีพิเศษที่มีอัตราการขยายคงที่และอะเพอร์เจอร์คงที่ แต่ไม่มีการกล่าวถึง ถึงแม้ว่าการแนะนำเกี่ยวกับการใช้ความยาวของสายอากาศนี้ในทางโดเมนเวลา

3.2 แบบจำลองการส่งผ่านระบบแถบกว้างยิ่ง

สูตรการส่งผ่านของฟรีสได้ถูกนำมาใช้อย่างกว้างขวาง และสามารถประยุกต์ใช้ในการคำนวณสำหรับช่องสัญญาณในระดับสายตา ครั้งนี้ด้วย

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

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 $G_r(f, \Omega_r)$ เป็นอัตราขยายประสิทธิภาพของสายอากาศ Tx และ Rx ตามลำดับ $G_t(f, d)$ เป็นอัตราขยายการแพร่กระจายอวกาศว่าง และ $\eta_p(f)$ เป็นประสิทธิภาพการแมตช์โพลาริซั อัตรการแพร่กระจายอวกาศว่างสามารถเขียนได้เป็น

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

เมื่อ c เป็นความเร็วแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับระบบแถบกว้างยิ่ง การเชื่อมโยงอวกาศว่างถูกทำให้เป็นสูตรในเทอมของฟังก์ชันถ่ายโอนความถี่ที่พิจารณารูปคลื่นส่ง ความถี่ที่เกิดจากสายอากาศ ช่องสัญญาณ และเครื่องรับ สหสัมพันธ์ ฟังก์ชันถ่ายโอนอวกาศว่าง $H_f(f, d)$ สามารถเขียนได้เป็น

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

ฟังก์ชันถ่ายโอนช่องสัญญาณอวกาศว่าง $H_c(f)$ 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 คำนึงถึงกฎนอร์มัลไลซ์ด้วยสายอากาศไอโซทรอปิกเวกเตอร์หนึ่งหน่วย $\hat{\theta}_a$ และ $\hat{\phi}_a$ แสดงการโพลาไรซ์และกฎนิยามเทียบกับพิกัดทรงกลมของแต่ละสายอากาศ 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

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

รูปคลื่นอินพุตเครื่องรับ $v_r(t)$ ถูกกำหนดโดย

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

เมื่อ $V_t(f)$ เป็นสเปกตรัมของรูปคลื่นส่ง

3.3 เครื่องรับสหสัมพันธ์

จากเครื่องรับสหสัมพันธ์ที่แสดงในรูปที่ 3.1 SNR เอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับ การเลือกรูปคลื่นต้นแบบ 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

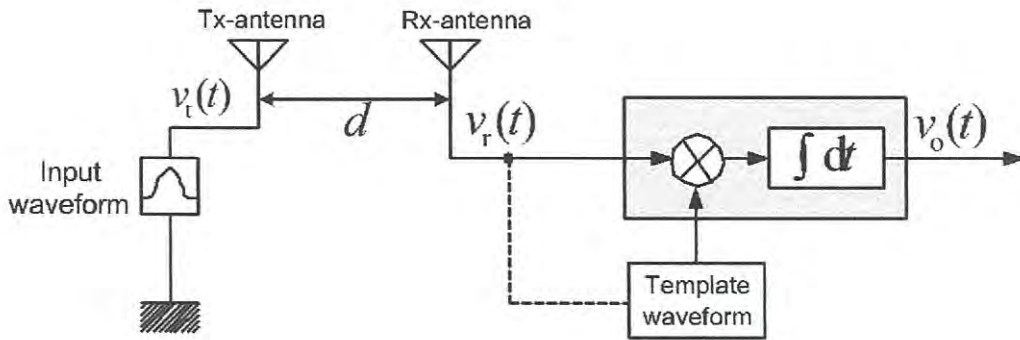
$$\tau_0 = \arg[\max |v_o(\tau)|] \quad (3.12)$$

ต่อจากนี้ไป $h_w(t)$ จะถูกนอร์มัลไลซ์เป็น

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

เมื่อ B เป็นแบนด์วิธของสัญญาณ ดังนั้น กำลังสัญญาณรบกวนเอาต์พุตเป็นค่าคงที่เท่ากับ $N_0 B$

เมื่อ $N_0/2$ เป็นความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์แบบบวก (Additive White Gaussian Noise: AWGN)



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองการส่งผ่านสำหรับสัญญาณแถบกว้างยิ่ง

ภายใต้ข้อจำกัดของสมการที่ (3.14) $h_{wm}(t)$ จะทำให้ $v_o(\tau_0)$ มีค่ามากที่สุดเมื่อ $h_{wm}(t)$ เป็นเวลาย้อนกลับและเป็นการสเกลของ $v_r(t)$ นั่นคือ

$$h_{wm}(t) = \frac{\sqrt{2B}v_r(\tau_0 - t)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |v_r(t)|^2 dt}} \quad (3.14)$$

เมื่อ τ_0 ถูกกำหนดเพื่อทำให้ $h_{wm}(t) = 0$ สำหรับ $t < 0$ ซึ่งเป็นไปตามความสัมพันธ์ระหว่างเหตุและผล ต่อจากนี้ไป $h_{wm}(t)$ จะถูกเรียกว่ารูปคลื่นต้นแบบสัญญาณที่รับได้ สังเกตได้ว่าการประเมินผลการเชื่อมโยงมีค่าเท่ากับใน [22] เมื่อ $h_{wm}(t)$ ถูกใช้เป็นสัญญาณต้นแบบของเครื่องรับ

3.5 ความเป็นไปได้ของเครื่องรับสหสัมพันธ์ที่เหมาะสมที่สุด

สามารถสังเกตได้จากสมการที่ (3.14) รูปคลื่นที่ใช้เป็นต้นแบบสัญญาณที่รับได้ ไม่ได้เป็นเวลาย้อนกลับอย่างง่ายของรูปคลื่นที่ใช้ในการส่ง แต่ได้รวมเอาคุณสมบัติความถี่ของสายอากาศและการแพร่กระจายคลื่นในอวกาศว่าง ดังนั้นก็จะสามารถปรับเปลี่ยนรูปคลื่นต้นแบบเป็นไปตามคุณสมบัติสายอากาศที่ขึ้นอยู่กับมุม เนื่องจากรูปคลื่นจะถูกสร้างที่ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาอย่างน้อยสองเท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณ ดังนั้นจึงสามารถทำการพิจารณารูปคลื่นต้นแบบที่บัญญัติ $h_{wc}(t)$ ในบทความนี้ได้เลือก $h_{wc}(t)$ ที่เหมาะสมที่สุดสำหรับสายอากาศไอโซทรอปิกที่มีอัตราขยายคงที่นั่นคือ

$$h_{wc}(t) = \frac{\sqrt{2B}v_{r-iso}(\tau_0 - t)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |v_{r-iso}(t)|^2 dt}} \quad (3.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

3.6 ความเพี้ยนของรูปคลื่น

ความเพี้ยนของรูปคลื่น W ถูกพิจารณาในเทอมของความเพี้ยนระหว่างรูปคลื่นที่รับได้กับรูปคลื่นที่รับได้ในกรณีสายอากาศไอโซทรอปิกถูกใช้ทั้งสองด้าน ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

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

เมื่อกำหนดให้ * เป็นตัวดำเนินการสังยุคเชิงซ้อน $v_r(t)$ เป็นรูปคลื่นที่รับได้ในโดเมนเวลาและสามารถหาได้จากการแปลงฟูริเยร์ย้อนกลับของความหนาแน่นสเปกตรัม

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

ในปริมาณนี้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 0 เมื่อสองรูปคลื่นเหมือนกัน และมีค่าลดลงเมื่อรูปคลื่นมีความแตกต่างกันมากขึ้น

3.7 อัตราขยายการส่งผ่าน

อัตราขยายการส่งผ่านในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นิยามเป็นแอมพลิจูดค่ายอดของเอาต์พุตเครื่องรับสหสัมพันธ์ที่ใช้สายอากาศที่พิจารณานอร์แมลไลซ์ด้วยแอมพลิจูดค่ายอดของเอาต์พุตเครื่องรับสหสัมพันธ์ที่ใช้สายอากาศไอโซทรอปิกทั้งสองด้าน จากการทำนอร์แมลไลซ์ของรูปคลื่นต้นแบบในสมการที่ (3.14) และ (3.15) ส่วนอัตราขยายนี้แสดงอัตราขยายของอัตรา SNR ดังนั้นอัตราขยายการส่งผ่านของกรณีต้นแบบสัญญาณที่รับได้ G_{wm} ในหน่วย dBi สามารถเขียนได้เป็น

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

และในทำนองเดียวกันสำหรับอัตราขยายการส่งผ่านของกรณีต้นแบบไอโซทรอปิก G_{wc} ในหน่วย dBi สามารถเขียนได้เป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ความแตกต่างกันระหว่างอัตราขยายการส่งผ่านของกรณีใช้ต้นแบบสัญญาณที่รับได้และกรณีต้นแบบไอโซทรอปิกดังสมการที่ (3.19) และ (3.20) และยังสามารถแสดงถึงปริมาณความเพี้ยนของรูปคลื่นซึ่งแตกต่างจากสูตรการส่งผ่านของฟรีสแบบดั้งเดิมโดยที่อัตราขยายการส่งผ่านที่เหมาะสมที่สุดของสัญญาณแถบกว้างยิ่ง ไม่สามารถแสดงเป็นนิยามอย่างง่ายโดยการคูณกันของอัตราขยายสายอากาศ

3.8 รูปคลื่นสัญญาณส่งของแถบกว้างยิ่ง

การพิจารณาถึงผลกระทบความเพี้ยนของรูปคลื่นจะเห็นได้ชัดมากขึ้นเมื่อแบนด์วิดท์กว้างมากขึ้น ดังนั้น จึงได้ทำการพิจารณารูปคลื่นที่ครอบคลุมแถบความถี่ทั้งหมดของ FCC นั่นคือ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz และแถบความถี่ร่วมระหว่าง FCC ของสหรัฐอเมริกา การประชุมสหภาพยุโรปของคณะบริหารไปรษณีย์และโทรคมนาคม/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 รูปคลื่นแถบผ่านรากที่สองของไรโซโคไซน์ ฟังก์ชันความหนาแน่นสเปกตรัม V_{Lro} แสดงได้ดังนี้

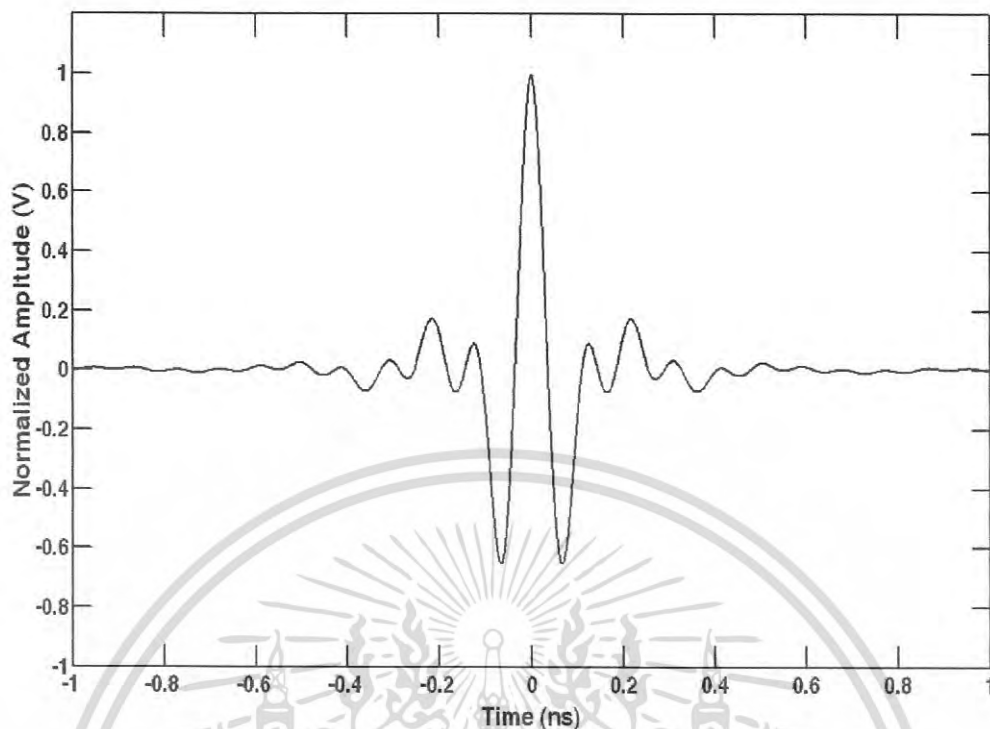
$$V_{Lro}(f) = \begin{cases} 1 & \|f - f_c\| \leq \frac{1-\beta}{2T} \\ A \frac{(1-\beta)}{2T} & \frac{(1-\beta)}{2T} < \|f - f_c\| \leq \frac{(1+\beta)}{2T} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.21)$$

ในเมื่อกำหนดให้

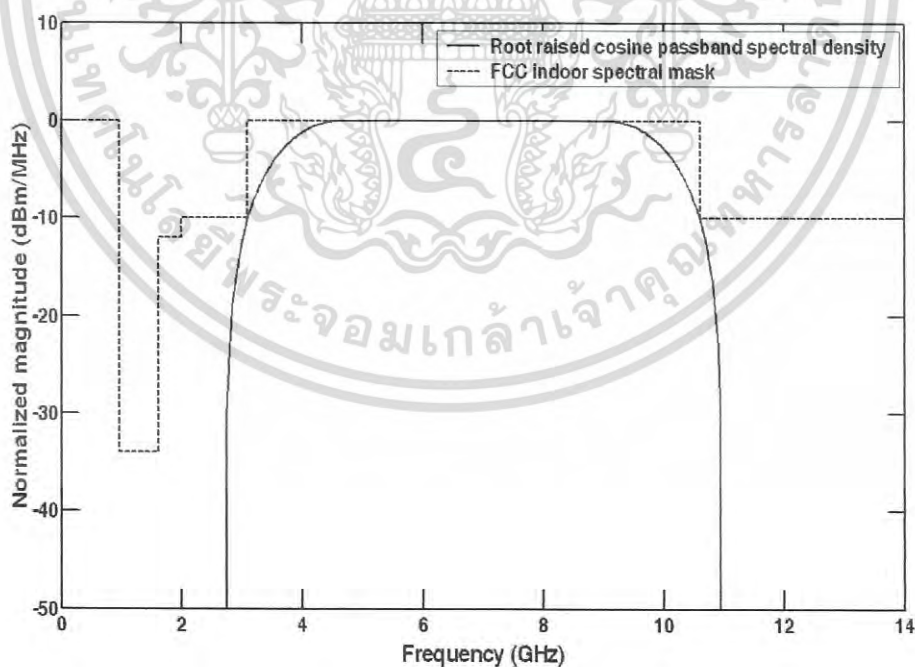
$$A = \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi T}{\beta} \left[\|f - f_c\| - \frac{1-\beta}{2T} \right] \right) \right]}, \quad (3.22)$$

$T = 1/f_b$ เป็นส่วนกลับของอัตราสัญลักษณ์ f_b เป็นสเปกตรัมแบนด์วิดท์ f_c เป็นความถี่กลาง $\beta = 0.3$ เป็นแฟคเตอร์ลาดเอียง ซึ่งได้พิจารณาเป็นไปตามเงื่อนไขข้อกำหนดสเปกตรัมมาสค์ (Spectrum mask) ของ FCC กำหนดให้ f_c มีค่าเท่ากับ 6.85 GHz f_b มีค่าเท่ากับ 6.37 GHz รูปคลื่นสัญญาณส่งของระบบแถบกว้างยิ่งตามข้อกำหนดของ FCC และแถบความถี่ร่วม แสดงดังรูปที่ 3.2 และ 3.4 ตามลำดับ และความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณส่งตามข้อกำหนดของ FCC และแถบความถี่ร่วม แสดงดังรูปที่ 3.3 และ 3.5 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

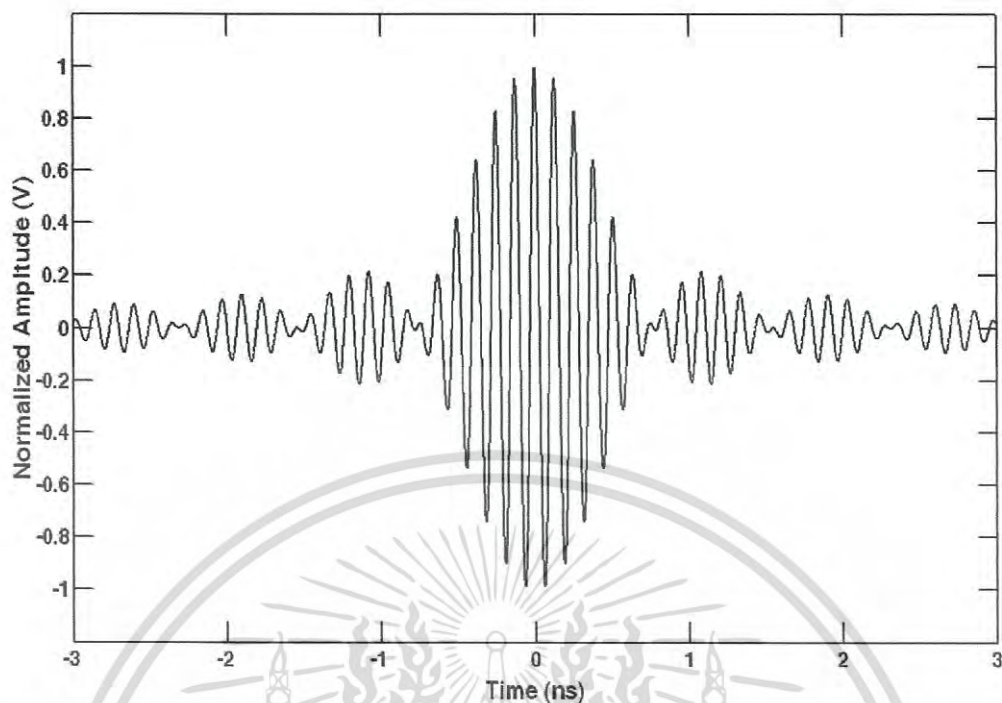


รูปที่ 3.2 รูปคลื่นแถบผ่านรอกที่สองของโรซีโคชาน์ที่ถูกนอร์แมลไลซ์เป็นไปตามสเปกตรัมมาส์คของ FCC

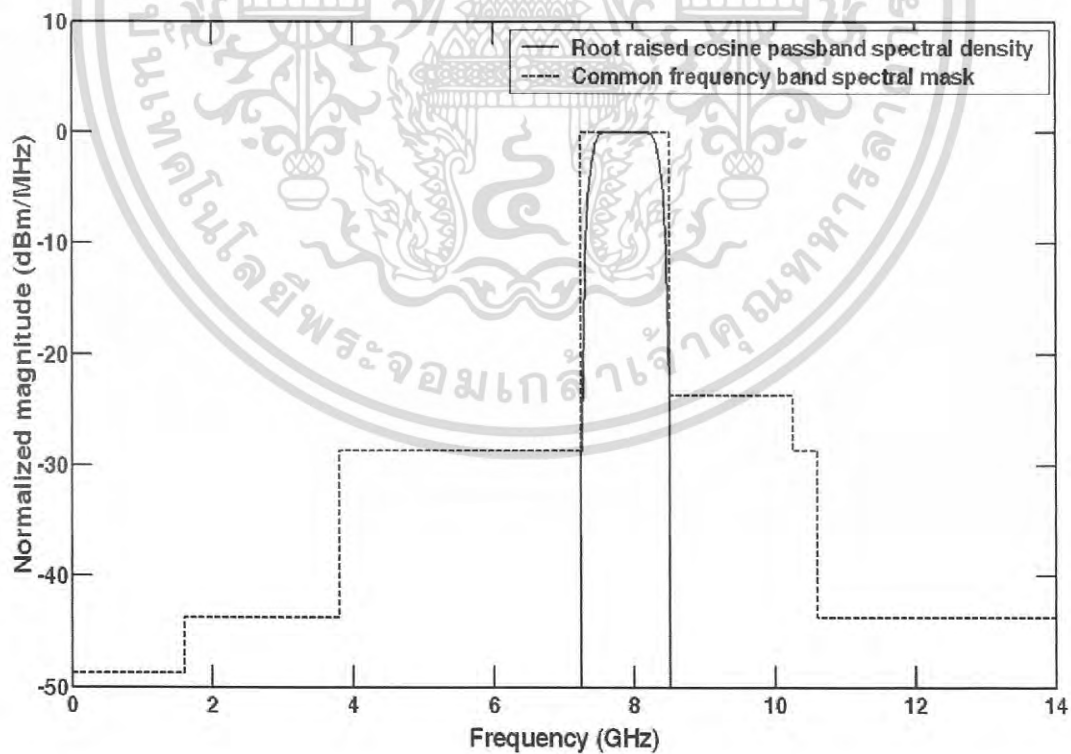


รูปที่ 3.3 ความหนาแน่นสเปกตรัมที่ถูกนอร์แมลไลซ์ของรูปคลื่นแถบผ่านรอกที่สองของโรซีโคชาน์ที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาส์ค FCC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 รูปคลื่นแถบผ่านรบกวนที่สองของโรซีโคชานันท์ที่ถูกนอร์มัลไลซ์เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์สค์ของแถบความถี่ร่วม



รูปที่ 3.5 ความหนาแน่นสเปกตรัมที่ถูกนอร์มัลไลซ์ของรูปคลื่นแถบผ่านรบกวนที่สองของโรซีโคชานันท์ที่เป็นไปตามสเปกตรัมมาร์สค์แถบความถี่ร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.9 สรุป

สำหรับในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการที่ใช้ในการวิเคราะห์การส่งผ่านสัญญาณระบบ แลกกว้างยิ่ง โดยจะแบ่งหัวข้อออกเป็นส่วนต่าง ๆ ดังนี้ ในส่วนเริ่มต้นกล่าวถึงทฤษฎีการประยุกต์ใช้ สูตรการส่งผ่านสัญญาณของฟรีสสำหรับระบบการส่งผ่านสัญญาณแลกเปลี่ยน จากนั้นได้นำเสนอ ทฤษฎีและวิธีการใหม่เพื่อวิเคราะห์หาปริมาณของความเพี้ยนสัญญาณการส่งผ่านแลกเปลี่ยน ซึ่งอาจ มีสาเหตุที่เกิดจากสายอากาศของฟังก์ชันการถ่ายโอนช่องสัญญาณการส่งผ่าน พร้อมทั้งได้นำ แบบจำลองของการถดถอยเชิงเส้นมาใช้ในการวิเคราะห์ผล และได้นิยามสมการใหม่เพื่อปริมาณ ของความเพี้ยนช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นในระบบ ในส่วนภาครับผู้วิจัยนี้ได้พิจารณาใช้เครื่องรับ สหสัมพันธ์ที่เหมาะสมที่สุด ด้วยรูปคลื่นต้นแบบจากสัญญาณที่รับได้และเปรียบเทียบกับรูปคลื่น ต้นแบบกรณีที่ใช้สายอากาศไอโซทรอปิก ต่อมาได้มีการหาความเพี้ยนของรูปคลื่น หลังจากนั้นก็ทำ การหาอัตราขยายการส่งผ่านของช่องสัญญาณแลกเปลี่ยน ส่วนสุดท้ายได้กล่าวถึงทฤษฎีรูป คลื่นสัญญาณส่งแลกเปลี่ยน ที่เป็นตามข้อกำหนดของ FCC ที่ใช้สำหรับช่องสัญญาณการส่งผ่านใน ระบบวิทยุอิมพัลส์แลกเปลี่ยน

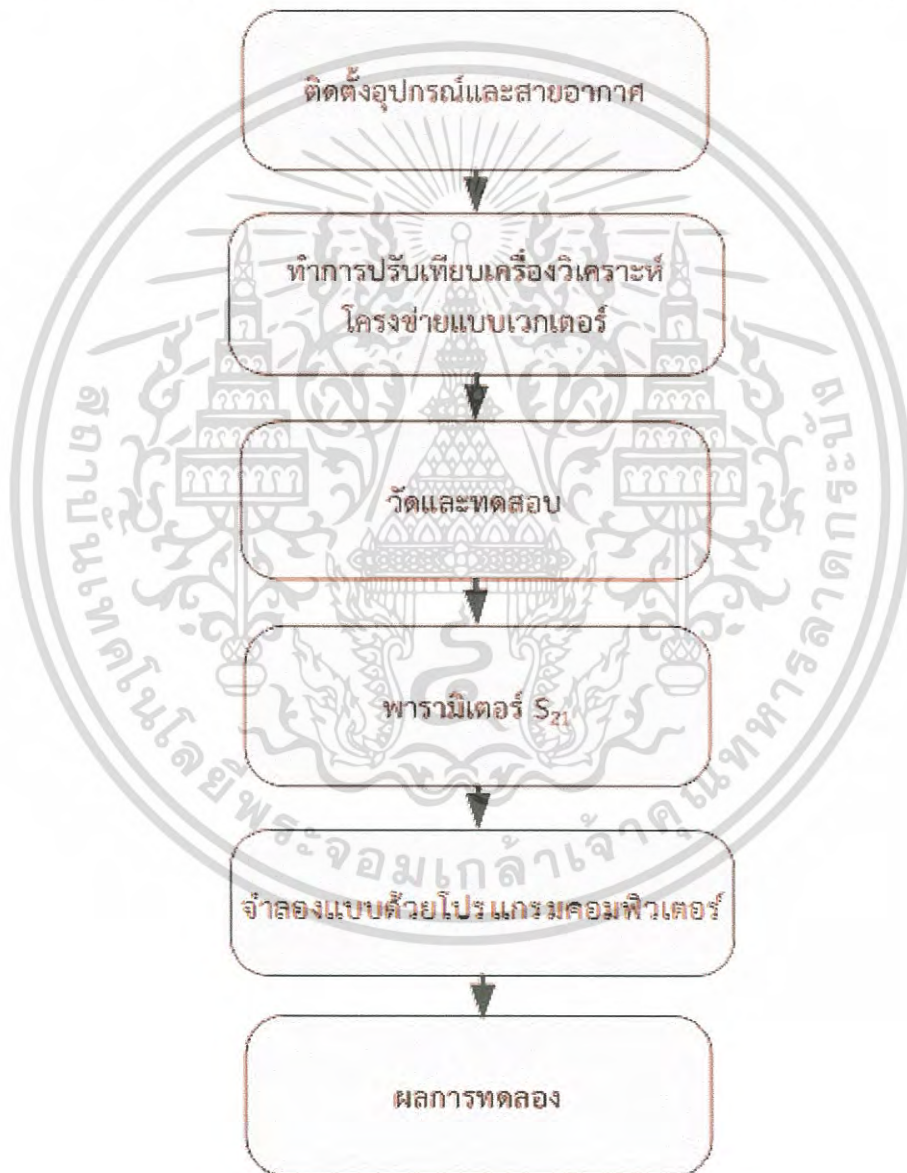


บทที่ 4

แบบแผนการทดลองวัดความเพี้ยนช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง

4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้ได้กล่าวถึงแบบแผนการทดลองวัดและทดลองการผิดเพี้ยนช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งเนื่องจากสายอากาศ โดยได้ทำการทดลองซึ่งรูปแบบการทดลองสามารถแสดงได้ดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 4.1 ซึ่งมีความสำคัญอย่างยิ่งในการแสดงถึงประสิทธิภาพการนำสายอากาศไปประยุกต์ใช้งาน



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมการทดลองการวัดช่องสัญญาณการผิดเพี้ยนเนื่องจากสายอากาศ

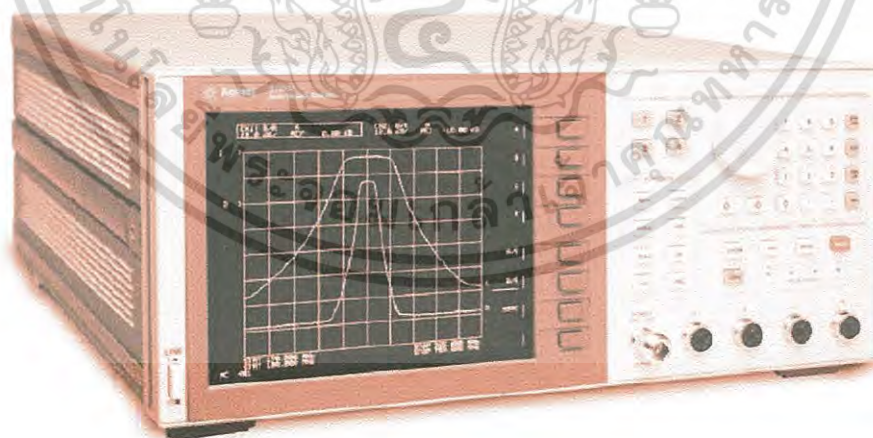
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในบทนี้เป็นการนำเสนอแบบแผนการวัดและแบบแผนการทดลองวัดจริงโดยได้ทำการวัดในห้องไร้การสะท้อน ที่สถาบันเทคโนโลยีแห่งโตเกียว (Tokyo Institute of Technology) ประเทศญี่ปุ่น ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการประเมินประสิทธิภาพสายอากาศแบบกรวยคู่ ซึ่งสายอากาศที่ใช้เป็นสายอากาศที่มีแบนด์วิดท์ที่ตอบสนองต่อความถี่ย่านแถบกว้างยิ่ง คือตั้งแต่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz โดยรายละเอียดขั้นตอนการทดลองสามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

4.2 ขั้นตอนในการเตรียมการทดลอง

4.2.1 เครื่องวิเคราะห์ที่โครงข่ายแบบเวกเตอร์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้เครื่องวิเคราะห์ที่โครงข่ายแบบเวกเตอร์ รุ่น HP-8757D ชุดทดสอบพารามิเตอร์การกระจาย (S-parameter test set) รุ่น HP-8514B และตัวสังเคราะห์ความถี่ (Frequency synthesized sweeper) รุ่น HP-83620A เป็นอุปกรณ์หลักในการทดลองดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 4.2 ซึ่งจะถูกรวบรวมผ่านคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (Personal Computer: PC) ที่เชื่อมต่อผ่านช่องสื่อสารแบบ GPIB (General purpose interface bus) โดยอุปกรณ์ชนิดนี้จะมีคุณสมบัติที่สามารถตรวจวัดสัญญาณในโครงข่ายหนึ่งพอร์ตและสองพอร์ต ซึ่งในการทดลองนี้จะทำการตรวจวัดแบบสองพอร์ตโดยพอร์ตที่หนึ่งคือพอร์ตที่ใช้ในการส่งสัญญาณ Tx ส่วนพอร์ตสองจะใช้ในการรับสัญญาณ Rx โดยที่ปลายของพอร์ตทั้งสองจะถูกต่อกับสายอากาศแบบกรวยคู่ และทำการวัดในโดเมนความถี่ก่อนที่จะถูกนำผลการวัดไปวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมทางคอมพิวเตอร์

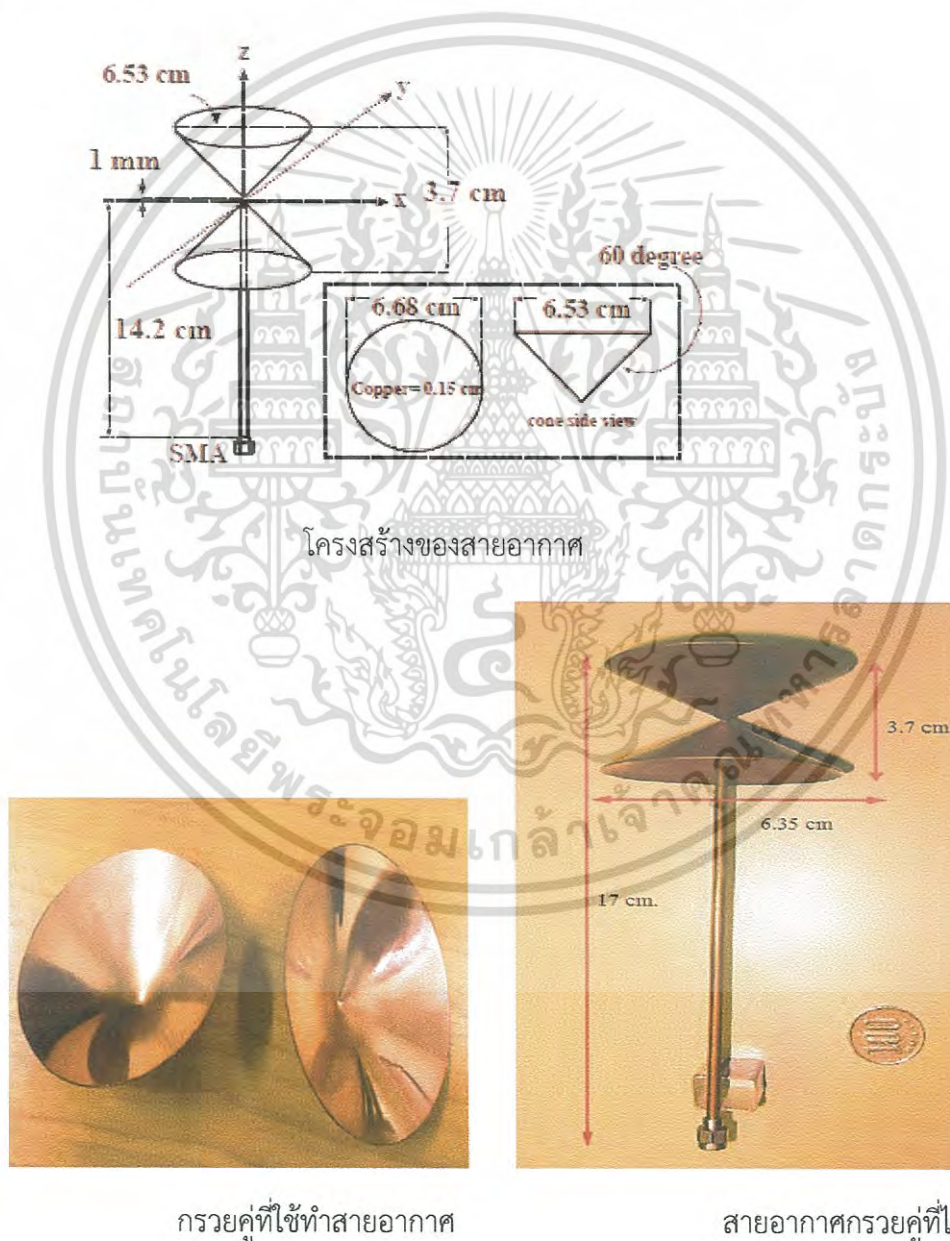


รูปที่ 4.2 เครื่องวิเคราะห์ที่โครงข่ายแบบเวกเตอร์ (Vector Network Analyzer)[8]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 สายอากาศแบบกรวยคู่ (Biconical antenna)

ลักษณะโครงสร้างและขนาดของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 4.3 ซึ่งสายอากาศแบบกรวยคู่เป็นสายอากาศที่ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัว โดยกรวยด้านบนของสายอากาศใช้ในการแพร่กระจายคลื่นวิทยุส่วนกรวยด้านล่างจะต่อกับสายดิน 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



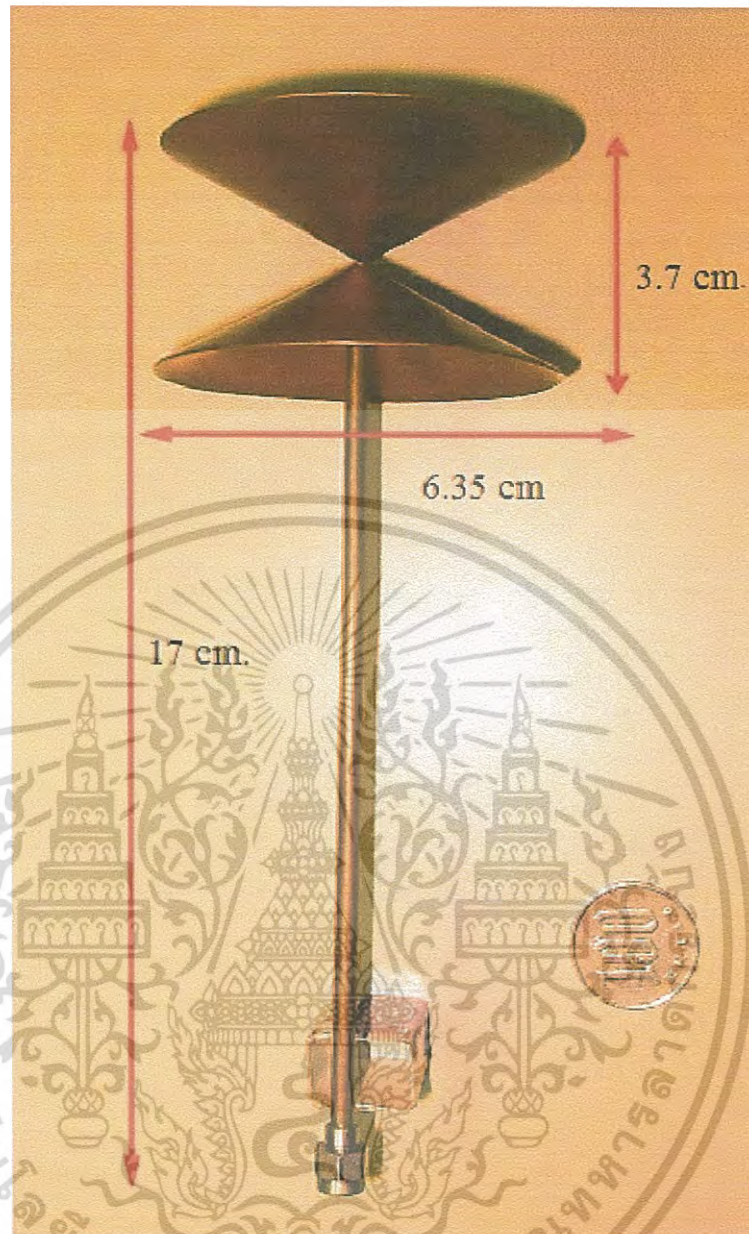
โครงสร้างของสายอากาศ

กรวยคู่ที่ใช้ทำสายอากาศ

สายอากาศกรวยคู่ที่ได้สร้างขึ้น

รูปที่ 4.3 โครงสร้างและขนาดของสายอากาศ

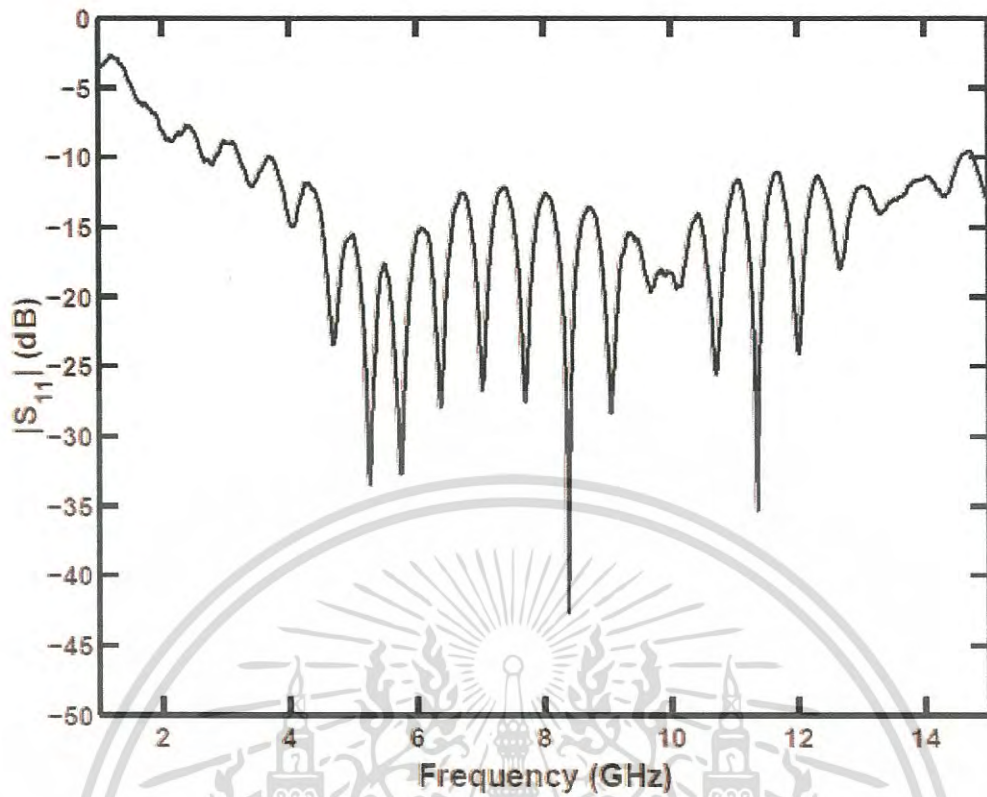
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



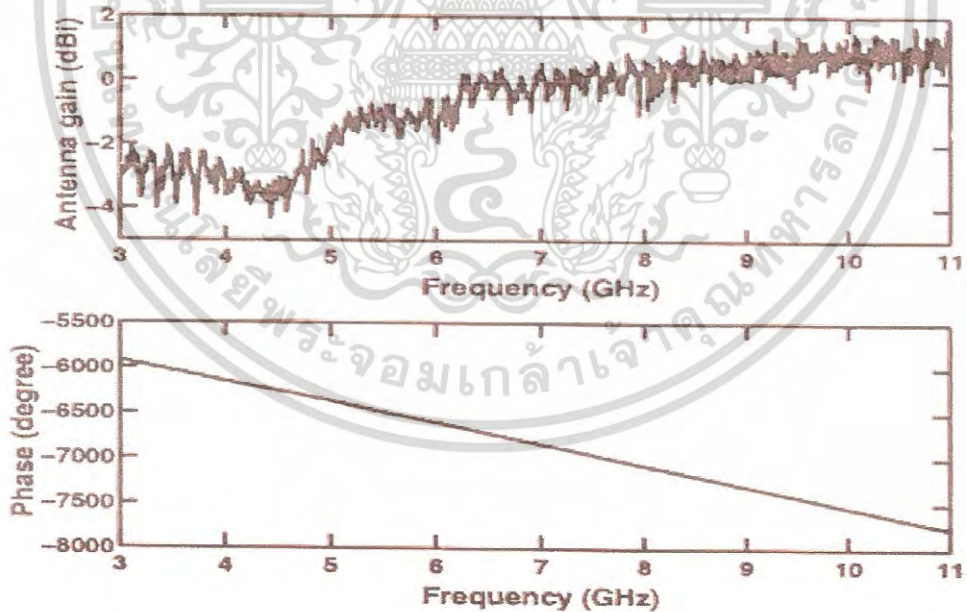
รูปที่ 4.4 สายอากาศรวยคู่ที่ใช้ในการทดลองวัด

4.2.3 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11})

ค่าความสูญเสียย้อนกลับเป็นค่าที่บอกถึงการสูญเสียที่จะเกิดขึ้น เมื่ออิมพีแดนซ์ของสายส่ง สัมพันธ์กับสายอากาศมีค่าไม่เท่ากัน จึงทำให้การส่งกำลังไปยังสายอากาศไม่สามารถส่งได้อย่างสมบูรณ์ จึงทำให้มีกำลังบางส่วนสะท้อนกลับเข้าไปในสายส่ง แต่หากสายอากาศรับและสายส่งมีอิมพีแดนซ์ เท่ากันนั้นก็แสดงว่าไม่มีกำลังสะท้อนกลับเข้าสายส่ง ค่าความสูญเสียย้อนกลับหรือเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า S_{11} ซึ่งโดยปกติจะบอกเป็นหน่วยเดซิเบล (dB) และจะต้องมีค่าต่ำกว่า -10 dB ซึ่งค่านี้เมื่อแปลงเป็น ค่า VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) จะมีค่าประมาณ 2 ซึ่งเป็นค่าที่ยอมรับได้ในระบบการ สื่อสารระยะสั้น โดยค่า VSWR เป็นค่าที่บ่งบอกถึงประสิทธิภาพของระบบส่งกำลังไปยังสายอากาศ ยิ่งมีค่าน้อยๆ ใกล้เคียงกับ 1 ยิ่งดีถ้ามากขึ้นแสดงว่ามีอัตราการสูญเสียที่สูงค่าความสูญเสียย้อนกลับ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์การค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศแบบกรวยคู่



รูปที่ 4.6 อัตราขยายและเฟสของสายอากาศแบบกรวยคู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

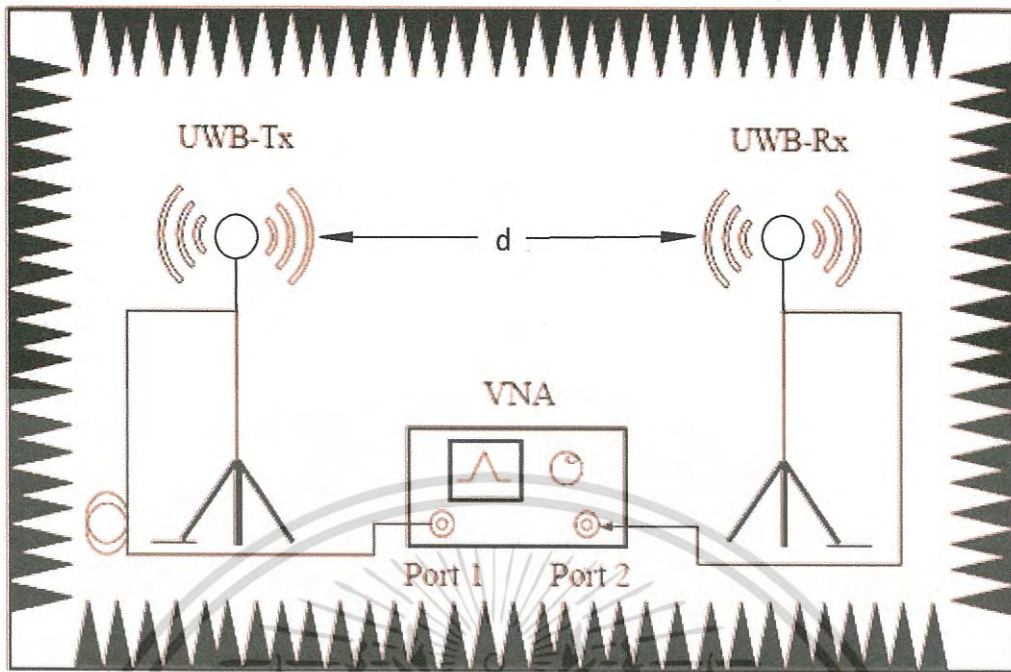
พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองได้แสดงให้เห็นในตารางที่ 4.1 สังเกตได้ว่าการปรับเทียบของ VNA ถูกทำที่ตัวต่อของเคเบิลที่ถูกต้องไปยังสายอากาศ ดังนั้น คุณสมบัติของสายอากาศจึงถูกรวมเข้าไปในผลการวัด

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

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

4.4 การติดตั้งการวัดและแบบจำลองการวัด

ฟังก์ชันถ่ายโอนช่องสัญญาณวิทยุถูกวัดเป็น S_{21} ในโดเมนความถี่โดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายเวกเตอร์ (Vector Network Analyzer: VNA) ในการวัดและบันทึกผลในห้องไร้การสะท้อน ได้กำหนดให้ VNA ทำงานในโหมดการวัดผลตอบสนอง โดยที่พอร์ตที่ 1 เป็นพอร์ตของ Tx และพอร์ตที่ 2 เป็นพอร์ตของ Rx สายอากาศ และ Rx มีความสูง 1.75 m และอยู่ห่างระหว่างสายอากาศ Tx และ Rx กันกำหนดให้ที่ 4 m แสดงในรูปที่ 4.7

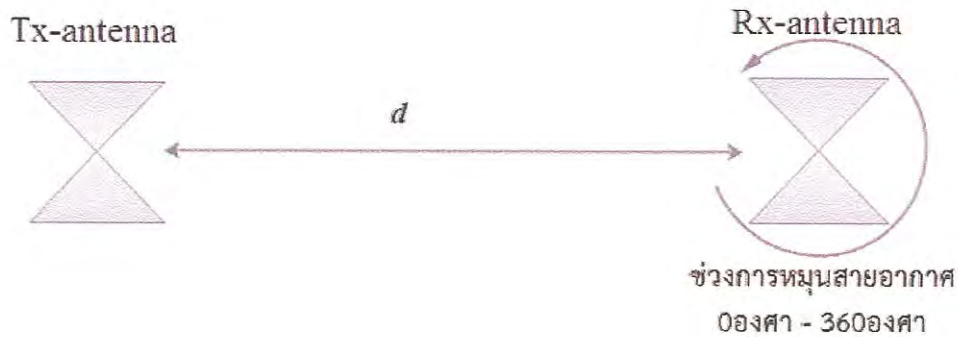


รูปที่ 4.7 การติดตั้งเครื่องมือวัดสำหรับการทดสอบการส่งผ่านช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งภายในห้องไร้การสะท้อน



รูปที่ 4.8 การวัดทดสอบความเพี้ยนเชิงเฟสของสายอากาศในห้องไร้การสะท้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 ลักษณะการวางสายอากาศเมื่อมองจากมุมด้านบน

4.5 ขั้นตอนและวิธีการในการทดลอง

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้เครื่องวิเคราะห์ที่โครงข่ายแบบเวกเตอร์ รุ่น HP-8757D ประกอบด้วย

1. ชุดทดสอบพารามิเตอร์การกระจาย (S-parameter test set) รุ่น HP-8514B
2. ชุดสังเคราะห์ความถี่ (Frequency synthesized sweeper) รุ่น HP-83620A
3. คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (Personal Computer: PC) ที่เชื่อมต่อผ่านช่องสื่อสารแบบ GPIB (General purpose interface bus)



รูปที่ 4.10 ชุดอุปกรณ์เครื่องวิเคราะห์ที่โครงข่ายแบบเวกเตอร์ รุ่น HP-8757D ที่ใช้ในการทดลองวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 รายการอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองวัด

รายการอุปกรณ์	จำนวน
เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์	1 เครื่อง
สายอากาศกรวยคู่ (Biconical Antennas)	4 ตัว
ชุดอุปกรณ์ปรับเทียบ (Calibrate Kit)	1 ชุด
อุปกรณ์หมุนสายอากาศ	1 ชุด
สายเคเบิล	2 เส้น
คอนเน็คเตอร์	2 ตัว

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. ทำการปรับเทียบเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์พอร์ตด้านส่ง ด้วยชุดปรับเทียบซึ่งประกอบไปด้วย open circuit, short circuit และ load
4. จากนั้นทำการปรับเทียบพอร์ตทางด้านรับ เมื่อเสร็จสิ้น จึงนำสายเคเบิลไปต่อกับสายอากาศแล้วการวัด
5. ทำการวัดโดยหมุนสายอากาศด้านรับไปครั้งละ 5 องศาจนครบ 360 องศา จนเสร็จสิ้น
6. แล้วนำผลที่ได้ไปประมวลผลในโปรแกรม Matlab[®] และทำการวิเคราะห์

4.6 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงแบบแผนการทดลองวัดและการวัดทดลองความเพี้ยนช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งเนื่องจากสายอากาศ โดยได้ทดลองในห้องปฏิบัติการสะท้อนโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์ในการทดลองวัด ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอสายอากาศที่ใช้ในการทดสอบทั้งสายส่งและสายรับชนิดเดียวกัน คือ สายอากาศแบบกรวยคู่และสายอากาศแบบกรวยคู่ ซึ่งก่อนทำการวัดจะต้องทำการปรับเทียบเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์ก่อนทำการวัด จากนั้นทำการติดตั้งและตั้งค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 4.1 แล้วทำการวัดตามกระบวนการในการทดลองตามขั้นตอนที่ 4.5 ดังที่ได้กล่าวมาข้างต้น ซึ่งพารามิเตอร์ที่ได้จะเป็นค่า ฟังก์ชันการถ่ายโอนของสายอากาศในอวกาศว่างแล้วนำผลที่บันทึกในคอมพิวเตอร์ไปทำการประมวลผลด้วยโปรแกรมเพื่อวิเคราะห์ถึงประสิทธิภาพต่อไป

บทที่ 5

ผลการทดลองและการอภิปราย

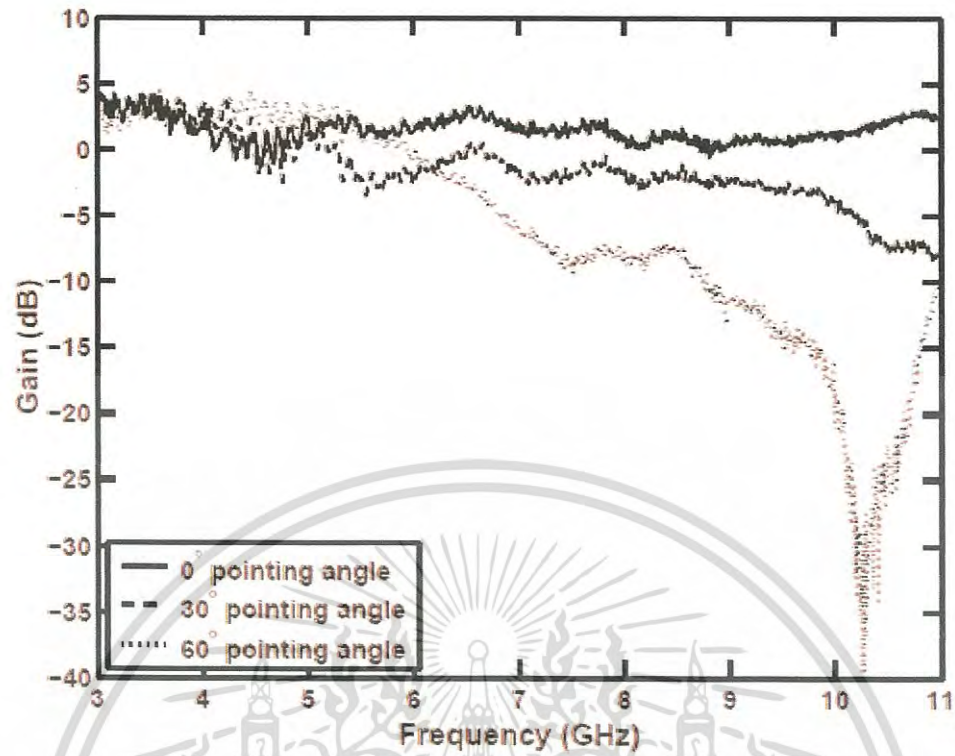
5.1 กล่าวนำ

ในบทนี้ได้แสดงถึงผลของการทดลองวิจัย การวิเคราะห์ การประเมินผล และการสรุป อภิปรายผลของทดลองวิจัย ซึ่งใช้หลักการวิเคราะห์ช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งโดยใช้สูตรการประยุกต์ การส่งผ่านของฟรีส และทางด้านรับได้เสนอเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ด้วยสัญญาณที่รับได้ ซึ่งได้แสดง หลักการวิเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 ผลที่ได้จากการวัดหรือการทดสอบจริงของช่องสัญญาณการส่งผ่านใน สภาพแวดล้อมจริง รูปแบบของสัญญาณส่ง และรูปแบบการจำลองวัดได้ จากนั้นได้นำเอาผลการ วัดมาทำการประเมินผล เพื่อนำพารามิเตอร์มาเปรียบเทียบและวิเคราะห์ผลของความแตกต่าง ตลอดจนสอดคล้องกับแนวทางทฤษฎีหรือไม่ อย่างไรก็ตามตัวอย่างของผลการทดลองวิจัยที่ได้แสดง ในบทนี้ เช่น คุณสมบัติของสายอากาศที่ใช้ในการทดสอบ ขนาดและเฟส และอัตราขยายการ ส่งผ่านของช่องสัญญาณการแถบกว้างยิ่งด้วยกรณีสายอากาศด้านรับและด้านส่งเหมือนกันโดยใช้ สายอากาศแบบกรวยคู่

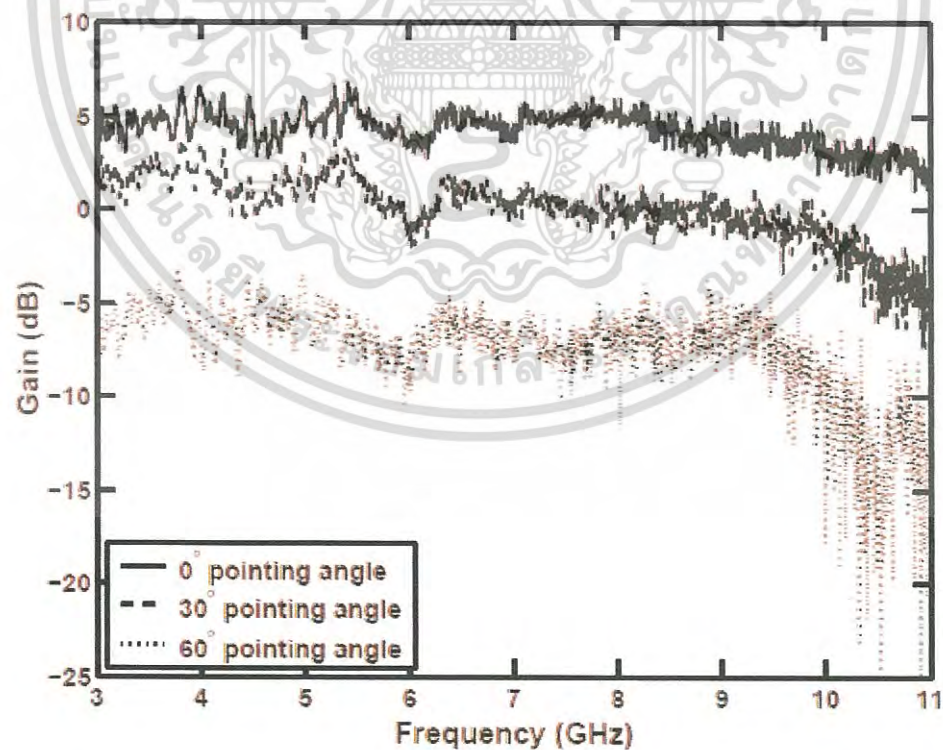
5.2 ผลการทดลองวัดและการวิเคราะห์

5.2.1 อัตราขยายการส่งผ่าน

อัตราขยายการส่งผ่านกรณีใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ในการรับส่งทั้งสายอากาศรับ และส่ง ซึ่งจากรูปที่ 5.1 จะเห็นว่าค่าอัตราขยายช่วงมุม 0 องศาและ 30 องศา มีค่าค่อนข้างคงที่ ตลอดช่วงความถี่ โดยมีค่าสูงสุดที่ประมาณ 4 dB และในขณะที่มุม 60 องศา นั้นมีค่าการเปลี่ยนแปลง ของอัตราขยายที่ลดลงค่อนข้างมากซึ่งช่วงความถี่สูงเป็นช่วงที่มีค่าการเปลี่ยนแปลงมากที่สุด



รูปที่ 5.1 อัตราขยายการส่งผ่านของการเชื่อมโยงกรณีสายอากาศแบบกรวยคู่ - กรวยคู่



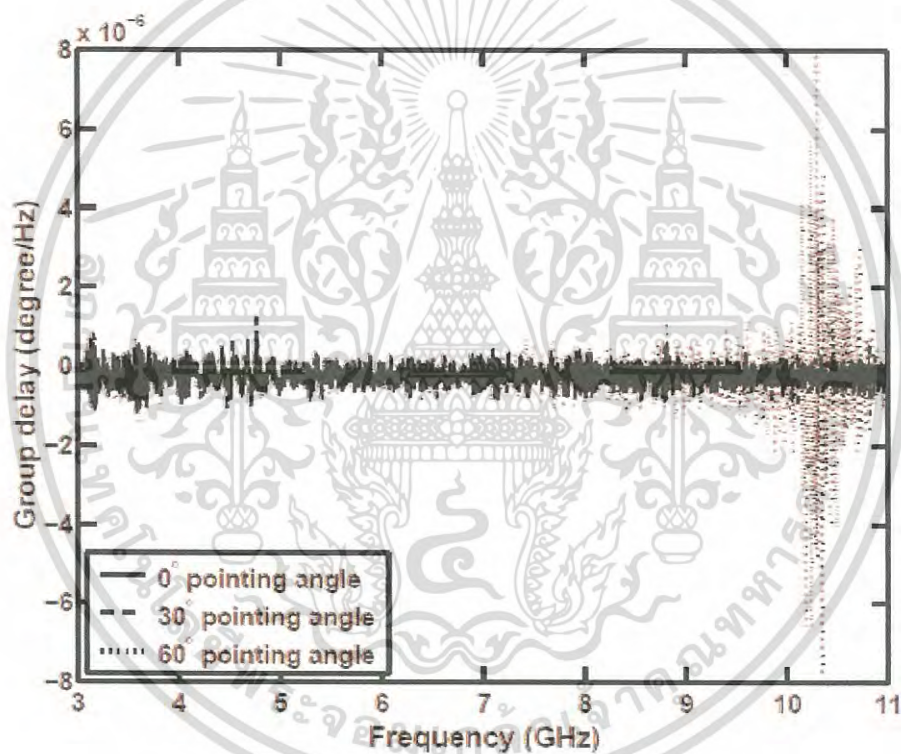
รูปที่ 5.2 อัตราขยายการส่งผ่านของการเชื่อมโยงกรณีสายอากาศแบบกรวยคู่ - สายอากาศ

ไดโพลรายคาบลึก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

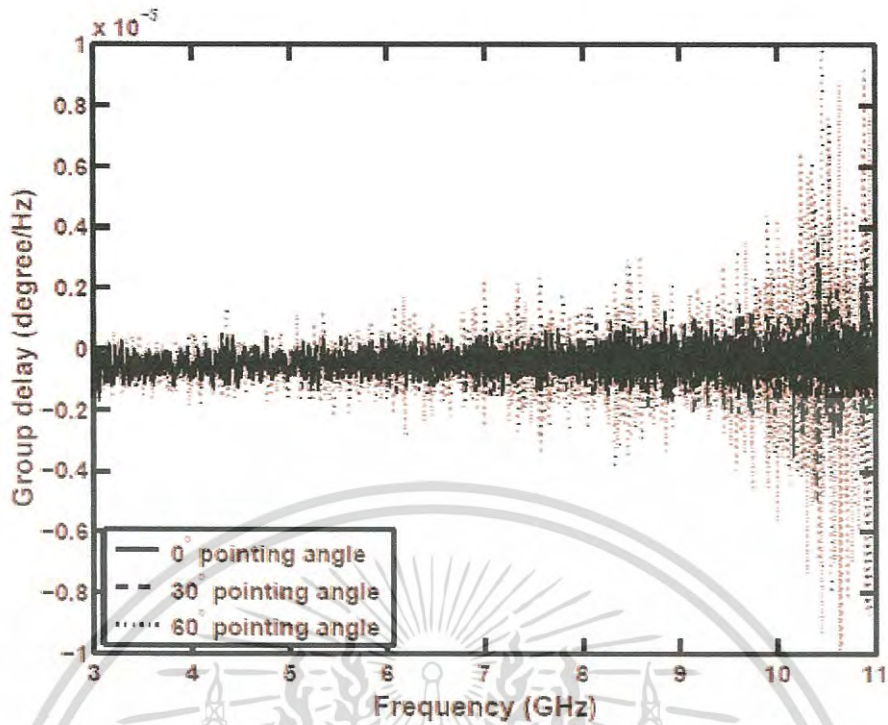
5.2.2 การประวิงกลุ่ม (Group Delay)

การประวิงกลุ่มของสายอากาศในกรณีสายอากาศแบบกรวยคู่ทั้งรับและส่งดังในรูปที่ 5.3 และใช้สายอากาศแบบไดโพลรายคาบสี่กเป็นสายอากาศรับดังรูปที่ 5.4 ซึ่งเราได้นำเสนอในช่วงบางมุมคือ 0 องศา 30 องศาและ 60 องศาจากการวัด เพื่อแสดงถึงคุณลักษณะของสายอากาศต่อการเกิดการประประวิงกลุ่ม ซึ่งจากรูปทั้งสองจะเห็นได้ว่า จะเห็นได้ว่าที่มุม 0 องศาและ 30 องศา มีลักษณะค่อนข้างเป็นเส้นตรงทั้งสองแบบ ซึ่งหมายถึงการเกิดประวิงที่น้อยมาก แต่เมื่อมุมการหมุนเพิ่มขึ้นค่าการประวิงกลุ่มก็จะเพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งส่วนนี้เกิดจากคุณลักษณะรูปร่างของสายอากาศที่ไม่สามารถรับสัญญาณได้ดีเนื่องจากทิศทางการรับสัญญาณ และการประวิงกลุ่มที่ใช้สายอากาศไดโพลรายคาบสี่กมีค่าการประวิงที่สูงกว่ากรณีสายอากาศแบบกรวยคู่ทั้งสอง

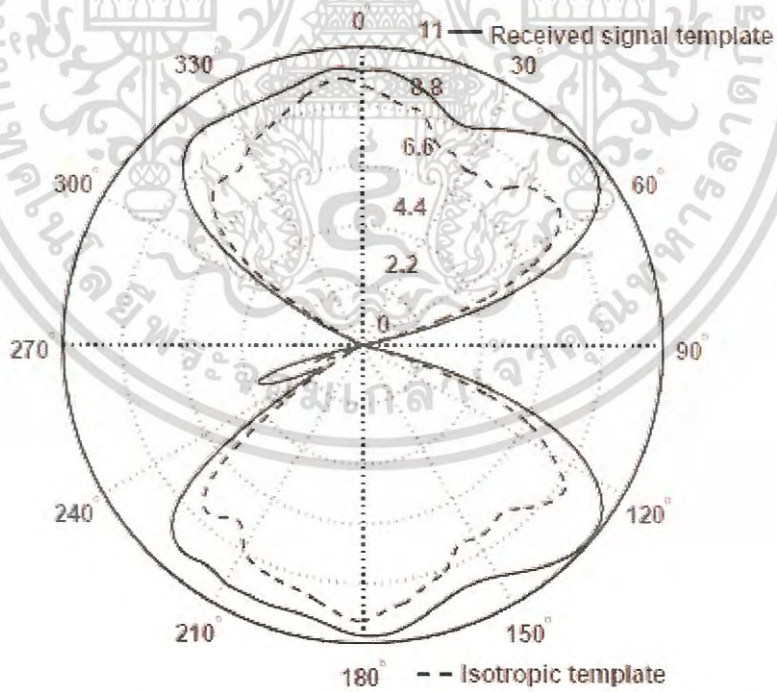


รูปที่ 5.3 การประวิงกลุ่มกรณีใช้สายอากาศแบบกรวยคู่-กรวยคู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

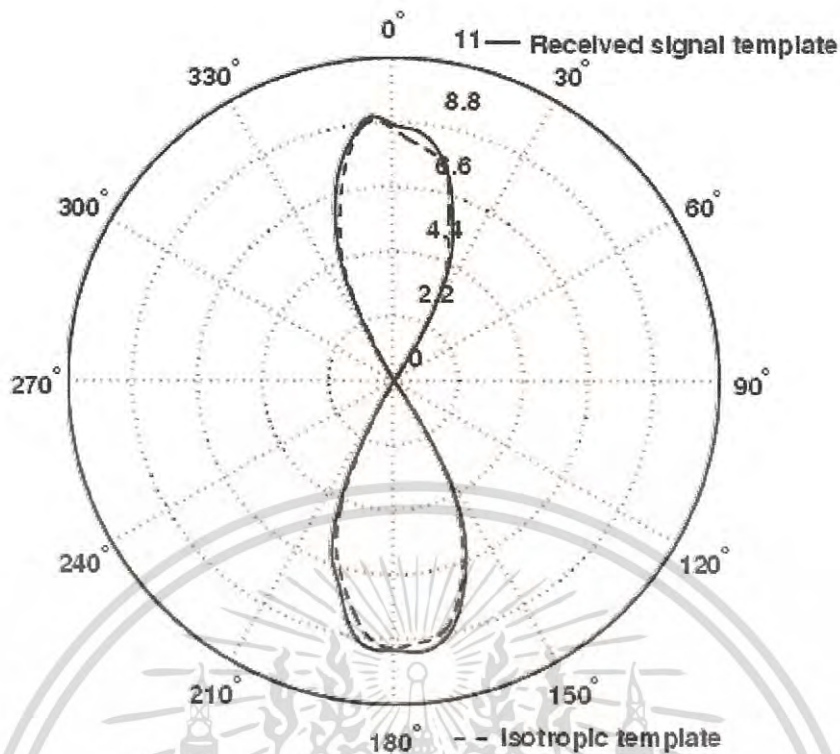


รูปที่ 5.4 การประวิงกลุ่มกรณีใช้สายอากาศแบบกรวยคู่-สายอากาศไดโพลสายคาบเล็ก



รูปที่ 5.5 อัตราขยายการส่งผ่านตามมาตรฐานของ FCC สำหรับภายในอาคารการเชื่อมโยงของสายอากาศกรวยคู่-สายอากาศกรวยคู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 อัตราขยายการส่งผ่านของแถบความถี่ร่วมสำหรับภายในอาคารด้วยการเชื่อมโยงสายอากาศกรวยคู่ – สายอากาศกรวยคู่

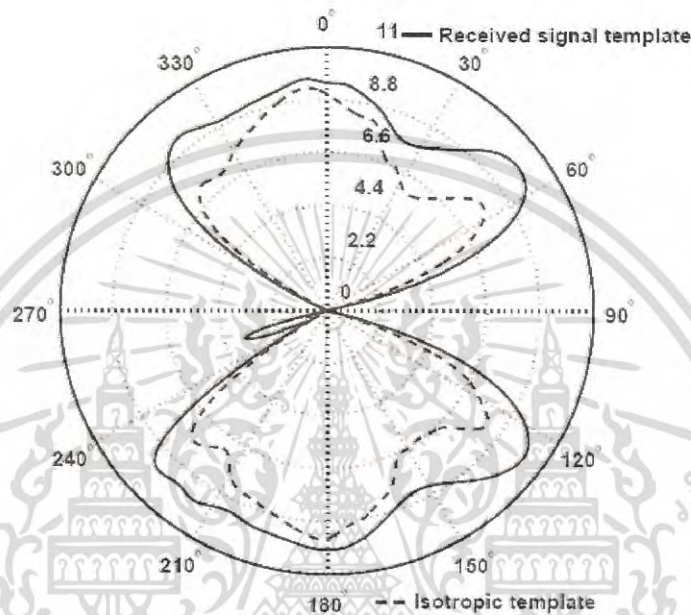
5.2.3 อัตราขยายการส่งผ่านตามมาตรฐานของ FCC และแถบความถี่ร่วม

รูปที่ 5.5 และรูปที่ 5.6 แสดงอัตราขยายการส่งผ่านซึ่งกำหนดให้เป็นไปตามมาตรฐานของแถบความถี่ FCC และแถบความถี่ร่วม ซึ่งใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ทั้งสายอากาศรับและสายอากาศส่ง ในกรณีสายอากาศแถบความถี่ตามมาตรฐาน FCC นั้นจะมีความแตกต่างที่ค่อนข้างเมื่อเทียบกับกรณีไอโซทรอปิกนั้นแสดงให้เห็นว่าการใช้แถบความถี่ตาม FCC นั้นมีความเสี่ยงมาก แต่เมื่อทำการเปลี่ยนมาใช้แถบความถี่ร่วมดังรูปที่ 5.6 นั้น มีค่าความแตกต่างระหว่างกับไอโซทรอปิกน้อยมาก ซึ่งแสดงให้เห็นว่าแถบความถี่ร่วมนั้นมีความผิดเพี้ยนที่น้อยการใช้แถบความถี่แบบ FCC

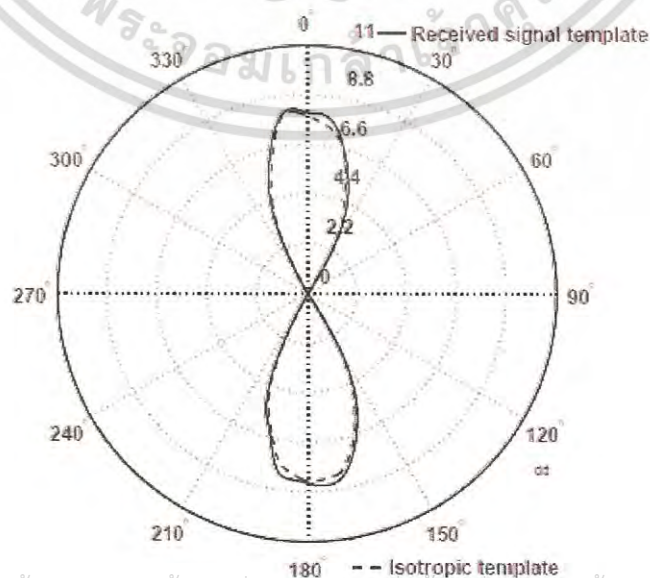
รูปที่ 5.7 และรูปที่ 5.8 แสดงอัตราขยายการส่งผ่านซึ่งกำหนดให้เป็นไปตามมาตรฐานของแถบความถี่ FCC และแถบความถี่ร่วม สำหรับการเชื่อมโยงสายอากาศแบบกรวยคู่กับสายอากาศไดโพลรายคาบล็อก ในกรณีสายอากาศแถบความถี่ตามมาตรฐาน FCC นั้นจะมีความแตกต่างค่อนข้างมาก เมื่อเทียบกับกรณีไอโซทรอปิกนั้นแสดงให้เห็นว่าการใช้แถบความถี่ตาม FCC นั้นมีความเสี่ยงมาก ดังรูปที่ 5.7 แต่เมื่อทำการเปลี่ยนมาใช้แถบความถี่ร่วม ดังรูปที่ 5.8 นั้น ค่าความแตกต่างระหว่างการเชื่อมโยงสายอากาศแบบกรวยคู่กับสายอากาศไดโพลรายคาบล็อกเมื่อ

เทียบกับกรณีไอโซทรอปิกมีค่าน้อยมาก ซึ่งแสดงให้เห็นว่าแถบความถี่ร่วมนั้นมีความผิดเพี้ยนที่น้อย การใช้แถบความถี่แบบ FCC

ซึ่งจากผลการทดลองเมื่อดูประสิทธิภาพอัตราขยายเทียบกับในแต่ละกรณีจะเห็นว่า การใช้แถบความถี่ร่วมนั้นให้ผลที่ดีกว่าการใช้แถบความถี่ของ FCC นั้นแสดงให้เห็นว่าสายอากาศมีคุณสมบัติที่ตอบสนองความถี่ช่วงแบนด์ที่แคบได้ดีกว่าช่วงความถี่กว้างและมีค่าอัตราขยายที่สูง

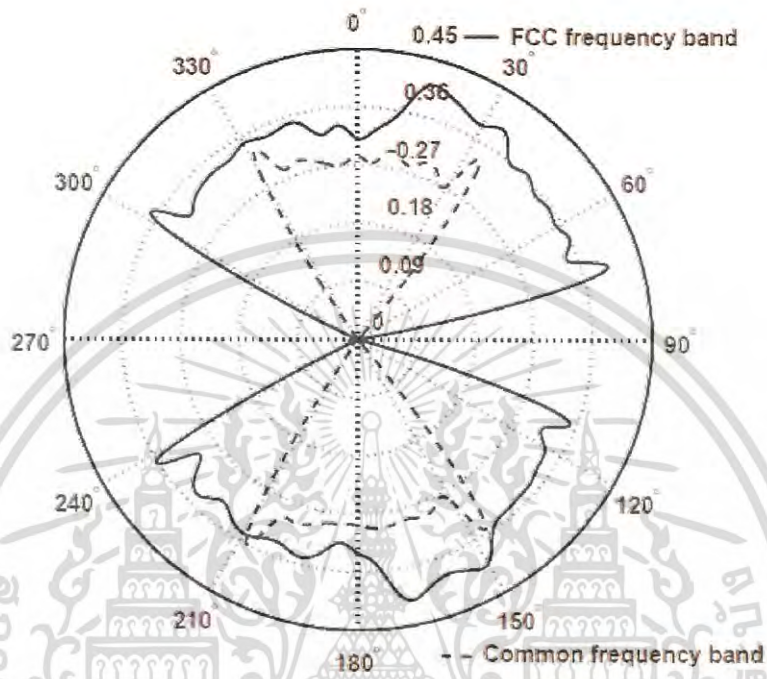


รูปที่ 5.7 อัตราขยายการส่งผ่านตามมาตรฐานของ FCC สำหรับภายนอกด้วยการเชื่อมโยงของสายอากาศกรวยคู่-สายอากาศกรวยคู่



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.8 อัตราขยายการส่งผ่านตามมาตรฐานของแถบความถี่ร่วมสำหรับการภายนอกอาคารด้วย
เชื่อมโยงของสายอากาศกรวยคู่-สายอากาศไดโพลราบคาบลิ็อก



รูปที่ 5.9 เปรียบเทียบค่าเฉลี่ยการกระเพื่อมของเฟสโดยการเชื่อมโยงด้วยสายอากาศกรวยคู่ทั้งคู่
ระหว่างแถบความถี่ FCC กับแถบความถี่ร่วม

5.2.4 ความเพี้ยนเชิงเฟสของสายอากาศที่ใช้ในการทดสอบ

รูปที่ 5.9 เป็นผลการทดลองที่วัดได้ในกรณีที่ใช้สายอากาศแบบกรวยคู่เหมือนกันทั้งในสายอากาศรับและสายอากาศส่งแต่ได้ทำการเปลี่ยนสัญญาณรูปคลื่นในการส่งสองแบบคือ รูปคลื่นสัญญาณที่เป็นไปตามมาตรฐานของ FCC และรูปคลื่นในกรณีแถบความถี่ร่วม โดยเป็นการเปรียบเทียบความเพี้ยนที่ใช้แถบความถี่ต่างกัน ซึ่งจะเห็นได้ว่าในกรณีการใช้แถบความถี่ร่วมนั้นมีค่าเพี้ยนเชิงเฟสที่น้อยกว่า แต่เมื่อเป็นกรณีใช้สายอากาศไดโพลราบคาบล็อกดังรูปที่ 5.10 นั้นค่าความเพี้ยนในกรณีที่ใช้แถบความถี่ร่วมนั้นมีค่ามากกว่าสายอากาศแบบกรวยคู่

รูปที่ 5.11 จากการวัดโดยใช้สายอากาศกรวยคู่เหมือนกันทั้งในด้านรับและด้านส่งนั้น เมื่อทำการประเมินฟังก์ชันการถ่ายโอนของสายอากาศกรวยคู่ และการหมุนสายอากาศตั้งแต่มุม 0 องศา ถึง มุม 360 องศา ในระนาบสนามไฟฟ้า ซึ่งผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าสายอากาศแบบกรวยคู่ที่แถบความถี่ความถี่มาตรฐานของ FCC มีความแตกต่างระหว่างกันน้อยมากกับแถบความถี่ร่วมจนเสมือนทับกัน ซึ่งแสดงให้เห็นแถบความถี่นั้นถึงแม้แบนด์วิดท์จะต่างกันแตเมื่อนำมาใช้กับสายอากาศเอกสารก็เป็นเอกสารที่ส่งวนไวสาหรับการเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบกรวยคูนั้นแทบจะไม่ต่างกัน ในขณะที่ค่าความเพี้ยนเชิงเฟสนั้นมีค่าสูงสุดที่ 102 องศา ซึ่งถือว่ามี ความเพี้ยนที่ต่ำเมื่อเทียบกับสายอากาศแบบไดโพลรายคาบลึก

สายอากาศไดโพลรายคาบลึกเป็นสายอากาศที่นิยมใช้ในระบบบรอดแบนด์และมี อัตราการขยายที่ไม่ขึ้นกับความถี่ ซึ่งแตกต่างกับสายอากาศแบบกรวยคูน้อย อย่างไรก็ตาม ด้วย คุณสมบัติที่มีการแพร่กระจายคลื่นค่อนข้างใหญ่ ส่วนเฟสนั้นมีการเปลี่ยนแปลงอันเนื่องมาจาก ความถี่เรโซแนนซ์ของอีลีเมนต์ของสายอากาศ สายอากาศนี้มีช่วงการทำงานในช่วงความถี่ 1 GHz ถึง 12.4 GHz

ฟังก์ชันการส่งผ่านของช่องสัญญาณที่ได้จากการวัดสายอากาศไดโพลรายคาบลึก จากการ หมุนสายอากาศตั้งแต่มุม 0 ถึงมุม 360 องศาในระนาบสนามไฟฟ้า แสดงได้ดังในรูปที่ 5.12 ซึ่งแสดง การเปรียบเทียบแถบความถี่ตามมาตรฐานของ FCC เปรียบเทียบกับแถบความถี่รวม จะเห็นได้ว่า แบนด์วิดท์ที่มีผลต่อความต่างของการใช้สายอากาศชนิดนี้ ซึ่งเมื่อใช้รูปคลื่นสัญญาณที่เป็นไปตามแถบ ความถี่รวมนั้นจะให้ผลความเพี้ยนที่น้อยกว่าการใช้แถบความถี่ตามมาตรฐาน FCC ซึ่งค่าเฟสที่ได้มีค่า 148 องศา ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการเกิดการผิดเพี้ยนจากสายอากาศไดโพลรายคาบลึกนั้นมีความ ผิดเพี้ยนที่มากกว่าสายอากาศแบบกรวยคูน้อย

5.3 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองที่ได้ทำวัดและทดสอบนั้นเราสามารถสรุปได้ดังนี้ ในบทนี้ได้นำเสนอผล การวัดและทดสอบความเพี้ยนเชิงเฟสของสายอากาศที่นำมาใช้ในย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง ซึ่งจำเป็น อย่างยิ่งที่จะต้องดูถึงคุณสมบัติในการส่งผ่านของสายอากาศเพื่อสามารถทราบถึงประสิทธิภาพสำหรับ การนำไปประยุกต์ใช้งาน ซึ่งจากผลการทดลองเราได้ใช้สายอากาศสองชนิดคือ สายอากาศไดโพลราย คาบลึกกับสายอากาศกรวยคูน้อย และกำหนดรูปแบบแถบความถี่ในการทดสอบสองรูปแบบคือแถบ ความถี่ตามมาตรฐานของ FCC ช่วงมีช่วงการทำงานอยู่ที่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz และแถบความถี่ รวมที่ 7.25 GHz ถึง 8.5 GHz โดยผลเป็นดังนี้ การประวิงกลุ่มของการใช้สายอากาศแบบกรวยคูน้อย จะมีค่าการประวิงกลุ่มโดยรวมที่ดีกว่าสายอากาศแบบไดโพลรายคาบลึกซึ่งจะสัมพันธ์กับค่า อัตราขยายของสายอากาศที่จะเป็นไปในลักษณะเดียวกัน เมื่อเราได้การเปรียบเทียบโดยใช้แถบ ความถี่ที่ต่างกันนั้น ผลที่ได้คืออัตราขยายกรณีที่ใช้สายอากาศแบบกรวยคูน้อย ให้ผลที่ ดีกว่า ซึ่งค่าความแตกต่างระหว่างสายอากาศไอโซทรอปิกนั้นน้อยกว่า แสดงให้เห็นถึงความเพี้ยนที่มี ค่าน้อยกว่า และเมื่อเราทำการเปรียบเทียบสายอากาศไดโพลรายคาบลึกอัตราขยายที่แถบความถี่ รวมจะมีค่าที่ดีกว่า สุดท้ายในการดูถึงความเพี้ยนเชิงเฟสที่เกิดกับสายอากาศทั้งสองชนิดนั้น สายอากาศแบบกรวยคูน้อยจะให้ผลการทดสอบที่ดีกว่า โดยมีความเพี้ยนช่องสัญญาณที่น้อยกว่าเมื่อทำ การเปรียบเทียบกัน กรณีแถบความถี่รวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการทดลองและวิจัย

6.1 บทนำ

วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาช่องสัญญาณการส่งผ่านแถบกว้างโดยพิจารณาความผิดเพี้ยนช่องสัญญาณการส่งผ่านอันเนื่องมาจากสายอากาศ ดังนั้นคุณสมบัติสายอากาศมีความจำเป็นอย่างที่ต้องศึกษา และพิจารณาความเหมาะสมสำหรับเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง โดยศึกษาถึงคุณลักษณะของช่องสัญญาณการส่งผ่านที่ประกอบด้วย สัญญาณส่ง การแพร่กระจายคลื่น และสายอากาศที่นำมาพิจารณาใช้งานสำหรับแถบความถี่กว้างยิ่งโดยสายอากาศที่ใช้ในนั้นเป็นสายอากาศแบบกรวยคู่เป็นการศึกษาวิจัยความผิดเพี้ยนเชิงเฟสอันเนื่องมาจากสายอากาศ ซึ่งเป็นสายอากาศสำหรับเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง โดยศึกษาถึงคุณลักษณะของสายอากาศที่จะนำมาพิจารณาใช้งานสำหรับแถบความถี่กว้างยิ่งโดยสายอากาศที่ใช้ในนั้นเป็นสายอากาศที่ครอบคลุมแถบความถี่ของ FCC คือ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz และแถบความถี่ร่วม คือ 7.25 GHz -8.5 GHz เพื่อพิจารณาถึงความเพี้ยนช่องสัญญาณอันเนื่องมาจากสายอากาศบนพื้นฐานการส่งผ่านของฟรีส โดยพิจารณาในแถบความถี่มาตรฐานของ FCC นอกจากนี้ทางด้านรับได้พิจารณาใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์เพื่อให้ได้สัญญาณที่เหมาะสมที่สุด

6.2 ผลการทดลองความเพี้ยนเชิงเฟส

จากการทดลองผลที่ได้ แสดงให้เห็นว่าผลการทดลองที่ได้ทำวัดและทดสอบนั้นเราสามารถสรุปโดยรวมดังนี้

ในส่วนแรกพิจารณาถึงค่าอัตราการขยายการส่งผ่านที่ได้ทำการทดลองหมุนตั้งแต่ 0 องศา ถึง 180 องศา ซึ่งค่าอัตราการขยายของสายอากาศจะมีค่าลดลงเมื่อมุมมีค่าเพิ่มขึ้นทั้งสายอากาศสองแบบ แต่สำหรับในกรณีใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ในในช่วงความถี่ต่ำนั้นจะมีค่าที่ใกล้เคียงกัน อัตราการขยายการส่งผ่านจะลดลงในช่วงความถี่สูงเมื่อมุมเพิ่มขึ้น สำหรับสายอากาศไดโพลราคาปลีกค่าอัตราการส่งผ่านจะลดลงโดยแปรผันกับมุมที่เพิ่มขึ้นอย่างเห็นได้ชัดเจน ซึ่งในส่วนนี้ทำให้เราทราบว่าสายอากาศที่มีลักษณะการรับแบบมีทิศทางจะมีคุณลักษณะอย่างไรต่อการเชื่อมโยงสำหรับการส่งผ่านแถบกว้างยิ่ง

การประวิงกลุ่มโดยนำเสนอช่วงมุม 0 องศา 180 องศา และ 270 องศา จะเห็นได้ว่าเมื่อมีการหมุนสายอากาศค่าการประวิงกลุ่มจะมีค่าที่เพิ่มขึ้นในสายอากาศทั้งสองชนิดอันเนื่องมาจากคุณลักษณะของสายอากาศที่เป็นสายอากาศแบบมีทิศทาง ซึ่งเมื่อหมุนที่ 90 องศา ค่าประวิงกลุ่มของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

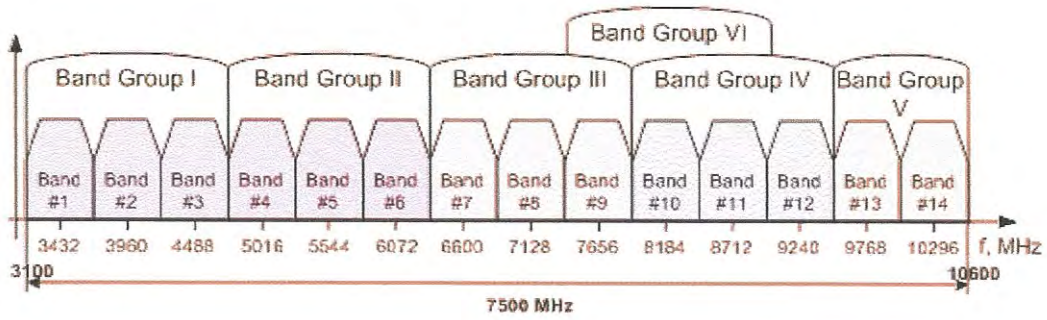
สายอากาศแบบไดโพลรายคาบลือกจะมีค่าประวิงกลุ่มมากกว่าสายอากาศแบบกรวยคู่ เนื่องจากรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลรายคาบลือกมีลักษณะที่แคบกว่า และค่าการประวิงกลุ่มของสายอากาศแบบกรวยคู่ นั้นจะมีค่าการประวิงกลุ่มโดยรวมที่ดี

เมื่อเราได้เปรียบเทียบโดยใช้แถบความถี่ต่างกัน โดยใช้แถบความถี่ตามมาตรฐานของ FCC และแถบความถี่ร่วมในการพิจารณา ผลที่ได้คืออัตราขยายกรณิที่ใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ และการใช้แถบความถี่ร่วม ให้ผลที่ดีกว่าใช้แถบความถี่ตามมาตรฐาน FCC ซึ่งพิจารณาได้จากค่าความแตกต่างระหว่างสายอากาศที่ใช้ทดลองกับสายอากาศไอโซทรอปิกที่น้อยกว่า แสดงให้เห็นถึงความเพี้ยนที่มีค่าน้อยกว่าเช่นกัน และเมื่อเราทำการเปรียบเทียบสายอากาศอัตราขยายที่แถบความถี่ร่วมจะมีค่าที่ดีกว่าเช่นกันซึ่งแสดงให้เห็นว่า แถบความถี่ร่วมเหมาะสมกับการใช้งานด้วยสายอากาศชนิดนี้

ความเพี้ยนเชิงเฟสที่เกิดกับสายอากาศทั้งสองชนิดนั้นสายอากาศแบบกรวยคู่ที่ใช้แถบความถี่ร่วมนั้น จะมีความเพี้ยนเชิงเฟสที่น้อยกว่าการใช้แถบความถี่ตามมาตรฐาน FCC แต่สำหรับกรณิของสายอากาศไดโพลรายคาบลือกนั้นการใช้แถบความถี่ร่วมนั้นกลับทำให้ค่าความเพี้ยนเชิงเฟสมีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นในกรณิใช้แถบความถี่ร่วมสายอากาศกรวยคู่จะให้ผลการทดสอบที่ดีกว่า แต่เมื่อใช้กับแถบความถี่ของ FCC สายอากาศไดโพลรายคาบลือกมีคุณสมบัติที่ดีกว่าโดยมีค่าความเพี้ยนเชิงเฟสที่น้อยกว่าเมื่อทำการเปรียบเทียบกัน ซึ่งจากงานวิจัยนี้เป็นแบบแผนที่สามารถนำไปใช้ในการประเมินสายอากาศแถบกว้างอื่นๆ เพื่อดูถึงประสิทธิภาพในการส่งผ่านได้

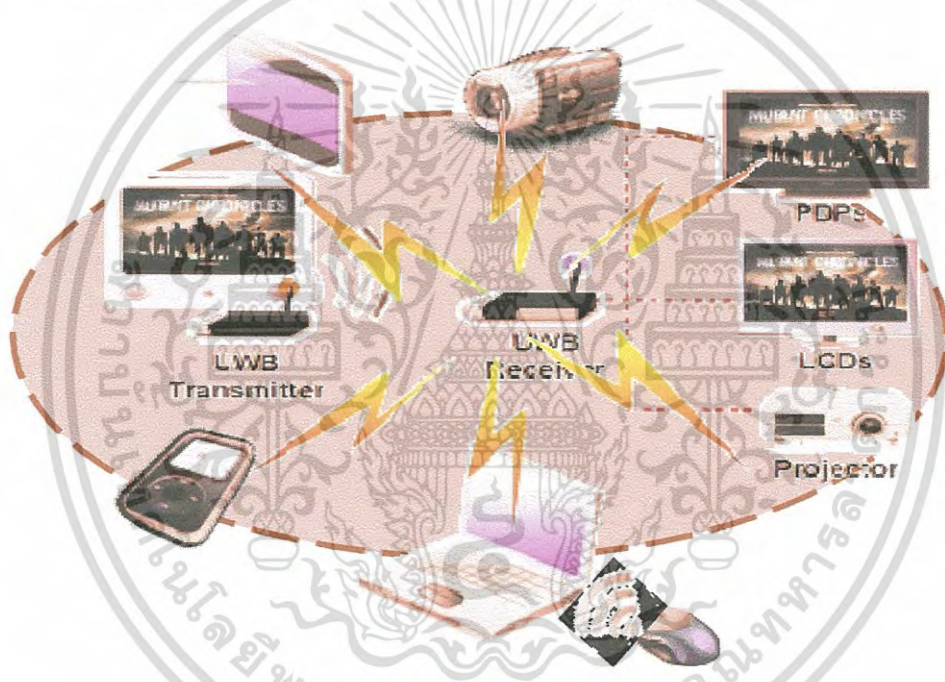
6.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางการวิจัยพัฒนา

ในงานวิจัยยังพิจารณาสายอากาศที่ใช้อยู่เพียงสองชนิด ยังมีสายอากาศอีกหลายชนิดที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานกับเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง ซึ่งเราควรพิจารณาเพื่อดูความเหมาะสมในการใช้งาน และปัจจุบันแถบความถี่ของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งยังได้ถูกกำหนดมาตรฐานใหม่เป็นมัลติแบนด์โอเอฟดีเอ็ม (Multiband-Orthogonal Frequency Division Multiplexing: MB-OFDM) ซึ่งมีช่วงความถี่หลายแถบความถี่ ซึ่งต้องทำการทดสอบเพื่อความเหมาะสมในการนำไปประยุกต์ใช้งาน



รูปที่ 6.1 แถบความถี่มาตรฐานของ MB-OFDM ที่ใช้สำหรับเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง

อีกทั้งจะได้พิจารณาโครงข่ายการสื่อสารพหุสายนี้อีกที่มีการส่งข้อมูลความเร็วสูง และมีความจุสูง เช่น โครงข่ายในสำนักงาน และโครงข่ายในบ้านพักอาศัย ดังแสดงดังรูปที่ 6.2



รูปที่ 6.2 การประยุกต์ใช้เทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง สำหรับโครงข่ายไร้สายพหุสาย [2]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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. Online reference: <http://www.fcc.gov/oet/info/rules>.
4. K. Siwiak, "Ultra-wideband radio: A new pan and positioning technology," IEEE Vehicular Technology Society News, February 2002, pp. 4–9.
5. K. Siwiak, P. Withington and S. Phelan, "Ultra-wideband radio: The emergency of an important new technology," IEEE Vehicular Technology Conference, VTC-Spring, vol. 2, no. 53, pp. 1169–1172, 2001.
6. K. Siwiak, "Ultra-wideband radio: Introducing a new technology," IEEE Vehicular Technology Conference, VTC-Spring, vol. 2, no. 53, 2001, pp. 1088–1093.
7. FCC, "Revision of Part 15 the Commission's Rules Regarding Ultra-wideband Transmission Systems," ET Docket, 2002.
8. J. H. Reed et. al. An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems, Prentice Hall, 2005
9. S. Hongson et al., "On the spectral and power requirements for UWB transmission," ICC 2003, vol. 1, May 2003, pp. 738–742.
10. I. Oppermann, M. Hamalainen and J. Linatti, UWB Theory and Applications, John Wiley & Sons, 2004.
11. ETSI, "Harmonised Standards Covering Ultrawide Band (UWB) Applications," Standardisation Mandate: DG ENTR/G/3M/329, Brussels, Feb. 2003.
12. 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.
13. MIC, "Japan's UWB emission policy advances," EE Times, Washington, 26 Aug. 2005.
14. 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.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

15. J. Farserotu, A. Hutter, F. Platbrood, J. Gerrits and A. Pollini, "UWB Transmission and MIMO Antenna Systems for Nomadic User and Mobile PAN," *Wireless Personal Communications*, no. 22, pp. 197-317, 2002.
16. 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.
17. 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.
18. Y. Park and F. Adachi, *Enhanced Radio Access Technologies for Next Generation Mobile Communication*, Springer, 2007.
19. H.T. Friis, "A note on a simple transmission formula," *Proc. IRE*, vol. 34, no. 5, pp. 254-256, May 1946.
20. 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.
21. 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.
22. 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.

ภาคผนวก

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารระดับนานาชาติ

1. C. Deepunya and S. Promwong, "Distortion Analysis of Indoor and Outdoor Limit with Biconical Antenna for Ultra Wideband Systemm," Advanced Science Letters, Vol 21, No 10, pp. 3288-3291, USA, October 2015.

ผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอในการประชุมวิชาการนานาชาติ

1. C. Deepunya and Adi M. Jaya Marindar N. Manositthichai S. Promwong, "Evaluation of Antenna Transfer Function in UWB-IR for Short Range Wireless System," 1st International on Technology for Sustainability, (ISTS2011), pp. 317-320, Bangkok, Thailand, January, 2012.
2. S. promwong, and C. Deepunya, "Ling Budget Analysis of Ultra Wideband Transmission Waveform," Leveraging Technology for a Better Tomorrow, IEEE TENCON-2014, Bangkok, Thailand, pp. 234, October, 2014.

ผลงานวิจัยร่วมที่ได้นำเสนอในการประชุมวิชาการนานาชาติ

1. A. Kame, and S. promwong, C. Deepunya, "A Study of Rectangular Slot Antenna for Body Area Network-Ultra Wideband," International Symposium on Multimedia and Communication Technology, pp. 186-189, Ayutthaya, Thailand, September, 2015.
2. M. Noitubtim C. Deepunya and S. promwong, "Experimental Evaluation of WBAN Antenna Performance for FCC Common Frequency Band with Human Body," Multimedia and Ubiquitous Engineering, pp. 871-877, JUNE 2013,

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารระดับนานาชาติ

VOLUME 21 • NUMBER 10

OCTOBER 2015

www.aspbs.com/science

Advanced
SCIENCE
LETTERS

A Journal Dedicated to All Aspects
of Scientific Research

Editor-in-Chief: Dr. Hari Singh Nalwa, USA



A Special Issue on
3rd International Conference on Internet Services Technology and Information Engineering
(ISTIE 2015) Kuta, Bali, Indonesia, 30 - 31 May 2015
GUEST EDITORS: Ford Lumban Gaol and Benfano Saewito

ASP
AMERICAN
SCIENTIFIC
PUBLISHERS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Distortion Analysis of Indoor and Outdoor Limit with Biconical Antenna for Ultra Wideband System

Chairak Deepunya¹ and Sathaporn Promwong

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

The distortion of ultra wideband impulse radio (UWBIR) system that distorted by a channel due to antenna dispersion. This highly degrees of link budget performance. Therefore, to know the antenna characteristics, the effects of a waveform distortion, are necessary. The UWB transmission waveform is investigated by using extended Friis transmission formula based on UWB measurement data. This paper evaluates the performance system on transmission waveform distortion for UWB communication. The received signal and isotropic signal templates are considered with Friis formula. Mostly of radio wave propagation in link budget analytic performance is evaluated by using the Friis equation. Due to Friis equation is cannot directly apply for the UWB transmission waveform. For experimental evaluation scheme, using the broadband antenna for transmitter and receiver antennas (Tx and Rx). The link band 3.1 GHz to 10.6 GHz which contributed by the Federal Communications Commission (FCC), is proposed as the UWB signal waveform. The transfer functions measured as experimental result by using the vector network analyzer for measuring and recording. This paper UWB transmission gains with the received signal and isotropic signal templates are shown and compared.

Keywords: UWB, UWB Antenna, Link Budget, Distortion.

1. INTRODUCTION

The nowadays UWB system is new for wireless system has become important for short range wireless communications system with its high speed communication, low power consumption potentials and low [1-3]. Therefore, the technology of UWB is different from other technologies. The UWB radio transmits is with impulse waveform and wider bandwidth of the narrowband spectrum. The FCC regulation provides that UWB spectrum from 3.1 GHz–10.6 GHz [4] and also has been greater than 0.20 of the fractional bandwidth. The UWB fractional bandwidth defined as

$$BW_f = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \geq 0.20 \quad (1)$$

where f_L is minimum and f_H is maximum of frequency.

UWBIR transmission waveform under the FCC, with part 15 limits has power spectral density under -11.3 dBm/MHz, which taken as a lower noise floor. Thus, the reason why UWB communication system can coexist with other microwave communications and propagation engineering. Furthermore, the UWBIR system is an ideal trend that new communication technology for wireless communication, short impulse radio system, high speed transmission rate and low cost technology for indoor systems in covered wireless personal area networks (WPAN) and wireless body area network (WBAN).³

In the communication systems has used Friis transmission formula and it is widely used for calculating the propagation channel for narrowband communications.⁴ The complex form in the free space of Friis formula expression is modified for UWBIR system.⁵ The UWBIR system, concealed used matched filter.⁶⁻¹⁰ Although, the frequency spectrum and signal distorted by energy channel transfer function is used for deriving the SNR gains,¹¹ if considerations about the measured frequency transfer function and UWB antenna transfer function.

The performance evaluation of waveform distortion due to channels and antennas for UWB impulse radio. The UWB receiver considering using received signal and isotropic signal templates provided to analyze of noise level between input waveform and output waveform is obtained. Herein, both biconical antennas are considered both at transmitter (Tx) and receiver (Rx) sides. Full band spectrum frequency, which is followed FCC both indoor and outdoor spectral mask, provided as the UWB transmitted.^{12,13} The UWB transmitted is measured and recorded by using a VNA work done in an anechoic chamber. The bandwidth of measurement is from 3.11 GHz. The waveform distortions are considered for the UWBIR transmission waveform.

The transmission gain model of UWB impulse radio receiver with received signal and isotropic signal templates is shown and compared with the experimental results and conclusion. This scheme provides some useful physical insights and optimized design procedure with a clear and accessible description of the UWB link budget comprised of practical antennas.

¹ Author to whom correspondence should be addressed.

In this organized of paper as follows. Section 2 the UWB impulse radio measurement system. Section 3 the distortion analysis of UWB impulse radio system. Next, the experimental results and discussion are illustrated in Section 4. Finally is conclusion in section 5.

2. UWB IMPULSE RADIO MEASUREMENT SYSTEM

2.1. UWB Waveform Model

The transmission waveform is more obvious in the UWBIR system. In this paper, the transmitted waveforms that fully following FCC from 3.1 GHz to 10.6 GHz¹³ and common frequency band FCC in USA are considered. Also, the root raised cosine (RRC) model is used as the waveform transmitted.

The waveform as passband in root raised cosine is written as

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

where

$$A = \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi T}{\beta} \left[||f| - f_c| - \frac{1-\beta}{2T} \right] \right) \right]} \quad (3)$$

$T = 1/f_b$ denotes the reciprocal of the symbol-rate and f_b is the spectral bandwidth, f_c denotes the center frequency, $\beta = 0.3$ satisfies roll-off factor. For following FCC spectral masks, f_c was 6.85 GHz. The spectral bandwidth f_b was 6.37 GHz. For following the common frequency band spectral mask, then f_c and f_b were 7.877 and 0.975 GHz respectively.

The power spectral density normalized of these waveforms satisfying FCC spectral masks shown in Figure 1.

2.2. Experimental System

The UWB waveform distortion is experimented are considered used VNA for measuring and recoding in free space. The VNA

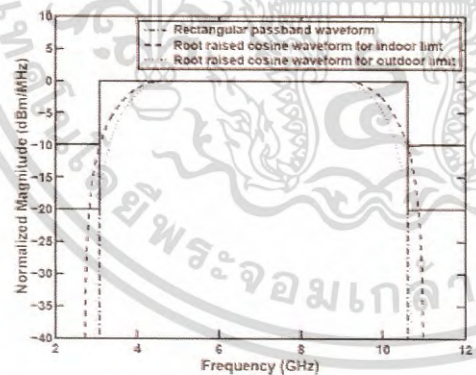


Fig. 1. The power spectral density with root raised cosine pass band waveform by satisfying FCC spectral mask.¹³

operates in the channel sounding mode, where Two-ports are Tx antenna and Rx antenna respectively. Both Tx and Rx antennas height at 1.75 m and separated by 4 m. This experimental setup is shown in Figure 2 and antenna orientation was rotated Rx antenna rotation from 0° to 360° by step 5° and antenna polarization in horizontal is measured.

In the calibration techniques of UWB transmission link was conducted by back to back transmission and short open load thru (SOLT). Therefore, all impairments of characteristics of the biconical antennas are verified with the measured results.

3. DISTORTION ANALYSIS OF UWB SYSTEM

3.1. Transmission Waveform

The UWB transmission waveform, free space link budget is transformed by a transfer function. Thus, in free space transfer function $H_f(f)$ is written as

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

The transfer function in free space $H_s(f)$ with the biconical antennas is obtained based on modified of the channel as

$$H_s(f) = H_f(f, d)H_s(f, \Omega_s) \cdot H_r(f, \Omega_r) \quad (4)$$

where $H_s(f, \Omega_s)$ ($s = n$ or m) represents a complex of channel between transmitted antenna and received antenna with difference polarization the $\Omega_s = (\theta_s, \varphi_s)$ as

$$H_s(f, \Omega_s) = H_s(f, \theta_s, \varphi_s) = \theta_s H_{\theta_s}(f, \theta_s, \varphi_s) + \varphi_s H_{\varphi_s}(f, \theta_s, \varphi_s) \quad (5)$$

which has the relation as

$$\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} ||H_s(f, \theta_s, \varphi_s)||^2 \sin \theta d\theta d\varphi = \eta, \quad (6)$$

where η denotes the antenna efficiency, in addition, the solution can be normalized with isotropic antenna.

3.2. UWB Correlation Receiver

The UWB correlation receiver is considered by using template waveform, which is shown in Figure 3. The template received signal and isotropic received signal are analyzed based on input and output correlation waveforms are considered. In this paper,

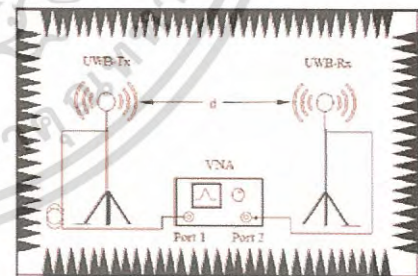


Fig. 2. The experimental setup.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

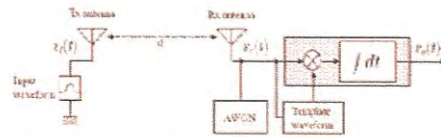


Fig. 3. System modeling of UWB system.

The optimal receiver is proposed from optimum signal with received signal of UWB channel.

In this section the condition of noise channel between are discussed, the transmission channel of receiving signals and isotropic signal templates, $H_r(f)$ and $H_i(f)$ are prospectively normalized as

$$\int_{-\infty}^{\infty} |H_r(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} |H_i(f)|^2 df = 2f_0 \quad (7)$$

In addition, the condition of noise bandwidth is formulated by $N_{0/2}$, where $N_{0/2}$ represents additive white Gaussian noise (AWGN).

The UWB optimum receiver with received signal and isotropic signal templates is written as

$$H_{opt}(f) = \frac{\sqrt{2f_0} V_r^*(f)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |V_r(f)|^2 df}} \quad (8)$$

$$H_i(f) = \frac{\sqrt{2f_0} V_i^*(f)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |V_i(f)|^2 df}} \quad (9)$$

where $(\cdot)^*$ the free space complex conjugate, $V_r(f)$ and $V_i(f)$ denote the spectrum frequency of receiving signals of channel measured and isotropic antennas respectively. Then, the expression can be shown as

$$V_r(f) = H_r(f) V_s(f) \quad (10)$$

$$V_i(f) = H_i(f) V_s(f) \quad (11)$$

where $V_s(f)$ represents the spectrum waveform as related with Fourier transform

$$V_s(f) = \int_{-\infty}^{\infty} v_s(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (12)$$

$H_r(f)$ represents the channel vector as from Section 3.1 and $H_i(f)$ is, which given by

$$H_i(f, d) = \frac{c}{4\pi d |f|} e^{-j2\pi f d/c} \quad (13)$$

where d denotes distance of between transmit and receive antenna and c is the velocity of light.

3.3. Transmission Gains

The UWB signal distortion to evaluate the peak value of the correlation receiver output of biconical antennas simplified that the received signal and isotropic signal templates are compared. The waveform distortion from antenna is normalized with correlation template receiver, the UWB transmission gain is represented in the UWB transmission gain of the signal-to-noise ratio (SNR) at the UWB impulse ratio.

3290

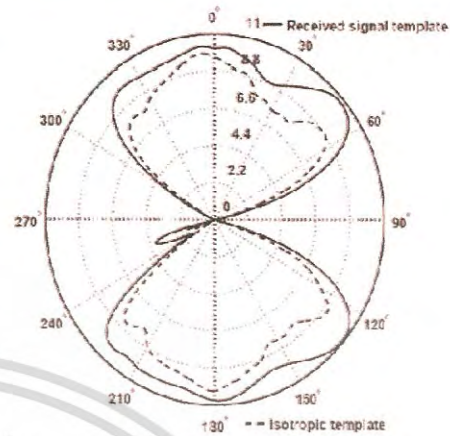


Fig. 4. UWB measurement gain of rectangular by using FCC under bi-conical-biconical antennas transmission link.

Therefore, UWB transmission of correlation receiver as template waveform G_{WM} is written by

$$G_{WM} = \frac{\max \int_{-\infty}^{\infty} v_r(t) h_{WM}(t - \tau) dt}{\max \int_{-\infty}^{\infty} v_{is}(t) h_{WM}(t - \tau) dt} \quad (14)$$

The gain of UWB transmission and the isotropic template, where G_{WC} as

$$G_{WC} = \frac{\max \int_{-\infty}^{\infty} v_r(t) h_{WC}(t - \tau) dt}{\max \int_{-\infty}^{\infty} v_{is}(t) h_{WC}(t - \tau) dt} \quad (15)$$

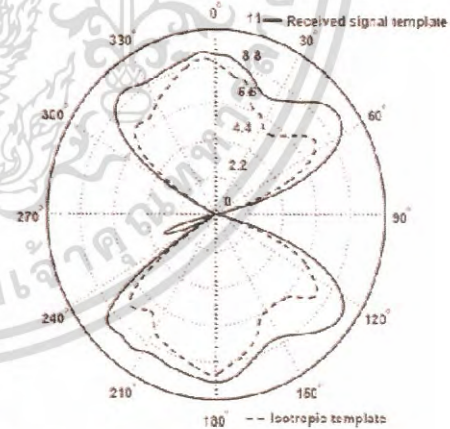


Fig. 5. UWB measurement gain of RIRC by using indoor FCC under bi-conical-biconical antennas transmission link.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

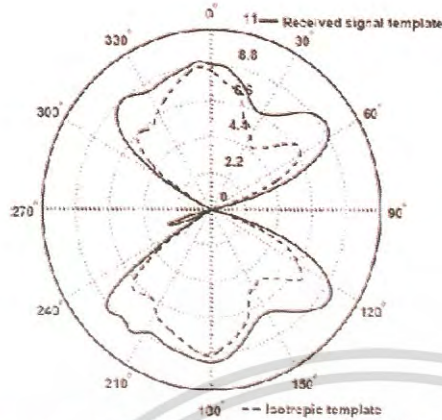


Fig. 5. UWB measurement gain of HRC by using outdoor FCC under biconical-bi-conical antenna transmission link.

4. RESULTS AND DISCUSSION

The evaluation of waveform distortion in the UWB/R transmission model are considered of transmission gain are shown. First, the UWB transmission gain of receiving a signal of receiving signals and isotropic signal templates at the receiver are considered. The UWB measurement gain of two passband waveform is shown. In particular of FCC, the rectangular passband, the RRC passband verifying indoor scenario and outdoor surrounding are in Figures 4 to 5, respectively. The comparison of experimental results is compared to receive signals and isotropic templates following FCC, which can know clearly that using a common frequency band is better than FCC. At the FCC, the estimated resultant of the rectangular pass-band, the RRC passband compare both indoor scenario and outdoor surrounding as 1.11, 1.32 and 1.27 dB as completely.

5. CONCLUSION

In this paper, the biconical antennas are investigated as a broadband antenna to evaluate for UWB communication system, also waveform distortion due to channels and antenna measurement has been proposed. The waveform distortion of channel transfer function and biconical antennas are evaluated for UWB impulse

radio system by using extended Friis transmission formula. The correlation receiver with received signal and isotropic signal templates are evaluated. Using a biconical antenna is applied as the transmit and receive antennas. As the results, the relative gains in the received signal and isotropic signal templates are very small difference.

References and Notes

1. G. Ademir, UWB antenna for communication systems, *Proceeding of the IEEE April (2012)*, vol. 100, pp. 2308–2321.
2. V. Yanarayana, Design of impulse radio UWB transmitter for short range communication using FPM signals, *ICCC International Conference on Electronics, Computing and Communication Technologies*, January (2013), pp. 1–4.
3. J. Farsachi, A. Hutter, F. Padro, J. Gerita, and A. Palini, *Wireless Personal Communications* 197 (2002).
4. H. T. Friis, A note on a simple transmission formula, *Proc. IRE May (1948)*, Vol. 34, pp. 254–256.
5. J. Takada, S. Promwong, and W. Hachon, Extension of Friis transmission formula for UWB systems, *Technical Report of IEICE, WBS2003-3/M4/2003-20*, Mar (2003).
6. S. Promwong, W. Hachon, and J. Takada, Experimental evaluation scheme of UWB antenna performance, *Technical Meeting on Instrument and Measurement*, IFF, Japan, No. 03/95, June (2003).
7. S. Promwong, W. Hachon, J. Takada, P. Suparakoon, and P. Tangisaijan, Experimental study of ultra-wideband transmission based on Friis transmission formula, *The Third International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIIT) 2006*, September (2006), Vol. 1, pp. 467–470.
8. S. Promwong, J. Takada, P. Suparakoon, and P. Tangisaijan, Path loss and channel gain for UWB system, *2004 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, August (2004), pp. 67–70.
9. S. Promwong, J. Takada, P. Suparakoon, and P. Tangisaijan, Path loss in a matched filter gain of free space and ground reflector channels for UWB radio systems, *ICCC/TECHON 2004 on Analog and Digital Techniques in Electron Engineering*, November (2004), pp. 125–128.
10. R. Tuftesson and A. P. Molisch, Ultra-wideband communication using hybrid matched filter correlation receivers, *2004 IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, May (2004), vol. 3, pp. 1290–1294.
11. P. Suparakoon, K. Teplee, S. Promwong, S. Keawmichol, and J. Takada, Theoretical SNR gain and BER performance of UWB communications with matched filter and correlation receivers, *The International Technical Conference on Circuit Systems, Computers and Communications (ITC-CSCCC) 2006*, July (2006), pp. 776–779.
12. P. Suparakoon, K. Keawmichol, S. Promwong, and J. Takada, Simple waveform for UWB communication, *The 2005 Electrical Engineering/Electronics, Computer, and Telecommunications Technology International Conference (ECTC/ECTI) 2005*, May (2005), pp. 626–627.
13. Federal Communications Commission, Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding UWB Transmission Systems, *FCC Report FCC 02-48*, April (2002).
14. W. Hachon, M. Watsanathan, Overview and implications of the new 3.1 GHz UWB radio regulatory framework, *Proceeding the 2006 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, September (2006), pp. 5C1–5C3.
15. J. Eberhart, Channel Modeling Sub-Committee Report Final, IFFP-PR02-15-02-3E855-3G3a, November (2002).

Received: 13 October 2014; Accepted: 27 November 2014.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในงานประชุมวิชาการระดับนานาชาติ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Evaluation of Antenna Transfer Function in UWB-IR for Short Range Wireless System

Chairuk Deepunya[†], Adi Mahmud Jaya Marindar^{††}, Narongsak Manosithichai[†] and Sathaporn Promwong[†]

[†]Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering,

^{††}International College,

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

E-mail: kpsathap@kmitl.ac.th

Abstract—Antennas which are used to transmit and receive UWB-IR signals must be able to accommodate its large bandwidth. Moreover, the signals should not be distorted too much when they pass through the antennas. Therefore, the transfer function of antennas should be known for the performance evaluation. Conventionally, the authors measure the transfer function of the antenna by measuring the transmission coefficient between the transmit and the receive antenna, assuming that the transmit and receive antennas are identical. In this presentation, a more accurate three-antenna method is introduced so that the transfer function of each individual antenna can be measured. By using this method, three hand-made biconical antennas are tested. The results show that these three transfer functions are close to each other and that the antenna can be used for UWB-IR.

I. INTRODUCTION

In UWB communication, the antennas are significantly pulse-shaping filters. Any distortion of the signal in the frequency domain causes the distortion of the transmitting pulse shape. Consequently this will increase the complexity of the detection mechanism at the receiver [1]. The antenna design for UWB signal radiation is one of the main challenges [2], [3].

Even if the channel is in line of sight (LOS), Friis' transmission formula cannot be applied to the UWB radio as the bandwidth of the pulse is extremely wide. Furthermore, simple comparison between waveforms of transmitter and receiver is not significant because of the distortion of the waveform caused by the frequency response of the antenna.

In this report, we discuss the accurate measurement of the transfer function of UWB antennas. This technique is based on the application of Friis' transmission formula, in the sense that we would like to derive the equivalent antenna gain for UWB systems. We carried out an experiment using the biconical antenna for UWB operation in the anechoic chamber.

II. APPLICATION OF FRIIS' TRANSMISSION FORMULA FOR UWB SYSTEMS

In the free space, for narrowband systems, Friis' transmission formula [4] has been widely used.

It is noted that satisfied only at certain frequency, and is not directly applicable to UWB systems. We have recently proposed a new extension of the Friis' transmission formula to take into account the transmission signal waveform and its distortion as well [5]. The results are summarized as followed.

The detailed derivation is presented in Ref. [5]. Input signal $v_i(t)$ at the transmitter port is expressed as the convolution of an impulse and the pulse shaping filter as

$$v_i(t) = E_i \delta(t) * h_i(t), \quad (1)$$

where

$$\int_{-\infty}^{\infty} h_i^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} |H_i(f)|^2 df = 1. \quad (2)$$

Friis' formula is application to take into account the transmission waveform as

$$H_{UWB}(f) = \frac{V_r(f)}{E_i} = H_t H_i H_r \cdot H_i, \quad (3)$$

where

$$\begin{aligned} H_{i,r} &= H_a(\theta_a, \varphi_a, f) \\ &= \hat{\theta}_a H_{a\theta}(\theta_a, \varphi_a, f) + \hat{\varphi}_a H_{a\varphi}(\theta_a, \varphi_a, f) \\ a &= r \text{ or } t \end{aligned} \quad (4)$$

is a complex transfer function vector of the antenna relative to the isotropic antenna,

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

is the free space transfer function where

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (6)$$

is the propagation constant. Unit vectors $\hat{\theta}_a, \hat{\varphi}_a$ expressing the polarization are defined with respect to the local polar coordinates of each antenna. The following relations can be easily derived.

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

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

The received signal from the transfer function is given by

$$v_r(t) = v_i(t) * h_{UWB}(t) \quad (9)$$

where $v_r(t)$ and $v_i(t)$ are the received and transmitted signal, respectively. $h_{UWB}(t)$ is the UWB channel.

At the receiver, the matched filter $H_{MF}(f)$ is introduced to maximize the signal-to-noise ratio (SNR) of the receiver output.

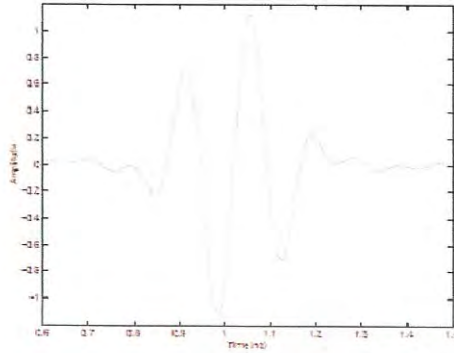


Fig. 1. The transmission waveform of UWB signal.

III. PREPARATION FOR THE EXPERIMENTS

A. UWB Signal Model

The effect of the waveform distortion is more obvious when the bandwidth is wider. We considered the impulse radio signal that fully covers the FCC band [8], i.e., 3.1 ~ 10.6 GHz. The center frequency and the bandwidth were therefore set to be $f_0 = 6.85$ GHz and $f_b = 7.5$ GHz, respectively. The transmit waveform assumed in the simulation was a single ASK pulse with the carrier frequency f_0 . To satisfy the bandwidth requirement of f_b , the pulse length was set to be $\frac{2}{f_b}$. Then the signal band was limited by the Nyquist roll-off filter with the roll-off factor $\alpha = 0$ (rectangular window) and the passband $\left(f_0 - \frac{f_b}{2}, f_0 + \frac{f_b}{2}\right)$. Figure 1 shows the transmit pulse waveform.

The transmission of the pulse waveform is simulated based on the measured transfer function of the antenna.

B. Experimental Setup

An UWB radio channel transfer function was measured as S_{21} in frequency domain by using a vector network analyzer (VNA). The VNA was operated in the response measurement mode, where Port-1 was the transmitter port (Tx) and Port-2 was the receiver port (Rx), respectively. The measurement was done on the top of the building to simulate as in the free space. Both Tx and Rx antennas were fixed at the height of 1.4 m and separated by 1 m.

The difference of the free space propagation distance d does not affect the waveform distortion. For this reason, It was set to be $d = 1$ m in this simulation.

In the S_{21} measurements, there are three different kinds of orientation as shown in Figure 2. They are facing toward the same directions to each other so that $G_t = G_r$ is satisfied. The main beam resides in xy -plane, i.e. omnidirectional pattern. The antenna is also tilted as much as 30° and 60° along θ directions, as well as the main beam direction.

In this study, we considered a broadband antenna that was suitable for the operation with pulsed waveforms [9]. We have

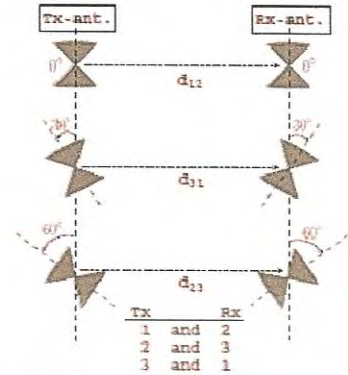


Fig. 2. Orientations of three biconical antennas.

TABLE I
EXPERIMENTAL SETUP PARAMETERS.

Parameter	Value
Frequency range	3 GHz to 11 GHz
Number of frequency points	1601
Dynamic power range	80 dB
Tx antenna height	1.4 m
Rx antenna height	1.4 m
Distance between Tx and Rx	1.0 m
Pointing angle	0 / 30 / 60 degrees

chosen this biconical antenna for the ease of the fabrication, as well as it is often used as the standard antenna. The geometry and the dimension of antenna and characteristics of antenna explain in [7].

C. Parameters of Experiments

The important parameters for the experiments are listed in Table I.

It is noted that the calibration is done at the connectors of the cables to be connected to the antennas. Therefore, all the impairments of the antenna characteristics are included in the measured results.

IV. EXPERIMENTS RESULTS

A. Measurement Transfer Function

B. UWB Antenna Transfer Function

Figures 9, 10, 11 shows the received pulse waveforms when the transmit waveform shown in Figure 1 is input. For

TABLE II
ANTENNAS RADIATION EFFICIENCY.

Antennas	Efficiency		
	0°	30°	60°
Antenna 1&2	0.76	0.44	0.35
Antenna 2&3	0.81	0.43	0.31
Antenna 3&1	0.73	0.34	0.21

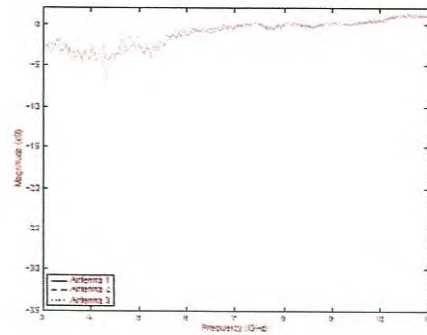


Fig. 3. Antenna transfer functions of antenna 1&2: amplitude.

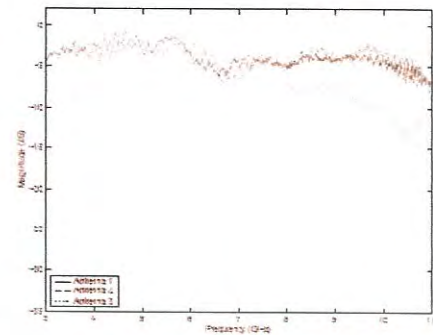


Fig. 5. Antenna transfer functions of antenna 3&1: amplitude.

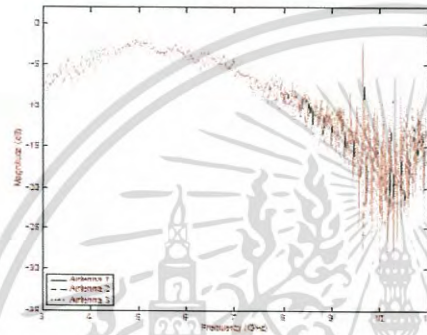


Fig. 4. Antenna transfer functions of antenna 2&3: amplitude.

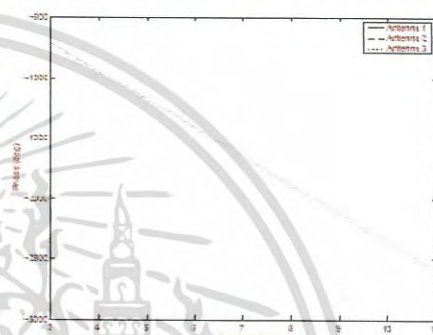


Fig. 6. Antenna transfer functions of antenna 1&2: phase.

comparison, the waveform for isotropic antennas are shown as "isotropic". Compared with the isotropic case, the pulse waveform is very much near when comparison.

Figures 3, 4, 5 and 6, 7, 8 show the approximate antenna transfer function which are obtained that Tx and Rx antennas by three-antenna method. The vertical axis is normalized by the isotropic antenna.

This result is more realistic in practice, because the directions of the Tx and Rx antennas are not usually arbitrarily controllable, but set at the convenient positions.

From figures 9, 10, 11 we can calculated the efficiency of antenna compared with the isotropic antenna as shown in Table II. From Table II, observe that the antenna radiation efficiency gain of each antenna by using three-antenna method.

V. CONCLUSION

In this report, we discussed the accurate measurement of the transfer function of UWB antenna. In the proposed scheme, Friis' transmission formula is applied in order to take into account the transmit waveform of the UWB system. Experimental demonstration using the biconical antenna for UWB

was shown, and the specific gain value could be obtained for Tx-Rx antenna pair using the three-antenna method.

In this paper, we introduced the the three-antenna method to know the antenna transfer function. However, if the distorted component should be regarded as the interference, the equalizer instead of the matched filter shall be introduced. Even in this case, similar discussions can be done on the definition of the gain. This scheme is applicable for the evaluation of various UWB antennas. Therefore, some typical UWB antennas shall be evaluated by using the proposed technique.

REFERENCES

- [1] K. Siwak, "Impact of UWB Transmission on Generic Receiver" Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC), May 2001.
- [2] H.F. Harmuth and S. Ding-Rong, "Antennas for Nonsinusoidal Wave — Part I: Radiators," IEEE Trans. Elec. Mag. Comput., vol. EMC-25, no. 1, pp. 13-24, Feb. 1983.
- [3] H.F. Harmuth and S. Ding-Rong, "Antennas for Nonsinusoidal Wave — Part II: Sensors," IEEE Trans. on Elec. Mag. Comput., vol. EMC-25, no. 1, no. 2, pp. 107-115, May 1983.

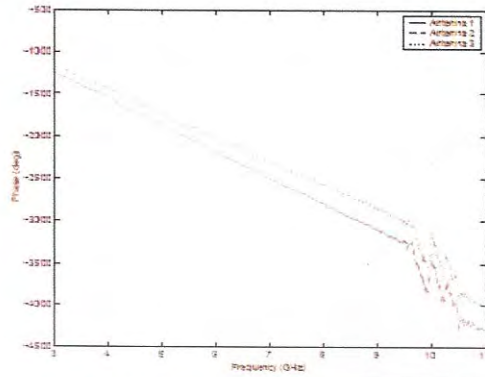


Fig. 7. Antenna transfer functions of antenna 2&3: phase.

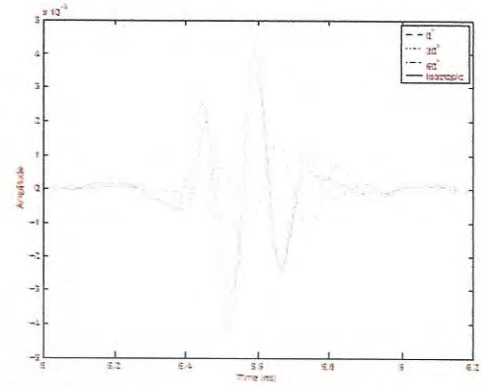


Fig. 9. Received waveform at the antenna of output between antenna 1&2.



Fig. 8. Antenna transfer functions of antenna 3&1: phase.

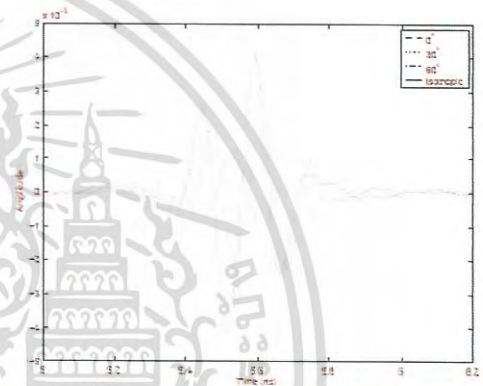


Fig. 10. Received waveform at the antenna output between antenna 2&3.

- [4] H.T. Friis, "A Note on a Simple Transmission Formula," Proc. IRE, vol. 34, no. 3, pp. 254-256, May 1946.
- [5] J. Takada, S. Promwong and W. Hachitani, "Extension of Friis' Transmission Formula for Ultra-Wideband Systems," IEICE Tech. Rep. WBS2003-3/MW2003-20, pp. 48-50, May 2003.
- [6] S. Ishigami, H. Iida and T. Iwasaki, "Measurements of Complex Antenna Factor by the Near-Field 3-Antenna Method," IEEE Trans. Electromagnetic Contr., vol. 38, no. 3, pp. 424-432, July 1992.
- [7] S. Promwong, W. Hachitani, J. Takada, and P. Tangtisanon, "Experimental Evaluation of Free Space Transmission Characteristics of Ultra-Wideband Antenna," IEICE Tech. Rep. AP2003-42/SAT2003-34/MW2003-48/OPE2003-35, pp. 7-12, July 2003.
- [8] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems," First Report and Order, FCC 02-48, Apr. 2002.
- [9] M.K.Y. Lau, A.L. Sinopoli and W.D. Burnside, "A Novel Antennas for Ultra-Wideband Applications," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-40, no. 7, pp. 755-760, July 1992.

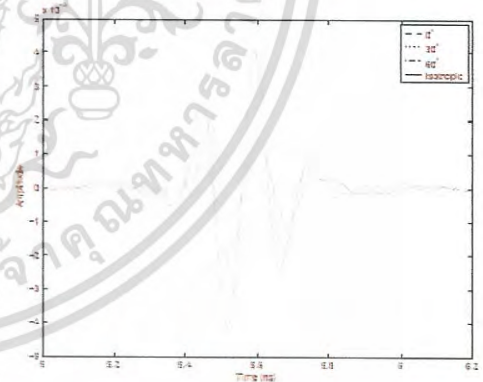
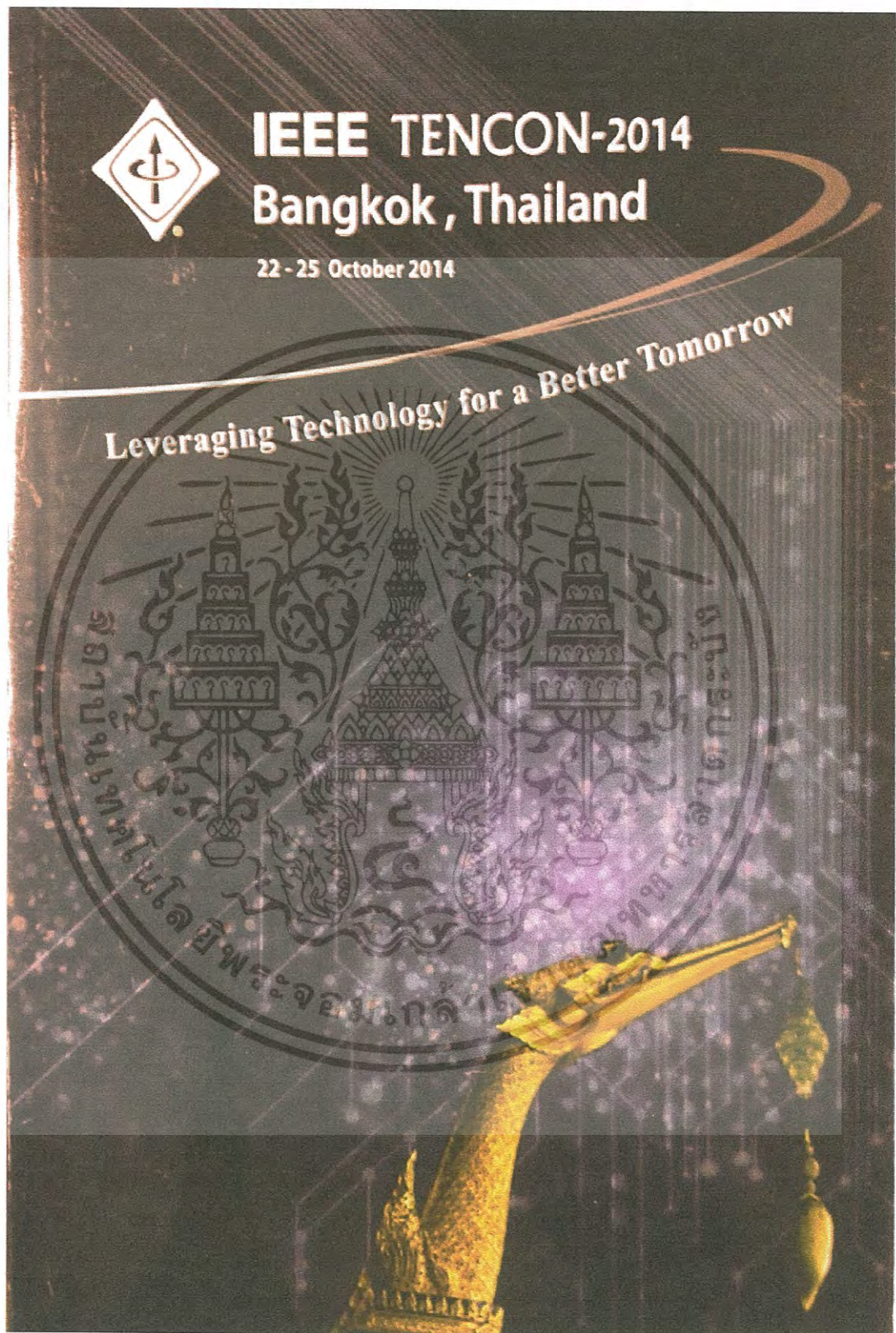


Fig. 11. Received waveform at the antenna output between antenna 3&1.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในงานประชุมวิชาการระดับนานาชาติ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Link Budget Analysis of Ultra Wideband Transmission Waveform

Sathaporn Promwong,[†] and Chairuk Deepunya^{††}

[†]Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering,

^{††}Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,

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

E-mail: kpsathap@kmitl.ac.th

Abstract—The link budget analysis of the transmission gain is usually evaluated by using the Friis' transmission formula [1]. However, it is not directly applicable to ultra wideband impulse radio (UWB-IR) transmission systems [2], [4]. This paper presents the link budget evaluation formula for UWB-IR systems that takes into account the transmission signal waveform, its distortion due to the channel, and the receiver. Since the antennas are significant pulse-shaping filters in UWB-IR, various kinds of antennas are experimentally examined, especially focusing on the effect of template waveform.

Index Terms—ultra wideband (UWB), impulse radio (IR), Friis' transmission formula, link budget, antenna.

I. INTRODUCTION

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 [6]. 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. Since the power spectrum density level of UWB signal may be below the noise level of the receivers for other systems, UWB radio technology can exist with other RF technology without interference.

In 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. Moreover, low cost, geometrically small and still efficient structures are required for 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 [1]. However, it is not directly applicable to the UWB impulse radio (IR) system as the bandwidth of the pulse is extremely wide. Moreover, the effect of waveform distortion shall be quantitatively considered in the link budget evaluation.

Ref. [2] treats the special cases of constant gain and constant aperture antennas, but no general discussion had been made. McLean et al. [3] considered the antenna and the receiver template waveform to evaluate the free space transmission property, but they only considered the relative performance.

In this paper, we discuss the free space transmission loss evaluation scheme for UWB-IR systems. This scheme is based on the Friis' transmission formula, adapted to UWB, in the sense that we derive the equivalent transmission gain of UWB systems. The transmission and the receiver template waveforms are the keys for the extension of the Friis' formula to UWB. Experimental investigations are done for different types of antennas.

II. THEORY

A. UWB Channel Transfer Function

The Friis' transmission formula [1] has been widely used to evaluate the link budget for the narrowband LOS channels.

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

where $P_t(f)$ and $P_r(f)$ are the transmitter and receiver powers respectively, $G_t(f)$ and $G_r(f)$ are gain of transmitter and receiver antennas respectively.

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

is the free space propagation gain, $\lambda = \frac{c}{f}$ is the wavelength, c is the velocity of light, f is the operating frequency, and d is the separation between transmitter and receiver antennas.

It is noted, however, that Eq. (1) is satisfied only at some frequency, and is not directly applicable to UWB-IR systems. The formula shall be extended to take into account the transmission signal waveform, its distortion due to the channel, and the receiver [2], [4].

Input signal $v_1(t)$ at the transmitter port is expressed as the convolution of a unit impulse input and the pulse shaping filter $h_1(t)$ as

$$v_1(t) = \delta(t) * h_1(t), \quad (3)$$

where

$$\int_{-\infty}^{\infty} h_1^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} |H_1(f)|^2 df = 1. \quad (4)$$

Note that the input energy is

$$P_t = 1. \quad (5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

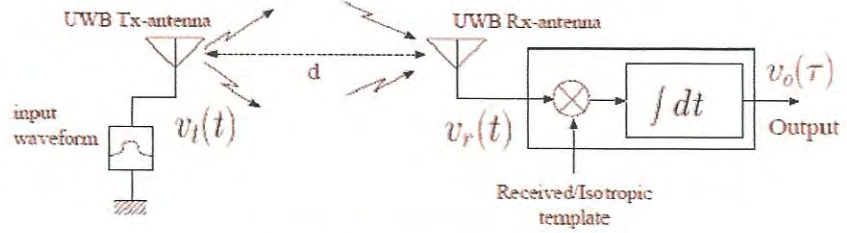


Fig. 1. Block diagram of UWB transmission Model

Free space channel response including antennas is obtained by using Friis' formula as

$$H_c(f, d) = H_t(f, \theta) H_r(f, \Omega_c) \cdot H(f, \Omega_c), \quad (6)$$

where H_a ($a = t$ or r) 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.

$$\begin{aligned} H_a(f, \Omega_a) &= H_a(f, \theta_a, \varphi_a) \\ &= \hat{\theta}_a H_{a\theta}(f, \theta_a, \varphi_a) + \hat{\varphi}_a H_{a\varphi}(f, \theta_a, \varphi_a) \end{aligned} \quad (7)$$

where $a = t$ or r ,

$$H_a(f, d) = \frac{\lambda}{4\pi d} \exp(jk(d - \mathbf{r} \cdot \hat{\mathbf{r}})) \quad (8)$$

is the free space transfer function where

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (9)$$

is the propagation constant. 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

$$\hat{\theta}_t = \hat{\theta}_r, \quad (10)$$

$$\hat{\varphi}_t = -\hat{\varphi}_r. \quad (11)$$

The spectrum of the receiver input $V_r(f)$ is given as

$$V_r(f) = H_c(f, d) V_t(f), \quad (12)$$

where $V_t(f)$ is the spectrum of the transmit waveform.

B. Correlation Receiver

Let us consider a correlation receiver shown in Fig. 1. The output SNR is dependent on the choice of the template waveform. The correlator output $v_o(\tau)$ is therefore expressed as

$$v_o(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} v_r(t) h_w(t - \tau) dt, \quad (13)$$

where $v_r(t)$ is the receiver input waveform which is the inverse Fourier transform of Eq. (12), and $h_w(t)$ is the template waveform. τ corresponds to the timing of the template waveform, and the optimum timing τ_o is chosen as

$$\tau_o = \arg \max_{\tau} v_o(\tau). \quad (14)$$

Hereafter $h_w(t)$ is normalized as

$$\int_{-\infty}^{\infty} |h_w(t)|^2 dt = 2B, \quad (15)$$

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

Under the constraint of Eq. (15), $h_{\text{opt}}(t)$ maximizes $v_o(\tau_o)$ when $h_{\text{opt}}(t)$ is a time-reversed and scaled version of $v_r(t)$, i.e.

$$h_{\text{opt}}(t) = \frac{\sqrt{2B} v_r(\tau_o - t)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |v_r(t)|^2 dt}} \quad (16)$$

where τ_o is usually chosen so that $h_{\text{opt}}(t) = 0$ for $t < 0$ to satisfy the causality. $h_{\text{opt}}(t)$ is called the optimum template waveform hereafter. It is noted that the link budget evaluation is identical to that in Ref. [4] when $h_{\text{opt}}(t)$ is used as the receiver template.

C. Feasibility of the Optimum Correlation Receiver

It is obvious from Eq. (16) that the optimum template waveform is not the simple time-reversed version of the transmitter waveform, but the channel characteristics including 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 $h_{\text{nc}}(t)$. In this paper we have chosen $h_{\text{nc}}(t)$ that is optimum for the isotropic and the constant gain antennas, i.e.

$$h_{\text{nc}}(t) = \frac{\sqrt{2B} v_{\text{iso}}(\tau_o - t)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |v_{\text{iso}}(t)|^2 dt}} \quad (17)$$

where

$$v_{\text{rx}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f)v_t(f) \exp(j2\pi ft)df \quad (18)$$

is the receiver input voltage for the case of isotropic antennas used in both sides. The difference between the optimum and the isotropic templates indicates quantitatively the distortion of the waveform.

III. EXPERIMENTAL EVALUATION OF CHANNELS WITH VARIOUS UWB ANTENNAS

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

A. Transmission Waveform

The effect of the waveform distortion is more obvious when the bandwidth is wider. We considered the impulse radio signal that fully covers the FCC band [6], i.e., 3.1 – 10.6 GHz. The center frequency and the bandwidth were therefore set to be $f_0 = 6.85$ GHz and $f_b = 7.5$ GHz, respectively. The transmit waveform assumed in the simulation was a single ASK pulse with the carrier frequency f_0 . To satisfy the bandwidth requirement of f_b , the pulse length was set to be $\frac{2}{f_b}$. Then the signal was band-limited by a Nyquist roll-off filter with roll-off factor $\alpha = 0$ (rectangular window) and passband $\left(f_0 - \frac{f_b}{2}, f_0 + \frac{f_b}{2}\right)$. Figure 2 shows the transmit pulse waveform.

B. Experimental Setup and Measurement Model

An UWB 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 transmitter (Tx) port and Port-2 was the receiver (Rx) port, respectively. Both Tx and Rx antennas were fixed at the height of 1.75 m and separated by 1 m.

We used a biconical antenna as the Tx antenna. We have chosen this antenna for ease of fabrication, as well as its low distortion property. The geometry of the antenna is shown in Fig. 3. 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 length is 37 mm. We changed only the Rx antennas to compare the transmission 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 measured results.

IV. RESULTS

In this section, standard broadband antennas and deployable antennas are used in the measurement for the link budget evaluation.

USA suggested the use of a biconical antenna, a log-periodic antenna, and a double-ridged guide horn for the frequency ranges of 30 – 200 MHz, 200 – 960 MHz, and

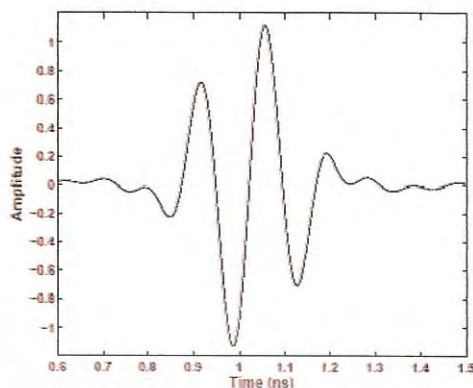


Fig. 2. The transmission waveform of UWB signal.

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

0.06 – 18 GHz, respectively, for the compliance test of UWB transmitters [7]. We chose these three kinds of antennas, operating in the same frequency range.

Recently, many UWB antennas have been proposed for the short range communications and radars. Among them, we have used a miniature antenna that is commercially available, and a trapezoidal antenna with an L-shaped ground plane that is easily fabricated.

1) *Biconical Antenna*: First, the same biconical antennas were used both at Tx and Rx sides. Figure 4 shows the normalized UWB transmission gain as a function of 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 feed point and it has theoretically the frequency independent gain at 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 biconical antennas, however, the dispersion characteristic of LPDA is rather big, since the phase center changes with frequency due to the resonance of the dipole elements [8].

We used a commercial LPDA, Watkins-Johnson's AR7-15A, shown in Fig. 5. The antenna has been designed to

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

operate in the range of 1 to 12.4 GHz. Figure 6 shows the normalized UWB transmission gain pattern for biconical-LPDA link in E-plane. As is known, an LPDA is unidirectional 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 [8].

3) *Double Ridge Guide Horn*: A double ridge guide horn (DRGH) is often used as a standard antenna for broadband measurement above 1 GHz. Different from the standard pyramidal horn, DRGH operates in TEM mode and is similar to the vivaldi antenna. It has relatively low dispersion and is suitable for the waveform detection.

We used a commercial DRGH, Microwave Factory's MDR0218, shown in Fig. 7. The frequency range is from 2 to 18 GHz. Figure 8 shows the normalized UWB transmission gain pattern for biconical-DRGH link in E-plane. As the graph is drawn in linear power pattern, the shift of main beam is observed although it is negligibly small in dB scale. It seems to be due to the asymmetrical feed structure. The transmission gain is much higher than other antennas, and the frequency independent isotropic antenna, and the optimum receiver template.

isotropic template case shows that the distortion of the waveform is not significant.

V. CONCLUSION

This paper we presented how to evaluate the transmission loss of UWB impulse radio, which includes the transmit waveform, antennas, free space propagation, and receiver correlator template. By using the definition, we have evaluated three types of broadband antennas. The formulation presented in the preceding paper [4] is a special case for the optimum template waveform in this paper. Therefore, as is also presented in [4], IEEE 802.15.3a path loss model [5] is also a special case of the formulation presented in this paper, by considering the single ASK pulse, the frequency independent isotropic antenna, and the optimum receiver template.

REFERENCES

- [1] H.T. Friis, "A note on a simple transmission formula," Proc. IRE, vol. 34, no. 5, pp. 234-236, May 1946.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] J. Foerster, "Channel modeling sub-committee report final," IEEE P802.15-02/368r5-SG3a, Nov. 2002.
- [6] "Radio Frequency Devices," Part 15, Federal Communications Commission Rules, Dec. 2003.
- [7] United States of America, "Working document towards the development of measurement procedures for assessing regulatory compliance of ultra-wideband emitters," ITU-R Document, 1-S/137-E, June 2004.
- [8] H.G. Schantz, "Dispersion and UWB antennas," Proc. 2004 Int. Workshop Ultra Wideband Syst. / Conf. Ultra Wideband Syst. Tech. (Joint UWBST & IUWBS 2004), Kyoto, Japan, May 2004.

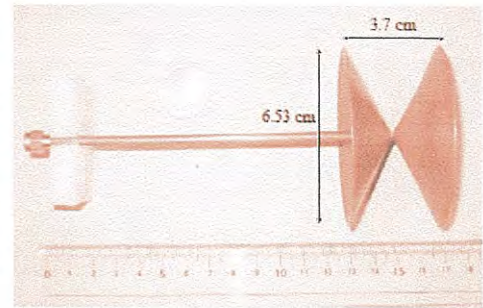


Fig. 3. Biconical antenna structure.

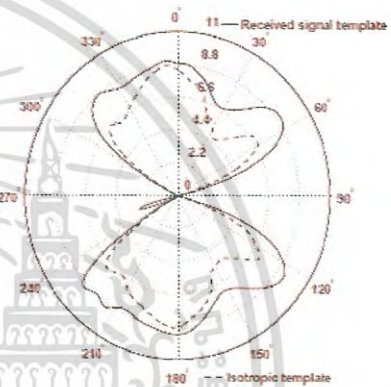


Fig. 4. Normalized UWB transmission gain for biconical-biconical link.



Fig. 5. Log-periodic dipole antenna (Watkins-Johnson AR.7-15A).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

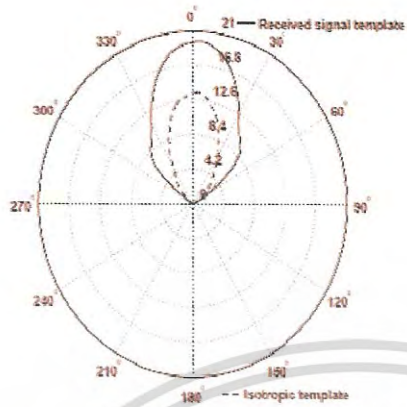


Fig. 6. Normalized UWB transmission gain for biconical-LPDA horn

Fig. 7. Double ridge guide horn (Microwave Factory's MDR0219)

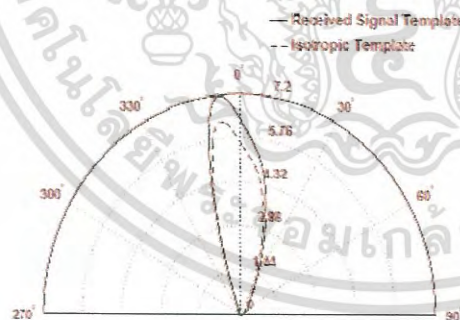


Fig. 8. Normalized UWB transmission gain for biconical-DRGH horn

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในงานประชุมวิชาการระดับนานาชาติ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



A Study of Rectangular Slot Antenna for Body Area Network-Ultra Wideband

Anan Kame, Sathaporn Promwong

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

Chairak Deepunya

Department of Electrical Engineering,
Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok 10520, Thailand
E-mail: kpsathap@kmitl.ac.th

Abstract— Ultra wireless system are becoming an important in daily life. In such of them body area networks (BANs) are conducted the researcher around the world because of nowadays communication systems are device may implanted BANs and wearable BANs. An ultra wideband (UWB) technology is a first choice to use in this paper due to short-range communication scenarios and low-power high data rate technology which accommodates the appropriate technology in BANs. In this paper, we design new high-band antenna from 6.23 GHz to 11.34 GHz fed by coplanar waveguide (CPW). Rectangular slot antenna with line slit for high band UWB, that antenna structure is simple, that include the Rectangular stub with line slit, which is use FR4 circuit board (PCB) with an overall size of 30 mm × 35 mm × 1.6 mm. The comparison between simulation and experimental are shows that the propose antenna achieves good characteristics.

Keywords— Antenna, BAN, UWB, High Band, Coplanar Waveguide

I. INTRODUCTION

Ultra wide band (UWB) is a wireless technology with high data rate, anti multi-path interference and simple transceiver structures that are possible make this a potentially powerful technology for low-complexity, low-cost, communications. This technology can be used for any applications such as video streaming, wireless body area network (WBAN), wireless communications, networking, radar, localization and so on. The Federal Communications Commission (FCC) in the United States allocated the fractional bandwidth greater than or equal to 0.2 and having bandwidth greater than or equal to 500 MHz for UWB. The Japanese UWB regulation for indoor device defined the frequency separate two band low-band (3.4 GHz to 4.8 GHz) and high-band (7.25 GHz to 10.25 GHz) [2]. The UWB antenna is interesting for research to establish for optimize small size including the ultra wideband performance of the impedance matching.

The antenna is an important component for ultra wide band system, and feasible UWB antenna design that include the performances of the impedance matching, the antenna size and the antenna fed line propose. The coplanar waveguide (CPW), this is very suited to a microstrip patch antenna design, and has been widely used, also have wide bandwidth and easy

integration with microwave monolithic integrated circuits (MMICs) [3]-[4]. This scheme is used in design Circular and Elliptical CPW-Fed Slot and Microstrip-Fed Antennas for Ultra wideband Applications. A Compact Slot UWB Antenna with CPW-fed and CPW-fed octagon shape slot antenna for UWB application [4]-[6]. The voltage standing wave ratio (VSWR) is a well-known indication of how good the impedance match is. The VSWR is often abbreviated as SWR. A high VSWR is an indication that the signal is reflected prior to being radiated by the antenna. VSWR and reflected power are different ways of measuring and expressing the same thing. A VSWR of 2:1 or less is considered good. Most commercial antennas, however, are specified to be 1.5:1 or less over some bandwidth. Based on a 100-watt radio, a 1.5:1 VSWR equates to a forward power of 96 watts and a reflected power of 4 watts, or the reflected power is 4.2 percent of the forward power [10].

In this paper, CPW Fed Rectangular slot antenna with line slit for high band UWB considering the high band ultra wide band is proposed. The shape of antenna has simple structure and less number of parameters. The return loss (S_{11}) under -10 dB from 6.23 GHz to 11.34 GHz. Moreover showing

the result from simulation antenna with and without slit, and varies a long of slit in rectangular stub also. The rest of this paper is follows. In section 2 describes the structure of the proposed CPW Fed Rectangular Slot Antenna for High Band UWB Applications. The simulations and measurement result in section 3 and effect of each parameter can found in section 4. Finally the conclusion is given in section 5.

II. ANTENNA GEOMETRY

The geometry and configuration of the CPW-Fed rectangular slot antenna with line slit for high band UWB antenna is shown in Fig. 1. The antenna design was printed on one side of a FR4-Epoxy (PCB) substrate with the thickness $h = 1.6$ mm and the relative dielectric constant $\epsilon_r = 4.3$, loss tangent $\tan \delta = 0.025$, the proposed antenna has small size of $35 \times 30 \text{ mm}^2$ is achieved shown in Fig. 2. The width of the CPW-fed line S is fixed at 4.2 mm and the distance of the gap (g) between symmetric ground planes and fed line is fixed at

0.3 mm to get 50Ω characteristic impedance and SMA Connector is soldered to the 50Ω CPW feeder. The rectangular slot size of $12 \times 25 \text{ mm}^2$ ($W_s \times L_s$) is inner the CPW Fed Rectangular Slot Antenna for High Band UWB Applications. The proposed of antenna has wide bandwidth with omni-directional radiation pattern and good impedance matching in high band frequency with reduced size of antenna, that specific frequency of interest cover high band UWB 7.25 GHz to 10.25 GHz.

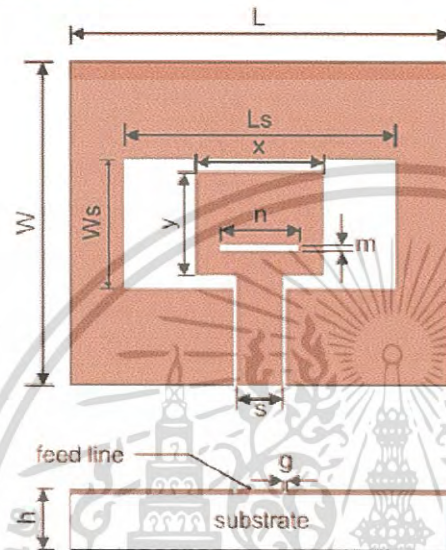


Fig. 1. Geometry of rectangular slot antenna

Table I. Measurement Parameters

Parameter	Value	Parameter	Value
W	30 mm	g	0.3 mm
L	35 mm	y	9.62 mm
Ws	12 mm	x	11.86 mm
Ls	25 mm	m	0.5 mm
S	4.2 mm	n	7.2 mm
h	1.6 mm		

III. SIMULATED AND MEASURED RESULTS

All the simulations were carried out with CST Microwave Studio [11]. The measurement of the proposed antenna was conducted using Vector Network Analyzer (VNA), to analysis return loss for different parameter values has been done by varying one of them and fixed others as constant, and consider Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) and radiation pattern of the antenna also. The proposed antenna optimal parameter values are listed in the table 1. The parameter vary is m, n, x and y, which is long

of slit, width of the stub, length of the stub respectively. The return loss of the antenna compare between with slit and without slit show in Fig. 3, that the simulate results is the antenna with slit give more bandwidth and the return loss under -10 dB are from 6.3 GHz to 11.6 GHz.

The measurement of return loss is carried out with an HP8510 Vector Network Analyzer. Fig. 4a shows results from measured return loss of the proposed antenna with a comparison with simulation results, that is good agreement between simulation and measurement. The return loss from measured less than -10 dB is from 6.23 GHz to 11.34 GHz, bandwidth cover the entire high-band UWB (7.25 GHz to

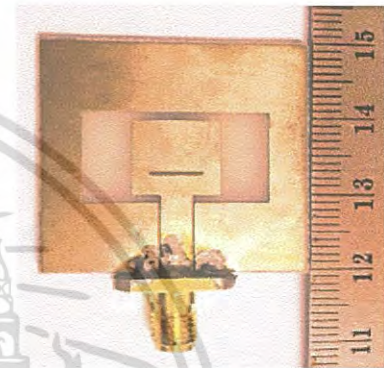


Fig. 2. Prototype of rectangular slot antenna

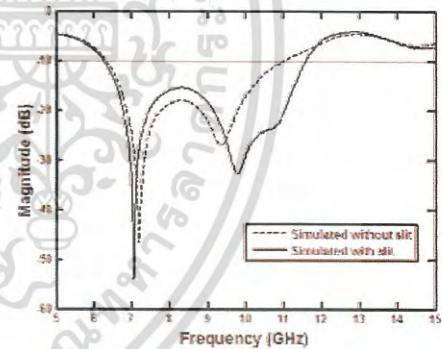


Fig. 3. The comparison between with slit and without slit.

10.25 GHz) and The VSWR shown in Fig. 4b, from measured the VSWR is lower than 1.5 in the frequency range of 6.55 GHz to 10.75 GHz, and lower than 2 in the frequency range of 6.23 GHz to 11.34 GHz.

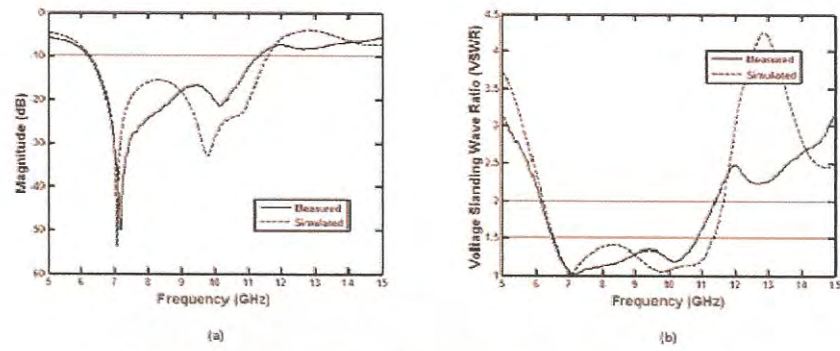


Fig. 4. Simulated and Measured (a) Return loss (S11), (b) VSWR respectively

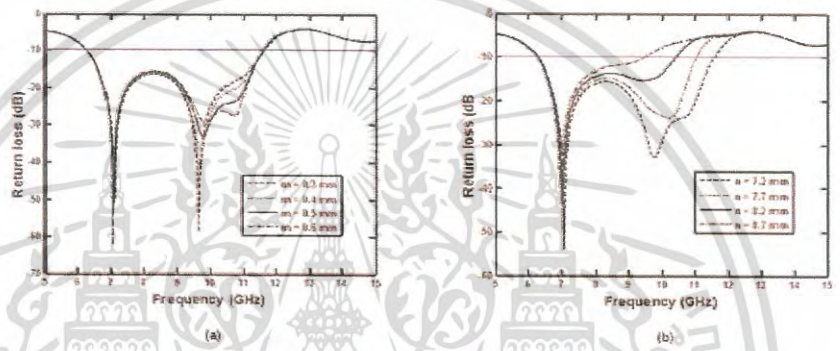


Fig. 5. Simulate return loss for different high of slit : m (a) and width of slit : n (b)

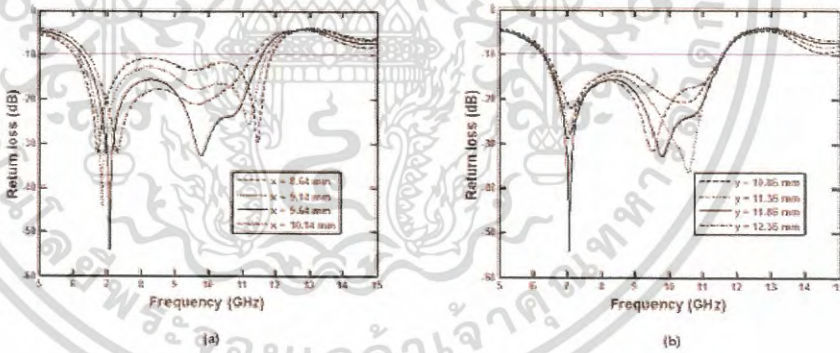


Fig. 6. Simulate return loss for different width of the stub : x (a) and length of the stub : y (b)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

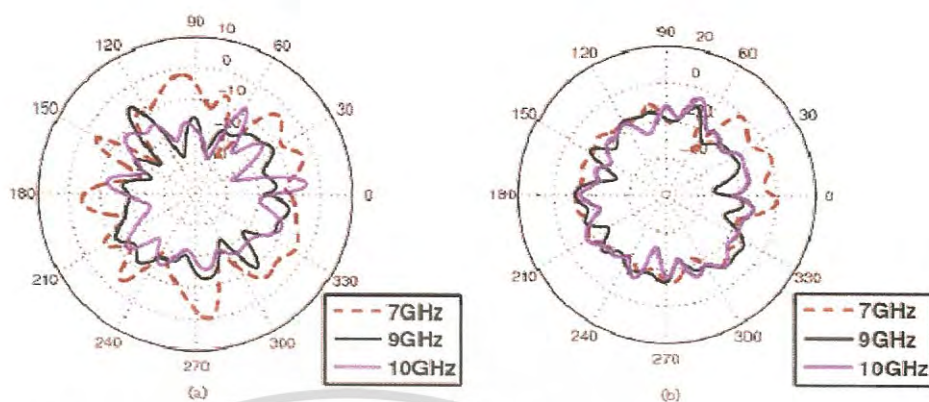


Fig. 7. The radiation patterns (a) the H-plane and (b) E-plane are obtained at 7 GHz, 9 GHz and 10 GHz

IV. EFFECT OF ANTENNA PARAMETERS

The proposed antenna was fabricated using the best parameters shown in Table I. The simulation tool CST Microwave Studio is employed in this paper to perform the design. Consider the parameter when varied parameter in is high of slit, n is width of slit shown in Fig.5 and, x is width of the stub, y is length of the stub, the results from simulations shown in Fig.6. The bandwidth and return loss of the propose antenna can be controlled by adjusting the parameter width of slit (n) and width of the stub (x) follow by high of slit and length of the stub for return loss less than -10 dB. The radiation patterns of the and E-plane and H-plane obtained at 7 GHz, 9 GHz and 10 GHz are shown in Fig. 7.

V. CONCLUSIONS

CPW Fed Rectangular slot antenna with line slit for high band UWB, that antenna structure is simple and bandwidth cover 6.25 GHz to 11.34 GHz. The result from simulations show the antenna with line slit good return loss more than without line slit. The result from measurement shows that the proposed antenna has achieved good impedance matching and voltage standing wave ratio (VSWR) less than 1.5 for high-Ultra wideband (7.25 GHz to 10.25 GHz) applications. So, the propose antenna promising applications for WBANs. The bandwidth and return loss of the propose antenna can be controlled by adjusting the parameter width of slit follow by length of the stub for return loss less than -10 dB.

REFERENCES

- [1] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems," First Report and Order, FCC 02-48, Apr. 2002.
- [2] H. Nikookar, "Introduction to Ultra Wideband for Wireless Communications," 2009 TU Delft, The Netherlands and Ramjee Prasad, Aalborg University, Denmark CTF, Center for TeleInfrastruktur.
- [3] Zhi-Ning Chen and Michael Y. W. Chia, "Broadband Planar Antennas Design and Applications," 2006.
- [4] Daniel Valderris, Juan Ignacio Sanchez, David Puente, Cong Ling and Xiaodong Chen, "ULTRA WIDEBAND ANTENNAS Design and Applications," 2011.
- [5] S. Natarajamanu, "CPW-FED OCTAGON SHAPE SLOT ANTENNA FOR UWB APPLICATION," International conference on ML-CROWAVES, antenna propagation, remote sensing, 2009, foelipur.
- [6] N. Gnanavathi, R. Panideswaran and S. Raghavan, "A CPW-Fed Octagon-Shaped Aperture Antenna for Lower Band UWB Applications," India Conference (INDICON), 2009 Annual IEEE 18-20 Dec 2009.
- [7] Tseng-Tang Ding-Bing Lin, Gang-Hong Liou, Jui-Hong Horng and Chi-Min Li, "A Compact Slot UWB Antenna with CPW-fed," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE, pp. 5143 - 5146, 9-15 June 2007.
- [8] Evangelos S. Angelopoulos, "Circular and Elliptical CPW-Fed Slot and Microstrip-Fed Antennas for Ultrawideband Applications," IEEE ANIENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 5, 2006.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นายชัยรัชต์ ตีปัญญา

วัน เดือน ปีเกิด 19 มิถุนายน 2506 ภูมิลำเนา สระบุรี

ที่อยู่ 39/7 หมู่ 4 ตำบลท่าวาสกรี อำเภอมวกเหล็ก จังหวัดพระนครศรีอยุธยา
13000 โทร 0891411023

ประวัติการศึกษา 2536 อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีคอมพิวเตอร์
อุตสาหกรรม ภาควิชาวิศวกรรมอุตสาหการ คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
2546 ครุศาสตรอุตสาหกรรมมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร
คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร
ลาดกระบัง

ความชำนาญเฉพาะด้าน 1. ออกแบบงานอุตสาหกรรม(งานโลหะ)
2. ออกแบบสายอากาศ

ประสบการณ์ทำงาน ครูปฏิบัติการ ภาควิชาศิลปอุตสาหกรรม คณะสถาปัตยกรรมศาสตร์ สจล.
2529 - 2535
อาจารย์ ภาควิชาศิลปอุตสาหกรรม คณะสถาปัตยกรรมศาสตร์ สจล.
2536 - ปัจจุบัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้