

การทำแบบจำลองการแพร่กระจายภายในอาคารของช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง
โดยใช้วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดโดเมนเวลา

INDOOR PROPAGATION MODELING OF ULTRA WIDEBAND CHANNEL
BY USING FINITE DIFFERENCE TIME DOMAIN METHOD

พรพรรณนิพา ไทยวัฒนาพร
PHANNIPHA THAIWATTANAPORN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

การทำแบบจำลองการแพร่กระจายภายในอาคารของช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง
โดยใช้วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดโดเมนเวลา

INDOOR PROPAGATION MODELING OF ULTRA WIDEBAND CHANNEL
BY USING FINITE DIFFERENCE TIME DOMAIN METHOD



พรรณนิพา ไทยวัฒนาพร

PHANNIPHA THAIWATTANAPORN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

**INDOOR PROPAGATION MODELING OF ULTRA WIDEBAND CHANNEL
BY USING FINITE DIFFERENCE TIME DOMAIN METHOD**

PHANNIPHA THAIWATTANAPORN

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

2007

COPYRIGHT 2007

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การทำแบบจำลองการแพร่กระจายภายในอาคารของช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งโดยใช้วิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเนื่องจำกัดโดเมนเวลา
นักศึกษา	นางสาวพรรณนิภา ไทยวัฒนาพร
รหัสนักศึกษา	48061008
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2550
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.พิชญ์ สุพรรณกุล

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้วิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเนื่องจำกัดโดเมนเวลา (FDTD) แบบแผนคลื่นแม่เหล็กตามขวาง (TM) ในสองมิติ จำลองแบบการแพร่กระจายคลื่นวิทยุภายในอาคาร โดยใช้สัญญาณการกระตุ้น UWB เป็นพัลส์แบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตซึ่งเป็นไปตามนิยามสัญญาณแถบกว้างยิ่ง (UWB) และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารของคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (FCC) ได้แสดงการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าที่แต่ละชั้นเวลาตัวอย่าง แสดงสัญญาณที่รับได้ในตำแหน่งที่กำหนด รวมทั้งแสดงหน้าตัดข้างการประวิงกำลังตามระยะทางที่กำหนด หลังจากนั้นได้นำข้อมูลที่ได้นี้มาทำแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีโดยใช้แบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้น เฟดคิงหลายวิถี และการแผ่ประวิงกำลังสองเฉลี่ยรากที่สอง (RMS) โดยใช้แบบจำลองเชิงสถิติ จากผลที่ได้สามารถเห็นได้ว่าการจำลองแบบ FDTD มีความสะดวกและยืดหยุ่นในการทำแบบจำลองที่ใช้สัญญาณกระตุ้น และสถานะแวดล้อมที่กำหนดสำหรับการแพร่กระจายคลื่นวิทยุภายในอาคาร UWB

Thesis Title	Indoor Propagation Modeling of Ultra Wideband Channel by Using Finite Difference Time Domain Method
Student	Miss Phannipha Thaiwattanaporn
Student ID	48061008
Degree	Master of Engineering
Program	Information Engineering
Year	2007
Thesis Advisor	Asst. Prof. Pichaya Supanakoon

ABSTRACT

In this thesis, a two-dimensional transverse magnetic (TM) mode of finite difference time domain (FDTD) method is used to simulate the indoor radio wave propagation. The modulated Gaussian pulse satisfied the ultra wideband (UWB) signal definition and Federal Communications Commission (FCC) indoor limit spectral mask is used as the UWB excitation signal. The propagation of electric field at each example time step is demonstrated. The received signals at specific locations and the power delay profiles along specific distances are shown. Furthermore, these obtained data are modeled the path loss using linear regression model, multipath fading and Root mean square (RMS) delay spread using statistical models. From the results, we can see that the FDTD simulation is convenient and flexible to use the specific excitation signals and environments for modeling the UWB indoor radio wave propagation.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาและคำปรึกษา คำชี้แนะช่วยเหลือปัญหาตลอดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า จากอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผศ.พิชญ์ สุพรรณกุล ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์ และกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ อาจารย์สถาพร พรหมวงศ์ ผศ.มนต์ชัย แซ่มะซ้อย และกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ทุกท่านที่ได้กรุณาให้คำแนะนำตลอดจนชี้แนะ จนในที่สุดทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้

ขอขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

สุดท้ายต้องขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกๆ เรื่อง ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดา มารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่งของข้าพเจ้า

พรรณนิพา ไทยวัฒนาพร

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
รายการคำย่อและสัญลักษณ์.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 การเปรียบเทียบวิธีที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน.....	3
1.6 ขอบเขตการวิจัย.....	4
1.7 ขั้นตอนของการศึกษา.....	4
บทที่ 2 ระบบการสื่อสาร UWB.....	5
2.1 บทนำ.....	5
2.2 ลักษณะเฉพาะของระบบการสื่อสาร UWB.....	5
2.3 จุดเด่นของระบบการสื่อสาร UWB.....	7
2.4 กฎข้อบังคับของระบบการสื่อสาร UWB.....	7
2.4.1 กฎข้อบังคับของระบบ UWB ในสหรัฐอเมริกา.....	8
2.4.2 กฎข้อบังคับของระบบ UWB ในยุโรป.....	8
2.5 นิยามของสัญญาณ UWB.....	10
2.6 รูปคลื่น UWB.....	10
2.7 บทสรุป.....	11

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา.....	12
3.1 บทนำ.....	12
3.2 แนวความคิดของอี.....	12
3.3 สมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัด.....	15
3.4 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข.....	17
3.5 สัญญาณการกระตุ้น UWB.....	18
3.6 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนชั้นแมตซ์สมบูรณ์ (PML ABC).....	18
3.7 การทำขึ้นเวลาแบบเอกซ์โพเนนเชียล.....	21
3.8 บทสรุป.....	22
บทที่ 4 ทฤษฎีการจำลองแบบการแพร่กระจาย.....	23
4.1 บทนำ.....	23
4.2 การสูญเสียเชิงวิถี.....	23
4.3 เฟดดิ้งหลายวิถี.....	24
4.4 การแผ่ประวิง RMS.....	24
4.5 แบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้น.....	25
4.6 แบบจำลองเชิงสถิติ.....	27
4.6.1 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (PDF).....	27
4.6.2 ฟังก์ชันการแจกแจงสะสม (CDF).....	27
4.7 บทสรุป.....	28
บทที่ 5 ผลการจำลองแบบเชิงตัวเลข.....	29
5.1 บทนำ.....	29
5.2 การจำลองแบบ FDTD.....	29
5.3 สัญญาณการกระตุ้น UWB.....	30
5.4 การแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า.....	32
5.5 สัญญาณที่รับได้.....	34
5.6 หน้าตัดข้างการแผ่ประวิงกำลัง.....	36

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.7 การสูญเสียเชิงวิถี.....	37
5.8 เฟดคิงหลายวิถี.....	41
5.9 การแผ่ประวิง RMS.....	43
5.10 บทสรุป.....	45
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	46
6.1 บทนำ.....	46
6.2 แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี.....	46
6.3 แบบจำลองเฟดคิงหลายวิถี.....	46
6.4 แบบจำลองการแผ่ประวิง RMS.....	47
6.5 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา.....	47
เอกสารอ้างอิง.....	49
ภาคผนวก ก. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์.....	52
ประวัติผู้เขียน.....	72

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ข้อจำกัดในการแพร่กระจาย PSD ที่กำหนดโดย FCC สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร.....	8
2.2 ข้อจำกัดในการแพร่กระจาย PSD ที่กำหนดโดย ETSI สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร.....	9
5.1 คุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าของวัสดุต่าง ๆ.....	29
6.1 พารามิเตอร์ของแบบจำลองรีเกสชันเชิงเส้นที่ใช้ทำแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี.....	46
6.2 พารามิเตอร์ของแบบจำลองเชิงสถิติที่ใช้ทำแบบจำลองเฟดดิ้งหลายวิถี.....	47
6.3 พารามิเตอร์ของแบบจำลองเชิงสถิติที่ใช้ทำแบบจำลองการแผ่ประวิง RMS.....	47

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 (ก) ลักษณะของสัญญาณพัลส์ในโดเมนเวลา (ข) PSD ของสัญญาณในโดเมนความถี่.....	6
2.2 สเปกตรัมของการสื่อสาร UWB เทียบกับสเปกตรัมของระบบแถบแคบอื่น.....	6
2.3 การเปรียบเทียบข้อจำกัดสเปกตรัมความถี่โดย FCC และ ETSI ของการสื่อสาร UWB ภายในอาคาร.....	9
2.4 การเปรียบเทียบข้อจำกัดสเปกตรัมความถี่โดย FCC และ ETSI ของการสื่อสาร UWB ภายนอกอาคาร.....	9
3.1 ตำแหน่งของส่วนประกอบเวกเตอร์สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในหน่วยเซลล์ลูกบาศก์ ตามแนวความคิดของยี.....	13
3.2 แบบแผนชั้นเวลาตีฟรอกตามแนวความคิดของยี สำหรับการแพร่กระจายของคลื่นใน หนึ่งมิติ.....	14
3.3 โครงสร้างของกริด FDTD สองมิติที่มี PML ABC.....	20
4.1 ตัวอย่างการทำแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้น.....	25
5.1 โครงสร้างและขนาดของห้องที่ใช้จำลองแบบเชิงตัวเลข FDTD.....	30
5.2 รูปคลื่นเกาส์ที่ถูกมอดูเลตในโดเมนเวลาซึ่งใช้เป็นสัญญาณการกระตุ้น UWB.....	31
5.3 PSD ที่แผ่กระจายออกมาจากรูปคลื่นเกาส์ที่ถูกมอดูเลตเปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับ ข้อจำกัดภายในอาคาร.....	31
5.4 แบบรูปการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าที่ขึ้นเวลา 500.....	32
5.5 แบบรูปการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าที่ขึ้นเวลา 1000.....	32
5.6 แบบรูปการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าที่ขึ้นเวลา 1500.....	33
5.7 แบบรูปการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าที่ขึ้นเวลา 2000.....	33
5.8 ตำแหน่ง A_1 , A_2 , A_3 , B_1 , B_2 , และ B_3 ที่ใช้หาสัญญาณที่รับได้.....	34
5.9 สัญญาณที่รับได้ที่ตำแหน่ง A_1 , A_2 และ A_3 ซึ่งมีสถานะแวดล้อมเป็น LOS.....	35
5.10 สัญญาณที่รับได้ที่ตำแหน่ง B_1 , B_2 และ B_3 ซึ่งมีสถานะแวดล้อมเป็น OBS.....	35
5.11 ระยะทาง AA' ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม LOS และ BB' ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม OBS ที่ใช้หา หน้าตัดข้างการประวิงเวลา.....	36
5.12 หน้าตัดข้างการประวิงกำลังตามระยะทาง AA'.....	37
5.13 หน้าตัดข้างการประวิงกำลังตามระยะทาง BB'.....	37

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.14 การสูญเสียเชิงวิถีในอวกาศว่างที่ได้มาจากการจำลองแบบ FDTD เปรียบเทียบกับที่ได้จาก สูตรการส่งผ่านของฟรีสที่ระยะทาง 0.1 m ถึง 10 m.....	38
5.15 บริเวณพื้นที่ #1 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม LOS และบริเวณพื้นที่ #2 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม OBS ที่ใช้หาแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี เฟดดิ้งหลายวิถี และการแผ่ประวิง RMS.....	39
5.16 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากการจำลองแบบ FDTD และแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นในบริเวณ พื้นที่ #1 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม LOS.....	40
5.17 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากการจำลองแบบ FDTD และแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นในบริเวณ พื้นที่ #2 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม OBS.....	40
5.18 PDF ของเฟดดิ้งหลายวิถีในบริเวณพื้นที่ #1 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม LOS.....	41
5.19 CDF ของเฟดดิ้งหลายวิถีในบริเวณพื้นที่ #1 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม LOS.....	41
5.20 PDF ของเฟดดิ้งหลายวิถีในบริเวณพื้นที่ #2 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม OBS.....	42
5.21 CDF ของเฟดดิ้งหลายวิถีในบริเวณพื้นที่ #2 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม OBS.....	42
5.22 PDF ของการแผ่ประวิง RMS ในบริเวณพื้นที่ #1 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม LOS.....	43
5.23 CDF ของการแผ่ประวิง RMS ในบริเวณพื้นที่ #1 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม LOS.....	43
5.24 PDF ของการแผ่ประวิง RMS ในบริเวณพื้นที่ #2 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม OBS.....	44
5.25 CDF ของการแผ่ประวิง RMS ในบริเวณพื้นที่ #2 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม OBS.....	44

รายการคำย่อและสัญลักษณ์

เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorbing Boundary Condition)	ABC
ฟังก์ชันการแจกแจงสะสม (Cumulative Distribution Function)	CDF
กระแสตรง (Direct Current)	DC
สถาบันกำหนดมาตรฐานทางโทรคมนาคมแห่งสหภาพยุโรป (European Telecommunications Standards Institute)	ETSI
คณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Communications Commission)	FCC
ผลต่างสืบเนื่องจำกัดโดเมนเวลา (Finite Difference Time Domain)	FDTD
สหพันธ์โทรคมนาคมระหว่างประเทศ (International Telecommunication Union)	ITU
เส้นทางการมองเห็น (Line-of-Sight)	LOS
ที่มีสิ่งกีดขวาง (Obstructed)	OBS
ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability Density Function)	PDF
ชั้นแมตช์สมบูรณ์ (Perfectly Matched Layer)	PML
ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (Power Spectral Density)	PSD
ความถี่วิทยุ (Radio Frequency)	RF
กำลังสองเฉลี่ยรากที่สอง (Root Mean Square)	RMS
แม่เหล็กตามขวาง (Transverse Magnetic)	TM
แถบกว้างยิ่ง (Ultra Wideband)	UWB
กลุ่มการทำงานแถบกว้างยิ่ง (Ultra Wideband Work Group)	UWBWG
เครือข่ายพื้นที่ส่วนบุคคลไร้สาย (Wireless Personal Area Network)	WPAN
แอมแปร์ (Ampere)	A
ฟารัด (Farad)	F
กิกกะเฮิรตซ์ (Gigahertz)	GHz
เฮนรี (Henry)	H
เฮิรตซ์ (Hertz)	Hz
เมกกะเฮิรตซ์ (Megahertz)	MHz
ซีเมนส์ (Siemens)	S
โวลต์ (Volt)	V
วัตต์ (Watt)	W
เดซิเบล (Decibel)	dB

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

เดซิเบลเทียบกับกำลัง 1 มิลลิวัตต์ (Decibel Relative to Power of 1 Milliwatt)	dBm
เมตร (Meter)	m
มิลลิโวลต์ (Millivolt)	mV
นาโนวินาที (Nanosecond)	ns
พิโกวัตต์ (Picowatt)	pW
วินาที (Second)	s
โอห์ม (Ohm)	Ω
ไมโครโวลต์ (Microvolt)	μV
แอมพลิจูดสูงสุด (Maximum Amplitude), V, V/m	\hat{A}
สนามไฟฟ้า (Electric Field), V/m	E
สนามไฟฟ้าที่รับได้ (Received Electric Field), V/m	E_r
สนามไฟฟ้าการกระตุ้น (Excitation Electric Field), V/m	E_s
CDF ของตัวแปรสุ่ม X (CDF of X Random Variable)	F_x
สนามแม่เหล็ก (Magnetic Field), A/m	H
จำนวนข้อมูล (Number of Data)	M
ขั้นเวลาทั้งหมด (Total Time Step)	N
การสูญเสียเชิงวิถี (Path Loss)	PL
การสูญเสียเชิงวิถีเฉลี่ย (Average Path Loss)	\overline{PL}
ตัวร่วมการสะท้อนที่มุมศูนย์องศา (Reflection Factor at Zero Degree Angle)	$R(0)$
ความหนาแน่นสเปกตรัมของรูปคลื่น (Spectral Density of Waveform), V/Hz	V
ตัวแปรสุ่ม (Random Variable)	X
พารามิเตอร์เฟดดิ้งหลายวิถี (Multipath Fading Parameter)	X_σ
พารามิเตอร์ของแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้น (Parameter of Linear Regression Model)	a
พารามิเตอร์ของแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้น (Parameter of Linear Regression Model)	b
ระยะทาง (Distance), m	d
ระยะทางอ้างอิง (Reference Distance), m	d_0
ค่าผิดพลาดกำลังสองทั้งหมด (Total Square Error)	e
ความถี่ (Frequency), Hz	f
แบนด์วิดท์ (Bandwidth), Hz	f_b

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

ความถี่พาห้ (Carrier Frequency), Hz	f_c
ความถี่สูงสุด (Upper Frequency), Hz	f_H
ความถี่ต่ำสุด (Lower Frequency), Hz	f_L
PDF ของตัวแปรสุ่ม X (PDF of X Random Variable)	f_X
อันดับการเพิ่มขึ้น (Order of Increment)	m
เลขยกกำลังการสูญเสียเชิงวิถี (Path Loss Exponent)	n
เวลา (Time), s	t
คุณลักษณะ $1/e$ ของเวลาที่ลดลง ($1/e$ Characteristic Decay Time), s	t_d
รูปคลื่น (Waveform), V	v
ส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน (Standard Deviation)	σ
สภาพนำ (Conductivity), S/m	σ
สภาพนำมากที่สุด (Maximum Conductivity), S/m	σ_{\max}
สภาพนำในทิศทาง x (Conductivity in x Direction), S/m	σ_x
สภาพนำในทิศทาง y (Conductivity in y Direction), S/m	σ_y
สภาพต้านทานทางแม่เหล็กสมมูล (Equivalent Magnetic Resistivity), Ω/m	σ^*
สภาพต้านทานทางแม่เหล็กสมมูลในทิศทาง x (Equivalent Magnetic Resistivity in x Direction), Ω/m	σ_x^*
สภาพต้านทานทางแม่เหล็กสมมูลในทิศทาง y (Equivalent Magnetic Resistivity in y Direction), Ω/m	σ_y^*
สภาพยอม (Permittivity), F/m	ϵ
สภาพยอมสัมพัทธ์ (Relative Permittivity),	ϵ_r
ความลึกของแต่ละ PML (Depth of Each PML), m	ρ
ความลึกทั้งหมดของ PML (Total Depth of PML), m	δ
ค่าเฉลี่ย (Mean)	μ
ความซึมได้ (Permeability), H/m	μ
การประวิงเวลา (Time Delay), s	τ
การประวิงเวลามากที่สุด (Maximum Time Delay), s	τ_{\max}
การประวิงเข้าถึงเฉลี่ย (Mean Excess Delay), s	$\bar{\tau}$
การแผ่ประวิง RMS (RMS Delay Spread), s	$\overline{\tau^2}$

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

ค่าที่เพิ่มขึ้นของเวลา (Time Increment), s	Δt
ค่าที่เพิ่มขึ้นของสเปซในทิศทาง x (Space Increment in x Direction), m	Δx
ค่าที่เพิ่มขึ้นของสเปซในทิศทาง y (Space Increment in y Direction), m	Δy

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันนี้ เทคโนโลยีวิทยุแถบกว้างยิ่ง (UWB) ได้กลายเป็นหัวข้อสำคัญสำหรับการสื่อสารแบบไมโครเวฟ เนื่องจากมีราคาถูกและใช้กำลังส่งที่ต่ำ [1]-[3] เทคโนโลยี UWB ต่างจากเทคโนโลยีของความถี่วิทยุ (RF) อื่นตรงแทนที่จะใช้ความถี่คลื่นพาห์ แต่ UWB จะส่งพัลส์ที่มีความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (PSD) อยู่ในช่วงสเปกตรัมความถี่ที่กว้างมากแทน คณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (FCC) [4] ได้กำหนดให้ UWB มีสเปกตรัมความถี่อยู่ในช่วงตั้งแต่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz และ FCC ยังได้นิยามสัญญาณ UWB ให้มีแบนด์วิดท์ที่เชิงเศษส่วนมากกว่าหรือเท่ากับ 0.20 หรือมีแบนด์วิดท์มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz

การสื่อสารวิทยุภายในอาคารกลายเป็นเรื่องที่น่าสนใจมากในปัจจุบัน ซึ่งมีหลายงานวิจัยที่ได้รายงานการวัดผลตอบสนองอิมพัลส์แถบกว้าง [5]-[7] ข้อมูลที่ได้เหล่านี้เป็นประโยชน์ต่อการทำนายอัตราข้อมูลมากที่สุดที่ไม่ทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญญาณ และใช้ทดสอบเทคนิคต่างๆ เช่น ไคเวอร์ซิตี และการปรับเท่า ในการออกแบบ การประเมิน และการติดตั้งที่มีประสิทธิภาพในสภาวะแวดล้อมภายในอาคารต้องการข้อมูลคุณสมบัติที่เที่ยงตรงของการแพร่กระจายคลื่น ดังนั้น จึงจำเป็นที่จะต้องพิจารณาคุณสมบัติของคลื่นในสภาวะแวดล้อมภายในอาคาร

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นจะเห็นได้ว่าระบบการสื่อสาร UWB จะกลายมาเป็นระบบการสื่อสารไร้สายที่สำคัญในอนาคตอันใกล้ และจะนำมาใช้กับโครงข่ายพื้นที่ส่วนบุคคลไร้สาย (WPAN) [8] ซึ่งส่วนใหญ่จะมีการใช้งานภายในอาคาร ดังนั้น การทำแบบจำลองการแพร่กระจายภายในอาคารของช่องสัญญาณ UWB จึงเป็นสิ่งที่น่าสนใจ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แสดงการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าที่แต่ละชั้นเวลาตัวอย่าง รวมทั้งแสดงหน้าต่างการประวิงกำลังตามระยะทางที่กำหนด หลังจากนั้นนำข้อมูลที่ได้นี้มาทำแบบจำลองโดยพิจารณาในสภาวะแวดล้อมเส้นทางการมองเห็น (LOS) และที่มีสิ่งกีดขวาง (OBS) ได้แสดงการสูญเสียเชิงวิถีโดยใช้แบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้น แสดงเฟดดิ้งหลายวิถี และการแผ่ประวิงกำลังสองเฉลี่ยรากที่สอง (RMS) โดยใช้แบบจำลองเชิงสถิติ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังเพื่อนำเสนอการใช้วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดโดเมนเวลา (FDTD) แบบแผนคลื่นแม่เหล็กตามขวาง (TM) ในสองมิติ [9], [10] ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข [11] และมีเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนชั้นเมตซ์สมบูรณ์ (PML ABC) [12] ได้ใช้วิธี FDTD ที่วิเคราะห์ในโดเมนเวลาจำลองแบบการแพร่กระจายคลื่นวิทยุภายในอาคารของการสื่อสาร UWB โดยกำหนดสนามกระตุ้นให้เป็นพัลส์แบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตซึ่งเป็นไปตามนิยามสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารของ FCC [13] และแก้ปัญหาจากที่ต้องใช้ทรัพยากรคอมพิวเตอร์ที่มากโดยทำการวิเคราะห์แบบแผนคลื่น TM ในสองมิติ ซึ่งจะสอดคล้องกับการแพร่กระจายที่เกิดจากสายอากาศแบบรอบทิศทางที่มีการโพลาริไซซ์ในแนวตั้ง

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การศึกษาในวิทยานิพนธ์นี้ได้ตั้งสมมติฐานให้แหล่งกำเนิดสัญญาณเป็นแหล่งกำเนิดแบบเส้น โดยมีคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเหมือนกับสายอากาศแบบรอบทิศทางที่มีการโพลาริไซซ์ในแนวตั้ง เมื่อพิจารณาในระนาบแนวนอนเพียงอย่างเดียว ดังนั้น จึงใช้วิธี FDTD แบบแผนคลื่น TM ในสองมิติมาจำลองแบบของการศึกษานี้ โดยกำหนดให้มีชั้นเวลาเท่ากับเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขของชั้นเวลาเมจิก ซึ่งเป็นเงื่อนไขที่ทำให้มีค่าผิดพลาดเชิงตัวเลขน้อยสุด โดเมนการคำนวณได้พิจารณาเพียงห้องเดียว และได้ตัดผลกระทบของสภาวะแวดล้อมที่อยู่ด้านนอกของห้องที่กำลังศึกษาออกไปโดยใช้ PML ABC ล้อมรอบโดเมนการคำนวณนี้ เพื่อดูดกลืนสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ผ่านออกมาจากห้องที่กำลังศึกษาอยู่ไม่ให้สะท้อนกลับเข้าไปอีก สัญญาณการกระตุ้นได้ใช้รูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต โดยได้หาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดบนสมมติฐานของรูปคลื่นที่มีแอมพลิจูดสูงสุดและมีกำลังเฉลี่ยมากที่สุด รวมทั้งเป็นไปตามนิยามของสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารที่กำหนดโดย FCC

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

การจำลองแบบการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าได้ใช้ทฤษฎี FDTD แบบแผนคลื่น TM ในสองมิติ ที่เป็นไปตามเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข ซึ่งเป็นวิธีที่ทำการจำลองแบบในโดเมนเวลา สามารถวิเคราะห์สัญญาณที่มีความกว้างพัลส์แคบและมีแบนด์วิดท์ที่กว้างมากได้ในการจำลองแบบเพียงครั้งเดียว ทำให้วิธีนี้เหมาะสมสำหรับการจำลองแบบการแพร่กระจายของสัญญาณ UWB รวมทั้งได้ทำการจำลองแบบในสองมิติ ทำให้ใช้ทรัพยากรของคอมพิวเตอร์ไม่มาก โดยที่ขอบโดเมนการคำนวณได้ใช้ PML ABC ซึ่งเป็นชนิดที่มีประสิทธิภาพในการดูดกลืนและลดการสะท้อนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดีที่สุด สัญญาณการกระตุ้นได้ใช้รูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูก

มอดูเลตที่มีคุณสมบัติเป็นไปตามนิยามของสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารที่กำหนดโดย FCC ได้ศึกษากลไกและคุณสมบัติการแพร่กระจายของสัญญาณ UWB ในแต่ละชั้นเวลาที่กำหนด รวมทั้งได้หาหน้าตัดข้างการประวิงกำลังตามเส้นทางที่กำหนด ได้ศึกษาคุณสมบัติของการสูญเสียเชิงวิถีโดยใช้ทฤษฎีแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้น รวมทั้งได้ศึกษาคุณสมบัติของเฟดดิ้งหลายวิถี และการแผ่ประวิง RMS โดยใช้ทฤษฎีแบบจำลองเชิงสถิติ ซึ่งในแบบจำลองสถิติจะใช้ทฤษฎีของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (PDF) และฟังก์ชันการแจกแจงสะสม (CDF)

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

การทำแบบจำลองการแพร่กระจายสำหรับการสื่อสารไร้สายทั่วไปรวมทั้งการสื่อสาร UWB ที่ใช้วิธีเชิงตัวเลขจะมีอยู่สองวิธีที่นิยมใช้คือเทคนิคการติดตามรังสี และวิธี FDTD

เทคนิคการติดตามรังสีได้แสดงให้เห็นว่าเป็นเทคนิคหนึ่งที่มีความหวังในการนำมาใช้สำหรับการแพร่กระจายวิทยุภายในอาคาร [14]-[17] ซึ่งสามารถทำแบบจำลองในสภาวะแวดล้อมที่มีขนาดใหญ่ได้ เนื่องจากใช้หน่วยความจำไม่มาก และพิจารณาเฉพาะรังสีตรง ส่งผ่าน สะท้อน และเลี้ยวเบน ในจำนวนจำกัดที่ได้กำหนดไว้เท่านั้น แต่เทคนิคการติดตามรังสีที่ใช้ในปัจจุบันเป็นเทคนิคที่จำลองแบบการแพร่กระจายในโดเมนความถี่ ทำการพิจารณาที่ความถี่เดียว ซึ่งสามารถใช้ทำแบบจำลองของการสื่อสารแถบแคบได้เป็นอย่างดี แต่สำหรับการสื่อสาร UWB จะต้องมีการพัฒนาสูตรการติดตามรังสีเพื่อให้สามารถพิจารณาช่วงความถี่ของสัญญาณได้กว้าง

วิธี FDTD สามารถคำนวณการแพร่กระจายสนามในโครงสร้างที่มีความสูญเสียและซับซ้อนได้อย่างละเอียด และมีความเที่ยงตรงสูง ทำการวิเคราะห์ในโดเมนเวลา จึงสามารถพิจารณาช่วงแบนด์วิดท์ได้กว้างในการจำลองการทำงานเพียงครั้งเดียว ซึ่งเป็นคุณสมบัติของสัญญาณ UWB แต่ข้อจำกัดที่สำคัญของวิธี FDTD นี้ก็คือต้องการทรัพยากรคอมพิวเตอร์ที่มากเมื่อเปรียบเทียบกับเทคนิคการติดตามรังสี

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอการประยุกต์ใช้วิธี FDTD แบบแผนคลื่น TM ในสองมิติ ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข และมี PML ABC จำลองแบบการแพร่กระจายคลื่นวิทยุภายในอาคารของการสื่อสาร UWB โดยใช้สัญญาณกระตุ้น UWB เป็นพัลส์แบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตซึ่งเป็นไปตามนิยามสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารที่กำหนดโดย FCC และแก้ปัญหาจากที่ต้องใช้ทรัพยากรคอมพิวเตอร์ที่มากโดยทำการวิเคราะห์แบบแผนคลื่น TM ในสองมิติ ซึ่งจะสอดคล้องกับการแพร่กระจายที่เกิดจากสายอากาศแบบรอบทิศทางที่มีการโพลาไรซ์ในแนวตั้ง

1.6 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำแบบจำลองการแพร่กระจายโดยใช้วิธี FDTD แบบแผนคลื่น TM ในสองมิติ ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข และมี PML ABC จำลองแบบการแพร่กระจายคลื่นวิทยุภายในอาคารของการสื่อสาร UWB โดยใช้สัญญาณกระตุ้น UWB เป็นพัลส์แบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตซึ่งเป็นไปตามนิยามสัญญาณ UWB และสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารที่กำหนดโดย FCC และแสดงการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าในแต่ละชั้นเวลาตัวอย่าง รวมทั้งแสดงหน้าตัดข้างการประวิงกำลังตามระยะทางที่กำหนด ซึ่งได้นำข้อมูลที่ได้นี้มาทำแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีโดยใช้แบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้น หากคุณสมบัติเฟดดิ้งหลายวิถีและการแผ่ประวิง RMS โดยใช้แบบจำลองเชิงสถิติ ซึ่งได้แสดงเป็น PDF และ CDF

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งการศึกษาออกเป็น 6 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงบทนำ ซึ่งประกอบไปด้วยความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย การเปรียบเทียบระหว่างวิธีที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน ขอบเขตการวิจัย และขั้นตอนของการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงระบบการสื่อสาร UWB ซึ่งประกอบไปด้วยบทนำ ลักษณะเฉพาะของการสื่อสาร UWB จุดเด่นของระบบการสื่อสาร UWB กฎข้อบังคับของระบบการสื่อสาร UWB นิยามของสัญญาณ UWB รูปคลื่น UWB และบทสรุป

บทที่ 3 กล่าวถึงวิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดโดเมนเวลา ซึ่งประกอบไปด้วย บทนำ แนวความคิดของวิธี สมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัด เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข สัญญาณการกระตุ้น UWB PML ABC การทำขึ้นเวลาแบบเอกซ์โพเนนเชียล และบทสรุป

บทที่ 4 กล่าวถึงทฤษฎีการทำแบบจำลองการแพร่กระจาย ซึ่งประกอบไปด้วยบทนำ การสูญเสียเชิงวิถี เฟดดิ้งหลายวิถี การแผ่ประวิง RMS แบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้น แบบจำลองเชิงสถิติ และบทสรุป

บทที่ 5 กล่าวถึงผลการจำลองแบบเชิงตัวเลข ซึ่งประกอบไปด้วยบทนำ การจำลองแบบ FDTD สัญญาณการกระตุ้น UWB การแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า สัญญาณที่รับได้ หน้าตัดข้างการแผ่ประวิงกำลัง การสูญเสียเชิงวิถี เฟดดิ้งหลายวิถี การแผ่ประวิง RMS และบทสรุป

บทที่ 6 กล่าวถึงสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ ซึ่งประกอบไปด้วยบทนำ แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี แบบจำลองเฟดดิ้งหลายวิถี แบบจำลองการแผ่ประวิง RMS ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

บทที่ 2

ระบบการสื่อสาร UWB

2.1 บทนำ

เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายได้เข้ามามีบทบาทในวงการสื่อสารไร้สายเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากมีความสะดวกสบายในการติดต่อสื่อสารระหว่างอุปกรณ์ต่างๆ ภายในอาคาร ภายในบ้าน นอกจากนี้ยังมีความต้องการอัตราการรับส่งข้อมูลสูง และมีความต้องการการส่งข้อมูลในปริมาณที่มาก จึงทำให้มีการพัฒนาระบบการสื่อสารไร้สายให้สอดคล้องกับความต้องการของผู้ที่ใช้งาน ซึ่งก็คือเทคโนโลยีการสื่อสาร UWB

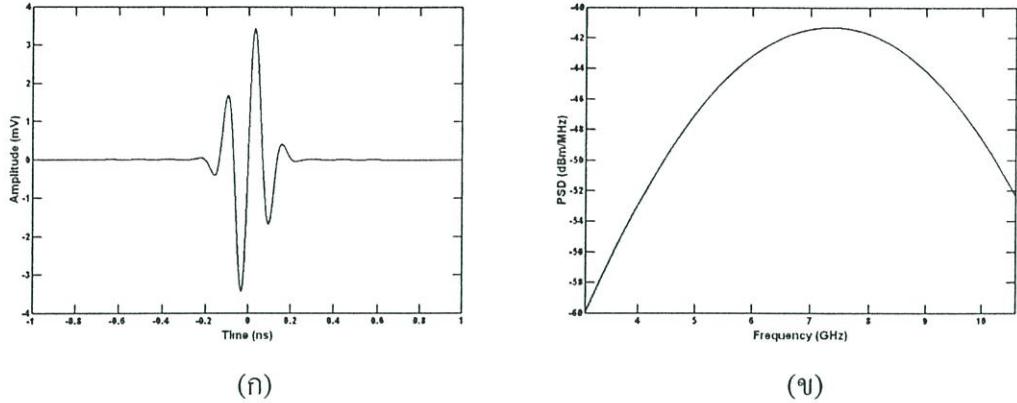
2.2 ลักษณะเฉพาะของการสื่อสาร UWB

ในปัจจุบันได้มีการเริ่มนำเอาเทคโนโลยี UWB มาใช้ในระบบการสื่อสารมากขึ้น เนื่องจากมีการพัฒนาเทคโนโลยีการสวิตช์ความเร็วสูง จึงทำให้เทคโนโลยี UWB ได้รับความสนใจที่จะนำมาใช้ในระบบการสื่อสารหลายสื่อ หรือระบบการสื่อสารที่ต้องการอัตราการรับส่งข้อมูลที่สูง ทั้งนี้เนื่องจากการใช้แถบความถี่ในการส่งที่กว้างมาก โดยมีกำลังส่งที่ต่ำจึงทำให้สามารถส่งข้อมูลได้เป็นจำนวนมาก นอกจากนี้เทคโนโลยี UWB ยังมีความแตกต่างจากเทคโนโลยีการสื่อสารที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน 2 ประการ คือ

1. ระบบการสื่อสาร UWB มีการใช้แบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนในการส่งสัญญาณมากกว่าหรือเท่ากับ 0.2 นอกจากนี้ระบบการสื่อสาร UWB ยังสามารถพิจารณาแบนด์วิดท์ในการส่งสัญญาณได้อีกรูปแบบหนึ่งคือแบนด์วิดท์ที่ใช้มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz

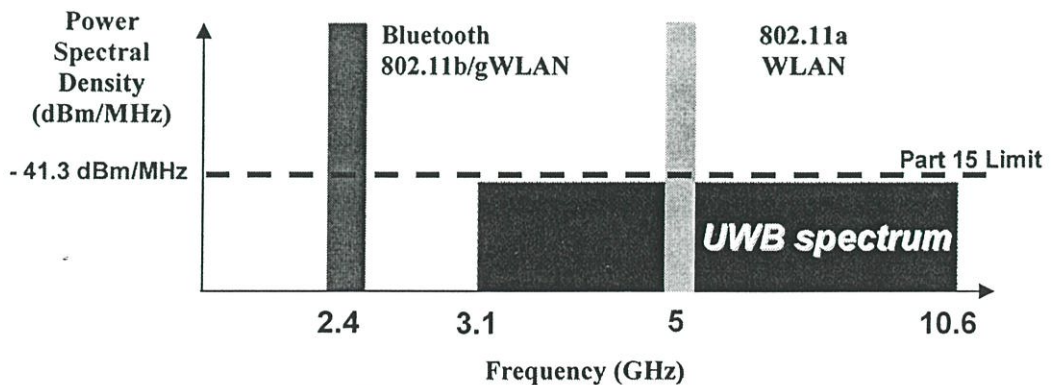
2. ระบบการสื่อสาร UWB เป็นระบบการสื่อสารที่ไม่ต้องมีการมอดูเลตสัญญาณพาห้เข้ากับสัญญาณข้อมูลก่อนทำการส่งข่าวสาร ดังนั้นในภาคส่งของระบบการสื่อสาร UWB จึงไม่ต้องใช้อุปกรณ์ประเภทการมอดูเลตความถี่วิทยุ และเครื่องส่งที่มีกำลังมาก จึงเป็นการลดต้นทุนของระบบการสื่อสาร

ระบบ UWB เป็นเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายที่แตกต่างจากการสื่อสาร RF แบบอื่นๆ จุดเด่นของระบบ UWB คือเป็นระบบสื่อสารที่ไม่ต้องใช้คลื่นพาห้เหมือนในระบบอื่น สัญญาณของระบบ UWB จะเป็นสัญญาณพัลส์ โดยจะเป็นพัลส์แคบๆ ขนาดประมาณ 0.4 ns จึงทำให้มีความหนาแน่นสเปกตรัมที่กว้างมาก ดังนั้นจึงแผ่กระจายครอบคลุมช่วงความถี่ได้กว้างในระดับ GHz ลักษณะของสัญญาณพัลส์ และ PSD ของสัญญาณแสดงไว้ในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 (ก) ลักษณะของสัญญาณพัลส์ในโดเมนเวลา (ข) PSD ของสัญญาณในโดเมนความถี่

สำหรับความถี่ที่ใช้ในเทคโนโลยีการสื่อสาร UWB ทาง FCC ได้กำหนดให้ระบบการสื่อสารนี้มีแถบความถี่หลักอยู่ในช่วง 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz ซึ่งมีแบนด์วิดท์มากที่สุดเท่ากับ 7.5 GHz จากช่วงความถี่ที่ทาง FCC ได้กำหนดขึ้นมาให้ใช้มีขนาดกว้างมาก จึงทำให้สัญญาณที่ใช้ส่งในระบบการสื่อสาร UWB ส่งข้อมูลข่าวสารได้เป็นจำนวนมาก เนื่องจากระบบการสื่อสาร UWB มีแบนด์วิดท์ที่กว้างมาก จึงทำให้เกิดการทับซ้อนกับระบบการสื่อสารที่ใช้กันอยู่ปัจจุบันหรือระบบการสื่อสารแถบแคบ ทาง FCC จึงได้มีการกำหนด PSD ของสัญญาณ UWB ที่แผ่กระจายออกมาในแถบความถี่หลักไม่เกินระดับ -41.3 dBm/MHz ซึ่งเป็นระดับ PSD ของสัญญาณรบกวน โดยรูปที่ 2.2 แสดงระดับ PSD และสเปกตรัมของระบบการสื่อสาร UWB เมื่อเปรียบเทียบกับสเปกตรัมของระบบการสื่อสารอื่นๆ ที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน



รูปที่ 2.2 สเปกตรัมของการสื่อสาร UWB เทียบกับสเปกตรัมของระบบแถบแคบอื่น

2.3 จุดเด่นของระบบการสื่อสาร UWB

ระบบ UWB เป็นระบบที่มีจุดเด่นที่น่าสนใจสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในระบบการสื่อสาร อาทิเช่น

- เป็นระบบที่มีความซับซ้อนน้อยและมีต้นทุนต่ำ

ความซับซ้อนน้อยและต้นทุนที่ต่ำของระบบ UWB เกิดขึ้นจากปัจจัยทางลักษณะแบนด์ของการส่งสัญญาณซึ่งไม่เหมือนกับระบบการส่งสัญญาณ RF แบบอื่นๆ โดยที่เครื่องส่งจะทำการสร้างสัญญาณพัลส์ที่มีความกว้างของสัญญาณน้อยมากๆ ในโดเมนทางเวลาซึ่งสามารถที่จะแพร่กระจายคลื่นออกไปโดยปราศจากการเพิ่ม RF หรือรวมคลื่นพาห์เข้าไป ซึ่งในส่วนของการรวมสัญญาณวิทยุนั้นจะเป็นการนำเอาสัญญาณแบนด์รวมเข้าไปกับคลื่นพาห์เพื่อย้ายสัญญาณไปยังแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะในการแพร่กระจายคลื่นตามต้องการ

- มีระดับของสัญญาณใกล้เคียงกับสัญญาณรบกวน

สัญญาณแบบ UWB นี้มีลักษณะคล้ายกับสัญญาณรบกวน ซึ่งทำให้การตรวจจับหาสัญญาณทำได้ยาก และยังปรากฏในเอกสารทางการวิจัยว่าการส่งสัญญาณแบบ UWB นั้นไม่ก่อให้เกิดผลการแทรกสอดของสัญญาณที่มีต่อระบบคลื่น RF อื่นๆ เนื่องจากสัญญาณของระบบ UWB นั้นมี PSD ของสัญญาณที่แผ่กระจายออกมาในระดับต่ำประมาณระดับของสัญญาณรบกวน จึงทำให้ระบบอื่นมองว่าสัญญาณ UWB นี้ คือสัญญาณรบกวนเลขถูกกำจัดออกจากการพิจารณาของระบบ

- มีความต้านทานต่อเฟดดิ้งหลายวิถี และการรบกวนของสัญญาณใกล้เคียง

เนื่องด้วยมีแบนด์วิดท์ของสัญญาณส่งที่กว้างจึงทำให้ได้รับผลจากเฟดดิ้งหลายวิถีอย่างมาก แต่ระบบมีแบนด์วิดท์ที่กว้างนั้นทำให้เกิดความแตกต่างทางความถี่อย่างมากซึ่งรวมเข้ากับการส่งสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องจึงทำให้สัญญาณ UWB ที่มีการมอดูเลตทางเวลานั้นมีความต้านทานต่อการแพร่กระจายของเฟดดิ้งหลายวิถี และการรบกวนหรือแทรกสอดจากสัญญาณความถี่ใกล้เคียงได้

- มีความละเอียดสูงในโดเมนเวลาสำหรับการกำหนดตำแหน่ง

พัลส์ที่มีความกว้างของสัญญาณน้อยมากๆ หมายถึง ระบบ UWB มีความเป็นไปได้ที่จะสามารถควบคุมตำแหน่งและคำนวณเวลาได้อย่างถูกต้องแม่นยำมากกว่าระบบบอกพิกัดโลก (GPS) และระบบ RF แบบอื่นๆ

2.4 กฎข้อบังคับของระบบการสื่อสาร UWB

สิ่งสำคัญอย่างหนึ่งที่ได้ถูกกำหนดขึ้นในการสื่อสาร UWB นั่นก็คือการจัดสรรความถี่ในการใช้งานของ FCC กลุ่มทำงานนี้ได้ก่อตั้งขึ้นอย่างเป็นทางการ โดยใช้ชื่อว่า กลุ่มการทำงาน UWB (UWBWG) เพื่อทำการเจรจาหาข้อตกลงร่วมกับ FCC เช่นเดียวกันกับในยุโรปก็ได้มีการหาข้อ

ตกลงการจัดสรรคลื่นความถี่ และการแทรกสอดของความถี่วิทยุ ซึ่งสถาบันที่จัดสรรคลื่นความถี่ สำหรับการใช้งานในระบบ UWB ในยุโรป คือ สถาบันกำหนดมาตรฐานทางโทรคมนาคมแห่งสหภาพยุโรป (ETSI) หรือ สหพันธ์โทรคมนาคมระหว่างประเทศ (ITU)

2.4.1 กฎข้อบังคับของระบบ UWB ในสหรัฐอเมริกา

FCC ได้อนุญาตให้ใช้เทคโนโลยีสื่อสาร UWB โดยได้กำหนดการทำงานของอุปกรณ์เทคโนโลยี UWB ได้แบ่งตามชนิดการประยุกต์ใช้งาน และกำหนดข้อบังคับอย่างเข้มงวด เพื่อเป็นการยืนยันว่าเทคโนโลยี UWB จะไม่ไปแทรกสอดกับระบบการสื่อสาร RF แบบอื่นๆ และให้ได้รับประโยชน์จากการใช้เทคโนโลยีอย่างเต็มที่

สำหรับกฎข้อบังคับของ FCC ได้กำหนดข้อจำกัดการแผ่กระจาย PSD ของระบบ UWB สำหรับใช้ในการสื่อสารภายในอาคารและภายนอกอาคารดังแสดงในตารางที่ 2.1 [4]

2.4.2 กฎข้อบังคับของระบบ UWB ในยุโรป

ปัจจุบันโครงร่างของข้อกำหนดระบบ UWB ในทวีปยุโรปอยู่ในช่วงรอข้อมูลทางเทคนิคที่เกี่ยวกับผลกระทบของระบบ UWB บนระบบเดิมที่มีใช้กันอยู่ โดยทางยุโรปนั้นบางส่วนของข้อกำหนดจะรัดกุมกว่าของทางสหรัฐอเมริกา เพราะทางด้านยุโรปนั้นในส่วนของเทคโนโลยีใหม่ต้องแสดงให้เห็นว่าส่งผลกระทบน้อยหรือไม่ส่งผลเสียหายต่อระบบเดิมที่มีอยู่ ข้อจำกัดการแผ่กระจาย PSD สำหรับการใช้งานทั้งภายในและภายนอกอาคารที่กำหนดโดย ITU หรือ ETSI แสดงให้เห็นในตารางที่ 2.2 [18]

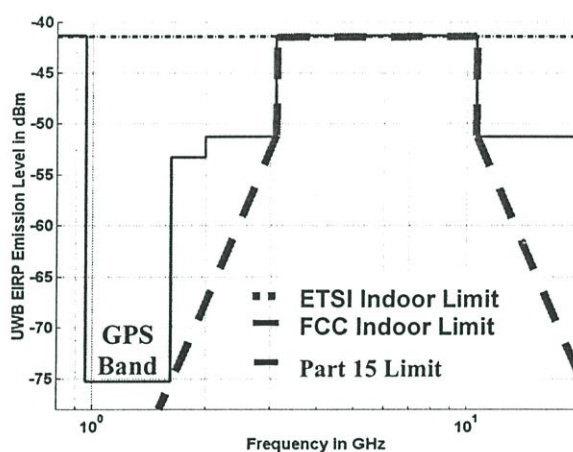
ตารางที่ 2.1 ข้อจำกัดในการแผ่กระจาย PSD ที่กำหนดโดย FCC สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร

ความถี่ [MHz]	ภายในอาคาร	ภายนอกอาคาร
	PSD (dBm/MHz)	PSD (dBm/MHz)
960 – 1610	-75.3	-75.3
1610 – 1990	-53.3	-63.3
1990 – 3100	-51.3	-61.3
3100 - 10600	-41.3	-41.3
สูงกว่า 10600	-51.3	-61.3

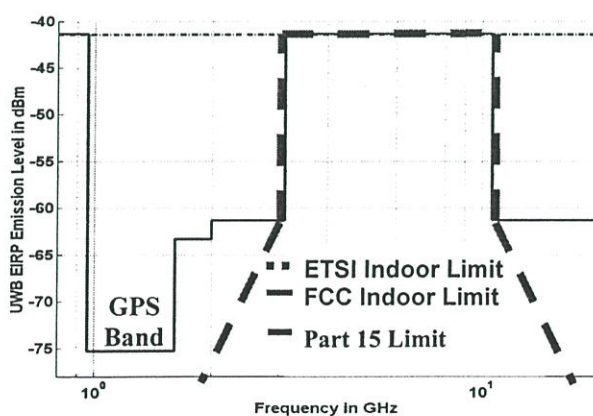
ตารางที่ 2.2 ข้อกำหนดในการแพร่กระจาย PSD ที่กำหนดโดย ETSI สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร

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

การเปรียบเทียบข้อกำหนดสเปกตรัมความถี่ของการสื่อสาร UWB ระหว่าง FCC และ ETSI ภายในและภายนอกอาคารแสดงในรูปที่ 2.3 และ 2.4 ตามลำดับ



รูปที่ 2.3 การเปรียบเทียบข้อกำหนดสเปกตรัมความถี่โดย FCC และ ETSI ของการสื่อสาร UWB ภายในอาคาร



รูปที่ 2.4 การเปรียบเทียบข้อกำหนดสเปกตรัมความถี่โดย FCC และ ETSI ของการสื่อสาร UWB ภายนอกอาคาร

2.5 นิยามของสัญญาณ UWB

สำหรับการสื่อสาร UWB นิยามของสัญญาณ UWB ที่กำหนดโดย FCC คือ จะต้องมีความ PSD หลักอยู่ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz และจะต้องมีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนมากกว่าหรือเท่ากับ 0.2 หรือมีแบนด์วิดท์มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz โดยที่แบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนและแบนด์วิดท์ของสัญญาณ UWB นิยามดังนี้ [4]

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

$$f_b = f_H - f_L \quad (2.2)$$

เมื่อ f_b คือแบนด์วิดท์ f_L และ f_H คือความถี่ต่ำสุดและความถี่สูงสุดที่ PSD มีระดับลดลงมาจากระดับสูงสุด -10 dB ตามลำดับ

2.6 รูปคลื่น UWB

รูปคลื่น UWB ที่ได้ศึกษาในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือรูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต ซึ่งเป็นรูปคลื่นที่สามารถทำให้เป็นไปตามนิยามและสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในและภายนอกอาคาร [13] โดยมีสมการรูปคลื่นในโดเมนเวลา v และฟังก์ชันความหนาแน่นสเปกตรัมของรูปคลื่นในโดเมนความถี่ V กำหนดโดย [13]

$$v(t) = Ae^{-(t/t_d)^2} \sin(2\pi f_c t) \quad (2.3)$$

$$V(f) = \frac{At_d \sqrt{\pi}}{j2} \left[e^{-\pi^2 t_d^2 (f-f_c)^2} - e^{-\pi^2 t_d^2 (f+f_c)^2} \right] \quad (2.4)$$

เมื่อ A คือแอมพลิจูดสูงสุดของรูปคลื่นเกาส์ f_c คือความถี่พาห้ และ t_d คือเวลาที่รูปคลื่นเกาส์มีแอมพลิจูดลดลงเป็น $1/e$ เท่าของแอมพลิจูดสูงสุด

รูปคลื่นนี้เป็นการมอดูเลตรูปคลื่นเกาส์ที่มีแอมพลิจูดสูงสุด A ที่เวลา $t=0$ และมีแอมพลิจูดลดลงเป็น A/e ที่เวลา $t = \pm t_d$ ด้วยสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ f_c เนื่องจากรูปคลื่นเกาส์นี้มีความสมมาตรแบบฟังก์ชันคู่จึงใช้ฟังก์ชันไซน์ซึ่งมีความสมมาตรแบบฟังก์ชันคี่มามอดูเลตรูปคลื่นนี้ เพื่อให้มีส่วนประกอบกระแสตรง (DC) ของรูปคลื่นมีค่าเป็นศูนย์

2.7 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงความเป็นมาของเทคโนโลยี UWB รวมทั้งข้อกำหนดในการใช้งาน กฎข้อบังคับต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นช่วงความถี่การใช้งานซึ่งสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของระบบ ระดับการแผ่กระจายของ PSD ทั้งภายในและภายนอกอาคาร ซึ่งได้กำหนดโดยองค์กรหลักที่มีหน้าที่ที่เกี่ยวข้อง คือ FCC และ ETSI หรือ ITU นอกจากนี้ยังได้กล่าวถึงลักษณะเฉพาะและความสามารถในการใช้งานของเทคโนโลยี UWB รวมทั้งรูปคลื่น UWB อีกด้วย

บทที่ 3

วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดโดเมนเวลา

3.1 บทนำ

วิธี FDTD เป็นวิธีเชิงตัวเลขที่นิยมใช้หาผลเฉลยทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ถึงแม้ว่าวิธีนี้ได้เกิดขึ้นมาตั้งแต่ 30 กว่าปีมาแล้วก็ตาม แต่ก็ยังนิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย และได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง วิธี FDTD ถูกเสนอครั้งแรกโดยยี่ (Yee) ในปี ค.ศ. 1966 ซึ่งเป็นอีกวิธีหนึ่งที่ยืดหยุ่นและสะดวกในการแก้ปัญหาอนุพันธ์ของสมการแมกซ์เวลล์โดยทำให้อยู่ในรูปแบบดิสครีต ซึ่งใช้กริดสนามไฟฟ้า (\vec{E}) และกริดสนามแม่เหล็ก (\vec{H}) เพื่อทำการปรับปรุงสมการสนามที่อยู่ในโดเมนการคำนวณให้อยู่ในเทอมของสนามในโดเมนเวลาที่ผ่านไป การปรับปรุงสมการนี้จะใช้แบบแผนลีฟรอก (Leap frog) โดยที่จะทำการปรับปรุงสนาม \vec{E} และ \vec{H} สลับกันในโดเมนเวลา

ในบทนี้จะกล่าวถึงแนวความคิดของยี่ สมการผลต่างสี่บเนื่อง เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข สัญญาณการกระตุ้น UWB PML ABC การทำขั้นเวลาเอกซ์โพเนนเชียล และท้ายสุดเป็นบทสรุป

3.2 แนวความคิดของยี่ [9], [10]

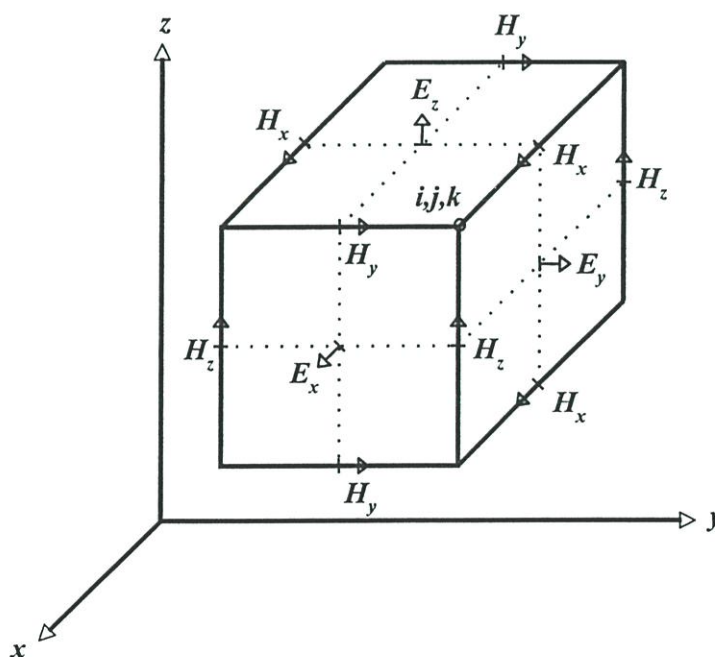
แนวความคิดของยี่ซึ่งเป็นแนวความคิดพื้นฐานของวิธี FDTD มีดังต่อไปนี้

1. ทำการแก้ปัญหาทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในโดเมนเวลาและสเปซโดยใช้สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์แทนที่จะแก้ปัญหาสถาปัตยกรรมไฟฟ้าอย่างเดียว (หรือสนามแม่เหล็กอย่างเดียว) โดยใช้สมการคลีน

- ซึ่งจะเหมือนกับสูตรสมการอินทิกรัลสนามรวมในวิธีโมเมนต์ เมื่อกำหนดเงื่อนไขขอบเขตของทั้ง \vec{E} และ \vec{H} บนพื้นผิวของโครงสร้างวัสดุ
- การใช้ข้อมูลของทั้ง \vec{E} และ \vec{H} จะได้ผลเฉลยที่ดีกว่าการใช้สนามชนิดใดชนิดหนึ่งเพียงอย่างเดียว (เช่น จะมีความเที่ยงตรงสำหรับโครงสร้างที่มีขนาดใหญ่) คุณสมบัติวัสดุทางไฟฟ้าและแม่เหล็กสามารถกำหนดได้โดยทำเป็นแบบจำลอง
- สามารถทำแบบจำลองที่มีลักษณะเฉพาะของแต่ละสนามได้ ถ้ามีทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเกิดขึ้น เช่น สนาม \vec{H} ที่สัมผัสบริเวณขอบและมุม สนาม \vec{H} ที่ล้อมรอบเส้นลวด สนาม \vec{E} ในแนวรัศมีที่อยู่บริเวณจุด ขอบ และเส้นลวด

2. ส่วนประกอบของสนาม \vec{E} และ \vec{H} ในสเปซสองมิติ ทุกส่วนประกอบของสนาม \vec{E} จะถูกล้อมรอบด้วยสี่ส่วนประกอบของสนาม \vec{H} และทุกส่วนประกอบของสนาม \vec{H} จะถูกล้อมรอบด้วยสี่ส่วนประกอบของสนาม \vec{E} ดังแสดงในรูปที่ 3.1

- จะได้รูปอย่างง่ายของสเปซสองมิติ ซึ่งประกอบไปด้วยแถวลำดับที่เชื่อมต่อกันตามกฎคอนทัวร์ของฟาราเดย์ และกฎคอนทัวร์ของแอมแปร์
- ผลของนิพจน์ผลต่างสี่บเนื่องจำกัดสำหรับอนุพันธ์สเปซที่ใช้ในตัวดำเนินการเกร็ดจะเป็นผลต่างสี่บเนื่องจำกัดแบบตรงกลาง
- ในกรณีที่มีความต่อเนื่องของสนามสัมผัส \vec{E} และ \vec{H} ข้ามรอยต่อของวัสดุที่มีชนิดต่างกัน และรอยต่อขนานกับแกนพิคคองกริด จะได้ผลเฉลยของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า โดยที่ไม่ต้องทำการแมตซ์เงื่อนไขขอบเขตสนามที่รอยต่อ โดยเพียงทำการกำหนดสภาพ ขอมและความซึมซาบได้ของวัสดุที่แต่ละตำแหน่งส่วนประกอบของสนาม ถ้าเป็นเม็ช (Mesh) ทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากของยี่ จะมีลักษณะการประมาณพื้นผิวและรูปทรงภายในของโครงสร้างที่สนใจเป็นแบบขั้นบันได โดยกำหนดความละเอียดของสเปซจากขนาดของหน่วยเซลล์แลตทิซ (Lattice)
- ตำแหน่งส่วนประกอบสนาม \vec{E} และ \vec{H} ในกริดของยี่ และการดำเนินการผลต่างสี่บเนื่องแบบตรงกลางบนส่วนประกอบเหล่านี้จะเป็นไปตามกฎของเกาส์

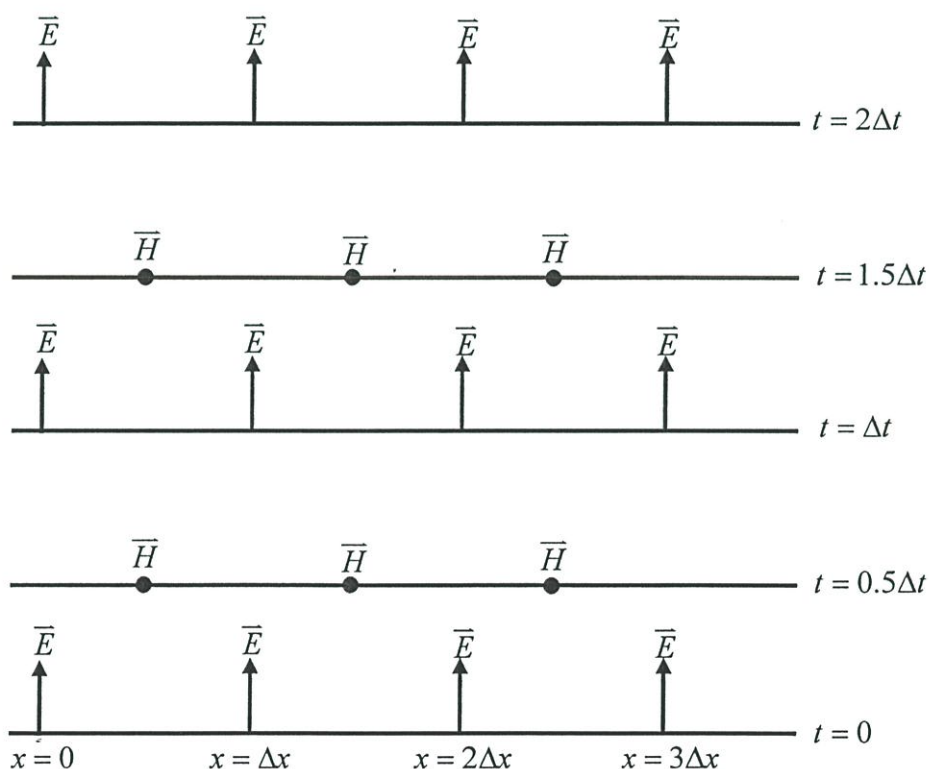


รูปที่ 3.1 ตำแหน่งของส่วนประกอบเวกเตอร์สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในหน่วยเซลล์ลูกบาศก์ตามแนวความคิดของยี่

3. ส่วนประกอบสนาม \vec{E} และ \vec{H} ในเวลาจะอยู่ในเทอมของลิฟฟรอก ทำการคำนวณสนาม \vec{E} ทั้งหมดในสเปซสามมิติเสร็จสมบูรณ์และถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำโดยใช้ข้อมูลของ

สนาม \vec{H} ที่เก็บไว้แล้วในหน่วยความจำคอมพิวเตอร์ ต่อมาทำการคำนวณสนาม \vec{H} ทั้งหมดในแบบจำลองสเปซเสรีจสมบูรณ์และถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำโดยใช้ข้อมูลของสนาม \vec{E} ที่เพิ่งคำนวณมาได้ การกระทำแบบนี้จะเกิดขึ้นอีกครั้ง โดยคำนวณส่วนประกอบของสนาม \vec{E} จากสนาม \vec{H} ที่เพิ่งได้มา ซึ่งกระบวนการนี้จะกระทำต่อเนื่องไปเรื่อยๆ จนกว่าจะถึงขั้นเวลาตามที่ต้องการ ดังแสดงในรูปที่ 3.2

- กระบวนการทำขั้นเวลาลีฟรอกนี้จะมีกระบวนการที่แน่นอน จึงสามารถหลีกเลี่ยงการแก้สมการสองสมการพร้อมกันและการหาเมตริกผกผันได้อย่างสมบูรณ์
- ผลของนิพจน์ผลต่างสี่บเนื่องจำกัดสำหรับอนุพันธ์เวลาที่ใช้ในสมการเคิร์ลจะเป็นผลต่างสี่บเนื่องจำกัดแบบตรงกลาง
- ผลของแนวความคิดขั้นเวลาจะไม่เป็นการสิ้นเปลือง เนื่องจากแบบแผนคลื่นเชิงตัวเลขจะแพร่กระจายในเม็ชที่สร้างขึ้น โดยมีลักษณะที่เหมือนจริง



รูปที่ 3.2 แบบแผนขั้นเวลาลีฟรอกตามแนวความคิดของยี่ สำหรับการแพร่กระจายของคลื่นในหนึ่งมิติ

3.3 สมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัด [9], [10]

ยี่ได้พัฒนาสมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัดมาจากระบบสมการเคิร์ลที่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลาของแมกซ์เวลล์

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} - \frac{\sigma^*}{\mu} \vec{H} \quad (3.1)$$

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{H} - \frac{\sigma}{\varepsilon} \vec{E} \quad (3.2)$$

โดยที่ \vec{H} คือ เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก \vec{E} คือ เวกเตอร์สนามไฟฟ้า μ คือ ความซึมซาบได้ ε คือ สภาพยอม σ^* คือ สภาพต้านทานทางแม่เหล็กสมมูล และ σ คือ สภาพนำ ในที่นี้จะพิจารณาแบบแผนคลื่น TM ในสองมิติ ซึ่งสามารถกระจายได้เป็น

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \cdot \left(-\frac{\partial E_z}{\partial y} - \sigma^* H_x \right) \quad (3.3)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \cdot \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \sigma^* H_y \right) \quad (3.4)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \cdot \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (3.5)$$

เพื่อความสะดวก จะกำหนดสัญลักษณ์สำหรับจุดสเปซและฟังก์ชันของสเปซและเวลา โดยที่กำหนดให้สเปซในระบบพิกัดมุมฉากสองมิตินี้มีรูปแบบเป็น

$$(i, j) = (i\Delta x, j\Delta y) \quad (3.6)$$

เมื่อ Δx และ Δy เป็นค่าที่เพิ่มขึ้นในแลตทิซสเปซในทิศทางพิกัด x และ y ตามลำดับ ส่วน i และ j เป็นจำนวนเต็ม ต่อมำหนดให้ u เป็นฟังก์ชันใดๆ ของสเปซและเวลาที่จุดดิสครีตในกริด และจุดดิสครีตในเวลาที่มีรูปแบบเป็น

$$u(i\Delta x, j\Delta y, n\Delta t) = u_{i,j}^n \quad (3.7)$$

เมื่อ Δt เป็นเวลาที่เพิ่มขึ้นในแต่ละขั้นเวลา โดยกำหนดให้มีการเพิ่มขึ้นอย่างสม่ำเสมอ และ n เป็นจำนวนเต็ม

ต่อมาทำการประมาณอนุพันธ์สเปซและเวลาด้วยนิพจน์ของผลต่างสืบเนื่องจำกัดแบบตรงกลาง โดยมีความเที่ยงตรงอันดับที่สองในสเปซและเวลาที่เพิ่มขึ้น ซึ่งจะได้นิพจน์ของอนุพันธ์สเปซโดยกำหนดให้เวลางทที่ $t_n = n\Delta t$ และนิพจน์ของอนุพันธ์เวลาโดยกำหนดให้สเปซคงที่ที่พิกัด (x, y) เป็น

$$\frac{\partial u}{\partial x}(i\Delta x, j\Delta y, n\Delta t) = \frac{u_{i+1/2,j}^n - u_{i-1/2,j}^n}{\Delta x} \quad (3.8)$$

$$\frac{\partial u}{\partial y}(i\Delta x, j\Delta y, n\Delta t) = \frac{u_{i,j+1/2}^n - u_{i,j-1/2}^n}{\Delta y} \quad (3.9)$$

$$\frac{\partial u}{\partial t}(i\Delta x, j\Delta y, n\Delta t) = \frac{u_{i,j}^{n+1/2} - u_{i,j}^{n-1/2}}{\Delta t} \quad (3.10)$$

นำนิพจน์อนุพันธ์สเปซและขั้นเวลา n และจุดสเปซแลตทิซ (i, j) ของสมการ (3.8) ถึง (3.10) แทนลงในระบบสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ (3.3) ถึง (3.5) จะได้

$$\frac{H_y|_{i,j}^{n+1/2} - H_x|_{i,j}^{n-1/2}}{\Delta t} = \frac{1}{\mu_{i,j}} \cdot \left(\frac{E_z|_{i,j-1/2}^n - E_z|_{i,j+1/2}^n}{\Delta y} - \sigma_{i,j}^* \cdot H_x|_{i,j}^n \right) \quad (3.11)$$

$$\frac{H_y|_{i,j}^{n+1/2} - H_y|_{i,j}^{n-1/2}}{\Delta t} = \frac{1}{\mu_{i,j}} \cdot \left(\frac{E_z|_{i+1/2,j}^n - E_z|_{i-1/2,j}^n}{\Delta x} - \sigma_{i,j}^* \cdot H_y|_{i,j}^n \right) \quad (3.12)$$

$$\frac{E_z|_{i,j}^{n+1} - E_z|_{i,j}^n}{\Delta t} = \frac{1}{\varepsilon_{i,j}} \cdot \left(\frac{H_y|_{i+1/2,j}^{n+1/2} - H_y|_{i-1/2,j}^{n+1/2}}{\Delta x} - \frac{H_x|_{i,j+1/2}^{n+1/2} - H_x|_{i,j-1/2}^{n+1/2}}{\Delta y} - \sigma_{i,j} \cdot E_z|_{i,j}^{n+1/2} \right) \quad (3.13)$$

ทำการประมาณค่าสนามแม่เหล็กในทิศทางใด ๆ ที่ขั้นเวลา n และค่าสนามไฟฟ้าในทิศทางใด ๆ ที่ขั้นเวลา $n+1/2$ เป็น

$$H_x|_{i,j}^n = \frac{H_x|_{i,j}^{n+1/2} + H_x|_{i,j}^{n-1/2}}{2} \quad (3.14)$$

$$H_y|_{i,j}^n = \frac{H_y|_{i,j}^{n+1/2} + H_y|_{i,j}^{n-1/2}}{2} \quad (3.15)$$

$$E_z|_{i,j}^{n+1/2} = \frac{E_z|_{i,j}^{n+1} + E_z|_{i,j}^n}{2} \quad (3.16)$$

นำสมการ (3.15) ถึง (3.16) แทนลงในสมการ (3.11) ถึง (3.13) ตามลำดับ และกำหนดให้สภาพต้านทานทางแม่เหล็กสมมูล σ^* เท่ากับศูนย์ จะได้สมการผลต่างสี่เหลี่ยมจตุรัสแบบแผนคลื่น TM ในสองมิติเป็น

$$H_x|_{i,j}^{n+1/2} = H_x|_{i,j}^{n-1/2} + \left(\frac{\Delta t}{\mu_{i,j}}\right) \cdot \left(\frac{E_z|_{i,j-1/2}^n - E_z|_{i,j+1/2}^n}{\Delta y}\right) \quad (3.17)$$

$$H_y|_{i,j}^{n+1/2} = H_y|_{i,j}^{n-1/2} + \left(\frac{\Delta t}{\mu_{i,j}}\right) \cdot \left(\frac{E_z|_{i+1/2,j}^n - E_z|_{i-1/2,j}^n}{\Delta x}\right) \quad (3.18)$$

$$E_z|_{i,j}^{n+1} = C_a|_{i,j} E_z|_{i,j}^n + C_b|_{i,j} \cdot \left(\frac{H_y|_{i+1/2,j}^{n+1/2} - H_y|_{i-1/2,j}^{n+1/2}}{\Delta x} - \frac{H_x|_{i,j+1/2}^{n+1/2} - H_x|_{i,j-1/2}^{n+1/2}}{\Delta y}\right) \quad (3.19)$$

โดยที่

$$C_a|_{i,j} = \left(1 - \frac{\sigma_{i,j}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j}}\right) / \left(1 + \frac{\sigma_{i,j}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j}}\right) \quad (3.20)$$

$$C_b|_{i,j} = \left(\frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j}}\right) / \left(1 + \frac{\sigma_{i,j}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j}}\right) \quad (3.21)$$

3.4 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข [11]

เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขเป็นเงื่อนไขที่กำหนดให้ผลเฉลยเชิงตัวเลขที่ได้จากการจำลองแบบ FDTD มีค่าอยู่ภายในผลเฉลยที่ถูกต้อง ซึ่งมีนิยามเป็น

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2}}} \quad (3.22)$$

ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้กรณีของขั้นเวลามAGIC (Magic time step) ซึ่งเป็นขั้นเวลาที่มีค่าผิดพลาดของการแพร่กระจายตามความถี่ที่น้อยที่สุด ซึ่งจะมีเงื่อนไขเป็น

$$\Delta t = \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2}}} \quad (3.23)$$

3.5 สัญญาณกระตุ้น UWB

สัญญาณกระตุ้น UWB จะใช้รูปคลื่นแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต ซึ่งเป็นไปตามนิยามและสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อกำหนดภายในและภายนอกอาคารที่กำหนดโดย FCC [13] ทฤษฎีของรูปคลื่นนี้ได้แสดงไว้ในหัวข้อที่ 2.6 แต่เนื่องจากรูปคลื่นในทางทฤษฎีจะมีส่วนประกอบรูปคลื่นอยู่ตลอดเวลาติดลบ ทำให้ไม่สามารถสร้างรูปคลื่นนี้ในวิธี FDTD ได้โดยตรง ดังนั้น จึงได้ทำการแก้ไขรูปคลื่นนี้ โดยกำหนดเวลาให้อยู่ในเทอมของขั้นเวลา นั่นคือ $t = n\Delta t$ และกำหนดให้รูปคลื่นมีขั้นเวลาการประวิงเป็น n_0 เพื่อทำการเลื่อนส่วนประกอบรูปคลื่นมาอยู่ที่เวลาบวกทั้งหมด ซึ่งจะได้นิพจน์ของสัญญาณการกระตุ้นที่อยู่ในรูปของสนามไฟฟ้าใช้สำหรับวิธี FDTD เป็น

$$E_s|'' = A e^{-[(n-n_0)\Delta t/t_d]^2} \sin[2\pi f_c (n-n_0)\Delta t] \quad (3.24)$$

3.6 PML ABC [12]

ข้อจำกัดของการจำลองแบบวิธี FDTD โดยใช้คอมพิวเตอร์ คือ เมื่อสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเดินทางไปถึงปลายโดเมนการคำนวณที่ได้จำกัดไว้ในทิศทาง x และ y สมการผลต่างสืบเนื่องจำกัดจะไม่สามารถหาค่าส่วนประกอบสนามที่สัมผัสขอบนอกโดเมนการคำนวณได้ จะเกิดการสะท้อนกลับที่ขอบของโดเมนการคำนวณ ซึ่งทำให้เกิดค่าผิดพลาดขึ้นในบริเวณโดเมนที่กำลังพิจารณาอยู่ เพื่อที่จะกำจัด หรือทำให้สนามเกิดการสะท้อนกลับให้น้อยลง จะใช้ ABC วางไว้ที่ปลายโดเมนการคำนวณ เพื่อทำให้โดเมนการคำนวณเปรียบเสมือนมีขนาดเป็นระยะอนันต์

ได้มีการพัฒนาแนวความคิดของ ABC มาอย่างต่อเนื่อง เพื่อให้มีประสิทธิภาพการดูดกลืนสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่มากก่รทบให้มากที่สุด จนในปัจจุบันได้ใช้ PML ABC ซึ่งเป็น ABC ที่มีประสิทธิภาพในการดูดกลืนสนามแม่เหล็กไฟฟ้ามากที่สุด

แนวความคิดของ PML ABC มาจากสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ (3.1) ถึง (3.2) ในการพิจารณาที่แบบแผนคลื่น TM ในสองมิติ จะแบ่งส่วนประกอบสนามไฟฟ้าออกเป็นสองส่วนประกอบ ซึ่งทำให้สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์กระจายออกมาเป็นสมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัดที่ใช้ร่วมกับ PML ABC ได้ทั้งหมด 4 สมการ คือ

$$\mu \frac{\partial H_x}{\partial t} + \sigma_y^* H_x = -\frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (3.25)$$

$$\mu \frac{\partial H_y}{\partial t} + \sigma_x^* H_y = \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (3.26)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_{zx}}{\partial t} + \sigma_x E_{zx} = \frac{\partial H_y}{\partial x} \quad (3.27)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_{zy}}{\partial t} + \sigma_y E_{zy} = -\frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (3.28)$$

โดยที่

$$E_z = E_{zx} + E_{zy} \quad (3.29)$$

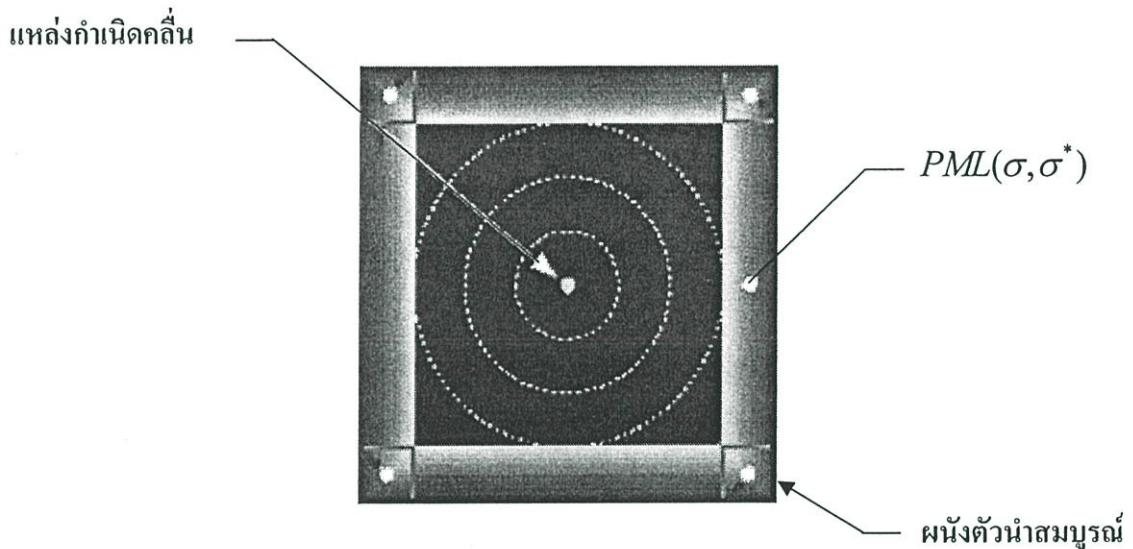
เมื่อ σ_x และ σ_y เป็นสภาพนำทางไฟฟ้าในทิศทาง x และ y ตามลำดับ ส่วน σ_x^* และ σ_y^* เป็นสภาพต้านทานทางแม่เหล็กสมมูลในทิศทาง x และ y ตามลำดับ โดยที่แต่ละชั้นของ PML ABC จะต้องเป็นไปตามเงื่อนไขการแมตซ์

$$\frac{\sigma}{\varepsilon} = \frac{\sigma^*}{\mu} \quad (3.30)$$

จากสมการ (3.30) จะได้อิมพีแดนซ์ของคลื่นในตัวกลางที่มีความสูญเสียเท่ากับในตัวกลางที่ไม่มีการสูญเสีย และทำให้ไม่มีการสะท้อนเกิดขึ้นเมื่อคลื่นระนาบแพร่กระจายตั้งฉากข้ามรอยต่อระหว่างสองตัวกลางนี้ ตัวกลางที่มีความสูญเสียชนิดนี้เรียกว่า PML ซึ่งจะนำมาใช้ที่ปลายโดเมนการคำนวณ FDTD โดยที่ประสิทธิภาพการดูดกลืนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะขึ้นอยู่กับจำนวนชั้นของ PML ที่ใช้วิเคราะห์

เพื่อที่จะทำให้เข้าใจแนวความคิดของ PML ABC ได้ง่ายขึ้น จะพิจารณาโครงสร้างกริด FDTD สองมิติ ที่มีโดเมนการคำนวณล้อมรอบด้วย PML ABC ดังแสดงในรูปที่ 3.3 โดยมีผนัง

ตัวนำสมบรูณ์อยู่ขอบนอกสุด ที่ขอบด้านซ้ายและขวา แต่ละ PML จะมี σ_x และ σ_x^* ที่เป็นไปตามเงื่อนไขของสมการ (3.30) โดยมี $\sigma_y = \sigma_y^* = 0$ เพื่อไม่ให้เกิดการสะท้อนที่ PML กลับเข้ามาในโดเมนการคำนวณ ในทำนองเดียวกัน ที่ขอบด้านล่างและด้านบน แต่ละ PML จะมี σ_y และ σ_y^* เป็นไปตามเงื่อนไขของสมการ (3.30) โดยมี $\sigma_x = \sigma_x^* = 0$ และที่มุมทั้งสี่ที่มีการซ้อนทับกันของ PML จะมี σ_x , σ_x^* , σ_y และ σ_y^* เป็นไปตามเงื่อนไขของสมการ (3.30)



รูปที่ 3.3 โครงสร้างของกริด FDTD สองมิติที่มี PML ABC

รูปแบบการแบ่งชั้น PML ควรจะมีการเพิ่มขึ้นของสภาพนำทางไฟฟ้า และสภาพต้านทานทางแม่เหล็กสมมูลอย่างราบเรียบ โดยมีความสัมพันธ์กับความลึกของ PML ในแต่ละชั้น ρ ซึ่งรูปแบบการแบ่ง PML โดยทั่วไปจะมีสภาพนำทางไฟฟ้าอยู่ในเทอมของฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลคือ

$$\sigma(\rho) = \sigma_{\max} (\rho/\delta)^m \quad (3.31)$$

เมื่อ δ เป็นความลึกทั้งหมดของ PML σ เป็นได้ทั้ง σ_x และ σ_y ส่วน m เป็นอันดับการเพิ่มขึ้นของ σ σ_{\max} เป็นค่าสภาพนำทางไฟฟ้ามากที่สุด ซึ่งหาได้จากการกำหนดค่าของตัวร่วมการสะท้อนที่มุมศูนย์กลาง $R(0)$ โดยจะมีความสัมพันธ์เป็น

$$R(0) = e^{-2\sigma_{\max}\delta/(N+1)\epsilon_0 c} \quad (3.32)$$

เมื่อได้ค่าของสภาพนำไฟฟ้าใน PML แต่ละชั้นแล้ว จะหาค่าของสภาพต้านทานทางแม่เหล็กสมมูล ใน PML แต่ละชั้นได้โดยสมการ (3.30) และในการทำขั้นเวลาในบริเวณ PML จะต้องเป็นการทำขั้นเวลาแบบเอกซ์โพเนนเชียล ซึ่งจะได้กล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

3.7 การทำขั้นเวลาแบบเอกซ์โพเนนเชียล [10]

ในบริเวณของ PML ABC จะใช้การทำขั้นเวลาแบบเอกซ์โพเนนเชียล เพื่อให้สนามที่แพร่กระจายในบริเวณนี้ถูกลดทอนลงอย่างรวดเร็ว พิจารณาระบบสมการของแมกซ์เวลล์ในตัวกลางนำไฟฟ้าของสมการ (3.25) ถึง (3.28) ทำการจัดรูปใหม่จะได้ระบบสมการเชิงอนุพันธ์อันดับหนึ่งเป็น

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} + \frac{\sigma_y^*}{\mu} H_x = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (3.33)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} + \frac{\sigma_x^*}{\mu} H_y = \frac{1}{\mu} \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (3.34)$$

$$\frac{\partial E_{zx}}{\partial t} + \frac{\sigma_x}{\varepsilon} E_{zx} = \frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial H_y}{\partial x} \quad (3.35)$$

$$\frac{\partial E_{zy}}{\partial t} + \frac{\sigma_y}{\varepsilon} E_{zy} = -\frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (3.36)$$

ทำการแก้สมการเชิงอนุพันธ์อันดับหนึ่งนี้ โดยกำหนดค่าเริ่มต้นให้ที่เวลา $t = 0$ ของแต่ละส่วนประกอบสนามมีค่าเป็นศูนย์ แล้วทำผลเฉลยที่ได้ให้อยู่ในรูปของสมการผลต่างสืบเนื่องจำกัด ซึ่งจะได้สมการผลต่างสืบเนื่องจำกัดที่มีการทำขั้นเวลาแบบเอกซ์โพเนนเชียลเป็น

$$H_x|_{i,j}^{n+1/2} = e^{-\sigma_y^* \Delta t / \mu} H_x|_{i,j}^{n-1/2} + \frac{1 - e^{-\sigma_y^* \Delta t / \mu}}{\sigma_y^*} \cdot \left(\frac{E_z|_{i,j-1/2}^n - E_z|_{i,j+1/2}^n}{\Delta y} \right) \quad (3.37)$$

$$H_y|_{i,j}^{n+1/2} = e^{-\sigma_x^* \Delta t / \mu} H_y|_{i,j}^{n-1/2} + \frac{1 - e^{-\sigma_x^* \Delta t / \mu}}{\sigma_x^*} \cdot \left(\frac{E_x|_{i+1/2,j}^n - E_x|_{i-1/2,j}^n}{\Delta x} \right) \quad (3.38)$$

$$E_{zx}|_{i,j}^{n+1} = e^{-\sigma_x \Delta t / \varepsilon} E_{zx}|_{i,j}^n + \frac{1 - e^{-\sigma_x \Delta t / \varepsilon}}{\sigma_x} \cdot \left(\frac{H_y|_{i+1/2,j}^{n+1/2} - H_y|_{i-1/2,j}^{n+1/2}}{\Delta x} \right) \quad (3.39)$$

$$E_{zy}|_{i,j}^{n+1} = e^{-\sigma_y \Delta t / \varepsilon} E_{zy}|_{i,j}^n + \frac{1 - e^{-\sigma_y \Delta t / \varepsilon}}{\sigma_y} \cdot \left(\frac{H_x|_{i,j-1/2}^{n+1/2} - H_x|_{i,j+1/2}^{n+1/2}}{\Delta y} \right) \quad (3.40)$$

3.8 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงแนวความคิดของยี่ ซึ่งเป็นแนวความคิดพื้นฐานของวิธี FDTD ต่อมาได้แสดงที่มาของสมการผลต่างสี่เหลี่ยมโดยพิจารณาเฉพาะแบบแผนคลื่น TM ในสองมิติ เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขของสมการผลต่างสี่เหลี่ยมนี้ สัญญาการกระตุ้น UWB ซึ่งจะใช้เป็นสัญญาแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลต หลังจากนั้นจะกล่าวถึง PML ABC ซึ่งเป็นรูปแบบของ ABC ที่ดีที่สุดในปัจจุบัน ต่อมาเป็นการทำขึ้นเวลาเอกซ์โพเนนเชียลสำหรับใช้กับ PML ABC และท้ายสุดเป็นบทสรุป

บทที่ 4

ทฤษฎีการทำแบบจำลองการแพร่กระจาย

4.1 บทนำ

ทฤษฎีการทำแบบจำลองการแพร่กระจายคลื่นเป็นหัวข้อที่น่าสนใจมากในปัจจุบัน เนื่องจากสามารถใช้ทำนายการสูญเสียของสัญญาณ อัตราการส่งข้อมูลที่เหมาะสม รวมทั้งสามารถใช้ในการออกแบบ ทดสอบระบบการส่ง-รับให้มีประสิทธิภาพในสภาวะแวดล้อมที่ต้องการ ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีการทำแบบจำลองการแพร่กระจาย ซึ่งประกอบไปด้วยการสูญเสียเชิงวิถี เฟดดิ้งหลายวิถี การแผ่ประวิง RMS แบบจำลองรีเกรสชัน แบบจำลองเชิงสถิติ และท้ายสุดเป็นบทสรุป

4.2 การสูญเสียเชิงวิถี [19]

การสูญเสียเชิงวิถี PL เป็นคุณสมบัติการลดทอนกำลังเฉลี่ยของสัญญาณที่แพร่กระจายไปตามระยะทาง ซึ่งนิยามเป็นกำลังเฉลี่ยของอัตราระหว่างสนามไฟฟ้าการกระตุ้น E_s ต่อสนามไฟฟ้าที่รับได้ E_r

$$PL = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} E_s^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} E_r^2(t) dt} \quad (4.1)$$

เมื่อ E_s และ E_r ได้จากการจำลองแบบ FDTD ซึ่งได้กล่าวถึงไว้ในบทที่ 3

แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี ทั้งในทางทฤษฎีและการวัดได้แสดงให้เห็นว่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณจะลดลงแบบแปรผกผันตรงตามลี้กของระยะทาง การสูญเสียเฉลี่ยที่ระยะทาง d สามารถกำหนดเป็นฟังก์ชันของระยะทางได้ดังนี้

$$\overline{PL}(d) \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad (4.2)$$

หรือ

$$\overline{PL}(d)[\text{dB}] = \overline{PL}(d_0)[\text{dB}] + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (4.3)$$

เมื่อ n เป็นเลขยกกำลังการสูญเสียเชิงวิถีซึ่งแสดงให้เห็นถึงอัตราที่การสูญเสียเชิงวิถีเพิ่มขึ้นตามระยะทาง d_0 เป็นระยะทางอ้างอิง จากแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีนี้ เมื่อแสดงกราฟในสเกลแบบล็อก-ล็อก แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีจะเป็นเส้นตรงที่มีความชันเป็น $10n$ โดยที่ค่า n ขึ้นอยู่กับสถานะแวดล้อม เช่น ถ้าเป็นช่องสัญญาณอวกาศว่าง n จะเท่ากับ 2 แต่ถ้าเป็นช่องสัญญาณ OBS n จะมีค่าเพิ่มมากขึ้น ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการหาพารามิเตอร์ของแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีโดยใช้แบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นกับข้อมูลการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากการจำลองแบบ

4.3 เฟดดิ้งหลายวิถี [19]

ในระบบการสื่อสารไร้สาย สัญญาณที่รับได้จะมีมากกว่าหนึ่งวิถีขึ้นอยู่กับสถานะแวดล้อม สัญญาณแต่ละวิถีจะมีทิศทางมาถึงที่แตกต่างกัน ซึ่งจะผ่านสถานะแวดล้อมที่ต่างกัน ทำให้มีแอมพลิจูด และเฟสที่ต่างกันด้วย ดังนั้น สัญญาณที่รับได้จะเป็นผลรวมของสัญญาณแต่ละวิถีซึ่งมีแอมพลิจูด เฟส และทิศทางที่มาถึงแบบสุ่ม ส่วนประกอบหลายวิถีที่มาถึงทั้งหมดนี้จะรวมกันแบบเวกเตอร์ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดเฟดดิ้งหลายวิถี คือระดับสัญญาณที่รับได้จะมีการเปลี่ยนแปลงขึ้นๆ ลงๆ เมื่อระยะทางเปลี่ยนแปลงไปเพียงเล็กน้อย ซึ่งจะไม่รวมถึงการลดทอนของระดับสัญญาณตามระยะทาง

การสูญเสียเชิงวิถี PL ในหน่วย dB สามารถเขียนอยู่ในเทอมของการสูญเสียเฉลี่ยบวกกับพารามิเตอร์เฟดดิ้งหลายวิถี ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$PL(d)[\text{dB}] = \overline{PL}(d)[\text{dB}] + X_\sigma \quad (4.4)$$

เมื่อ X_σ เป็นพารามิเตอร์เฟดดิ้งหลายวิถี ซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ และมีส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานเป็น σ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้แสดงคุณสมบัติการกระจายของเฟดดิ้งหลายวิถีโดยใช้แบบจำลองทางสถิติ

4.4 การแผ่ประวิง RMS [20]

การแผ่ประวิง RMS เป็นวิธีหนึ่งที่ใช้หาคุณสมบัติการกระจายทางเวลาของช่องสัญญาณ UWB โดยจะพิจารณาจากการประวิงเข้าถึงเฉลี่ย $\bar{\tau}$ ซึ่งมีนิยามเป็น

$$\bar{\tau} = \frac{\int_0^{\tau_{\max}} \tau \cdot |E_r(\tau)|^2 d\tau}{\int_0^{\tau_{\max}} |E_r(\tau)|^2 d\tau} \quad (4.5)$$

แบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นจะมีนิพจน์ทั่วไปทางคณิตศาสตร์เป็น

$$y = a + bx \quad (4.8)$$

เมื่อ a และ b เป็นค่าคงที่ ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ของแบบจำลองที่ต้องการเพื่อให้มีค่าผิดพลาดกำลังสองน้อยสุด โดยที่ค่าผิดพลาดกำลังสองทั้งหมด e สามารถหาได้จาก

$$e = \sum_{j=1}^M (y_j - a - bx_j)^2 \quad (4.9)$$

ในการทำให้อยู่ในเงื่อนไขของค่าผิดพลาดกำลังสองน้อยสุด จะทำการหาอนุพันธ์ย่อยของค่าผิดพลาดกำลังสองทั้งหมดเทียบกับพารามิเตอร์ a และ b ตามลำดับ แล้วกำหนดให้เท่ากับ 0 ซึ่งจะได้

$$\frac{\partial e}{\partial a} = -2 \sum_{j=1}^M (y_j - a - bx_j) = 0 \quad (4.10)$$

$$\frac{\partial e}{\partial b} = -2 \sum_{j=1}^M x_j (y_j - a - bx_j) = 0 \quad (4.11)$$

จัดรูปใหม่เป็นระบบสมการเชิงเส้นสองตัวแปรได้

$$an + b \sum_{j=1}^M x_j = \sum_{j=1}^M y_j \quad (4.12)$$

$$a \sum_{j=1}^M x_j + b \sum_{j=1}^M x_j^2 = \sum_{j=1}^M x_j y_j \quad (4.13)$$

ดังนั้น ค่าพารามิเตอร์ a และ b ของแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นสามารถหาได้จากการแก้สมการระบบเชิงเส้นสองตัวแปรนี้

4.6 แบบจำลองเชิงสถิติ [22]

4.6.1 PDF

PDF นิยามเป็นอนุพันธ์ของความน่าจะเป็นที่ตัวแปรสุ่ม X มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับค่าที่กำหนด x ซึ่งสามารถเขียนเป็นนิพจน์ทางคณิตศาสตร์ได้

$$f_X(x) = \frac{d}{dx} P\{X \leq x\} \quad (4.14)$$

PDF จะเป็นฟังก์ชันต่อเนื่องที่มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับศูนย์ และมีพื้นที่ใต้กราฟทั้งหมดเท่ากับหนึ่ง PDF จะมีความสัมพันธ์กับตัวแปรสุ่มผ่านทางค่าเฉลี่ย μ และส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน σ ซึ่งมีความสัมพันธ์เป็น

$$\mu = \int_{-\infty}^{\infty} x f_X(x) dx = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M x_i \quad (4.15)$$

$$\sigma = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} (x - \mu)^2 f_X(x) dx} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (x_i - \mu)^2} \quad (4.16)$$

4.6.2 CDF

CDF นิยามเป็นความน่าจะเป็นที่ตัวแปรสุ่ม X มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับค่าที่กำหนด x ซึ่งมีค่าเท่ากับการอินทิเกรต PDF ซึ่งสามารถเขียนเป็นนิพจน์ทางคณิตศาสตร์ได้

$$F_X(x) = P\{X \leq x\} = \int_{-\infty}^x f_X(\tau) d\tau \quad (4.17)$$

CDF จะเป็นฟังก์ชันต่อเนื่องที่มีคุณสมบัติเป็นฟังก์ชันเพิ่ม ซึ่งจะมีค่าเป็นศูนย์เมื่อ x มีค่าเข้าสู่ $-\infty$ และจะมีค่าเป็นหนึ่งเมื่อ x มีค่าเข้าสู่ ∞

4.7 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีการสูญเสียเชิงวิถี เฟดคิงหลายวิถี การแผ่ประวิง RMS แบบจำลองรีเกรสชัน และแบบจำลองเชิงสถิติ ทฤษฎีเหล่านี้จะนำมาใช้ศึกษาคุณสมบัติของช่องสัญญาณจากข้อมูลที่ได้ในการจำลองการแพร่กระจายภายในอาคารโดยใช้วิธี FDTD ที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 และทำแบบจำลองการแพร่กระจายภายในอาคารของช่องสัญญาณ UWB ดังแสดงไว้ในในบทที่ 5 โดยการสูญเสียเชิงวิถีจะใช้แบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้น ส่วนเฟดคิงหลายวิถี และการแผ่ประวิง RMS จะใช้แบบจำลองเชิงสถิติ

บทที่ 5

ผลการจำลองแบบเชิงตัวเลข

5.1 บทนำ

ในบทนี้ได้ใช้การจำลองแบบ FDTD แบบแผนคลื่น TM สองมิติจำลองการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าภายในอาคาร ได้แสดงการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าที่แต่ละขั้นเวลาตัวอย่างรวมทั้งสัญญาณที่รับได้ในตำแหน่งที่กำหนด และหน้าตัดข้างการประวิงกำลังตามระยะทางที่กำหนด หลังจากนั้นได้นำข้อมูลที่ได้นี้มาทำแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีโดยใช้แบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้น ทำแบบจำลองเฟดดิ้งหลายวิถี และการแผ่ประวิง RMS โดยใช้แบบจำลองเชิงสถิติ

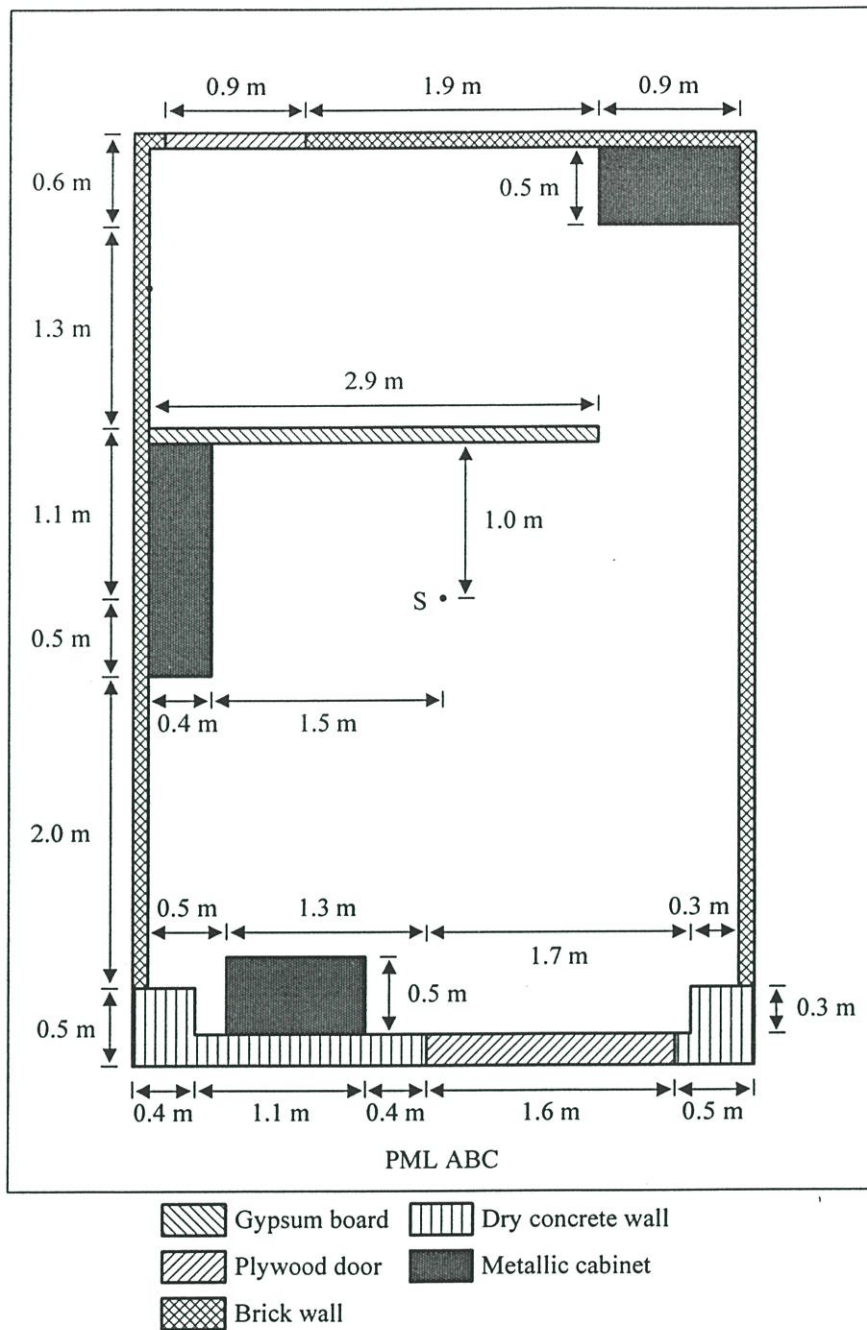
5.2 การจำลองแบบ FDTD [23]-[25]

แบบจำลองตัวอย่างเป็น โครงสร้างห้องที่มีสัญญาณการกระตุ้นอยู่ที่พิกัด S โครงสร้างและขนาดของห้องนี้ได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.1 ภายในห้องประกอบไปด้วยบอร์ดชิปซัม ประตูไม้อัด วัสดุโลหะ กำแพงอิฐ และคอนกรีต วัสดุที่กำหนดให้เป็นตัวนำสมบูรณ์ คุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าของวัสดุชนิดอื่นได้แสดงไว้ในตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 คุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าของวัสดุต่าง ๆ

วัสดุต่างๆ	คุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้า
บอร์ดชิปซัม	$\epsilon_r = 2.80, \sigma = 0.15$
ประตูไม้อัด	$\epsilon_r = 2.88, \sigma = 0.21$
กำแพงอิฐ	$\epsilon_r = 3.30, \sigma = 0.11$
กำแพงคอนกรีต	$\epsilon_r = 5.00, \sigma = 0.70$

หลังจากนั้นได้ใช้การจำลองแบบ FDTD แบบแผนคลื่น TM ในสองมิติในโครงสร้างนี้ โดยใช้ขนาดเซลล์ในทิศทาง x และ y เป็น $\Delta x = \Delta y = 0.005$ m ใช้ PML ABC จำนวน 16 ชั้น เพื่อลดค่าผิดพลาดการสะท้อนที่ขอบเขตการจำลองแบบ ขนาดของเซลล์ทั้งหมดเป็น 873×1273 เซลล์ ช่วงเวลาของแต่ละขั้นเวลาเป็น $\Delta t = 11.79$ ps ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข ขั้นเวลาทั้งหมดของการจำลองแบบคือ $N = 10,000$ ซึ่งเป็นขั้นเวลาที่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในโดเมนการคำนวณทั้งหมดมีค่าประมาณเป็นศูนย์

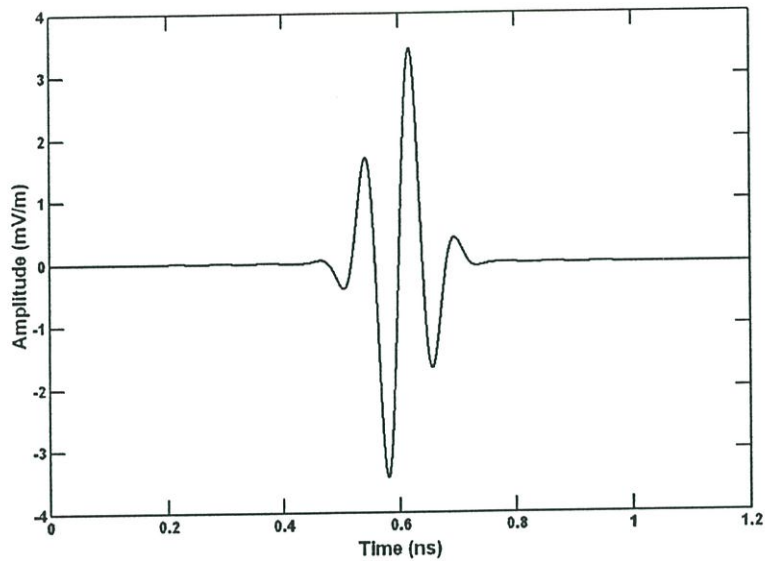


รูปที่ 5.1 โครงสร้างและขนาดของห้องที่ใช้จำลองแบบเชิงตัวเลข FDTD

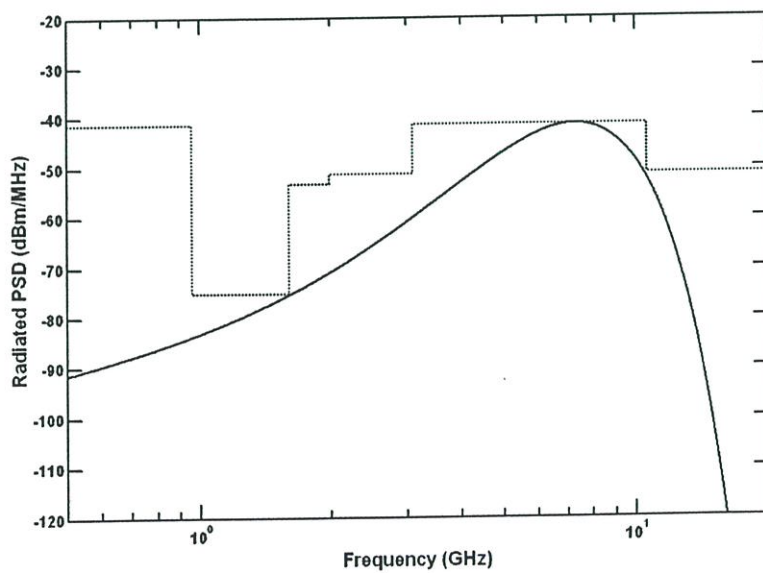
5.3 สัญญาณการกระตุ้น UWB

สำหรับสัญญาณการกระตุ้น UWB จะใช้สัญญาณแบบเกาส์ที่ถูกมอดูเลตซึ่งเป็นไปตามนิยามสัญญาณ UWB และ สเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารของ FCC โดยมีพารามิเตอร์ดังต่อไปนี้ $f_c = 7.34$ GHz, $t_d = 0.11$ ns, $n_0 = 50$ และ $A = 3.76$ mV/m พารามิเตอร์สัญญาณเหล่านี้เป็นพารามิเตอร์ที่ดีที่สุดสำหรับกรณีแอมพลิจูดและกำลังเฉลี่ยมากที่สุดสำหรับอัตราบิต 110 Mbps รูปคลื่นในโดเมนเวลาและ PSD ที่แผ่กระจายออกมาของสัญญาณ

การกระตุ้น UWB เทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารของ FCC ได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.2 และ 5.3 ตามลำดับ สัญญาณการกระตุ้น UWB นี้จะมี $f_H = 10.45$ และ $f_L = 4.24$ มีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนเท่ากับ 0.84 มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 6.20 GHz และมีกำลังเฉลี่ยเท่ากับ -62.75 dBm [13]



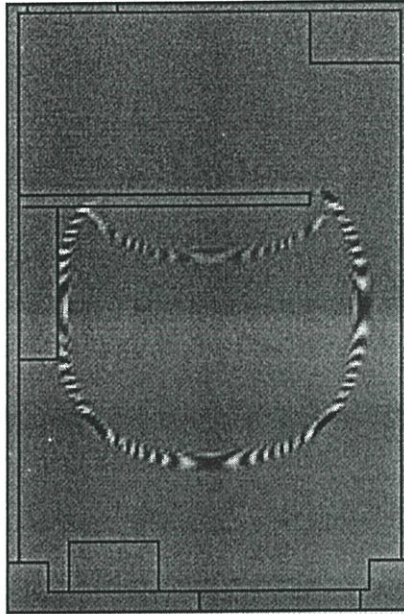
รูปที่ 5.2 รูปคลื่นเกาส์ที่ถูกมอดูเลตในโดเมนเวลาซึ่งใช้เป็นสัญญาณการกระตุ้น UWB



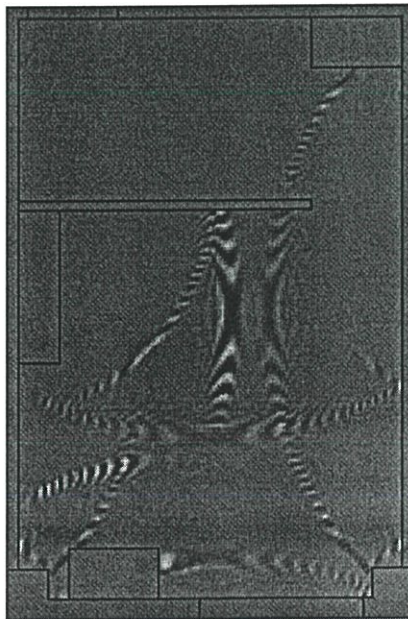
รูปที่ 5.3 PSD ที่แผ่กระจายออกมาของรูปคลื่นเกาส์ที่ถูกมอดูเลตเปรียบเทียบกับสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคาร

5.4 การแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า [23], [24]

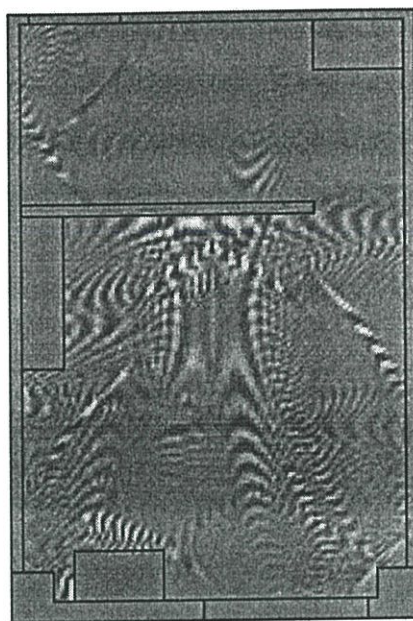
จากการจำลองแบบ FDTD เราสามารถสังเกตคุณสมบัติของการแพร่กระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในแต่ละช่วงเวลา รูปที่ 5.4 ถึง 5.7 แสดงแบบรูปสนามไฟฟ้าที่ขึ้นเวลาดังตัวอย่าง $n = 500, 1000, 1500$ และ 2000 ตามลำดับ จากรูปเหล่านี้เราสามารถเห็นกลไกการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เช่น การสะท้อน การหักเห และการกระจาย ที่เกิดในสถานะแวดล้อมภายในอาคารนี้



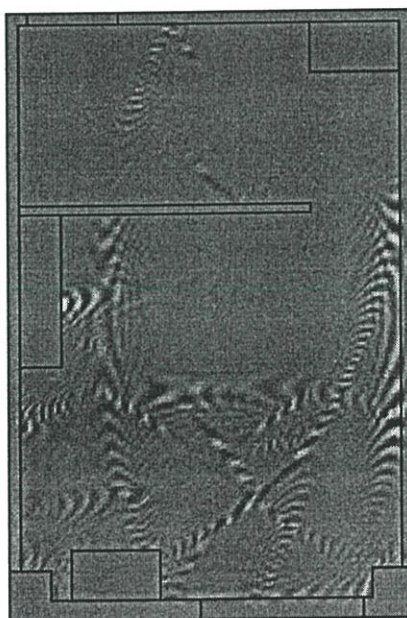
รูปที่ 5.4 แบบรูปการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าที่ขึ้นเวลา 500



รูปที่ 5.5 แบบรูปการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าที่ขึ้นเวลา 1000



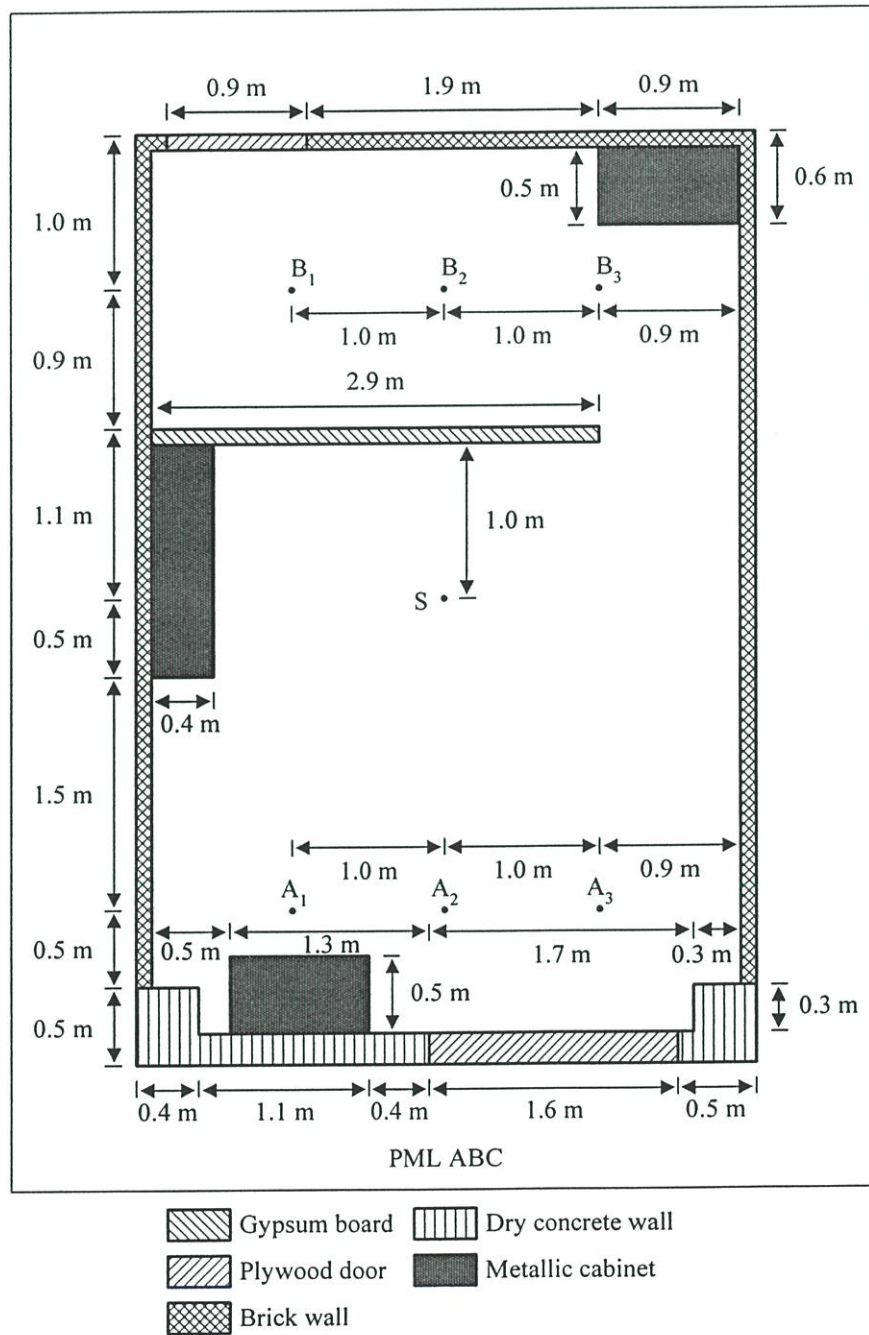
รูปที่ 5.6 แบบรูปการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าที่ขึ้นเวลา 1500



รูปที่ 5.7 แบบรูปการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าที่ขึ้นเวลา 2000

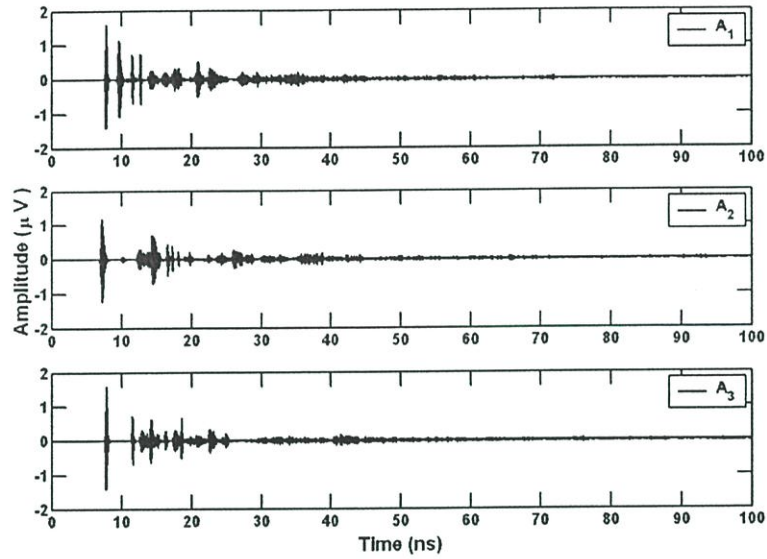
5.5 สัญญาณที่รับได้

ได้หาสัญญาณที่รับได้ในตำแหน่งตัวอย่างที่ได้กำหนดไว้ โดยได้กำหนดตำแหน่งไว้สองบริเวณ บริเวณละสามตำแหน่ง ซึ่งในบริเวณที่หนึ่งจะกำหนดตำแหน่งอยู่ที่ A_1 , A_2 และ A_3 ซึ่งมีสถานะแวดล้อมเป็น LOS ส่วนบริเวณที่สองได้กำหนดตำแหน่งอยู่ที่ B_1 , B_2 และ B_3 ซึ่งมีสถานะแวดล้อมเป็น OBS ตำแหน่งที่ได้กำหนดนี้แสดงไว้ในรูปที่ 5.8

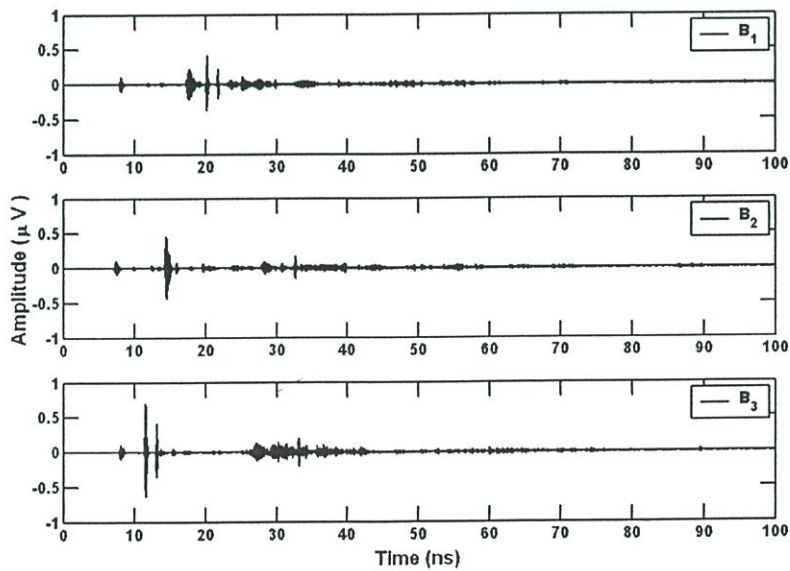


รูปที่ 5.8 ตำแหน่ง A_1 , A_2 , A_3 , B_1 , B_2 , และ B_3 ที่ใช้หาสัญญาณที่รับได้

รูปที่ 5.9 และ 5.10 แสดงสัญญาณที่รับได้ที่ตำแหน่ง A_1 , A_2 และ A_3 ซึ่งมีสถานะแวดล้อมเป็น LOS และที่ตำแหน่ง B_1 , B_2 และ B_3 ซึ่งมีสถานะแวดล้อมเป็น OBS ตามลำดับ จากรูปจะเห็นว่าถึงแม้ว่าสัญญาณที่รับได้จะอยู่ในบริเวณเดียวกัน แต่ลักษณะการเกิดเฟดดิ้งของสัญญาณที่รับได้จะแตกต่างกัน สัญญาณที่รับได้ในบริเวณที่มีสถานะแวดล้อมเป็น OBS จะมีแอมพลิจูดน้อยกว่าในบริเวณที่มีสถานะแวดล้อมเป็น LOS อย่างชัดเจน



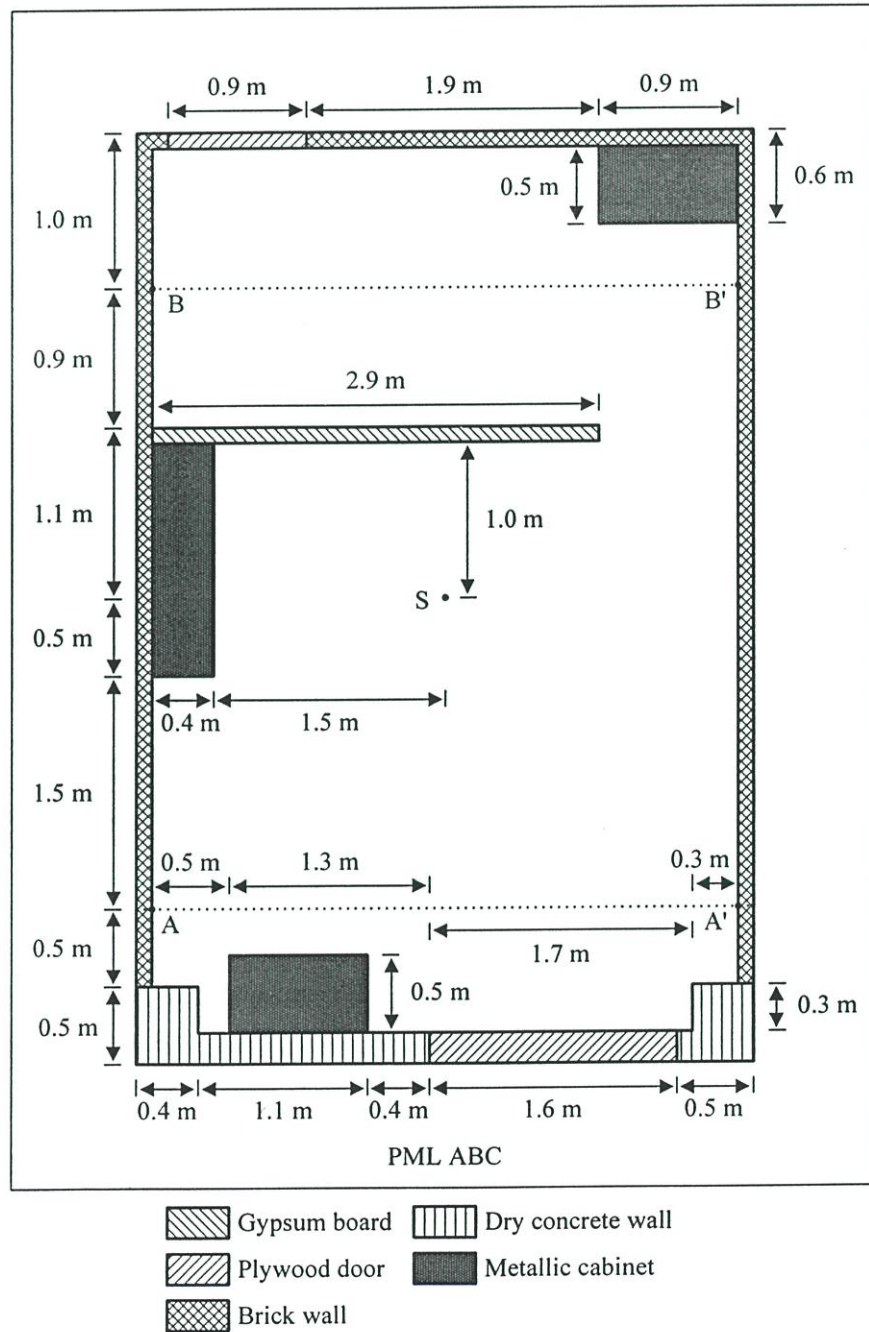
รูปที่ 5.9 สัญญาณที่รับได้ที่ตำแหน่ง A_1 , A_2 และ A_3 ซึ่งมีสถานะแวดล้อมเป็น LOS



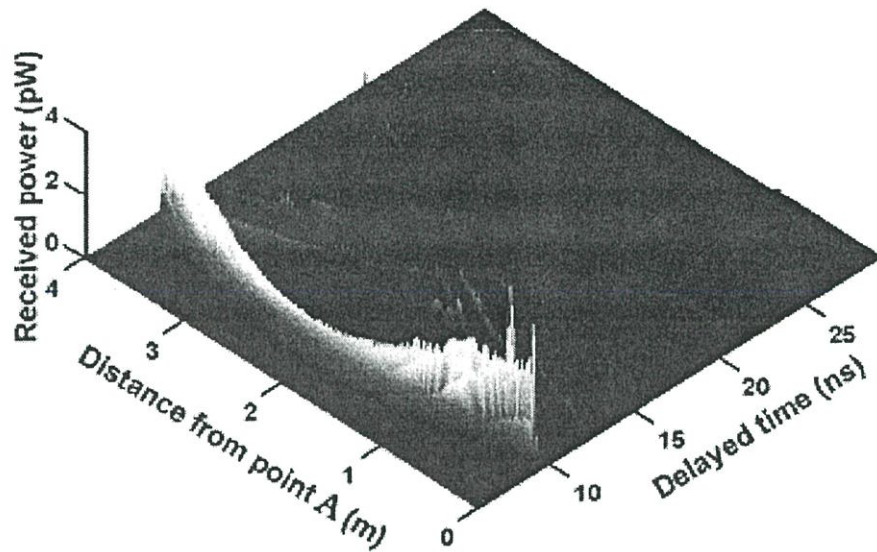
รูปที่ 5.10 สัญญาณที่รับได้ที่ตำแหน่ง B_1 , B_2 และ B_3 ซึ่งมีสถานะแวดล้อมเป็น OBS

5.6 หน้าตัดข้างการแผ่ประวิงกำลัง [23], [24]

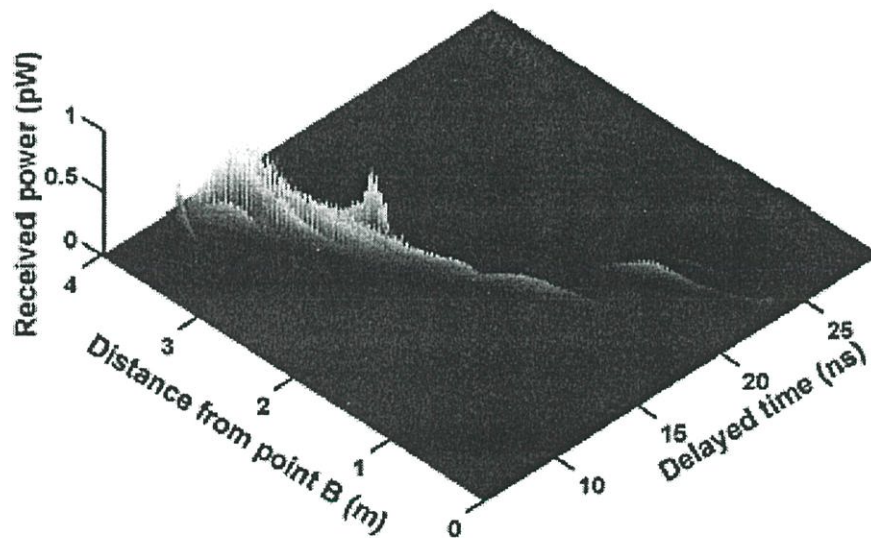
หลังจากนั้นได้พิจารณาหาหน้าตัดข้างการแผ่ประวิงกำลังที่ระยะทางระหว่าง AA' และ BB' ที่แสดงในรูปที่ 5.11 รูปที่ 5.12 และรูปที่ 5.13 แสดงหน้าตัดข้างการประวิงกำลังตาม AA' และ BB' ตามลำดับ ระยะทางระหว่าง AA' เป็นสถานะแวดล้อม LOS ในขณะที่ระยะทางตาม BB' เป็นสถานะแวดล้อม OBS ซึ่งสามารถเห็นการเกิดเฟดดังตาม AA' และ BB' ได้อย่างชัดเจน



รูปที่ 5.11 ระยะทาง AA' ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม LOS และ BB' ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม OBS ที่ใช้หาหน้าตัดข้างการประวิงเวลา



รูปที่ 5.12 หน้าตัดข้างการประวิงกำลังตามระยะทาง AA'

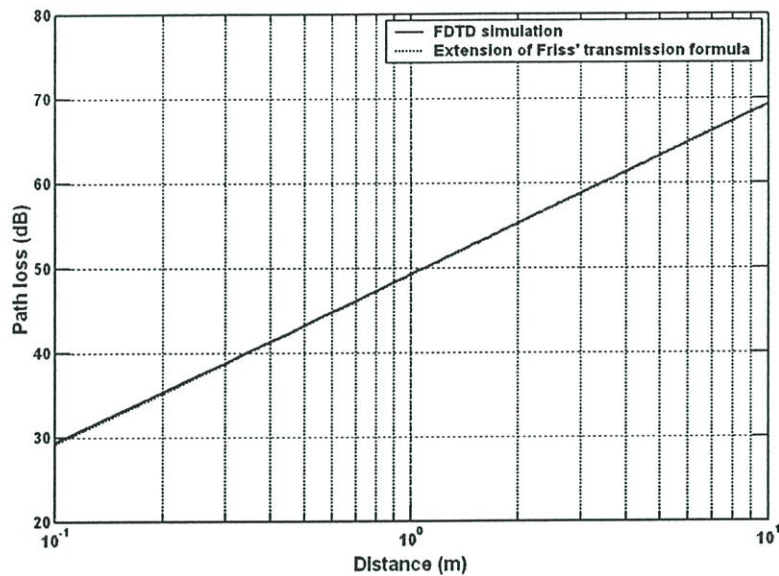


รูปที่ 5.13 หน้าตัดข้างการประวิงกำลังตามระยะทาง BB'

5.7 การสูญเสียเชิงวิถี [24], [25]

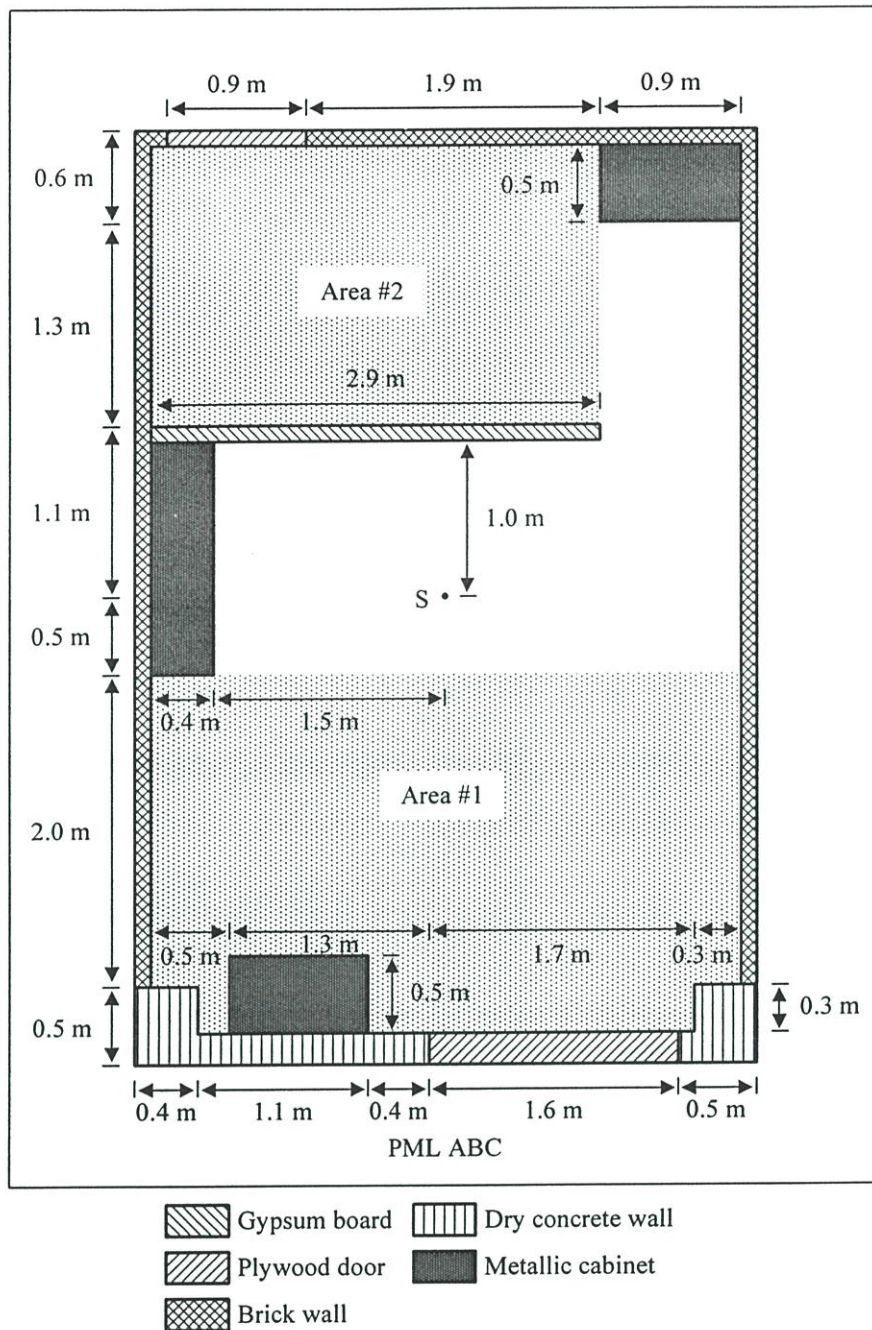
ขั้นแรกจะทำการยืนยันความถูกต้องของการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากการจำลองแบบ FDTD โดยจะนำการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากการจำลองแบบ FDTD ที่ใช้พารามิเตอร์เหมือนเดิมทั้งหมด เพียงแต่เปลี่ยนแบบจำลองของสภาวะแวดล้อมให้เป็นอวกาศว่าง ทำการหาการสูญเสียเชิงวิถีตั้งแต่ที่ระยะทาง 0.1 m ถึง 10 m และนำการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้นี้มาเปรียบเทียบกับที่ได้จากสูตรการส่งผ่านของฟรีสที่ขยายอยู่ในรูปแบบเชิงซ้อน

รูปที่ 5.14 แสดงการสูญเสียเชิงวิถีในอวกาศว่างที่ได้มาจากการจำลองแบบ FDTD เปรียบเทียบกับที่ได้จากสูตรการส่งผ่านของฟรีสที่ระยะทาง 0.1 m ถึง 10 m จากรูปจะเห็นได้ว่าการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้มาจากการจำลองแบบ FDTD มีค่าใกล้เคียงกันมากกับที่ได้จากสูตรการส่งผ่านของฟรีส โดยมีค่าผิดพลาดมากที่สุดเพียง 0.13 dB เท่านั้น ดังนั้น จึงสามารถยืนยันได้ว่าการจำลองแบบ FDTD สามารถทำแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีของช่องสัญญาณ รวมทั้งทำแบบจำลองการแพร่กระจายของช่องสัญญาณสำหรับระบบการสื่อสาร UWB



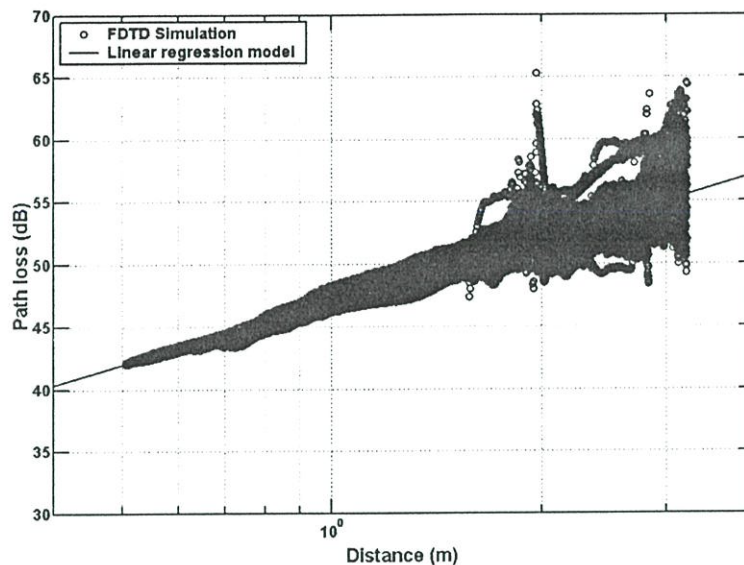
รูปที่ 5.14 การสูญเสียเชิงวิถีในอวกาศว่างที่ได้มาจากการจำลองแบบ FDTD เปรียบเทียบกับที่ได้จากสูตรการส่งผ่านของฟรีสที่ระยะทาง 0.1 m ถึง 10 m

ต่อมาได้พิจารณาการสูญเสียเชิงวิถีในบริเวณสองพื้นที่ ซึ่งได้แก่พื้นที่ #1 และพื้นที่ #2 ดังแสดงในรูปที่ 5.15 โดยบริเวณพื้นที่ #1 เป็นสภาวะแวดล้อม LOS และบริเวณพื้นที่ #2 เป็นสภาวะแวดล้อม OBS บริเวณพื้นที่ #1 จะได้ข้อมูลการสูญเสียเชิงวิถีทั้งหมดจำนวน 323,081 ข้อมูล และบริเวณพื้นที่ #2 จะได้จำนวนข้อมูลการสูญเสียเชิงวิถีทั้งหมดจำนวน 207,861 ข้อมูล ข้อมูลที่ได้นี้จะนำมาทำแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นเพื่อแสดงคุณสมบัติของการสูญเสียเชิงวิถี

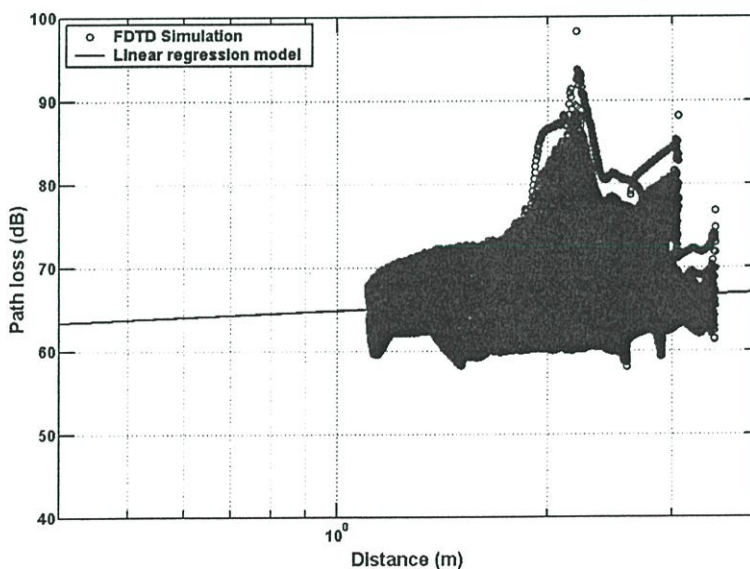


รูปที่ 5.15 บริเวณพื้นที่ #1 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม LOS และบริเวณพื้นที่ #2 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม OBS ที่ใช้หาแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี เฟดดิ้งหลายวิถี และการแผ่ประวิง RMS

รูปที่ 5.16 แสดงการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากการจำลองแบบ FDTD และแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นในพื้นที่ #1 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม LOS โดยจะได้พารามิเตอร์ของแบบจำลองเป็น $\overline{PL}(1) = 47.00$ dB และ $n = 1.68$ การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากการจำลองแบบ FDTD และแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นในพื้นที่ #2 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม OBS ได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.17 โดยจะได้พารามิเตอร์ของแบบจำลองเป็น $\overline{PL}(1) = 64.79$ dB และ $n = 0.35$



รูปที่ 5.16 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากการจำลองแบบ FDTD และแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นในบริเวณพื้นที่ #1 ซึ่งเป็นสภาวะแวดล้อม LOS

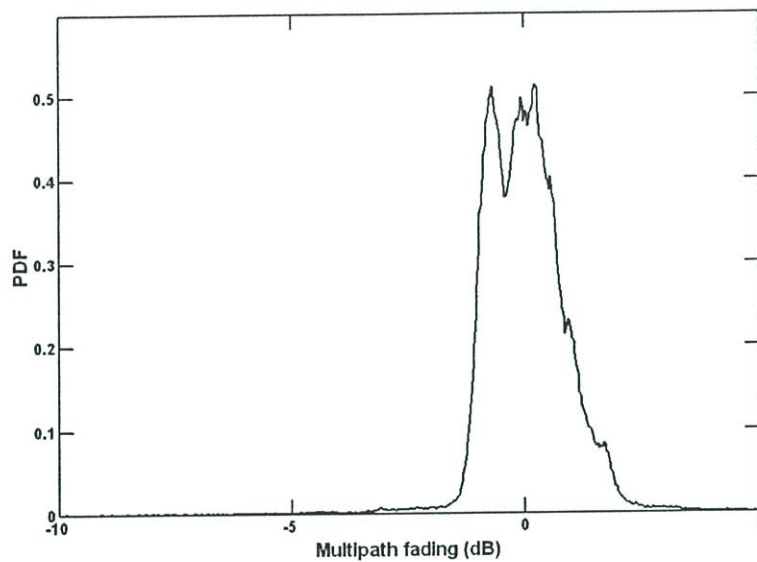


รูปที่ 5.17 การสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากการจำลองแบบ FDTD และแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นในบริเวณพื้นที่ #2 ซึ่งเป็นสภาวะแวดล้อม OBS

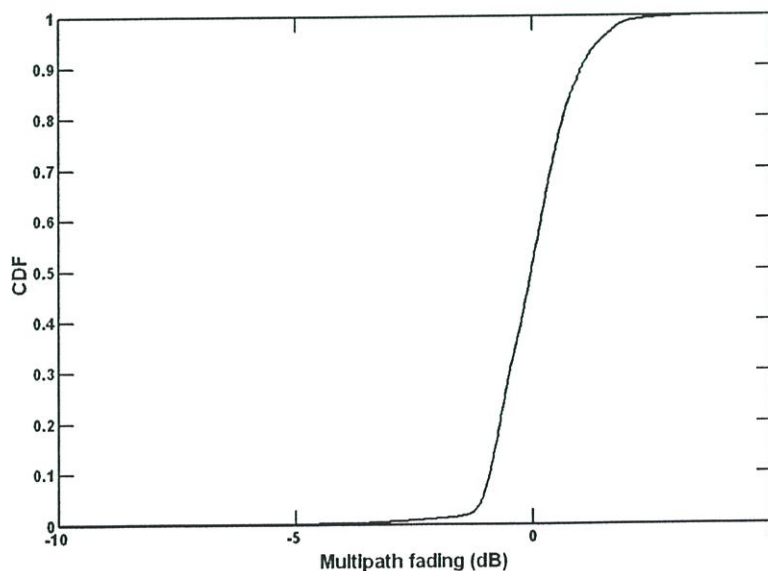
5.8 เฟดดิ้งหลายวิถี [24], [25]

เฟดดิ้งหลายวิถีจะพิจารณาจากการสูญเสียเชิงวิถีในหน่วย dB ที่ได้จากการจำลองแบบ FDTD ลบด้วยที่ได้จากแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นดังแสดงในสมการ (4.4) โดยจะทำการพิจารณาเฟดดิ้งหลายวิถีในบริเวณพื้นที่ #1 และบริเวณพื้นที่ #2 ดังแสดงในรูปที่ 5.15

รูปที่ 5.18 และ 5.19 แสดง PDF และ CDF ของเฟดดิ้งหลายวิถีในบริเวณพื้นที่ #1 ตามลำดับ ค่าพารามิเตอร์เชิงสถิติในพื้นที่นี้มีค่าส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 0.86$ dB และมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์

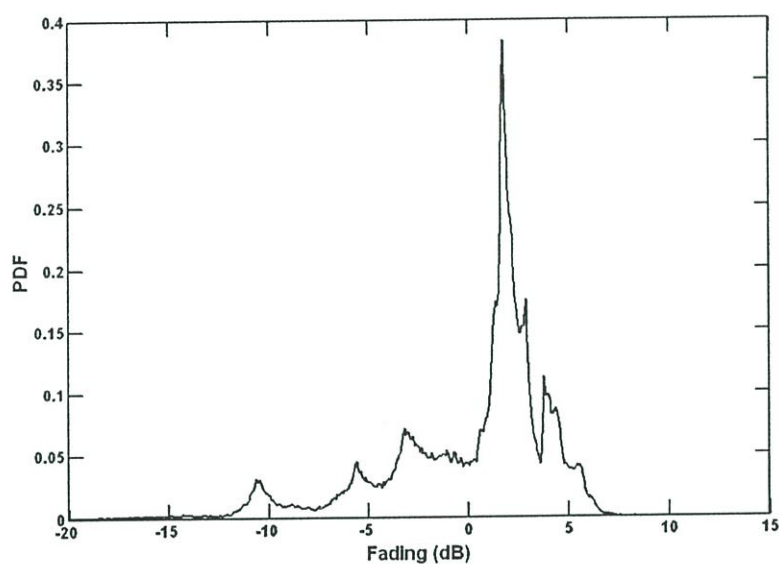


รูปที่ 5.18 PDF ของเฟดดิ้งหลายวิถีในบริเวณพื้นที่ #1 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม LOS

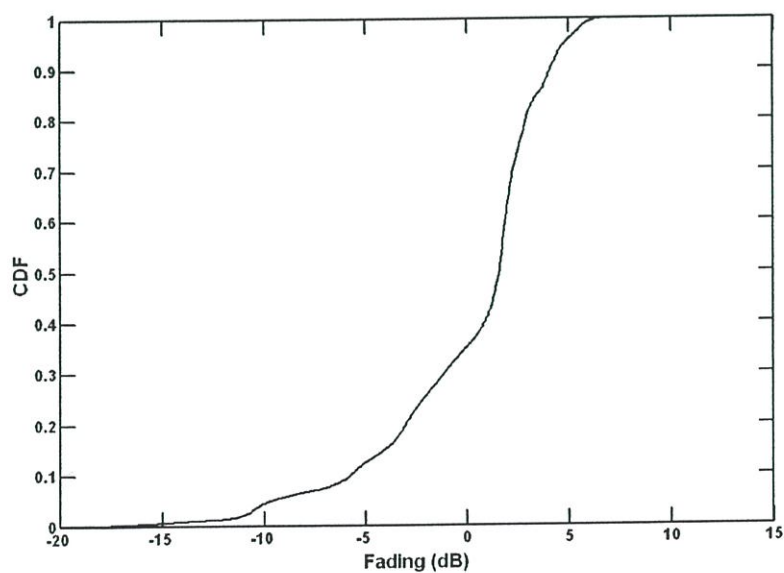


รูปที่ 5.19 CDF ของเฟดดิ้งหลายวิถีในบริเวณพื้นที่ #1 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม LOS

ส่วน PDF และ CDF ของเฟดดิ้งหลายวิธีในบริเวณพื้นที่ #2 ได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.20 และ 5.21 ตามลำดับ ค่าพารามิเตอร์เชิงสถิติในพื้นที่นี้มีค่าส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 4.21$ dB และมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์



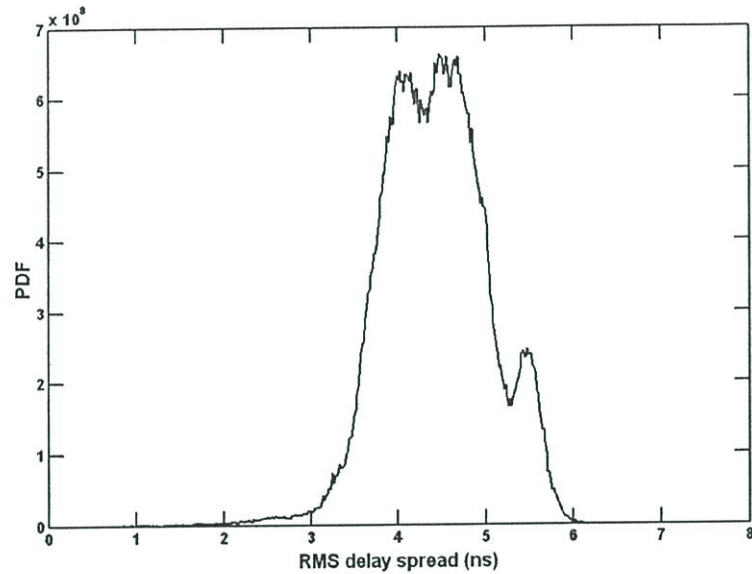
รูปที่ 5.20 PDF ของเฟดดิ้งหลายวิธีในบริเวณพื้นที่ #2 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม OBS



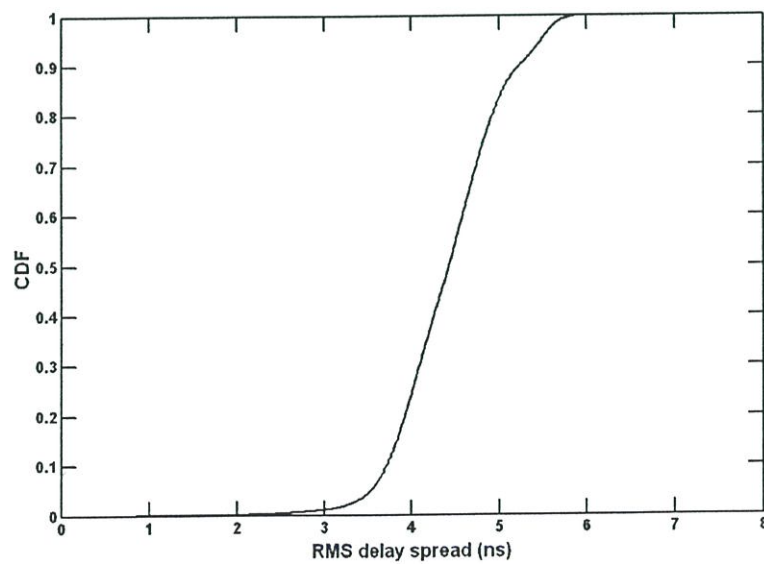
รูปที่ 5.21 CDF ของเฟดดิ้งหลายวิธีในบริเวณพื้นที่ #2 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม OBS

5.9 การแผ่ประวิง RMS

คุณสมบัติการกระจายตามเวลาของช่องสัญญาณจะพิจารณาโดยใช้การแผ่ประวิง RMS โดยจะทำการหาคุณสมบัติการแผ่ประวิง RMS ในบริเวณพื้นที่ #1 และบริเวณพื้นที่ #2 ดังแสดงในรูปที่ 5.15 โดยใช้แบบจำลองเชิงสถิติ

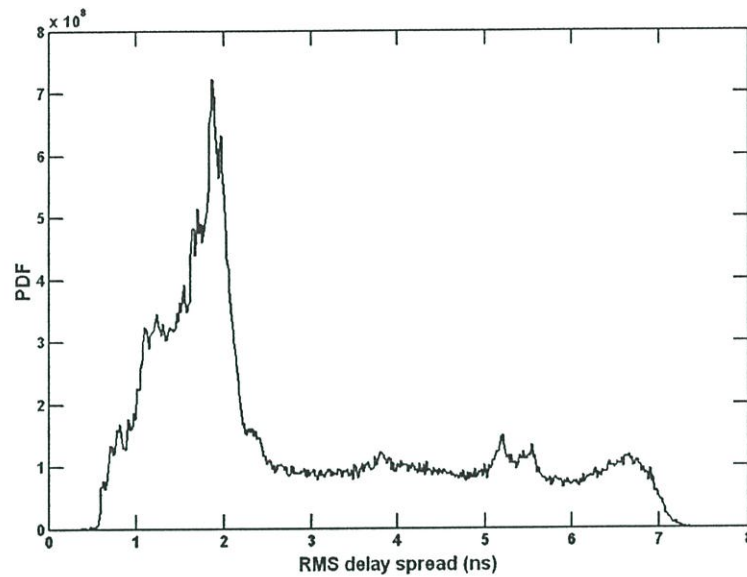


รูปที่ 5.22 PDF ของการแผ่ประวิง RMS ในบริเวณพื้นที่ #1 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม LOS

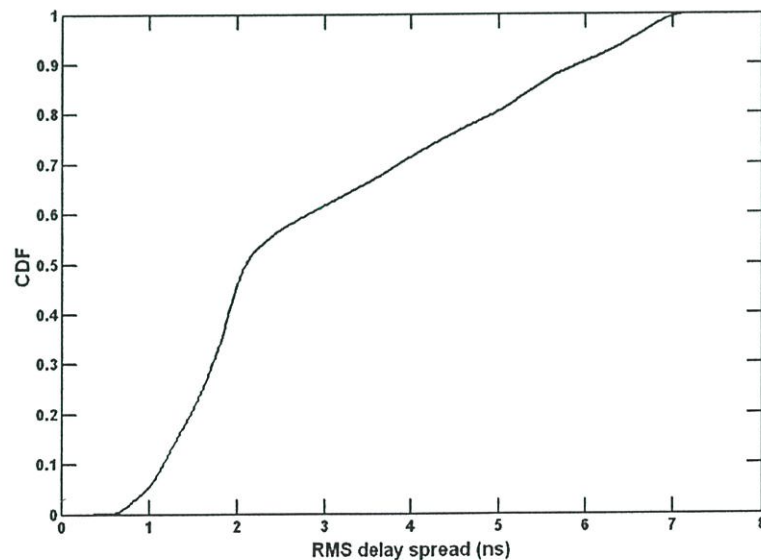


รูปที่ 5.23 CDF ของการแผ่ประวิง RMS ในบริเวณพื้นที่ #1 ซึ่งเป็นสถานะแวดล้อม LOS

รูปที่ 5.22 และ 5.23 แสดง PDF และ CDF ของเฟดดิ้งหลายวิถีในบริเวณพื้นที่ #1 ตามลำดับ ค่าพารามิเตอร์เชิงสถิติในพื้นที่นี้มีค่าส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 0.60$ ns และมีค่าเฉลี่ย $\mu = 4.43$ ns



รูปที่ 5.24 PDF ของการแผ่ประวิง RMS ในบริเวณพื้นที่ #2 ซึ่งเป็นสภาวะแวดล้อม OBS



รูปที่ 5.25 CDF ของการแผ่ประวิง RMS ในบริเวณพื้นที่ #2 ซึ่งเป็นสภาวะแวดล้อม OBS

ส่วน PDF และ CDF ของการแผ่ประวิง RMS ในบริเวณพื้นที่ #2 ได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.24 และ 5.25 ตามลำดับ ค่าพารามิเตอร์เชิงสถิติในพื้นที่นี้มีค่าส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 1.80$ ns และมีค่าเฉลี่ย $\mu = 2.97$ ns

5.10 บทสรุป

ในบทนี้ได้ทำแบบจำลองการแพร่กระจายภายในอาคารของช่องสัญญาณ UWB โดยใช้วิธี FDTD ได้กำหนดให้สัญญาณการกระตุ้นเป็นสัญญาณแบบเกาส์ที่ถูกลมอดูเลต ซึ่งมีนิยามและเป็นไปตามข้อกำหนดสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารของ FCC ได้หาแบบรูปการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าที่ขึ้นเวลา 500, 1000, 1500 และ 2000 รวมทั้งได้หาสัญญาณที่รับได้ในตำแหน่งที่กำหนด และหน้าตัดข้างการประวิงกำลังตามเส้นทางที่กำหนด ซึ่งทำให้สามารถเห็นกลไกการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เช่น การสะท้อน การหักเห และการกระจายที่เกิดในสถานะแวดล้อมภายในอาคารนี้ รวมทั้งลักษณะการเกิดเฟดดิ้งหลายวิถี หลังจากนั้นจึงได้ทำแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีโดยใช้แบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้น ทำแบบจำลองเฟดดิ้งหลายวิถีและแบบจำลองการแผ่ประวิง RMS โดยใช้แบบจำลองเชิงสถิติซึ่งประกอบไปด้วย PDF และ CDF พารามิเตอร์ที่ได้นี้สามารถนำไปใช้อ้างอิงเป็นแบบจำลองช่องสัญญาณภายในอาคาร UWB สำหรับการวิเคราะห์และจำลองแบบเพื่อนำมาใช้หาประสิทธิภาพของระบบการสื่อสาร UWB

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 บทนำ

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำแบบจำลองการแพร่กระจายคลื่นวิทยุภายในอาคารของช่องสัญญาณ UWB โดยใช้วิธี FDTD แบบแผนคลื่น TM สองมิติ ได้กำหนดให้สัญญาณการกระตุ้นเป็นสัญญาณแบบเกาส์ที่ถูกลมอดูเลต ซึ่งมีนิยามและเป็นไปตามข้อกำหนดสเปกตรัมมาร์คสำหรับข้อจำกัดภายในอาคารของ FCC ได้กำหนดตัวอย่างโครงสร้างสถานะแวดล้อมภายในอาคารขึ้นมา หลังจากนั้นจึงได้ทำแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี โดยใช้แบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้น ทำแบบจำลองเฟดดิ้งหลายวิถีและแบบจำลองการแผ่ประวิง RMS โดยใช้แบบจำลองเชิงสถิติซึ่งประกอบไปด้วย PDF และ CDF แบบจำลองที่ได้สามารถสรุปได้ดังนี้

6.2 แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี

ตารางที่ 6.1 แสดงพารามิเตอร์ของแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นที่ใช้ทำแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี จะเห็นได้ว่าสำหรับสถานะแวดล้อมภายในอาคารที่กำหนดนี้ บริเวณสถานะแวดล้อม OBS จะมีการสูญเสียเชิงวิถีที่ระดับอ้างอิง 1 m มีค่ามากกว่าบริเวณสถานะแวดล้อมที่เป็น LOS แต่จะมีเลขยกกำลังการสูญเสียเชิงวิถีน้อยกว่า

ตารางที่ 6.1 พารามิเตอร์ของแบบจำลองรีเกรสชันเชิงเส้นที่ใช้ทำแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี

พารามิเตอร์	สถานะแวดล้อม	
	LOS	OBS
$PL(1)$	47.00 dB	64.79 dB
n	1.68	0.35

6.3 แบบจำลองเฟดดิ้งหลายวิถี

พารามิเตอร์ของแบบจำลองเชิงสถิติที่ใช้ทำแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีที่แสดงไว้ในตารางที่ 6.2 จะเห็นได้ว่าสำหรับสถานะแวดล้อมภายในอาคารที่กำหนดนี้ บริเวณสถานะแวดล้อม OBS จะเกิดเฟดดิ้งมากกว่าบริเวณสถานะแวดล้อมที่เป็น LOS อย่างชัดเจน โดยจะมีส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานมากกว่า 3.35 dB

ตารางที่ 6.2 พารามิเตอร์ของแบบจำลองเชิงสถิติที่ใช้ทำแบบจำลองเฟดดิ้งหลายวิถี

พารามิเตอร์	สถานะแวดล้อม	
	LOS	OBS
μ	0.00 dB	0.00 dB
σ	0.86 dB	4.21 dB

6.4 แบบจำลองการแผ่ประวิง RMS

ตารางที่ 6.3 แสดงพารามิเตอร์ของแบบจำลองเชิงสถิติที่ใช้ทำแบบจำลองการแผ่ประวิง RMS จะเห็นได้ว่าสำหรับสถานะแวดล้อมภายในอาคารที่กำหนดนี้ บริเวณสถานะแวดล้อม OBS จะมีค่าเฉลี่ยน้อยกว่า แต่จะมีส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานมากกว่าบริเวณสถานะแวดล้อมที่เป็น LOS

ตารางที่ 6.3 พารามิเตอร์ของแบบจำลองเชิงสถิติที่ใช้ทำแบบจำลองการแผ่ประวิง RMS

พารามิเตอร์	สถานะแวดล้อม	
	LOS	OBS
μ	4.43 ns	2.97 ns
σ	0.60 ns	1.80 ns

6.5 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

การใช้วิธี FDTD แบบแผนคลื่น TM ในสองมิติจำลองแบบการแพร่กระจายคลื่นวิทยุภายในอาคารมีความสะดวกและยืดหยุ่นในการทำแบบจำลองที่ใช้สัญญาณกระตุ้นและสถานะแวดล้อมที่กำหนดสำหรับการแพร่กระจายคลื่นวิทยุภายในอาคาร UWB ในสถานะแวดล้อมที่ต่างกันเพื่อให้ได้ความเที่ยงตรงตามที่ต้องการโดยการกำหนดขนาดของเซลล์ที่เหมาะสม การจำลองแบบ FDTD สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับสัญญาณ UWB ชนิดต่างๆ ได้โดยการกำหนดที่สัญญาณการกระตุ้น การจำลองแบบ FDTD ทำให้ได้เครื่องมือสำหรับศึกษาผลกระทบของโครงสร้างที่มีการสูญเสียและซับซ้อนซึ่งพบในสถานะแวดล้อมการสื่อสารภายในอาคารในขณะที่ยังไม่มีผลเฉลยที่ถูกต้องแน่นอน คุณสมบัติของการกระจายสนามไฟฟ้าที่โน้ดใดๆ ในโดเมนการคำนวณสามารถหาได้ในการจำลองแบบเพียงครั้งเดียว จากผลที่ได้เหล่านี้ สามารถเห็นได้ว่าการจำลองแบบ FDTD มีความสะดวกและยืดหยุ่นสำหรับการทำแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี เฟดดิ้งหลายวิถี และการแผ่ประวิง RMS ของการแพร่กระจายคลื่นวิทยุภายในอาคาร UWB

ในการจำลองแบบ FDTD ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้วิธี FDTD แบบแผนคลื่น TM ในสองมิติ โดยกำหนดให้สายอากาศเป็นสายอากาศไอโซทรอปิก เพื่อให้ได้แบบจำลองที่ใกล้เคียงตามความเป็นจริงมากขึ้นสามารถพัฒนาไปเป็นการจำลองแบบ FDTD ในสามมิติ และนำเอาคุณสมบัติของสายอากาศเข้ามารวมในการทำแบบจำลองด้วย

เอกสารอ้างอิง

- [1] K. Siwiak, "Ultra-Wide Band Radio: Introducing a new technology," **2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)**, vol. 2, pp. 1088-1093, May 2001.
- [2] K. Siwiak, "Ultra-Wide Band Radio: The emergence of an Important RF Technology," **2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)**, vol. 2, pp. 1169-1172, May 2001.
- [3] K. Siwiak, "Impact of ultra wide band transmissions on a generic receiver," **2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)**, vol. 2, pp. 1181-1183, May 2001.
- [4] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rule Regarding UWB Transmission Systems," **First Report**, FCC 02-48, Apr. 2002.
- [5] A.M.D. Turkmani, D.A. Demery and J.D. Parsons, "Measurement and Modelling of Wideband Mobile Radio Channels at 900 MHz," **IEEE Processings I on Communications, Speech and Vision**, vol. 138, no.5, pp. 447-457, Oct. 1991.
- [6] M. Otmani and M. Lecours, "Indoor Radio Impulse Response Measurements with polarization Diversity," **IEEE 46th Vehicular Technology Conference**, vol. 1, pp. 151-154, Apr. 1996.
- [7] A. E. C. Tan and M. Y. W. Chia, "Measuring Human Impulse Response Using UWB Radar," **Electronics Letters**, vol. 41, no. 21, pp.1193-1194, Oct. 2005.
- [8] J. Farserotu, A. Hutter, F. Platbrood, J. Gerrits and A. Pollini, "UWB Transmission and MIMO Antenna Systems for Nomadic User and Mobile PAN," **Wireless Personal Communications**, no. 22, pp. 197-317, 2002.
- [9] K. S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Values Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media," **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, vol. 14, pp. 302-307, 1966.
- [10] A. Taflove, **Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method**, Norwood, MA: Artech House, 1995.
- [11] A. Taflove and M. E. Brodwin, "Numerical Solution of Steady-State Electromagnetic Scattering Problems Using The Time-Dependent Maxwell's Equation," **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, vol. 23, pp. 623-630, 1975.

- [12] J. Berenger, "A Perfectly Matched Layer for The Absorption of Electromagnetic Wave," **Journal on Computational Physics**, vol. 14, pp. 185-200, 1994.
- [13] P. Supanakoon, K. Wansiang, S. Promwong and J. Takada "Simple Waveform for UWB Communication," **The 2005 Electrical Engineer/Electronics, Computer, Telecommunication, and Information Technology International Conference (ECTI-CON 2005)**, pp. 626-629, May 2005.
- [14] C. Yang and B. Wu and C. Ko, "A Ray-Tracing Method for Modeling Indoor Wave Propagation Penetration," **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, vol. 46, no. 6, pp. 907-919, June 1998.
- [15] F. S. Adana, O. G. Blanco, I. G. Diego, J. P. Arriaga and M. F. Catedra, "Propagation Model based on Ray Tracing for The Design of Personal Communication Systems in Indoor Environments," **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, vol. 49, no. 6, pp. 2105-2112, Nov. 2000.
- [16] Z. Zhang, R. K. Sorensen, Z. Yun, M. F. Iskander and J. F. Harvey, "A Ray-Tracing Approach for Indoor/Outdoor Propagation Through Window Structures," **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, vol. 50, no. 5, pp. 742-748, May 2002.
- [17] R. Yao, Z. Chen and Z. Guo, "An Efficient Multipath Channel Model for UWB Home Networking," **2004 IEEE Radio and Wireless Conference**, pp. 511-516, Sept. 2004.
- [18] ETSI, "Harmonised Standards Covering Ultrawide Band (UWB) Applications," **Standardisation Mandate: DG ENTR/G/3M/329**, Brussels, Feb. 2003.
- [19] T. S. Rappaport, **Wireless Communications: Principles and Practice**, Prentice Hall PTR, 2nd Edition, 2002.
- [20] M. S. Varela and M. G. Sanchez, "RMS Delay and Coherence Bandwidth Measurements in Indoor Radio Channels in The UHF Band," **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, vol. 50, no. 2, pp. 515-525, March 2001.
- [21] E. Kreyszig, **Advance Engineering Mathematics**, John Wiley & Sons, Inc., 7th Edition, 1993.
- [22] A. Papoulis and S. U. Pillai, **Probability, Random Variables and Stochastic Processes**, Mcgraw Hill, 2002.

- [23] P. Supanakoon, P. Thaiwattanaporn, S. Keawmechai and S. Promwong, "Indoor Radio Wave Propagation of UWB Signal Using FDTD Method," **The International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2006)**, no. 3, pp. 265-268, 10-13 July 2006.
- [24] P. Thaiwattanaporn, P. Supanakoon, S. Promwong and J. Takada, "Modeling of Indoor UWB Channel by Using Finite Difference Time Domain Method," **The 2007 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunication, and Information Technology International Conference (ECTI-CON 2007)**, no. 2, pp. 876-879, 9-12 May 2007.
- [25] P. Thaiwattanaporn, P. Supanakoon, S. Promwong and J. Takada, "Indoor Channel Modeling for UWB Communications by Using FDTD Method," **Have been published on Thammasat International Journal of Science and Technology (TIJSAT)**.

ภาคผนวก ก

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] P. Supanakoon, **P. Thaiwattanaporn**, S. Keawmechai and S. Promwong, "Indoor Radio Wave Propagation of UWB Signal Using FDTD Method," The International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2006), no. 3, pp 265-268, 10-13 July 2006.
- [2] **P. Thaiwattanaporn**, P. Supanakoon, S. Promwong and J. Takada, "Modeling of Indoor UWB Channel by Using Finite Difference Time Domain Method," The 2007 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunication, and Information Technology International Conference (ECTI-CON 2007), no. 2, pp. 876-879, 9-12 May 2007.
- [3] **P. Thaiwattanaporn**, P. Supanakoon, S. Promwong and J. Takada, "Indoor Channel Modeling for UWB Communications by Using FDTD Method," Have been published on Thammasat International Journal of Science and Technology (TIJSAT).

ITC-CSCC 2006

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

PROCEEDINGS

VOLUME III



Sponsored By

*THE ELECTRICAL ENGINEERING/ELECTRONICS, COMPUTER, TELECOMMUNICATIONS AND INFORMATION
ASSOCIATION (ECTI), THAILAND*

THE INSTITUTE OF ELECTRONICS ENGINEERS OF KOREA (IEEK), KOREA

THE INSTITUTE OF ELECTRONICS, INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS (IEICE), JAPAN

NATIONAL ELECTRONICS AND COMPUTER TECHNOLOGY CENTER, THAILAND

In association with IEEE THAILAND SECTION

INDOOR RADIO WAVE PROPAGATION OF UWB SIGNAL USING FDTD METHOD

Pichaya Supanakoon^{1,2}, Phannipha Thaiwattanaporn², Sompoph Keawmechai² and Sathaporn Promwong^{1,2}

¹Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT),
²Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.
 E-mail: {kspichay,s8061008,kksompop,kpsathap}@kmitl.ac.th

ABSTRACT

In this paper, a two-dimensional (2-D) transverse magnetic (TM) mode of finite difference time domain (FDTD) method is used to simulate the indoor radio wave propagation. The modulated Gaussian pulse satisfied the ultra wideband (UWB) signal definition and Federal Communications Commission (FCC) indoor limit spectral mask is used as the UWB excitation signal. The propagation of electric field at each example time step is demonstrated. The power delay profiles along the specific distances are shown. From the results, we can see that the FDTD simulation is convenient and flexible for the site-specific and statistical modelings of the UWB indoor radio wave propagation.

Keywords: Ultra wideband (UWB) communications, finite difference time domain (FDTD) method, site-specific channel model.

1. INTRODUCTION

Recently, ultra wideband (UWB) radio technology has become an important topic for microwave communication because of its low cost and low power consumption potentials [1]-[5]. The UWB technology is different from other radio frequency (RF) technologies. Instead of using a narrow carrier frequency, UWB transmits pulses with power spectral density (PSD) in the range of the ultra wide frequency spectrum. The Federal Communication Commission (FCC) [6] in US specified that UWB has a frequency spectrum ranging from 3.1 GHz to 10.6 GHz. The FCC defined the UWB signal as those which have a fractional bandwidth equal to or greater than 0.20, or occupied bandwidth equal to or greater than 500 MHz.

The indoor radio communications have become more and more interesting in recent time, which several researchers report the wideband impulse response measurement [7]-[9]. Such data is useful to predict the maximum allowable data rates in order to the intersymbol interference and in the exploration of such techniques as diversity and equalization. The effective design, assessment and installation of the radio communication in the indoor environment require the accurate characterization of the radio wave prop-

agation. Therefore, it is also important to consider the propagation behavior in the indoor environment. A ray tracing technique has been demonstrated to be promising for the indoor radio propagation [10]-[13].

In this paper, the two-dimensional (2-D) transverse magnetic (TM) mode of finite difference time domain (FDTD) method [14],[15] satisfied the numerical stability condition [16] and with perfectly matched layer absorbing boundary condition (PML ABC) [17] is used to simulate the indoor radio wave propagation. Although the FDTD method requires more computer resources compared with the ray tracing technique, the simulation of indoor environment requires computer resources less than that of outdoor environment. Furthermore, the FDTD method can be calculated the scattered fields more accurately compared with the ray tracing technique for complex lossy structures with finite dimensions encountered in the indoor environment. Therefore, we use the FDTD method for this work. The example simulation model is considered. The modulated Gaussian pulse satisfied the UWB signal definition and FCC indoor limit spectral mask [18] is used as the UWB excitation signal. The propagation of electric field at each example time step is demonstrated. The power delay profiles along the specific distances are shown.

The rest of this paper is organized as follows. Section 2, the FDTD method used in this paper is described. Next, the numerical simulation results are demonstrated in Sec. 3. Finally, the conclusions are discussed in Sec. 4.

2. FDTD METHOD

The 2-D TM mode of finite difference equations are directly derived from Maxwell's curl equations in time domain. To obtain discrete approximation of the continuous partial differential equations, the centered difference approximation is used on both the time and space first-order partial difference. The entire computation domain is the collection of all the unit cells. The dimensions of the unit cell along x and y directions are Δx and Δy , respectively. The node with subscript indices i and j corresponds to node number in x and y directions. The time step is indicated with the superscript index n . The time interval of each time

step is Δt . After simple arrangement, the 2-D TM mode of finite difference equations are described as [14],[15]

$$H_x|_{i,j}^{n+\frac{1}{2}} = H_x|_{i,j}^{n-1/2} + \left(\frac{\Delta t}{\mu_{i,j}} \right) \left(\frac{E_z|_{i,j-\frac{1}{2}}^n - E_z|_{i,j+\frac{1}{2}}^n}{\Delta y} \right), \quad (1)$$

$$H_y|_{i,j}^{n+\frac{1}{2}} = H_y|_{i,j}^{n-1/2} + \left(\frac{\Delta t}{\mu_{i,j}} \right) \left(\frac{E_z|_{i+\frac{1}{2},j}^n - E_z|_{i-\frac{1}{2},j}^n}{\Delta x} \right), \quad (2)$$

$$E_z|_{i,j}^{n+1} = C_a|_{i,j} E_z|_{i,j}^{n-1} + C_b|_{i,j} \left(\frac{H_y|_{i+\frac{1}{2},j}^{n+\frac{1}{2}} - H_y|_{i-\frac{1}{2},j}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta x} + \frac{H_x|_{i,j-\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_x|_{i,j+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} \right), \quad (3)$$

with the electric field updating coefficients at node (i, j) are given by

$$C_a|_{i,j} = \left(1 - \frac{\sigma_{i,j} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j}} \right) / \left(1 + \frac{\sigma_{i,j} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j}} \right), \quad (4)$$

$$C_b|_{i,j} = \left(\frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j}} \right) / \left(1 + \frac{\sigma_{i,j} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j}} \right), \quad (5)$$

where the parameter σ is the electric conductivity.

The maximum time step is limited by the stability restriction of the finite difference equation. The numerical stability condition of 2-D FDTD is specified as [16]

$$\Delta t \leq \frac{1}{c} \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2}}, \quad (6)$$

where c is the velocity of light in free space.

The modulated Gaussian pulse satisfied the UWB signal definition and FCC indoor limit spectral mask is used as the UWB excitation signal V_S . The expression of this pulse is [18]

$$V_S|_n = A e^{-[(n-n_0)\Delta t/d]^2} \sin[2\pi f_c(n-n_0)\Delta t], \quad (7)$$

where A is the maximum amplitude of the envelope signal, f_c is the carrier frequency, d is the $1/e$ characteristic decay time and n_0 is the delayed time step.

The tangential field components on the four mesh walls must be specified in such a way that outgoing waves are not reflected. The FDTD simulation in this paper uses the PML ABC [17]. The PML ABC can effectively absorb propagation wave by using nonphysical lossy media adjacent to the outer-grid boundaries backed by perfectly conducting

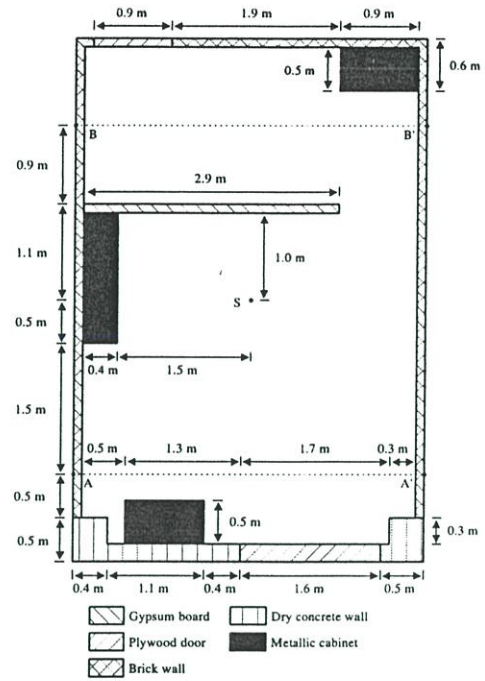


Fig. 1: Simulation of room indoor environment.

Table 1: Electromagnetic properties of different materials.

Material	Electromagnetic property
Gypsum board	$\varepsilon_r = 2.80, \sigma = 0.15$
Plywood door	$\varepsilon_r = 2.88, \sigma = 0.21$
Brick wall	$\varepsilon_r = 3.30, \sigma = 0.11$
Dry concrete wall	$\varepsilon_r = 5.00, \sigma = 0.70$

walls. The field components are split into two subcomponents. The electric and magnetic losses, σ_e and σ_h , inside the PML medium are specified by satisfying the PML impedance-matching condition

$$\frac{\sigma_e}{\varepsilon} = \frac{\sigma_h}{\mu}. \quad (8)$$

3. NUMERICAL SIMULATION RESULTS

The example simulation model is a room structure with the excitation signal located at point S . The simulation of this room is shown in Fig. 1. The room consists of gypsum board, plywood door, metallic cabinet, brick and dry concrete walls. The metallic cabinet is assumed to be perfect conductor. The electromagnetic properties of other materials are listed in Table 1 [13].

Subsequently, the 2-D TM mode of FDTD simulation is used to model this structure. The cell sizes in x and y directions are $\Delta x = \Delta y = 0.005$ m. The PML ABC with 16 layers is used to reduce the reflection error at the edges

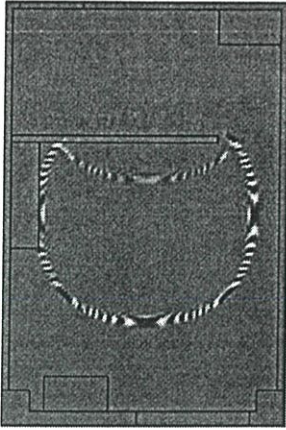


Fig.2: Electric field pattern at time step of $n = 500$.

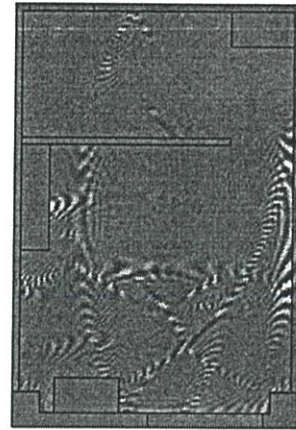


Fig.4: Electric field pattern at time step of $n = 1500$.

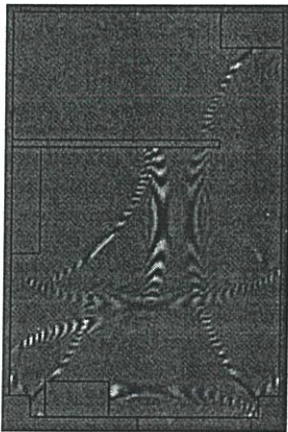


Fig.3: Electric field pattern at time step of $n = 1000$.



Fig.5: Electric field pattern at time step of $n = 2000$.

of the simulation boundary. The dimension of total lattice is 873×1273 cells. The time interval of each time step is $\Delta t = 11.79$ ps, which is satisfied the numerical stability condition. The total time steps of this simulation is $n = 10000$. For the UWB excitation signal, the parameters of modulated Gaussian signal satisfied the UWB signal definition and FCC indoor limit spectral mask are $f_c = 7.34$ GHz, $d = 0.11$ ns and $A = 0.27$ V. These signal parameters are the maximum amplitude and average power optimizations with bit rate of 100 Mbps [18].

From the FDTD simulation, we can observe the characteristics of the electromagnetic field propagation in each time step. Figures 2 to 5 show the electric field patterns

at example time steps of $n = 500, 1000, 1500$ and 2000 , respectively. From these figures, we can see the propagation mechanisms of the electromagnetic wave, such as reflection, diffraction and scattering, occurred in this indoor environment.

After that, the distance along AA' and BB' in Fig. 1 are considered. Figures 6 and 7 show the power delay profile along AA' and BB', respectively. The distance along AA' is the line-of-sight (LOS) environment, while the distance along BB' is the obstructed (OBS) environment. We can clearly see that the fading along AA' and BB'. The large-scale and small-scale fading models of this simulation data are established in the future work.

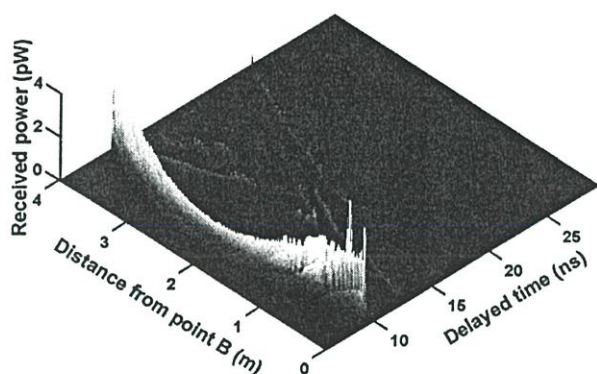


Fig.6: Power delay profile along AA'.

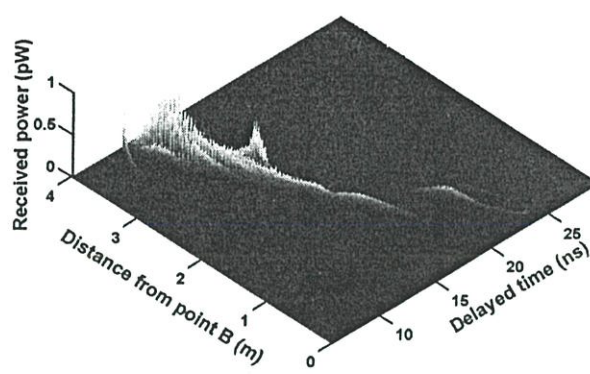


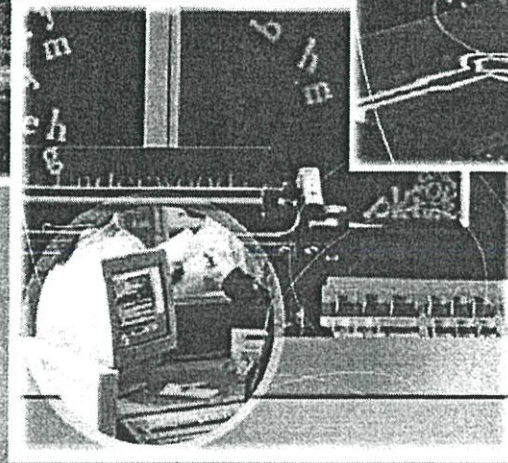
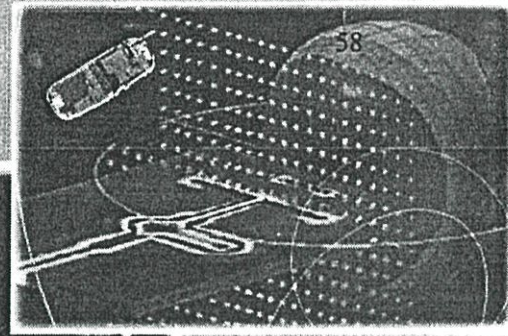
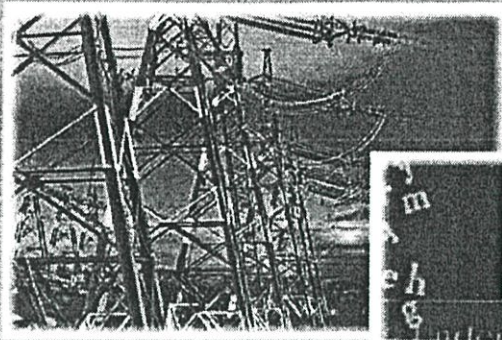
Fig.7: Power delay profile along BB'.

4. CONCLUSION

In this paper, a 2-D TM mode of FDTD method is used to simulate the indoor radio wave propagation. It is flexible to model the different environment according to desire accuracy by setting the cell size. This simulation can be applied to arbitrary bandwidths or types of UWB signals. This simulation provides a tool for studying effect of complex lossy structures encountered in an indoor communication environment where no asymptotic solution is available. At the same simulation, the characteristic of the electric field distribution at arbitrary node in simulation domain can be evaluated. From these results, we can see that the FDTD simulation is convenient and flexible for the large-scale and small-scale fading modelings of the UWB indoor radio wave propagation.

5. REFERENCES

- [1] J. D. Taylor, "Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems," CRC press, London, UK, pp. 670, 1994.
- [2] OSD/DARPA, "Ultra-Wideband Radar Review Panel," Assessment of Ultra-Wideband (UWB) Technology. Arlington, VA.: DARPA, 1990.
- [3] K. Siwiak, "Ultra-Wide Band Radio: Introducing a New Technology," *2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol. 2, pp. 1088-1093, May 2001.
- [4] K. Siwiak, "Ultra-Wide Band Radio: The emergence of an Important RF Technology," *2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol. 2, pp. 1169-1172, May 2001.
- [5] K. Siwiak, "Impact of ultra wide band transmissions on a generic receiver," *2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol. 2, pp. 1181-1183, May 2001.
- [6] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding UWB Transmission Systems," First Report, FCC 02-48, Apr. 2002.
- [7] A. M. D. Turkmani, D. A. Demery and J. D. Parsons, "Measurement and Modelling of Wideband Mobile Radio Channels at 900 MHz," *IEEE Proceedings I on Communications, Speech and Vision*, vol. 138, no. 5, pp. 447-457, Oct. 1991.
- [8] M. Otmani and M. Lecours, "Indoor Radio Impulse Response Measurements with Polarization Diversity," *IEEE 46th Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 151-154, Apr. 1996.
- [9] A. E. C. Tan and M. Y. W. Chia, "Measuring Human Impulse Response Using UWB Radar," *Electronics Letters*, vol. 41, no. 21, pp. 1193-1194, Oct. 2005.
- [10] C. Yang and B. Wu and C. Ko, "A Ray-Tracing Method for Modeling Indoor Wave Propagation and Penetration," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 6, pp. 907-919, June 1998.
- [11] F. S. Adana, O. G. Blanco, I. G. Diego, J. P. Arriaga and M. F. Catadra, "Propagation Model Based on Ray Tracing for The Design of Personal Communication Systems in Indoor Environments," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, no. 6, pp. 2105-2112, Nov. 2000.
- [12] Z. Zhang, R. K. Sorensen, Z. Yun, M. F. Iskander and J. F. Harvey, "A Ray-Tracing Approach for Indoor/Outdoor Propagation Through Window Structures," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 5, pp. 742-748, May 2002.
- [13] R. Yao, Z. Chen and Z. Guo, "An Efficient Multipath Channel Model for UWB Home Networking," *2004 IEEE Radio and Wireless Conference*, pp. 511-516, Sept. 2004.
- [14] K. S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 14, pp. 302-307, 1966.
- [15] A. Taflove, *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*, Norwood, MA: Artech House, 1995.
- [16] A. Taflove and M. E. Brodwin, "Numerical Solution of Steady-State Electromagnetic Scattering Problems Using The Time-Dependent Maxwell's Equation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 23, pp. 623-630, 1975.
- [17] J. Berenger, "A Perfectly Matched Layer for The Absorption of Electromagnetic Wave," *Journal on Computational Physics*, vol. 14, pp. 185-200, 1994.
- [18] P. Supanakoon, K. Wansiang, S. Promwong and J. Takada, "Simple Waveform for UWB Communication," *The 2005 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunication, and Information Technology International Conference (ECTI-CON 2005)*, pp. 626-629, May 2005.



ECTI-CON 2007

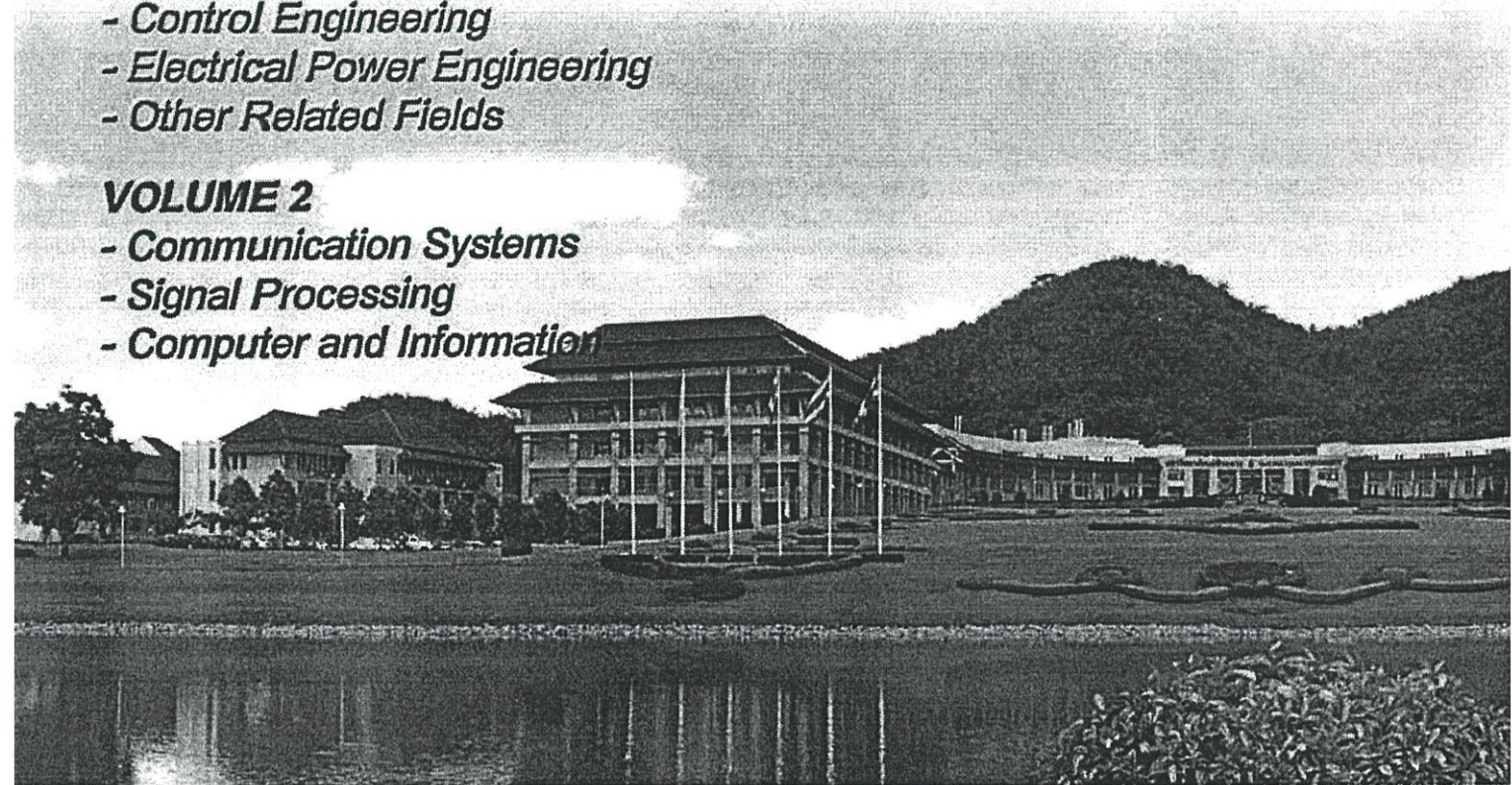
**Mae Fah Luang University, Chiang Rai, Thailand
May 9-12, 2007**

VOLUME 1

- *Circuits and Systems*
- *Control Engineering*
- *Electrical Power Engineering*
- *Other Related Fields*

VOLUME 2

- *Communication Systems*
- *Signal Processing*
- *Computer and Information*



ECTI
Association

IEEE
THAILAND SECTION

NECTEC
a member of NSTDA

WD Western
Digital



Modeling of Indoor UWB Channel by Using Finite Difference Time Domain Method

Phannipha Thaiwattanaporn*, Pichaya Supanakoon*,†, Sathaporn Promwong*,† and Jun-ichi Takada‡

*Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,

†Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT)
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabung, Bangkok 10520, THAILAND

E-mail: {s8061008,kspichay,kpsathap}@kmitl.ac.th

‡Graduate School of Science and Engineering, Tokyo Institute of Technology,
2-12-1-S6-4, O-okayama, Meguro-ku, 152-8550, Tokyo, Japan

E-mail: takada@ide.titech.ac.jp

Abstract—In this paper, a two-dimensional (2-D) transverse magnetic (TM) mode finite difference time domain (FDTD) method is used to simulate the indoor radio wave propagation and model the indoor ultra wideband (UWB) channel. The modulated Gaussian pulse, which is satisfied the UWB signal definition and Federal Communications Commission (FCC) indoor limit spectral mask, is used as the UWB excitation signal. The free space path loss obtained by using FDTD method is shown and verified by comparing with that obtained by using Friis' transmission formula. After that, the path loss in example indoor environment is evaluated. The line-of-sight (LOS) and obstructed (OBS) environments are considered. Furthermore, these obtained data are modeled the path loss by using regression model. The probability density function (PDF) and cumulative distribution function (CDF) of fading are evaluated. The results are discussed in the conclusion.

I. INTRODUCTION

Recently, ultra wideband (UWB) radio technology has become an important topic for microwave communication because of its low cost and low power consumption potentials [1]. The UWB technology is different from other radio frequency (RF) technologies. Instead of using narrow carrier frequency, the UWB transmits pulses with power spectral density (PSD) in the range of ultra wide frequency spectrum. The Federal Communications Commission (FCC) [2] specified that UWB signal has a frequency spectrum ranging from 3.1 GHz to 10.6 GHz. The FCC defined the UWB signal as those which have a fractional bandwidth equal to or greater than 0.20, or occupied bandwidth equal to or greater than 500 MHz.

The power density of UWB signal is considered to be the noise for other communication systems because its power spectrum is below the FCC part 15 noise limit. The UWB receiver collects the power of received signal to rebuild the pulse. Therefore, the UWB radio technology can coexist with other RF technologies without interference.

The indoor radio communications have become more and more interesting in recent time, which several researchers report the wideband impulse response measurement [3]. Such data is useful to predict the maximum allowable data rates in order

to the intersymbol interference and in the exploration of such techniques as diversity and equalization. The effective design, assessment and installation of radio communication in indoor environment require the accurate characterization of radio wave propagation. Therefore, it is also important to consider the propagation behavior in indoor environment.

A ray tracing technique has been demonstrated to be promising for indoor radio propagation [4]. A finite difference time domain (FDTD) method [5], [6] is the alternative method for modeling channel. Although the FDTD method requires more computer resources compared with the ray tracing technique, the simulation of indoor environment requires the computer resources less than that of outdoor environment. Furthermore, the FDTD method can be calculated the scattered fields more accurately compared with ray tracing technique for complex lossy structures with finite dimensions encountered in indoor environment. Therefore, the FDTD method is usually used to model the narrow band channel [7], [8]. For UWB communications, there are many researches that used the FDTD method to model the channel [9], [10]. However, there is no consideration about path loss model with FCC regulation of UWB signal.

In this paper, the two-dimensional (2-D) transverse magnetic (TM) mode FDTD method, which is satisfied the numerical stability condition [11] and with perfectly matched layer absorbing boundary condition (PML ABC) [12], is used to simulate the indoor radio wave propagation and model the indoor UWB channel. The modulated Gaussian pulse, which is satisfied the UWB signal definition and FCC indoor limit spectral mask [13], is used as the UWB excitation signal. The free space path loss obtained by using FDTD method is shown and verified by comparing with that obtained by using Friis' transmission formula [14], which has the high accuracy for UWB channel [15]. After that, the path loss in example indoor environment is evaluated. The line-of-sight (LOS) and obstructed (OBS) environments are considered. Furthermore, these obtained data are modeled the path loss by using regression model. The probability density function (PDF) and cumulative distribution function (CDF) of fading are evaluated.

II. FDTD METHODS

The 2-D TM mode finite difference equations are directly derived from Maxwell's curl equations in time domain. To obtain discrete approximation of continuous partial differential equations, the centered difference approximation is used on both time and space first-order partial difference. The entire computation domain is the collection of all the unit cells. The dimensions of unit cell along x and y directions are Δx and Δy , respectively. The node with subscript indices i and j corresponds to the node number in x and y directions. The time step is indicated with the superscript index n . The time interval of each time step is Δt . After simple arrangement, the 2-D TM mode finite difference equations are described as [5],[6]

$$H_x|_{i,j}^{n+\frac{1}{2}} = H_x|_{i,j}^{n-1/2} + \left(\frac{\Delta t}{\mu_{i,j}}\right) \left(\frac{E_z|_{i,j-\frac{1}{2}}^n - E_z|_{i,j+\frac{1}{2}}^n}{\Delta y}\right), \quad (1)$$

$$H_y|_{i,j}^{n+\frac{1}{2}} = H_y|_{i,j}^{n-1/2} + \left(\frac{\Delta t}{\mu_{i,j}}\right) \left(\frac{E_z|_{i+\frac{1}{2},j}^n - E_z|_{i-\frac{1}{2},j}^n}{\Delta x}\right), \quad (2)$$

$$E_z|_{i,j}^{n+1} = C_a|_{i,j} E_z|_{i,j}^{n-1} + C_b|_{i,j} \left(\frac{H_y|_{i+\frac{1}{2},j}^{n+\frac{1}{2}} - H_y|_{i-\frac{1}{2},j}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta x} + \frac{H_x|_{i,j-\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_x|_{i,j+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y}\right), \quad (3)$$

with the electric field updating coefficients at node (i, j) are given by

$$C_a|_{i,j} = \left(1 - \frac{\sigma_{i,j}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j}}\right) / \left(1 + \frac{\sigma_{i,j}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j}}\right), \quad (4)$$

$$C_b|_{i,j} = \left(\frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j}}\right) / \left(1 + \frac{\sigma_{i,j}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j}}\right), \quad (5)$$

where H is the magnetic field, E is the electric field, μ is the magnetic permeability, ε is the electric permittivity and σ is the electric conductivity. The maximum time step is limited by stability restriction of finite difference equation [11].

The modulated Gaussian pulse, which is satisfied the UWB signal definition and FCC indoor limit spectral mask, is used as the UWB excitation signal V_S . The expression of this pulse is [7]

$$V_S|_n = A e^{-[(n-n_0)\Delta t/d]^2} \sin[2\pi f_c(n-n_0)\Delta t], \quad (6)$$

where A is the maximum amplitude of envelope signal, f_c is the carrier frequency, d is the $1/e$ characteristic decay time and n_0 is the delayed time step.

The tangential field components on four mesh walls must be specified in such a way that outgoing waves are not reflected. The FDTD simulation in this paper uses the PML ABC [12].

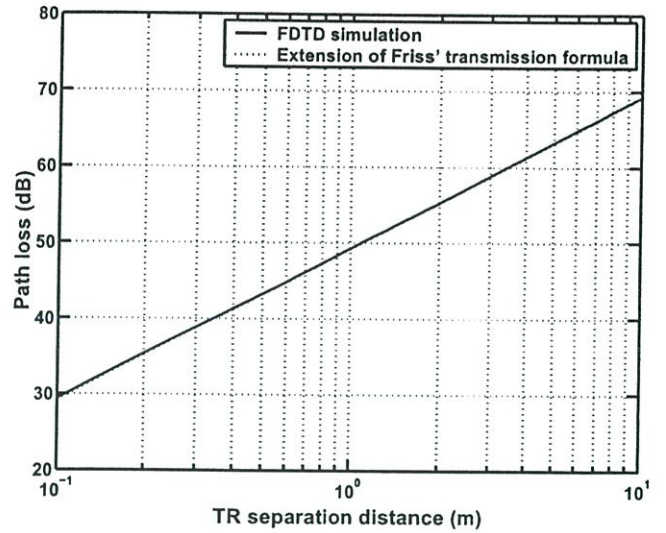


Fig. 1. Free space path loss obtained from FDTD simulation compared with that obtained from Friis' transmission formula.

TABLE I
ELECTROMAGNETIC PROPERTIES OF DIFFERENT MATERIALS.

Material	Electromagnetic property
Gypsum board	$\varepsilon_r = 2.80, \sigma = 0.15$
Plywood door	$\varepsilon_r = 2.88, \sigma = 0.21$
Brick wall	$\varepsilon_r = 3.30, \sigma = 0.11$
Dry concrete wall	$\varepsilon_r = 5.00, \sigma = 0.70$

III. UWB CHANNEL MODEL

In this section, the path loss obtained from FDTD method is modeled. First, the 2-D TM FDTD simulation is done in the free space environment. The cell sizes in x and y directions are $\Delta x = \Delta y = 0.005$ m. The PML ABC with 16 layers is used to reduce the reflection error at edges. The time interval of each time step is $\Delta t = 11.79$ ps, which is satisfied the numerical stability condition. For UWB excitation signal, the parameters of modulated Gaussian signal, which is satisfied the UWB signal definition and indoor limit spectral mask, are $f_c = 7.34$ GHz, $d = 0.11$ ns and $A = 0.27$ V. These signal parameters are the maximum amplitude and average power optimizations with bit rate of 100 Mbps [13].

Figure 1 shows the free space path loss obtained from FDTD simulation compared with that obtained from Friis' transmission formula along transmitter-receiver (TR) separation distance 0.1 to 10 m. From the figure, the path loss obtained from FDTD simulation coincides very well with that obtained from Friis' transmission formula. There is root mean square (RMS) error only 0.13 dB. This verifies that FDTD simulation can be modeled the path loss of UWB channel.

Subsequently, the FDTD simulation is done in the room structure with excitation signal located at point S . The dimension of this room is shown in Fig. 2. The room consists of gypsum board, plywood door, metallic cabinet, brick and dry concrete walls. The metallic cabinet is assumed to be the perfect

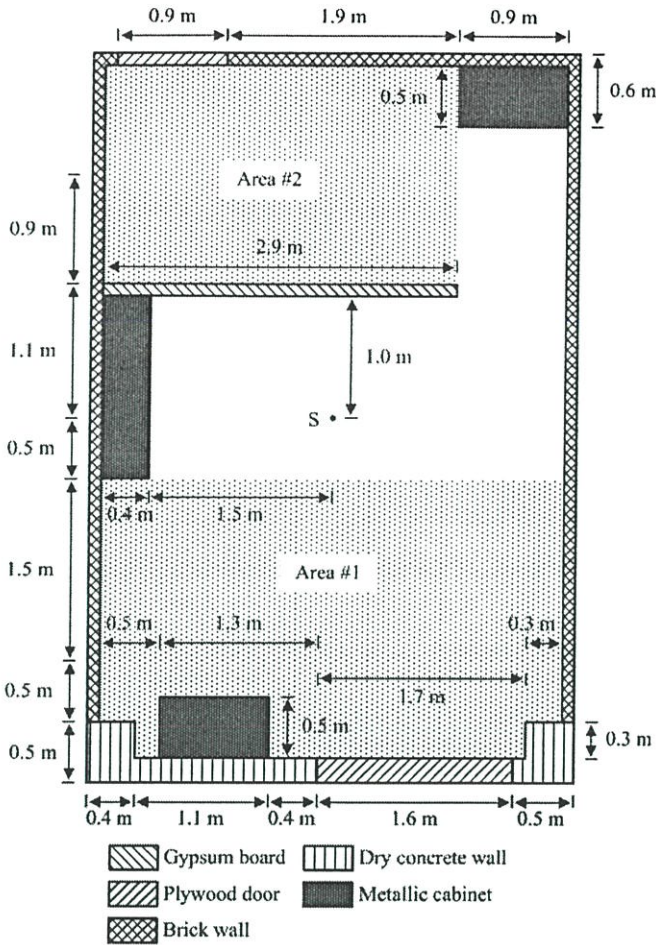


Fig. 2. Layout of room environment.

conductor. The electromagnetic properties of other materials are listed in Table 1 [4]. The two areas, Area #1 and Area #2, as shown in Fig. 2 are considered for LOS and OBS environments, respectively. The UWB path loss of both considered areas in dB at node (i, j) can be evaluated by using

$$PL_{i,j} = 10 \log \left[\frac{\sum_n (V_S |n|^2)}{\sum_n (V_R |i,j|^n)^2} \right], \quad (7)$$

where V_R is the received signal.

The TR separation distance d at node (i, j) is computed by using

$$d = \sqrt{[(i - i_S)\Delta x]^2 + [(j - j_S)\Delta y]^2}, \quad (8)$$

where (i_S, j_S) is the node of UWB excitation signal.

For modeling path loss, the linear regression model based on log-distance path loss model [16] is used. The model can be realized by curve fitting on a scatter plot of obtained path loss and then derived the path loss exponent n from

$$PL(d) = \overline{PL}(1) + 10n \log(d) + X_\sigma, \quad (9)$$

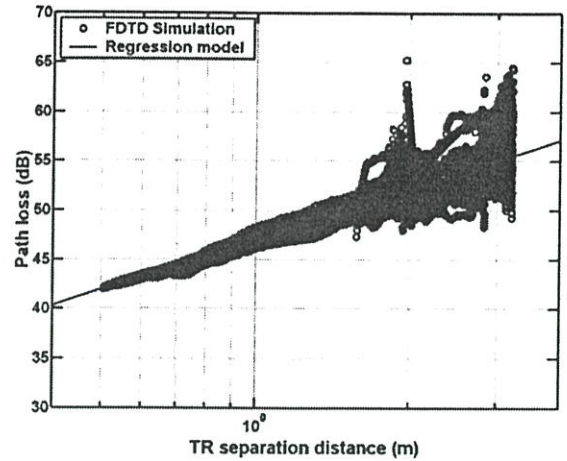


Fig. 3. Scatter plot of path loss obtained from FDTD simulation and regression model in Area #1.

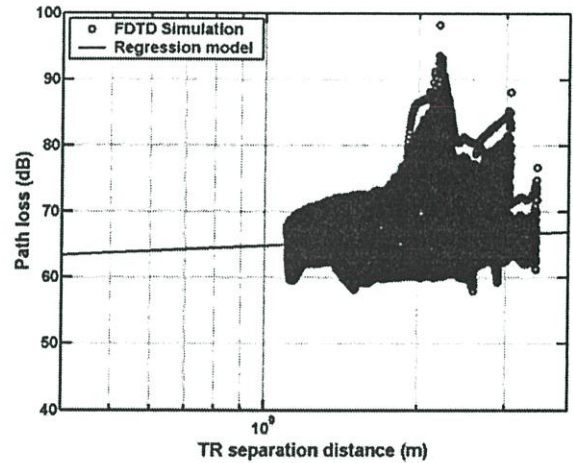


Fig. 4. Scatter plot of the path loss obtained from FDTD simulation and regression model in Area #2.

where $PL(d)$ is the path loss in dB at TR separation distance of d (m), $\overline{PL}(1)$ is the average large-scale path loss at TR separation distance is 1 m, X_σ is the fading parameter with standard deviation of σ in dB. When plotted on a log-distance graph, the path loss model is a straight line and n can be determined from the slope of $10n$ dB per decade. The value n and σ depend on the specific propagation environment. The main objective of this simulation is to determine $\overline{PL}(1)$, n and X_σ of UWB signal propagation in Area #1 and Area #2.

Figure 3 shows the scatter plot of path loss obtained from FDTD simulation and regression model in Area #1, which is the LOS environment. The 323,081 data are used to model the path loss. For this area, the model parameters are $\overline{PL}(1) = 47.00$ dB and $n = 1.68$. The scatter plot of path loss obtained from FDTD simulation and regression model in Area #2, which is the OBS environment, is shown in Fig. 4. The 207,861 data are

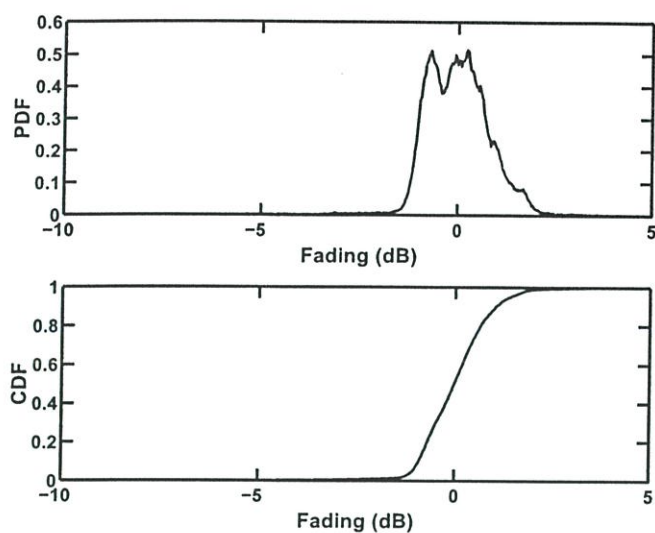


Fig. 5. PDF and CDF of fading in Area #1.

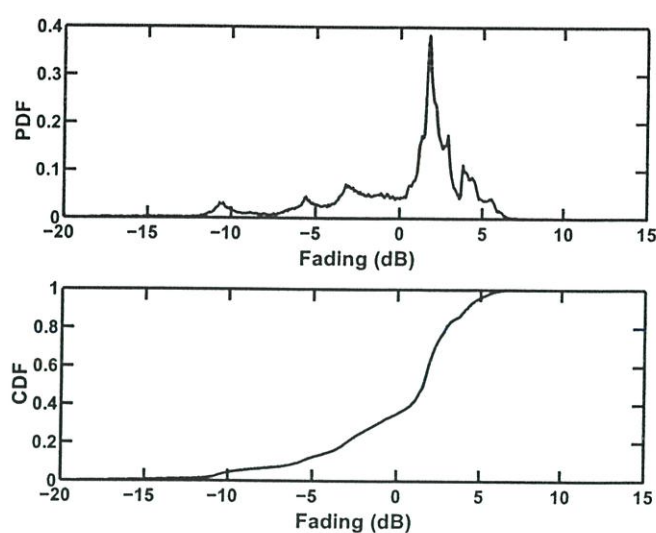


Fig. 6. PDF and CDF of fading in Area #2.

used to model the path loss. For this area, the model parameters are $\overline{PL}(1) = 64.79$ dB and $n = 0.35$.

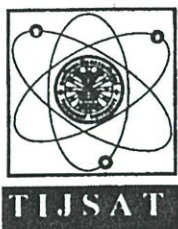
For considering the fading parameter X_σ , the statistic model is used. The PDF and CDF of fading are evaluated. Figure 5 shows the PDF and CDF of fading in Area #1. The statistic parameters of this area are the standard deviation of $\sigma = 0.86$ dB and zero mean. The PDF and CDF of fading in Area #2 are shown in Fig. 6. The statistic parameters of this area are the standard deviation of $\sigma = 4.21$ dB and zero mean. We can see that the fading in Area #2, which is OBS environment, is more fluctuate than that in Area #1, which is LOS environment.

IV. CONCLUSION

In this paper, the 2-D TM mode FDTD method is used to simulate the indoor radio wave propagation and model the path loss of UWB channel. The free space path loss obtained by FDTD method is verified with that obtain by Friis' transmission formula. By using FDTD method, the numerous data can be obtained for modeling indoor UWB channel. It is flexible to model the different environment according to desire accuracy by setting cell size. This simulation can be applied to arbitrary bandwidths or types of UWB signals. In order to develop a reliable UWB product for WPAN applications, a good understand of UWB channel model of specific environment is essential for link budget. Therefore, FDTD method provides a high flexible and convenient tool for modeling UWB channel.

REFERENCES

- [1] K. Siwiak, "Ultra-Wide Band Radio: Introducing a New Technology," *2001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol. 2, pp. 1088-1093, May 2001.
- [2] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding UWB Transmission Systems," First Report, FCC 02-48, Apr. 2002.
- [3] A. M. D. Turkmani, D. A. Demery and J. D. Parsons, "Measurement and Modelling of Wideband Mobile Radio Channels at 900 MHz," *IEEE Proceedings I on Communications, Speech and Vision*, vol. 138, no. 5, pp. 447-457, Oct. 1991.
- [4] R. Yao, Z. Chen and Z. Guo, "An Efficient Multipath Channel Model for UWB Home Networking," *2004 IEEE Radio and Wireless Conference*, pp. 511-516, Sept. 2004.
- [5] K. S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 14, pp. 302-307, 1966.
- [6] A. Taflove, *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*, Norwood, MA: Artech House, 1995.
- [7] P. Supanakoon, T. Subson, M. Chamchoy, P. Rawiwan, S. Promwong and P. Tangtisanon, "FDTD Simulation for Site-Specific Modeling of Indoor Radio Wave Propagation," *24th Electrical Engineering Conference (EECON-24)*, pp. 874-879, Nov. 2001.
- [8] P. Supanakoon, P. Rawiwan, P. Tangtisanon and J. Takada, "Indoor Radio Wave Propagation Modeling Using Modified FDTD Method," *2001 International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT 2001)*, pp. 441-444, Nov 2001.
- [9] H. Zhou, C. Yang and F. Wang, "Simulation of Indoor Ultra Wideband Propagation Channel Modeling," *2005 International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, vol. 1, pp. 333-336, Sept. 2005.
- [10] P. Supanakoon, P. Thaiwattanaporn, S. Keawmechai and S. Promwong, "Indoor Radio Wave Propagation of UWB Signal Using FDTD Method," *The International Technical Conference on Circuit/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2006)*, vol. 3, pp. 265-268, July. 2006.
- [11] A. Taflove and M. E. Brodwin, "Numerical Solution of Steady-State Electromagnetic Scattering Problems Using The Time-Dependent Maxwell's Equation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 23, pp. 623-630, 1975.
- [12] J. Berenger, "A Perfectly Matched Layer for The Absorption of Electromagnetic Wave," *Journal on Computational Physics*, vol. 14, pp. 185-200, 1994.
- [13] P. Supanakoon, K. Wansiang, S. Promwong and J. Takada, "Simple Waveform for UWB Communication," *The 2005 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunication, and Information Technology International Conference (ECTI-CON 2005)*, pp. 626-629, May 2005.
- [14] J. Takada, S. Promwong and W. Hachitani, "Extension of Friis Transmission Formula for UWB Systems," *Technical Report of IEICE, WBS2003-8/MW2003-20*, May 2003.
- [15] P. Supanakoon, P. Tangtisanon, S. Promwong and J. Takada, "Accurate Analysis of Extension of the Friis' Transmission Formula for UWB Channels," *The First Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunication and Information Technology Annual Conference (ECTI-CON 2004)*, pp. 291-294, May 2004.
- [16] T. S. Rappaport, *Wireless Communication: Principles and Practice*, Prentice Hall PTR, 2nd Edition, 2002.



THAMMASAT INTERNATIONAL JOURNAL OF SCIENCE AND TECHNOLOGY

Academic Services Division , Office of The Rector Building, 99 Thammasat University,
Klongluang Pathum-Thani, **THAILAND**. 12121 Tel. (66) 0-2564-4440-79 Ext.1174

March 2 , 2007

Dear Miss.Phannipha Thaiwattanporn et al.,

I am pleased to inform you that the editorial board of Thammasat International Journal of Science and Technology (TIJSAT) has already considered your paper entitled "**Indoor Channel Modeling for UWB Communications by Using FDTD Method**" and has approved it for acceptance to be published in Vol.12 No.2 April - June 2007.

Yours faithfully,

(Assoc. Prof. Dr. Boonhong Chongkid)

Editor

Tel.0-2564-4440-79 Ext.1174

Fax.0-2564-4435

E-mail: tjsat@yahoo.com

www.tjsat.tu.ac.th

Indoor Channel Modeling for UWB Communications by Using FDTD Method

Phannipha Thaiwattanaporn^{*}, Pichaya Supanakoon^{*†}, Sathaporn Promwong^{*†}
and Jun-ichi Takada[‡]

^{*}Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,

[†]Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT)
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabung, Bangkok 10520, THAILAND
E-mail: {s8061011,kspichay,kpsathap}@kmitl.ac.th

[‡]Graduate School of Science and Engineering, Tokyo Institute of Technology,
2-12-1-S6-4, O-okayama, Meguro-ku, 152-8550, Tokyo, Japan
E-mail: takada@ide.titech.ac.jp

Abstract

In this paper, a two-dimensional (2-D) transverse magnetic (TM) mode of finite difference time domain (FDTD) method is used to simulate the indoor radio wave propagation and model the path loss of ultra wideband (UWB) channel. The modulated Gaussian pulse satisfied the UWB signal definition and Federal Communications Commission (FCC) indoor limit spectral mask is used as the UWB excitation signal. The propagation of electric field at each example time step is demonstrated. The power delay profiles along the specific distances are shown. The free space path loss obtained by using the FDTD method is shown and verify by comparing with that obtained by using the extension of Friis' transmission formula. After that, the path loss in the example indoor environment is evaluated. The line-of-sight (LOS) and obstructed (OBS) environments are considered. Furthermore, these obtained data are modeled the path loss by using the regression model. The probability density function (PDF) and cumulative distribution function (CDF) of fading are illustrated. From the results, we can see that the FDTD simulation is convenient and flexible for the site-specific and statistical models of the UWB indoor radio wave propagation.

Keyword: ultra wideband (UWB), finite difference time domain (FDTD) method, channel model, power delay profile and path loss.

1. Introduction

Recently, ultra wideband (UWB) radio technology has become an important topic for microwave communication because of its low cost and low power consumption potentials [1]. The UWB technology is different from other radio frequency (RF) technologies. Instead of using a narrow carrier frequency, UWB transmits pulses with power spectral density (PSD) in the range of ultra wide frequency spectrum. The Federal Communications Commission (FCC) [2] in US specified that UWB pulses have a frequency spectrum ranging from 3.1 GHz to 10.6 GHz. The FCC defined the UWB signal as those, which have a fractional bandwidth equal to or greater than 0.20, or occupied bandwidth equal to or greater than 500 MHz.

The PSD of the UWB signal is considered to be noise for other communication systems because its power spectrum is below the FCC part 15 noise limit. The UWB receiver collects the power of the received signal to rebuild the pulse. Therefore, the UWB radio technology can coexist with other RF technologies without interference.

The indoor radio communications have become more and more interesting in recent time, which several researchers report the wideband impulse response measurement [3]. Such data is useful to predict the maximum allowable data rates in order to the intersymbol interference and in the exploration of such techniques as diversity and equalization. The effective design, assessment and installation of the radio communication in the indoor environment require the accurate

characterization of the radio wave propagation. Therefore, it is also important to consider the propagation behavior in the indoor environment.

A ray tracing technique has been demonstrated to be promising for the indoor radio propagation [4]. A finite difference time domain (FDTD) method [5], [6] is the alternative method for modeling the channel. Although the FDTD method requires more computer resources compared with the ray tracing technique, the simulation of indoor environment requires computer resources less than that of outdoor environment. Furthermore, the FDTD method can be calculated the scattered fields more accurately compared with the ray tracing technique for complex lossy structures with finite dimensions encountered in the indoor environment. Therefore, the FDTD method is usually used to model the narrow band channel [7], [8]. For the UWB communication, there are many researches that used the FDTD method to model the channel [9], [10]. However, there is no consideration about path loss model with the FCC regulation of the UWB signal.

In this paper, the two-dimensional (2-D) transverse magnetic (TM) mode of the FDTD method satisfied the numerical stability condition [11] and with perfectly matched layer absorbing boundary condition (PML ABC) [12] is used to simulate the indoor radio wave propagation and model the path loss of UWB channel. The modulated Gaussian pulse satisfied the UWB signal definition and FCC indoor limit spectral mask [13] is used as the UWB excitation signal. The free space path loss obtained by using the FDTD method is shown and verify by comparing with that obtained by using the extension of Friis' transmission formula [14], [15], which has the high accuracy for UWB channel [16], [17]. After that, the path loss in the example indoor environment is evaluated. The line-of-sight (LOS) and obstructed (OBS) environments are considered. Furthermore, these obtained data are modeled the path loss by using the regression model. The probability density function (PDF) and cumulative distribution function (CDF) of fading are illustrated.

This paper is organized as follows. Section 2, the FDTD method used in this paper is described. Next, the indoor UWB channel is

modeled in Sec. 3. Finally, the conclusions are discussed in Sec. 5.

2. FDTD Method

2.1 Finite Difference Equations

The 2-D TM mode of finite difference equations are directly derived from Maxwell's curl equations in time domain. Maxwell's curl equation can be written as [18]

$$\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\nabla \times \vec{E}, \quad (1)$$

$$\varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \nabla \times \vec{H}, \quad (2)$$

where H is the magnetic field, E is the electric field, μ is the magnetic permeability and ε is the electric permittivity.

To obtain discrete approximation of the continuous partial differential equations, the centered difference approximation is used on both the time and space first-order partial difference. The entire computation domain is the collection of all the unit cells. The dimensions of the unit cell along x and y directions are Δx and Δy , respectively. The node with subscript indices i and j corresponds to node number in x and y directions. The time step is indicated with the superscript index n . The time interval of each time step is Δt . After simple arrangement, the 2-D TM mode of finite difference equations are described as [5], [6]

$$H_x|_{i,j}^{n+1/2} = H_x|_{i,j}^{n-1/2} + \left(\frac{\Delta t}{\mu_{i,j}} \right) \left(\frac{E_z|_{i,j-1/2}^n - E_z|_{i,j+1/2}^n}{\Delta y} \right), \quad (3)$$

$$H_y|_{i,j}^{n+1/2} = H_y|_{i,j}^{n-1/2} + \left(\frac{\Delta t}{\mu_{i,j}} \right) \left(\frac{E_z|_{i+1/2,j}^n - E_z|_{i-1/2,j}^n}{\Delta x} \right), \quad (4)$$

$$E_z|_{i,j}^{n+1} = C_a|_{i,j} E_z|_{i,j}^{n-1} + C_b|_{i,j} \left(\frac{H_y|_{i+1/2,j}^{n+1/2} - H_y|_{i-1/2,j}^{n+1/2}}{\Delta x} + \frac{H_x|_{i,j-1/2}^{n+1/2} - H_x|_{i,j+1/2}^{n+1/2}}{\Delta y} \right), \quad (5)$$

with the electric field updating coefficients at node (i, j) are given by

$$C_a|_{i,j} = \frac{1 - \frac{\sigma_{i,j}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j}}}, \quad (6)$$

$$C_b|_{i,j} = \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j}}}, \quad (7)$$

where the parameter σ is the electric conductivity.

The maximum time step is limited by the stability restriction of the finite difference equation. The numerical stability condition of 2-D FDTD is specified as [11]

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2}}}, \quad (8)$$

where c is the velocity of light in free space.

In this paper, the magic time step condition is used to obtain the minimum numerical error. The magic time step condition is defined as

$$\Delta t = \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2}}}. \quad (9)$$

2.2 UWB Excitation Signal

The modulated Gaussian pulse satisfied the UWB signal definition and FCC indoor limit spectral mask is used as the UWB excitation signal V_s . The expression of this pulse is [7]

$$V_s|_n = A e^{-[(n-n_o)\Delta/d]^2} \sin[2\pi f_c(n-n_o)\Delta t], \quad (10)$$

where A is the maximum amplitude of the envelope signal, f_c is the carrier frequency, d is the $1/e$ characteristic decay time and n_o is the delayed time step.

2.3 PML ABC Treatment

The tangential field components on the four mesh walls must be specified in such a way that outgoing waves are not reflected. The

FDTD simulation in this paper uses the PML ABC [12]. The PML ABC can effectively absorb propagation wave by using nonphysical lossy media adjacent to the outer grid boundaries backed by perfectly conducting walls. The field components are split into two subcomponents. The electric and magnetic losses, σ_e and σ_h , inside the PML medium are specified by satisfying the PML impedance-matching condition

$$\frac{\sigma_e}{\varepsilon} = \frac{\sigma_h}{\mu}. \quad (11)$$

After the specification of electric and magnetic losses, electromagnetic waves inside the PML medium are rapidly attenuated. The explicit exponentially difference file-updating equations are used to replace the conventional FDTD algorithm.

The electric loss inside the PML legion is assumed to increase with depth from zero at $\rho=0$ to a maximum value of σ_{\max} at $\rho=\delta$ by the quadratic ramping

$$\sigma_e(\rho) = \sigma_{\max} \left(\frac{\rho}{\delta} \right)^2, \quad (12)$$

where σ_{\max} is chosen to bound the PML reflection coefficient, the PML reflection coefficient at normal incident has the following expression

$$R(0) = e^{-2\sigma_{\max}\delta/(3\alpha)}. \quad (13)$$

3. Modeling of Indoor UWB Channel

The example simulation model is a room structure with the excitation signal located at point S . The dimension of this room is shown in Fig. 1. The room consists of gypsum board, plywood door, metallic cabinet, brick and dry concrete walls. The metallic cabinet is assumed to be perfect conductor. The electromagnetic properties of other materials are listed in Table 1 [13].

Subsequently, the 2-D TM mode of FDTD simulation is used to model this structure. The cell sizes in x and y directions are $\Delta x = \Delta y = 0.005$ m. The PML ABC with 16 layers is used to reduce the reflection error at the edges of the simulation boundary. The dimension of total lattice is 873×1273 cells. The time interval of each time step is $\Delta t = 11.79$ ps, which is

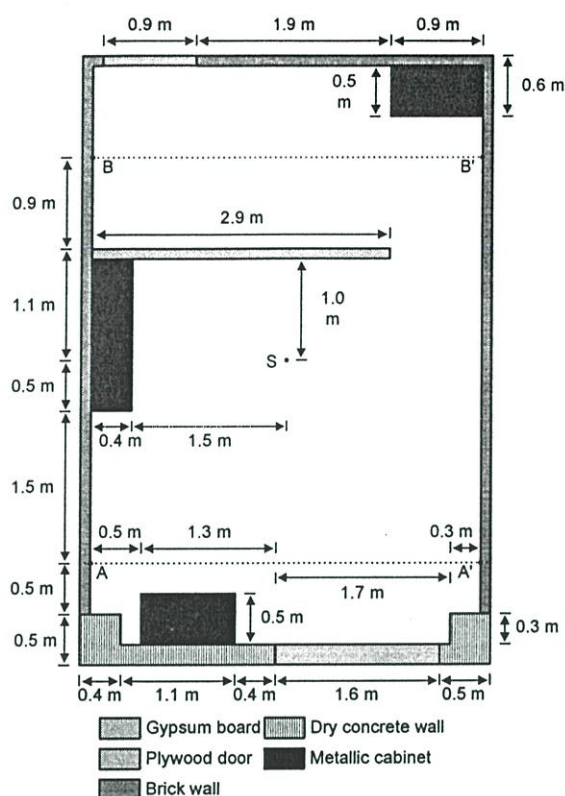


Fig.1 Dimension of room indoor environment.

Table 1 Electromagnetic properties of different materials.

Material	Electromagnetic property
Gypsum board	$\epsilon_r = 2.80, \sigma = 0.15$
Plywood door	$\epsilon_r = 2.88, \sigma = 0.21$
Brick wall	$\epsilon_r = 3.30, \sigma = 0.11$
Dry concrete wall	$\epsilon_r = 5.00, \sigma = 0.70$

satisfied the numerical stability condition. The total time steps of this simulation are $n = 10000$. For the UWB excitation signal, the parameters of modulated Gaussian signal satisfied the UWB signal definition and FCC indoor limit spectral mask are $f_c = 7.34$ GHz, $d = 0.11$ ns and $A = 0.27$ V. These signal parameters are the maximum amplitude and average power optimizations with bit rate of 100 Mbps [18].

From the FDTD simulation, we can observe the characteristics of the electromagnetic field propagation in each time step. Figures 2 to 5 show the electric field patterns at example time steps of $n = 500$, 1000, 1500 and 2000, respectively. From these figures, we can see the propagation

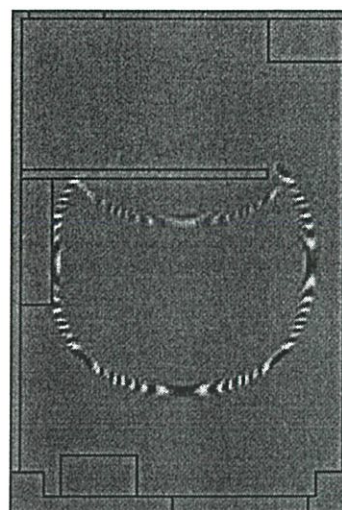


Fig. 2 Electric field pattern at time step of $n = 500$.

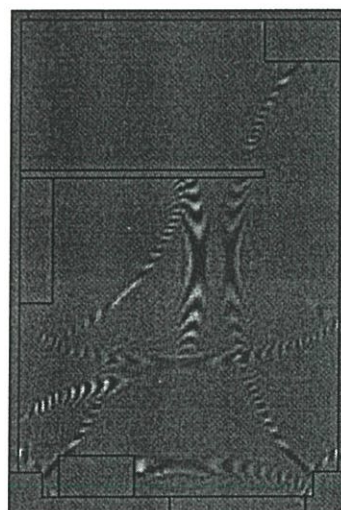


Fig. 3 Electric field pattern at time step of $n = 1000$.

mechanisms of the electromagnetic wave, such as reflection, diffraction and scattering, occurred in this indoor environment.

After that, the distance along AA' and BB' in Fig. 1 are considered. Figures 6 and 7 show the power delay profile along AA' and BB', respectively. The distance along AA' is the line-of-sight (LOS) environment, while the distance along BB' is the obstructed (OBS) environment. We can clearly see the characteristic of fading along AA' and BB'. These data are used to model the channel.

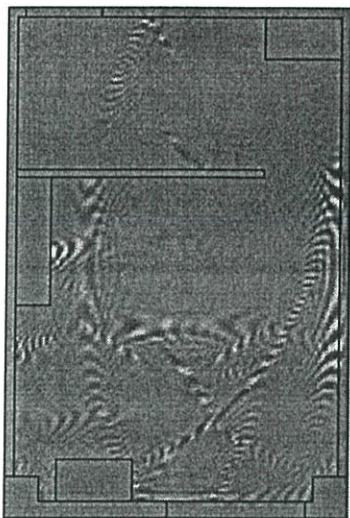


Fig. 4 Electric field pattern at time step of $n = 1500$.

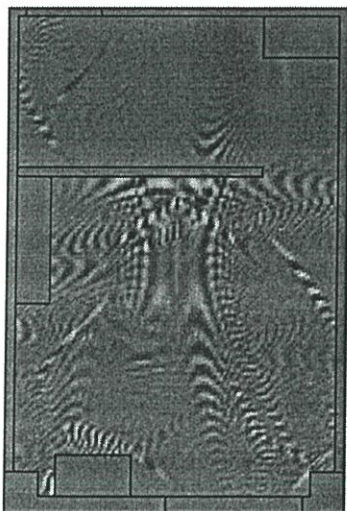


Fig. 5 Electric field pattern at time step of $n = 2000$.

Figure 8 shows the free space path loss obtained from FDTD simulation compared with that obtained from the Friis' transmission formula along the transmitter-receiver (TR) separation distance 0.1 to 10 m. From the figure, the path loss obtained from the FDTD simulation coincides very well with that obtained from the Friis' transmission formula. There is rms error only 0.13 dB. This verifies that the FDTD simulation can be modeled the path loss of UWB channel.

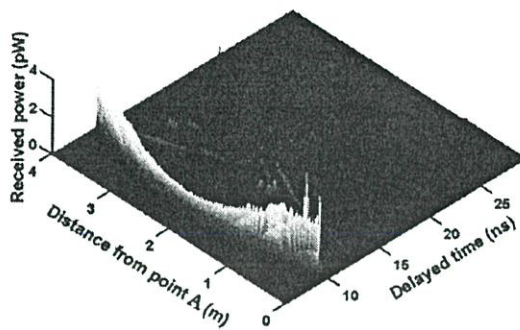


Fig. 6 Power delay profile along AA'.

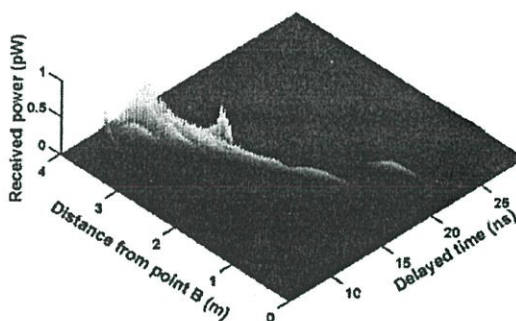


Fig. 7 Power delay profile along BB'.

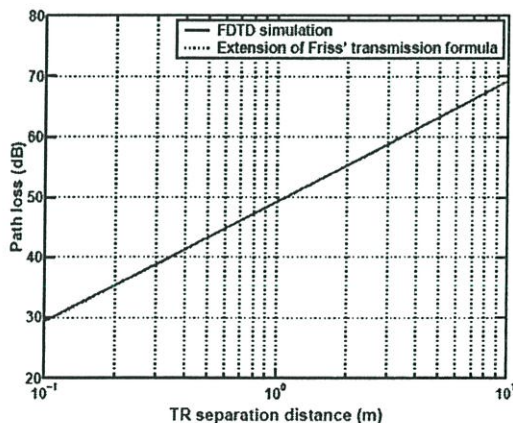


Fig. 8 Free space path loss obtained from FDTD simulation compared with that obtained from Friis' transmission formula.

Subsequently, the two areas, Area #1 and Area #2, as shown in Fig. 9 are considered for the LOS and OBS environments, respectively. The path loss of both considered areas is modeled by using the regression model. The PDF and CDF of fading are illustrated.

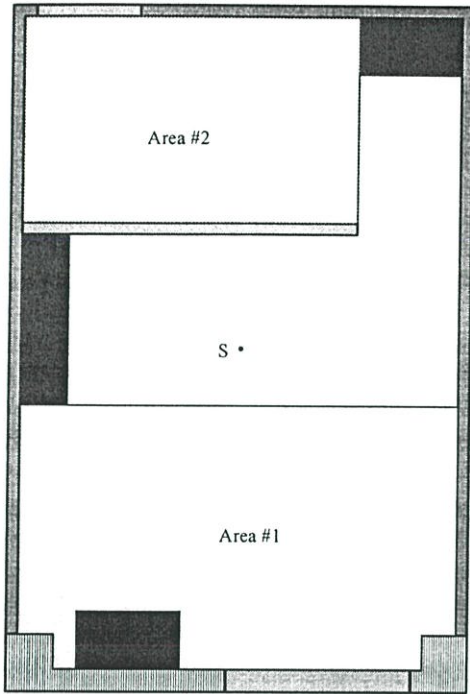


Fig. 9 Area #1 and Area #2 that used to considered LOS and OBS, respectively.

For modeling the path loss, the linear regression model based on log-distance path loss model [19] is used. The model can be realized by curve fitting on a scatter plot of obtained path loss and then derived the path loss exponent n from

$$PL(d) = \overline{PL}(1) + 10n \log(d) + X_\sigma \quad (14)$$

where $PL(d)$ is the path loss in dB at the TR separation distance of d , $\overline{PL}(1)$ is the average large-scale path loss at the TR separation distance is 1 m, X_σ is the shadowing fading parameter with the standard deviation of σ in dB. When plotted on a log-distance graph, the path loss model is a straight line and n can be determined from the slope of $10n$ dB per decade. The value n and σ depend on the specific propagation environment. The main objective of this simulation is to determine $\overline{PL}(1)$, n and X_σ of the UWB signal propagation in Area #1 and Area #2.

Figure 10 shows the scatter plot of path loss obtained from FDTD simulation and regression model in Area #1, which is the LOS environment. The 323,081 data are used to model the path loss. For this area, the model

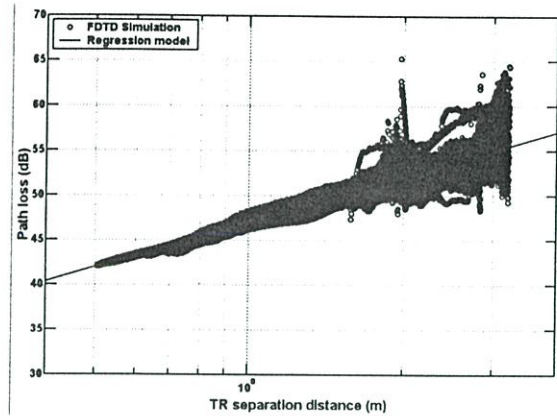


Fig. 10 Scatter plot of the path loss obtained from FDTD simulation and regression model in Area #1.

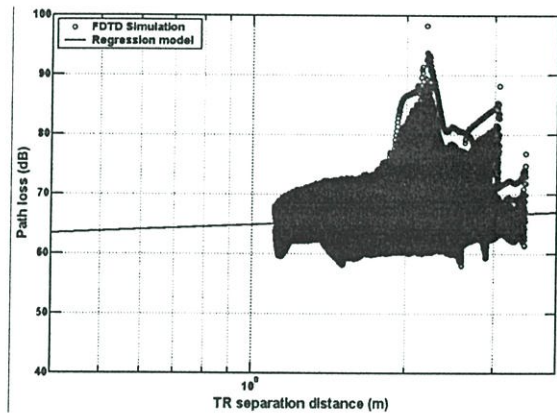


Fig. 11 Scatter plot of the path loss obtained from FDTD simulation and regression model in Area #2.

parameters are $\overline{PL}(1) = 47.00$ dB and $n = 1.68$. The scatter plot of path loss obtained from FDTD simulation and regression model in Area #2, which is the OBS environment, is shown in Fig. 11. The 207,861 data are used to model the path loss. For this area, the model parameters are $\overline{PL}(1) = 64.79$ dB and $n = 0.35$.

For considering the fading parameter X_σ , the statistic model is used. The PDF and CDF of fading are evaluated. Figure 12 shows the PDF and CDF of fading in Area #1. The statistic parameters of this area are the standard deviation of $\sigma = 0.86$ dB and zero mean. The PDF and CDF of fading in Area #2 are shown in Fig. 13. The statistic parameters of this area are the standard deviation of $\sigma = 4.21$ dB and zero mean. We can see that the fading in Area #2,

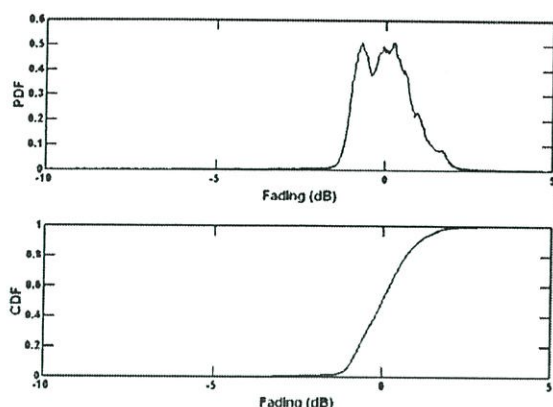


Fig. 12 PDF and CDF of fading in Area #1.

which is OBS environment, is more fluctuate than that in Area #1, which is LOS environment.

5. Conclusion

In this paper, a 2-D TM mode of FDTD method is used to simulate the indoor radio wave propagation. It is flexible to model UWB channel of different environment according to desire accuracy by setting the cell size. The free space path loss obtained by the FDTD method is verified with that obtain by the extension of Friis' transmission formula. By using the FDTD method, the numerous data can be obtained for modeling the path loss. This simulation can be applied to arbitrary bandwidths or types of UWB signals. In orders to develop a reliable UWB product for WPAN applications, a good understand of the UWB channel model of specific environment is essential for the link budget. Therefore, this FDTD method provides a high flexible and convenient tool for modeling the UWB channel.

6. Reference

- [1] K. Siwiak, "Ultra-Wide Band Radio: Introducing a New Technology," 001 Spring IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), vol. 2, pp.1088-1093, May 2001.
- [2] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the commission's Rules Regarding UWB Transmission Systems," First Report, FCC 02-48, Apr. 2002.
- [3] A. M. D. Turkmani, D. A. Demery and J. D. Parsons, "Measurement and Modeling of Wideband Mobile Radio Channels at 900 MHz," IEEE Proceedings I on

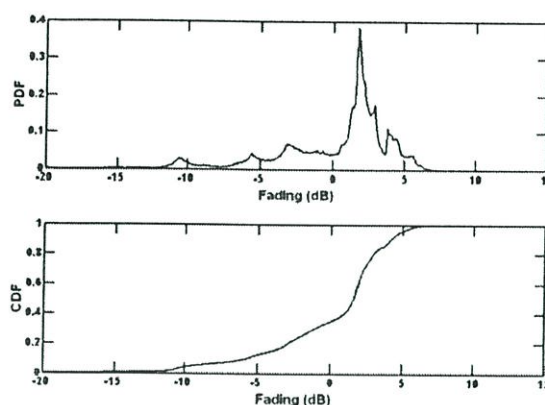


Fig. 13 PDF and CDF of fading in Area #2.

- Communications, Speech and Vision, vol. 138, no. 5, pp. 447-457, Oct. 1991.
- [4] R. Yao, Z. Chen and Z. Guo, "An Efficient Multipath Channel Model for UWB Home Networking," 2004 IEEE Radio and Wireless Conference, pp. 511-516, Sept. 2004.
- [5] K. S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 14, pp. 302-307, 1966.
- [6] A. Taflove, Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method, Norwood, MA: Artech House, 1995.
- [7] P. Supanakoon, T. Subson, M. Chamchoy, P. Rawiwan, S. Promwong and P. Tangtisanon, "FDTD Simulation for Site-Specific Modeling of Indoor Radio Wave Propagation," 24th Electrical Engineering Conference (EECON-24), pp. 874-879, Nov. 2001.
- [8] P. Supanakoon, P. Rawiwan, P. Tangtisanon and J. Takada, "Indoor Radio Wave Propagation Modeling Using Modified FDTD Method," 2001 International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT 2001), pp. 441-444, Nov 2001.
- [9] H. Zhou, C. Yang and F. Wang, "Simulation of Indoor Ultra Wideband Propagation Channel Modeling," 2005 International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, vol. 1, pp.333-336, Sept. 2005.

- [10] P. Supanakoon, P. Thaiwattanaporn, S. Keawmechai and S. Promwong, "Indoor Radio Wave Propagation of UWB Signal Using FDTD Method," The International Technical Conference on Circuit/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2006), vol. 3, pp. 265-268, July 2006.
- [11] A. Taflove and M. E. Brodwin, "Numerical Solution of Steady-State Electromagnetic Scattering Problems Using The Time-Dependent Maxwell's Equation," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 23, pp. 623-630, 1975.
- [12] J. Berenger, "A Perfectly Matched Layer for The Absorption of Electromagnetic Wave," Journal on Computational Physics, vol. 14, pp. 185-200, 1994.
- [13] P. Supanakoon, K. Wansiang, S. Promwong and J. Takada, "Simple Waveform for UWB Communication," The 2005 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunication, and Information Technology International Conference (ECTI-CON 2005), pp. 626-629, May 2005.
- [14] J. Takada, S. Promwong and W. Hachitani, "Extension of Friis Transmission Formula for UWB Systems," Technical Report of IEICE, WBS2003-8/MW2003-20, May 2003.
- [15] S. Promwong, W. Hachitani and J. Takada, "Experimental Evaluation Scheme of UWB Antenna Performance," Technical Meeting on Instrument and Measurement, IEE Japan, IM-03-35, June 2003.
- [16] P. Supanakoon, P. Tangtisanon, S. Promwong and J. Takada, "Accurate Analysis of Extension of the Friis' Transmission Formula for UWB Channels," The First Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunication and Information Technology Annual Conference (ECTI-CON2004), pp. 291-294, May 2004.
- [17] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon and P. Tangtisanon, "Experimental Study on The Applicability of Complex Form Friis' Transmission Formula in Fresnel Region for UWB Free Space Channel Mode," The 2004 International Symposium on Antenna and Propagation (ISAP 2004), pp. 89-92, Aug. 2004.
- [18] C. A. Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics. John Wiley, 1989.
- [19] T. S. Rappaport, Wireless Communication: Principles and Practice, Prentice Hall PTR, 2nd Edition, 2002.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นางสาวพรรณนิพา ไทยวัฒนาพร
วัน เดือน ปีเกิด	16 ตุลาคม 2522
ที่อยู่	15 ถนนเพชรเกษม แขวงวัดท่าพระ เขตบางกอกใหญ่ กรุงเทพฯ 10600
ประวัติการศึกษา	
พ.ศ. 2544	วิทยาศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิทยาการคอมพิวเตอร์ มหาวิทยาลัยสยาม
พ.ศ. 2550	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง