

แบบจำลองการลดทอนสัญญาณเคลื่อนที่สำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ความถี่
1800 MHz โดยใช้วิธีนิวโรฟัซซี

PROPAGATION PATH LOSS MODEL FOR 1800 MHz MOBILE
COMMUNICATION USING NEURO-FUZZY

ศุภชัย ไพบูลย์
SUPACHAI PHAIBOON

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2550

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

แบบจำลองการลดทอนสัญญาณคลื่นวิทยุสำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ความถี่
1800 MHz โดยวิธีนิวโรฟัซซี

PROPAGATION PATH LOSS MODEL FOR 1800 MHz MOBILE
COMMUNICATION USING NEURO-FUZZY

ศุภชัย ไพบูลย์

SUPACHAI PHAIBOON

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....**74626**.....
วัน,เดือน,ปี.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

PROPAGATION PATH LOSS MODEL FOR 1800 MHz MOBILE
COMMUNICATION USING NEURO-FUZZY

SUPACHAI PHAIBOON

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTORAL OF ENGINEERING IN ELECTRICAL 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	แบบจำลองการลดทอนสัญญาณคลื่นวิทยุสำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ความถี่ 1800 MHz โดยวิธีนิวโรฟัซซี
นักศึกษา	นายศุภชัย ไพบูลย์
รหัสนักศึกษา	42060012
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2550
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.สุริภณ สมควรพาณิชย์
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม	ผศ.ดร.พิศิษฎ์ โภการัตน์กุล

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอวิธีการทำนายการลดทอนสัญญาณคลื่นวิทยุ โดยใช้นิวโรฟัซซี (Neuro-Fuzzy) สำหรับใช้ในการออกแบบเครือข่ายระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ภายในอาคาร โดยลักษณะเด่นของวิธีการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์เล่มนี้คือ การกำหนดฟัซซีเซตของตัวแปรที่มีผลต่อการแพร่กระจายคลื่น และนำข้อมูลการแพร่กระจายคลื่นไปทำกระบวนการเรียนรู้ด้วยนิวโรฟัซซี ทำให้แบบจำลองการแพร่กระจายคลื่นที่ได้มีความถูกต้องสูงสำหรับอาคารที่ไม่มีวัตถุที่เคลื่อนไหวภายในอาคาร อย่างไรก็ตาม ในกรณีที่เกิดการเคลื่อนไหวของวัตถุภายในอาคาร ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอแบบจำลองการลดทอนสัญญาณคลื่นวิทยุโดยวิธีการถดถอยเชิงเส้นแบบฟัซซี (Fuzzy Linear Regression) แบบจำลองการลดทอนสัญญาณคลื่นวิทยุนี้มีขอบเขตบนและขอบเขตล่าง (Upper and Lower Bounds Path Loss Model) ทำให้สามารถทำนายการสูญเสียตามวิถีคลื่นในสถานะที่เกิดผลกระทบแปรเปลี่ยนตามเวลา จากการเคลื่อนไหวของคนภายในอาคาร หรือ การเคลื่อนที่ของรถยนต์ภายในอาคารจอดรถ ซึ่งผลกระทบดังกล่าวมีอิทธิพลต่อการแพร่กระจายคลื่นภายในอาคารเป็นอย่างมาก ซึ่งในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้แสดงผลการทำนายการสูญเสียตามวิถีภายในอาคารสำนักงานและอาคารจอดรถ ในสถานะที่มีการใช้งานของอาคารอย่างหนาแน่น เปรียบเทียบกับวิธีการแบบเดิม

Thesis Title	Propagation Path Loss Model for 1800 MHz Mobile Communication Using Neuro-Fuzzy
Student	Mr. Supachai Phaiboon
Student ID.	42060012
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2007
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Suripon Somkuarnpanit
Thesis Co-Advisor	Asst. Prof. Dr. Pisit Phokharatkul

ABSTRACT

This thesis proposes a method to predict propagation path loss in buildings using Neuro-Fuzzy for indoor mobile telephone system network designing. The salient feature of the proposed method is to determine fuzzy set inputs which influence on wave propagation and train propagation data with a Neuro-Fuzzy. These make the model provided high accuracy used for buildings without time-variant effects. However in case of buildings with time-variant effects, this thesis proposes a path loss model using Fuzzy linear regression. This model uses upper and lower bounds path loss model, which enables path loss prediction in situation of time-variant effects from human moving in the office building or car moving in the parking building. These influence reasonably on wave propagation. This thesis presents the results of path loss prediction in the office building and the parking building at high traffic hours. Comparing with conventional models is included in this thesis.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำ และคำปรึกษาที่มีคุณค่าจาก รศ.ดร.สุริภณีสมากรพณิชย์ และ ผศ.ดร. พิสิษฎ์ โภคารัตน์กุล ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากอาจารย์ทั้งสองท่าน และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณบัณฑิตศึกษา คณะวิศวกรรมศาสตร์และบัณฑิตวิทยาลัย ที่ให้ความช่วยเหลือในเรื่องต่าง ๆ

ขอบคุณ ผศ. อติรัญ กัญจนหฤทัย จากมหาวิทยาลัยรังสิต ที่ช่วยในการทำบทความโดยใช้โปรแกรม LATEX

ขอขอบคุณอาจารย์ Graham Rogers มหาวิทยาลัยมหิดล ที่ช่วยตรวจทานข้อความวิจัยภาษาอังกฤษ

ขอขอบคุณรองศาสตราจารย์ ดร. Jun-ichi Takada สถาบันเทคโนโลยีโตเกียว ประเทศญี่ปุ่นที่ได้ช่วยให้คำแนะนำที่มีประโยชน์ในการทำวิจัย

ขอบคุณ ดร.เสรี ปาน璋ง และเพื่อน ๆ ทุกคนที่ช่วยแนะนำสิ่งที่มีประโยชน์ต่อการศึกษาในครั้งนี้

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ขอขอบคุณญาติพี่น้อง ครอบครัวของข้าพเจ้า ตลอดจนเพื่อนร่วมงานที่ทำให้เกิดแรงบันดาลใจและกำลังใจ ที่ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ศุภชัย ไพบูลย์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	2
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวทางความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....	3
บทที่ 2 การแพร่กระจายคลื่นภายในอาคาร.....	5
2.1 กลไกพื้นฐานในการแพร่กระจายคลื่น.....	5
2.2 การสะท้อน.....	6
2.2.1 การสะท้อนจากไดอิเล็กตริก.....	6
2.2.2 มุมบรีวสเตอร์(Brewster Awgle).....	9
2.2.3 การสะท้อนจากตัวนำสมบูรณ์.....	11
2.2.4 แบบจำลองการสะท้อนพื้นดิน (สองแนวคลื่น).....	12
2.3 การเลี้ยวเบน.....	16
2.4 การกระจัดกระจาย.....	17
2.5 แบบจำลองคลื่นสองรังสี (Two-Ray Model).....	19
2.6 ผลกระทบจากเขตFresnel.....	20
2.7 การพิสูจน์ทฤษฎีเขตFresnel.....	22
2.8 การแพร่กระจายคลื่นวิทยุภายในอาคาร.....	24
2.8.1 เครื่องส่งอยู่ภายนอกอาคาร.....	24

สารบัญ(ต่อ)

2.8.2	เครื่องส่งและเครื่องรับอยู่ในอาคาร.....	25
บทที่ 3	การถดถอยเชิงเส้นแบบฟัซซี.....	28
3.1	คริสป์เซตและฟัซซีเซต.....	28
3.1.1	รูปสามเหลี่ยม.....	29
3.1.2	รูปสี่เหลี่ยมคางหมู.....	30
3.1.3	เส้นโค้งรูปตัว S.....	31
3.1.4	รูประฆังคว่ำ π -ฟังก์ชัน.....	32
3.2	การวิเคราะห์แบบฟัซซี.....	33
3.3	การวิเคราะห์การถดถอยเชิงเส้น.....	34
3.4	การทำนายข้อมูลด้วยช่วงความเชื่อมั่น (Confidence interval).....	36
3.5	การถดถอยเชิงเส้นแบบฟัซซี (Fuzzy Linear Regression, FLR).....	38
3.6	ระบบนิเวศฟัซซี.....	42
บทที่ 4	เทคนิคการวัดสัญญาณ และการวิเคราะห์ข้อมูลเบื้องต้น.....	44
4.1	ขั้นตอนการวัดสัญญาณ.....	45
4.2	สถานที่วัดสัญญาณ.....	46
4.3	แบบจำลองการลดทอนสัญญาณคลื่นด้วยการใช้การถดถอยเชิงเส้น.....	48
4.4	แบบจำลองการลดทอนสัญญาณคลื่นด้วย ANFIS.....	53
บทที่ 5	แบบจำลองการลดทอนสัญญาณคลื่นโดยใช้การถดถอยเชิงเส้นแบบฟัซซี.....	58
5.1	แบบจำลองการสูญเสียตามวิถีด้วยพารามิเตอร์ฟัซซี.....	58
5.1.1	อาคารเรียนคอนกรีต.....	58
5.1.2	อาคารจอดรถในศูนย์การค้า.....	59
5.2	การทดสอบแบบจำลองที่ได้.....	60
บทที่ 6	สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ.....	62
บรรณานุกรม	64

สารบัญ(ต่อ)

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	67
ภาคผนวก ข. ตัวอย่างข้อมูลการตรวจวัดสัญญาณ	116
ประวัติผู้เขียน.....	138

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ค่าพารามิเตอร์ของวัตถุที่ความถี่ต่าง ๆ	8
3.1 ข้อมูลตัวเลข.....	41
4.1 ค่ากำลังการสูญเสียตามวิถีและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์.....	53
5.1 พารามิเตอร์สำหรับการวัดสัญญาณเพื่อทดสอบแบบจำลอง.....	60

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 กลไกการแพร่กระจายคลื่น.....	5
2.2 แนวทางเดินของคลื่นสำหรับการคำนวณสัมประสิทธิ์การสะท้อนระหว่างไดอิเล็กตริกทั้งสอง.....	7
2.3 ขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกับมุมตกกระทบ.....	10
2.4 แบบจำลองการสะท้อนพื้นดินแนวสองคลื่น.....	11
2.5 วิธีเชิงเงาใช้ในการหาผลต่างของระยะทางเดินคลื่นทั้งสองแนว.....	12
2.6 แผนภาพเฟสเซอร์แสดงการรวมกันขององค์ประกอบสนามคลื่นทั้งสอง.....	14
2.7 หลักการของHuygen.....	16
2.8 การเลี้ยวเบนของคลื่นที่เหลี่ยมคมของสิ่งกีดขวาง.....	17
2.9 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกับมุมตกกระทบของผนังหินขรุขระ.....	18
2.10 แบบจำลองคลื่นสองรังสี.....	19
2.11 เขตFresnel.....	21
2.12 ก) สัญญาณความถี่สูงกว่าแพร่กระจายไปได้ระยะทางไกลกว่าก่อนที่เขตFresnelแรกสัมผัสพื้นดิน ข) การแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศที่สูงกว่าไปได้ระยะทางไกลกว่าก่อนที่เขตFresnelแรก สัมผัสพื้นดิน.....	22
2.13 แสดงจุดเปลี่ยนเขตFresnel.....	22
2.14 ระดับสัญญาณคลื่นที่รับได้ตามระยะทางจากเครื่องส่งที่แสดงให้เป็นจุดเปลี่ยน d_0 (กำลังเครื่องส่ง 1W).....	24
2.15 รัศมีการให้บริการระบบสื่อสารภายในอาคารที่อยู่ภายในและภายนอกเขตFresnelแรก.....	25
2.16 แบบจำลองคลื่นสามแนวภายในอาคาร.....	26
3.1 คริสป์เซตอายุของเรา.....	28
3.2 ฟิชซีเซตของอายุของเรา.....	29
3.3 แสดงกราฟรูปสามเหลี่ยม.....	30
3.4 แสดงกราฟรูปสามเหลี่ยมคางหมู.....	31
3.5 แสดงฟังก์ชันกราฟรูปตัว S.....	31
3.6 แสดงฟังก์ชันกราฟรูป π	32
3.7 ฟิชซีเซตรูปสามเหลี่ยมของอายุ.....	33
3.8 แสดงแผนผังการทำงานของระบบฟิชซี.....	33
3.9 กราฟความแรงของสัญญาณที่รับได้และระยะทาง.....	35
3.10 ช่วงความเชื่อมั่น	36

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.11 การแจกแจงปกติด้วยค่าเฉลี่ย $\overline{RSL}=0$ และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน σ	37
3.12 การแจกแจงปกติด้วยค่า $\overline{RSL}=1$ และ $\overline{RSL}=-1$ ที่ค่า σ ต่าง ๆ	37
3.13 การแจกแจงความน่าจะเป็นสะสมและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานปกติ.....	38
3.14 จำนวนฟิชชีในรูปแบบทรงสามเหลี่ยม.....	39
3.15 แบบจำลองการถดถอยเชิงเส้น.....	41
3.16 แบบจำลองการถดถอยเชิงเส้นแบบฟิชชี.....	41
3.17 ระบบนิเวศฟิชชี.....	42
4.1 ระบบการวัดสัญญาณ.....	44
4.2 แผนผังสถานที่วัดสัญญาณภายในอาคารเรียนคอนกรีต.....	46
4.3 ภาพถ่ายภายในอาคารเรียนคอนกรีต.....	47
4.4 แผนผังสถานที่วัดสัญญาณภายในอาคารจอดรถในศูนย์การค้า.....	47
4.5 ภาพถ่ายภายในอาคารจอดรถในศูนย์การค้า.....	47
4.6 แบบจำลองสามมิติคลื่น.....	48
4.7 กราฟการสูญเสียตามวิถีคลื่นที่ได้ตรวจวัดและเส้นถดถอยสำหรับอาคารเรียนคอนกรีต.....	49
4.8 กราฟการสูญเสียตามวิถีคลื่นที่ได้ตรวจวัดและเส้นถดถอยสำหรับอาคารจอดรถในศูนย์การค้า.....	50
4.9 จำนวนคนเดินในแนวทางเดินตรงภายในอาคารเรียนคอนกรีต.....	51
4.10 จำนวนรถยนต์แล่นผ่านและคนเดินระหว่างเครื่องรับ-ส่งภายในอาคารจอดรถในศูนย์การค้า.....	51
4.11 ผลการวัดการจางหายภายในอาคาร.....	52
4.12 สัญญาณเข้าฟิชชีก่อนทำกระบวนการเรียนรู้.....	54
4.13 สัญญาณเข้าฟิชชีหลังทำกระบวนการเรียนรู้.....	55
4.14 กราฟ RMSE สำหรับ ANFIS.....	55
4.15 ผลทำนายการลดทอนด้วยวิธีนิเวศฟิชชี.....	56
5.1 ข้อมูลการวัดสัญญาณและแบบจำลองที่นำเสนอของอาคารสองประเภท.....	61

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันระบบสื่อสารไร้สายที่ใช้ภายในอาคารมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว เนื่องจากความสะดวกในการใช้งานที่ไม่ต้องเชื่อมต่อสายสัญญาณถึงกันเช่น โทรศัพท์ไร้สาย, ระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN), ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ เป็นต้น ในการออกแบบระบบเครือข่ายสื่อสารไร้สายโดยการกำหนดตำแหน่งและจำนวนสถานีฐานที่เหมาะสมเป็นสิ่งจำเป็นเพื่อให้พื้นที่เขตบริการทั่วถึง และมีจำนวนสถานีฐานน้อยที่สุดเพื่อประหยัดค่าใช้จ่าย ดังนั้น การหาแบบจำลองการแพร่กระจายคลื่นเพื่อทำนายค่าการสูญเสียตามวิธีที่ให้ความถูกต้อง และง่ายต่อการใช้งาน จึงเป็นสิ่งสำคัญในการออกแบบระบบสื่อสารไร้สายภายในอาคาร นอกจากนี้ แบบจำลองดังกล่าวยังสามารถนำไปใช้ในการทำนายระดับสัญญาณคลื่นที่อาจมีผลกระทบต่อการทำงานของเครื่องมืออิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ ภายในอาคารอีกด้วย

ในการออกแบบเครือข่ายสื่อสารภายในอาคารนั้น สถานีฐานส่วนมากจะนิยมติดตั้งในแนวทางเดินภายในอาคาร (Corridor) ดังนั้นแบบจำลองการสูญเสียตามวิธีสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในแนวสายตา (Line-of-Sight, LOS) จึงยังมีความจำเป็นต้องใช้ โดยที่ผ่านมามีการใช้งานแบบจำลองการสูญเสียตามวิธีภายในอาคารทั้งสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในแนวสายตาหรือ LOS และไม่อยู่ในแนวสายตา (Non Line-of-sight, NLOS) มีอยู่ 3 แบบ คือ แบบแรก เรียกว่า แบบจำลองอย่างง่าย (Empirical model) [1-2],[12-13],[15],[20-24] ซึ่งมาจากการนำข้อมูลการวัดสัญญาณมาวิเคราะห์ทางสถิติด้วยวิธีถดถอยเชิงเส้น (Linear regression) แบบจำลองประเภทนี้ง่ายต่อการใช้งาน เพียงผู้ใช้กำหนดระยะทางและความถี่เท่านั้น แต่มีข้อด้อยในเรื่องความแม่นยำ แบบที่สอง เรียกว่า แบบจำลองแนวรังสีคลื่น (Ray optic model) หรือ (Deterministic model) [3-4], [16-17], [19], [27-28] ซึ่งได้จากการใช้ทฤษฎีการแพร่กระจายคลื่นบนแผนผังอาคารทั้งแบบสองมิติและสามมิติ แบบจำลองประเภทนี้ให้ความแม่นยำสูง แต่มีข้อเสียตรงที่ต้องใช้แผนผังอาคารที่มีรายละเอียดมากและใช้เวลาในการคำนวณสูง ส่วนแบบสุดท้ายเรียกว่าแบบจำลองกึ่งแนวรังสีคลื่น (Semi-ray optic model) หรือ (Semi-deterministic model) [5-6], [14] โดยใช้ข้อมูลทางสถิติประกอบกับหลักการทางทฤษฎีการแพร่กระจายคลื่น ทำให้แบบจำลองประเภทนี้มีความถูกต้องพอสมควรและง่ายต่อการใช้งาน

แบบจำลองทั้งสามประเภทข้างต้นไม่สามารถรวมผลกระทบของวัตถุที่แปรเปลี่ยนตามเวลา (Time-variant effects) เช่น การเคลื่อนไหวของคนภายในอาคาร หรือ การเคลื่อนที่ของรถยนต์ภายในอาคารจอดรถ เป็นต้น นอกจากนี้ยังรวมถึงการ เปิด-ปิด ประตู หรือ หน้าต่างภายในอาคารอีกด้วย สิ่งเหล่านี้มีผลกระทบต่อ การแพร่กระจายคลื่นภายในอาคารเป็นอย่างมาก [7] เนื่องจากขนาดของสิ่ง

เคลื่อนไหวเหล่านี้มีขนาดใกล้เคียงกับวัตถุที่ไม่แปรเปลี่ยนตามเวลา (Time-invariant effects) เช่น ผง และเสาด่างๆ ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับการสื่อสารภายนอกอาคารแล้ว ผลกระทบของวัตถุที่แปรเปลี่ยนตามเวลา จะมีไม่มากเนื่องจากวัตถุที่เคลื่อนไหวมีขนาดเล็กมากเมื่อเทียบกับวัตถุที่ไม่แปรเปลี่ยนตามเวลา เช่น อาคาร เป็นต้น

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังเพื่อนำเสนอแบบจำลองการสูญเสียตามวิธีสำหรับการแพร่กระจายคลื่นภายในอาคารในย่านความถี่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่ด้วยวิธีทางอัจฉริยะ (intelligent) โดยพิจารณาโครงสร้างของอาคารและผลกระทบจากวัตถุที่แปรเปลี่ยนตามเวลาหรือวัตถุที่เคลื่อนไหวภายในอาคารประเภทสำนักงานและอาคารจอดรถ โดยการศึกษาแบบจำลองการสูญเสียตามวิธีเดิมที่ใช้กับกรณีมีวัตถุเคลื่อนที่ภายในอาคาร เช่น มีการใช้งานอาคารในช่วงโมดริบเร่ง และในกรณีที่ไม่มีการใช้งานของอาคาร จากนั้นจึงนำผลที่ได้มาวิเคราะห์เพื่อนำเสนอแบบจำลองใหม่ที่สามารถทำนายการลดทอนของสัญญาณได้แม่นยำและสามารถรวมผลกระทบจากวัตถุเคลื่อนที่โดยใช้แบบจำลองแบบมีขอบเขตด้านบนและขอบเขตด้านล่าง (Upper and lower bounds model) โดยใช้วิธีการแบบนิวโร-ฟัซซี และการถดถอยเชิงเส้นแบบฟัซซี ซึ่งช่วยให้สามารถทำนายการแพร่กระจายคลื่นได้ดีขึ้น

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ข้อด้อยของแบบจำลองการลดทอนสัญญาณคลื่นแบบกึ่ง-กำหนด (Semi-deterministic) คือการที่แบบจำลองไม่สามารถรวมผลกระทบที่เกิดจากธรรมชาติของการแพร่กระจายคลื่นวิทยุได้เช่นผลกระทบจากท่อนำคลื่นภายในอาคาร (Wave-guiding effect) และการกระจัดกระจายของคลื่น (Scattering) เป็นต้นซึ่งสิ่งเหล่านี้มีผลทำให้แบบจำลองคลื่นเดิมมีความผิดพลาด ผลกระทบดังกล่าวไม่สามารถเป็นแบบจำลองอย่างง่ายได้ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จึงนำเสนอวิธีนิวโรฟัซซี (Neuro-Fuzzy) เพื่อสร้างแบบจำลองที่รวมผลกระทบดังกล่าว นอกจากนี้ยังพบข้อด้อยของวิธีการถดถอยเชิงเส้น (Linear Regression) คือ การกำหนดขอบเขตบนและขอบเขตล่างนั้นใช้ค่าการเบี่ยงเบนมาตรฐาน (Standard deviation) รอบ ๆ เส้นถดถอย (Regression line) ทำให้มีข้อมูลของการสูญเสียตามวิธีจำนวนหนึ่งอยู่นอกเส้นขอบเขตดังกล่าว ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากการเกิดการจางหายอย่างรวดเร็ว (Fast fading) ของสัญญาณคลื่นวิทยุจากการเคลื่อนที่ของวัตถุภายในอาคาร การเกิดการจางหายยังขึ้นอยู่กับ โครงสร้างของอาคารอีกด้วย เนื่องจากกลไกการแพร่กระจายคลื่นขึ้นอยู่กับระยะความสูงของเพดาน ระยะห่างของผนังห้อง และวัสดุที่ใช้ภายในอาคาร เป็นต้น

การแก้ปัญหาดังกล่าวข้างต้น เราใช้วิธีการกำหนดขอบเขตบนและขอบเขตล่างใหม่ เพื่อให้แบบจำลองการสูญเสียตามวิธีสามารถคิดผลกระทบที่เกิดจากการจางหายอย่างรวดเร็ว โดยใช้ข้อมูลการ

สูญเสียตามวิถีที่ได้จากการวัดสัญญาณภายในอาคารประเภทต่าง ๆ ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้วิธีการถดถอยเชิงเส้นแบบฟัซซี (Fuzzy Linear Regression) ในการสร้างแบบจำลองการสูญเสียตามวิถีแบบมีขอบเขตบนและขอบเขตล่าง ซึ่งสามารถรวมผลกระทบจากการจางหายอย่างรวดเร็ว, ความสูงของเพดานและความสูงของสายอากาศอีกด้วย

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

แบบจำลองการสูญเสียตามวิถีที่ใช้สำหรับการสื่อสารแนวสายตาภายในอาคารนั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้แบบจำลองชนิดสองความชัน (Two slopes model) เนื่องจากเป็นแบบจำลองที่มีความถูกต้องสูง โดยเฉพาะที่ตำแหน่งจุดรับสัญญาณอยู่ห่างจากเครื่องส่งมาก ๆ การสร้างแบบจำลองนั้นจะใช้ทฤษฎีถดถอยเชิงเส้น ทฤษฎีโครงข่ายนิเวรอล และ ทฤษฎีฟัซซี รวมถึงทฤษฎีการแพร่กระจายคลื่นภายในอาคาร เพื่อให้แบบจำลองที่ได้สามารถนำไปใช้ได้กับอาคารประเภทต่าง ๆ ที่มีวัตถุเคลื่อนที่ที่อยู่ในอาคารนั้น ๆ ซึ่งในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้แสดงการทำนายการสูญเสียตามวิถีโดยใช้วิธีที่นำเสนอเพื่อเปรียบเทียบกับวิธีการเดิม

1.5 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอแบบจำลองการแพร่กระจายคลื่นแบบกึ่ง-กำหนด โดยใช้วิธีนิเวรอฟัซซี และแบบจำลองที่มีขอบเขตบนและขอบเขตล่างโดยใช้วิธีการถดถอยเชิงเส้นแบบฟัซซี (Upper and Lower Bounds Path Loss Model using Fuzzy Linear Regression) สำหรับระบบสื่อสารไร้สายภายในอาคาร ในย่านความถี่ 1800 MHz โดยทำการศึกษากับอาคารสำนักงานและอาคารจอดรถของห้างสรรพสินค้า การเก็บข้อมูลโดยการติดตั้งเครื่องส่งและเครื่องรับในแนวทางเดินของอาคาร ในช่วงเวลาที่ไม่มีการเคลื่อนที่ และในช่วงเวลาที่มีการใช้งานอาคาร และมีวัตถุเคลื่อนที่จำนวนมาก เพื่อหาผลกระทบจากการจางหายอย่างรวดเร็ว ข้อมูลที่ได้จะแบ่งออกเป็น 2 ชุด ชุดแรกสำหรับสร้างแบบจำลองและชุดที่สองสำหรับการทดสอบ

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทด้วยกัน คือ

บทที่ 1 กล่าวถึง ความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ สมมุติฐานทฤษฎีที่ใช้ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึง การแพร่กระจายคลื่นภายในอาคาร ซึ่งเป็นทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย ประกอบด้วยแบบจำลองการสูญเสียตามวิถีภายในอาคารประเภทต่าง ๆ

บทที่ 3 กล่าวถึง การใช้ทฤษฎีฟัซซีกับแบบจำลองการลดทอนสัญญาณคลื่นวิทยุ

บทที่ 4 กล่าวถึง เทคนิคการวัดสัญญาณ และการวิเคราะห์ข้อมูลเบื้องต้น

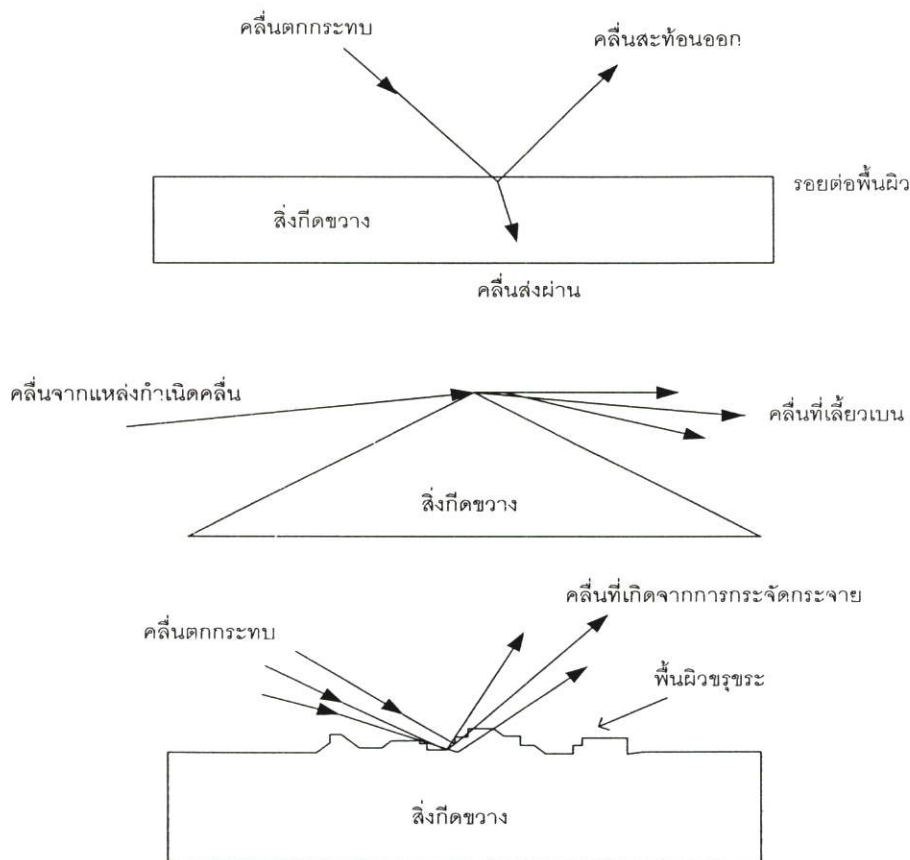
บทที่ 5 กล่าวถึง แบบจำลองการสูญเสียตามวิธีที่นำเสนอโดยใช้วิธีการถดถอยเชิงเส้นแบบพีชชี และการทดสอบแบบจำลองการสูญเสียตามวิธีเพื่อแสดงให้เห็นว่าแบบจำลองที่นำเสนอนั้น สามารถแก้ไขข้อค้อยที่เกิดจากเป็นจำลองเดิมได้

บทที่ 6 เป็นบทสรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

การแพร่กระจายคลื่นภายในอาคาร

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงพื้นฐานของการแพร่กระจายคลื่น เช่น การสะท้อน การเลี้ยวเบน และการกระจัดกระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า รวมถึงแบบจำลองของการแพร่กระจายคลื่นแบบต่าง ๆ ที่ใช้สำหรับการสื่อสารภายในอาคารซึ่งเนื้อหาทั้งหมดนี้จำเป็นสำหรับการศึกษา และการทำนายการแพร่กระจายคลื่นวิทยุ



รูปที่ 2.1 กลไกของการแพร่กระจายคลื่น

2.1 กลไกพื้นฐานในการแพร่กระจายคลื่น

กลไกพื้นฐานในการแพร่กระจายคลื่นประกอบด้วย 3 องค์ประกอบคือ [10-11]

- 1) การสะท้อน (Reflection)
- 2) การเลี้ยวเบน (Diffraction)
- 3) การกระจัดกระจาย (Scattering)

กลไกพื้นฐานทั้ง 3 องค์ประกอบนี้มีผลต่อการแพร่กระจายคลื่นในระบบสื่อสารเคลื่อนที่ดังรูปที่ 2.1

การสะท้อน เกิดเมื่อคลื่นวิทยุแพร่กระจายไปกระทบวัตถุที่มีขนาดใหญ่เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นของคลื่นวิทยุ นั้น โดยทั่วไปการสะท้อนคลื่นเกิดจากผิวของดิน, ดึก และผนัง ต่าง ๆ ภายในอาคาร เป็นต้น

การเลี้ยวเบนเกิดเมื่อวิถีคลื่นวิทยุระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับถูกกีดขวางโดยขอบของวัตถุ เช่น ขอบตึก ขอบหลังคา เป็นต้น การเลี้ยวของคลื่นทำให้เครื่องรับสามารถรับสัญญาณ ได้แม้จะถูวัตถุกีดขวางทางเดินคลื่น การเลี้ยวเบนของคลื่นขึ้นอยู่กับขนาดของวัตถุกีดขวาง นอกจากนี้ขนาดเฟส และโพลาริเซชันของคลื่นตกกระทบก็มีผลต่อคลื่นเลี้ยวเบนด้วย

การกระจัดกระจาย เมื่อเกิดตัวกลางที่คลื่นเดินทางผ่านมีวัตถุที่มีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นและจำนวนของสิ่งกีดขวางต่อหนึ่งหน่วยปริมาตรมีค่ามาก การกระจัดกระจายทางปฏิบัติการกระจัดกระจายในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เกิดจากใบไม้ ป้ายจราจร บนท้องถนน รวมถึงเสาไฟฟ้า รวมถึงโคมไฟและเฟอร์นิเจอร์ภายในอาคารอีกด้วย

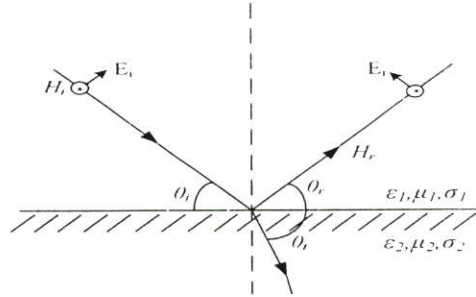
2.2 การสะท้อน

เมื่อคลื่นวิทยุแพร่กระจายในตัวกลางหนึ่ง แล้วไปกระทบกับอีกตัวกลางหนึ่ง ซึ่งมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่แตกต่างกัน แล้วคลื่นวิทยุบางส่วนจะสะท้อน และมีบางส่วนจะแพร่กระจายผ่านตัวกลางที่สอง ถ้าคลื่นตกกระทบบนวัตถุที่มีค่าไดอิเล็กตริกสมบูรณ์ (Perfect dielectric) แล้ว และไม่มีการสูญเสียพลังงานจากการดูดกลืน แต่ถ้าตัวกลางที่สองเป็นตัวนำสมบูรณ์ (perfect conductor) แล้ว พลังงานที่ตกกระทบทั้งหมด จะสะท้อนกลับ ไปยังตัวกลางแรกโดยปราศจากการสูญเสียพลังงาน ความเข้มสนามไฟฟ้าของคลื่นสะท้อนและคลื่นส่งผ่านสัมพันธ์กับคลื่นกระทบในตัวกลางแรกด้วยค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน Fresnel (Fresnel reflection coefficient : Γ) Γ นี้เป็นฟังก์ชันของคุณสมบัติสาร และโดยทั่วไปขึ้นอยู่กับโพลาริเซชัน คลื่นมุมของการตกกระทบ และความถี่ของคลื่น

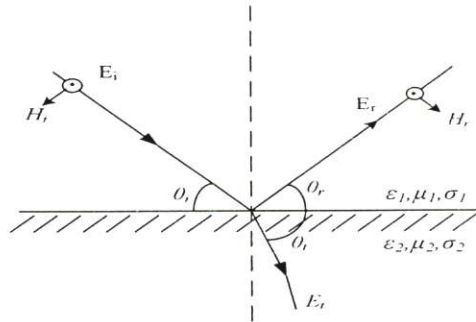
2.2.1 การสะท้อนจากไดอิเล็กตริก

พิจารณาจากรูปที่ 2.2 คลื่นตกกระทบที่ θ_i กับระนาบของเขตที่กั้นระหว่างตัวกลางทั้งสองไดอิเล็กตริก จากรูปจะเห็นว่าพลังงานส่วนหนึ่งสะท้อนกลับไปยังตัวกลางแรกที่มุม θ_r และพลังงานอีกส่วนหนึ่งจะถูกส่งผ่าน (หักเห) ไปยังตัวกลางที่สองที่มุม θ_t ธรรมชาติของการหักเห นั้นแปรเปลี่ยนตามทิศทางของโพลาริเซชัน ของสนาม E คุณสมบัติสำหรับทิศทางของโพลาริเซชันสามารถศึกษาได้โดยการพิจารณาจากสองกรณีในรูปที่ 2.2 ธรรมชาติของการตกกระทบคือ ธรรมชาติที่ประกอบด้วย คลื่นตกกระทบ คลื่นหักเห และคลื่นส่งผ่าน พิจารณารูปที่ 2.2 ก) โพลาริเซชัน สนาม E ขนานกับระนาบของการตกกระทบ (นั่นคือสนาม E เป็นโพลาริเซชันแนวตั้ง หรือส่วนประกอบตั้งฉากเมื่อเทียบกับพื้นผิวการสะท้อน) และในรูปที่ 2.2 ข) โพลาริเซชัน สนาม E ตั้งฉากกับระนาบของการตก

กระทบ (นั่นคือ สนาม E ตกกระทบมีทิศทางพุ่งออกจากกระดาด, ตั้งฉากกับแผ่นกระดาดและขนานกับพื้นผิวการสะท้อน



ก) สนามไฟฟ้าอยู่ในระนาบการตกกระทบ



ข) สนามไฟฟ้าตั้งฉากระนาบการตกกระทบ

รูปที่ 2.2 แนวทางเดินของคลื่นสำหรับการคำนวณสัมประสิทธิ์การสะท้อนระหว่างไดอิเล็กตริกทั้ง

สอง

กระทบ (นั่นคือ สนาม E ตกกระทบมีทิศทางพุ่งออกจากกระดาด, ตั้งฉากกับแผ่นกระดาดและขนานกับพื้นผิวการสะท้อน

ในรูปที่ 2.2 ตัวห้อย i, r, t หมายถึง สนามคลื่นตกกระทบ, สนามคลื่นสะท้อนและสนามคลื่นส่งผ่าน(หักเห) พารามิเตอร์ ϵ_1 , μ_1 , σ_1 และ ϵ_2 , μ_2 , σ_2 แสดงค่าสภาพยอม (permittivity), ค่าความซึมซาบได้ (permeability) และค่าความนำของตัวกลางทั้งสองตามลำดับ โดยมากค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของไดอิเล็กตริกสมบูรณ์ (ไม่มีการสูญเสีย) มีความสัมพันธ์กับค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ ϵ_r ดังนี้ $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ เมื่อ ϵ_0 มีค่าเท่ากับ 8.85×10^{-12} F/m ถ้าวัสดุไดอิเล็กตริก มีการสูญเสียพลังงาน จะถูกดูดกลืน และค่าสภาพยอมจะเป็นจำนวนเชิงซ้อนโดย

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r - j\epsilon'' \quad (2.1)$$

เมื่อ

$$\epsilon'' = \frac{\sigma}{2\pi f} \quad (2.2)$$

และ σ = ค่าความนำของวัสดุ มีหน่วยเป็นซีเมนส์/เมตร

ตารางที่ 2.1 ค่าพารามิเตอร์ของวัสดุที่ความถี่ต่าง ๆ [11]

Material	Relative Permittivity ϵ_r	Conductivity σ (s/m)	Frequency (MHz)
Poor Ground	4	0.001	100
Typical Ground	15	0.005	100
Good Ground	25	0.02	100
Sea Water	81	5.0	100
Fresh Water	81	0.001	100
Brick	4.44	0.001	4000
Limestone	7.51	0.028	4000
Glass, Corning 707	4	0.00000018	1
Glass, Corning 707	4	0.000027	100
Glass, Corning 707	4	0.005	10000

ตารางที่ 2.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้กล่าวมาของวัสดุที่ความถี่ต่าง ๆ จะเห็นได้ว่า ค่า ϵ_r และ σ จะไม่ไวต่อความถี่การทำงานเมื่อวัสดุเป็นตัวนำชั้นดี ($f < \sigma / (\epsilon_0 \epsilon_r)$) และสำหรับวัสดุไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสียค่า ϵ_0 และ ϵ_r โดยทั่วไปมีค่าคงที่ เมื่อความถี่ทำงานเปลี่ยนไป แต่ σ อาจไวต่อความถี่การทำงาน

ตัวอย่าง เช่น น้ำทะเล (ตัวนำชั้นดี) มีค่า $\sigma / (\epsilon_0 \epsilon_r) = 698$ MHz มีค่ามากกว่าความถี่ทำงานที่ 100 MHz ส่วนแก้ว, คอร์นนิ่ง 707 (ไดอิเล็กตริกที่มีความสูญเสีย) ค่า ϵ_r เท่ากับ 4 คงที่เมื่อความถี่ทำงานมีค่าเปลี่ยนจาก 1 MHz เป็น 100 MHz และ 10,000 MHz ในขณะที่ ค่า σ มีค่าเปลี่ยนไปจาก 0.00000018 S/m เป็น 0.000027 S/m และ 0.005 S/m เมื่อความถี่ทำงานเปลี่ยนไปดังกล่าวตามลำดับ

ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นสำหรับกรณีโพลาไรเซชันสนาม E ขนาน และกรณีตั้งฉากดังกล่าวข้างต้นสามารถกำหนดได้โดย

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 \sin \theta_t - \eta_1 \sin \theta_i}{\eta_2 \sin \theta_t + \eta_1 \sin \theta_i} \quad (2.3)$$

(สำหรับสนามไฟฟ้าอยู่ในระนาบการตกกระทบ)

และ

$$\Gamma_{\perp} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 \sin \theta_i - \eta_1 \sin \theta_t}{\eta_2 \sin \theta_i + \eta_1 \sin \theta_t} \quad (2.4)$$

(สำหรับสนามไฟฟ้าตั้งฉากระนาบการตกกระทบ)

เมื่อ η_i คือ อินทรีนซิคอิมพีแดนซ์ของตัวกลางที่ i ($i = 1, 2$) และหาค่าได้จากอัตราส่วนของสนามไฟฟ้าต่อสนามแม่เหล็กสำหรับคลื่นระนาบสม่ำเสมอในตัวกลางเฉพาะเท่ากับ $\sqrt{(\mu_i / \epsilon_i)}$ โดยความเร็วของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าหาได้จาก $1/(\sqrt{\mu\epsilon})$ และเงื่อนไขขอบเขตที่พื้นผิวของการตกกระทบตามกฎของ Snell ที่แสดงในรูปที่ 2.2 กำหนดโดย

$$\sqrt{\mu_1 \epsilon_1} \sin(90 - \theta_i) = \sqrt{\mu_2 \epsilon_2} \sin(90 - \theta_r) \quad (2.5)$$

เงื่อนไขขอบเขตจากสมการ Maxwell นำมาใช้ในการหาค่าต่าง ๆ ได้ดังนี้

$$\theta_i = \theta_r \quad (2.6)$$

และ

$$E_r = \Gamma E_i \quad (2.7)$$

$$E_t = (1 + \Gamma)E_i \quad (2.8)$$

(เมื่อ Γ เป็นได้ทั้ง Γ_{\parallel} หรือ Γ_{\perp} ขึ้นอยู่กับโพลาริเซชัน)

สำหรับกรณีเมื่อตัวกลางแรกเป็นอากาศ และ $\mu_1 = \mu_2$ สัมประสิทธิ์การสะท้อนสำหรับทั้งสองกรณีหาได้จาก

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{-\epsilon_r \sin \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}}{\epsilon_r \sin \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}} \quad (2.9)$$

และ

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\sin \theta_i - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}}{\sin \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}} \quad (2.10)$$

2.2.2 มุมบริวสเตอร์ (Brewster Angle)

ตามที่ได้อธิบายแล้วว่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีความสัมพันธ์กับมุมตกกระทบและค่าสภาพยอมสัมพันธ์ดังสมการที่ (2.3) และ (2.4) หากเรานำสมการดังกล่าวมาวาดเป็นกราฟ จะได้ผลลัพธ์ดังรูปที่ 2.3 โดยกำหนดค่า ϵ_r เท่ากับ 4 และ 12 รูปที่ 2.3 ก) แสดงสัมประสิทธิ์การสะท้อนสำหรับโพลาริเซชันแนวตั้ง (สนามไฟฟ้าอยู่ในระนาบเดียวกับการตกกระทบ) ส่วนรูปที่ 2.3 ข) แสดงสัมประสิทธิ์การสะท้อนสำหรับโพลาริเซชันแนวนอน (สนามไฟฟ้าอยู่นอกระนาบกับการตกกระทบ) จากกราฟรูป 2.3 ก) จะเห็นว่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีค่าเท่ากับศูนย์สำหรับโพลาริเซชันแนวตั้ง เรา

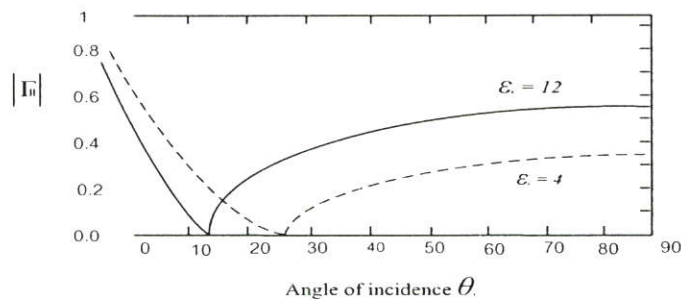
เรียกมุมตกกระทบนี้ว่า “มุมบริวสเตอร์” จะสังเกตได้ว่า มุมบริวสเตอร์นี้จะไม่เกิดขึ้นเมื่อโพลาไรเซชันเป็นแบบแนวนอน (ดูรูปที่ 2.3 ข) ประกอบ) มุมบริวสเตอร์, θ_B หาได้จากสมการ

$$\sin(\theta_B) = \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_1 + \epsilon_2}} \quad (2.11)$$

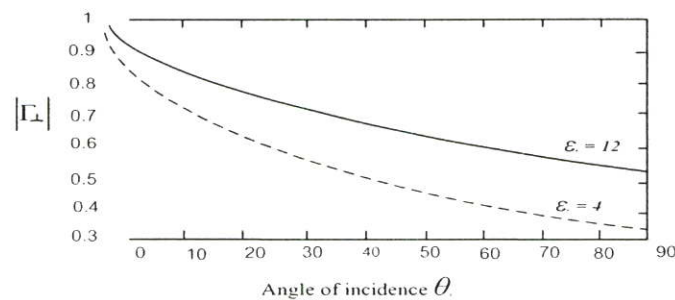
ในกรณีที่ตัวกลางแรกเป็นอวกาศว่าง และตัวกลางที่สองมีค่าสภาพยอมสัมพัทธ์เป็น ϵ_r สมการที่ 2.4 สามารถเขียนได้เป็น

$$\sin(\theta_B) = \frac{\sqrt{\epsilon_r - 1}}{\sqrt{\epsilon_r^2 - 1}} \quad (2.12)$$

เราจะสังเกตว่ามุมบริวสเตอร์ จะเกิดเมื่อแนวทางการเดินทางของคลื่นวิทยุเป็นแบบโพลาไรเซชันแนวตั้งเท่านั้น



โพลาไรเซชันแนวตั้ง (สนามไฟฟ้าอยู่ในระนาบการตกกระทบ)



Horizontal polarization (E-field not in plane of incidence)

โพลาไรเซชันแนวนอน (สนามไฟฟ้าไม่อยู่ในระนาบการตกกระทบ)

รูปที่ 2.3 ขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกับมุมตกกระทบสำหรับ $\epsilon_r = 4, \epsilon_r = 12$ โดยใช้แนวทางการเดินทางของคลื่นในรูปที่ 2.2

2.2.3 การสะท้อนจากตัวนำสมบูรณ์

เราทราบกันดีแล้วว่า พลังงานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าไม่สามารถ ผ่านทะลุตัวนำสมบูรณ์ได้ โดยที่พลังงานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกสะท้อนทั้งหมด จากสมการ Maxwell นั้น สนามไฟฟ้าที่ผิวของตัวนำจะเท่ากับศูนย์ ดังนั้นคลื่นสะท้อนจะต้องมีขนาดเท่ากับคลื่นตกกระทบ สำหรับในกรณีที่โพลาริเซชันสนามไฟฟ้าอยู่ในระนาบเดียวกับ การตกกระทบนั้น จากเงื่อนไขขอบเขต จะพบว่า

$$\theta_i = \theta_r \quad (2.13)$$

และ

$$E_i = E_r \quad (2.14)$$

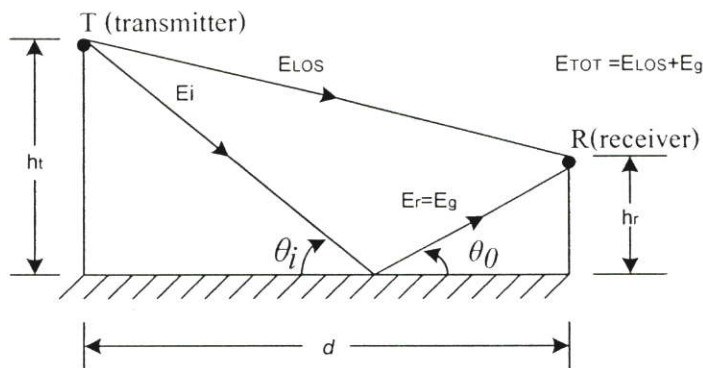
ในทำนองเดียวกัน สำหรับ กรณีที่สนามไฟฟ้า เป็นโพลาริเซชันแนวนอน จากเงื่อนไข ขอบเขตจะพบว่า

$$\theta_i = \theta_r \quad (2.15)$$

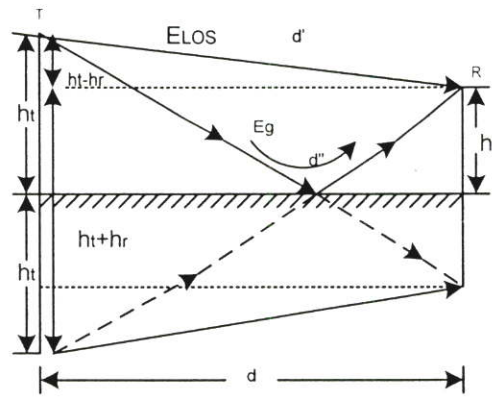
และ

$$E_i = -E_r \quad (2.16)$$

จากสมการที่ (2.13) ถึง (2.16) เราจะพบว่า $\Gamma_{\parallel} = 1$ และ $\Gamma_{\perp} = -1$ สำหรับตัวนำสมบูรณ์



รูปที่ 2.4 แบบจำลองการสะท้อนพื้นดินสองแนวคลื่น



รูปที่ 2.5 วิธีเชิงเงาใช้ในการหาผลต่างของระยะทางเดินของคลื่นทั้งสองแนว

2.2.4 แบบจำลองการสะท้อนพื้นดิน (2 แนวคลื่น)

การแพร่กระจายคลื่นวิทยุของระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่นั้น คลื่นจะเดินทางมายังเครื่องรับมากกว่า 1 แนวคลื่นเสมอ เช่น จากรูปที่ 2.4 คลื่นวิทยุที่เครื่องรับรับได้มาจาก 2 แนวคลื่น คือ 1) คลื่นในแนวสายตา (E_{LOS}) และ 2) คลื่นที่สะท้อนมาจากพื้นดิน (E_g) ดังนั้นการทำนายการรับสัญญาณจากคลื่นในแนวสายตาเพียงอย่างเดียว จึงขาดความแม่นยำ ดังนั้นเราจึงต้องหาค่าคลื่นรวมสุทธิ (E_{TOT}) จากผลรวมของสนามคลื่น (E_{LOS}) และ (E_g)

พิจารณารูปที่ 2.5 h_t คือความสูงของเครื่องส่ง และ h_r คือความสูงของเครื่องรับ ถ้าให้ E_0 คือสนามคลื่นอวกาศว่าง (ในหน่วย V/m) ที่ระยะทางอ้างอิง d_0 จากเครื่องส่ง และ d คือระยะทางใด ๆ จากเครื่องส่ง ($d > d_0$) แล้ว การแพร่กระจายคลื่นอวกาศว่างของสนาม E กำหนดโดย

$$E(d, t) = \frac{E_0 d_0}{d} \cos(\omega_c(t - \frac{d}{c})) \quad (2.17)$$

เมื่อ $|E(d, t)| = E_0 d_0 / d$ แสดงขอบสัญญาณของสนาม E ที่ระยะ d เมตร จากเครื่องส่ง เมื่อสนามคลื่นทั้งสองแนว เดินทางมาถึงเครื่องรับโดยที่คลื่นตรง (E_{LOS}) เดินทางด้วยระยะทาง d' ; และคลื่นสะท้อนเดินทางด้วยระยะทาง d'' สนามคลื่นตรง (E_{LOS}) หาได้จากสมการ

$$E_{LOS}(d', t) = \frac{E_0 d_0}{d'} \cos(\omega_c(t - \frac{d'}{c})) \quad (2.18)$$

ส่วนสนามคลื่นจากการสะท้อนหาได้จากสมการ

$$E_g(d'', t) = \Gamma \frac{E_0 d_0}{d''} \cos(\omega_c(t - \frac{d''}{c})) \quad (2.19)$$

จากหลักการการสะท้อนคลื่นของไดอิเล็กตริกในหัวข้อก่อนหน้านี้ ทำให้เราทราบว่า

$$\theta_i = \theta_0 \quad (2.20)$$

และ

$$E_g = \Gamma E_i \quad (2.21a)$$

$$E_i = (1 + \Gamma) E_i \quad (2.22b)$$

เมื่อ Γ คือสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพื้นดิน และถ้ามุม θ_i มีค่าน้อย ๆ คลื่นสะท้อน จะมีขนาดเท่ากับ คลื่นตกกระทบแต่ต่างเฟสกัน 180° ดังนั้นผลลัพธ์ของสนามคลื่น E (สมมุติให้การสะท้อนพื้นดิน สมบูรณ์แบบ หรือ $\Gamma = -1$ และ $E_t = 0$) คือผลรวมทางเวกเตอร์ของ (E_{Los}) และ (E_g) หรือ

$$|E_{\text{TOT}}| = |E_{\text{Los}} + E_g| \quad (2.23)$$

สนามไฟฟ้า $E_{\text{TOT}}(d,t)$ สามารถถูกแสดงอยู่ในรูปของผลรวมของสมการ (2.18) และ (2.19) ดังนี้

$$E_{\text{TOT}}(d,t) = \frac{E_0 d_0}{d'} \cos(\omega_c(t - \frac{d'}{c})) + (-1) \frac{E_0 d_0}{d''} \cos(\omega_c(t - \frac{d''}{c})) \quad (2.24)$$

พิจารณาวิธีเงา (image) ดังรูปที่ 2.5 จะเห็นได้ว่า ส่วนต่างวิถีระหว่าง d'' กับ d' มีค่าเท่ากับ Δ สามารถหาได้จากสมการ

$$\Delta = d'' - d' = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} - \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} \quad (2.25)$$

ถ้าระยะทางระหว่างเครื่องส่ง และเครื่องรับ, d มากกว่าความสูงของ h_t รวมกับ h_r แล้ว สมการ (2.25) สามารถย่อลงได้โดยวิธีการประมาณอนุกรมเทย์เลอร์ ดังนี้

$$\Delta = d'' - d' \approx \frac{2h_t h_r}{d} \quad (2.26)$$

เมื่อสามารถหาผลต่างวิถีได้ ก็สามารหาค่าผลต่างเฟส θ_Δ ระหว่างสนามคลื่นทั้งสองแนวได้ รวมถึงการ ประวิงเวลา, τ_d ระหว่างสนามคลื่นทั้งสองได้จากสมการ

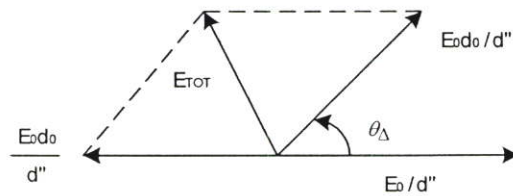
$$\theta_\Delta = \frac{2\pi\Delta}{\lambda} = \frac{\Delta\omega_c}{c} \quad (2.27)$$

และ

$$\tau_d = \frac{\Delta}{c} = \frac{\theta \Delta}{2\pi f_c} \quad (2.28)$$

ให้สังเกตว่า ถ้าระยะทางระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ, d มีค่ามาก ผลต่างวิถี Δ จะมีค่าน้อยทำให้ขนาดของ E_{LOS} และ $E_{\text{ร}}$ มีขนาดใกล้เคียงกัน แตกต่างกันเฉพาะเฟสเท่านั้น นั่นคือ

$$\left| \frac{E_0 d_0}{d} \right| \approx \left| \frac{E_0 d_0}{d'} \right| \approx \left| \frac{E_0 d_0}{d''} \right| \quad (2.29)$$



รูปที่ 2.6 แผนภาพเฟสเซอร์แสดงการรวมกัน ขององค์ประกอบสนามคลื่นทั้งสอง

ค่าสนามคลื่น E_{TOT} ที่เครื่องรับที่เวลา $t = d'' / c$ จากสมการ (2.24) คือ

$$\begin{aligned} E_{TOT}(d, t = \frac{d''}{c}) &= \frac{E_0 d_0}{d'} \cos(\omega_c(\frac{d'' - d'}{c})) - \frac{E_0 d_0 \cos 0^\circ}{d''} \\ &= \frac{E_0 d_0}{d'} \cos \theta_\Delta - \frac{E_0 d_0}{d''} \\ &= \frac{E_0 d_0}{d} [\cos \theta_\Delta - 1] \end{aligned} \quad (2.30)$$

พิจารณาแผนภาพเฟสเซอร์ในรูปที่ 2.6 ซึ่งแสดงการรวมกันของสนามคลื่นตรงและสนามคลื่นสะท้อน เราสามารถหาค่าสนามไฟฟ้า (ที่เครื่องรับ) ที่ระยะทาง d จากเครื่องส่งได้

$$|E_{TOT}(d)| = \sqrt{\left(\frac{E_0 d_0}{d}\right)^2 (\cos \theta_\Delta - 1)^2 + \left(\frac{E_0 d_0}{d}\right)^2 \sin^2 \theta_\Delta} \quad (2.31)$$

หรือ

$$|E_{TOT}(d)| = \frac{E_0 d_0}{d} \sqrt{2 - 2 \cos \theta_\Delta} \quad (2.32)$$

ใช้ความสัมพันธ์ทางตรีโกณมิติ, สมการ (2.32) สามารถเขียนเป็น

$$|E_{\text{TOT}}(d)| = 2 \frac{E_0 d_0}{d} \sin\left(\frac{\theta_\Delta}{2}\right) \quad (2.33)$$

สังเกตว่าสมการ (2.33) จะอยู่ในรูปที่ง่ายขึ้น เมื่อ $\sin(\theta_\Delta/2) \approx \theta_\Delta/2$ ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อ $\theta_\Delta/2$ น้อยกว่า 0.3 เรเดียน โดยใช้สมการ (2.26) และ (2.27) ดังนี้

$$\frac{\theta_\Delta}{d} \approx \frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d} < 0.3 \text{ rad} \quad (2.34)$$

หรือ

$$d > \frac{20\pi h_t h_r}{3\lambda} \approx \frac{20h_t h_r}{\lambda} \quad (2.35)$$

ดังนั้น สนามคลื่น E_{TOT} นั้นสามารถหาค่าโดยประมาณได้จาก

$$E_{\text{TOT}}(d) \approx \frac{2E_0 d_0}{d} \frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d} \approx \frac{k}{d^2} \text{ V/m} \quad (2.36)$$

เมื่อ k คือค่าคงที่มีค่าสัมพันธ์กับค่า E_0 , ความสูงของสายอากาศ และความยาวคลื่น ส่วนกำลังของสัญญาณที่รับได้ที่ระยะทาง d มีความสัมพันธ์กับกำลังสองของสนามไฟฟ้า เมื่อรวมอัตราขยายของสายอากาศ กำลังของสัญญาณที่รับได้ที่ระยะทาง d จากเครื่องส่งหาได้จาก [11]

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{h_t^2 h_r^2}{d^4} \right) \quad (2.37)$$

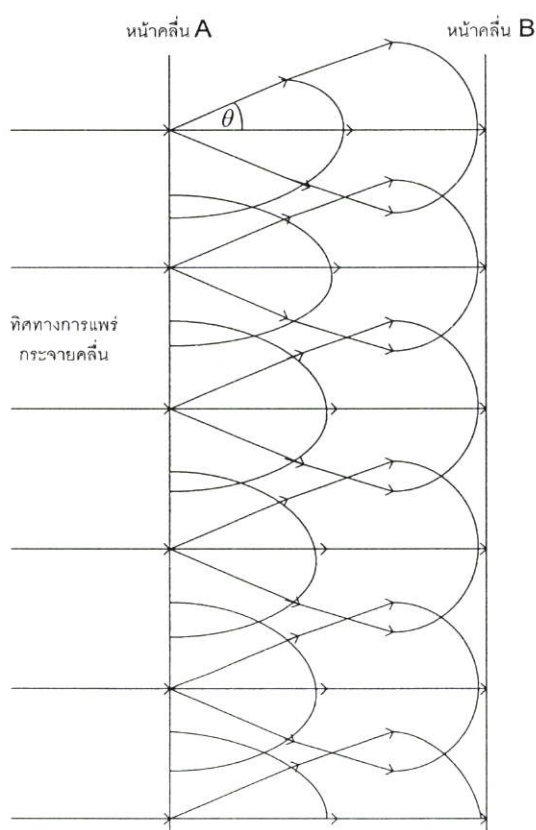
เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.37) จะเห็นว่าที่ระยะทางไกล จากเครื่องส่งมาก ๆ ($d \gg \sqrt{h_t h_r}$) กำลังของสัญญาณที่รับได้ จะตกลงเมื่อระยะทางเพิ่มขึ้น แปรผกผันกับกำลังสี่ของระยะทางดังกล่าว หรือ อาจกล่าวได้ว่ากำลังของสัญญาณตกลงในอัตรา 40 dB/dec ซึ่งจะเห็นว่าการสูญเสียตามวิถีในกรณีนี้มากกว่าในอวกาศว่างมาก นอกจากนี้จะสังเกตว่า ที่ระยะทางห่างจากเครื่องส่งมาก ๆ กำลังของสัญญาณที่รับได้ และ

การสูญเสียตามวิธีจะไม่ขึ้นกับความถี่อีกด้วย เราสามารถหาค่าการสูญเสียตามวิธีของแบบจำลอง 2 แนวคลื่นนี้ (รวมอัตราขยายของสายอากาศ) ในหน่วย dB ได้จากสมการ

$$PL \text{ (dB)} = 40 \log d - (10 \log G_t + 10 \log G_r + 20 \log h_t + 20 \log h_r) \quad (2.38)$$

2.3 การเลี้ยวเบน (Diffraction)

การเลี้ยวเบนของคลื่นวิทยุนี้ ทำให้เครื่องรับสามารถรับสัญญาณได้ แม้ว่าวิถีคลื่นจะถูกกีดขวางก็ตาม ปรัชญาการเลี้ยวเบนของคลื่นสามารถอธิบายได้ด้วยหลักการของ Huygen ซึ่งกล่าวไว้ว่า “ทุกจุดบนหน้าคลื่นจะเป็นจุดกำเนิดคลื่นสำหรับผลิตคลื่นใหม่ และคลื่นใหม่เหล่านี้จะรวมกันเพื่อผลิตหน้าคลื่นใหม่ ในทิศทางของการแพร่กระจายคลื่น” หลักการของ Huygen สามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 2.7 คลื่นวิทยุแพร่กระจายโดยมีหน้าคลื่น A เป็นระนาบเส้นตรงตั้งฉากกับทิศทางการแพร่กระจายคลื่นจุดต่างๆ จุดบนหน้าคลื่น A จะเป็นแหล่งกำเนิดคลื่นซึ่งแพร่กระจายไปรอบๆ จุดกำเนิด โดยมีทิศทางที่มุม θ ดังรูปที่ 2.7 ค่าแอมพลิจูดของคลื่นในทิศทางต่างๆ จะไม่เท่ากัน โดยมีค่าเป็น $(1 + \cos \theta)$ เช่น ถ้าคลื่นที่แพร่กระจายออกไปทำมุม $\theta = 0$ จะมีแอมพลิจูด

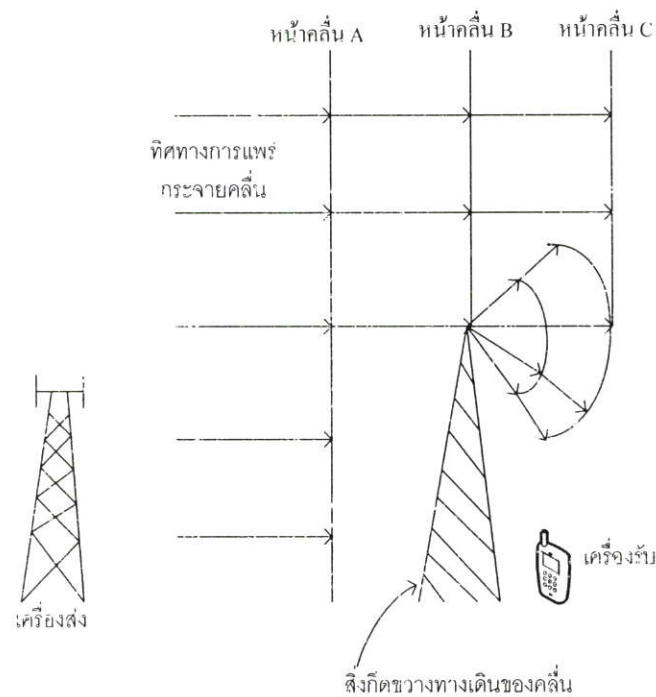


รูปที่ 2.7 หลักการของ Huygen

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

สูงสุดคือ มีค่าเท่ากับ 2 และหากคลื่นแพร่กระจายในทิศตรงกันข้าม ($\theta = 180$) แอมพลิจูด จะมีค่าเท่ากับ 1 เป็นต้น ผลรวมของคลื่นเหล่านี้ที่จุดกำเนิดต่าง ๆ บนหน้าคลื่น A จะเกิดเป็นหน้าคลื่นใหม่ (หน้าคลื่น B) ซึ่งมีทิศตั้งฉากกับทางเดินของระนาบคลื่นจากซ้ายไปขวามือในรูปที่ 2.7 และทุก ๆ จุดบนหน้าคลื่น B ก็จะเป็นจุดกำเนิดคลื่น เช่นเดียวกับหน้าคลื่น A และจะกำเนิดหน้าคลื่นใหม่ซึ่งเกิดทางด้านขวามือของหน้าคลื่น B ไปเรื่อย ๆ ทำให้เกิดหน้าคลื่นใหม่คลื่นที่จากซ้ายมือไปขวามือไปเรื่อย ๆ

หากมีสิ่งกีดขวางทางเดินของคลื่นดังแสดงในรูปที่ 2.8 ในขณะที่หน้าคลื่นอยู่ในตำแหน่ง B (หน้าคลื่น B) จุดที่ปลายของสิ่งกีดขวางบนหน้าคลื่น B จะเป็นจุดกำเนิดคลื่นซึ่งแพร่กระจายในรอบ ๆ จุดกำเนิด และสามารถแพร่กระจายมายังเครื่องรับได้ ดังนั้นแม้ว่าจะมีสิ่งกีดขวางระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ แต่จากการเลี้ยวเบนของคลื่นวิทยุทำให้เครื่องรับสามารถรับสัญญาณได้



รูปที่ 2.8 การเลี้ยวเบนของคลื่นที่หลีกเลี่ยงคมของสิ่งกีดขวาง

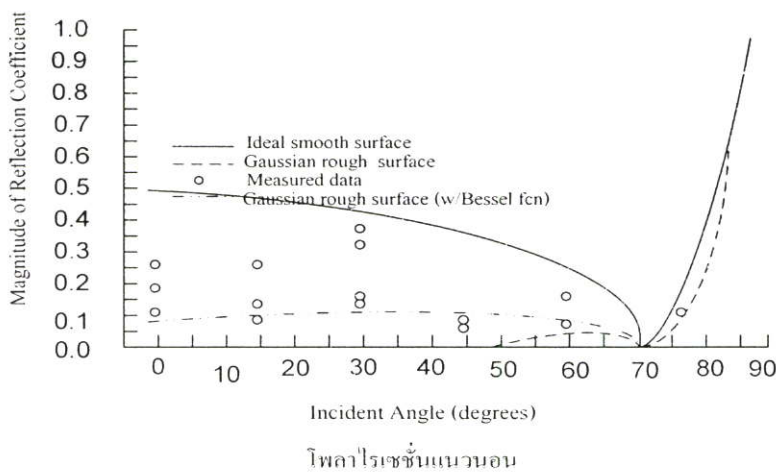
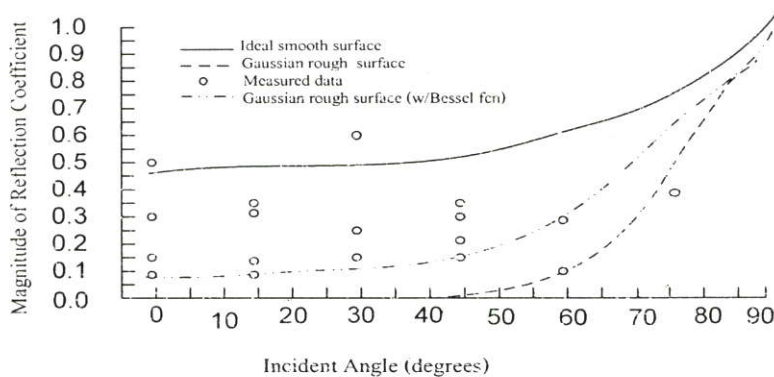
2.4 การกระจัดกระจาย

การรับส่งสัญญาณในระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่โดยทั่วไปจะมีความแรงของสัญญาณมากกว่าค่าสัญญาณที่ทำนายจากแบบจำลองการสะท้อนและการเลี้ยวเบนเพียงอย่างเดียว ทั้งนี้เป็นเพราะว่าคลื่นตกกระทบผิววัตถุที่ขรุขระพลังงานจะถูกแผ่ออกในทุกทิศทาง เนื่องจากการกระจัดกระจายนี้เองวัตถุต่าง ๆ เช่น โคมไฟบนท้องถนนและต้นไม้ก็เป็นสิ่งที่สามารถกระจายพลังงานคลื่นได้ทุกทิศทางเช่นเดียวกัน คลื่นกระจัดกระจายเหล่านี้เองทำให้กำลังที่เครื่องรับมีความแรงขึ้นได้

วัตถุผิวเรียบที่มีขนาดใหญ่กว่าความยาวคลื่นนั้นก็คือผิวสะท้อนคลื่น แต่หากเป็นพื้นผิวที่ขรุขระ (พื้นที่ผิวเรียบมีขนาดเล็กกว่าความยาวคลื่น) จะทำให้การสะท้อนคลื่นแตกต่างไปจากผิวสะท้อนคลื่นจากวัตถุผิวเรียบ การทดสอบความขรุขระพื้นผิวมักใช้วิธีเกณฑ์แบบเรย์ลี (Rayleigh criterion) ซึ่งกำหนดเกณฑ์ความสูง (h_c) ของปมที่ผิวสำหรับมุมตกกระทบที่กำหนด θ , โดย

$$h_c = \frac{\lambda}{8 \sin \theta_i} \quad (2.39)$$

พื้นผิวจะเป็นแบบราบเรียบถ้าความสูงของปมที่ผิวดำรงถึงสูงสุด h มีค่าน้อยกว่า h_c และพื้นผิวเป็นผิวขรุขระถ้าความสูงของปมที่ผิวมีค่ามากกว่า h_c การหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนสามารถหาได้จากการกำหนดค่าแฟกเตอร์การสูญเสียจากการกระจัดกระจาย, p_s จากสมการของ เอเมนต์ (Ament)



รูปที่ 2.9 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกับมุมตกกระทบของผนังหินขรุขระความถี่ 4 GHz

$$\rho_s = \exp \left(\frac{(\pi \sigma h \sin \theta_i)^2}{\lambda} \right) \quad (2.40)$$

เมื่อ σ_h คือ ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของความสูงของผิวของค่าเฉลี่ยความสูงของผิว ค่าตัวประกอบการสูญเสียจากการกระจัดกระจายได้ถูกพัฒนาให้มีความแม่นยำมากขึ้น โดย บอยเทียส (Boithius) ดังนี้

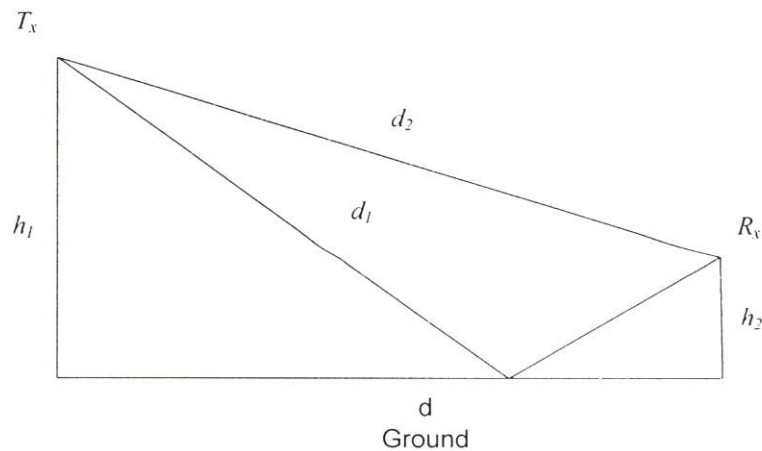
$$\rho_s = \exp \left[-8 \left(\frac{\pi \sigma h \sin \theta_i}{\lambda} \right)^2 \right] I_o \left[8 \left(\frac{\pi \sigma h \sin \theta_i}{l} \right)^2 \right] \quad (2.41)$$

เมื่อ I_o คือ ฟังก์ชัน เบสเซล ของจำพวกแรกและลำดับศูนย์ สนามคลื่นสะท้อน E สำหรับ $h > h_c$ สำหรับผิวสะท้อนขรุขระหาได้จาก

$$\Gamma_{rough} = \rho_s \Gamma \quad (2.42)$$

รูปที่ 2.9 ก) และ ข) แสดงผลการทดสอบโดย Landron โดยการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนเปรียบเทียบกับสมการ (2.41) และ (2.42) ของผนังหินขรุขระซึ่งมีค่าคุณสมบัติไดอิเล็กตริก $\epsilon_r = 7.51$, $\sigma = 0.028$ และ $\mu = 0.95$ พารามิเตอร์ความขรุขระเท่ากับ $h = 12.7$ ซม. $\sigma_h = 2.54$ ซม. พิสูจน์ว่าสมการทั้งสองสามารถหาค่าได้อย่างถูกต้อง

2.5 แบบจำลองคลื่นสองรังสี (Two-Ray Model)



รูปที่ 2.10 แบบจำลองคลื่นสองรังสี

รูปแบบของการแพร่กระจายคลื่นอย่างง่ายแสดงได้ด้วยแบบจำลองคลื่นสองรังสี ดังรูปที่ 2.10 h_1 คือความสูงของสายอากาศตัวส่ง (Tx), h_2 คือ ความสูงของสายอากาศตัวรับ (Rx), d คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศตัวส่งและสายอากาศตัวรับ, d_1 คือ ความยาวของวิถีคลื่นสะท้อน และ d_2 คือ ความยาวของวิถีคลื่นตรง

จากรูปที่ 2.10 ผลต่างระหว่างวิถีคลื่นตรงและวิถีคลื่นสะท้อนหาได้จากสมการ

$$\Delta d = \left[(h_1 + h_2)^2 + d^2 \right]^{\frac{1}{2}} - \left[(h_1 - h_2)^2 + d^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.43)$$

เมื่อ $\Delta d = d_2 - d_1$ สมการ (2.43) สามารถจัดรูปได้ใหม่เป็น

$$\Delta d = \frac{4h_1h_2}{d \left(\left\{ \frac{(h_1 + h_2)}{d} \right\}^2 + 1 \right)^{\frac{1}{2}} + d \left[\left\{ \frac{(h_1 - h_2)}{d} \right\}^2 + 1 \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (2.44)$$

เมื่อ $(h_1 \pm h_2)/d \ll 1$ ผลต่างของวิถีคลื่นใน (2.44) ลดรูปได้เป็น

$$\Delta d \approx 2h_1h_2/d \quad (2.45)$$

2.6 ผลกระทบจากเขตFresnel

ในสภาวะแวดล้อมที่มีคลื่นหลายวิถีนั้น การเลี้ยวเบนของคลื่นจะเกิดขึ้นเมื่อน้ำคลื่นเดินทางเข้าหาสิ่งกีดขวาง ซึ่งสามารถอธิบายได้ด้วยแบบจำลองที่พัฒนาโดย Augustin- Jean Fresnel [10] โดยกล่าวว่า ภาคตัดขวาง (cross-section) ของหน้าคลื่นจะถูกแปลงเป็นเขตของวงกลมที่มีจุดศูนย์กลางร่วมกัน โดยแต่ละเขตดังกล่าวอยู่ห่างกันเท่ากับ $\lambda/2$ ดังรูปที่ 2.11 เมื่อ λ คือ ความยาวคลื่น รัศมีของเขตFresnelที่ n ถูกกำหนดโดย

$$R_n = [n\lambda(d_1d_2 / (d_1 + d_2))]^{\frac{1}{2}} \quad (2.46)$$

เมื่อ

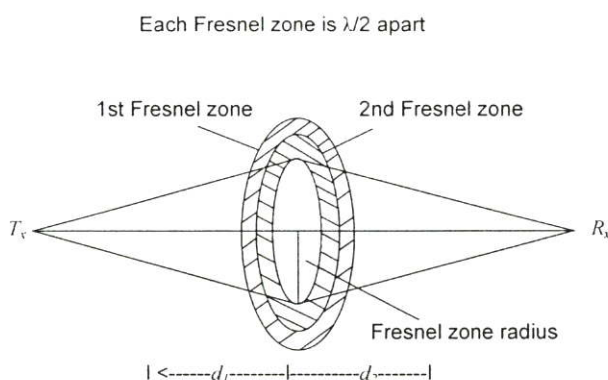
d_1 = ระยะทางระหว่างเครื่องส่งและสิ่งกีดขวาง

d_2 = ระยะทางระหว่างเครื่องรับและสิ่งกีดขวาง

$\lambda = c/f$

$n = 1$ สำหรับเขต Fresnel แรก

$n = 2$ สำหรับเขต Fresnel ที่สอง



รูปที่ 2.11 เขต Fresnel

จาก (2.46) จะเห็นว่ารัศมีของเขต Fresnel เป็นส่วนกลับกับรากที่สองของความถี่แสดงให้เห็นได้ว่า ถ้าความสูงของสายอากาศคงที่แล้ว สัญญาณคลื่นวิทยุที่มีความถี่สูง ๆ จะแพร่กระจายไปได้ไกลกว่า ก่อนที่เขต Fresnel แรกจะสัมผัสพื้นดิน ดังแสดงในรูปที่ 2.12 (ก) ในขณะที่ ถ้ากำหนดความถี่ของสัญญาณคงที่แล้ว สัญญาณจะแพร่กระจายจากสายอากาศที่ส่งได้ไกลกว่าก่อนที่เขต Fresnel แรก จะสัมผัสพื้นดิน ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.12 (ข) ทำให้เห็นว่าการหักเหของสัญญาณคลื่นวิทยุขึ้นขึ้นอยู่กับความถี่และความสูงของสายอากาศ

เมื่อผู้ต่างวิถีคลื่นระหว่างคลื่นแนวตรงกับคลื่นหักเหมีค่า $\lambda/2$ แล้ว การหักเหมีค่าสูงสุด ดังนั้นสมการ (2.45) สามารถเขียนได้ว่า

$$\Delta d \approx 2 h_1 h_2 / d = \lambda/2 \quad (2.47)$$

หรือ

$$d_0 = d = 4 h_1 h_2 / \lambda \quad (2.48)$$

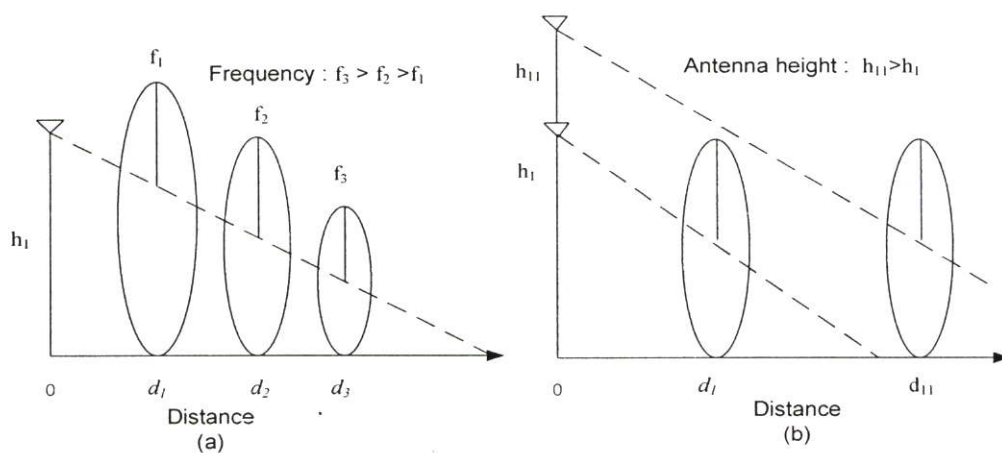
ระยะทาง d_0 เรียกว่า จุดเปลี่ยนเขต Fresnel (Fresnel zone breakpoint) ซึ่งขึ้นอยู่กับความถี่และความสูงของสายอากาศ จากรูปที่ 2.13 พบว่า ความชันของการสูญเสียตามวิถี (γ) มีค่าเดียวกับการสูญเสียตามวิถีของช่องว่างอากาศคือ มีค่าเท่ากับ 2 ที่เป็นเช่นนี้ก็เนื่องจากการเลี้ยวเบนและผลของคลื่นหลายวิถี โดยทั่วไปจะเกิดหลังจากผ่านจุดเปลี่ยน d_0 ไปแล้ว ซึ่งค่าความชันของการสูญเสียตามวิถีจะมีค่ามากกว่า 2 (ในรูปที่ 2.13 RSL = Received signal strength)

2.7 การพิสูจน์ทฤษฎีเขต Fresnel

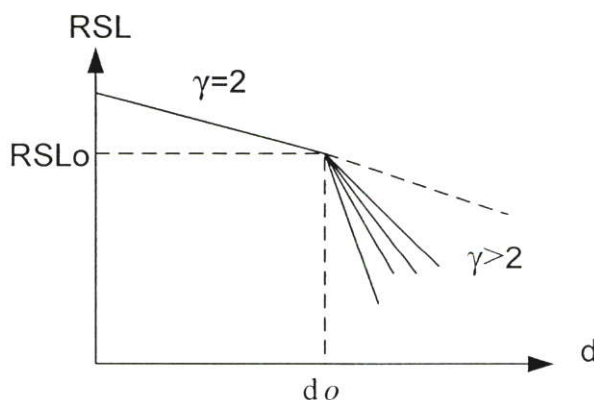
พิจารณาแบบจำลองคลื่นสองแนวตั้งรูปที่ 2.10 กำลังสัญญาณคลื่นที่รับได้หาได้จาก

$$P_r = P_t (\lambda / 4\pi d)^2 [1 + e^{-j\Delta\theta}]^2$$

$$= [P_t (\lambda / 4\pi d)^2] [4 \sin^2(\Delta\theta / 2)] \quad (2.49)$$



รูปที่ 2.12 ก) สัญญาณความถี่สูงกว่าแพร่กระจายไปได้ระยะทางไกลกว่าก่อนที่เขต Fresnel แรก สัมผัสพื้นดิน ข) การแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศที่สูงกว่าไปได้ระยะทางไกลกว่า ก่อนที่เขต Fresnel แรกสัมผัสพื้นดิน



รูปที่ 2.13 แสดงจุดเปลี่ยนเขต Fresnel

เมื่อ $\Delta\theta$ คือ ผลต่างมุมเฟสระหว่างคลื่นแนวตรงกับคลื่นสะท้อน ซึ่งสามารถเขียนให้เป็นฟังก์ชันของผลต่างวิถีได้ว่า

$$\Delta\theta = (2\pi/\lambda)\Delta d \quad (2.50)$$

รวมสมการ (2.49) และ (2.50) ดังนั้น

$$P_r = [P_T (\lambda / 4 \pi d)^2] \cdot [4 \sin^2(\pi/\lambda) \Delta d] \quad (2.51)$$

และ $\Delta d \approx 2 h_1 h_2 / d$ ดังนั้น

$$P_r = [P_T (\lambda / 4 \pi d)^2] [4 \sin^2\{(\pi/\lambda) \cdot 2 h_1 h_2 / d\}] \quad (2.52)$$

สมการ (2.52) มีค่าสูงสุดเมื่อ

$$(\pi / \lambda) 2 h_1 h_2 / d = (\pi / 2) \quad (2.53)$$

หรือ

$$d_0 = d = 4 h_1 h_2 / \lambda \quad (2.54)$$

ภายใต้เงื่อนไขดังต่อไปนี้

1. ระยะห่างของสายอากาศรับและส่งอยู่ห่างกันมากเมื่อเทียบกับความสูงของสายอากาศทั้งสอง หรือ $d \gg h_1$ และ h_2
2. ไม่คิดผลของมุมตกกระทบของคลื่น
3. ผลต่างของเฟส ($\Delta\theta$) ของคลื่นทั้งสองน้อยมาก

สมการ (2.52) สามารถลดรูปเป็น

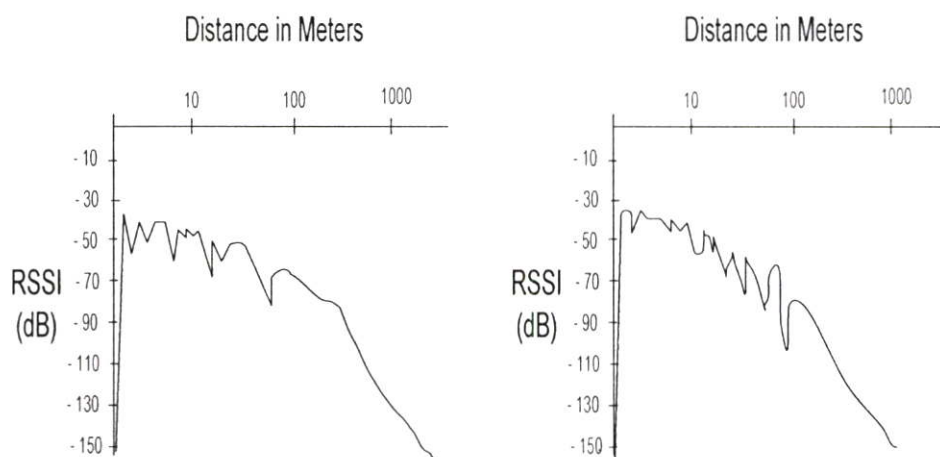
$$P_r \approx [P_T (\lambda / 4 \pi d_0)^2] \quad (2.55)$$

ซึ่งก็คือ การแพร่กระจายคลื่นในช่องอวกาศนั่นเอง โดยที่แทนค่า d ด้วย d_0 ซึ่งก็คือจุดเปลี่ยนเขต Fresnel นั่นเอง ดังนั้นคุณลักษณะการลดทอนสัญญาณภายในระยะทาง d_0 จากเครื่องส่งจะมีคุณลักษณะการลดทอนสัญญาณเหมือนกับช่องว่างอวกาศซึ่งก็คือการลดทอนสัญญาณด้วยกฎกำลังสอง อย่างไรก็ตามสัญญาณคลื่นจะถูกลดทอนอย่างรวดเร็วหลังจุด d_0 เนื่องจากส่วนประกอบหลายวิถีคลื่นซึ่ง

แสดงดังสมการที่ (2.52) และกราฟในรูปที่ 2.14 หรืออาจกล่าวได้ว่าการลดทอนที่รวดเร็วนี้มีสาเหตุมาจากสิ่งกีดขวางต่าง ๆ ในสภาพแวดล้อมของการแพร่กระจายคลื่นนั่นเอง

2.8 การแพร่กระจายคลื่นวิทยุภายในอาคาร

หลักการและคุณสมบัติของคลื่นวิทยุในหัวข้อที่ผ่านมาสามารถใช้ได้ทั้งการสื่อสารภายนอกและภายในอาคาร อย่างไรก็ตาม การสื่อสารภายในอาคารนั้นมีความซับซ้อนมากเนื่องจากสัญญาณคลื่นจะถูกลดทอนอย่างมาก เมื่อคลื่นเดินทางผ่านตึกและมีการกระจัดกระจายของคลื่นภายในอาคาร ทำให้แบบจำลองของการแพร่กระจายคลื่นมีความซับซ้อนมาก ดังนั้นการพิจารณา



รูปที่ 2.14 ระดับสัญญาณคลื่นที่รับได้ ตามระยะทางจากเครื่องส่งที่แสดงให้เห็นจุดเปลี่ยน d_0 (กำลังเครื่องส่ง 1W)

แบบจำลองการสูญเสียภายในอาคารจึงแยกพิจารณาออกเป็น 2 กรณี คือ กรณีที่เครื่องส่งอยู่ภายนอกอาคาร และเครื่องรับอยู่ภายในอาคาร และกรณีที่เครื่องส่งและเครื่องรับอยู่ภายในอาคารทั้งคู่

2.8.1 เครื่องส่งอยู่ภายนอกอาคาร

ก่อนที่สัญญาณคลื่นจากสายอากาศตัวส่งที่อยู่ภายนอกอาคารจะเดินทางเข้าถึงภายในอาคารนั้น คลื่นวิทยุอาจเกิดการลดทอนและการกระจัดกระจายไปอย่างมากเนื่องจากสิ่งก่อสร้างจำนวนมากภายนอกอาคาร ซึ่งมีผลทำให้คลื่นภายในอาคารมีสัญญาณอ่อนมาก ดังนั้นอาคารจึงควรอยู่ในเขต Fresnel แรก เพื่อให้การแพร่กระจายคลื่นเป็น LOS พิจารณารูปที่ 2.15 อาคาร 1 อยู่ในเขต Fresnel แรก หรือ อยู่ภายในระยะทางจุดเปลี่ยน d_0 ในขณะที่ อาคาร 2 อยู่หลังจุดเปลี่ยนซึ่งสัญญาณคลื่นที่เดินทางเข้าสู่อาคาร 2 นั้น มีสัญญาณที่ต่ำมาก เนื่องจากคลื่นถูกลดทอนอย่างมาก ก่อนที่คลื่นจะเดินทางเข้าสู่อาคาร การแก้ไขก็คือ

การทำให้อาคาร 2 อยู่ภายในระยะทางจุดเปลี่ยน ซึ่งก็ทำได้โดยการเพิ่มความสูงของสายอากาศตั้งสูงเพิ่มขึ้น

ตัวอย่าง เช่น ถ้าความถี่ $F = 900$ MHz, $h_1 = 10$ m, และ $h_2 = 1.5$ m, ระยะทางจุดเปลี่ยน $d_0 = 4 h_1 h_2 / \lambda = 180$ m. จะมีอาคารจำนวนหนึ่งเท่านั้นที่อยู่ภายในระยะทาง 180 m. ซึ่งอยู่ในระยะทางจุดเปลี่ยน อย่างไรก็ตามถ้าหาก $h_1 = 30$ m, d_0 มีค่า 540 m, จำนวนอาคารที่อยู่ภายในจุดเปลี่ยนจะมีเพิ่มขึ้น

2.8.2 เครื่องส่งและเครื่องรับอยู่ในอาคาร

เมื่อเครื่องส่งอยู่ในอาคาร สภาวะแวดล้อมของการแพร่กระจายคลื่นจะเปลี่ยนไป กล่าวคือนอกจากคลื่นที่เดินจากเครื่องส่งถึงสายอากาศตัวรับมาจากคลื่นแนวตรง คลื่นสะท้อนจากพื้นแล้วยังมีคลื่นที่สะท้อนจากเพดานอีกด้วย ดังแสดงในรูปที่ 2.16 เมื่อ

H	=	ความสูงของเพดาน
h_1	=	ความสูงของสายอากาศตัวส่ง
h_2	=	ความสูงของสายอากาศตัวรับ
d	=	ระยะห่างระหว่างสายอากาศทั้งสอง
D	=	วิถีคลื่นตรง
d_1	=	วิถีคลื่นสะท้อนจากพื้น
d_2	=	วิถีคลื่นสะท้อนจากเพดาน

เนื่องจากมีคลื่นสะท้อนจาก 2 แนว คือ สะท้อนจากพื้นและจากเพดานเป็นหลัก ผลต่างของวิถีคลื่นเหล่านี้สามารถคำนวณจุดเปลี่ยนเขต Fresnel ได้

อย่างไรก็ตาม คลื่นสะท้อนจากผนังห้องนั้นเกิดขึ้นได้น้อยเนื่องจากคลื่นทะลุผ่านหน้าต่างบานกระจกหรือช่องระบายอากาศก่อนที่จะเกิดการสะท้อนกลับไปที่เครื่องรับ ดังนั้นจึงไม่เกิดการสะท้อนจากผนังดังกล่าว

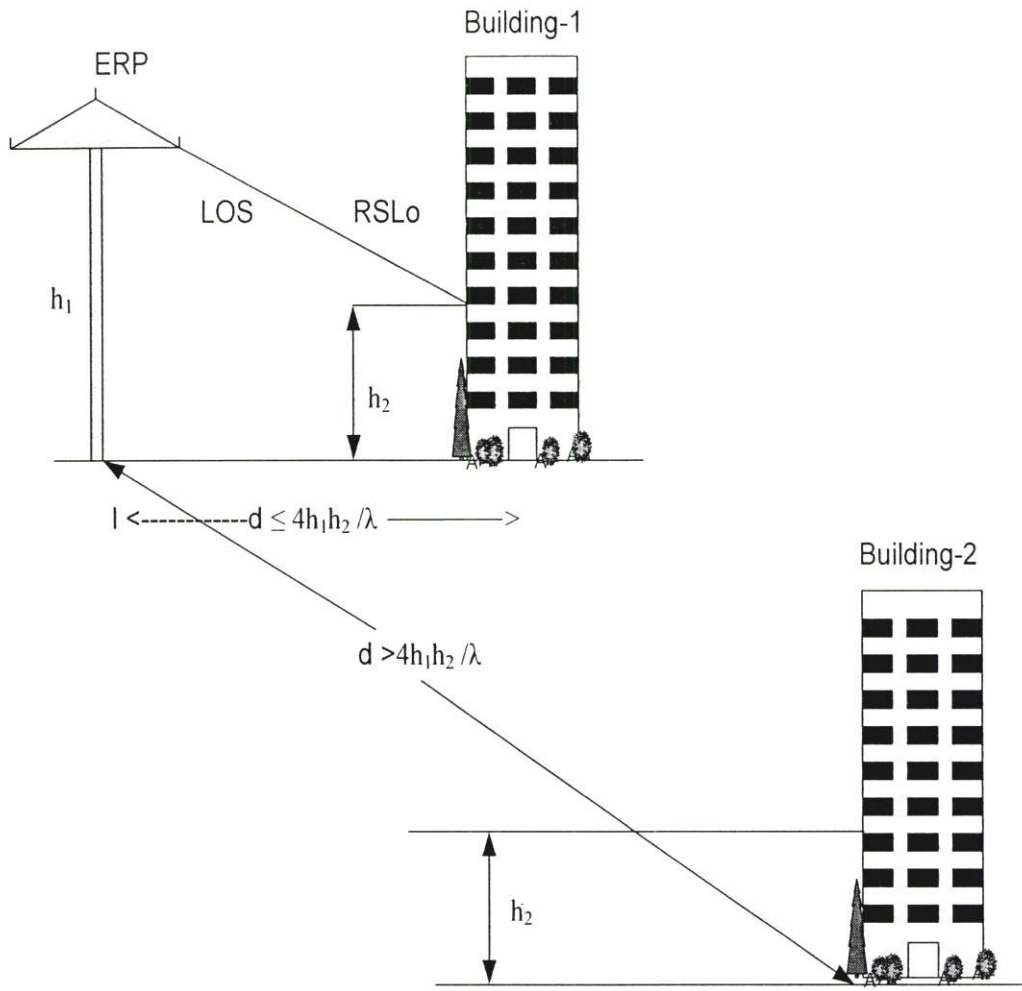
จากรูปที่ 2.16 ผลต่างวิถีระหว่างคลื่นแนวตรงและคลื่นสะท้อนทั้งสอง คือ

$$\Delta d_2 = [\{ (H - h_1) + (H - h_2) \}^2 + d^2]^{1/2} - [\{ (H - h_1) - (H - h_2) \}^2 + d^2]^{1/2} \quad (2.57)$$

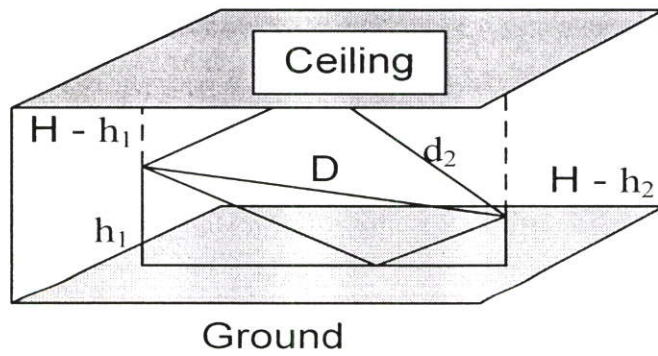
เมื่อ

$$\Delta d_1 = d_1 - D \text{ และ } \Delta d_2 = d_2 - D \text{ จัดรูปใหม่ได้เป็น} \quad (2.58)$$

$$\Delta d_1 = [(h_1 + h_2)^2 + d^2]^{1/2} - [(h_1 - h_2)^2 + d^2]^{1/2} \quad (2.56)$$



รูปที่ 2.15 รัศมีการให้บริการระบบสื่อสารภายในอาคารที่อยู่ภายในและภายนอกเขตFresnelแรก



รูปที่ 2.16 แบบจำลองคลื่นสามแนวภายในอาคาร

$$\Delta d_1 = \frac{4h_1 h_2}{d \left[\left\{ \frac{(h_1 + h_2)}{d} \right\}^2 + 1 \right]^{\frac{1}{2}} + d \left[\left\{ \frac{(h_1 - h_2)}{d} \right\}^2 + 1 \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (2.59)$$

$$\Delta d_2 = \frac{4(H - h_1)(H - h_2)}{d \left[\left\{ \frac{(2H - h_1 - h_2)}{d} \right\}^2 + 1 \right]^{\frac{1}{2}} + d \left[\left\{ \frac{(h_2 - h_1)}{d} \right\}^2 + 1 \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (2.60)$$

ถ้า $(h_1 \pm h_2)/d \ll 1$ และ $2H - h_1 - h_2 \ll 1$. (2.59) และ (2.60) ลดรูปได้เป็น

$$\Delta d_1 \approx 2h_1 h_2 / d \quad (2.61)$$

$$\Delta d_2 \approx 2(H - h_1)(H - h_2) / d \quad (2.62)$$

เนื่องจากต้องการให้ผลต่างวิถีของคลื่นสะท้อนทั้งสองมีค่าเดียวกันดังนั้นจึงกำหนดให้

$$\Delta d_1 = \Delta d_2 = \Delta d \quad (2.63)$$

ทำให้

$$H = h_1 + h_2 \quad (2.64)$$

ดังนั้นผลต่างวิถีสามารถหาได้จาก

$$\Delta d = 2(H - h_2) h_2 / d \quad (2.65)$$

ซึ่งขึ้นอยู่กับความสูงของเพดานและความสูงของสายอากาศตัวส่ง สำหรับเขตFresnelแรก ผลต่างวิถีที่อยู่ที $\lambda/2$ ซึ่งทำให้เกิดการเลี้ยวเบนสูงสุด ดังนั้นจากสมการ (2.65) สามารถเขียนได้ว่า

$$2(H - h_2) h_2 / d = \lambda / 2 \quad (2.66)$$

หรือ

$$d_0 = d = 4(H - h_2) h_2 / \lambda \quad (2.67)$$

เนื่องจาก $h_1 = H - h_2$ ดังนั้น สายอากาศของตัวส่งควรวางอยู่ต่ำกว่าเพดานเป็นระยะ h_2 เมื่อ h_2 คือ ความสูงของสายอากาศตัวรับ จึงจะทำให้การหาค่า d_0 ได้

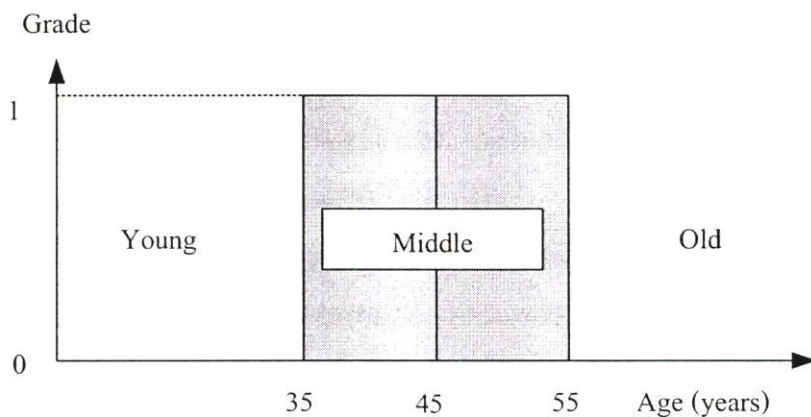
บทที่ 3

การใช้ทฤษฎีฟัซซีกับแบบจำลองการลดทอนสัญญาณคลื่นวิทยุ

ในบทที่แล้วได้กล่าวถึง หลักการพื้นฐานการแพร่กระจายคลื่น ภายในอาคาร ซึ่งนำมาใช้ในการสร้างแบบจำลองการสูญเสียตามวิถี ร่วมกับข้อมูลการตรวจวัดสัญญาณวิทยุภายในอาคาร ข้อมูลเหล่านี้ถูกวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ด้วยวิธีการถดถอยเชิงเส้น (Linear regression), วิธีการถดถอยเชิงเส้นแบบฟัซซี (Fuzzy Linear regression) และวิธีนิวโรฟัซซี เพื่อให้ได้แบบจำลองที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดังนั้นในบทนี้จึงได้อธิบายพื้นฐานการคำนวณแบบฟัซซี ต่อจากนั้นจะกล่าวถึงวิธีการถดถอยเชิงเส้น และการนำทฤษฎีฟัซซีมาประยุกต์ใช้กับการถดถอยเชิงเส้นและนิวโรฟัซซี พร้อมยกตัวอย่างข้อมูลเพื่อใช้ในการวิเคราะห์ด้วย

3.1 คริสป์เซต และฟัซซีเซต (Crisp set and Fuzzy sets)

เนื่องจากคอมพิวเตอร์ทำงานโดยใช้ตรรกศาสตร์ฐานสอง (Binary Logic) 0 หรือ 1 ลักษณะการแทนปริมาณที่มีค่าสมาชิกเป็น 0 และ 1 ได้เพียง 2 ค่านี้ เราเรียกว่าจะเป็นคริสป์เซต แสดงดังรูปที่ 3.1 ซึ่งเป็นคริสป์เซตของคนที่อยู่ในวัยกลางคน จะเห็นได้ว่า คนที่มีอายุ 35 ปี อยู่ในเซตวัยกลางคนในขณะที่คนที่มียุ่ 34 ปี อยู่ในเซตของคนหนุ่มจึงอาจขัดแย้งกับความรู้สึ



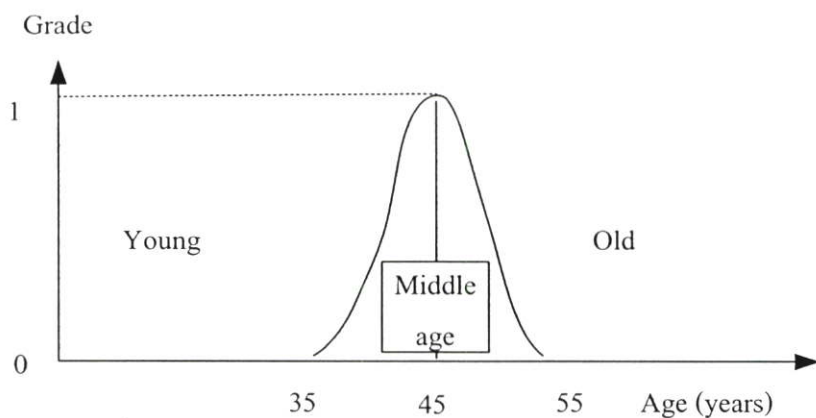
รูปที่ 3.1 คริสป์เซตอายุของคนเรา

ส่วนฟัซซีเซต จะมีความแตกต่างจากเซตธรรมดา หรือคริสป์เซต คือ ในระบบคริสป์เซต จะบอกได้แต่เพียงว่า x เป็นสมาชิกของเซต A (ค่าภาวะสมาชิก = 1) หรือ x ไม่เป็นสมาชิกของเซต A (ค่าภาวะสมาชิก = 0) แต่ในฟัซซีนั้นจะสามารถยอมรับสมาชิกที่มีลักษณะถูกต้องเพียงบางส่วน หรือผิดเพียงบางส่วน กล่าวคือ มีระดับค่าภาวะสมาชิก (μ) ระหว่าง 0 ถึง 1 ได้

$$\mu_A(x) \longrightarrow [0, 1] \quad (3.1)$$

เราเรียกว่าฟังก์ชันภาวะสมาชิก (Membership function) มีเกรด (grade) ของการเป็นสมาชิก (membership) เป็นฟังก์ชันที่ต่อเนื่องมีค่าเปลี่ยนแปลงระหว่าง 0 และ 1

ตัวอย่างฟัซซีเซตแสดงดังรูปที่ 3-2 เป็นฟัซซีเซตของอายุคน จะเห็นได้ว่าคนที่อายุ 45 ปี อยู่ในเซตวัยกลางคนซึ่งมีเกรดของฟังก์ชันภาวะสมาชิกสูงสุดเป็น 1 ส่วนคนที่อายุ 35 ปี อยู่ในเซตของวัยกลางคน แต่มี เกรดของฟังก์ชันภาวะสมาชิกเป็น 0 เป็นต้น ดังนั้นการบอกเกรด ของคนเป็นสมาชิกนั้น ช่วยทำให้การแบ่งเซตสมเหตุสมผลมากขึ้นนั่นเอง



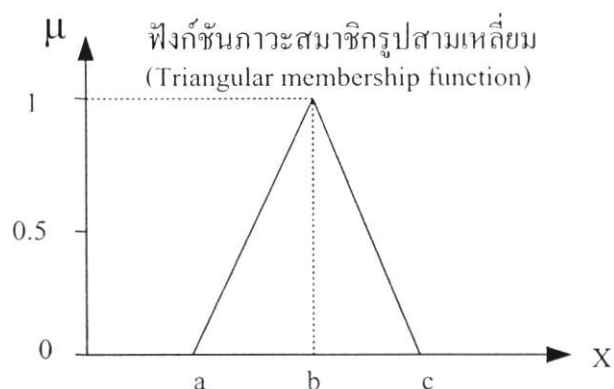
รูปที่ 3.2 ฟัซซีเซตของอายุคนเรา

การแสดงค่าภาวะสมาชิกสามารถกระทำได้หลายวิธีซึ่งจะกล่าวถึงเพียง 4 วิธีคือ

3.1.1 รูปสามเหลี่ยม

การกำหนดฟังก์ชันภาวะสมาชิกโดยใช้รูปสามเหลี่ยม นิยมใช้กันมากในระบบควบคุมที่ใช้ Fuzzy sets เทอมเซตที่กำหนด โดยฟังก์ชันนี้จะต้องมีค่าที่เหมาะสมที่สุดอยู่เพียงค่าเดียวที่ทำให้ค่าภาวะสมาชิกลดลงเรื่อย ๆ เมื่อยิ่งห่างจากค่านี้มากขึ้น ดังแสดงในตัวอย่างรูปที่ 3.3 ถ้ากำหนดให้ $a \leq b \leq c$ เมื่อ a, b, c เป็นเลขจำนวนจริงใด ๆ สมการของฟังก์ชันภาวะสมาชิกของรูปสามเหลี่ยมสามารถกำหนดได้ดังนี้

$$\mu_A(x_i) = \begin{cases} \left(\frac{x_i - a}{b - a} \right) & : \text{ถ้า } a \leq x_i \leq b \text{ และ } a \neq b \\ \left(\frac{c - x_i}{c - b} \right) & : \text{ถ้า } b \leq x_i \leq c \text{ และ } b \neq c \\ 0 & : \text{สำหรับกรณีอื่น ๆ} \end{cases} \quad (3.2)$$

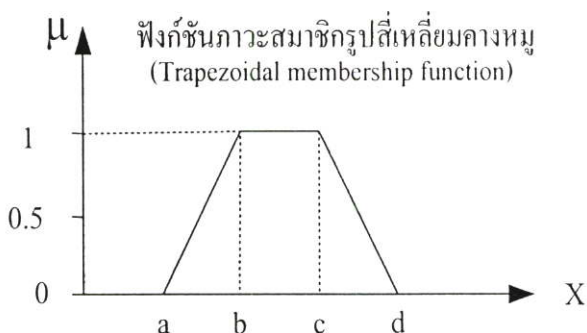


รูปที่ 3.3 แสดงกราฟรูปสามเหลี่ยม

3.1.2 รูปสี่เหลี่ยมคางหมู

นิยมใช้เช่นกัน แต่จะพบน้อยกว่ารูปสามเหลี่ยม ฟังก์ชันภาวะสมาชิกที่จะกำหนดด้วยสมการรูปสามเหลี่ยมคางหมูจะต้องมีช่วงของค่าที่เหมาะสมมากที่สุดอยู่กลุ่มหนึ่งที่ทำให้ค่าภาวะสมาชิกของเทอมเซตนั้น ๆ มีค่าเท่ากับหนึ่ง นอกจากนั้นจะมีค่าภาวะสมาชิกน้อยลงเรื่อย ๆ เมื่อยิ่งห่างจากข้อมูลกลุ่มนี้จากรูปที่ 3.4 ถ้ากำหนดให้ $a \leq b \leq c \leq d$ เมื่อ $a, b, c,$ และ d เป็นเลขจำนวนจริงใด ๆ สมการของฟังก์ชันภาวะสมาชิกของรูปสี่เหลี่ยมคางหมูสามารถกำหนดได้ดังนี้

$$\mu_A(x_i) = \begin{cases} \left(\frac{x_i - a}{b - a} \right) & : \text{ถ้า } a \leq x_i \leq b \text{ และ } a \neq b \\ 1 & : \text{ถ้า } b \leq x_i \leq c \\ \left(\frac{d - x_i}{d - c} \right) & : \text{ถ้า } c \leq x_i \leq d \text{ และ } c \neq d \\ 0 & : \text{สำหรับกรณีอื่น ๆ} \end{cases} \quad (3.3)$$

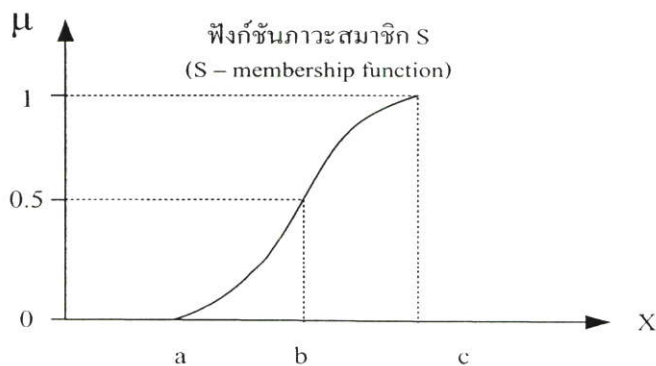


รูปที่ 3.4 แสดงกราฟรูปสี่เหลี่ยมคางหมู

3.1.3 เส้นโค้งรูปตัว S

ฟังก์ชันภาวะสมาชิกที่กำหนดด้วยเส้นโค้งรูปตัว S (S-curve, Sigmoid หรือ Logistic) เป็นการกำหนดความสัมพันธ์ระหว่างโดเมน (domain) ไปยังพิสัย (Range) แบบไม่เป็นเชิงเส้น ตัวแปรที่เหมาะสมที่จะใช้ฟังก์ชันนี้ก็คือ พวกอายุการใช้งานของอุปกรณ์ต่าง ๆ ตัวแปรส่วนใหญ่ที่ใช้ในทางการประมวลผลภาพ เป็นต้น ซึ่งตัวแปรพวกนี้มักจะมีความสัมพันธ์แบบไม่เป็นเชิงเส้นที่เป็นรูปตัว S หรือ S⁻¹ จากรูปที่ 3.5 ถ้ากำหนดให้ $a \leq b \leq c$ เมื่อ a, b, และ c เป็นเลขจำนวนจริงใด ๆ สมการของฟังก์ชันภาวะสมาชิกของเส้นโค้งรูปตัว S สามารถกำหนดได้ดังสมการ และ $(S^{-1} = 1 - \mu_A(x_i))$ โดยที่ $\mu_A(x_i)$ หาได้จากสมการนี้

$$\mu_A(x_i) = \begin{cases} 0 & ; \text{ถ้า } x_i \leq a \\ 2\left(\frac{x_i - a}{c - a}\right)^2 & ; \text{ถ้า } a \leq x_i \leq b \\ 1 - 2\left(\frac{x_i - a}{c - a}\right)^2 & ; \text{ถ้า } b \leq x_i \leq c \\ 1 & ; \text{ถ้า } x_i > c \end{cases} \quad (3.4)$$

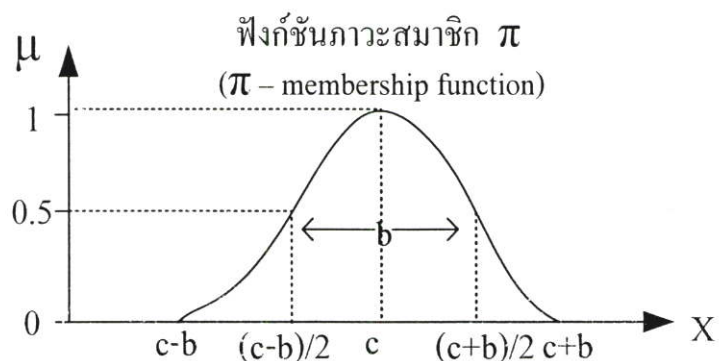


รูปที่ 3.5 แสดงฟังก์ชันกราฟรูปตัว S

3.1.4 รูประฆังคว่ำ π -ฟังก์ชัน

เทอมเซตที่ใช้ฟังก์ชันภาวะสมาชิกแบบรูประฆังคว่ำ จะมีคุณสมบัติเป็นข้อมูลคล้ายกับสมการรูปสามเหลี่ยม แต่ข้อมูลของโดเมนที่แปลงไปยังพิสัย จะมีความสัมพันธ์ในลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น สมการของรูป ระฆังคว่ำมีด้วยกันหลายสมการแต่ที่ใช้กันมากคือฟังก์ชัน π ฟังก์ชัน Gaussian และฟังก์ชัน Beta ซึ่งฟังก์ชัน π คำนวณได้จากสมการข้างล่าง โดยที่ $b = (c-a)/2$ ดังรูปที่ 3.6 ฟังก์ชัน π สามารถหาได้โดย

$$\mu_A(x_i) = \begin{cases} S(x_i; c-b, (c-b)/2, c) & \text{ในกรณีที่ } x_i \leq c \\ 1-S(x_i; c, (c+b)/2, c+b) & \text{ในกรณีที่ } x_i > c \end{cases} \quad (3.5)$$

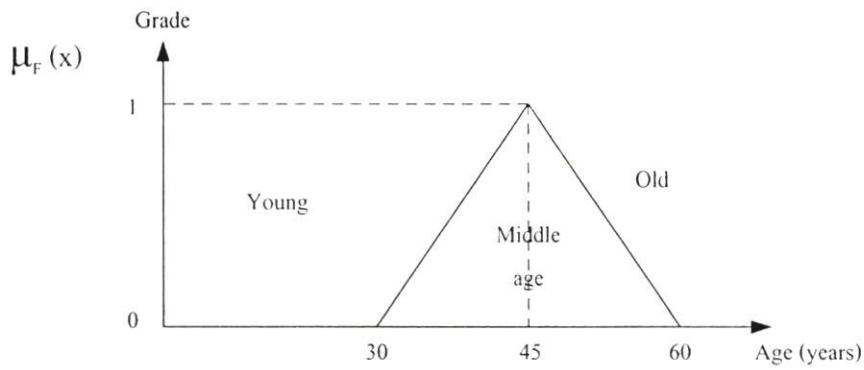


รูปที่ 3.6 แสดงฟังก์ชันกราฟรูป π

ตัวอย่างการแสดงค่าภาวะสมาชิก สมมติให้ฟังก์ชันเซต F ของ Y ซึ่งแทนเซตวัยกลางคน สามารถนิยามได้ดังสมการ

$$F = \{ (x, \mu_F(x)) / x \in X \} \quad (3.6)$$

x เป็นตัวแปรแทนอายุของคนในวัยต่าง ๆ ฉะนั้นจะกำหนดเทอมเซตของวัยกลางคนอย่างไร โดยทั่วไปเราจะกำหนดให้ผู้ที่มียุ 45 ปี อยู่ในวัยกลางคน แต่ผู้ที่มีอายุ 48 ปี จะจัดไว้ในวัยกลางคนหรือไม่ ดังนั้นจะเห็นได้ว่าถ้ากำหนดให้ค่าภาวะสมาชิกสูงสุดเป็น 1 ที่อายุ 45 ปี และค่าเป็น 0 เมื่ออายุน้อยกว่า 30 และมากกว่า 60 ปี จะสามารถแทนได้ด้วยฟังก์ชันสามเหลี่ยมดังรูปที่ 3.7 และสมการ (3.7)

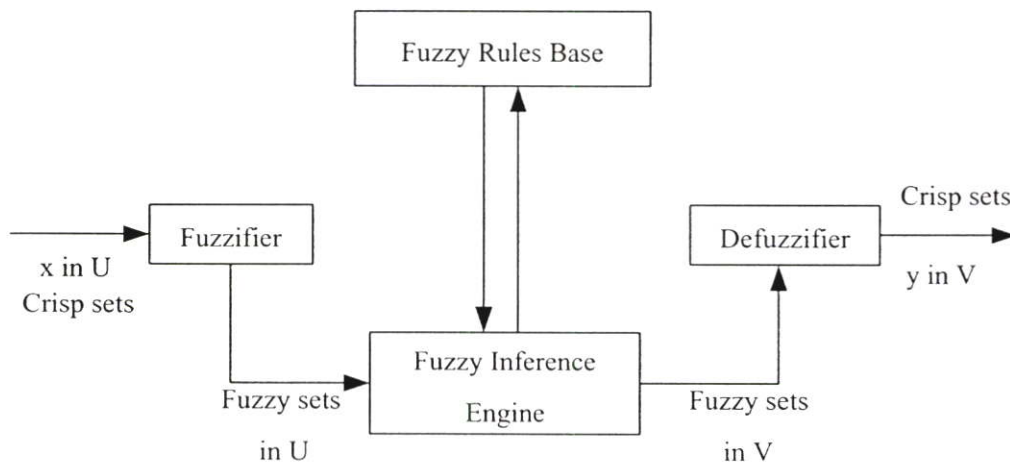


รูปที่ 3.7 ฟัชซีเซตรูปสามเหลี่ยมของอายุ

$$\mu_F(x) = \begin{cases} 0 & \text{for } 0 \leq x \leq 30 \\ (x - 30) / 15 & \text{for } 30 \leq x \leq 45 \\ (60 - x) / 15 & \text{for } 45 \leq x \leq 60 \\ 0 & \text{for } 60 \leq x \leq 120 \end{cases} \quad (3.7)$$

3.2 การวิเคราะห์แบบฟัชซี

การทำงานในระบบ Fuzzy จะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วนดังรูปที่ 3.8 คือ



รูปที่ 3.8 แสดงแผนผังการทำงานของระบบฟัชซี

Fuzzifier เป็นการแปลงข้อมูลเข้าให้อยู่ในรูปภาวะสมาชิกในระบบ Fuzzy

Fuzzy Inference Engine เป็นการนำค่าภาวะสมาชิก (μ) ที่รับเข้ามาไปประมวลผลตามกฎ (rules base) ที่ระบบได้เรียนรู้หรือออกแบบไว้เพื่อหาคำตอบ

Defuzzifier เป็นการแปลงผลจากค่าภาวะสมาชิกที่ได้จากขั้นตอนที่ 2 ให้อยู่ในรูปของค่า output เพื่อนำไปใช้งานต่อไป

ในขั้นต่อไปจะเป็นการประยุกต์ใช้ Fuzzy ในการถดถอยเชิงเส้น ซึ่งจะใช้หลักการกำลังสองน้อยที่สุด (Method of Least Squares) เพื่อนำไปทำนายค่า path loss ของสัญญาณ โทรศัพท์มือถือ

3.3 การวิเคราะห์การถดถอยเชิงเส้น

ข้อมูลที่ได้จากการสำรวจคลื่นวิทยุ นั้น เราสนใจค่าความแรงของสัญญาณคลื่น (Received signal strength) หรือ ค่า RSL และ ระยะห่างระหว่างสายอากาศ d สมมติว่าเราเลือกค่า d ทั้งหมด n ค่า เราจะได้ค่า RSL ทั้งหมด n ค่า เช่นเดียวกันซึ่งสามารถเขียนเป็นคู่ลำดับได้ดังนี้ [10]

$$(d_1, RSL_1), (d_2, RSL_2), \dots, (d_n, RSL_n) \quad (3.8)$$

ในการวิเคราะห์การถดถอยนั้น ค่าเฉลี่ยของ RSL เป็นฟังก์ชันเชิงเส้นของระยะทาง d หรือ

$$\overline{RSL} = RSL_0 - \gamma d / d_0 \quad (3.9)$$

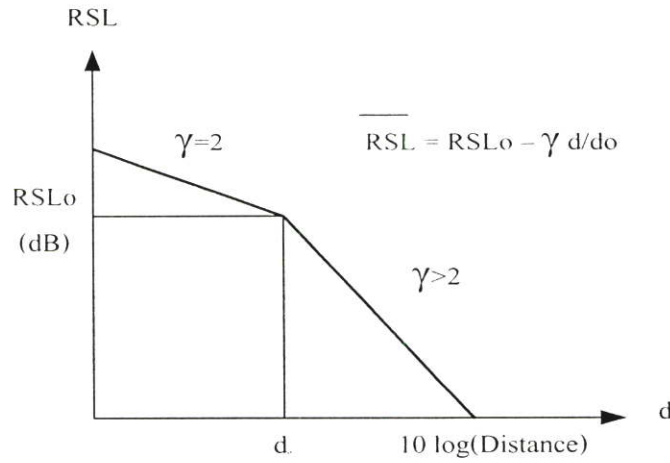
ในสเกลแบบลอการิทึม สามารถเขียนได้เป็น

$$\overline{RSL}(\text{dB}) = RSL_0(\text{dB}) - 10\gamma \log(d / d_0) \quad (3.10)$$

ซึ่งเขียนเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 3.9 เมื่อ RSL_0 คือ ระดับสัญญาณที่รับได้ที่จุด d_0 และ γ คือ ความชันของเส้นกราฟหลังจากจุด d_0 ค่าเฉลี่ย RSL ตำพันธ์กับค่าตัวแปรสุ่ม (RSL) ดังนี้

$$\begin{aligned} (\Delta RSL)_i &= (RSL)_i - \overline{RSL} \\ &= (RSL)_i - RSL_0(\text{dB}) + 10\gamma \log(d / d_0) \end{aligned} \quad (3.11)$$

เมื่อ $(\Delta RSL)_i$ คือ การเบี่ยงเบนของตัวแปรสุ่ม (RSL)_i จากค่าเฉลี่ย เพื่อที่เราจะสามารถเขียนกราฟเส้นตรงที่เป็นตัวแทนของข้อมูลทั้งหมดได้ ดังนั้นผลรวมการเบี่ยงเบนของตัวแปรสุ่มยกกำลังสองจะต้องเท่ากับศูนย์หรือ



รูปที่ 3.9 กราฟความแรงของสัญญาณที่รับได้และระยะทาง

$$\sum_{i=1}^n (\Delta RSL_i)^2 = 0 \quad (3.12)$$

เมื่อ

$$\sum_{i=1}^n (\Delta RSL_i)^2 = \sum_{i=1}^n [(RSL)_i - RSL_o + 10\gamma \log(d_i / d_o)]^2 \quad (3.13)$$

แล้ว

$$\frac{\partial \sum (\Delta RSL_i)^2}{\partial RSL_o} = 0 \quad \text{และ} \quad \frac{\partial \sum (\Delta RSL_i)^2}{\partial (d_i / d_o)} = 0 \quad (3.14)$$

หรือ

$$-2 \sum_{i=1}^n [(RSL)_i - RSL_o + 10\gamma \log(d_i / d_o)] = 0 \quad (3.15)$$

$$-2 \sum_{i=1}^n [(d_o / d_i)] [(RSL)_i - RSL_o + 10\gamma \log(d_i / d_o)] = 0 \quad (3.16)$$

ซึ่งสามารถลดรูปได้เป็น

$$\sum_{i=1}^n [(RSL)_i] = n \cdot RSL_o + 10\gamma \sum_{i=1}^n \log(d_i / d_o) \quad (3.17)$$

$$\sum_{i=1}^n (d_o / d_i) \cdot (RSL)_i = RSL_o \sum_{i=1}^n (d_i / d_o) - 10\gamma \left[\sum_{i=1}^n (d_o / d_i) \cdot \log(d_i / d_o) \right] \quad (3.18)$$

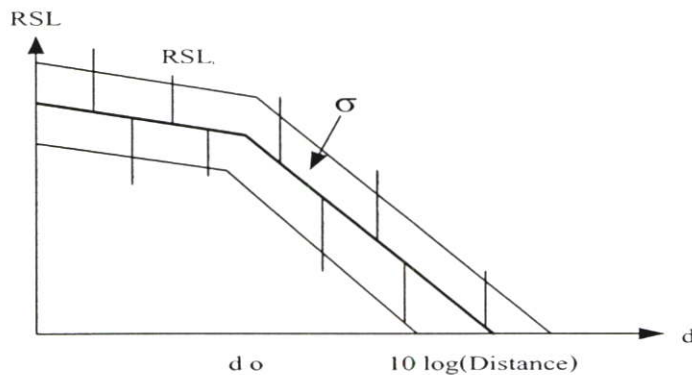
โดยการแก้สมการ (3.17) และ (3.18) เราจะได้รับค่า RSL_0 และ γ จุดเปลี่ยนหาได้จาก $d_0 = 4 h_1 h_2 / \lambda$ เมื่อ h_1 และ h_2 คือ ความสูงของสายอากาศตัวส่งและตัวรับตามลำดับ

3.4 การทำนายข้อมูลด้วยช่วงความเชื่อมั่น (Confidence interval)

ในการวิเคราะห์ข้อมูลทางสถิติมีความจำเป็นต้องใช้เซตของตัวแปรสุ่มในที่นี้ คือ เซตของคู่ลำดับ (d_i, RSL_i) เมื่อ RSL_i คือตัวแปรสุ่ม ซึ่งทำให้เราสามารถหาค่า RSL ได้จากการกำหนดระยะทาง d คือตัวแปร โดยให้ค่าความแม่นยำในช่วงๆ หนึ่ง ขึ้นอยู่กับค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของข้อมูลทั้งหมดที่เรานำมาวิเคราะห์เราเรียกช่วงนี้ว่า ช่วงความเชื่อมั่น (Confidence interval) [10]

รูปที่ 3.10 แสดงค่า RSL ที่ระยะทาง d ตามแนวเส้นการถดถอยซึ่งแสดงด้วยเส้นตรงหน้า ข้อมูลของตัวแปรสุ่มทั้งหมดจะอยู่รอบ ๆ เส้น การถดถอยนี้ การกำหนดช่วงความเชื่อมั่นจะกำหนดเหนือและใต้เส้นการถดถอยเป็นระยะทางเท่ากับค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานซึ่งเราจะเห็นว่าข้อมูลส่วนใหญ่จะอยู่ภายในช่วงความเชื่อมั่นนี้ อย่างไรก็ตามยังมีข้อมูลส่วนหนึ่งอยู่นอกช่วงดังกล่าว

พิจารณาเซตของตัวแปรสุ่ม RSL_i จำนวนเท่ากับ n เมื่อ i มีค่าเท่ากับ $1, 2, \dots, n$ การกระจายหรือความหนาแน่นของข้อมูลแสดงเป็นเส้นกราฟที่เราเรียกว่า การแจกแจงปกติ (normal distribution) สมการของการแจกแจงปกติ แสดงโดย



รูปที่ 3.10 ช่วงความเชื่อมั่น

$$f(RSL) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-0.5\left[\left(\frac{RSL - \overline{RSL}}{\sigma}\right)\right]^2\right\} \quad (3.19)$$

ซึ่งค่าเฉลี่ยหาได้จาก

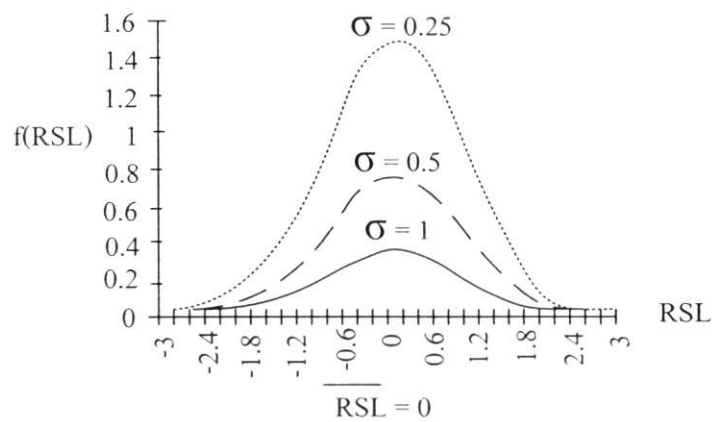
$$\overline{RSL} = \frac{RSL_1 + RSL_2 + \dots + RSL_n}{n} \quad (3.20)$$

และค่าความแปรเปลี่ยนถูกกำหนดโดย

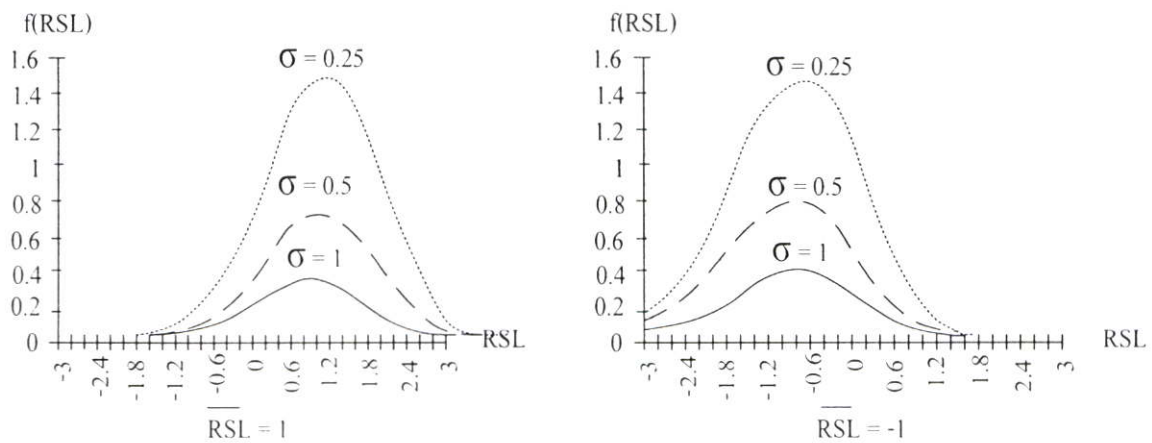
$$\sigma^2 = \frac{(RSL_1 - \overline{RSL})^2 + (RSL_2 - \overline{RSL})^2 + \dots + (RSL_n - \overline{RSL})^2}{n-1} \quad (3.21)$$

เมื่อ σ คือ ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน (Standard deviation) เส้นกราฟของรูป 3.11 เป็นที่รู้จักกันดีในชื่อของการแจกแจงเกาส์เซียน (Gaussian distribution) หรือ เส้นโค้งระฆังคว่ำ ซึ่งมีจุดสมมาตรอยู่ที่ค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ ($\overline{RSL} = 0$) และ เมื่อค่า σ ลดลงกราฟระฆังจะสูงขึ้น

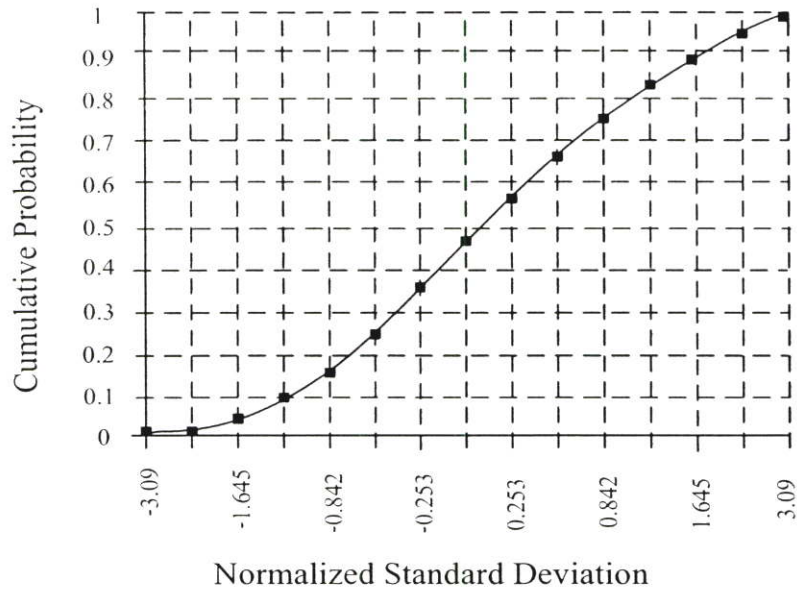
รูป 3.12 แสดงเส้นกราฟการกระจายเมื่อค่าเฉลี่ยไม่เท่ากับ 0 เราจะสังเกตได้ว่าเมื่อค่าเฉลี่ยเป็นบวก กราฟระฆังจะเลื่อนไปทางขวาและเมื่อค่าเฉลี่ยเป็นลบกราฟระฆังจะเลื่อนไปทางซ้าย ฟังก์ชันความหนาแน่น ความน่าจะเป็น (probability density function) ของสมการ (3.19) โดยทั่วไปหาได้จากตารางมาตรฐานที่เรียกว่าการแจกแจงมาตรฐานปกติ (Standard normal distribution) หรือโดยวิธีทางกราฟที่เรียกว่า ฟังก์ชันแจกแจงสะสม (cumulative distribution function) ดังรูป 3.13 วิธีทั้งสองนี้มีพื้นฐานมาจากฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (probability density function) ดังนี้



รูปที่ 3.11 การแจกแจงปกติด้วยค่าเฉลี่ย ($\overline{RSL} = 0$) และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน σ



รูปที่ 3.12 การแจกแจงปกติด้วยค่า ($\overline{RSL} = 1$) และ ($\overline{RSL} = -1$) ที่ค่า σ ต่าง ๆ



รูปที่ 3.13 การแจกแจงความน่าจะเป็นสะสมและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานปกติ

$$F(z) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^z \exp\left\{-0.5\left[\left(\frac{RSL - \overline{RSL}}{\sigma}\right)\right]^2\right\} d(RSL) \quad (3.22)$$

เมื่อ $\overline{RSL} = 0$ และ $\sigma = 1$ แล้ว ตัวแปรสุ่ม (RSL) หาได้จากค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานปกติ (Normal standard deviation)

เมื่อ σ คือ ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานจากการวัด

$$z = \left(\frac{RSL - \overline{RSL}}{\sigma} \right)$$

หรือ

$$RSL = \sigma z + \overline{RSL} \quad (3.23)$$

ดังนั้น ถ้าสัญญาณที่รับได้ = -80 dBm และ ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 8$ dB แล้ว สำหรับความน่าจะเป็นเท่ากับ 80% ($Z = 0.842$), เกณฑ์ที่ออกแบบควรมีค่าเท่ากับ $(8 \times 0.842) - 80 = -73.26$ dBm นั้นหมายความว่า 80% ของข้อมูลจะตกอยู่ในช่วง $-\sigma$ และ $+\sigma$ ภายใน 8 dB เราเรียกช่วงนี้ว่า “ช่วงความเชื่อมั่น” และความน่าจะเป็น (80%) นี้เรียกว่า “ระดับความเชื่อมั่น” (Confidence level)

3.5 การถดถอยเชิงเส้นแบบฟัซซี (Fuzzy Linear Regression, FLR)

ในหัวข้อที่แล้วเราได้กล่าวถึงการวิเคราะห์ทางสถิติด้วยวิธีการถดถอยเชิงเส้น และช่วงความเชื่อมั่นไปแล้ว ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีข้อมูลบางส่วนอยู่นอกช่วงดังกล่าวในหัวข้อนี้ เราจะพิจารณาช่วงความเชื่อมั่นโดยให้ข้อมูลทั้งหมดอยู่ในช่วงความเชื่อมั่นใหม่นี้ โดยวิธีการของฟัซซี

ให้แบบจำลองการถดถอย \hat{y} สามารถเขียนอยู่ในรูป [31], [32]

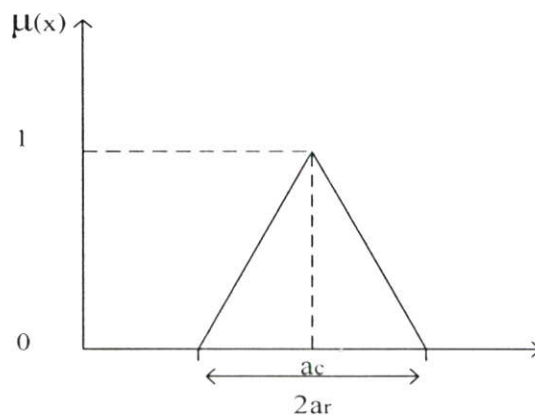
$$\hat{y} = Z \bar{A} \quad (3.24)$$

เมื่อ Z คือ ตัวแปรอิสระ และ \bar{A} คือ เมทริกซ์ของค่าสัมประสิทธิ์ของตัวแปรเหล่านั้น ดังนั้น

$$\hat{Y}_i(Z_i) = \bar{a}_0 + \bar{a}_1 Z_{i1} + \bar{a}_2 Z_{i2} + \dots + \bar{a}_k Z_{ik} \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3.25)$$

เมื่อ k คือ จำนวนทั้งหมดของตัวแปรอิสระ และ n คือจำนวนข้อมูล

ให้แบบจำลอง FLR ถูกแสดงด้วย ฟังก์ชันพารามิเตอร์ แบบสามเหลี่ยมสมมาตร $\bar{a} = [a_c, a_r]$ ดังรูปที่ 3.14 และให้



รูปที่ 3.14 จำนวนฟัซซีในรูปทรงสามเหลี่ยม

$$\hat{Y}_i(Z_i) = [a_{oc}, a_{or}] + [a_{1c}, a_{1r}] Z_{i1} + \dots + [a_{kc}, a_{kr}] Z_{ik} \quad (3.26)$$

$$\hat{Y}_{ic}(Z_i) = a_{oc} + a_{1c} Z_{i1} + \dots + a_{kc} Z_{ik} \quad (3.27)$$

$$\hat{Y}_{ir}(Z_i) = a_{or} + a_{1r} Z_{i1} + \dots + a_{kr} Z_{ik} \quad (3.28)$$

เมื่อ Y_c และ a_c คือ พารามิเตอร์ จุดศูนย์กลางของจำนวนฟัซซี ที่ฟังก์ชันภาวะสมาชิก, $\mu = 1$
 Y_r และ a_r เป็นช่วงขยายของจำนวนฟัซซีซึ่งโดยทั่วไปเท่ากับความยาวครึ่งหนึ่งของความยาวฐานของ
 สามเหลี่ยมพารามิเตอร์ \bar{a} , ของ เวกเตอร์ \bar{A} สำหรับแบบจำลอง FLR ถูกกำหนดโดยการใช้โปรแกรมทาง
 คณิตศาสตร์ที่ชื่อว่า กำหนดการเชิงเส้น (Linear Programming) หรือ เรียกย่อ ๆ ว่า LP สำหรับการหา
 ค่าตอบของสมการที่มีการหาค่า maximize หรือ minimize ของฟังก์ชัน ในที่นี้เราจะใช้ LP ในการหา
 ค่าตอบการ minimize ช่วงขยาย $\hat{Y}_{ir}(Z_i)$ ของสมาชิกของ เวกเตอร์ \hat{Y} ดังนั้น โจทย์สำหรับ LP คือ

$$c = \hat{Y}_{1r}(Z_1) + \hat{Y}_{2r}(Z_2) + \dots + \hat{Y}_{nr}(Z_n) \quad \longrightarrow \text{Minimum} \quad (3.29)$$

$$y_i \in \tilde{Y}(Z_i) \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3.30)$$

$$a_{ir} \geq 0, \quad i = 1, 2, \dots, k \quad (3.31)$$

จากแบบจำลอง FLR (3.26) ถึง (3.28) และโจทย์ของ LP ใน (3.29) ถึง (3.31) เราสามารถเขียนเป็นสมการได้ว่า

$$\sum_{i=1}^n \left(a_{or} + a_{ir} |Z_{il}| + \dots + a_{kr} |Z_{ik}| \right) \longrightarrow \text{Minimum} \quad (3.32)$$

$$a_{oc} + \sum_{j=1}^k (a_{ic} z_{ij}) + a_{or} + \sum_{j=1}^k (a_{jr} |Z_{ij}|) \leq y_i \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3.33)$$

$$a_{oc} + \sum_{j=1}^k (a_{ic} z_{ij}) + a_{or} + \sum_{j=1}^k (a_{jr} |Z_{ij}|) > y_i \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3.34)$$

พารามิเตอร์ $\bar{a}_i = [a_{ic}, a_{ir}]$ ของเวกเตอร์ \bar{A} ถูกกำหนดจากการหาคำตอบที่ดีที่สุดจากโจทย์ของ LP แบบจำลอง FLR ที่ได้ คือ y

ตัวอย่างแบบจำลอง FLR ที่ได้จากข้อมูลชุดหนึ่งดังตารางที่ 3.1 ของตัวแปร (x, y) จำนวน 12 ข้อมูล ดังนั้น แบบจำลอง FLR จึงเขียนเป็น

$$\hat{Y} = [a_{oc}, a_{or}] + [a_{ic}, a_{ir}] x \quad (3.35)$$

เมื่อนำข้อมูลในตาราง 3.1 มาหาคำตอบด้วย LP ผลลัพธ์ที่ได้คือ

$$\hat{Y} = [9.25, 2.25] + [0.0625, 0.0625] x \quad (3.36)$$

เส้นขอบบน (upper bound) คือ

$$\begin{aligned} Y &= [9.25+2.25] + [0.0625+0.0625] x \\ &= 11.5 + 0.125x \end{aligned} \quad (3.37)$$

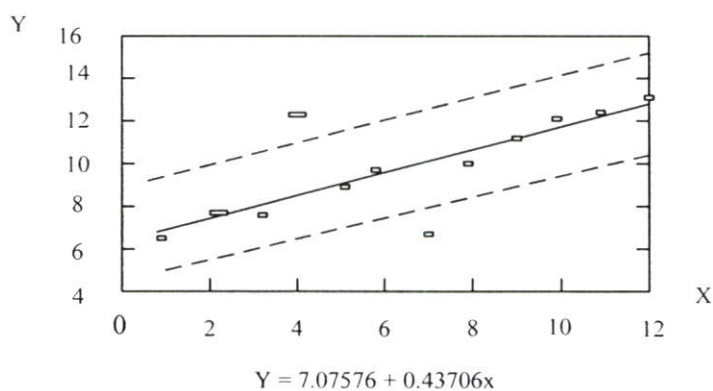
เส้นขอบล่าง (Lower bound) คือ

$$\begin{aligned} Y &= [9.25 - 2.25] + [0.0625 - 0.0625]x \\ &= 7 + (0)x \end{aligned} \quad (3.38)$$

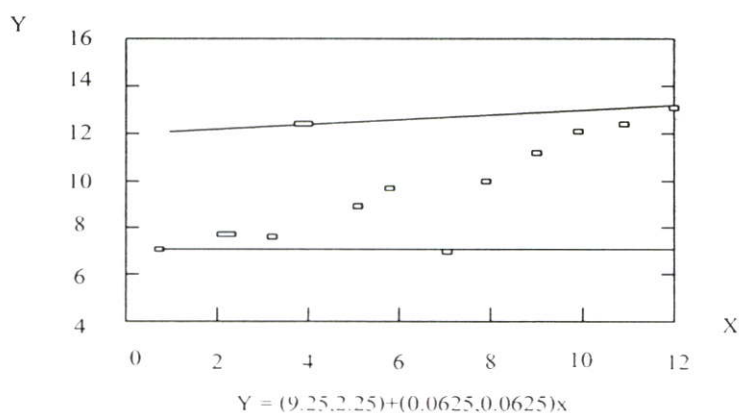
รูปที่ 3.15 แสดงแบบจำลองการถดถอยเชิงเส้น ของข้อมูลในตารางที่ 3.14 มีช่วงความเชื่อมั่นเท่ากับ ± 2.1 (เส้นประ) เปรียบเทียบกับแบบจำลองการถดถอยเชิงเส้นแบบพีชคณิตในรูปที่ 3.16 พบว่าแบบจำลอง FLR ข้อมูลทั้งหมดอยู่ภายในเส้นขอบเขต ส่วนแบบจำลองการถดถอยเชิงเส้นในรูป 3.15 มีข้อมูล 2 ตัวอยู่นอกเส้นขอบเขต

ตารางที่ 3.1 ข้อมูลตัวเลข

No	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
X	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Y	7	8	8	12	9	10	7	10	11	12	12	13



รูปที่ 3.15 แบบจำลองการถดถอยเชิงเส้น



รูปที่ 3.16 แบบจำลองการถดถอยเชิงเส้นแบบพีชคณิต

3.6 ระบบนิวโรฟัซซี

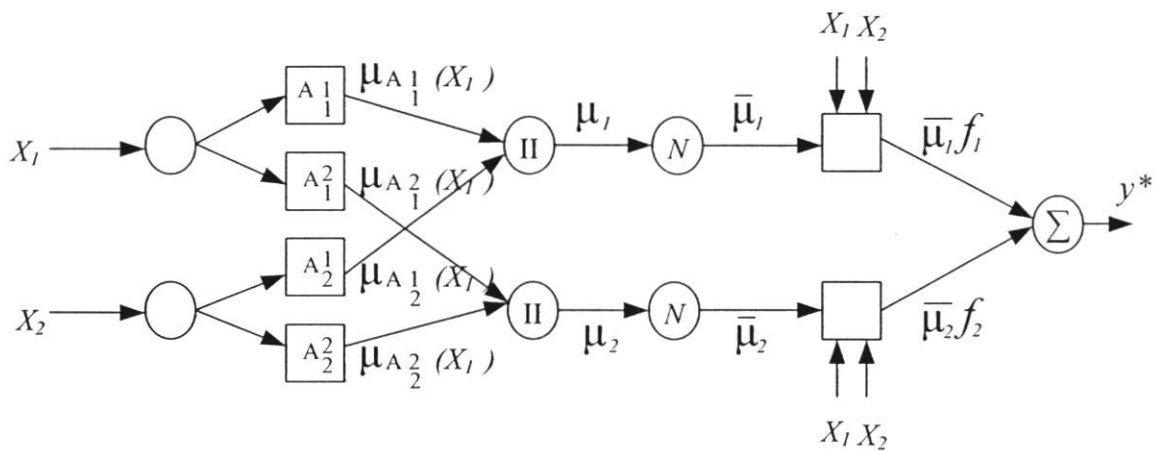
การเรียนรู้แบบนิวโรฟัซซีคือ การนำเอาข้อมูลทางด้านสัญญาณเข้าและและสัญญาณออกของตัวควบคุมเข้าสู่โครงสร้างการเรียนรู้ โดยผลลัพธ์ที่ได้ก็คือค่าพารามิเตอร์ เพื่อที่จะไปสู่การปรับแต่งตำแหน่งและขนาดของฟังก์ชันภาวะสมาชิกต่อไป โดยฟังก์ชันภาวะสมาชิกที่เลือกพิจารณานั้นเป็นแบบสามเหลี่ยมเนื่องมาจากการจัดสร้างสมการคณิตศาสตร์มีความเหมาะสมที่จะทำให้การประเมินผลเร็วมากขึ้น สำหรับการจัดสร้างสมการในตัวประเมินผลแบบดิจิทัล

สัญญาณเข้าเป็นฟัซซีของตัวแปรในรูป 3.17 ในที่นี้ X_1 และ X_2 ส่วนสัญญาณออก Y โครงสร้างของกฎการควบคุมประกอบไปด้วย กฎฟัซซี IF-THEN ซึ่งเป็นแบบ Takagi-Sugino โดยที่สัญญาณออกเป็นสมการเชิงเส้น ลำดับที่หนึ่ง (First order Sugino Fuzzy model) และมีสัญญาณเข้าคือ x, y รวมกับค่าคงที่ดังแสดงดังต่อไปนี้ [33], [34]

กฎที่ 1. if X_1 is A_1^1 and X_2 is A_2^1 then $f_1 = p_1x_1 + q_1x_2 + r_1$

กฎที่ 2. if X_1 is A_1^2 and X_2 is A_2^2 then $f_2 = p_2x_1 + q_2x_2 + r_2$

อัลกอริทึมการเรียนรู้แบบนิวโรฟัซซีจะประกอบไปด้วยลำดับขั้นตอนการเรียนรู้ทั้งหมด 5 ขั้นตอนได้แสดงดังรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 ระบบนิวโรฟัซซี

ขั้นที่ 1 ทุก ๆ โหนดในขั้นนี้คือโหนดที่ปรับเปลี่ยนได้ (adaptive node) โดยมีฟังก์ชันเป็น $O_{i,i} = \mu_{A_i}(x)$ ซึ่ง x คืออินพุตที่โหนด i และ A_i เป็นค่าทางภาษาศาสตร์ (เล็ก,ใหญ่, ฯลฯ) ซึ่งมีความสัมพันธ์กับโหนดฟังก์ชันโดยอาจเลือก $\mu_{A_i}(x)$ เป็นฟังก์ชันภาวะสมาชิกแบบสามเหลี่ยม (triangle mf) ที่มีค่าสูงสุดเท่ากับหนึ่งและค่าต่ำสุดเท่ากับศูนย์ดังนี้

$$O_{1,i} = \mu_{A_i}(x) = f(x, a, b, c) = \left\{ \begin{array}{l} 0, x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a}, a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b}, b \leq x \leq c \\ 0, c \leq x \end{array} \right.$$

ซึ่ง a, b, c คือค่าพารามิเตอร์ฟังก์ชันภาวะสมาชิกแบบสามเหลี่ยม สามารถจัดรูปแบบใหม่ได้ดังนี้

$$f(x, a, b, c) = \max \{ \min(x - a / b - a) - (c - x / c - b), 0 \}$$

ขั้นที่ 2 ขั้นนี้ให้สัญลักษณ์ในวงกลมแบบ II ซึ่งเป็นการคูณของสัญลักษณ์สัญญาณเข้า ซึ่งในแต่ละโนดนั้นแสดงถึง Firing strength ของกฎ ดังนี้

$$O_{2,i} = \mu_{A_1}(x_1) \times \mu_{A_2}(x_2), i = 1, 2$$

ขั้นที่ 3 ทุก ๆ โนดในวงกลมแบบ N ตามลำดับที่ i คือการรวมกฎทั้งหมดในส่วนของ Firing strength ดังนี้

$$O_{3,i} = \max(O_{2,i}), \bar{w} = \frac{w_1}{w_1 + w_2}, i = 1, 2$$

ขั้นที่ 4 ขั้นนี้ในลักษณะของโนดสี่เหลี่ยมซึ่งมีฟังก์ชันดังนี้

$$O_{4,i} = \bar{w}_i f_i = \bar{w}_i (p_i x_1 + q_i x_2 + r_i)$$

โดยที่ \bar{w} คือสัญญาณออกของขั้นที่ 3 และ p_i, q_i, r_i เป็นค่าผลลัพธ์ที่อ้างอิงถึง พารามิเตอร์อนุบท (consequence parameters)

ขั้นที่ 5 โนดนี้เป็นโนดเดี่ยวและเป็นโนดแบบคงที่ (fixed node) ใช้สัญลักษณ์คือ Σ ซึ่งเป็นการรวมสัญญาณเข้าทั้งหมดสู่สัญญาณออกฟัซซีโดยที่ฟังก์ชันนี้สามารถคำนวณค่าดีฟัซซีฟายเออร์ (defuzzifier) แบบศูนย์กลางพื้นที่ (center of area) ดังนี้

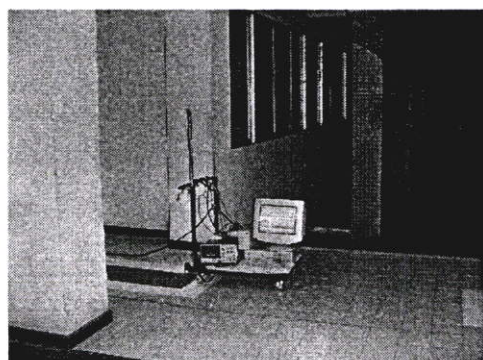
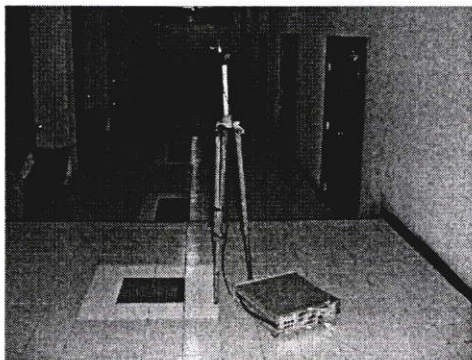
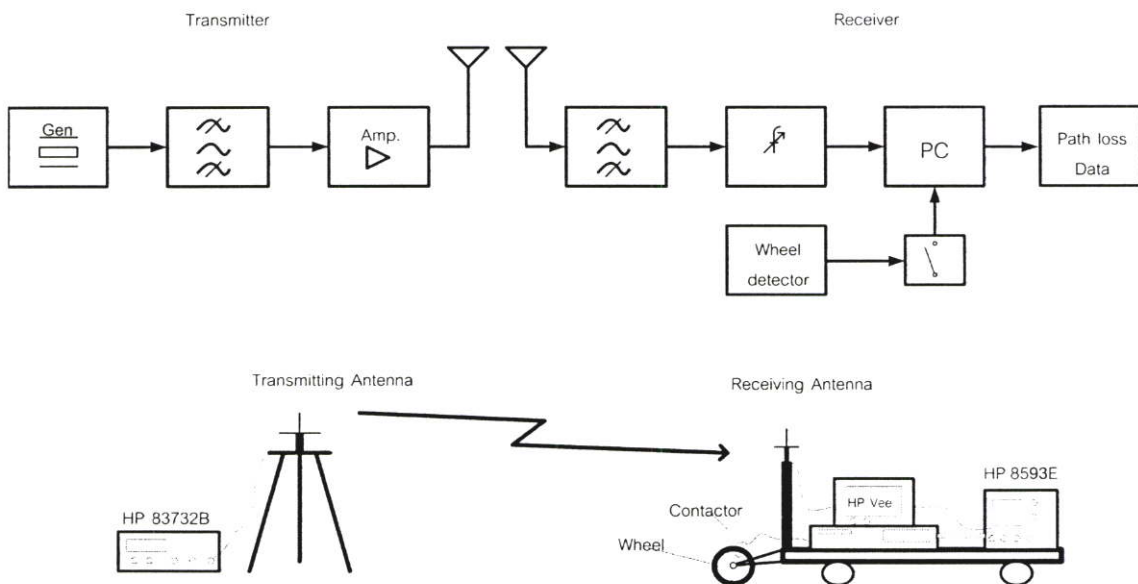
$$O_{5,i} = \text{overall output} = \frac{\sum \bar{w}_i f_i}{\sum \bar{w}_i}$$

บทที่ 4

เทคนิคการวัดสัญญาณ และการวิเคราะห์ข้อมูลเบื้องต้น

ในบทที่แล้วได้กล่าวถึงการวิเคราะห์ข้อมูลและการสร้างแบบจำลองการถดถอยเชิงเส้นและแบบจำลองการถดถอยเชิงเส้นแบบพีชชีไปแล้ว ในบทนี้จะกล่าวถึงเทคนิคการวัดสัญญาณคลื่นที่แพร่กระจายภายในอาคาร ตลอดจนรายละเอียดของอาคารที่นำมาศึกษาในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ประกอบด้วยแผนผังของอาคารตำแหน่งสถานที่ติดตั้งเครื่องรับและเครื่องส่ง ข้อมูลของสัญญาณที่เก็บได้นี้จะนำมาวาดกราฟเพื่อให้เห็นถึงคุณลักษณะเบื้องต้นของการแพร่กระจายคลื่นที่เกิดขึ้น

Measurement of Field Strength Path Loss



รูปที่ 4.1 ระบบการวัดสัญญาณ

4.1 ขั้นตอนการวัดสัญญาณ

เครื่องมือที่ใช้ในการวัดการแพร่กระจายคลื่นภายในอาคารประกอบด้วย เครื่องส่งที่ถูกติดตั้งอยู่กับที่ และ เครื่องสเปกตรัมแบบเคลื่อนย้ายได้ เครื่องสเปกตรัมที่ใช้จะถูกปรับค่า ความกว้างแถบการแยกซัด (Resolution bandwidth) ที่ 300 kHz และ ค่า span 10 MHz ที่ความถี่ 1.8 GHz เพื่อให้สามารถรับสัญญาณของช่องสัญญาณ GSM ที่มีความกว้างแถบ (bandwidth) 200 kHz เครื่องส่งที่ถูกติดตั้งอยู่กับที่นั้นประกอบไปด้วย เครื่องกำเนิดสัญญาณ HP 83732b ที่มีกำลังส่ง 18 dBm และ สายอากาศแบบ $\lambda/4$ omni-directional มีแผ่นกราวด์ขนาด $10 \times 10 \text{ cm}^2$ อัตราขยาย 2.2 dBi ส่วนที่เครื่องรับเป็นเครื่องสเปกตรัม HP 8593E ต่อกับสายอากาศชนิดเดียวกันโดยบรรจุอยู่บนรถเข็น ดังรูปที่ 4.1. สัญญาณข้อมูลที่เครื่องรับจะถูกบันทึกด้วยคอมพิวเตอร์ วิธีการวัดสัญญาณนั้น ทำได้โดยการเคลื่อนที่รถเข็นตามแนวทางเดินตรงภายในอาคาร เพื่อให้สามารถตรวจวัดผลของการจางหายอย่างรวดเร็ว (Fast fading) ข้อมูลจะต้องถูกเก็บบันทึกทุก ๆ ระยะทาง $\lambda/4$ เนื่องจากคลื่นนิ่งเกิดซ้ำทุกๆ $\lambda/2$ โดยใช้หลักการแบบ Nyquist rate ดังนั้นเราสามารถเขียนเป็นสมการได้ว่า

$$\text{ช่วงการสุ่ม} = \lambda/4 \quad (4.1)$$

ถ้ารถเข็นเคลื่อนที่ด้วยความเร็ว V แล้ว อัตราการสุ่มสามารถถูกแสดงเป็นฟังก์ชันของ V คือ

$$\text{อัตราการสุ่มยังผล} = 4 V / \lambda \quad (4.2)$$

เมื่อ	V	=	ความเร็วของรถเข็น (m/s)
	λ	=	c/f = ความยาวคลื่น (m)
	c	=	ความเร็วแสง (3×10^8 m/s)
	f	=	ความถี่ (Hz)

ตัวอย่างเช่น ความยาวคลื่นสำหรับความถี่ 1800 MHz คือ $\lambda = c/f = 3 \times 10^8 / 1800 \text{ MHz} = 0.167 \text{ m}$ และ $\lambda/4$ คือระยะทาง 4.167 cm ดังนั้นเมื่อรถเข็นเคลื่อนไป 4.167 cm สวิตช์ที่ล้อจะทำงานและมีการบันทึกข้อมูลเกิดขึ้น ถ้ารถเข็นเคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 1 km/hr (0.28 m/s) ดังนั้น

$$\begin{aligned} \text{อัตราการสุ่มยังผล} &= 4V / \lambda \\ &= 4 \times 0.28 / 0.167 = 6.7 \text{ ตัวอย่าง/วินาที} \end{aligned}$$

ดังนั้น ที่ความถี่ค่าหนึ่ง ๆ อัตราการสุ่ม จะมีความสัมพันธ์โดยตรงกับความเร็วของเครื่องรับ

4.2 สถานที่วัดสัญญาณ

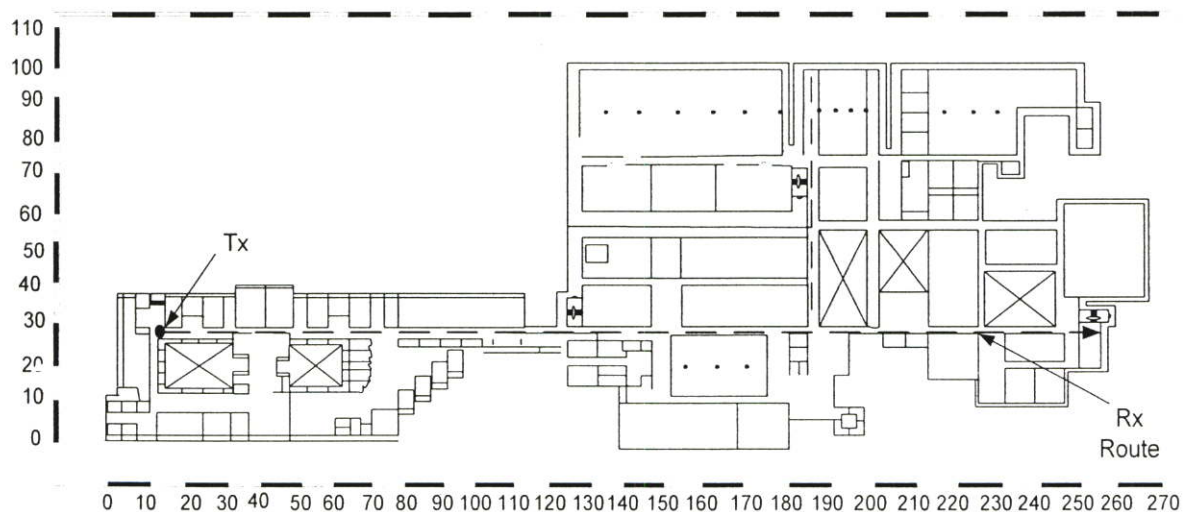
เครื่องส่งถูกติดตั้งที่ปลายทางของทางเดินยาวในอาคารเพื่อส่งสัญญาณคลื่นวิทยุผ่านสายอากาศตัวส่ง ในขณะที่เครื่องรับสัญญาณเคลื่อนที่ไปตามทางเดินในแนวสายตาในอาคารนั้น อาคารที่ทำการศึกษาเพื่อเก็บข้อมูลสำหรับการสร้างแบบจำลองการแพร่กระจายคลื่นในครั้งมี 2 อาคารที่มีโครงสร้างและการใช้งานต่างกันคือ

4.2.1 อาคารเรียนคอนกรีต

เป็นอาคารเรียนคอนกรีตของคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหิดล ซึ่งถูกสร้างขึ้นในปี พ.ศ. 2536 เป็นอาคาร 5 ชั้น มีขนาดความกว้าง x ยาว ($100 \times 270 \text{ m}^2$) ดังแสดงในรูปที่ 4.2 และรูปที่ 4.3 โครงสร้างของอาคารส่วนใหญ่เป็นคอนกรีต แผ่นยิบซัมและผนังกระจก ความสูงจากพื้นถึงชั้นบน 3.5 m และความสูงจากพื้นถึงเพดานแผ่นยิบซัม 2.6 m ในฝ้าเพดานมีท่อแอร์และท่อลมต่าง ๆ วัสดุที่ใช้ทำผนังในทางเดินยาวในอาคาร 60% เป็นกระจกและ 40% เป็นผนังคอนกรีต ความจุของอาคารนี้ประมาณ 490 คน ต่อชั้น

4.2.2 อาคารจอดรถในศูนย์การค้า

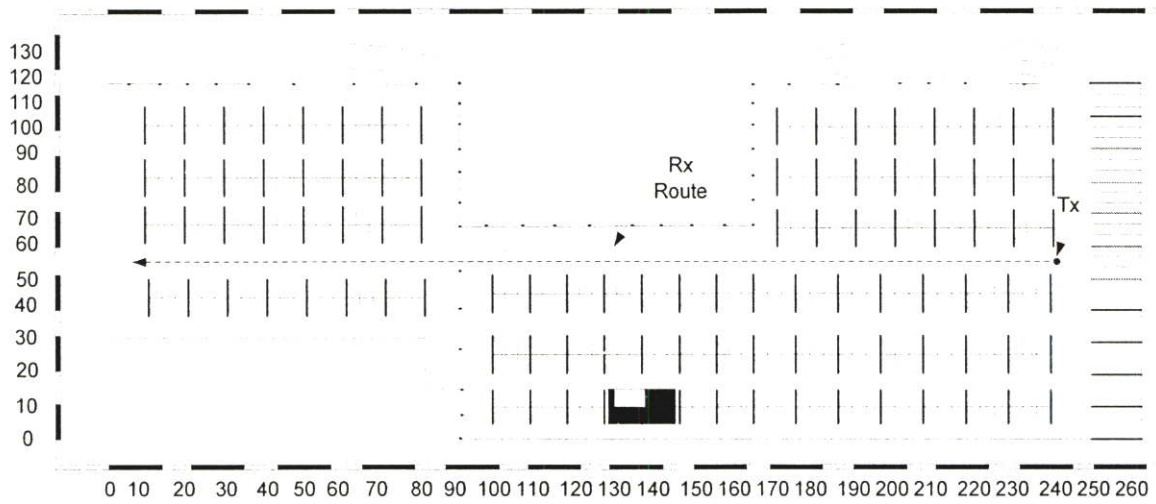
เป็นอาคารจอดรถในศูนย์การค้าแห่งหนึ่งในย่านบางแคถูกสร้างขึ้นในปี 2533 มีจำนวนชั้นทั้งหมด 8 ชั้น มีขนาดความกว้าง x ยาว ($130 \times 260 \text{ m}^2$) ดังแสดงในรูปที่ 4.4 และรูปที่ 4.5 โครงสร้างของอาคารส่วนใหญ่ประกอบไปด้วยเสาคอนกรีตและเพดานคอนกรีตเรียบ ความสูงจากพื้นถึงเพดาน 2.25 m ความจุของอาคารประมาณ 300 คัน ต่อชั้น



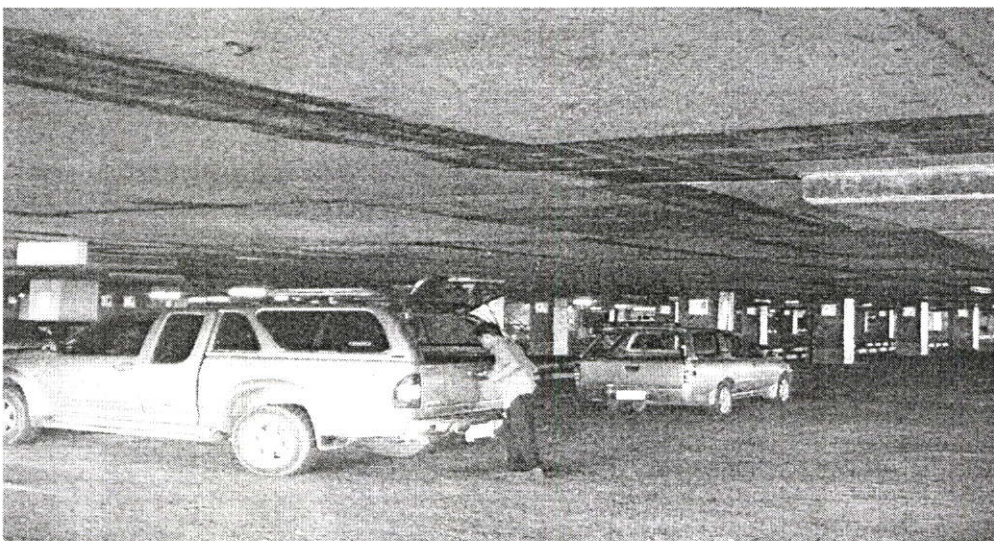
รูปที่ 4.2 แผนผังสถานที่วัดสัญญาณภายในอาคารเรียนคอนกรีต



รูปที่ 4.3 ภาพถ่ายภายในอาคารเรียนคอนกรีต



รูปที่ 4.4 แผนผังสถานที่วัดสัตตยงูณ ภายในอาคารจอดรถในศูนย์การค้า



รูปที่ 4.5 ภาพถ่ายภายในอาคารจอดรถในศูนย์การค้า

4.3 แบบจำลองการลดทอนสัญญาณคลื่นด้วยวิธีการถดถอยเชิงเส้น

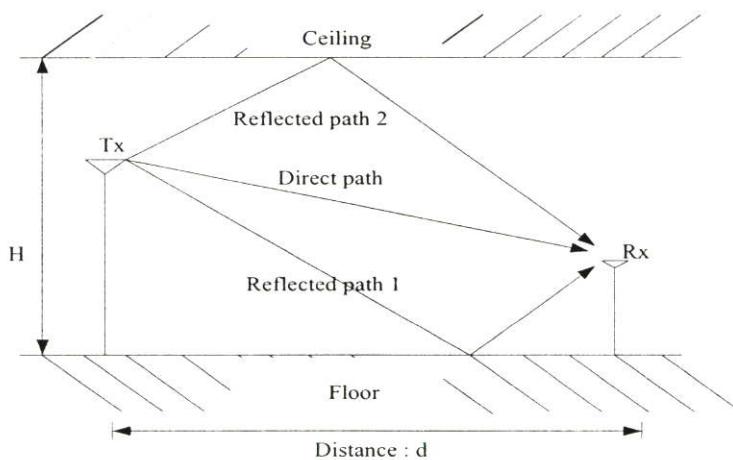
ค่าเฉลี่ยการสูญเสียตามวิถีคลื่นในแนวสายตาเป็นฟังก์ชันของระยะทางและเลขยกกำลัง n ดังนี้

$$L_{LOS} = L(d_0) + 10 \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right)^n \quad (4.3)$$

เมื่อ L_{LOS} ค่าการสูญเสียตามวิถีคลื่นที่ระยะทาง d จากเครื่องส่งและ $L(d_0)$ คือ ค่าการสูญเสียที่ระยะทางอ้างอิงจากเครื่องส่ง เนื่องจากอิทธิพลของย่านเขต Fresnel แรกทำให้การสูญเสียการแพร่กระจายคลื่นตามระยะทางถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วนดังนี้

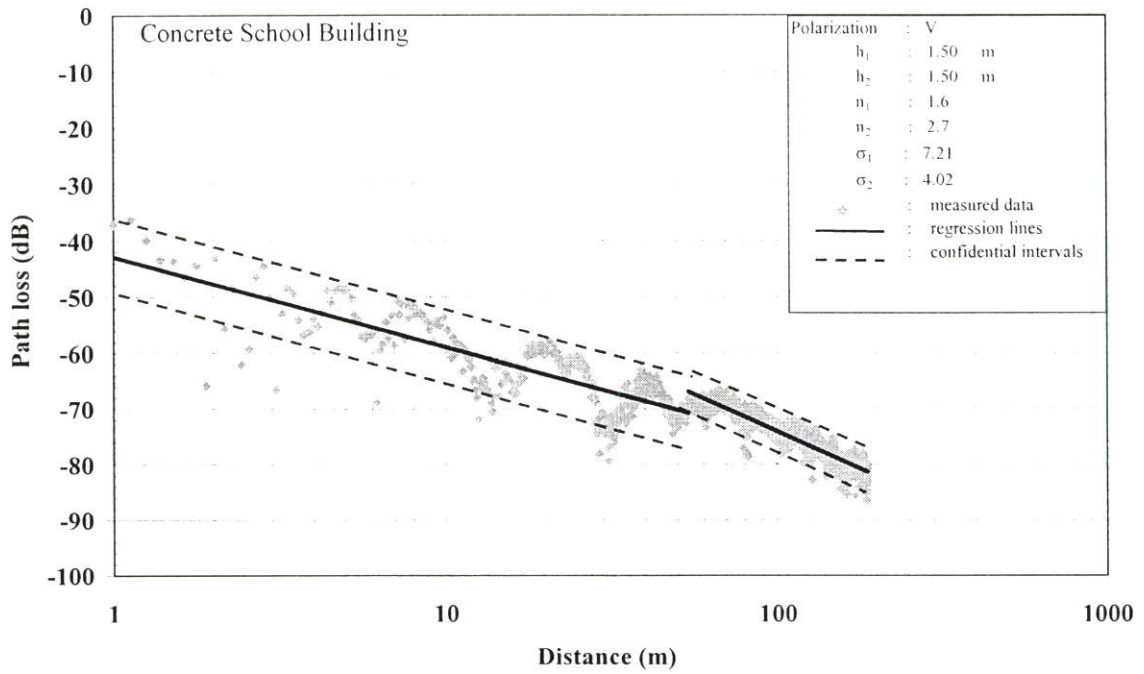
$$PL_{bp}(d) = \begin{cases} L_{bp,1} + 10 \log_{10} \left(\frac{d}{d_{bp}} \right)^{n_1}, & \text{for } d \leq d_{bp} \\ L_{bp,2} + 10 \log_{10} \left(\frac{d}{d_{bp}} \right)^{n_2}, & \text{for } d > d_{bp} \end{cases} \quad (4.4)$$

เมื่อ d_{bp} คือระยะทางที่จุดสิ้นสุดของส่วนแรกจากเครื่องส่ง เรียกจุดนี้ว่า ระยะทางจุดเปลี่ยน (Breakpoint distance) $L_{bp,1}$ และ $L_{bp,2}$ คือ การสูญเสียที่ระยะทางจุดเปลี่ยนของแต่ละส่วน ค่า n_1 และ n_2 คือ เลขยกกำลังการสูญเสียของย่านแรกและย่านที่สองตามลำดับ

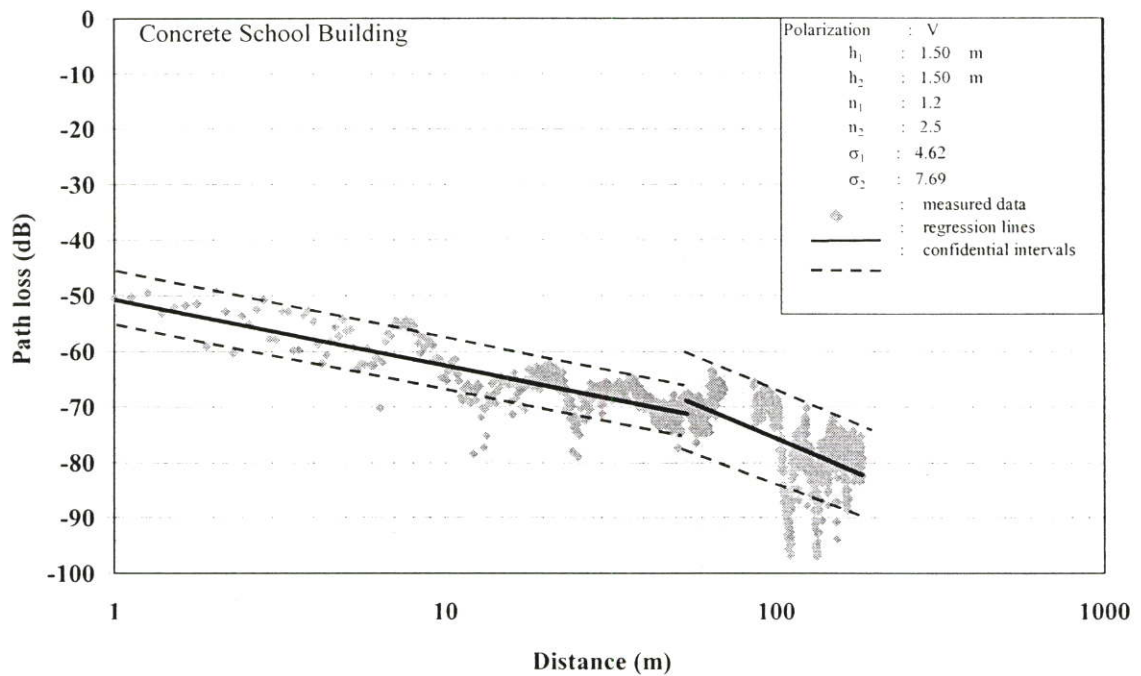


รูปที่ 4.6 แบบจำลองสามวิถีคลื่น

ระยะทางจุดเปลี่ยน d_{bp} สำหรับความยาวคลื่น λ คำนวณได้โดย $Z_f \approx \sqrt{\lambda d_{bp}}$ เมื่อ Z_f คือ เส้นผ่าศูนย์กลางของเขต Fresnel แรก อย่างไรก็ตามสำหรับแนวทางเดินตรงในอาคารที่มีความกว้างมาก โดยที่ความกว้างมีมากกว่าความสูงของเพดานแล้วเราพบว่าเขต Fresnel แรกเกิดจากผลของการสะท้อนจากเพดานเท่านั้น ส่วนการสะท้อนจากผนังด้านข้างสามารถที่จะไม่นำมาคิดได้เนื่องจากคลื่นส่วนใหญ่

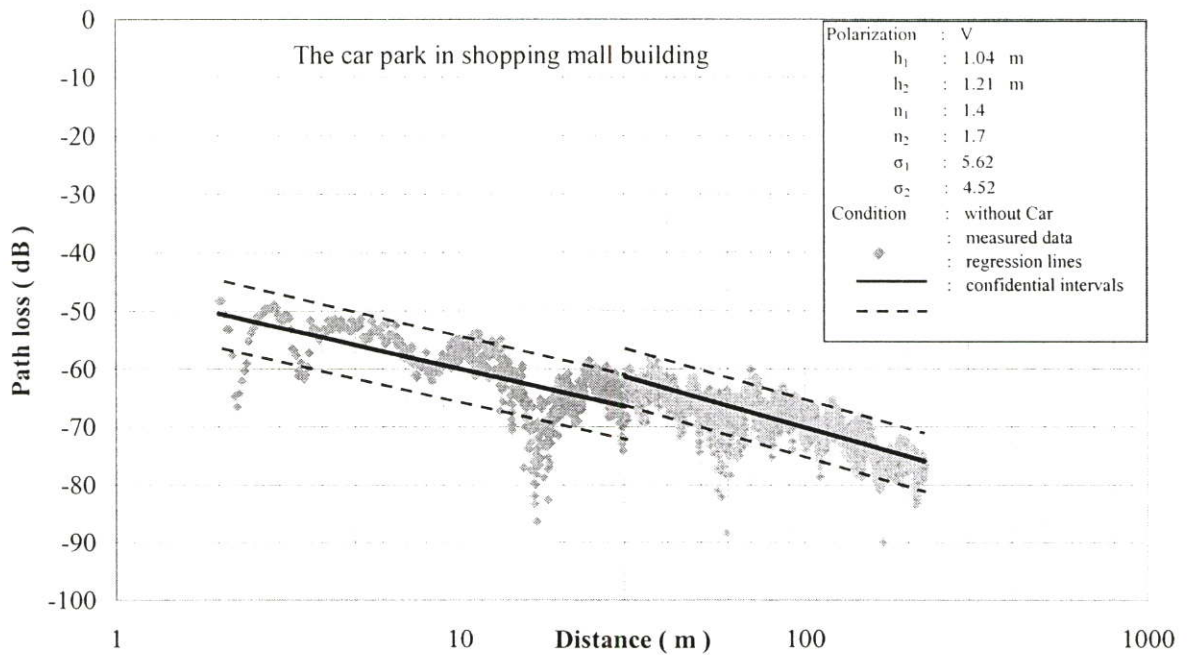


ก) ชั้นสอง (ไม่มีคนเดิน)

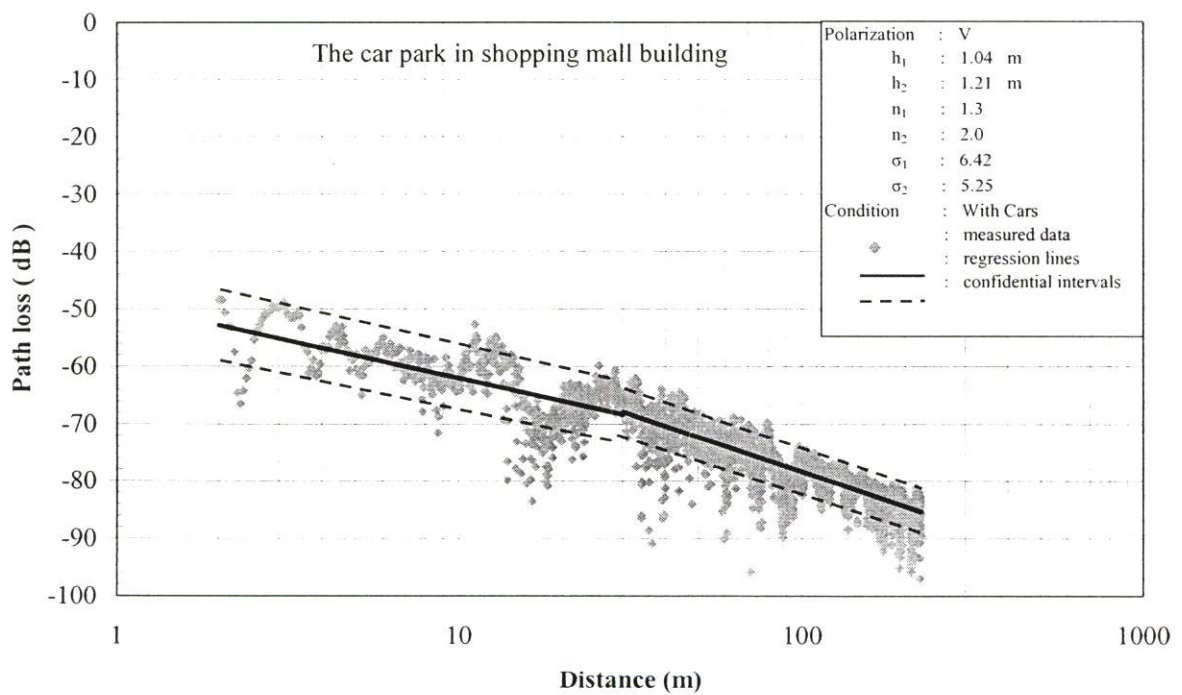


ข) ชั้นหนึ่ง (มีคนเดิน)

รูปที่ 4.7 กราฟการสูญเสียตามวิธีคลื่นที่ได้ตรวจวัดและเส้นถดถอยสำหรับอาคารเรียนคอนกรีต

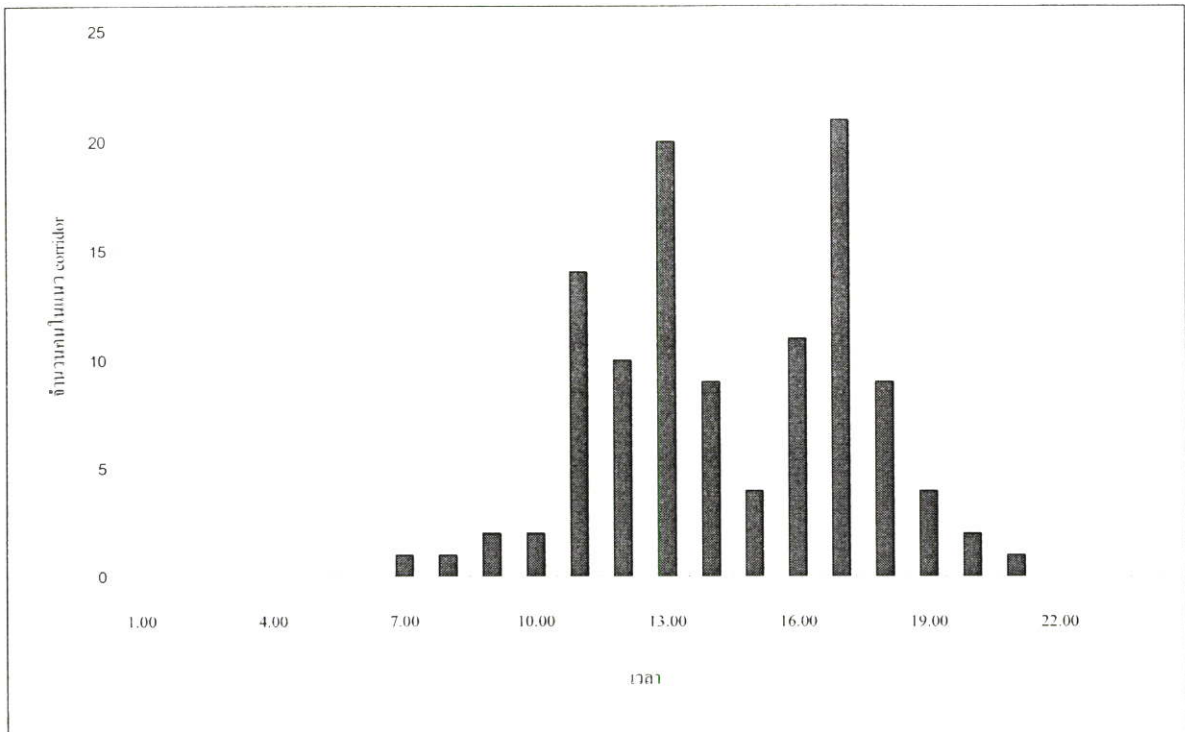


ก) ไม่มีรถเล่นในอาคาร

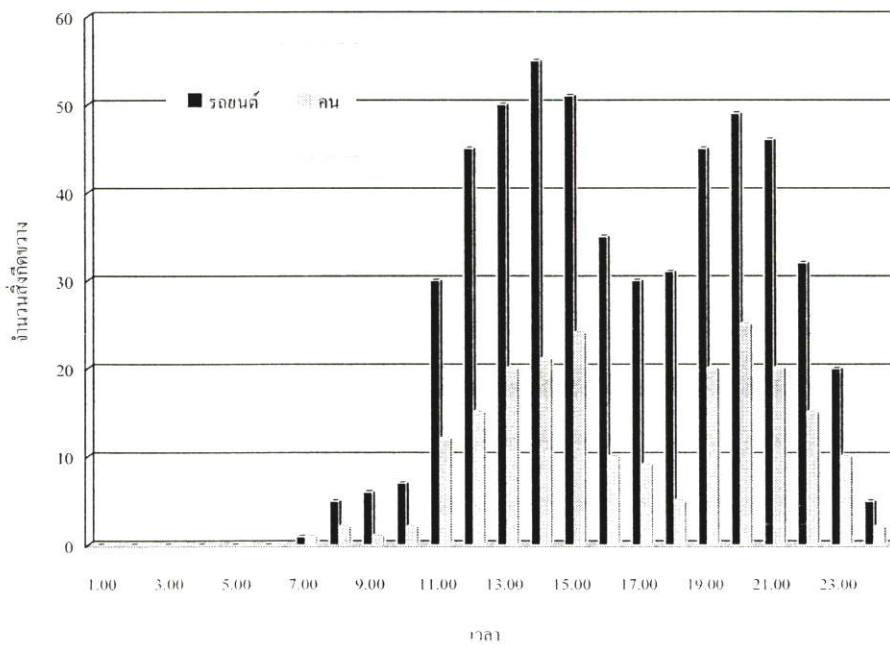


ข) มีรถเล่นในอาคาร

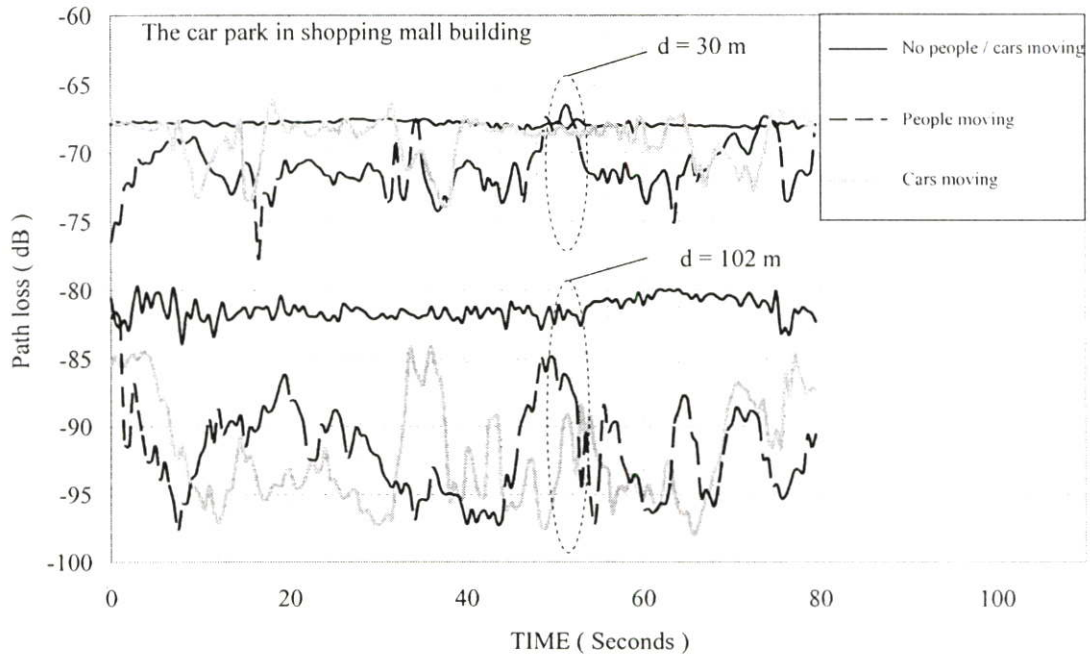
รูปที่ 4.8 กราฟการสูญเสียตามวิถีคลื่นที่ได้ตรวจวัดและเส้นถดถอยสำหรับอาคารจอดรถในศูนย์การค้า



รูปที่ 4.9 จำนวนคนเดินในแนวทางเดินตรงภายในอาคารเรียนคอนกรีต



รูปที่ 4.10 จำนวนรถยนต์แล่นผ่านและคนเดินระหว่างเครื่องรับ-ส่งภายในอาคารจอดรถในศูนย์การค้า



รูปที่ 4.11 ผลการวัดการจางหายภายในอาคาร

เดินทางทะลุขอบกระจกและหน้าต่าง ดังนั้นระยะทางจุดเปลี่ยนสามารถคำนวณโดยใช้แบบจำลองสามวิถีคลื่นได้ดังแสดงในรูปที่ 4.6 โดยที่

$$d_{bp} = 4(H - h_2)h_2/\lambda \quad (4.5)$$

เมื่อ H และ h_2 คือความสูงของเพดานและความสูงของสายอากาศรับตามลำดับ สำหรับความสูงเพดาน 3 เมตรและความสูงสายอากาศรับ 1.5 เมตร ระยะทางจุดเปลี่ยนเท่ากับ 54 เมตร จากเครื่องส่งสำหรับอาคารเรียนคอนกรีต กราฟการลดทอนของสัญญาณแสดงใน รูปที่ 4.7 สำหรับอาคารเรียนคอนกรีต ชั้นสอง (ไม่มีคนเดิน) และชั้นหนึ่ง(มีคนเดิน) แสดงดังรูปที่ 4.7 ก) และ 4.7 ข) ตามลำดับ นอกจากนี้ยังพบว่าระยะทางจุดเปลี่ยนในรูปที่ 4.7 ก) และ 4.7 ข) เป็นจุดเดียวกันแม้ว่าจำนวนผนังด้านข้างของแต่ละชั้นมีจำนวนไม่กัน ซึ่งแสดงว่ามีเพียงคลื่นหลักจำนวน 3 คลื่นที่เดินทางจากเครื่องส่งมายังเครื่องรับ รูปที่ 4.7 ข) แสดงการเกิดการจางหายอย่างรวดเร็วจำนวนมาก อย่างไรก็ตามเส้นความชันเปลี่ยนเล็กน้อยเมื่อมีคนเดินระหว่าง เครื่องส่งและเครื่องรับ สังเกตว่ากราฟรูปที่ 4.7 ข) เกิดช่องว่างของข้อมูลการตรวจวัดเนื่องมาจากการไม่ต่อเนื่องของแนวทางเดินตรงในอาคารชั้นเรียนชั้นที่ 1 รูปที่ 4.8 แสดงกราฟคุณลักษณะการลดทอนสัญญาณในอาคารจอดรถในศูนย์การค้า ซึ่งพบได้เช่นกันว่าเกิดการจางหายอย่างรวดเร็วเมื่อมีรถแล่นอยู่ภายในอาคาร เส้นทึบในกราฟแสดงเส้นการลดทอน ส่วนเส้นประแสดงช่วงความมั่นใจ ก่อนและหลังระยะทางจุดเปลี่ยน

รูปที่ 4.11 แสดงการจางหายตามเวลาแปรเปลี่ยนที่ระยะทาง 30 เมตร และ 102 เมตร จากเครื่องส่งเราพบว่าเกิดการจางหายขนาดเล็กเมื่อมีคนเดินและรถแล่นภายในอาคารที่จุดใกล้ๆ กับระยะทาง

จุดเปลี่ยน (30m) และเกิดการจางหายขนาดใหญ่ที่ระยะทางห่างจากระยะทางจุดเปลี่ยน (102 m) ค่ากำลังการสูญเสียตามวิถี n และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ R^2 สรุปในตารางที่ 4.1 เมื่อตัวเลขห้อย 1 และ 2 หมายถึงกรณีก่อนและหลังระยะทางจุดเปลี่ยนตามลำดับ

ตารางที่ 4.1 ค่ากำลังการสูญเสียตามวิถีและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์

Building Type	no time-variant effect				with time-variant effect			
	n_1	n_2	R^2_1	R^2_2	n_1	n_2	R^2_1	R^2_2
Concrete school								
- First floor	1.3	2.1	0.71	0.78	1.2	2.5	0.66	0.28
- Second floor	1.6	2.7	0.68	0.86	-	-	-	-
Future Park	1.4	1.7	0.43	0.68	1.3	2.0	0.40	0.65

โดยปกติกำลังการสูญเสียตามวิถีคลื่นของการแพร่กระจายคลื่นภายนอกอาคารนั้น ค่า n_1 คือ 2.0 และ n_2 คือ 4.0 อย่างไรก็ตามเราพบว่ากำลังการสูญเสียตามวิถีคลื่น n_1 และ n_2 ของการแพร่กระจายคลื่นภายในอาคารมีค่าน้อยกว่า ทั้งนี้เนื่องจากอิทธิพลของผลกระทบจากท่อนำคลื่นภายในอาคารในย่านเขต Fresnel แรก เราใช้ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ R^2 เป็นดัชนีที่ชี้ระดับการถดถอย จะสังเกตว่าค่า R^2 เมื่อมีคนเดินหรือมีรถเล่นภายในอาคารจะมีค่าน้อยกว่าเมื่อปราศจากคนเดินหรือมีรถเล่นภายในอาคาร ทั้งนี้เนื่องจากเกิดการจางหายอย่างรวดเร็วทำให้ข้อมูลกระจายไปจากเส้นถดถอยนั่นเอง

เมื่อพิจารณาช่วงความมั่นใจในรูปที่ 4.7 และ 4.8 พบว่าข้อมูลส่วนใหญ่จะอยู่ในช่วงความมั่นใจนี้ซึ่งแปรเปลี่ยนตามค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของข้อมูล อย่างไรก็ตาม ข้อมูลการจางหายอย่างรวดเร็วยังคงอยู่นอกช่วงความมั่นใจนี้เป็นจำนวนไม่น้อย

4.4 แบบจำลองการลดทอนสัญญาณคลื่นด้วย ANFIS

ตัวแปรสัญญาณเข้าสำหรับ ANFIS ประกอบด้วย

- 1) การลดทอนช่องว่างอากาศ (Free space attenuation along the path)

$$L_{FS} = -27.56 + 20 \log\left(\frac{f}{MHz}\right) + 20 \log\left(\frac{d}{m}\right) \quad (4.6)$$

เมื่อ d คือ ระยะทางของแนวทางเดินคลื่นหลัก (dominant path)

2) กำลังสูญเสียจากกำแพง (Wall loss)

$$L_w = \sum_{p=1}^P WAF(p) / \cos \theta_p \quad (4.7)$$

เมื่อ WAF (P) คือ ค่าการลดทอนกำแพง เมื่อคลื่นเดินทางตั้งฉากกับผิวกำแพงที่ p และ θ_p คือ มุมระหว่างแนวกำแพงที่ p กับ แนวทางเดินคลื่นหลัก

3) กำลังสูญเสียจากการเลี้ยวหักมุมจากเครื่องส่ง (Angle loss at the corner to the transmitter)

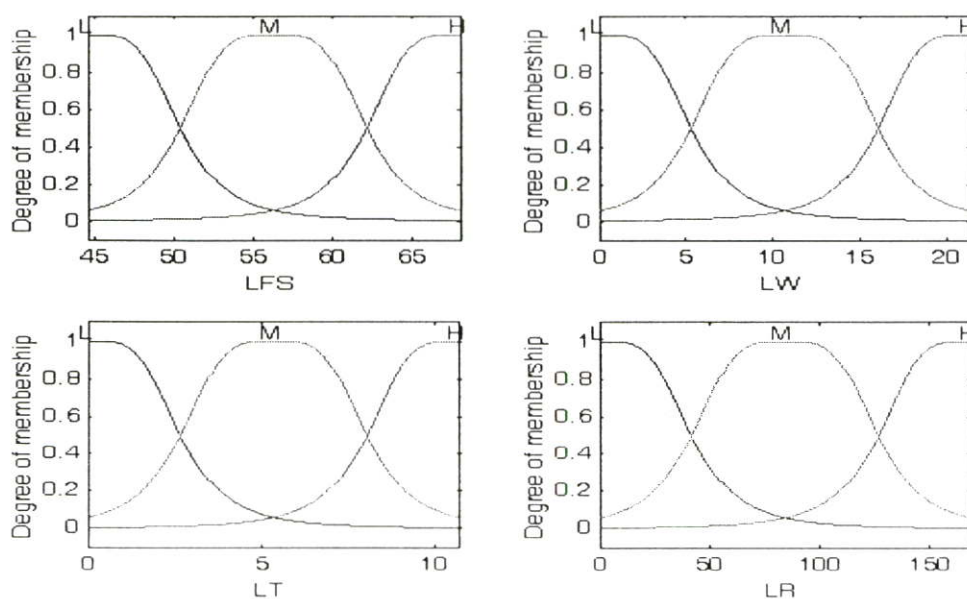
$$L_T = \frac{1}{A_k} \sum_{m=1}^M AT(m) \quad (4.8)$$

เมื่อ A_k และ $AT(m)$ คือ ตัวประกอบปกติ (normalized factor) และ มุมที่เปลี่ยนไปของแนวทางเดินคลื่นหลักจากเครื่องส่งตามลำดับ M คือ จำนวนมุมที่คลื่นหลักเลี้ยวเบน

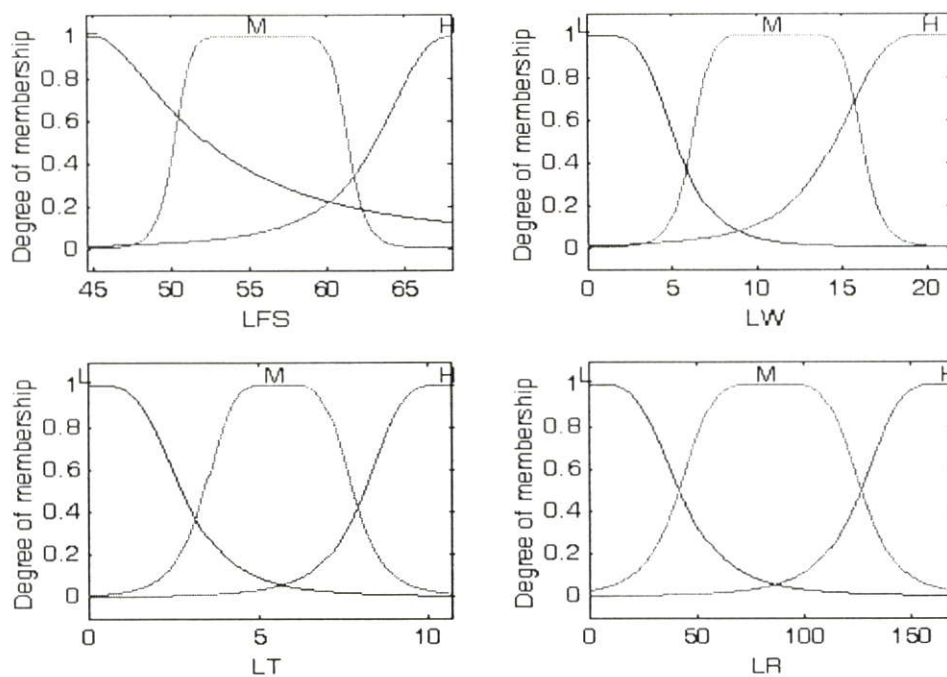
4) กำลังสูญเสียจากการเลี้ยวหักมุมไปยังเครื่องรับ (Angle loss at corner to receiver)

$$L_R = \frac{1}{A_k} \sum_{m=1}^M AR(m) \quad (4.9)$$

เมื่อ A_k และ $AR(m)$ คือ ตัวประกอบปกติ และมุมที่เปลี่ยนไปของแนวทางเดินคลื่นหลักไปเครื่องรับตามลำดับ M คือ จำนวนมุมที่คลื่นหลักเลี้ยวเบน

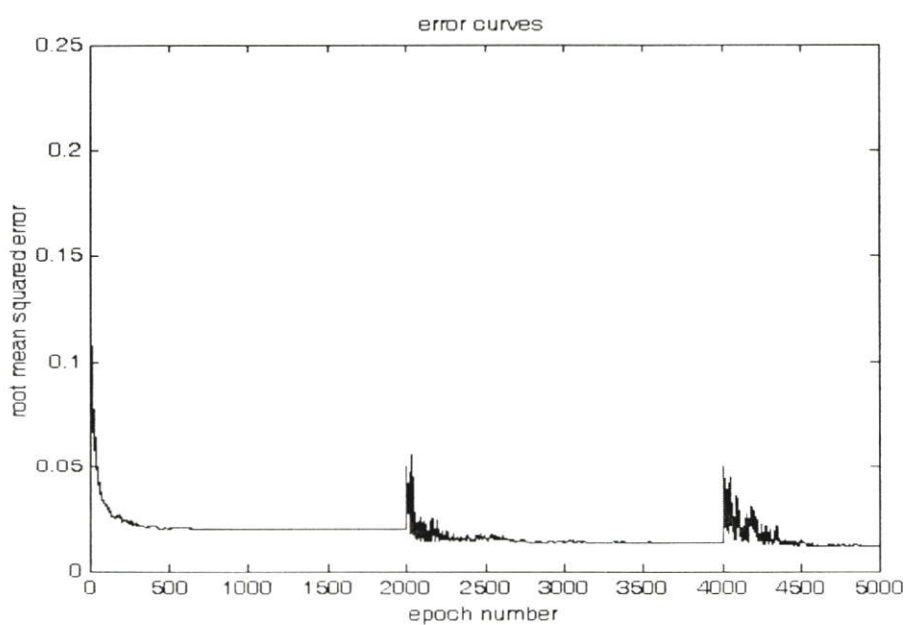


รูปที่ 4.12 ฟัชซีสัญญาณเข้าก่อนทำกระบวนการเรียนรู้

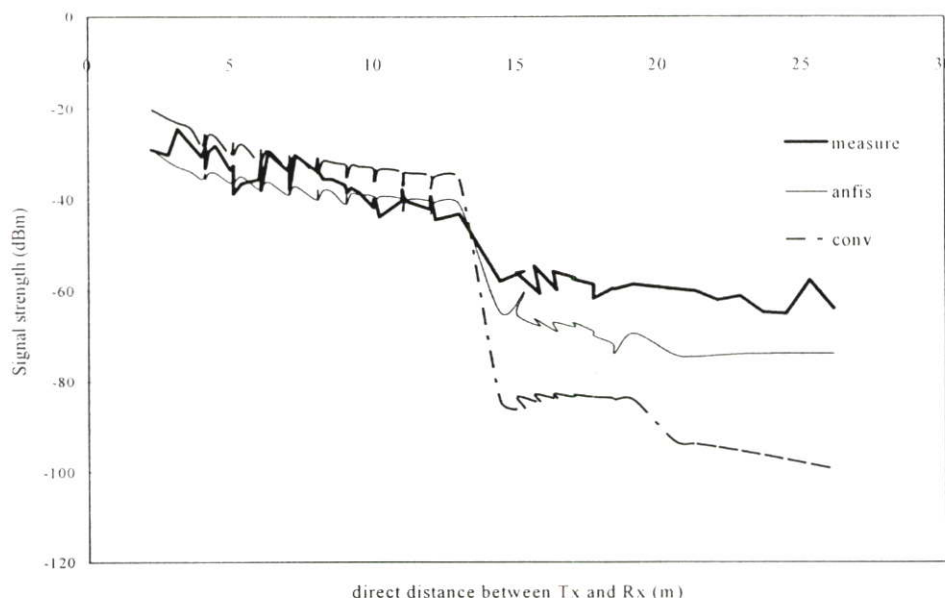


รูปที่ 4.13 ฟังก์ชันสัญญาณเข้าหลังทำกระบวนการเรียนรู้

รูปที่ 4.12 และ 4.13 แสดงฟังก์ชันการเป็นสมาชิกของตัวแปรสัญญาณเข้าก่อนและหลังกระบวนการเรียนรู้ของ ANFIS ตามลำดับ โดยที่จำนวนรอบของการเรียนรู้เท่ากับ 5000 รอบที่ค่า Root Mean Square Error (RMSE) มีค่าประมาณ 0.02 ดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 กราฟ RMSE สำหรับ ANFIS



รูปที่ 4.15 ผลการทำนายการลดทอนสัญญาณด้วยวิธีนิวโรฟิชซี

เพื่อแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของแบบจำลองที่นำเสนอ ในที่นี้จะทำการเปรียบเทียบแบบจำลองที่นำเสนอกับแบบจำลองเดิมที่ดั่งสมการที่ (4.10)

$$PL(d) \text{ [dB]} = 10 \log \left(\frac{d}{d_0} \right)^n + \sum_{p=1}^P WAF(p) / \cos \theta_p \quad (4.10)$$

$$+ \sum_{q=1}^Q FAF(q)$$

เมื่อ P และ Q คือ จำนวนผนังและพื้นระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับตามลำดับ พารามิเตอร์ n คือ เลขกำลังสูญเสีย, WAF(p) คือตัวประกอบการลดทอนสัญญาณของกำแพง, θ_p คือมุมระหว่างกำแพงที่ P กับแนวเส้นตรงระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่งที่ผ่านกำแพงและ FAF(q) คือ ตัวประกอบการลดทอนสัญญาณของพื้น

ผลการทำนายค่าสัญญาณที่รับได้ของแบบจำลองที่นำเสนอเปรียบเทียบกับแบบข้อมูลการวัดสัญญาณ(checking data) และแบบจำลองเดิมสมการที่ (4.10) ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.15 ซึ่งพบว่า การทำนายโดยใช้ ANFIS ให้ผลเกาะกลุ่มกับข้อมูลที่ได้จากการวัดมากกว่าแบบจำลองเดิมในช่วงระยะทาง 30 เมตรจากเครื่องส่ง ในขณะที่สัญญาณที่รับได้ที่ระยะทางห่างจากเครื่องส่งมาก ๆ ชุดข้อมูลที่ให้ในการเรียนรู้ไม่มีความสัมพันธ์กันเนื่องจากเกิดการการจางหายอย่างรวดเร็ว จึงไม่สามารถนำไปสู่กระบวนการเรียนรู้ได้ นอกจากนี้เส้นกราฟที่ทำนายโดย ANFIS ในช่วงระยะทาง 30 เมตรแรก ยังไม่สามารถครอบคลุมข้อมูลจากการตรวจวัดทั้งหมดได้เนื่องจากการจางหายอย่างรวดเร็วของสัญญาณได้ถูกตัดออกไป

และไม่ได้นำมาสู่กระบวนการเรียนรู้ของนิเวศวิทยา ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการศึกษาแบบจำลองแบบมีขอบเขต (Boundary model) ที่ใช้ได้กับการจางหายอย่างรวดเร็วของสัญญาณ ถึงแม้เคยมีผู้ที่ทำการวิจัยแบบจำลองแบบมีขอบเขต ชนิดนี้มาก่อน [8-9] แต่เป็นแบบจำลองที่ใช้สำหรับการสื่อสารที่เครื่องรับและเครื่องส่งอยู่ภายนอกอาคาร ไม่สามารถนำแบบจำลองดังกล่าวมาใช้สำหรับการสื่อสารภายในอาคารได้ เนื่องจากสภาพแวดล้อมของการแพร่กระจายคลื่นมีความแตกต่างกัน นอกจากนี้แบบจำลองดังกล่าวได้กำหนดขอบเขตบนและขอบเขตล่างด้วยการประมาณด้วยสายตาซึ่งอาจทำให้เส้นขอบเขตดังกล่าวมีความผิดพลาดได้ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอวิธีใหม่ที่ใช้กำหนดขอบเขตของแบบจำลองการลดทอนสัญญาณคลื่นที่สามารถใช้สำหรับการสื่อสารภายในอาคารได้

บทที่ 5

แบบจำลองการลดทอนสัญญาณคลื่นโดยใช้การลดถอยเชิงเส้นแบบพีชชี

ในบทที่แล้วได้กล่าวถึงเทคนิคการวัดสัญญาณและการวิเคราะห์ข้อมูลเบื้องต้น ซึ่งพบว่าแบบจำลองการแพร่กระจายคลื่นที่ใช้วิธีการลดถอยไม่สามารถทำนายค่าการจางหายอย่างรวดเร็วได้ ตลอดจนค่าสูงสุดของสัญญาณยังมีค่าที่เกินจากเส้นขอบเขตบนของช่วงความเชื่อมั่นอีกด้วย ดังนั้นในบทนี้จึงได้นำเสนอแบบจำลองการลดทอนสัญญาณคลื่นโดยใช้วิธีการลดถอยเชิงเส้นแบบพีชชี ซึ่งได้นำข้อมูลการตรวจวัดสัญญาณคลื่นวิทยุในบทที่ 4 มาสร้างแบบจำลองแบบใหม่นี้ พร้อมทั้งแสดงการทดสอบแบบจำลองที่ได้นี้ด้วย

5.1 แบบจำลองการลดทอนสัญญาณด้วยพารามิเตอร์พีชชี

จากการหาค่าพารามิเตอร์ $a_i = [a_{ic}, a_{ir}]$ ของเวกเตอร์ \bar{A} ในหัวข้อที่ 3.5 แล้ว แบบจำลองการลดทอนสัญญาณสามารถถูกเขียนได้เป็น

$$L_{LOS} = [a_{oc}, a_{or}] + [a_{ic}, a_{ir}] \log(d) \quad (5.1)$$

ซึ่งเขียนขอบเขตบนสามารถเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$L_{LOS} = [a_{oc} + a_{or}] + [a_{ic} + a_{ir}] \log(d) \quad (5.2)$$

และเส้นขอบเขตล่างสามารถเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$L_{LOS} = [a_{oc} - a_{or}] + [a_{ic} - a_{ir}] \log(d) \quad (5.3)$$

เมื่อ d = ระยะทางระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ สำหรับข้อมูลการวัดสัญญาณที่ได้จากอาคารเรียนคอนกรีตและอาคารจอร์จ เมื่อนำมาหาค่าพารามิเตอร์พีชชี โดยการแก้ไขปัญหาลพี แล้วคำตอบที่ได้สามารถนำมาสร้างแบบจำลองสำหรับอาคารทั้งสองแบบดังต่อไปนี้

5.1.1 อาคารเรียนคอนกรีต

ข้อมูลการลดทอนสัญญาณที่ได้จากการวัดเมื่อมีคนเคลื่อนไหวภายในอาคารบริเวณแนวทางเดิน ชิดผนังถูกใช้สำหรับการสร้างแบบจำลอง ผลลัพธ์ที่ได้สามารถเขียนให้อยู่ในรูป (5.1) ได้ดังนี้

$$L_{LOS1} = [49.6, 11.5] + [15.4, 0] \log(d) \quad \text{สำหรับ } d \leq d_{bp} \quad (5.4)$$

และ

$$L_{LOS2} = [10.8, 0] + [35.5, 7.1] \log(d) \quad \text{สำหรับ } d > d_{bp} \quad (5.5)$$

เมื่อ L_{LOS1} และ L_{LOS2} คือ การลดทอนสัญญาณก่อนและหลังระยะทางจุดเปลี่ยนตามลำดับ

5.1.2 อาคารจอตลอดในศูนย์การค้า

ข้อมูลการลดทอนสัญญาณจากการวัดเมื่อมีรถแล่นภายในอาคารถูกใช้ในการสร้างแบบจำลองผลลัพธ์ที่ได้สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของ (5.1) ได้ดังนี้

$$L_{LOS1} = [44.5, 10.8] + [12.3, 0] \log(d), \quad \text{สำหรับ } d \leq d_{bp} \quad (5.6)$$

และ

$$L_{LOS2} = [27.5, 2.5] + [28.5, 6.5] \log(d) \quad \text{สำหรับ } d > d_{bp} \quad (5.7)$$

เมื่อ L_{LOS1} และ L_{LOS2} คือการลดทอนสัญญาณก่อนและหลังระยะทางจุดเปลี่ยนตามลำดับ จากผลลัพธ์ที่ได้ข้างต้น เราสามารถหาค่าเฉลี่ยของเลขยกกำลังการลดทอนสัญญาณ n_1 มีค่าเท่ากับ $(15.4+12.3)/2 = 13.9$ และ n_2 มีค่าเท่ากับ $(35.5-7.1)+(28.5-6.5)/2 = 25.2$ และจากกราฟไปที่ 4.7 ข) และ 4.8 ข) ความถี่สูงสุดของเฟดดิ้งอย่างรวดเร็วของการแพร่กระจายคลื่นภายในอาคารมีค่าประมาณ 30 dB ดังนั้นแบบจำลองการลดทอนสัญญาณแบบมีขอบเขตบนและขอบเขตล่างที่ได้คือ

$$L_{LOS, u} = L_{bp} + \begin{cases} 14 \log_{10} \left(\frac{d}{d_{bp}} \right), & \text{สำหรับ } d \leq d_{bp} \\ 25 \log_{10} \left(\frac{d}{d_{bp}} \right), & \text{สำหรับ } d > d_{bp} \end{cases} \quad (5.8)$$

และ

$$L_{LOS, l} = L_{bp} + 30 + \begin{cases} 14 \log_{10} \left(\frac{d}{d_{bp}} \right), & \text{สำหรับ } d \leq d_{bp} \\ 25 \log_{10} \left(\frac{d}{d_{bp}} \right), & \text{สำหรับ } d > d_{bp} \end{cases} \quad (5.9)$$

เมื่อ L_{bp} คือ การสูญเสียที่ระยะทาง d_{bp} และจากแบบจำลองสามวิถีคลื่นในรูปที่ 4.6 กำลังของสัญญาณที่รับได้คือ

$$P_r = P_t \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \right]^n \sin \frac{2\Delta}{2} \quad (5.10)$$

เมื่อ P_t คือ กำลังส่งและ Δ คือ ผลต่างเฟสระหว่างคลื่นตรงและคลื่นสะท้อน เส้นขอบเขตล่างเกิดขึ้นเมื่อ $\Delta = n\pi$ จากสมการ (5.10) ให้ $d = d_{bp}$ และ $\sin^2(\Delta/2) = 1$ และแทนค่า

$d_{bp} = (H-h_2) h_2 / \lambda$ ดังนั้น L_{bp} สามารถเขียนใหม่เป็น

$$L_{bp} = \left\{ 20 \log_{10} \left\{ \frac{\lambda^2}{8\pi(H-h_2)h_2} \right\} \right\} \quad (5.11)$$

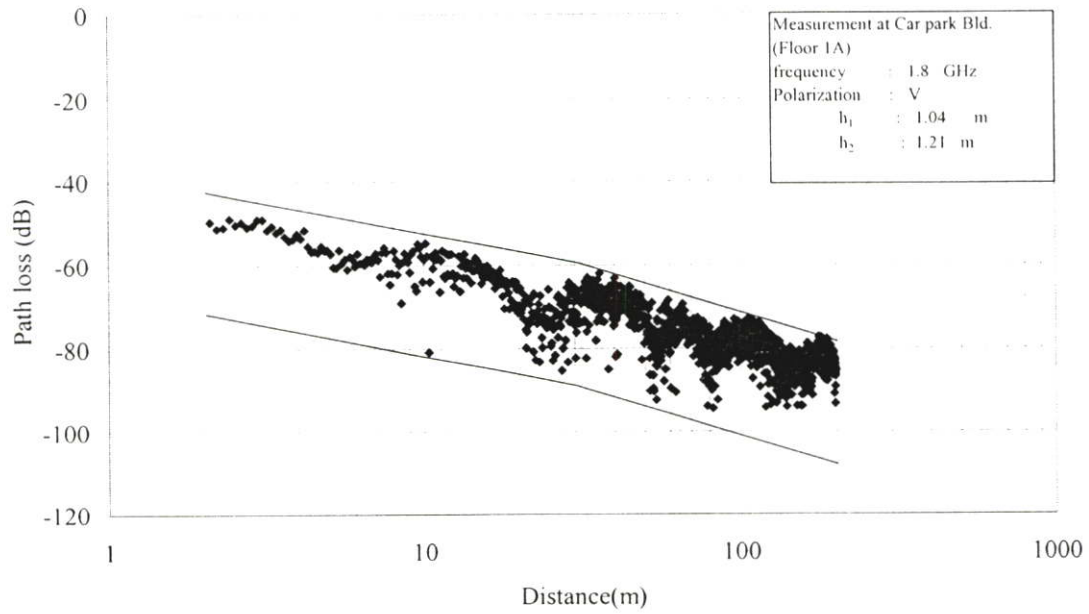
5.2 การทดสอบแบบจำลองที่ได้

เพื่อให้ได้ข้อมูลชุดใหม่สำหรับทดสอบแบบจำลองที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ เราจึงทำกระบวนการวัดการลดทอนสัญญาณภายในสถานที่แห่งใหม่ คืออาคารสำนักงานมหาวิทยาลัย ซึ่งเป็นอาคารคอนกรีตและชั้นจอร์ดแห่งใหม่ภายในอาคารจอร์ดของศูนย์รถโดยสารสาธารณะสำหรับการวัดสัญญาณแสดงตารางที่ 5.1

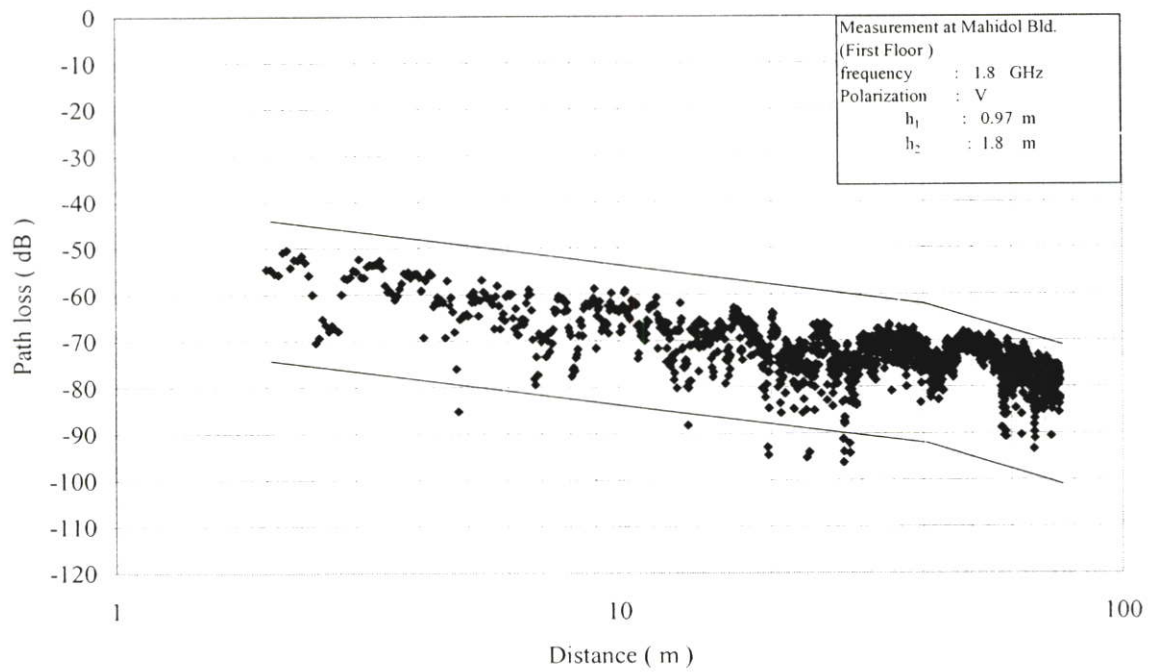
ตารางที่ 5.1 พารามิเตอร์สำหรับการวัดสัญญาณเพื่อทดสอบแบบจำลอง

อาคาร	ความสูงเพดาน H (m)	ความสูงสายอากาศ (m)		ความถี่ (MHz)	Car/people moving	Polarization
		h_1	h_2			
1. สำนักงาน	2.77	0.97	1.8	1800	high	v
2. อาคารจอร์ด	2.25	1.04	1.21	1800	high	v

ข้อมูลจากการวัดสัญญาณเมื่อนำมาเขียนกราฟบนแบบจำลองที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 5.1 ก) และ 5.1 ข) สำหรับอาคารจอร์ดภายในศูนย์การค้าและอาคารสำนักงานตามลำดับ สังเกตว่าความสูงของสายอากาศถูกกำหนดเพื่อให้ระยะทางจุดเปลี่ยน d_{bp} มีตำแหน่งที่เหมาะสม เพื่อแสดงให้เห็นเส้นกราฟก่อนและหลังจุดเปลี่ยนนี้ นั่นคือค่า d_{bp} อยู่ตำแหน่ง 30.2 เมตร และ 46 เมตร ที่ค่าความสูญเสีย L_{bp} เท่ากับ -61.1 dB และ -63.97 dB สำหรับอาคารจอร์ดและอาคารสำนักงานตามลำดับ แบบจำลองที่นำเสนอสอดคล้องกับค่าที่ได้จากการตรวจวัด อย่างไรก็ตามสำหรับอาคารสำนักงานมีข้อมูลบางส่วนเกินออกจากเส้นขอบเขตล่างบ้าง แต่ไม่มากนักโดยเกิดจาก Shadowing จากการตรวจวัดซึ่งเป็น error ส่วนหนึ่งที่สามารถเกิดขึ้นได้



ก) อาคารจอดรถภายในศูนย์การค้า



ข) อาคารสำนักงาน

รูปที่ 5.1 ข้อมูลการวัดสัญญาณและแบบจำลองที่นำเสนอของอาคารสองประเภท

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

การออกแบบเครือข่ายการสื่อสารไร้สาย (Wireless Communication) ภายในอาคาร โดยการกำหนดตำแหน่งและจำนวนสถานีฐานที่เหมาะสมเป็นสิ่งจำเป็นเพื่อให้พื้นที่เขตบริการครอบคลุม และมีจำนวนสถานีฐานน้อยที่สุดเพื่อประหยัดค่าใช้จ่าย [29-30] ดังนั้นการหาแบบจำลองการแพร่กระจายคลื่นเพื่อหาค่าการลดทอนสัญญาณคลื่นที่ให้ความถูกต้อง และง่ายต่อการใช้งานจึงเป็นสิ่งจำเป็นในการออกแบบระบบสื่อสารไร้สายภายในอาคาร นอกจากนี้แบบจำลองดังกล่าวยังสามารถนำไปใช้ในการหาค่าระดับสัญญาณคลื่นที่อาจส่งผลกระทบต่อการทำงาน ของเครื่องมืออิเล็กทรอนิกส์หรือเครื่องมือแพทย์ภายในอาคารได้อีกด้วย

การออกแบบเครือข่ายสื่อสารไร้สายภายในอาคารนั้น สถานีฐานส่วนมากจะติดตั้งในแนวทางเดินภายในอาคาร (corridor) ดังนั้นแบบจำลองการลดทอนสัญญาณจึงเป็นแบบจำลองสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในแนวสายตาหรือ LOS (Line-of-sight) โดยทั่วไปแบบจำลองการลดทอนสัญญาณสำหรับการสื่อสารภายในอาคารมีทั้งแบบ LOS และ Non LOS ซึ่งใช้หลักการวิเคราะห์ข้อมูลการวัดสัญญาณด้วยวิธีการถดถอยเชิงเส้น (Linear regression) หรือ แบบจำลองที่ใช้ทฤษฎีการแพร่กระจายคลื่นบนแผนผังอาคารทั้งแบบสองมิติและสามมิติ นอกจากนี้ยังมีแบบจำลองที่ใช้ทั้งวิธีการถดถอยเชิงเส้น ผสมกับวิธีทฤษฎีการแพร่กระจายคลื่นดังกล่าวอีกด้วย โดยที่แบบจำลองชนิดนี้จะรวมเอาคุณสมบัติการใช้งานที่ง่ายของแบบจำลองการถดถอยเชิงเส้น และคุณสมบัติในเรื่องความแม่นยำของแบบจำลองโดยวิธีการทางทฤษฎีการแพร่กระจายคลื่นไว้ด้วย

สำหรับแบบจำลองที่ใช้วิธีการกำหนดแนวทางการเดินทางของคลื่นหลัก (dominant path) และกำหนดตัวแปรที่มีผลต่อการเดินทางคลื่นหลัก เช่น ระยะทาง มุมหักเห หรือการสูญเสียเมื่อคลื่นผ่านกำแพง ตัวแปรเหล่านี้ถูกกำหนดเป็นตัวแปรแบบพีชคณิตแล้วใช้วิธีนิวโร-พีชคณิต เพื่อหาค่าการลดทอนสัญญาณคลื่นจากการทำกระบวนการเรียนรู้จากกรการวิจัยพบว่า การใช้นิวโร-พีชคณิต ช่วยทำให้แบบจำลองที่มีความถูกต้องมากกว่าแบบจำลองด้วยวิธีคณิตศาสตร์เดิม อย่างไรก็ตามแบบจำลองดังกล่าวข้างต้นไม่สามารถคิดผลกระทบของวัตถุที่เคลื่อนไหวแปรเปลี่ยนตามเวลา (time-variant effects) เช่น การเคลื่อนไหวของคนภายในอาคาร หรือรถยนต์ภายในอาคารจอดรถ เป็นต้น นอกจากนี้การเคลื่อนไหวของวัตถุยังรวมถึงการเปิด-ปิดประตูหน้าต่าง ภายในอาคารอีกด้วย สิ่งเหล่านี้มีผลกระทบต่อการทำงานของคลื่นวิทยุภายในอาคารเป็นอย่างมาก เนื่องจากขนาดของวัตถุที่เคลื่อนไหวเหล่านี้ มีขนาดใกล้เคียงกับวัตถุที่ไม่แปรเปลี่ยนตามเวลา (time-invariant) เช่น ผืนผนังและเสาต่าง ๆ ภายในอาคาร ในขณะที่การสื่อสารภายนอกอาคารนั้นวัตถุเคลื่อนไหวแปรเปลี่ยนตามเวลาจะมีไม่มากนักเนื่องจาก วัตถุที่เคลื่อนไหวมีขนาดเล็กมากเมื่อเปรียบเทียบกับวัตถุที่ไม่แปรเปลี่ยนตามเวลา เช่น อาคาร หรือ ป้ายโฆษณาต่าง ๆ ตามท้องถนน

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอแบบจำลองการลดทอนสัญญาณสำหรับการสื่อสารไร้สายภายในอาคารย่านความถี่ 1800 MHz โดยวิธีการถดถอยเชิงเส้นแบบพีชชี ซึ่งแบบจำลองนี้สามารถรวมผลกระทบที่เกิดจากวัตถุเคลื่อนที่ภายในอาคารโดยการกำหนดขอบเขตบนและขอบเขตล่างในแบบจำลองที่นำเสนอนี้ ทำให้การจางหายอย่างรวดเร็ว (fast fading) ซึ่งเกิดจากวัตถุเคลื่อนที่หวัดจะแกว่งอยู่ภายในขอบเขตนี้ ผลการวิจัยพบว่า ขนาดวัตถุที่เคลื่อนไหวภายในอาคารสำหรับการวิจัยนี้ไม่มีผลต่อการเกิดการจางหายอย่างรวดเร็วมากนัก อย่างไรก็ตามเราพบว่าการจางหายอย่างรวดเร็วที่เกิดจากวัตถุที่เคลื่อนไหวจะแกว่งอย่างมากที่ระยะทางหลังจากระยะทางจุดเปลี่ยน (Breakpoint distance) ซึ่งสอดคล้องกับทฤษฎีเขต Fresnel ผลการทดสอบแบบจำลองที่นำเสนอเปรียบเทียบกับข้อมูลการตรวจวัดสัญญาณที่สถานีอื่น ๆ พบว่า แบบจำลองที่นำเสนอสอดคล้องกับค่าที่ได้จากการวัดสำหรับอาคารสำนักงานและอาคารจอดรถ

แบบจำลองที่นำเสนอนี้สามารถนำไปใช้สำหรับการสื่อสารไร้สายภายในอาคารที่ย่านความถี่ใกล้เคียงกัน อย่างไรก็ตามสำหรับการสื่อสารในย่านความถี่อื่น ๆ ก็สามารถปรับปรุงแบบจำลองนี้ได้โดยนำข้อมูลการวัดสัญญาณที่ความถี่นั้น ๆ มาหาขอบเขตบนและขอบเขตล่างใหม่ โดยวิธีการถดถอยเชิงเส้นแบบพีชชี ส่วนค่าตัวแปรอื่น ๆ ในแบบจำลองที่นำเสนอยังคงใช้ของเดิมได้

บรรณานุกรม

- [1] Seidel. S Y, Rappaport T S, "914 MHz Path Loss Prediction Models for Indoor Wireless Communications in Multi-Floored Buildings". IEEE Trans Antennas and Propagat 1992, Vol. 40, pp.207-217.
- [2] Kivinen J, Zhao X, Vainikainen P. "Empirical Characterization of Wideband Indoor Radio Channel at 5.3 GHz". IEEE Trans Antennas and Propagat 2001, Vol. 49, pp. 1192-1203.
- [3] Tarnig J H, Chang W R, Hsu B J, "Three-Dimensional Modeling of 900-MHz and 2.44-GHz Radio Propagation in Corridors". IEEE Trans Vehicular Tech 1997, Vol. 46, pp. 519-527.
- [4] Remley K A, Anderson H R, Weissnar A. "Improving the Accuracy of Ray-Tracing Techniques for Indoor Propagation Modelling". IEEE Trans Vehicular Tech 2000, Vol. 49, pp. 2350-2358.
- [5] Honcharenko W, Bertoni H L, Dailing J L, Qian J, Yee H D. "Mechanisms Governing UHF Propagation on Single Floors in Modern Office Building". IEEE Trans Vech Technol 1992, Vol. 41, pp. 496-504.
- [6] Cheung K W, Sau J H-M, Murch R D. "A New Empirical Model for Indoor Propagation Prediction". IEEE Trans Vech Technol 1998, Vol. 47, pp. 996-1001.
- [7] Ghaddar M, Talbi L, Denidni T A. "Human Body Modelling for Prediction of Effect of People on Indoor Propagation Channel". Electronics letters 2004, Vol. 40, pp. 1592-1594.
- [8] Milstein L B, Schilling D L, Pickholtz R L, Erceg V, Kullback M, Kanterakis E G, Fishman D S, Biederman W H, Salerno D C. "On the Feasibility of a CDMA Overlay for Personal Communications Network Services", IEEE J Select Areas Commun 1992, Vol. 10, pp. 655-668.
- [9] Masui H, Kobayashi T, Akaike M, "Micro-wave Path Loss Modelling in Urban Line-of-sight. Environments". IEEE J, select, Areas Commun 2002, Vol. 20, pp. 1151-1155.
- [10] Saleh F. "Cellular Mobile Systems Engineering". Artech House Publishers Boston London 1996.
- [11] Rappaport T.S., "Wireless Communication S; Principles and Practice" Prentice Hall, 1996
- [12] Okumura Y, Ohmori E, Kawano T and Fukuda K, "Field Strength and its Variability in VHF and UHF Land Mobile Service." Rev. Elec. Comm. 1968, Vol. 16, pp. 825-973.
- [13] Lee W. C. Y. "Studies of Base-station Antenna Height Effects on Mobile Radio" IEEE Trans. Veh.

- Technol. 1980, Vol. VT-29, pp. 252-260.
- [14] Xia H. H. "A simplified model for prediction path Loss in Urban and Suburban Environments", IEEE Trans. Veh. Technol. 1997, Vol. 46, pp. 1040-1046.
- [15] Hata M., "Empirical Formula for Propagation Loss in Land Radio Services" IEEE Trans. Veh. Technol. 1980, Vol. 29, pp. 317-325.
- [16] Tornevik C., Berg J. K, Lotse F and Madfors M., "Propagation Cell Planining and Channel Allocation for Indoor Aplication of Cellular System", IEEE Veh. Technol. 1993, Vol. 48, pp. 867-870
- [17] Pallares F. M, Juan P and Liacer L. J, "Analysis of Path Loss and Delay Spread at 900 MHz and 2.1 GHz While Entering Tunnels" IEEE Tranxection on Vehicular Technology 2001, Vol. 50.
- [18] Rappaport T. S, "Charecterization of UHF Multipath Radio Channels in Factory Buildings" IEEE Trans. Antennas Propagat., 1989, Vol. 37, pp. 1058-1069.
- [19] Lombardi G, Degli-Esposti V., "Measurement and Simulation of the DECT Indoor Propagation Channel" IEEE VTC. 1997, pp. 426-430.
- [20] Valenzuela R. A., Landron O. and Jacobs D. L., "Estimating Local Mean Signal Strength of Indoor Multipath Propagation" IEEE Transaction on vehicular technology. 1997, Vol. 46, pp. 1.
- [21] Peitsky M. M., "Statistical Estimation of Mean Signal in a Rayleigh-fading Environment" IEEE Trans. Veh. Technol. 1973, Vol. VT-22, pp 123-123.
- [22] Rappaport T. S., Seidel S. Y. and Schaubach K. R., "Site-specific Propagation Prediction for PCS System Design", in Virginia Tech's Second Symp Wireless Personal comm. 1992, pp. 16.1-16.27.
- [23] Seidel S. Y., Rappaport T. S., "Site-specific Propagation Prediction for Wireless in-building Communication System Design", IEEE Transaction on vehicular technology. 1994, Vol. 43, pp. 879-891.
- [24] Saleh A. A. M. and Valenzuela R. A., "A Statistical model for Indoor Multipath Propagation", IEEE J. Select. Areas Commun. 1987, Vol. SAC-5, pp. 128-137.
- [25] Celmins A, "Least Square Model Fitting to Fuzzy Vector Data" Fuzzy Sets and Systems, IEEE Trans. 1987, pp. 245-269.
- [26] Chang P. T, Lee E. S, "A generalized Fuzzy Weighted Least – Square Regression" IEEE 1996, pp. 289-298.
- [27] Mckown J. W., Hamilton R. L., "Ray tracing as a Design tool for Radio Networks" IEEE Network Mag. 1991, Vol. 5, pp. 27-31.
- [28] Honcharenko W., Bertoni H. L., Dailing "Mechanisms Governing Propagation Between Floors in

- the Building”, IEEE Trans. 1993, Vol. 41, pp. 787-790.
- [29] Murch R. K, and Cheung K. W, “Optimizing Indoor Base Station Locations” , in Abstracts of the XXV th General Assembly of the International Union of Radio Science, Lille, France: URSI, 1997, pp. 332.
- [30] Sherali H. D., Pendyala C. M., and Rappaport T. S., “Optimal Location of Transmitters for Micro-Cellular Radio Communication System Design”, IEEE J. Select Areas. Commun. 1996, Vol. 14, pp. 662-673.
- [31] Tanaka H, Uejima S, Asai K. “Linear Regression Analysis With Fuzzy Model”. IEEE Trans Syst Man Cybern 1982, Vol. 12, pp. 903-907.
- [32] Brandt S. “Statistical and Commutational Methods in Data Analysis” Springer Verlag, New York, 1997.
- [33] J.-S.R.Jang, C.-T.Sun, E.Mizutani, “ Neuro-Fuzzy and Soft Computing” Matlab Curriculum Series, Prentice-Hall, Inc., Simon & Schuster/A Viacom Company, Upper Saddle River, NJ 07458, 1997.
- [34] Martin Brown and Chris Harris, “ NeuroFuzzy Adaptive Modelling and Control”, Prentice-Hall, Inc. (UK) Limited, 1994.

ภาคผนวก ก.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. วารสารวิชาการนานาชาติ (International Journal)

1. **Supachai Phaiboon**, Pisit Phokharatkul and Suripon Somkuarnpanit “New upper and lower bounds line of sight path loss model for mobile propagation in building” International Journal of Electronics and Communications, ISI Impact Factor 0.339 (accepted)

2. วารสารประชุมวิชาการนานาชาติ (International Conference Proceeding)

1. **S. Phaiboon**, P. Phokharatkul, and S. Somkurnpanit “Propagation-Path Losses Characterization for 800 MHz Cellular Communication in Bangkok” IEEE Regional 10 Int. Conf. Multimedia Technology for Asia-Pacific Information Infrastructure, Chujukorea, September 15 -17, 1999
2. **S. Phaiboon**, P. Phokharatkul, and S. Somkurnpanit “Indoor Path Loss Prediction Models by Linear Regression and Neural Network” Int. Conf. On Robotics, Vision, Information and Signal Processing, Penang, Malaysia, 22-24 January 2003.
3. **S. Phaiboon**, and S. Somkurnpanit “Statistical Indoor Path Loss Models Using Fuzzy Regression and Least Squares Regression” 2003 Asia Pacific Microwave Conference, Seoul, Korea, 4 – 7 November 2003
4. **S. Phaiboon**, P. Phokharatkul, and S. Somkurnpanit “Adaptive Neuro-Fuzzy Inference Systems for Indoor Propagation Prediction” ICCCAS2004 August 25-27, 2004 The Shangri-La Hotel, Bangkok, Thailand, pp.1865-1869
5. **Supachai Phaiboon**, Pisit Phokharatkul, and Suripon Somkurnpanit “Break point distance LOS path loss model for indoor communication systems” The IASTE International Conference on Communication Systems, Novosibirsk, Russia, June 20 – 24, 2005, pp. 45 – 50
6. **S. Phaiboon**, P. Phokharatkul, and S. Somkurnpanit “Indoor Path Loss Prediction Models by Linear Regression and Neural Network” Int. Conf. On Robotics, Vision, Information and Signal Processing, Penang, Malaysia, 22 – 24 January 2005.
7. **Supachai Phaiboon**, Pisit Phokharatkul, Suripon Somkurnpanit and Sitchai Boonpiyathud “Upper-and Lower-Bound Path-Loss Modeling for Indoor Line-of-Sight Environments” Asia Pacific Micro Wave Conference (APMC 2005) Dec 4 – 7, 2005, Suzhou, China.



New upper and lower bounds line of sight path loss model for mobile propagation in buildings

Supachai Phaiboon^{a,*}, Pisit Phokharatkul^b, Suripon Somkuarnpanit^a

^a*Electronic Department, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand*

^b*Faculty of Engineering, Computer Engineering Department, Mahidol University, Salaya, Nakhorn Pathom 73170, Thailand*

Received 7 June 2006; accepted 30 March 2007

Abstract

This paper proposes a method to predict line-of-sight (LOS) path loss in buildings. We performed measurements in two different types of buildings at a frequency of 1.8 GHz and propose a new path loss model with its upper and lower bounds. The upper and lower bounds depend on max and min values of sampled path loss data. This makes our model limit path loss within the boundary lines. The model includes time-variant effects from the object movement from people in the building and cars in parking areas. These influence reasonably on wave propagation. The results have shown that the proposed model will be useful for the design of the indoor wireless communication systems.

© 2007 Elsevier GmbH. All rights reserved.

Keywords: Indoor LOS path loss; Upper and lower bounds; Time variant effects

1. Introduction

Indoor wireless communication is widely used in different types of buildings therefore it needs appropriate network planning to provide the best services. This makes it necessary to have a way to predict the propagation in indoor environments in order to determine the best location of the base stations to provide efficient services. Furthermore, it can be employed to limit the received signal level in order to comply with public health regulations.

For indoor communication system design, the line-of-sight (LOS) path loss characteristics have to be clarified because the transmitter is generally installed in sections of a corridor. Therefore, a path loss model for LOS is still needed. Previously, there were three different approaches, both LOS and non-line-of-sight (NLOS), for the prediction of the field strength inside buildings. Firstly, there are empirical models, based on the regression of measurement data [1,2].

Secondly, deterministic models like ray tracing are employed [3–5]. Finally, there are semi-deterministic models based on the regression of measurement data and/or some of the uniform theory of diffraction (UTD) [6]. These models do not include time-variant effects from object movement such as from people in the building, cars in parking areas and doors or windows opening. Their influences on wave propagation are very high, because the dimensions of the windows, doors, people or cars are nearly equal to those of time-invariant walls and columns. Compared with the influences in outdoor environments, time-variant effects are often negligible because their dimensions are small compared with those of time-invariant buildings.

In deterministic models, it is impossible to include these time-variant effects in the data base, including with the ignorance of the wave scattering. Although the authors of [7] have shown that the human body affects the indoor propagation. They have, however, neither shown the building data base in details nor considered the nature of people in the building.

* Corresponding author. Tel.: +66 8 1625 2098; fax: +66 2 441 0941.

E-mail address: egspb@mahidol.ac.th (S. Phaiboon).

To solve this problem, we propose a new LOS model that takes upper and lower bounds into account for consideration of the time-variant effects, including breakpoint distance the distance from the transmitter to a point where wave propagation is still LOS and propagation beyond the distance is highly attenuated. The spread of upper and lower bounds depend on the maximum and minimum values of the path loss data. Therefore, the model would provide accurate prediction within its boundaries, which still respected with the least square error. Although upper- and lower-bound estimations have been performed for outdoor communications in UHF band [8] and microwave band [9], they cannot be applied for indoor communications because of the different environment. In our model, we also consider the breakpoint distance to separate the propagation region into two zones for our calculation. We found that the breakpoint distance depends on the ceiling height only, but not on the corridor width, because there are only three dominant reflections: the first from the direct path, the second one coming from the floor, and the third one from the ceiling. However, the reflection from side walls in the studied buildings is affected insignificantly since it mostly penetrates through the glass and porous materials.

2. Measurement procedure and location

2.1. Measurement procedure

The equipment for propagation measurement consisted of a fixed transmitter and a portable spectrum. We set a resolution bandwidth of 300 kHz with a span of 10 MHz at a frequency of 1.8 GHz. This equipment with the small bandwidth could be employed to assess 200 kHz bandwidth of the typical GSM channel. The fixed transmitter consisted of a signal generator (with 18 dBm power output) and $\lambda/4$ omni-directional antenna with $10 \times 10 \text{ cm}^2$ ground plane (2.2 dBi gain). We also used the same type antenna for signal strength measurement via recorder as shown in Fig. 1.

To receive propagation data for modelling, the samples of the actual field at a frequency of 1.8 GHz were acquired by moving the mobile unit along LOS corridors in the building areas. To detect the fast fading effect, we took the sample data every distance of $\lambda/4$ since the standing waves repeat every $\lambda/2$. The velocity of the mobile unit is about 8.3 cm/s, then the effective sampling rate is approximately two samples/s at the frequency of 1.8 GHz.

To characterize the time-variant objects along the LOS way, we selected days and times with high traffic in the buildings for recording. That is at midday for a school building and a Saturday afternoon in the car park inside the shopping mall building.

2.2. Measurement location

The stationary transmitter was placed at the end of a corridor of the building to determine the effects of wave

propagation. For measurement, the mobile receiver was moved thoroughly away from the transmitter along the LOS corridors in the building. Two different buildings were considered for modelling as follows:

1. *The concrete school building*: The concrete building of the Faculty of Engineering, Mahidol University was built in 1993. It consists of five floors with dimensions of $100 \times 270 \text{ m}^2$ as shown in Fig. 2. The construction of the building is concrete block, plaster board, and mirror walls. The floor to ceiling height is 3.5 m, and the light plasterboard suspended ceiling, covering all air conditioning and service ducts, is 2.6 m above the floor. The material of walls in corridor are 60 of concrete block. The building capacity is an average 490 people per floor.
2. *The car park inside the shopping mall building*: The parking lot in the shopping mall building of Future Park Center was completed in 1990. It consists of eight floors with dimensions of $130 \times 260 \text{ m}^2$ as shown in Fig. 3. The construction of the car park building is of concrete column and flat ceiling. The floor to ceiling height is 2.25 m. The ceilings are mostly hard concrete. The building capacity is about 300 cars per floor.

3. Single regression line models

The mean LOS path loss is a function of distance to the power n as below:

$$L_{\text{LOS}} = L(d_0) + 10 \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right)^n \quad (1)$$

where L_{LOS} is the path loss at distance d from the transmitter, and $L(d_0)$ is the path loss at the reference distance. d_0 from the transmitter. Because of the first Fresnel zone region, propagation loss as a function of distance has two distinct regions as follows:

$$PL_{\text{bp}}(d) = \begin{cases} L_{\text{bp},1} + 10 \log_{10} \left(\frac{d}{d_{\text{bp}}} \right)^{n_1} & \text{for } d \leq d_{\text{bp}}, \\ L_{\text{bp},2} + 10 \log_{10} \left(\frac{d}{d_{\text{bp}}} \right)^{n_2} & \text{for } d > d_{\text{bp}}, \end{cases} \quad (2)$$

where d_{bp} is the distance at the end of the first region from the transmitter, defined as breakpoint distance. The $L_{\text{bp},1}$ and $L_{\text{bp},2}$ are path loss at breakpoint distance on either side of the breakpoint, and n_1 and n_2 are the path-loss exponents on the first region and the second region, respectively.

The breakpoint distance d_{bp} , for the wavelength λ , can be calculated by $Z_f \approx \sqrt{\lambda d_{\text{bp}}}$ [6] where Z_f is the diameter of the first Fresnel zone. However, for the wide corridor, which has a width much more than ceiling height, we found that the first Fresnel zone is affected by only the reflection from the ceiling, and the reflections from side walls can be ignored.

Measurement of Field Strength Path Loss

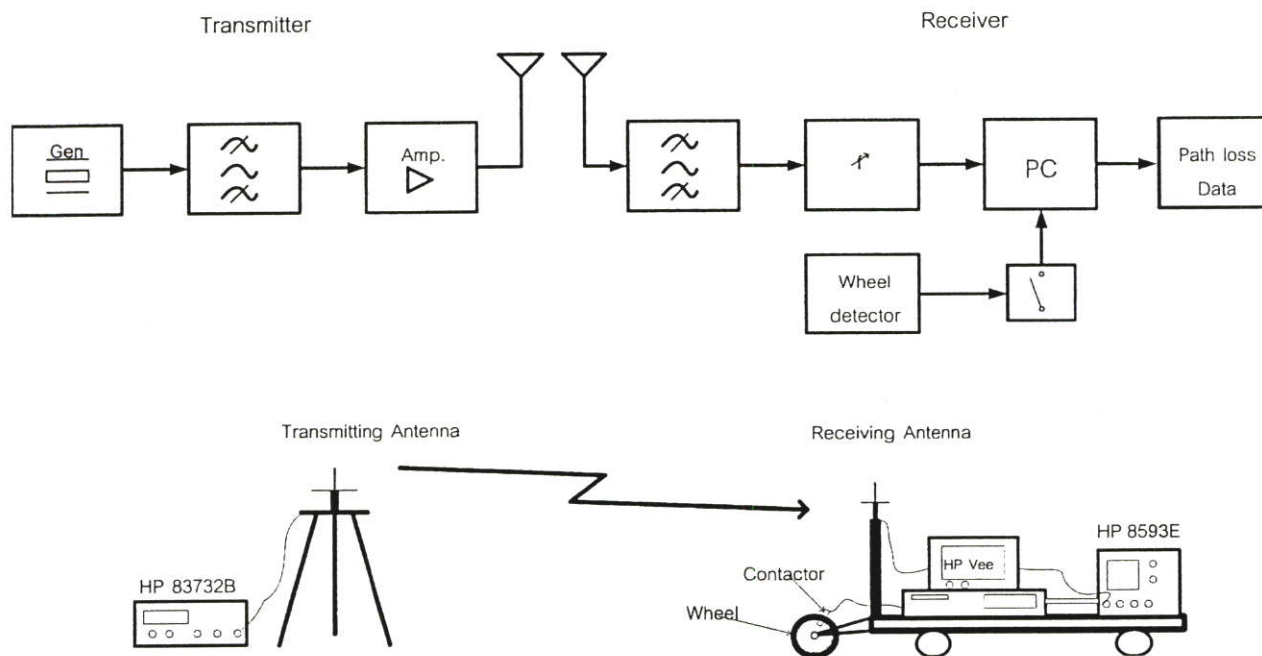


Fig. 1. Measurement system.

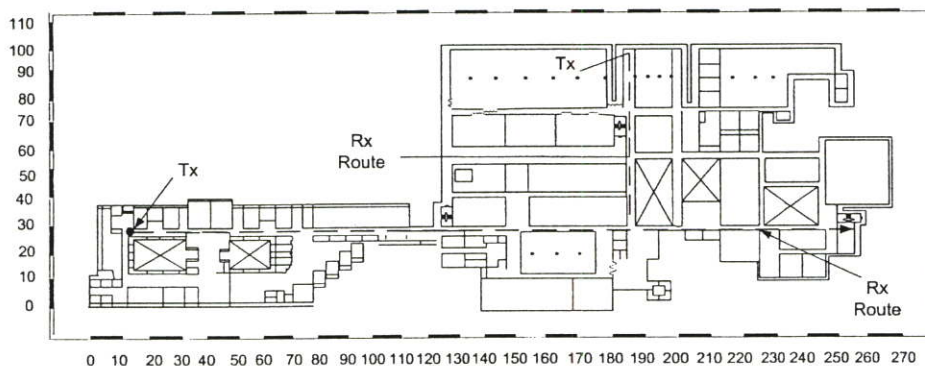


Fig. 2. Measurement location of the concrete school building.

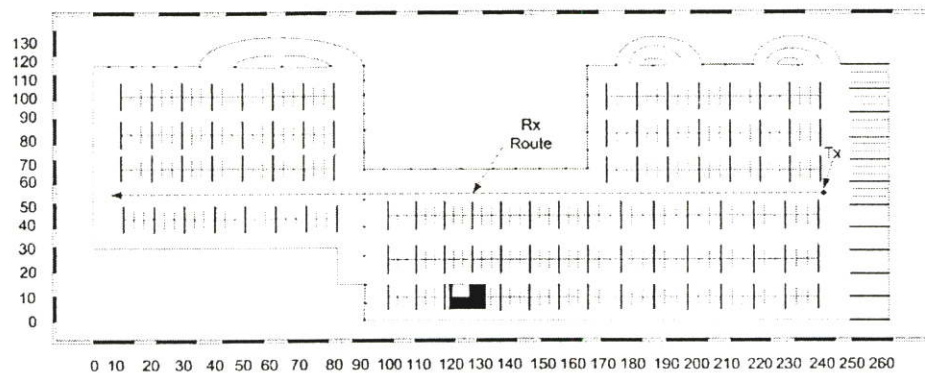


Fig. 3. Measurement location of the car park inside the shopping mall building.

Therefore, the breakpoint distance can be calculated using the three-ray model [10] as illustrated in Fig. 4 by

$$d_{bp} = 4(H - h_2)h_2/\lambda. \tag{3}$$

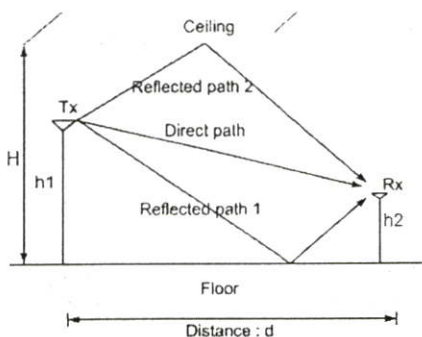


Fig. 4. The three-ray model.

where H and h_2 are the ceiling height and receiving antenna height, respectively. For a ceiling height of 3 m and a receiving antenna height of 1.5 m, the d_{bp} is at distance of 54 m from the transmitter for the concrete school building as shown in Fig. 5. The path loss-distance characteristics of the second floor (no people moving) and first floor (with people moving) of concrete school building are shown in Fig. 5(a) and (b), respectively. We found that the breakpoint distance in Fig. 5(a) was the same as in Fig. 5(b), although the number of walls on both floors is different. This confirms that there are only three dominant ray paths travelling from the transmitter to the receiver. Fig. 5(b) shows that a lot of fast fading and path loss exponents changed when people moved between the transmitter and the receiver. It is observed that there is disconnection in the scattering plots. This would be caused by the building gap situated only on the first floor. Fig. 6 shows the scatter plot and regression line of the path

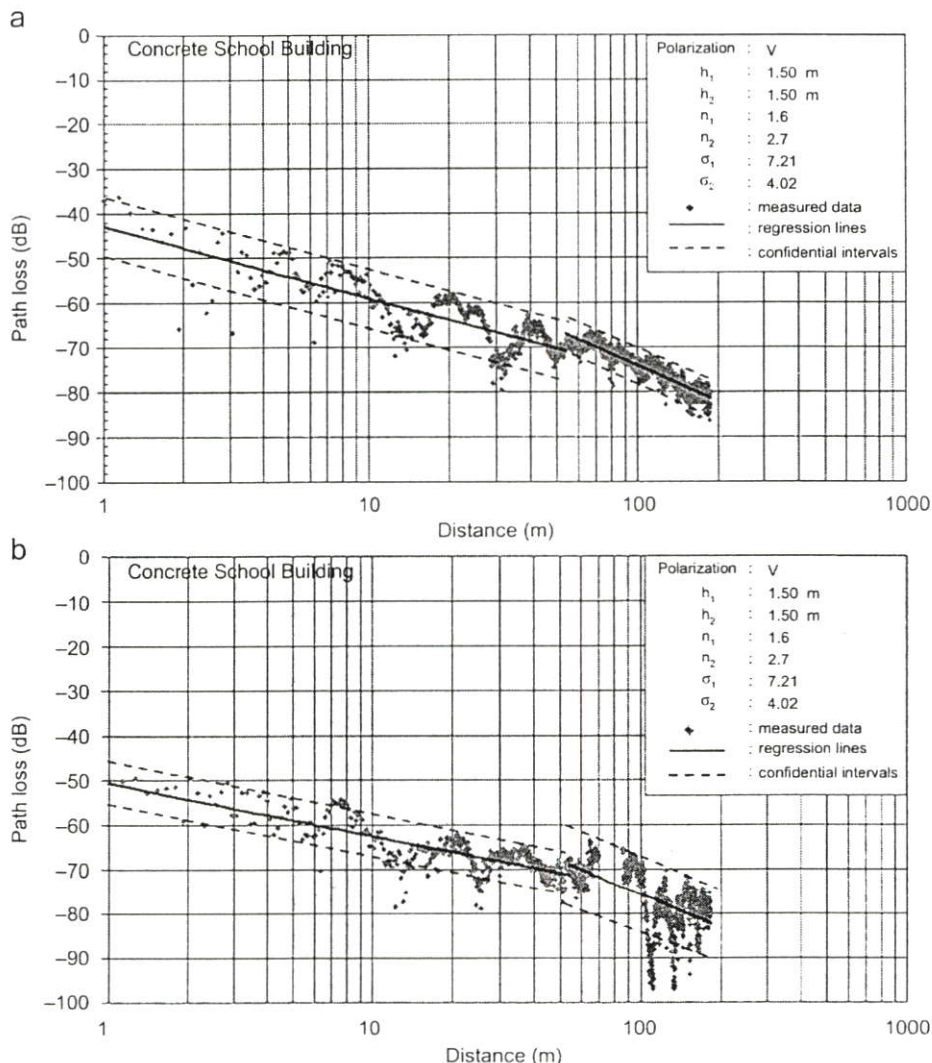


Fig. 5. The path loss measurement and the regression lines in the concrete school building. (a) Second floor (no people moving) (b) First floor (with people moving).

Please cite this article as: Phaiboon S, et al. New upper and lower bounds line of sight path loss model for mobile propagation in buildings Int J Electron Commun (AEU) (2007), doi: 10.1016/j.aeu.2007.03.021

หน้านี้ไม่มีในต้นฉบับ

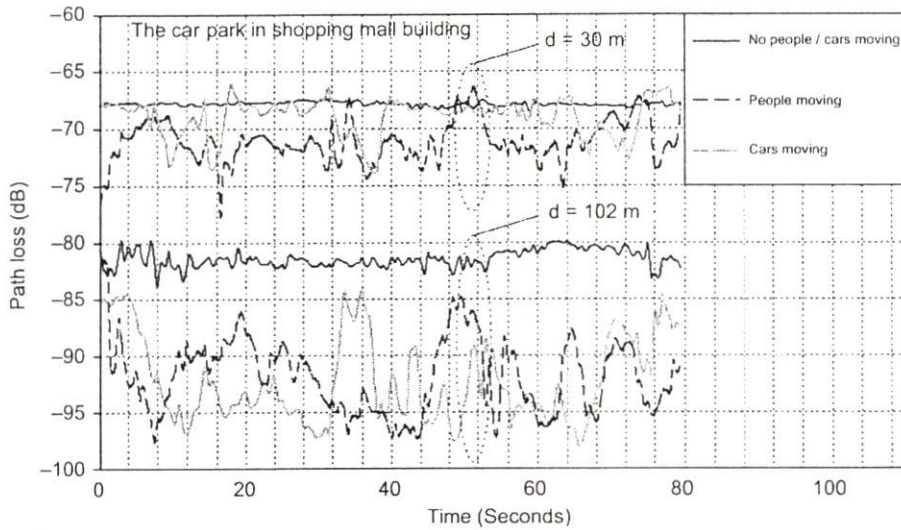


Fig. 7. The fading path loss measurement.

Table 1. Estimation of path loss exponents and correlation coefficients

Building type	No time-variant effect				With time-variant effect			
	n_1	n_2	R_1^2	R_2^2	n_1	n_2	R_1^2	R_2^2
Concrete school								
First floor	1.3	2.1	0.71	0.78	1.2	2.5	0.66	0.28
Second floor	1.6	2.7	0.68	0.86	-	-	-	-
Car park	1.4	1.7	0.43	0.68	1.3	2.0	0.4	0.65

4. The new upper and lower bound models

The upper and lower bound evaluations for linear regression analysis have been done using fuzzy linear regression model (FLR model) [11]. We applied those evaluations to the mobile propagation path-loss characteristics as follows:

The general regression model \tilde{Y} is written in the form

$$\tilde{Y} = Z\tilde{A}, \tag{4}$$

where Z obtains the independent variables and \tilde{A} is the matrix of the coefficient of variables. It may be expanded as the equation

$$\tilde{y}_i(z_i) = \tilde{a}_0 + \tilde{a}_1 z_{i1} + \tilde{a}_2 z_{i2} + \dots + \tilde{a}_k z_{ik}, \tag{5}$$

$i = 1, 2, \dots, n,$

where k is the total number of the independent variables, and n is the number of the data. The FLR model is represented using symmetric triangular fuzzy parameters $\tilde{a} = [a_c, a_r]$ as shown in Fig. 8 by

$$\tilde{y}_i(z_i) = [a_{0c}, a_{0r}] + [a_{1c}, a_{1r}]z_{i1} + \dots + [a_{kc}, a_{kr}]z_{ik}, \tag{6}$$

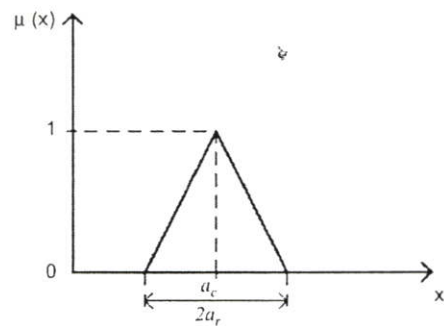


Fig. 8. Triangular form of fuzzy number.

$$y_{ic}(z_i) = a_{0c} + a_{1c}z_{i1} + \dots + a_{kc}z_{ik}, \tag{7}$$

$$y_{ir}(z_i) = a_{0r} + a_{1r}z_{i1} + \dots + a_{kr}z_{ik}, \tag{8}$$

where y_c and a_c are center parameters of fuzzy numbers at membership function $\mu=1$, y_r and a_r are the spreads of fuzzy numbers, geometrically, equal to a half of the triangular base.

The parameters \tilde{a}_i 's of the vector \tilde{A} for the FLR model are determined by a solution of linear programming, LP, problem which is to minimize the sum of spreads $y_{ir}(z_i)$

หน้านี้ไม่มีในต้นฉบับ

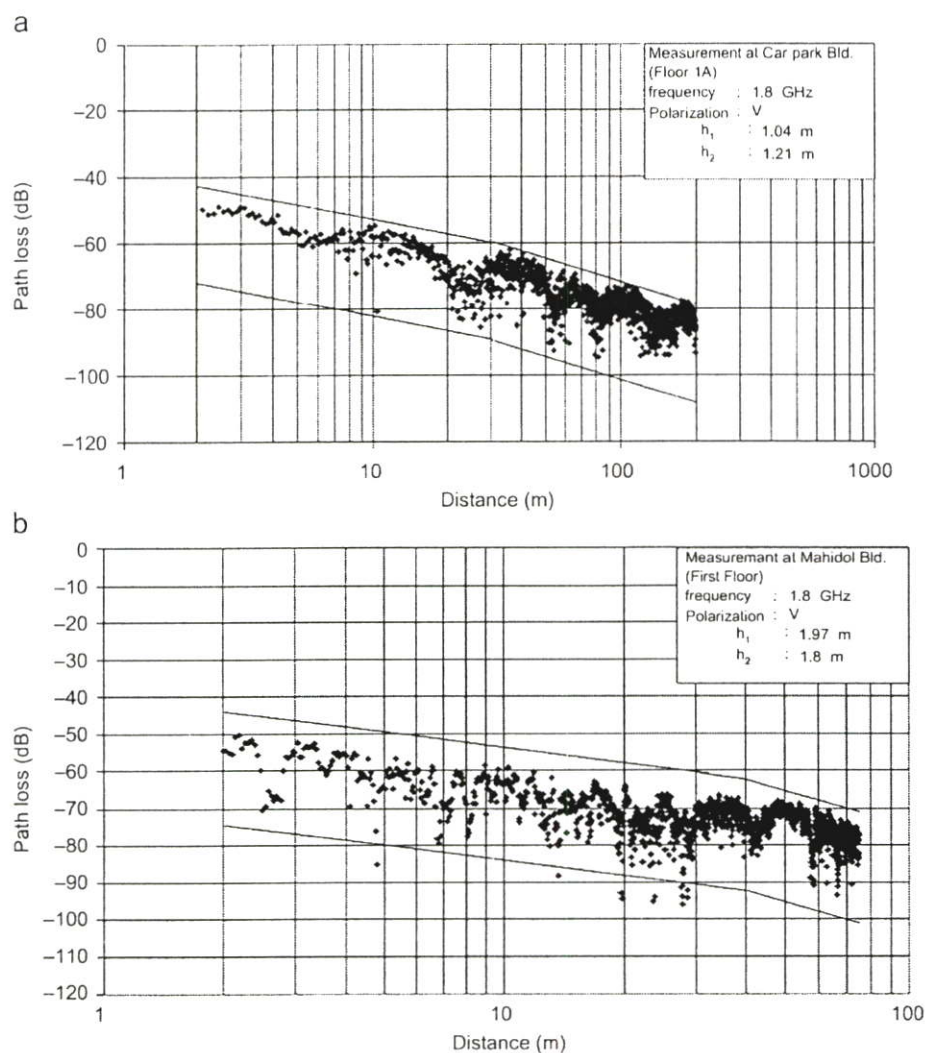


Fig. 9. The path loss measurement and the proposed models in different building. (a) Car park inside the shopping mall building (b) Concrete school building.

30.2 and 46 m for path loss models in Fig. 9(a) and (b), respectively. Therefore, the proposed upper and lower bound model agrees with the measured path loss data for both locations.

5. Conclusion

The new upper and lower bound models were proposed for mobile communications in the business buildings. These models were based on FLR of the measured data, and also taking the time-varying object movement into account. The path loss measurements were performed at a frequency of 1.8 GHz in the LOS corridor in several buildings. We found that the breakpoint-distance characteristics depend on the ceiling height and the height of the antennas. These models agree with the measured data at a frequency in the mobile communication band.

The proposed model can predict the path loss with accuracy within the boundaries. This could be useful for the cell and system design of the indoor wireless communications in realistic propagation environments. This includes prediction of the limitations of the signal levels received for compliance with public health regulations and immunity of medical equipment, etc.

Acknowledgements

This work was supported by a medium research Grant (Round 6/2004) from Mahidol University, Thailand.

References

- [1] Seidel SY, Rappaport TS. 914 MHz path loss prediction models for indoor wireless communications in multi-floored buildings. *IEEE Trans Antennas Propag* 1992;40:207–17.

- [2] Kivinen J, Zhao X, Vainikainen P. Empirical characterization of wideband indoor radio channel at 5.3 GHz. *IEEE Trans Antennas Propag* 2001;49:1192-203.
- [3] Tang JH, Chang WR, Hsu BJ. Three-dimensional modelling of 900 MHz and 2.44 GHz radio propagation in corridors. *IEEE Trans Vehicular Tech* 1997;46:519-27.
- [4] Remley KA, Anderson HR, Weissar A. Improving the accuracy of ray-tracing techniques for indoor propagation modelling. *IEEE Trans Vehicular Tech* 2000;49:2350-8.
- [5] Honcharenko W, Bertoni HL, Dailing JL, Qian J, Yee HD. Mechanisms governing UHF propagation on single floors in modern office building. *IEEE Trans Vech Technol* 1992;41:496-504.
- [6] Cheung KW, Sau JH-M, Murch RD. A new empirical model for indoor propagation prediction. *IEEE Trans Vech Technol* 1998;47:996-1001.
- [7] Ghaddar M, Talbi L, A Denidni T. Human body modelling for prediction of effect of people on indoor propagation channel. *Electron Lett* 2004;40:1592-4.
- [8] Milstein LB, Schilling DL, Pickholtz RL, Erceg V, Kullback M, Kanterakis EG, Fishman DS, Biederman WH, Salerno DC. On the feasibility of a CDMA overlay for personal communications network services. *IEEE J Select Areas Commun* 1992;10:655-68.
- [9] Masui H, Kobayashi T, Akaike M. Micro-wave path loss modelling in urban line-of-sight environments. *IEEE J Select Areas Commun* 2002;20:1151-5.
- [10] Saleh F. *Cellular mobile systems engineering*. Boston, London: Artech House Publishers; 1996.
- [11] Tanaka H, Uejima S, Asai K. Linear regression analysis with fuzzy model. *IEEE Trans Syst Man Cybern* 1982;SMC12: 903-7.



Supachai Phaiboon received the B.E. and M.E. degrees in Electrical Engineering from King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Bangkok, Thailand in 1987 and 1990, respectively. He was a staff of CAT Telecom Public Co., Ltd. in 1987-1990. Currently, he is an associate professor in Electrical Engineering at the Faculty of Engineering, Mahidol University, Salaya, Nakhon Pathom, Thailand. His

research interests include radio propagation and measurements, fuzzy logic applications, and signal processing. He is a member of the IEICE. He has published over 40 conference and journal papers.



Pisit Phokharatkul received the B.Ed. degree in Physics from Srinakharinwirot University, Patumwan, the B.E. degree in Electrical Engineering from Patumwan Institute of Technology, the G.Dip. and M.E. degrees in Nuclear Technology from Chulalongkorn University, the M.E. degree in Electrical Engineering from King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, and the Doctor of Engineering degree

in Electrical Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, respectively. Currently, he is an Assistant Professor at Department of Computer Engineering and Academic Infrastructure Deputy Dean at the Faculty of Engineering, Mahidol University Salaya, Nakhon Pathom, Thailand. His research interests are in fuzzy logic applications, wireless communication systems, and signal processing. He has published over 60 conference and journal papers.



Suripon Somkuarnpanit received the Ph.D. degree in Optical Electronics and laser engineering from Heriot-Watt University UK. M.Sc. in Medical Electronics and Physics from Bartholomew's Hospital Medical College, University of London, UK., and B.E. in Electrical Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand. Now, he is an associate professor in Electronics

at Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology, Ladkrabang. His interests include opto electronics, laser and laser applications, medical instrumentations. He is a member of the IEEE. He has published over 40 conference and journal papers.

Proceedings of IEEE

IEEE REGION 10 CONFERENCE

TENCON

CHEJU - KOREA

September 15 - 17, 1999



*"Multimedia Technology for Asia-Pacific
Information Infrastructure"*

Vol. II

Organized by **IEEE Seoul Section**
IEEE Korea Council



Propagation-Path Losses Characterization for 800 MHz Cellular Communications in Bangkok.

S. PAIBOON^{*,**}, P. PHOKHARATKUL^{**} AND S. SOMKUARNPANIT^{*}

^{*}Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology, Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand

^{**}Faculty of Engineering, Mahidol University, Putthamonthon 4 Road, Salaya, Nakornpratom, 73170, Thailand

*E-mail: kssuripo@kmitl.ac.th

Abstract

This paper presents the propagation modeling for 800-MHz cellular mobile system for design of the coverage areas. The model was modified from models of Lee and Hata for appropriate use in Bangkok area. Having measured the field strengths at overall 52 locations around Bangkok, we found that the propagation-path loss at 1 mile, L_0 , is 72.7dB, and the slope of the path loss, γ , is approximately 36.0dB/dec. The measurements are based on a reference regarding with the antenna heights of the base station and receiver at 30 and 3 mtrs, and with the antenna gains of the base station and receiver at 6 dB_d and 0 dB_d, respectively.

I. INTRODUCTION

In cellular communication system we usually use the propagation-path losses to characterize the quality of the cellular communication territory. The factor can also be utilized in the cellular base station design e.g. the distance between the base stations, the optimum power of transmitter, the height and gain of antenna used in a base station. There have been many researchers mainly in U.S.A and Japan proposing models to characterize the propagation-path losses with a simple equation up to a complicated equation. These relationships could be are similarly considered by all the relevant factors such as the modulating frequency, the heights of transmitter's antenna and user's antenna, the humidity, the numbers of obstructions and buildings in the area [1-4].

II. METHODS

Propagation-path loss was modeled by several groups in mobile communication research [1-5]. Individual models was developed by determining specific parameters, such as the height of the transmitter and receiver antenna, the carrier frequency and etc. Conventionally, the path losses could be determined by Eq. (1)

and (2), which quoted from Lee [3] and Hata [4], respectively. The Lee model is expressed in Eq. (1):

$$L_f = L_0 + \gamma \log(D) + F_0 \quad (1)$$

where L_0 (dB), γ (dB/decade), F_0 and D is an initial attenuation at a unit distance, slope of attenuation, an offsetting factor for the height and the properties of the used antenna, and the distance of transmission, respectively.

Another model was proposed by Hata[4]. It is similar to Lee model, but including the effect of the antenna of the user's receiver into account. The relationship of the path losses is:

$$L_f = L_0 + k_1 \log(f_c) + k_2 \log(H_b) \log(D) - k_3 \log H_b - k_4 H_m \quad (2)$$

where k_1 - k_4 are arbitrary constants, f_c is the carrier frequency, H_b is the height of the transmitting antenna, H_m is the height of the receiver antenna and D is the distance from the base station.

In a communication system, most parameters in operation are usually fixed to certain values, e.g. the carrier frequency, the height of antennas, and laves only the distance to affect the path loss. By this fact, both of the proposed models can be modified into a simple relationship of the propagation-path loss:

$$L_f = L_0 + \gamma \log(D) \quad (3)$$

So, we can determine the path loss due to the distance, and all the other parameters have been known, assumed to be constants. So the propagation-path losses will linearly vary with the logarithm of the distance, with a slope of γ and an offset initial loss L_0 at unit distance.

III. RESULTS

The field strength was measured by Spectrum Analyzer, Textronic model 2716, and tunable dipole antenna from 52 sites on streets around Bangkok, as illustrated in Figure 1. Then it was converted into conditioned values to the reference parameters in Table 1 by the parameters from the nearby base stations of the Communication Authority of Thailand (CAT). The referable results was eventually obtained, and plotted in Figure 2. Then, the γ and L_0 can be found at the values of 35.95dB/decade and 72.7dB, respectively, using statistical method by the correlation of 90%. Then, at the reference condition as in Table 1, we can characterize the propagation path loss in Bangkok by eq. (4). The obtained data has γ relatively similar to that in Tokyo, which is less than in New York [3], and L_0 less than those in Tokyo and in New York [3], as illustrated in Figure 3.

$$L_f = 72.7 + 35.95 \log(D) \quad (4)$$

Table 1 The Reference conditions for the transmitter and receiver

Standard Condition	Correction Factor
Conditions at Transmitter	
transmitted power $P_t = 10$ W (40 dB _m)	$\alpha_1 = 10 \log \frac{P_t}{10}$
antenna height $h_1 = 30$ m	$\alpha_2 = 20 \log \frac{h_1}{30}$
antenna gain $g_t = 6$ dB/dipole	$\alpha_3 = G_t - 6$
Conditions at Receiver	
Antenna height, $h_2 = 3$ m	$\alpha_4 = 10 \log \frac{h_2}{3}$
Antenna gain $g_m = 0$ dB/dipole	$\alpha_5 = G_m$

Where P_t ' is the transmitted power (dB_m)

P_r ' is the received power (dB_m)

G_t is power gain of the transmitter antenna (dB_d)

G_m is power gain of the receiver antenna (dB_d)

IV. CONCLUSIONS

A simplified model for the propagation-path loss has been proposed by a linear combination of the logarithm of distance and the initial losses. The parameters of the model can be found statistically by fitting the measured signal strengths to the model. These parameters could efficiently be utilized to describe the environmental characterization of Thailand. Furthermore, they could be used to design and optimize the base station network in the 800MHz cellular communication system in Bangkok area, and most big towns in Thailand.

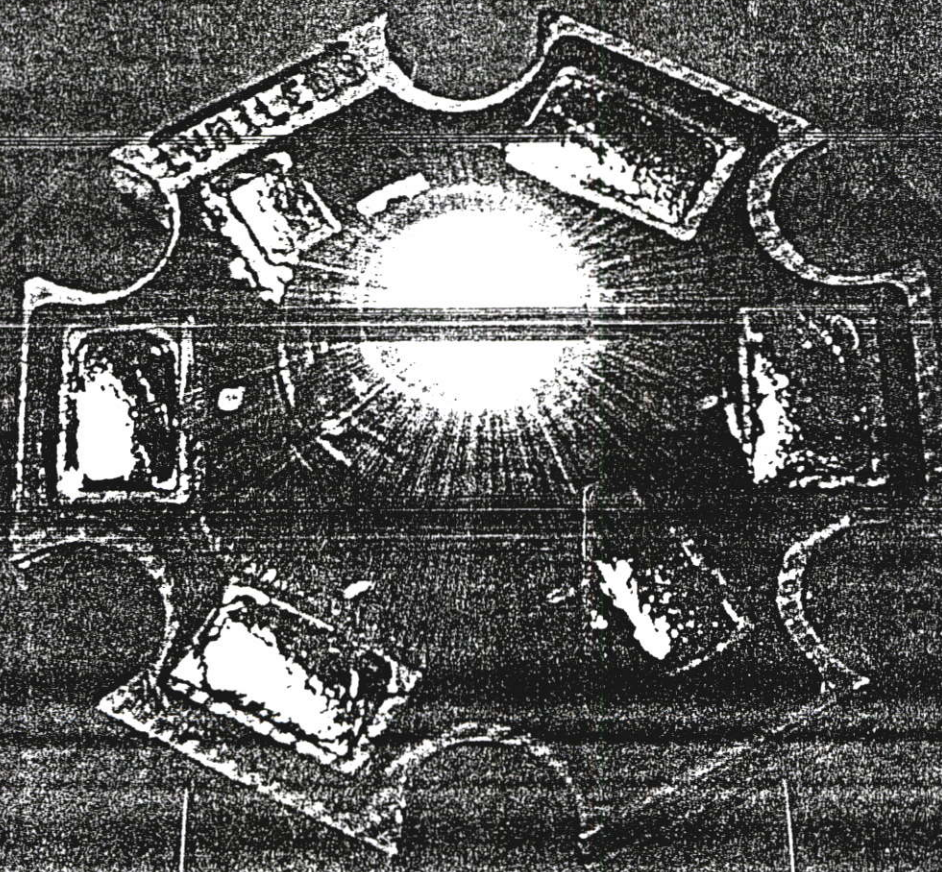
REFERENCES

- [1] Y. Okumura, E. Ohmori, T. Kawano and K. Fukuda, "Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile service.", Rev. Elec. Comm. Lab., Vol. 16, pp. 825-973 (1968).
- [2] G. D. Ott and A. Plitkins, "Urban path-loss characteristics at 820 MHz.", IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. VT-27, pp. 189-197 (1978).
- [3] W.C.Y. Lee, "Studies of Base-station Antenna Height Effects on Mobile Radio", IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. VT-29, No.2, pp. 252-260 (1980).
- [4] M. Hata "Empirical formula for propagation loss in mobile radio services," IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. VT-29, pp. 317-325 (1980).
- [5] H.H. Xia, "A simplified model for predicting Path Loss in Urban and Suburban Environments", IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 46, No.4, pp. 1040-1046 (1997).

PROCEEDINGS OF THE
INTERNATIONAL CONFERENCE ON ROBOTICS, VISION,
INFORMATION AND SIGNAL PROCESSING

ROVISP 2003

PENANG, MALAYSIA
22ND - 24TH JANUARY 2003



Organizer



Co-Organizer





ROVISP 2003

Penang, Malaysia
22nd – 24th January 2003



CERTIFICATE OF APPRECIATION

**The Chairman and members of the Organizing Committee
acknowledge and gratefully appreciate the valuable
contribution of**

**SUPACHAI PHAIBOON, PISIT PHOKHARATUL
AND SURIPON SOMKURNPANICH**

as

participants

of

**INTERNATIONAL CONFERENCE ON ROBOTICS,
VISION, INFORMATION AND SIGNAL PROCESSING**

ASSOCIATE PROFESSOR DR. OTHMAN SIDEK
General Chairman

Indoor Path Loss Prediction Models by Linear Regression and Neural Network

Supachai Phaiboon¹, Pisit Phokharatkul¹, Suripon Somkurnpanich²

¹Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering
Mahidol University, Salaya, Phuthamonthon,
Nakornprathom, 73170 Thailand

Tel: +66-2-889-2138 x 6501, Fax: +66-2-441-9731, Email: egspsb@mahidol.ac.th

²Department of Electronic, Faculty of Engineering
KMITL, Thailand.

Email: kssuripo@kmitl.ac.th

Abstract

This paper present two indoor path loss models which are considered, 1) Linear regression model and 2) Neural network model. These models have been developed based on the number of floors, concrete and mirror walls between the transmitter and the receiver, and provide simple prediction rules which relate signal strength to the log of distance. The comparison between the two path loss models shown that the neural network provide high accuracy prediction when learning with the specify data set.

Keywords

Indoor Path Loss Models, Linear Regression, Neural Network

Introduction

To predict the radio communication channel of an indoor is very important for designing a mobile communication system in the building. Although it may be possible to analyze efficiency of the communication by the path loss models in [1]-[2], but they are not used for different indoor areas, also because of predicting path loss with linear regression model use a linear curve fitting, it may not provides high accuracy prediction for the indoor areas with a lot of walls and floors. So a neural network for non linear system is introduced. Training data for the neural network is defined as a set of data measured such as distance between transmitter and receiver, a number of walls and floors, and their attenuation values. The neural network is trained with the training data and provide output pathloss data.

This paper, first present statistical analyses of 1800 MHz narrow-band path loss measurements inside a laboratory building of faculty of engineering, Mahidol university. A statistical model of the simple form d^n is used to relate average path loss to the log of distance where d is the distance between the transmitter and receiver measured in three dimensions. And n is the mean path loss exponent,

which indicates how fast path loss increases with distance, [3]-[4]. Values of the mean path loss exponent n are found each floor and it is found that more accurate prediction is possible when the parameter n is viewed as a function of the number of floors between transmitter and receiver. The predictions are used for medium size building (1 – 5 floors) and rectangular block shape ($\sim 50 \times 50$ m).

Section II describes the measurement procedure and the measured building used to produce the models in this paper. Section III presents the linear regression models. Section IV presents the neural network models., Section V the results, and finally Section VI conclude with a summary.

Measurement Procedure and Locations

Measurement Procedure

Narrow-band (CW) signal strength measurement were made at frequency 1800 MHz. A CW signal was transmitted by an omnidirectional quarter-wave monopole antenna with ground plane at a height of 1.5 m above the floor. The mobile receiver omnidirectional antenna was 1.5 m above the floor too. The receive can instantaneously measure signals between 0 and -90 dBm over 15 kHz bandwidth. With +30 dBm transmitter power, the maximum system path loss is 120 dB. This is on the order of the maximum dynamic range expected for emerging personal communications network (PCT)

Measurement Locations

The stationary transmitter was placed at a room on the fifth floor to determine the effects of walls and floors between the transmitter and receiver. For measurement locations, the mobile receiver thoroughly canvassed the building at transmitter-receiver (T-R) separations that ranged between 2 and 90 m.

Linear Regression Models

The mean path loss is a function of distance to the n power

in (1)

$$\overline{PL}(d) \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad (1)$$

where \overline{P} is mean path loss, n is the mean path loss exponent which indicates how fast path loss increases with distance, d_0 is a reference distance, and d is the transmitter receiver separation distance. When plotted on a log-log scale, this power-distance relationship is a straight line. Absolute mean path loss, in decibels, is defined as the path loss from the transmitter to the reference distance d_0 , plus the additional path loss described by (1) in decibels

$$\overline{PL}(d)[dB] = PL(d_0)[dB] + 10 \times n \times \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2)$$

For these data, a 1 m reference distance was chosen and we assume $PL(d_0)$ is due to free space propagation from the transmitter to a 1 m reference distance. Assuming antenna gains equal system cable losses, which is valid for our system, this leads to 34.7 dB path loss at 1800 MHz over a 1 m free space path loss.

Assuming the distribution of large-scale path loss about (2) is log-normal for the collected data. To determine the mean path loss exponent n and standard deviation σ (in decibels), which are viewed as parameters that are a function of building type, number of walls and floors between transmitter and receiver. Even though the measured data show the distribution is not always strictly log-normal, the standard deviation provides a quantitative measure of the accuracy of the model used to predict the path loss for a given environment. Further, when a measurement database is large, the distribution of path loss values over a wide range of distances tends to a log-normal distribution. The path loss at a T-R separation of d meters is then given by

$$PL(d)[dB] = \overline{PL}(d)[dB] + X_o[dB] \quad (3)$$

where X_o is a zero mean log-normally distributed random variable with standard deviation σ in decibels. Linear regression was used to compute values of the parameters n and σ in a minimum mean square error (MMSE) sense for the measured data. The data have been grouped by the number of floors between the transmitter and receiver to provide smaller standard deviation. As is shown subsequently, this model more accurately predicts path loss as a function of distance when the model parameters n and σ are determined as a function of the general surroundings.

Table I summarizes the mean path loss exponents, standard

deviations about the mean for different floors, and the number of measurement locations (20 λ track segments) used to compute the statistics for each floors. From Table I, it can be seen that the parameters for path loss prediction for entire data set are $n = 5.02$ and a large standard deviation of 10.0 dB. This large value of σ is typical for data collected from different building floors, and indicates that only 68% of actual measurements will be within ± 10.0 dB of the predicted mean path loss. These parameters may be used in the model for a first-order prediction of mean signal strength when only T-R separation but no specific building floor information is known.

Table 1: The Parameters Mean Path Loss Exponent N And Standard Deviation σ For Use In The Distance-Dependant Path Loss Mobile In (2) Based On Measurements At A Carrier Frequency Of 1800 Mhz

	n	σ (dB)	Number of Locations
All Locations	5.0	10.0	175
Same Floor	4.5	8.7	109
Through 1 Floor	5.3	2.9	30
Through 2 Floor	5.6	3.0	20
Through 3 Floor	6.3	4.7	13

In multifloor environments, (4) is used to describe the mean path loss as a function of distance. Equation (4) is identical to (2) and emphasizes that the mean path loss exponent is a function of the number of floors between transmitter and receiver. The values of n (multifloor) are given in Table I for use in (4)

$$\overline{PL}(d)[dB] = PL(d_0)[dB] + 10.0 \times n(\text{multifloor}) \times \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (4)$$

- Floor Attenuation Factor (FAF) Path Loss Model

The path loss in multifloored environments was predicted by a mean path loss exponent that was a function of the number of floors between transmitter and receiver. Alternatively, a constant floor attenuation factor (in decibels), which is a function of the number of floors and building type, may be added to the mean path loss predicted by a path loss model which uses the *same floor* path loss exponent for the particular building type ((5)).

$$\overline{PL}(d)[dB] = PL(d_0)[dB] + 10.0 \times n(\text{same floor}) \times \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + FAF[dB] \quad (5)$$

where d is in meters and $PL(d_0)[dB] = 34.7$ dB at 1800 MHz

Scatter plots of path loss versus T – R separation for the building measurement is given in Fig.1. The dotted lines indicate the distance-dependent mean path loss model ((2)) for $n = 1$ through $n = 6$ and a 1 m reference distance. The dashed line indicates the best mean path loss model in a

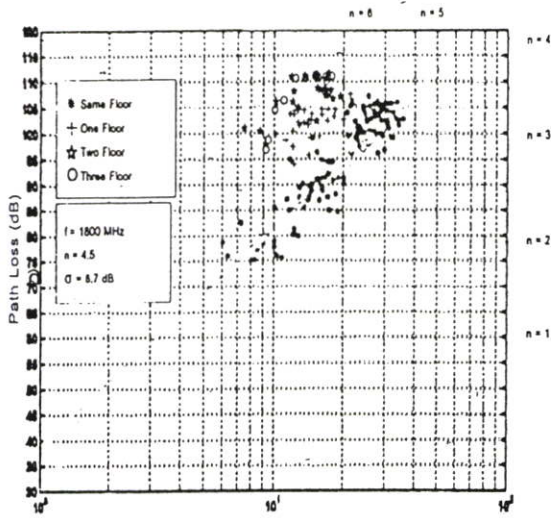


Figure 1 Scatter plot of CW path loss as a function of distance

MMSE sense for the data presented in the scatter plot. Different symbols are used to indicate data from different environments, and overall n and σ are given on the left side of the graph. Multifloor measurements were possible in the building, and nearly all measurements had multiple obstructions such as concrete walls and floors, windows and doors between the transmitter and receiver. From Fig. 1, mean path loss increases with distance to the 5.0 power with a large standard deviation of 10.0 dB. The simple path loss model in Fig. 1. Does not use knowledge of the number of floors and walls between the transmitter and receiver. Transmission between more obstructions leads to higher path loss.

Table 2 give the floor attenuation factors, the standard deviations (in decibels) of the difference between the measured and predicted path loss, and the number of discrete measurement locations used to compute the statistics. Values for the floor attenuation factor in Table II are an average (in decibels) of the difference between the path loss observed at multifloor locations and the mean path loss predicted by the simple d^n model ((2)) where n is the same floor exponent given in Table I for the particular building structure and d is the shortest distance measured in three dimensions, between the transmitter and receiver. This is similar to the procedure used in [9], [14] to determine the attenuation caused by floors between transmitter and receiver.

Table 2: Average Floor Attenuation Factor In Decibels For One Two Table And

	FAF		
	(dB)	σ (dB)	Number of Locations
Through 1 Floor	16.0	3.4	30
Through 2 Floor	21.2	4.0	20
Through 3 Floor	23.4	2.3	13

Neural Network Models.

Another method for predicting path loss is a neural network. Training data for neural network is defined as a set of data measured such as distance between the transmitter and the receiver, number of walls and floors and the attenuation values of these walls and floors and also environment factors. The neural network is trained with training data. Fig.2 shows structure of multi-layer perceptron which has one-input, one-hidden and one-output layers. Input,hidden and output layers have three, seven and six nodes respectively. All nodes are perfectly connected each other.

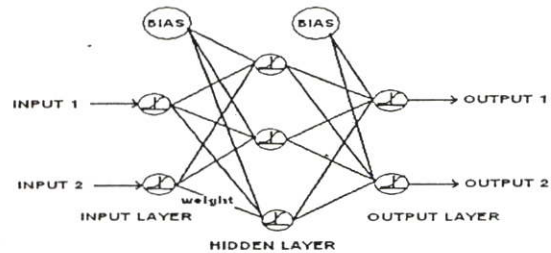


Figure 2. Structure of multi-layer perceptron (MLP)

The three input nodes consist of the distance between the transmitter and the receiver, number of walls and floors and the attenuation values of the walls and floors. And the six output nodes are binary path loss values which vary from 0 to 63 dBm. Sigmoid function is used as activation function between input and hidden layers. MPL is trained by using back propagation algorithm.

Results

For each floor, measured path loss were compared to predicted path losses from (4) and (5). Only 5th floor, the path loss model with (4) equal the path loss model with (5) since the mean path loss exponent, n (multi floor) is the mean path loss exponent, n (same floor).

Figure 3 – 5 show the path loss (dBm) between measurements and predictions for through 1 – 3 floor

respectively and indicate that the path loss model with (4) can predict the path loss with improved accuracy for only same floor and through 1 floor while the path loss model with FAF in (5) provide high accuracy in every floors.

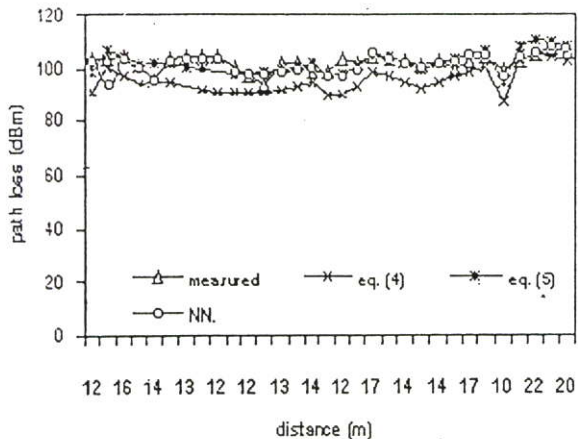


Fig. 3. Predicted minus measured path loss through 1 floor

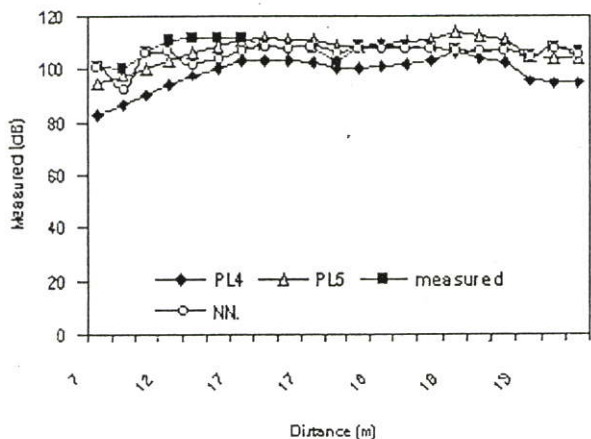


Figure 4. Predicted minus measured path loss through 2 floor

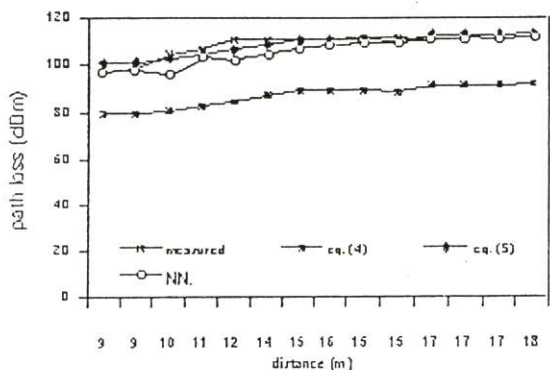


Figure 5: Predicted minus measured path loss through 3 floor

For the neural network prediction, it provides high accuracy path losses specifically in some interval of distances. However the total prediction have still provided high accuracy path losses

Conclusion

Path loss predictions based on measured data at 1800 MHz have been presented for the laboratory building using linear regression and neural network. The linear regression models based on a simple d^n exponent path loss vs. distance relationship and provide path loss prediction with a standard deviation of 8.7 dB. The neural network provides high accuracy path losses with a standard deviation of 8.2 dB. So it can be used for designing the mobile communication in the building.

References

- [1] M.Hata, "Empirical formula for propagation loss in land radio services" IEEE Trans. Veh.Technol.,Vol.29,pp. 317-325, Aug. 1980
- [2] C. Tornevik, J.E. Berg, F. Lotse and M. Madfors ' Propagation Cell Planning and Channel Allocation for Indoor Application of Cellular System", IEEE Veh. Technol. Vol.48, May 1993, pp. 867-870.
- [3] F. M. Pallares, P. Juan and L. J. Liacer ' Analysis of Path Loss and Delay Spread at 900 MHz and 2.1 GHz While Entering Tunnels" IEEE Transection On Vehicular Technology. Vol. 50, No. 3, May 2001.
- [4] T. S. Rappaport. " Charecterization of UHF multipath radio channels in factory buildings "IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 37, pp. 1058-1069, Aug, 1989.
- [5] Scott Y. Seidel and T. S. Rappaport," 914 MHz Path Loss Prediction Models for Indoor Wireless Communications in Multifloored Buildings." IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 40, pp. 207-217, Feb, 1992.

APMC'03

2003 Asia-Pacific Microwave Conference

November 4 ~ 7, 2003

Sheraton Walkerhill Hotel, Seoul, Korea

Welcome Message

Conference Organization

Technical Sessions

Author Index

Search This CD-ROM

CD-ROM Help

Exit

- Organized by KEES, MIC
- Sponsored by KICS, IEEK, RERC, KÓSEF, KRF, KNTO
- Technical Co-Sponsored by IEEE MTT Society, URSI

STATISTICAL INDOOR PATH LOSS MODELS USING FUZZY REGRESSION AND LEAST SQUARES REGRESSION METHODS

SUPACHAI PHAIBOON

Faculty of Engineering, Mahidol University
Salaya, Nakornprathom, 73170, Thailand
Email: cgspsb@mahidol.ac.th

SURIPON SOMKURNPANICH

Faculty of Engineering, Kingmonkul Institute of Technology Ladkrabang
Ladkrabang, Bangkok, Thailand
Email: kssuripo@kmitl.ac.th

An essential point in correct location of base station for mobile communication systems is a proper evaluation of path loss modeling. The acquisition of path loss data is complex because of a large number of soft partitions and concrete walls between transmitter and receiver, including the random character of other obstruct and user locations inside the building. These objects effect to the receive signal power. The theory which enables efficient description of unreliable and inaccurate data, and relation ship between them, is the fuzzy set theory. This paper present possibilities of application of the fuzzy set theory to path loss calculations. Input data were modeling by means of fuzzy numbers. A model of the simple distance-dependent path loss is used to relate average path loss to the log of distance where d is the distance between the transmitter and the receiver. The fuzzy set approach and standard regression method are compared.

Keywords: Indoor Path Loss Models, Linear Regression, Fuzzy Linear Regression

1. Introduction

The performance of in-building high capacity wireless communications is limited by the propagation characteristics which are effected by objects that surround transmitters and receivers. Thus, it is important to predict the path loss for designing the base station location in the building. Several researchers have measured radio waves and statistically modeled their results [1] – [16]

The main difficulties in the modeling of path loss for accuracy prediction result from the random nature of phases at a receiving point, complication of the indoor building construction that consists of a large number of soft partitions and concrete walls (or concrete building support columns) between transmitter and receiver, and the deficiency of measured data. The random nature of object location in the building cause the random multipath fading at a receiving point.

In this paper, the most renowned method for expressing the uncertainty in path loss models is fuzzy sets theory. Two approaches, fuzzy linear regression (FLR) model and least squares linear regression (LSLR) model are compared.

2. Fuzzy Regression Method

The use of statistical methods is not always possible due to occurrence of a large deficit of measurements. The fuzzy set theory is a convenient mathematical tool that allows us to partially eliminate unreliability from input information and to limit the influence of deficit of measurements.

Two cases can be discriminated in dependence on kind of output variable. The first when the output variable y is the real number and the second when the output value is an interval $y \in < y_L, y_R >$

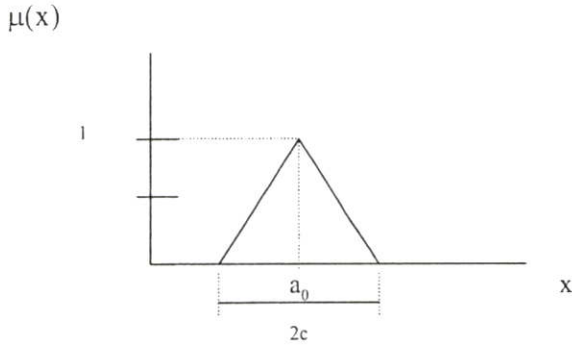


Fig. 1. Triangular form of fuzzy number

The first case will be presented in this section. It can be represented in the form

$$\tilde{Y} = Z\tilde{A} \quad (1)$$

Where:

$$\tilde{Y}_i(z_i) = \tilde{a}_0 + \tilde{a}_1 z_{i1} + \dots + \tilde{a}_k z_{ik}, \quad i=1,2,\dots,n \quad (2)$$

The fuzzy linear regression model (2) is represented using symmetric triangular fuzzy parameters $\tilde{a}_i = [a_{ic}, a_{ir}]$ (fig. 1) [17]–[21] as follows:

$$\tilde{Y}_i(z_i) = [a_{0c}, a_{0r}] + [a_{1c}, a_{1r}]z_{i1} + \dots + [a_{kc}, a_{kr}]z_{ik} \quad (3)$$

$$y_{ic}(z_i) = a_{0c} + a_{1c}z_{i1} + \dots + a_{kc}z_{ik} \quad (4)$$

$$y_{ir}(z_i) = a_{0r} + a_{1r}z_{i1} + \dots + a_{kr}z_{ik} \quad (5)$$

where: y_c, a_c – center parameters of fuzzy numbers (membership function $\mu = 1$),
 y_r, a_r – spreads of fuzzy numbers (geometrically the spread is a half of the base of the triangular).

The parameters \tilde{a}_i of the vector \tilde{A} of the FLR model are determined by a solution of a linear programming (LP) problem which is to minimize the sum of spreads $y_r(z_i)$ of elements of vector \tilde{Y} [22]. Therefore the following LP problem is formulated.

$$C = y_{1r}(z_1) + y_{2r}(z_2) + \dots + y_{nr}(z_n) \rightarrow \text{Minimum} \quad (6)$$

$$\text{Subject to } y_i \in \tilde{Y}(z_i), \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (7)$$

$$a_{ir} \geq 0, \quad i = 0, 1, 2, \dots, k \quad (8)$$

from (3) – (5), the LP problem (6) – (8) can be written as follows:

$$\sum_{i=1}^n (a_{0r} + a_{1r}|z_{i1}| + \dots + a_{kr}|z_{ik}|) \rightarrow \text{Minimum} \quad (9)$$

$$a_{0c} + \sum_{j=1}^k (a_{jc}z_{ij}) - a_{0r} - \sum_{j=1}^k (a_{jr}|z_{ij}|) \leq y_i, i=1, 2, \dots, n \quad (10)$$

$$a_{0c} + \sum_{j=1}^k (a_{jc}z_{ij}) - a_{0r} + \sum_{j=1}^k (a_{jr}|z_{ij}|) \geq y_i, i=1, 2, \dots, n \quad (11)$$

The parameters $a_i = [a_{ic}, a_{ir}]$ of vector \tilde{A} are determined as the optimal solution of the LP problem (9) – (11). Since the LP problem always has feasible solutions, the fuzzy parameters are obtained from the LP problem, for any data.

3. Numerical Example

The FLR model (2) and LSLR were determined. Each model was calculated from measured data for same floor in a building. For the fuzzy model presented in from:

$$\text{Path loss} = [a_{0c}, a_{0r}] + [a_{1c}, a_{1r}]\log(d) \quad (12)$$

Where: d = distance between transmitter and receiver.

The LP problem corresponding to the given data was formulated from (6) – (8). By solving this one, the following FLR model was obtained:

$$\text{Path loss} = [41.67, 9.52] + [41.36, 0]\log(d) \quad (13)$$

Standard regression models for the same types of floors were built for the same data. LSLR method was used for rising following models:

$$\text{Path loss} = 38.89 + 43.72 \log(d) \quad (14)$$

With standard deviation of 7.4 dB

On the basic simple distance-dependent path

FIGURES

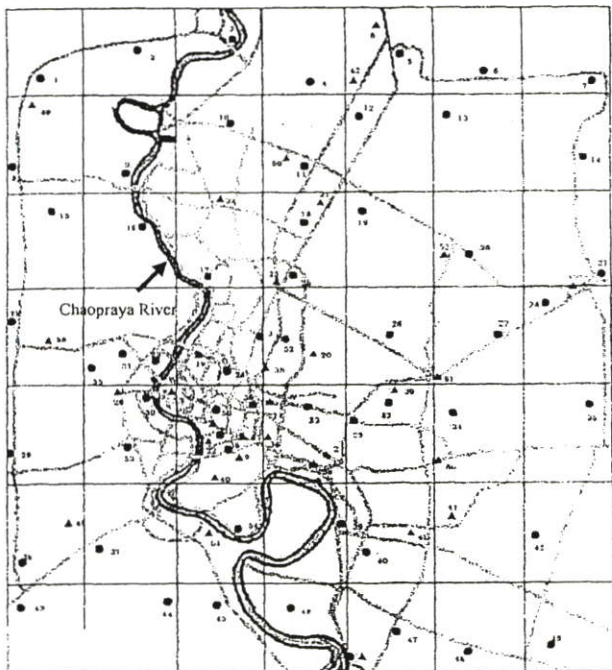


Figure 1. The Bangkok map shows the measuring positions (●) and the CAT base stations (▲).

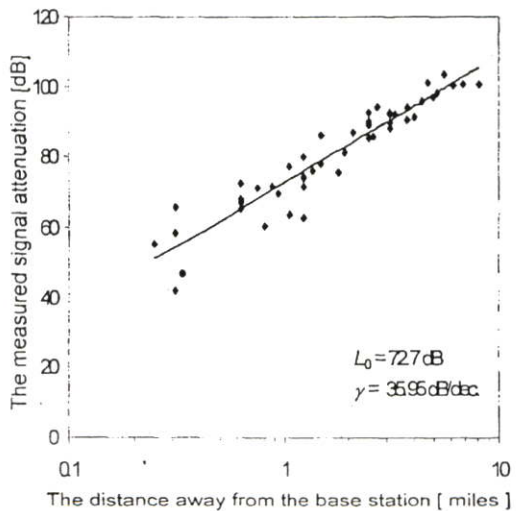


Figure 2. The measured loss along the distance away from the CAT base stations in Bangkok.

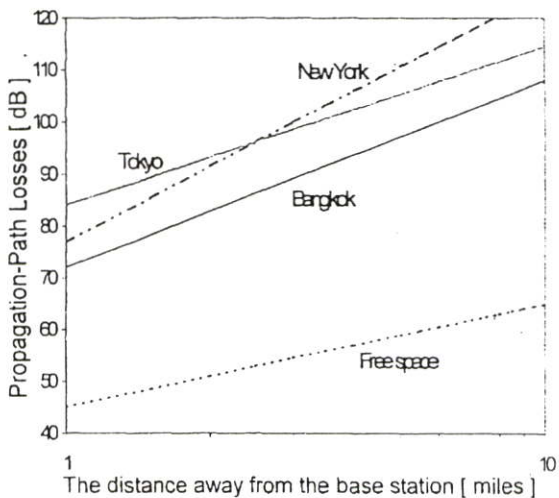


Figure 3. The comparison propagation-path losses between in Bangkok, in Tokyo and in New York.

TABLE 1 COMPARISON OF FLR AND LSLR ERRORS

Number of measurements	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Distance (m)	6	8.5	10	12	14.14	16.97	18.44	20	22.36	28.64
Path loss	79	77.58	85.7	80.36	90.05	87.86	88.46	91.58	99.2	100.12
Error FLR	6.52%	3.26%	3.12%	-7.39%	0.89%	-5.31%	-6.28%	-4.26%	1.73%	-1.81%
Error LSLR	7.70%	-2.51%	3.60%	-7.11%	0.95%	-5.46%	-6.53%	-4.58%	1.31%	-2.47%

measurements data.

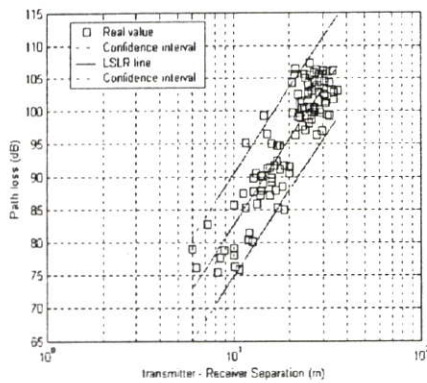


Fig. 3 LSLR path loss model

measurements data.

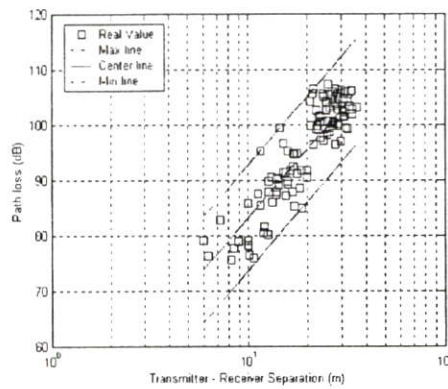


Fig. 4 FLR path loss model

loss models (13) – (14) for indoor path loss prediction were estimated. The results are shown in Table 1, and Fig. 3 – 5 together with the corresponding measurements data.

4. Conclusions

Path loss models based on measured data have been presented using the least square regression and the fuzzy regression. The models are based on a simple d^n exponential path loss vs. distance relationship. It is seen from the considerations and relations shown above that the fuzzy set approach to path loss prediction puts a new quality into the indoor communication analysis in complexity conditions. Owing to adequacy and simplicity it can be easily adapted to practical algorithms based on available data which may contain different types of errors.

The proposed method of application of

FLR model allows us to predict path loss for indoor communication. Average errors in fuzzy regression analysis and standard linear regression are similar. The spread of the fuzzy models depends on max and min value of a given data. It does not depend on sample size. In LSLR model the width of confidence intervals depends on sample size, standard deviation and significance level. However, the use of fuzzy regression is flexible by changing the weights of the objective function (9)-(11), thus allows an analyst to predict in various angles. It is especially effective to deal with data containing outliers which occur from some things such as shadowing, scattering, reflection or diffraction from some objects in the building. These outliers will be correct by the correcting factors in the next step of our research

We have seen usefulness of applying of fuzzy regression method to problems of path loss prediction model in mobile communication.

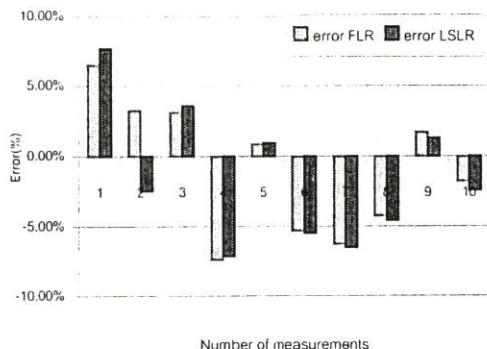


Fig. 5 Comparison of FLR and LSLR errors

References

- [1] M.Hata, "Empirical formula for propagation loss in land radio services" IEEE Trans. Veh.Technol.,Vol.29,pp. 317-325, Aug. 1980
- [2] C. Tornevik, J.E. Berg, F. Lotse and M. Madfors " Propagation Cell Planing and Channel Allocation for Indoor Application of Cellular System", IEEE Veh. Technol. Vol.48, May 1993, pp. 867-870.
- [3] T. S. Rappaport. " Characterization of UHF multipath radio channels in factory buildings "IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 37, pp. 1058-1069, Aug, 1989.
- [4] Scott Y. Seidel and T. S. Rappaport," 914 MHz Path Loss Prediction Models for Indoor Wireless Communications in Multifloored Buildings." IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 40, pp. 207-217, Feb, 1992.
- [5] Kwok-Wai Cheung, Jonathan H.-M. Sau, and R. D. Murch," A New Empirical Model for Indoor Propagation Prediction" IEEE Transaction on vehicular technology, Vol.47, No.3, August 1998
- [6] G. Lombardi, V. Degli-Esposti, C. Passerini, G. Riva, and E. Valentinuzzi, " Measurement and Simulation of the DECT Indoor Propagation Channel" in Proceedings of IEEE VTC'97, Phoenix, AZ, May 5-7, 1997, pp. 426 – 430.
- [7] G. Lombardi, V. Degli-Esposti, C. Passerini, " Wideband Measurement and Simulation of the DECT Indoor Propagation Channel" in Proceedings of IEEE VTC'98, pp. 11-13
- [8] R. A. Valenzuela, O. Landron, and D. L. Jacobs," Estimating Local Mean Signal Strength of Indoor Multipath Propagation" IEEE Transaction on vehicular technology, Vol.46, No.1, February, 1997
- [9] M. M. Peritsky, " Statistical estimation of mean signal in a rayleigh-fading environment",IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-22, pp. 123-129, Nov. 1973
- [10] T. S. Rappaport, S. Y. Seidel, and K. R. Schaubach, " Site-specific propagation prediction for PCS system design," in Virginia Tech's Second Symp Wireless Personal Comm., Blacksburg, VA, June 17 – 19, 1992, pp. 16.1 – 16.27
- [11] S. Y. Seidel, T. S. Rappaport, " Site-specific propagation prediction for wireless in-building communication system design," IEEE Transaction on vehicular technology, Vol.43, Nov. 1994, pp. 879 – 891
- [12] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, " A Statistical model for indoor multipath propagation, " IEEE J. Select. Areas Commun., vol. SAC-5 no. 2, pp. 128 – 137, Feb. 1987
- [13] S.Paiboon, P. Phokharutkul, S.somkurnpanich "Propagation-Path Losses Characterization for 800 MHz Cellular Communication in Bangkok " IEEE Reginal 10 Int. Conf. On Multimedia Technology for Asia – Pacific Information Infrastructure, Cheju, korea, September 15-17, 1999
- [14] S.Paiboon, S.Somkurnpanich " Predicting Path Loss for Cellular Mobile Communication Using Linear Regression and Neural Network " World Multiconference on Systemics , Cybernetics and Informatics conference, Orlando , Florida, USA, July 22-25 2001
- [15] S. Phaiboon, "An empirically based path loss model for indoor wireless channel in laboratory building " Proceeding of IEEE TENCON 2002,Vol II Communication, October 28 – 31, 2002, Beijing, China, pp. 1020-1023.
- [16] S. Phaiboon, P. Phokharatkul, S. Somkurnpanich "Indoor path loss prediction models by linear regression and neural network " Proceeding of ROVISP 2003 , January, 22 – 24, 2003, Penang, Malasia, pp. 612 – 615.
- [17] J. R. Benjamin. C. A. Cornal, "Probability Statistics and Decision for Civil Engineers " McGraw – Hill, Inc., 1970..
- [18] A. Celmins, "Least squares model fitting to fuzzy vector data " Fuzzy Sets and Systems, pp.245 – 269, 1987.
- [19] P. T. Chang, E. S. Lee, "A generalized fuzzy weighted least – squares regression" Fuzzy Sets and Systems, pp.289 – 298, 1996.
- [20] P. Diamond," Fuzzy least squares", Infrom. Sci., pp.141 – 157,1988.
- [21] P. Diamond," Least squares fitting of several fuzzy variables", Preprints of Second IFSA Congress, Tokyo,pp.329 – 331, 1987.
- [22] H. Tanaka, S. Uejima, and K. Asai,"Linear regress analysis with fuzzy model" , IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., vol. SMC-12, pp 903 – 907, June 1982

ICCAS '04

ICCAS 2004

2004 International Conference on Control, Automation and Systems

August 25-27, 2004

The Shangri-La Hotel, Bangkok, Thailand

Welcome Message

Conference Organization

Conference Information

Sponsors

Table of Contents

Author Index

Search This CD-ROM

Exit



<http://www.kmitl.ac.th>

<http://www.iccas.org>



A. Distance Dependence path loss L_D

We define the path loss as the function of the distance between the transmitter and the receiver, d for the dominant path. This propagation loss has two distinct regions [6]. In the first region, within 0-15 m of the transmitter, the propagation loss is similar to that occurring in free space. This is because the obstructions, such as walls and doors, do not interact significantly with propagation waves at proximal ranges. On the other hand for the distal region, the propagation loss increases significantly as the electromagnetic waves become obstructed by the walls and doors of the rooms in the building. The distance at which this transition in propagation occurs is referred to here as the breakpoint. The distance dependence path loss then follows:

$$L_D = 10 \log \left(\frac{d}{d_0} \right)^{n_1} U(d_{bp} - d) + 10 \left[\log \left(\frac{d_s}{d_0} \right)^{n_1} + \log \left(\frac{d}{d_{bp}} \right)^{n_2} \right] U(-d_{bp}) + \sum_{p=1}^P \text{WAF}(p) / \cos \theta_p \quad (2)$$

Where d_0 is the reference distance which is taken here as 1 m from the transmitter, d_{bp} is the distance of the breakpoint from the transmitter, n_1 and n_2 are the path-loss exponents on either side of the breakpoint, and $U(\cdot)$ is the unit step function defined as

$$U(d) = \begin{cases} 0, & d \leq 0 \\ 1, & d \geq 0 \end{cases} \quad (3)$$

WAF(p) is the value of the wall attenuation factor at normal incidence and the θ_p is the angle between the p th wall and straight-line path joining the transmitter to receiver.

The parameters d_{bp} , n_1 and n_2 can be obtained from the used of Fresnel zones. By considering the size of the first Fresnel zone, a distance d from the transmitter and determining at what distance it will become obstructed the breakpoint d_{bp} can be calculated by $d_{bp} = 4(H-h_1)h_2/\lambda$ [9]. Consequently, in a ceiling 2.5 m height and receiving antenna 1.5 m height, the breakpoint d_{bp} is determined at 36 m for frequency 1800 MHz.

The exponent n_1 generally should be about the free-space value of 2.0 once antenna effects are removed. The parameter n_2 we have found value of 1.7 for propagation along the corridor [9].

B. Diffraction path loss L_{DIF}

In general, wave propagation guided by a corridor will sometime provide an indirect path, which may be significantly greater than the propagation loss from the straight-line path between the transmitter and the receiver. Therefore, the indirect paths are needed to be the dominant paths and determined from diffraction from corners (including door and window frames) in the building. The diffraction path loss is given by

$$L_{DIF} = -10 \log \left[\sum_{m=1}^M (\delta_D(d_m) \delta_D(d'_m)) \times \left| D(d_m, \phi_m, d'_m, \phi'_m) \right|^2 \right] \quad (4)$$

Where M is the number of the corners in the building data base, the subscript m refer to m th corner, and $\delta_D(\cdot)$ is the dimensionless quantity $10^{-L_D(\cdot)/10}$

3. PREDICTION OF PROPAGATION PATH LOSS

For computation of path loss with ANFIS, the parameters of the minimum loss dominant path in Section II must be determined. Because the dominant paths represent a group of nearly similar rays between the transmitter and the receiver, all relevant parameters of these rays governing propagation should be considered in the description of the dominant path. The parameters of the dominant path will be grouped into fuzzy sets for the ANFIS inputs.

A. Parameters of the dominant path

The prediction with accuracy results have been obtained with the following parameters

1). Free space attenuation along the path L_{FS}

$$L_{FS} = -27.56 + 20 \log \left(\frac{f}{\text{MHz}} \right) + 20 \log \left(\frac{d}{m} \right) \quad (5)$$

Where d is the distance of the dominant path

2). Wall loss L_w

$$L_w = \sum_{p=1}^P \text{WAF}(p) / \cos \theta_p \quad (6)$$

Where WAF(p) is the value of the wall attenuation factor at normal incidence and the θ_p is the angle between the p th wall and the dominant path.

3). Angle loss at the corner to the transmitter L_T

$$L_T = \frac{1}{A_k} \sum_{m=1}^M \text{AT}(m) \quad (7)$$

Where A_k , $\text{AT}(m)$ is the normalized factor and angle of changing in the direction of the dominant path along the corridor since corner diffraction relative to the transmitter. M is the number of corners in the building database and m refer

Adaptive Neuro-Fuzzy Inference Systems for Indoor Propagation Prediction

S. Phaiboon*, P. Phokharatkul** and S. Somkumpanich***

*Department of Electrical Engineering, Mahidol University

(Tel : +62-2-8892138; Email: egspb@mahidol.ac.th)

**Department of Computer Engineering, Mahidol University

(Tel : +62-2-8892138; Email: egpph@mahidol.ac.th)

***Department of Electronic, Kingmonkul Institute of Technology Ladkrabang

(Tel : +62-2-7373000; Email: kssuripo@kmitl.ac.th)

Abstract: A new model for the propagation prediction for mobile communication network inside building is presented in this paper. The model is based on the determination of the dominant paths between the transmitter and the receiver. The field strength is predicted with adaptive neuro – fuzzy inference systems (ANFIS), trained with measurements. The advantage of the ANFIS with hybrid least squares and gradient descent algorithms is fast convergence compared with original neural network. The K-means algorithm for selection of training patterns is also used. Comparison of our predicted results to measurements indicate that improvements in accuracy over conventional empirical model are achieved.

Keywords: Indoor propagation prediction, Measurement data, ANFIS

1. INTRODUCTION

NOWADAY, there are two different approaches for the prediction of the field strength inside buildings. On the first hand there are empirical models, based on the regression of measurement data [1]-[2]. These models are very fast and easy to apply in computing the prediction model. However, they would rather suffer with poor accuracy. On the other hand, there are deterministic models like ray tracing [3]-[5]. However, these models are sacrificed with excessive computation time and the requirement of detailed databases. Cheung et al [6] have proposed a new empirical model that is based on the uniform theory of diffraction (UTD) shown the superior accuracy of its prediction. However, the model has problem of accuracy for highly reflective environments because it did not take account of waveguiding effect from the reflected rays. G. Wölfle et al. [7] demonstrated that a neural-based propagation loss model for indoor environment train by a back-propagation algorithms showed the superior accuracy of its prediction. However, the MLP has problem of slow convergence and unpredictable solutions during training.

To solve these problems, this paper presents a means to approximate the indoor propagation loss based on adaptive neuro-fuzzy inference systems (ANFIS) [8]. ANFIS consist of fuzzy rules which are local mappings (which are called local experts) instead of global ones. These local mappings facilitate the minimal disturbance principle, which states that the adaptation should not only reduce the output error for the current training pattern but also minimize disturbance to response already learned. This is particularly important in on-line learning. The ANFIS also use the least-squares method to determine the output of each local mapping is of particular importance. As the results, the prediction with high accuracy and fast convergence can be obtained.

One major advantage of the ANFIS is that hybrid learning algorithm, which can be divided into two pass, like radial basis function (RBF) neural network in which the fast convergence has been guaranteed [8]. In the first pass, the consequent parameters are identified by the least square

method under the condition that the premise parameters are fixed. Accordingly, the hybrid approach converges much faster since it reduces the searching space dimensions of the original MLP. In the second pass, the error signals propagate backward and the premise parameters are updated by gradient descent under the condition that the consequent parameters are fixed. As the results, the prediction with high accuracy and fast convergence can be obtained.

In this paper, we propose a new formulation for applying the adaptive network based fuzzy inference system in order to improve convergence performance of this hybrid algorithm.

Section II describes the determination of the dominant path. Section III presents the new procedure for the approximation of propagation loss model in indoor environment using the ANFIS. Section IV describes the measurement procedure in the building used to the training and checking data. Section V presents the prediction results and the effectiveness of the ANFIS model. Finally, the paper is concluded in Section VI.

2. PREDICTION OF PROPAGATION PATH LOSS

The first step of the proposed model is to determine the and/or diffracted ray paths going to the receiver would be combined to a dominant path. This dominant path contains only information about the direction of the path, diffraction at the corner and the passed rooms. The algorithm determining of the dominant paths sometime leads to more than one solution. But in most cases only one solution with the smallest path loss is necessary for an accurate prediction and chosen by the minimum of L_T defined as

$$L_T = \min[L_D, L_{DIF}] \quad (1)$$

Where L_T is the total attenuation along the dominant path. L_D and L_{DIF} are distance dependence path loss and diffraction path loss respectively.

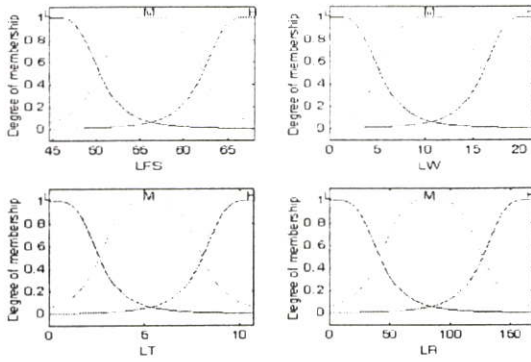


Fig. 1. Fuzzy sets of the input parameters

to the m th corner.

4). Angle loss at the corner to the receiver L_R

$$L_R = \frac{1}{A_k} \sum_{m=1}^M AR(m) \quad (8)$$

Where A_k , $AR(m)$ is the normalized factor and angle of changing in the direction of the dominant path along the corridor since corner diffraction relative to the receiver, M is the number of corners in the building database and m refers to the m th corner.

B. ANFIS architecture for the prediction

The fuzzy inference system under consideration has four inputs and one output. The inputs consist of four parameters as considered in part A, each parameter is fuzzified into three fuzzy sets (for a good model, [8]) namely, L = low, M = medium and H = high, as shown in Fig. 1. We use the generalized bell function for the membership function of the fuzzy sets, which is given by

$$\mu_{A_i}(x) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x - c_i}{a_i} \right|^{2b}} \quad (9)$$

Where $\mu_{A_i}(\cdot)$ is membership function, $\{a_i, b_i, c_i\}$ is the parameter set.

The common rule set for first-order Sugeno fuzzy model with four fuzzy if-then rules is the following

Rule i : If L_{FS} is A_i and L_W is B_i and L_T is C_i and L_R is D_i ,
then $f_i = p_i L_{FS} + q_i L_W + r_i L_T + s_i L_R + t_i$.

Where A_i, B_i, C_i and D_i are fuzzy sets of L_{FS}, L_W, L_T and L_R respectively, subscript $i=1, 2, 3, \dots, n$, n is the number of rules and subscript j represent fuzzy set L, M, and H for $j=1, 2$, and 3 respectively, f_i is the path loss output of the fuzzy rule i .

The corresponding equivalent ANFIS architecture is shown in Fig. 2, where nodes of the same layer have similar functions, as following. (we define the output of the j th node in layer as $O_{j,i}$)

1) layer 1

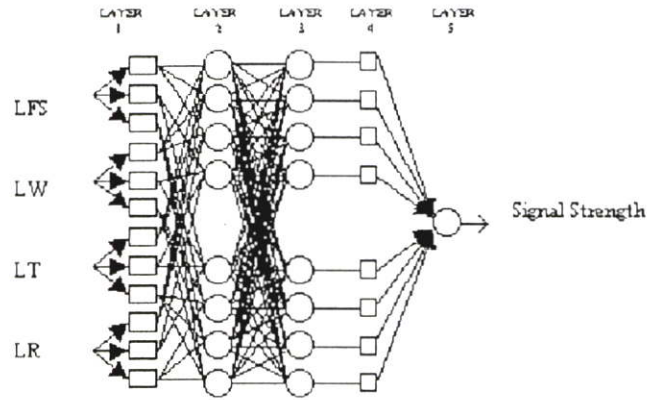


Fig. 2. The equivalent ANFIS architecture

Every node i th this layer is an adaptive node with a node function as follows

$$\begin{aligned} O_{1,j} &= \mu_{A_i}(L_{FS}), & \text{for } i = 1, 2, 3, \text{ or} \\ O_{1,j} &= \mu_{B_i}(L_W), & \text{for } i = 4, 5, 6, \text{ or} \\ O_{1,j} &= \mu_{C_i}(L_T), & \text{for } i = 7, 8, 9, \text{ or} \\ O_{1,j} &= \mu_{D_i}(L_R) & \text{for } i = 10, 11, 12 \end{aligned} \quad (10)$$

The parameters in this layer are called as *premise parameters*.

2) layer 2

Every node in this layer is a fixed node labeled Π , whose output is the product of all the incoming signal as follows

$$O_{2,i} = w_i = \mu_{A_i}(L_{FS})\mu_{B_i}(L_W)\mu_{C_i}(L_T)\mu_{D_i}(L_R), \quad i = 1, 2, 3 \quad (11)$$

Each node output represents the firing strength of the rule.

3) layer 3

Every node in this layer is a fixed node labeled N , The i th node calculates the ratio of the i th rule's firing strength to the sum of all rule's firing strengths as follows

$$O_{3,j} = \bar{w}_j = \frac{w_j}{w_1 + w_2}, \quad j = 1, 2, 3 \quad (12)$$

The output of this layer are called *normalized firing strengths*.

4) layer 4

Every node i in this layer is an adaptive node with a node function

$$O_{4,i} = \bar{w}_i f_i = \bar{w}_i (p_i L_{FS} + q_i L_W + r_i L_T + s_i L_R + t_i) \quad (13)$$

Where \bar{w}_i is a normalized firing strength from layer 3 and $\{p_i, q_i, r_i, s_i\}$ is the parameter set of this node. Parameters in this layer are referred to as *consequent parameters*.

5) layer 5

The single node in this later is a fixed node labeled Σ , which computes the overall output as the summation of all

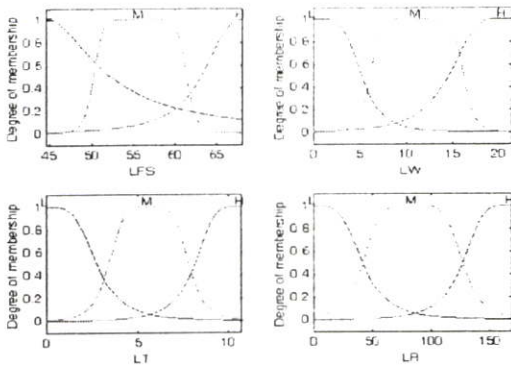


Fig 2. Membership function after learning

incoming signals as follows

$$O_{5,i} = \sum_i \overline{w_i} f_i = \frac{\sum_i \overline{w_i} f_i}{\sum_i \overline{w_i}} \quad (14)$$

C. Hybrid learning algorithm

The ANFIS architecture consists of 5 layers. The parameters in first layer are premise parameters and in layer 4 are consequent parameters [8]. When the values of the premise parameters are fixed, the overall output can be expressed as a linear combination of the consequent parameters, $\pi_i, q_i, r_i, s_i,$ and $t_i, i=1, 2, 3, \dots, n$, n is the number of rules. From this observation, we have three set of parameters, that are 1) Set of the total parameters, 2) Set of premise (nonlinear) parameters, and 3) Set of consequent (linear) parameters. In the forward pass of the hybrid learning algorithm, node output go forward until layer 4 and the consequent parameters are identified by the least squares method. In the backward pass, the error signals propagation backward and the premise parameters are updated by gradient. The consequent parameters which are optimal under the condition that the premise parameters are fixed. At the result, the hybrid approach converges much faster since it reduces the search space dimensions of the original pure back propagation method.

4. TRAINING PATTERNS

A. Measurement procedure and locations

The equipment for propagation measurement consisted of a fixed transmitter and a narrow-band (20KHz) portable receiver with a notebook computer. The fixed transmitter consisted of a network analyzer (with 20 dBm power output) and $\lambda/4$ omnidirectional (2.2 dBi gain) at a height 1.5 m. We used a spectrum analyzer and $\lambda/4$ omnidirectional (2.2 dBi gain) at a height 1.5 m for signal strength measurement.

To receive propagation data for training and prediction, about 431 samples of the actual field at frequency 1800 MHz were acquired on uniform grid (with a grid size of 1 m^2) in a laboratory building area for the training data the checking data. We removed the effects of fast fading at each sample point by the mean value of at least 25 measurement in a 400 m^2 area centered around the sample point.

The laboratory building of Mahidol University was

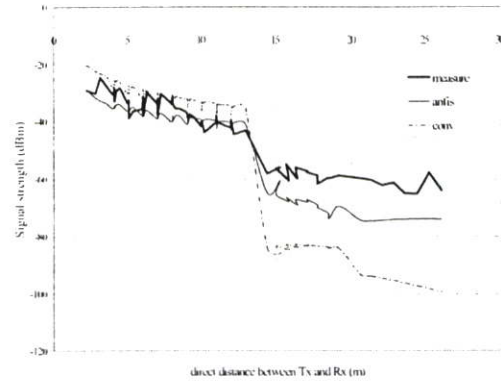


Fig 3. Curve plots of prediction versus measured signal strength

completed in 1993 and consists of five floors and a dimension of $50 \times 50 \text{ m}^2$. The construction of the building is of concrete block, plaster board, and mirror walls, the floor to floor height is 4 m a suspended ceiling containing air conditioning and service ducts 2.5 m above the floor. The general environment has furniture primarily constructed from wood or metal in office and laboratory spaces.

B. Selection of training patterns

Since the statistical distribution of each input parameter of the ANFIS combination of the different input parameters is distributed in a homogeneous way. So the training sometime can not convergence. To avoid this event, an algorithm for the selection of representative training patterns has been used. The method for classification is developed from K-means algorithm.[10] in appendix.

5. PREDICTION RESULTS

In order to compare our method with the conventional empirical model in (2), a set of 431 measurement points taken in the laboratory building was divided into 101 training patterns and 59 checking patterns. By inputting 101 training patterns into the ANFIS network, the training mean-squared error can be found as 0.008 after 5,000 epochs of training while the original MLP training was not converged by the same training patterns. Fig. 2 illustrates the membership functions after training. It is interesting to observe that the curve of the membership functions of L_{FS} are significantly changed since the effect of the free space loss along the corridor. It is fact that if the free space loss is low, the received signal strength is high. But in case of diffraction at the corner along the corridor, the received signal strength has been still high although the free space loss is increased. Accordingly, the membership after training was adjusted in order that the free space loss fall in fuzzy set L.

Next, we would like to verify the approximation capability of the ANFIS-based propagation prediction model by a set of 59 checking patterns. A comparison of curves shown in Fig. 3. The standard deviation in error for the ANFIS model (14) is 6.6 dB while that for the conventional model (2) is 12.1 dB.

It can be observed that the convention model (2) predictions overestimate the actual signal strength by up to 40 dB as shown in Fig. 3. The reason the conventional model performs poorly in this region is because the direct path

becomes blocked by the large attenuation of walls between the transmitter and the receiver making the conventional model prediction a small signal strength. The ANFIS model, however, finds that the actual signal strength is high because there is a diffracted path from the corners along the corridors

6. CONCLUSION

In this paper, we have provide a new model for propagation prediction inside the building. It is based on the determination of the defined dominant path between the transmitter and the receiver. The parameters of these paths are then used as input values for ANFIS ,which is trained with measured data. We have also demonstrated that the model has improved accuracy compare to the conventional model in a laboratory building. This is achieved by a proper selection of the training patterns of the ANFIS and a validation of the training progress.

Because of the very small computation time of this approach nearly similar to the empirical models, it is suggests that it is would be really suited for planning the base station position within buildings [11]-[12].

REFERENCES

- [1] J. M. Keenan and A. J. Motley, " Radio coverage in buildings," *Br.Telecom J.*, vol. 8.no.1 , pp. 19-24, Jan. 1990.
- [2] H. Hashemi, "The indoor radio propagation channel," *Proc.IEEE.*, vol. 81.no.7 , pp. 943-968, 1993.
- [3] J. W. McKown and R. L. Hamilton,"Ray tracing as a design tool for radio networks," *IEEE Network Mag.*, vol. 5., pp. 27-31, Nov. 1991.
- [4] W. Honcharenko, H. L. Bertoni, J. L. Dailing,"Mechanisms governing propagation between floors in the building," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 41.no.6 , pp. 787-790, 1993.
- [5] W. Honcharenko, H. L. Bertoni, J. L. Dailing, J. Qian, and H. D. Yee,"Mechanisms governing UHF propagation on single floors in modern office building," *IEEE Trans. Vech.Technol.*, vol. 41.,no.4 , pp. 496-504, 1992.
- [6] K. W. Cheung, J. H.-M Sau, R. D. Murch," A New Empirical Model for Indoor Propagation Prediction" *IEEE Trans. Vech.Technol.*, vol. 47.,no.3 , pp. 996-1001, Aug. 1998.
- [7] G. Wölfle, F. M. Landstorfer," Field strength prediction in indoor environments using neural network", in *1996 Proc. PIERS Conf.*, pp. 517-601, 1996.
- [8] J. -S. Roger Jang., " ANFIS : Adaptive-network based fuzzy inference systems," *IEEE Trans. Systems, Man, and Cybernetics.*, vol. 23..no.3 , pp. 665-685, May. 1993.
- [9] F. Saleh," Cellular Mobile Systems Engineering," *Artech House Publishers*, Boston•London,1996.
- [10] Yuan Y. Tang, Lo-Ting Tu, Jiming Liu, Seong-WhanLee, Win-Win Lin. Ing-Shyh Shyu., "Offline Recognition of Chinese Handwriting by Multifeature and Multilevel Classification", *IEEE Trans on Pattern Analysis and Machine Intelligence.* vol. 20, no. 5, pp.556-561 May, 1998.
- [11] R. D. Murch and K. W. Cheung," Optimizing indoor basestation locations," in Abstracts of the XXV th General Assembly of the International Union of Radio Science. Lille, France : URSI, 1997, P.322
- [12] H. D. Sherali, C. M. Pendyala, and T. S. Rappaport," Optimal location of transmitters for micro-cellular radio communication system design," *IEEE J. Select.Areas. Commun.*, vol. 14, .no.4 , pp. 662-673, 1996

Appendix

Algorithms of group classification

- 1) Select m patterns from training set, use as the initial centers for each group.
- 2) Distribute the sample x among the m groups.
- 3) Find distance between pattern and mean of each group.

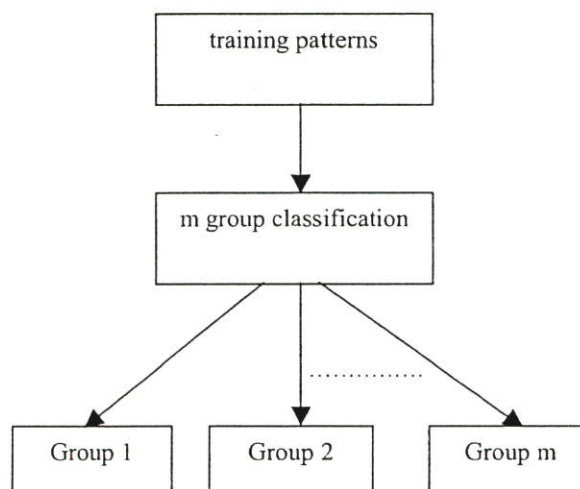
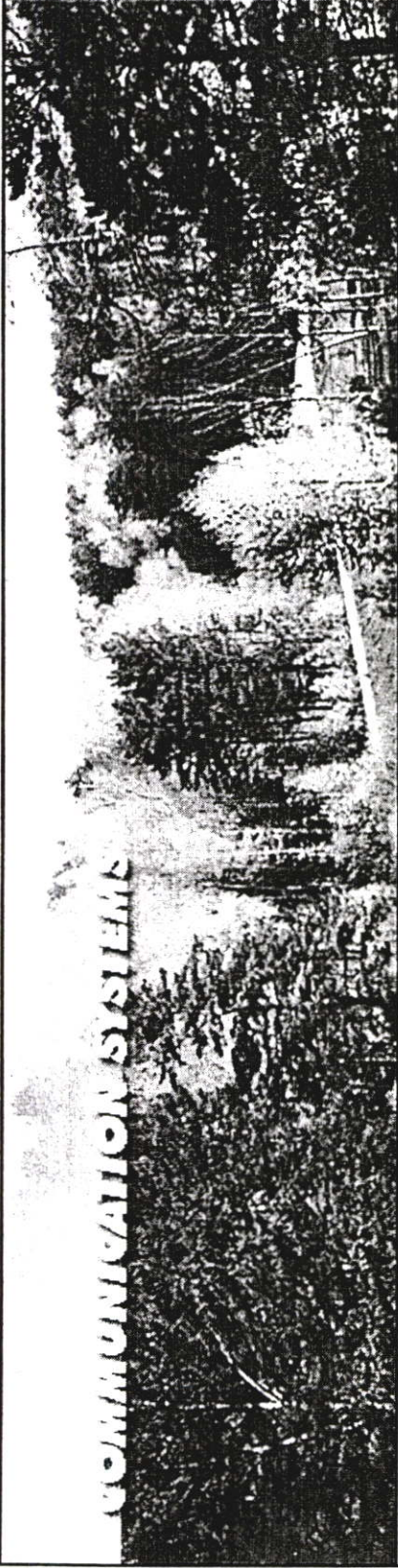



Figure A1. Diagram of the group classification

$$dis\ tan\ ce(x, g_m) = \sqrt{\sum_{i=1}^n (x(i) - M(i))^2}$$

Where $x(\cdot)$, $M(\cdot)$ and n are the value of pattern, the mean value of the pattern in group, and the number of pattern in group respectively

- 4) If $\min(dis\ tan\ ce(x, g_m))$ larger than threshold value (here we used 0.06) then we created new group.
- 5) Therefore, the new cluster center are computed.



<p>International Program Committee</p> <p>Additional Reviewers</p> <p>Information on Publication</p> <p>Table of Contents</p> <p>Author Index</p>	<p>Proceedings of the Second IASTED International Multi-Conference on</p>
	<p>AUTOMATION, CONTROL, AND INFORMATION TECHNOLOGY</p> <p><i>Editors: Yu.I. Shokin, O.I. Potaturkin</i></p>
<p>ACTA Press</p>	<p>Anaheim Calgary Zurich</p>
<p>June 20 - 24, 2005 Novosibirsk, Russia</p>	

BREAKPOINT DISTANCE LOS PATH LOSS MODEL FOR INDOOR COMMUNICATION USING ANFIS

Supachai Phaiboon
 Faculty of Engineering,
 Mahidol University, Salaya,
 Nakornprathom, 73170, Thailand
 Email: egspb@mahidol.ac.th

Pisit Phokharatkul
 Faculty of Engineering,
 Mahidol University, Salaya,
 Nakornprathom, 73170, Thailand
 Email: egspb@mahidol.ac.th

Suripon Somkurnpanich
 Faculty of Engineering, ,King
 Monkut's Institute of Technology
 Ladkrabang, Chalongkrung
 Rd.,Ladkrabang, Bangkok 10520,
 Thailand Email: kssuripo@kmitl.ac.th

ABSTRACT

Breakpoint distance LOS model for indoor wireless communication is presented in this paper. The model is based on the determination of the breakpoint distance and % of wall area between the transmitter and the receiver. The propagation path losses are predicted with adaptive neuro – fuzzy inference systems (ANFIS), trained with measurements at the frequency of 1.8 GHz. The advantage of the ANFIS with hybrid least squares and gradient descent algorithms is fast convergence compared with original neural network. Comparison of our predicted results to measurements indicate that improvements in accuracy over conventional empirical models are achieved.

KEYWORDS

Indoor wireless communication, breakpoint distance, wall area, ANFIS.

1. INTRODUCTION

There are three different approaches for the prediction of the field strength inside buildings. On the one hand there are empirical models, based on the regression of measurement data [1]-[2]. These models are very fast and easy to apply in computing the propagation prediction. However, they suffer from poor accuracy. On the other hand, there are deterministic models like ray tracing [3]-[4]. These models are sacrificed with excessive computation time and the requirement of detailed databases. However, sometimes it is not convenient to provide complete 2.5D or 3D detailed databases for modeling. Therefore semi-deterministic models that use some part of the detailed databases for computation are selected. Because the models provide higher accuracy than the empirical models, as they are fast in computing the propagation prediction. Thus they are suitable for practical wireless network planning. Many researchers have tried to develop semi-deterministic models such as

G. Wölfle et al., [5] who demonstrated that a neural-based propagation loss model for indoor environment trained by a back-propagation algorithms showed the superior accuracy of its prediction. However, the MLP has a problem of slow convergence. Cheung et al [7] have proposed a new empirical model that is based on the uniform theory of diffraction (UTD) shown the superior accuracy of its prediction. However, the model has a problem of accuracy for some building environments because it does not take account of wave-guiding effects from the reflected rays from walls in corridors.

To solve these problems, this paper presents a means to approximate the indoor LOS propagation loss based on adaptive neuro-fuzzy inference systems (ANFIS) [9]. ANFIS consist of fuzzy rules which are local mappings (which are called local experts) instead of global ones. These local mappings facilitate the minimal disturbance principle, which states that the adaptation should not only reduce the output error for the current training pattern but also minimize disturbance to response already learned. This is particularly important in on-line learning. The ANFIS also use the least-squares method to determine the output of each local mapping is of particular importance. As the results, the prediction with high accuracy and fast convergence can be obtained.

One major advantage of the ANFIS is that hybrid learning algorithm, which can be divided into two pass, like radial basis function (RBF) neural network in which the fast convergence has been guaranteed [9]. In the first pass, the consequent parameters are identified by the least square method under the condition that the premise parameters are fixed. Accordingly, the hybrid approach converges much faster since it reduces the searching space dimensions of the original MLP. In the second pass, the error signals propagate backward and the premise parameters are updated by gradient descent under the condition that the consequent parameters are fixed. As the results, the prediction with high accuracy and fast

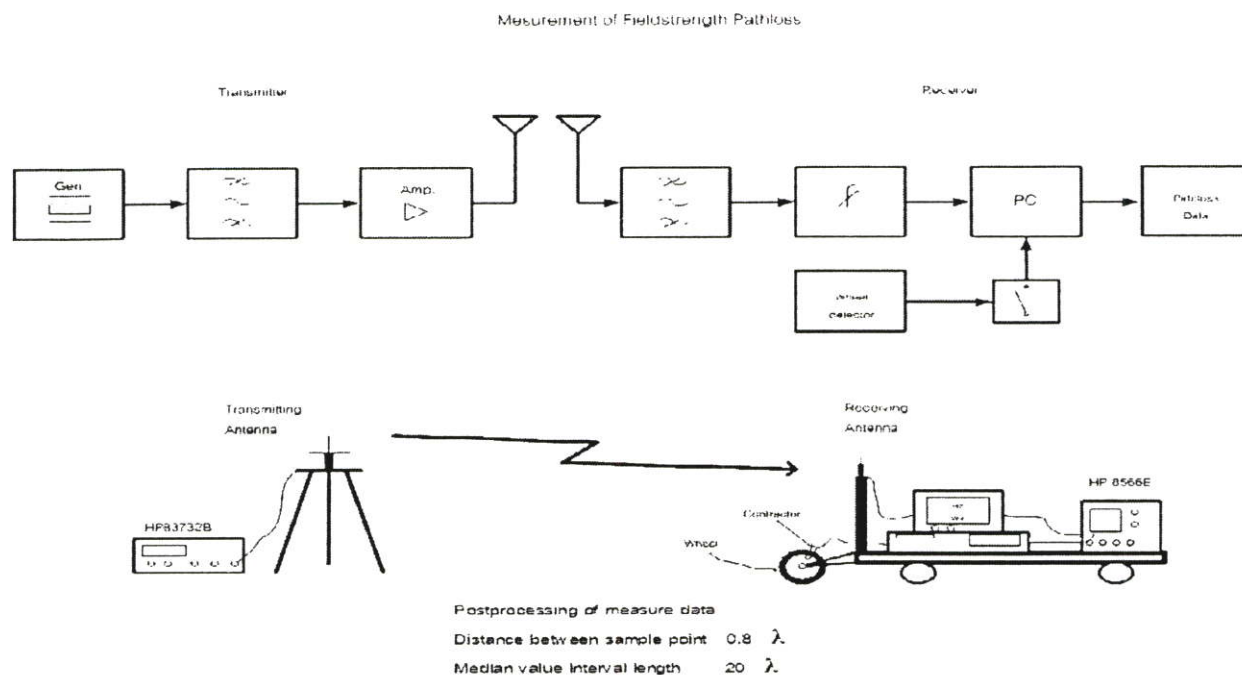


Fig.1 Measurement system

convergence can be obtained.

In this paper, we propose a new formulation for applying the adaptive network based fuzzy inference system in order to improve convergence performance of this hybrid algorithm and model LOS path losses in the building environments.

Section II describes the measurement procedure and the measured building used to produce the models in this paper. Section III presents the measured data and shows the best fit for log-distance path loss models. Section IV presents the comparison between measured and predicted path loss and finally, Section V and VI conclude with a summary of results.

2. MEASUREMENT PROCEDURE AND LOCATIONS

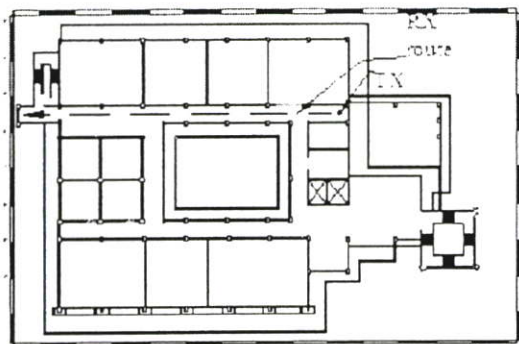
2.1 Measurement Procedure

The equipment for propagation measurement consisted of a fixed transmitter and a narrow-band (20KHz) portable receiver with a notebook computer. The fixed transmitter consisted of a network analyzer (with 18 dBm power output) and $\lambda/4$ omni-directional (2.2 dBi gain) at a height 1.5 m. We used a spectrum analyzer and $\lambda/4$ omni-directional (2.2 dBi gain) at a height 1.5 m for signal strength measurement as shown in Fig. 1

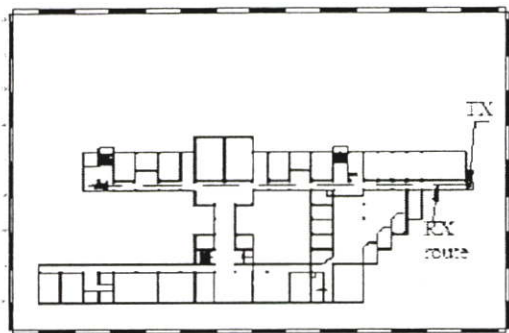
To receive propagation data for modeling and validation, about 2500 samples of the actual field at frequency 1800 MHz in each building were acquired on the corridors in the building areas. We removed the effects of fast fading at each sample point by the mean value of 0.8λ sample point measurement in a interval of 20λ .

2.2 Measurement Locations

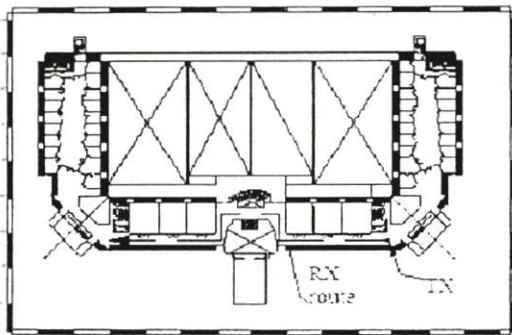
The stationary transmitter was placed at the end of a corridor on the fifth floor of three buildings to determine the effects of wave-guiding effect and the floor attenuation factor between the transmitter and receiver. For measurement locations, the mobile receiver thoroughly canvassed the building at transmitter-receiver (T-R) separations that ranged between 1 and 90-120 m. The first laboratory building of the Faculty of Engineering, Mahidol University was completed in 1993 and consists of five floors with dimension of $80 \times 120 \text{ m}^2$ as shown in Fig 2 a). The construction of the building is of concrete block, plaster board, and mirror walls, the floor to floor height is 3 m with suspended ceiling containing air conditioning and service ducts 2.5 m above the floor. The general environment has furniture primarily constructed from wood or metal in office and laboratory spaces. The material of walls in corridor are 60% of



a:



b:



c:

Fig. 2 Three buildings a) first laboratory b) office and c) second laboratory.

mirror and 40% of concrete block.

The office building of the Faculty of Engineering Mahidol University was also completed in 1993 and consists of five floors with dimension of 50 x 120 m² as

shown in Fig 2 b). The construction of the building is the same as the first laboratory building.

For the last building, the second laboratory building of the Faculty of Engineering Mahidol University was completed in 1999 and consists of five floors with dimension of 60 x 120 m² as shown in Fig 2 c). The construction of the building is of metal material and concrete block, the floor to floor height is 3 m with suspended ceiling containing air conditioning and service ducts 2.5 m above the floor. The general environment has furniture primarily constructed from wood or metal in office and laboratory spaces. The material of walls in corridor are 60% of metal and 40% of concrete block. The ceiling are mostly metal grid.

3. EMPIRICAL PATH LOSS MODELS

The path loss characteristic as a function of distance can be written in (1)

$$PL(d)[dB]=10\log Pr(d_0)-10\log Pr(d) \quad (1)$$

where $Pr(d)$ is the received power at distance d from the transmitter. The reference distance d_0 at 1 m from the transmitter. Empirical model then take the form.

$$PL(d) [dB] = 10 \log \left(\frac{d}{d_0} \right)^n + \sum_{p=1}^P WAF(p) \cdot \cos(\theta_p) + FAF(dB)$$

where P is the number of walls between the transmitter and the receiver respectively [3]. The parameters n , $WAF(p)$, θ_p and $FAF(dB)$ are path loss exponent, wall attenuation factor, the angle between the p th wall and straight-line path joining the transmitter to receiver and floor attenuation factor, respectively.

It is observed that propagation loss as a function of distance has two distinct regions [6],[7],[8]. In the first region, the propagation loss is similar to that occurring in the free space. At distances further away in the next region, however, the propagation loss increases by the ceilings and floors in the building. The distance at which this transition in propagation loss occurs is referred to here as the breakpoint. Therefore, this phenomena is

$$PL_b = 10\log\left(\frac{d}{d_0}\right)^n U(d_{bp} - d) + 10\left[\log\left(\frac{d_b}{d_0}\right)^n + \log\left(\frac{d}{d_{bp}}\right)^m\right] U(d - d_{bp}) + \sum_{p=1}^P WAF(p) / \cos \theta_p + FAF(dB) \quad (3)$$

incorporated into (2) by modifying the equation to

Where d_{hp} is the distance of the breakpoint from the

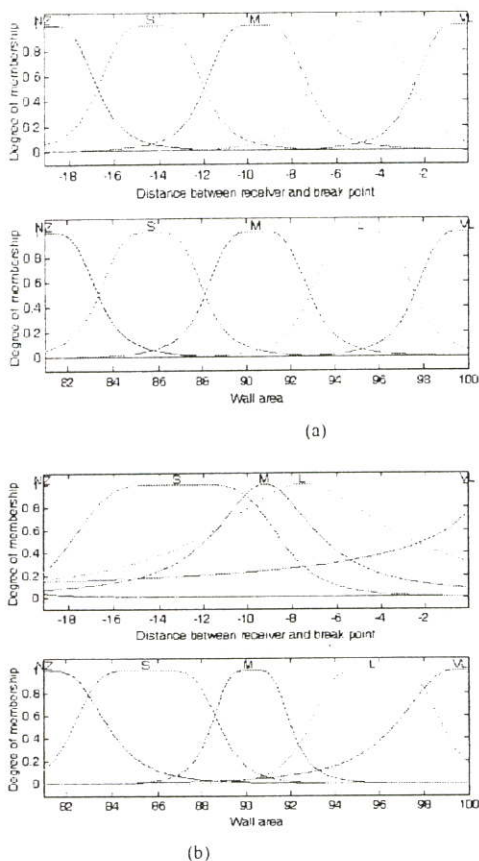


Fig. 3. The membership function of input parameters before breakpoint a) before training and b) after training.

transmitter, n_1 and n_2 are the path-loss exponents on either side of the breakpoint, and $U(\cdot)$ is the unit step the used of Fresnel zones. By considering the size of the first Fresnel zone, a distance d from the transmitter, and determining at what distance it will become obstructed the breakpoint d_{hp} , can be calculated [7]. The diameter of the first Fresnel zone, a distance d from the transmitter in a corridor, is approximately given by $Z_1 \approx \sqrt{\lambda d}$ [6]. However, for the large corridor, which has a width much more than ceiling height, the first Fresnel zone effect from the ceiling can be calculated from [8]

$$d_{hp} = 4(H-h_2)h_2/\lambda \tag{4}$$

Where H and h_2 are the ceiling height and receiving antenna height respectively. For this study, we used the

corridor width of 1.8 m and ceiling height of 2.5 m.

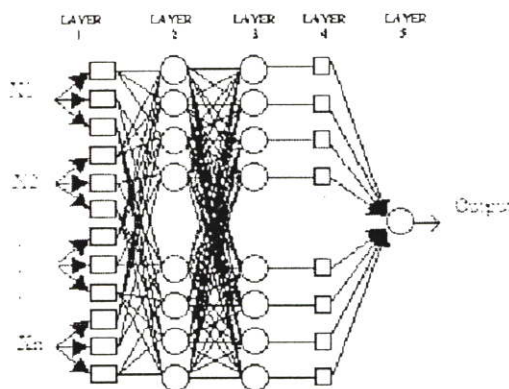


Fig.4. The equivalent ANFIS architecture

4. ANFIS-BASED PREDICTION

4.1 ANFIS architecture for the prediction

The fuzzy inference system under consideration has two inputs and one output. The inputs consist of

x_1 is Distance between receiver and break point and x_2 is % of wall area between transmitter and receiver. The input parameters are then fuzzified in to five fuzzy sets (for a good model,[8]) namely, NZ: Nearly zero, S: Small, M: Medium, L: Large and VL: Very large, as shown in Fig. 3 We use the generalized bell function f (5) membership function of the fuzzy sets, which is given by

$$\mu_{a_i}(x) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x - c_i}{a_i} \right|^{2b}}$$

Where $\mu_{a_i}(\cdot)$ is membership function, $\{a_i, b_i, c_i\}$ are the parameter sets.

The common rule set for first-order Sugeno fuzzy model with four fuzzy if-then rules is the following,

Rule i : if x_1 is A_i and x_2 is B_j , then $f_i = p_i x_1 + q_i x_2 + t_i$ (6)

Where A_i and B_j are fuzzy sets of x_1 and x_2 respectively, subscript $i=1, 2, 3, \dots, n$ is the number of rules and subscript j represent fuzzy set NZ, S, M, V, and VL for $j=1, 2, 3, 4$ and 5 respectively, f_i is the path loss

output of the fuzzy rule i ,

The corresponding equivalent ANFIS architecture is shown in Fig. 4, where nodes of the same layer have similar functions, as following. (we define the output of the j th node in layer as $O_{i,j}$)

1) layer 1

Every node i th this layer is an adaptive node with a node function as follows

$$\begin{aligned} O_{1,i} &= \mu_{A_i}(x_1), \text{ for } i = 1, 2, 3, 4, 5 \text{ or} \\ O_{1,i} &= \mu_{B_{i-4}}(x_2), \text{ for } i = 6, 7, 8, 9, 10 \end{aligned} \quad (7)$$

The parameters in this layer are called as *premise parameters*.

2) layer 2

Every node in this layer is a fixed node labeled Π , whose output is the product of all the incoming signal as follows

$$O_{2,i} = w_i = \mu_{A_i}(x_1) \mu_{B_i}(x_2), i = 1, 2, 3, 4, 5 \quad (8)$$

Each node output represents the firing strength of the rule.

3) layer 3

Every node in this layer is a fixed node labeled N , The i th node calculates the ratio of the i th rule's firing strength to the sum of all rule's firing strengths as follows

$$O_{3,i} = \bar{w}_i = \frac{w_i}{w_1 + w_2}, i = 1, 2, 3, 4, 5 \quad (9)$$

The output of this layer are called *normalized firing strengths*.

4) layer 4

Every node i in this layer is an adaptive node with a node function

$$O_{4,i} = \bar{w}_i f_i = \bar{w}_i (p_i x_1 + q_i x_2 + t_i) \quad (10)$$

Where \bar{w}_i is a normalized firing strength from layer 3 and $\{p_i, q_i\}$ is the parameter set of this node. Parameters in this layer are referred to as *consequent parameters*.

5) layer 5

The single node in this later is a fixed node labeled Σ , which computes the overall output as the summation of all incoming signals as follows

$$O_{5,i} = \sum_i \bar{w}_i f_i = \frac{\sum_i \bar{w}_i f_i}{\sum_i \bar{w}_i} \quad (11)$$

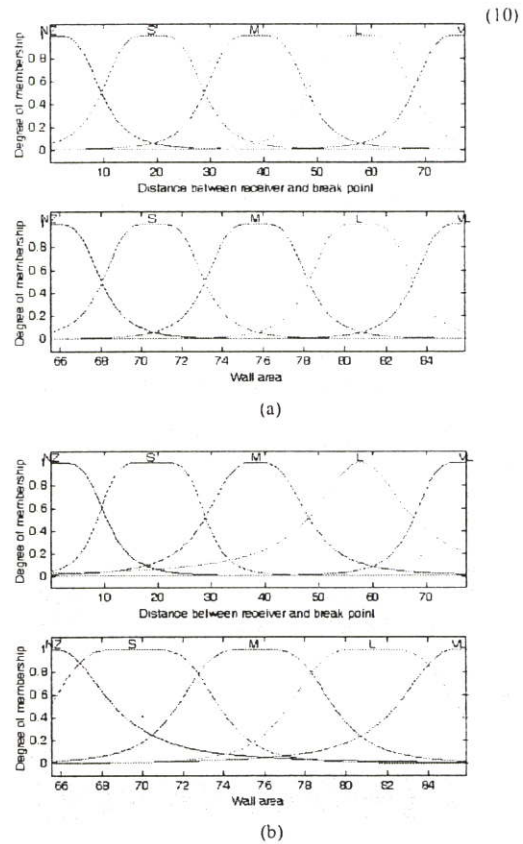


Fig. 5. The membership function of input parameters after breakpoint a) before training and b) after training.

4.2 Hybrid Learning Algorithm

The ANFIS architecture consists of 5 layers. The parameters in first layer are premise parameters and in layer 4 are consequent parameters [8]. When the values of the premise parameters are fixed, The overall output can be expressed as a linear combination of the consequent parameters, p_i , q_i , and t_i , $i=1, 2, 3, \dots, n$, where n is the number of rules. From this observation, we have three set of parameters, that are 1) Set of the total parameters, 2) Set of premise (nonlinear) parameters, and 3) Set of consequent (linear) parameters. In the forward pass of the hybrid learning algorithm, node output go forward until layer 4 and the consequent parameters are identified by the least squares method. In the backward pass, the error signals propagation backward and the premise parameters are updated by gradient. The consequent parameters which are optimal under the condition that the premise parameters are fixed. At the result, the hybrid

approach converges much faster since it reduces the search space dimensions of the original pure back propagation method.

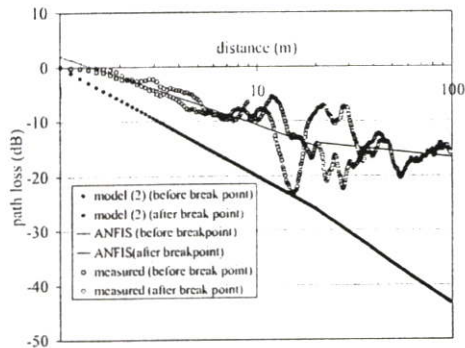


Fig. 6. Comparison of path losses

5. PREDICTION RESULTS

The membership for the inputs after training are shown in Fig.3 b) and Fig. 5 b). To compare our predictions to measurements, about 1,100 samples of the actual fields were acquired in the first laboratory. The comparison with the predictions are presented in Fig. 6 shows that the ANFIS-based path loss prediction curve along the path profile ($1 < d < 100$ m) is much closer to the measurement curve achieved by 1, 100 checking pattern than the breakpoint model (3). The deviations between the breakpoint model (3) approach and the measurement curve, in particular, become extremely large when $d \geq$ breakpoint distance. However, the ANFIS approach provides a uniform approximation to path loss over a wider range of path profile. The mean-squared error achieved by the ANFIS-based prediction model over the checking patterns is 3.1 dB. For the same checking patterns, the mean-squared error for breakpoint model (3) is 18.3 dB.

6. CONCLUSION

In this paper, we have presented a new path loss prediction model based on ANFIS that is capable of predicting the field strength for indoor environment. In particular, the advance of this approach is that a particular propagation prediction model can be constructed to take account of various type of building environments based on measurement data taken in the desired environment. This approach enhances the flexibility of the ANFIS-based prediction model to adapt to database of building environment. Comparison results have shown that the ANFIS approach provides more accurate predictions of

field strength loss than that of breakpoint model (3). This verifies the effectiveness of the ANFIS-based propagation path loss model.

References

- [1] M.Hata, "Empirical formula for propagation loss in land radio services" IEEE Trans. Veh. Technol., Vol.29,pp.317-325, Aug. 1980
- [2] C. Tornevik, J.E. Berg, F. Lotse and M. Madfors "Propagation Cell Planning and Channel Allocation for Indoor Application of Cellular System", IEEE Veh. Technol. Vol.48, May 1993, pp.867-870.
- [3] K. A. Remley, H. R. Anderson and A. Weissar "Improving the accuracy of Ray - Tracing Techniques for Indoor Propagation Modeline" IEEE Transection on Vehicular Tech., Vol. 49, No. 6, November 2000.
- [4] R. P. Torres, S. Loreda, L. Valle and M. Domingo, "An Accurate and Efficient Method Based on Ray - Tracing for the Prediction of Local Flat - Fading Statistics in Pico Cell Radio Channels" IEEE j. on Selected area in communication, Vol. 19, No. 2 February 2001.
- [5]G. Wölfle, F. M. Landstorfer, "Field strength prediction in indoor environments using neural network", in 1996 Proc. PIERS Conf., pp. 517-601, 1996.
- [6]W. Honcharenko, H. L. Bertoni, J. L. Dailing, J. Qian, and H. D. Yee, "Mechanisms governing UHF propagation on single floors in modern office building," IEEE Trans. Vech.Technol., vol. 41,.no.4 , pp. 496-504, 1992.
- [7] K. W. Cheung, J. H.-M Sau, R. D. Murch, "A New Empirical Model for Indoor Propagation Prediction" IEEE Trans. Vech.Technol., vol. 47,.no.3 , pp. 996-1001, Aug. 1998.
- [8]F. Saleh, " Cellular Mobile Systems Engineering," Artech House Publishers, Boston•London, 1996.
- [9]J. -S. Roger Jang., " ANFIS : Adaptive-network based fuzzy inference systems," IEEE Trans. Systems, Man, and Cybernetics., vol. 23,.no.3 , pp. 665-685, May. 1993.

ICCAS '04

ICCAS 2004

2004 International Conference on Control, Automation and Systems

August 25-27, 2004

The Shangri-La Hotel, Bangkok, Thailand

Welcome Message

Conference Organization

Conference Information

Sponsors

Table of Contents

Author Index

Search This CD-ROM

Exit



<http://www.kmitl.ac.th>

<http://www.iccas.org>



A. Distance Dependence path loss L_D

We define the path loss as the function of the distance between the transmitter and the receiver, d for the dominant path. This propagation loss has two distinct regions [6]. In the first region, within 0-15 m of the transmitter, the propagation loss is similar to that occurring in free space. This is because the obstructions, such as walls and doors, do not interact significantly with propagation waves at proximal ranges. On the other hand for the distal region, the propagation loss increases significantly as the electromagnetic waves become obstructed by the walls and doors of the rooms in the building. The distance at which this transition in propagation occurs is referred to here as the breakpoint. The distance dependence path loss then follows:

$$L_D = 10 \log \left(\frac{d}{d_0} \right)^{n_1} U(d_w - d) + 10 \left[\log \left(\frac{d_0}{d_w} \right)^{n_1} + \log \left(\frac{d}{d_w} \right)^{n_2} \right] U(-d_w) + \sum_{p=1}^P \text{WAF}(p) / \cos \theta_p \quad (2)$$

Where d_0 is the reference distance which is taken here as 1 m from the transmitter, d_{bp} is the distance of the breakpoint from the transmitter, n_1 and n_2 are the path-loss exponents on either side of the breakpoint, and $U(\cdot)$ is the unit step function defined as

$$U(d) = \begin{cases} 0, & d \leq 0 \\ 1, & d \geq 0 \end{cases} \quad (3)$$

WAF(p) is the value of the wall attenuation factor at normal incidence and the θ_p is the angle between the p th wall and straight-line path joining the transmitter to receiver.

The parameters d_{bp} , n_1 and n_2 can be obtained from the used of Fresnel zones. By considering the size of the first Fresnel zone, a distance d from the transmitter and determining at what distance it will become obstructed the breakpoint d_{bp} , can be calculated by $d_{bp} = 4(H-h_2)h_2/\lambda$ [9]. Consequently, in a ceiling 2.5 m height and receiving antenna 1.5 m height, the breakpoint d_{bp} is determined at 36 m for frequency 1800 MHz.

The exponent n_1 generally should be about the free-space value of 2.0 once antenna effects are removed. The parameter n_2 we have found value of 1.7 for propagation along the corridor [9].

B. Diffraction path loss L_{DIF}

In general, wave propagation guided by a corridor will sometime provide an indirect path, which may be significantly greater than the propagation loss from the straight-line path between the transmitter and the receiver. Therefore, the indirect paths are needed to be the dominant paths and determined from diffraction from corners (including door and window frames) in the building. The diffraction path loss is given by

$$L_{DIF} = -10 \log \left[\sum_{m=1}^M (\delta_{\theta}(d_m) \delta_{\theta}(d'_m)) \times \left| D(d_m, \phi_m, d'_m, \phi'_m) \right|^2 \right] \quad (4)$$

Where M is the number of the corners in the building data base, the subscript m refer to m th corner, and $\delta_{\theta}(\cdot)$ is the dimensionless quantity $10^{-L_D(\cdot)/10}$

3. PREDICTION OF PROPAGATION PATH LOSS

For computation of path loss with ANFIS, the parameters of the minimum loss dominant path in Section II must be determined. Because the dominant paths represent a group of nearly similar rays between the transmitter and the receiver, all relevant parameters of these rays governing propagation should be considered in the description of the dominant path. The parameters of the dominant path will be grouped into fuzzy sets for the ANFIS inputs.

A. Parameters of the dominant path

The prediction with accuracy results have been obtained with the following parameters

1). Free space attenuation along the path L_{FS}

$$L_{FS} = -27.56 + 20 \log \left(\frac{f}{\text{MHz}} \right) + 20 \log \left(\frac{d}{m} \right) \quad (5)$$

Where d is the distance of the dominant path

2). Wall loss L_W

$$L_W = \sum_{p=1}^P \text{WAF}(p) / \cos \theta_p \quad (6)$$

Where WAF(p) is the value of the wall attenuation factor at normal incidence and the θ_p is the angle between the p th wall and the dominant path.

3). Angle loss at the corner to the transmitter L_T

$$L_T = \frac{1}{A_k} \sum_{m=1}^M \text{AT}(m) \quad (7)$$

Where A_k , $\text{AT}(m)$ is the normalized factor and angle of changing in the direction of the dominant path along the corridor since corner diffraction relative to the transmitter, M is the number of corners in the building database and m refer

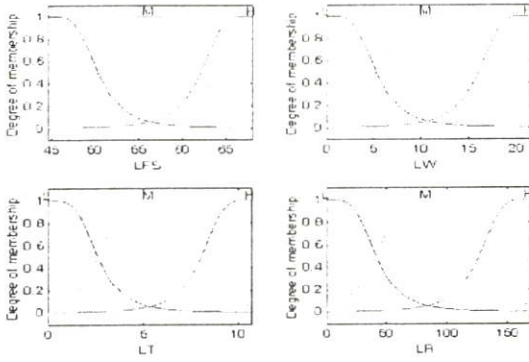


Fig. 1. Fuzzy sets of the input parameters

to the m th corner.

4). Angle loss at the corner to the receiver L_R

$$L_R = \frac{1}{A_k} \sum_{m=1}^M AR(m) \quad (8)$$

Where A_k , $AR(m)$ is the normalized factor and angle of changing in the direction of the dominant path along the corridor since corner diffraction relative to the receiver. M is the number of corners in the building database and m refers to the m th corner.

B. ANFIS architecture for the prediction

The fuzzy inference system under consideration has four inputs and one output. The inputs consist of four parameters as considered in part A, each parameter is fuzzified into three fuzzy sets (for a good model, [8]) namely, L = low, M = medium and H = high, as shown in Fig. 1. We use the generalized bell function for the membership function of the fuzzy sets, which is given by

$$\mu_A(x) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x - c_j}{a_j} \right|^{2b_j}} \quad (9)$$

Where $\mu_A(x)$ is membership function, $\{a_j, b_j, c_j\}$ is the parameter set.

The common rule set for first-order Sugeno fuzzy model with four fuzzy if-then rules is the following

Rule i : If L_{FS} is A_i and L_W is B_j and L_T is C_i and L_R is D_i ,
then $f_i = p_i L_{FS} + q_i L_W + r_i L_T + s_i L_R + t_i$.

Where A_i, B_j, C_i and D_i are fuzzy sets of L_{FS}, L_W, L_T and L_R respectively. subscript $i=1, 2, 3, \dots, n$, n is the number of rules and subscript j represent fuzzy set L, M, and H for $j=1, 2$, and 3 respectively. f_i is the path loss output of the fuzzy rule i .

The corresponding equivalent ANFIS architecture is shown in Fig. 2, where nodes of the same layer have similar functions, as following. (we define the output of the j th node in layer as $O_{i,j}$)

1) layer 1

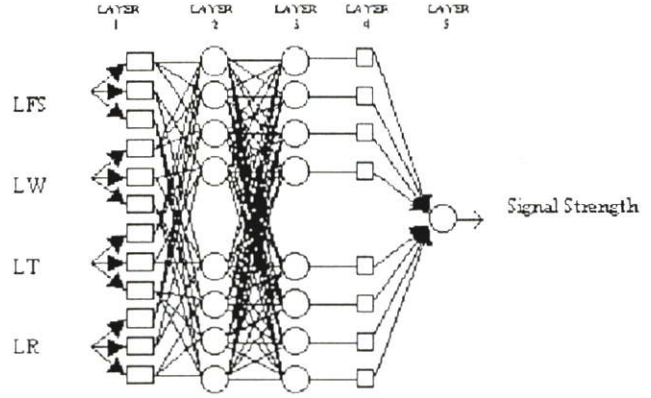


Fig. 2. The equivalent ANFIS architecture

Every node i th in this layer is an adaptive node with a node function as follows

$$\begin{aligned} O_{i,j} &= \mu_{A_i}(L_{FS}), & \text{for } i = 1, 2, 3, \text{ or} \\ O_{i,j} &= \mu_{B_j}(L_W), & \text{for } i = 4, 5, 6, \text{ or} \\ O_{i,j} &= \mu_{C_i}(L_T), & \text{for } i = 7, 8, 9, \text{ or} \\ O_{i,j} &= \mu_{D_i}(L_R) & \text{for } i = 10, 11, 12 \end{aligned} \quad (10)$$

The parameters in this layer are called as *premise parameters*.

2) layer 2

Every node in this layer is a fixed node labeled Π , whose output is the product of all the incoming signal as follows

$$O_{2,i} = w_i = \mu_{A_i}(L_{FS})\mu_{B_j}(L_W)\mu_{C_i}(L_T)\mu_{D_i}(L_R), i = 1, 2, 3 \quad (11)$$

Each node output represents the firing strength of the rule.

3) layer 3

Every node in this layer is a fixed node labeled N . The i th node calculates the ratio of the i th rule's firing strength to the sum of all rule's firing strengths as follows

$$O_{3,i} = \bar{w}_i = \frac{w_i}{w_1 + w_2}, i = 1, 2, 3 \quad (12)$$

The output of this layer are called *normalized firing strengths*.

4) layer 4

Every node i in this layer is an adaptive node with a node function

$$O_{4,i} = \bar{w}_i f_i = \bar{w}_i (p_i L_{FS} + q_i L_W + r_i L_T + s_i L_R + t_i) \quad (13)$$

Where \bar{w}_i is a normalized firing strength from layer 3 and $\{p_i, q_i, r_i, s_i, t_i\}$ is the parameter set of this node. Parameters in this layer are referred to as *consequent parameters*.

5) layer 5

The single node in this later is a fixed node labeled Σ , which computes the overall output as the summation of all

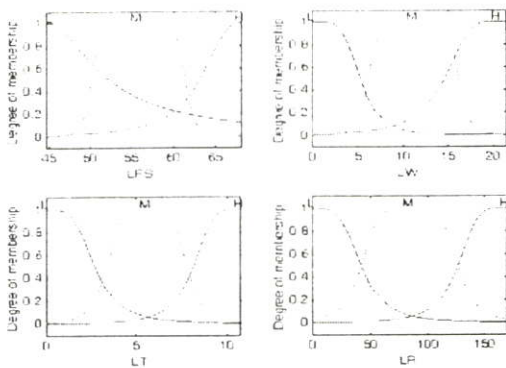


Fig 2. Membership function after learning

incoming signals as follows

$$O_{5,j} = \sum_i \overline{w_i} f_i = \frac{\sum_i \overline{w_i} f_i}{\sum_i \overline{w_i}} \quad (14)$$

C. Hybrid learning algorithm

The ANFIS architecture consists of 5 layers. The parameters in first layer are premise parameters and in layer 4 are consequent parameters [8]. When the values of the premise parameters are fixed, the overall output can be expressed as a linear combination of the consequent parameters, π_i , q_i , r_i , s_i , and t_i , $i=1, 2, 3, \dots, n$, n is the number of rules. From this observation, we have three set of parameters, that are 1) Set of the total parameters, 2) Set of premise (nonlinear) parameters, and 3) Set of consequent (linear) parameters. In the forward pass of the hybrid learning algorithm, node output go forward until layer 4 and the consequent parameters are identified by the least squares method. In the backward pass, the error signals propagation backward and the premise parameters are updated by gradient. The consequent parameters which are optimal under the condition that the premise parameters are fixed. At the result, the hybrid approach converges much faster since it reduces the search space dimensions of the original pure back propagation method.

4. TRAINING PATTERNS

A. Measurement procedure and locations

The equipment for propagation measurement consisted of a fixed transmitter and a narrow-band (20KHz) portable receiver with a notebook computer. The fixed transmitter consisted of a network analyzer (with 20 dBm power output) and $\lambda/4$ omnidirectional (2.2 dBi gain) at a height 1.5 m. We used a spectrum analyzer and $\lambda/4$ omnidirectional (2.2 dBi gain) at a height 1.5 m for signal strength measurement.

To receive propagation data for training and prediction, about 431 samples of the actual field at frequency 1800 MHz were acquired on uniform grid (with a grid size of 1 m^2) in a laboratory building area for the training data the checking data. We removed the effects of fast fading at each sample point by the mean value of at least 25 measurement in a 400 cm^2 area centered around the sample point.

The laboratory building of Mahidol University was

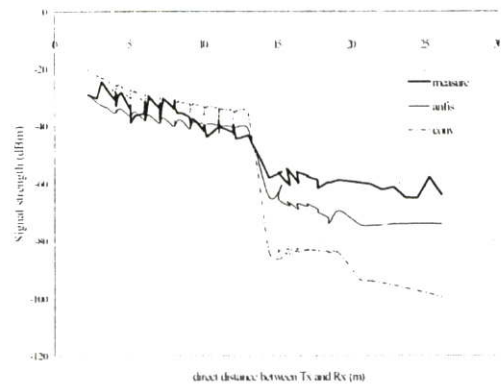


Fig 3. Curve plots of prediction versus measured signal strength

completed in 1993 and consists of five floors and a dimension of $50 \times 50 \text{ m}^2$. The construction of the building is of concrete block, plaster board, and mirror walls, the floor to floor height is 4 m a suspended ceiling containing air conditioning and service ducts 2.5 m above the floor. The general environment has furniture primarily constructed from wood or metal in office and laboratory spaces.

B. Selection of training patterns

Since the statistical distribution of each input parameter of the ANFIS combination of the different input parameters is distributed in a homogeneous way. So the training sometime can not convergence. To avoid this event, an algorithm for the selection of representative training patterns has been used. The method for classification is developed from K-means algorithm.[10] in appendix.

5. PREDICTION RESULTS

In order to compare our method with the conventional empirical model in (2), a set of 431 measurement points taken in the laboratory building was divided into 101 training patterns and 59 checking patterns. By inputting 101 training patterns into the ANFIS network, the training mean-squared error can be found as 0.008 after 5,000 epochs of training while the original MLP training was not converged by the same training patterns. Fig. 2 illustrates the membership functions after training. It is interesting to observe that the curve of the membership functions of L_{FS} are significantly changed since the effect of the free space loss along the corridor. It is fact that if the free space loss is low, the received signal strength is high. But in case of diffraction at the corner along the corridor, the received signal strength has been still high although the free space loss is increased. Accordingly, the membership after training was adjusted in order that the free space loss fall in fuzzy set L.

Next, we would like to verify the approximation capability of the ANFIS-based propagation prediction model by a set of 59 checking patterns. A comparison of curves shown in Fig. 3. The standard deviation in error for the ANFIS model (14) is 6.6 dB while that for the conventional model (2) is 12.1 dB.

It can be observed that the convention model (2) predictions overestimate the actual signal strength by up to 40 dB as shown in Fig. 3. The reason the conventional model performs poorly in this region is because the direct path

becomes blocked by the large attenuation of walls between the transmitter and the receiver making the conventional model prediction a small signal strength. The ANFIS model, however, finds that the actual signal strength is high because there is a diffracted path from the corners along the corridors

6. CONCLUSION

In this paper, we have provide a new model for propagation prediction inside the building. It is based on the determination of the defined dominant path between the transmitter and the receiver. The parameters of these paths are then used as input values for ANFIS ,which is trained with measured data. We have also demonstrated that the model has improved accuracy compare to the conventional model in a laboratory building. This is achieved by a proper selection of the training patterns of the ANFIS and a validation of the training progress.

Because of the very small computation time of this approach nearly similar to the empirical models, it is suggests that it is would be really suited for planning the base station position within buildings [11]-[12].

REFERENCES

- [1] J. M. Keenan and A. J. Motley, " Radio coverage in buildings," *Br.Telecom J.*, vol. 8.no.1 , pp. 19-24, Jan. 1990.
- [2] H. Hashemi, "The indoor radio propagation channel," *Proc.IEEE.*, vol. 81.no.7 , pp. 943-968, 1993.
- [3] J. W. McKown and R. L. Hamilton,"Ray tracing as a design tool for radio networks," *IEEE Network Mag.*, vol. 5., pp. 27-31, Nov. 1991.
- [4] W. Honcharenko, H. L. Bertoni, J. L. Dailing,"Mechanisms governing propagation between floors in the building," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 41.no.6 , pp. 787-790, 1993.
- [5] W. Honcharenko, H. L. Bertoni, J. L. Dailing, J. Qian, and H. D. Yee,"Mechanisms governing UHF propagation on single floors in modern office building," *IEEE Trans. Vech.Technol.*, vol. 41.,no.4 , pp. 496-504, 1992.
- [6] K. W. Cheung, J. H.-M Sau, R. D. Murch," A New Empirical Model for Indoor Propagation Prediction" *IEEE Trans. Vech.Technol.*, vol. 47.,no.3 , pp. 996-1001, Aug. 1998.
- [7] G. Wölfle, F. M. Landstorfer," Field strength prediction in indoor environments using neural network", in *1996 Proc. PIERS Conf.*, pp. 517-601, 1996.
- [8] J. -S. Roger Jang,," ANFIS : Adaptive-network based fuzzy inference systems," *IEEE Trans. Systems, Man, and Cybernetics.*, vol. 23.,no.3 , pp. 665-685, May. 1993.
- [9] F. Saleh," Cellular Mobile Systems Engineering," *Artech House Publishers*, Boston•London, 1996.
- [10] Yuan Y. Tang, Lo-Ting Tu, Jiming Liu, Seong-WhanLee, Win-Win Lin, Ing-Shyh Shyu., "Offline Recognition of Chinese Handwriting by Multifeature and Multilevel Classification", *IEEE Trans on Pattern Analysis and Machine Intelligence.* vol. 20, no. 5, pp.556-561 May, 1998.
- [11] R. D. Murch and K. W. Cheung," Optimizing indoor basestation locations," in Abstracts of the XXV th General Assembly of the International Union of Radio Science. Lille. France : URSI, 1997. P.322
- [12] H. D. Sherali, C. M. Pendyala, and T. S. Rappaport," Optimal location of transmitters for micro-cellular radio communication system design,"*IEEE J. Select.Areas. Commun.*, vol. 14, .no.4 , pp. 662-673, 1996

Appendix

Algorithms of group classification

- 1) Select m patterns from training set, use as the initial centers for each group.
- 2) Distribute the sample x among the m groups.
- 3) Find distance between pattern and mean of each group.

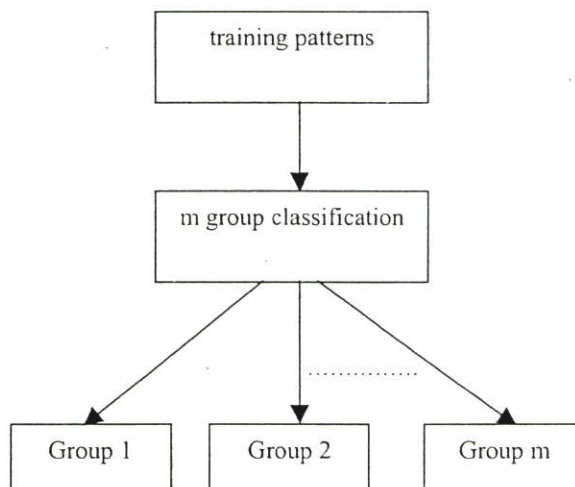
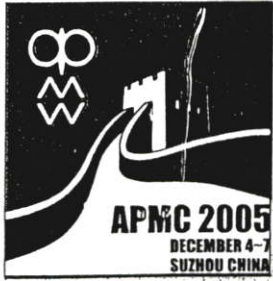


Figure A1. Diagram of the group classification

$$dis\ tan\ ce(x, g_m) = \sqrt{\sum_{i=1}^n (x(i) - M(i))^2}$$

Where $x(\cdot)$, $M(\cdot)$ and n are the value of pattern, the mean value of the pattern in group, and the number of pattern in group respectively

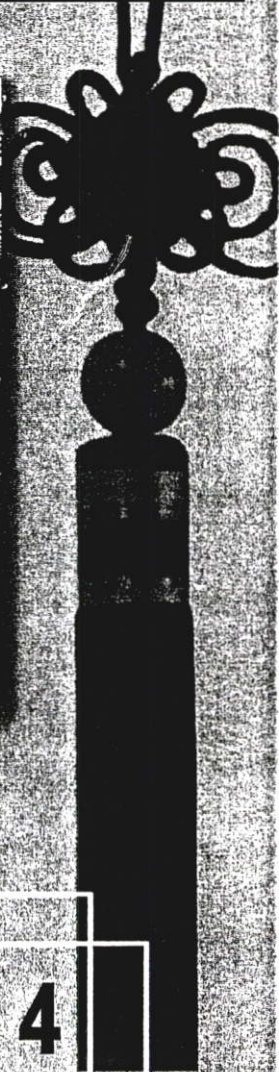
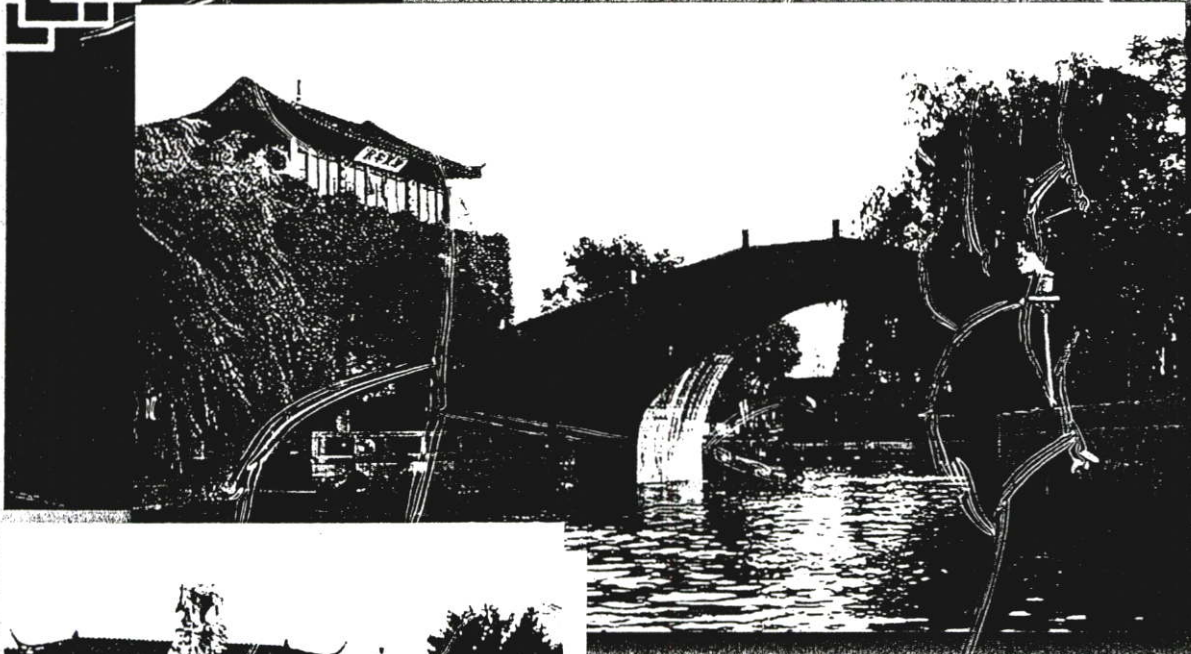
- 4) If $\min(dis\ tan\ ce(x, g_m))$ larger than threshold value (here we used 0.06) then we created new group.
- 5) Therefore, the new cluster center are computed.



2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings APMC 2005

December 4-7, 2005
Suzhou, China

Microwaves Make People Closer



Volume 4



IEEE



Upper-and Lower-Bound Path-Loss Modeling for Indoor Line-of-Sight Environments

^{1,3}Supachai Phaiboon, ²Pisit Phokharatkul ³Suripon Somkuarnpanit and ⁴Sitchai Boonpiyathud

¹*Electrical Engineering Department, Faculty of Engineering, Mahidol University
Salaya, Nakornprathom, 73170, Thailand
Email: egspb@mahidol.ac.th*

²*Computer Engineering Department, Faculty of Engineering, Mahidol University
Salaya, Nakornprathom, 73170, Thailand
Email: egpph@mahidol.ac.th*

³*Electronic Department, Faculty of Engineering, KingMongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Chalongkrung Rd., Ladkrabang, Bangkok, 10250, Thailand
Email: kssuripo@kmitl.ac.th*

⁴*Instrumentation Engineering Department, Faculty of Engineering, Pathumwan Institute of Technology
Rama 1 Rd., Pathumwan, Bangkok, 10330, Thailand
Email: sitchai@ptwit.ac.th*

Abstract— This paper proposes a method to predict line-of-sight (LOS) path loss in buildings. We performed measurements in two different type of buildings at a frequency of 1.8 GHz and propose upper-and-lower bounds path loss models which depend on max and min values of sample path loss data. This makes our models limit path loss within the boundary lines. The models include time-variant effects such as people moving and cars in parking areas with their influence on wave propagation that is very high. The results have shown that the proposed models will be useful for the system and cell design of indoor wireless communication systems.

Index Terms—Indoor LOS path loss, upper and lower bounds, time-variant effects

I. INTRODUCTION

INDOOR wireless communication is widely used in different type of buildings therefore it needs suitable network planning to provide the best service. This makes it necessary to have a way to predict the propagation in indoor environments in order to determine the best location of the base stations to provide an efficient service. Another objective in the network designs is the limiting of the received signal level in order to comply with public health regulations.

For indoor communication system design, the line-of-sight (LOS) path loss characteristics have to be clarified because the transmitter is generally installed in section of a corridor. Therefore, a path loss model for LOS is still needed. Previously, there were three different approaches for the prediction of the field strength, both LOS and non line-of-sight (NLOS), inside buildings. On the one hand there are empirical models, based on the regression of measurement data[1]-[2]. There are also deterministic models like ray tracing[3]-[5]. On the other hand, there are semi-deterministic

models, based on the regression of measurement data and/or some of the uniform theory of diffraction (UTD) [6]. These models do not include time-variant effects such as people moving, cars in parking areas and door or window opening. Their influence on wave propagation are very high, because dimensions of windows, doors, people or cars are nearly equal to dimensions of time-invariant walls and columns, while in outdoor environments, time-variant effects are often negligible because their dimensions are very small compared with dimensions of time-invariant buildings.

In deterministic models, it is not possible to include these time-variant effects in the data base and scattering is ignored. Although the authors [7] have shown the effect of the human body in indoor environments, but they have not considered the nature of people in the building nor shown the building data base in details.

To solve this problem, we propose a new upper-and lower-bound LOS model that takes into consideration the time-variant effects, including breakpoint distance. The spread of upper- and lower-bounds depend on max and min value of a sample path loss data, therefore they provide accurate prediction while they still maintained least square error. Although upper-and lower-bound estimations have been performed for outdoor communication in UHF band [8] and microwave band [9], they can not be applied for indoor communication because of the different environment. We found that the breakpoint distance depends on ceiling height and is independent from corridor width. Because there are only three dominant reflections, one from the direct path, two from the floor, and another from the ceiling, the reflections from side walls within the studied buildings suffer from numerous losses due to penetration through glass, porous materials, etc., before reflection.

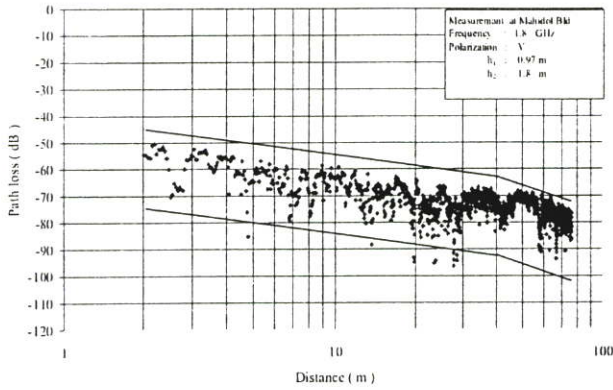


Figure 3 Shows path loss measurement and the proposed models in other concrete building.

$$L_{LOS} = [27.5, 2.5] + [28.5, 6.5] \log(d); \text{ for } d > d_{bp} \quad (21)$$

From above results, the average path loss exponents n_1 and n_2 were $(15.4+12.3)/2 = 13.9$ and $((35.5 - 7.1)+(28.5 - 6.5))/2 = 25.2$. Since the maximum fading depth indoor propagation was about 30 dB, we modified the boundary indoor path loss models as

$$L_{LOS,u} = L_{bp} + \begin{cases} 14 \log_{10} \left(\frac{d}{d_{bp}} \right), & \text{for } d \leq d_{bp} \\ 25 \log_{10} \left(\frac{d}{d_{bp}} \right), & \text{for } d > d_{bp} \end{cases} \quad (22)$$

and

$$L_{LOS,l} = L_{bp} + 30 + \begin{cases} 14 \log_{10} \left(\frac{d}{d_{bp}} \right), & \text{for } d \leq d_{bp} \\ 25 \log_{10} \left(\frac{d}{d_{bp}} \right), & \text{for } d > d_{bp} \end{cases} \quad (23)$$

when L_{bp} is propagation loss at d_{bp} . According to the three-ray model in Fig. 1, the received power P_r is

$$P_r = P_t \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \right)^n \sin^2 \frac{\Delta}{2} \quad (24)$$

Where P_t is the transmitted power, and Δ the phase difference between the direct and reflected waves. A lower bound occurs when $\Delta/2 = \pi/2$. By using $d_{bp} = 4(H-h_2)h_2/\lambda$ and above equation, setting $d = d_{bp}$, and $\sin^2(\Delta/2) = 1$, L_{bp} can be defined as

$$L_{bp} = \left\{ 20 \log_{10} \left[\frac{\lambda^2}{8\pi(H-h_2)h_2} \right] \right\} \quad (25)$$

To validate the proposed model, we performed path loss measurements for different locations at high traffic hours in the buildings. Comparisons between proposed models and measured path loss are shown in Figure 3. Estimated path loss bounds are shown by the solid lines in the figure. The upper and lower-bound models agree with the measured data at the other concrete building with ceiling height of 2.77 m.

V. CONCLUSION

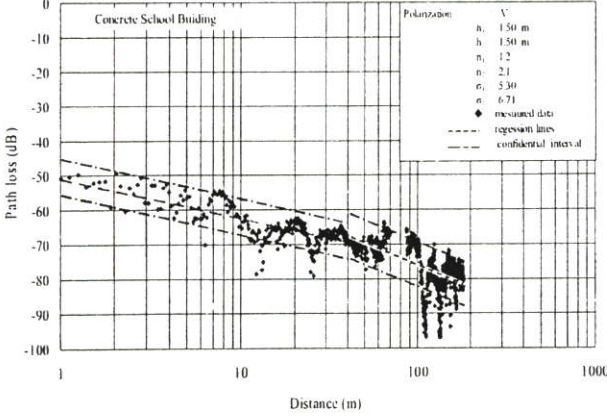
New upper and lower bound models were proposed for mobile communication in the business building. These models were based on fuzzy linear regression of the measured data. The path loss measurements were performed at a frequency of 1.8 GHz in LOS corridor of the buildings. We found that the breakpoint characteristics influenced from ceiling height and antenna height. These models agree with the measured data in mobile communication band. The boundary model predicts path loss accuracy within the boundary that will be useful for the system and cell design of indoor wireless communication systems in the realistic propagation environments including for limiting of the received signal level in order to comply with public health regulations.

ACKNOWLEDGEMENT

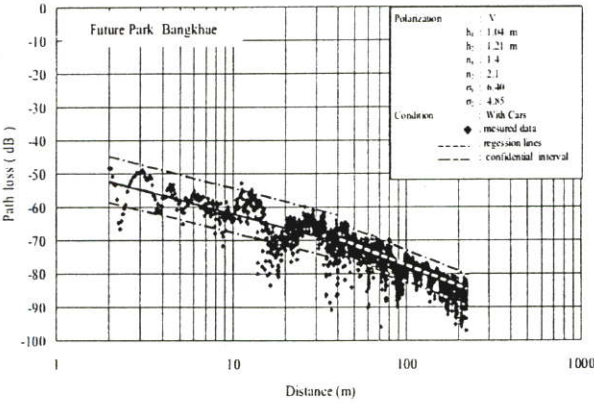
This work was supported by a medium research grant (Round 6/2004) from Mahidol University, Thailand.

REFERENCES

- [1] S. Y. Seidel and T. S. Rappaport, "914 MHz path loss prediction models for indoor wireless communications in multifloored buildings," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 40.no.2, pp. 207-217, 1992,
- [2] Jarmo Kivinen, Xiongwen Zhao and Pertti Vainikainen, "Empirical Characterization of Wideband Indoor Radio Channel at 5.3 GHz," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 49.no.8, pp. 1192-1203, 2001.
- [3] J. H. Targ, W. R. Chang, and B. J. Hsu, "Three-dimensional modelling of 900-MHz and 2.44-GHz radio propagation in corridors" *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, Vol. 46, No. 2 May 1997.
- [4] K. A. Remley, H. R. Anderson and A. Weissar "Improving the accuracy of Ray-tracing Techniques for Indoor Propagation Modeling" *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, Vol. 49, No. 6 November 2000.
- [5] W. Honcharenko, H. L. Bertoni, J. L. Dailing, J. Qian, and H. D. Yee, "Mechanisms governing UHF propagation on single floors in modern office building," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 41, no.4, pp. 496-504, 1992.
- [6] K. W. Cheung, J. H.-M. Sau, R. D. Murch, "A New Empirical Model for Indoor Propagation Prediction" *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 47., no.3, pp. 996-1001, Aug. 1998.
- [7] M. Ghaddar, L. Talbi, T.A. Denidni, "Human body modelling for prediction of effect of people on indoor propagation channel" *Electronics letters*, vol.40. no. 25, 9th Dec 2004.
- [8] L. B. Milstein, D. L. Schilling, R. L. Pickholtz, V. E. RCEG, m. Kullback, E. G. Kantarrakis, D. S. Fishman, W. H. Biederman, and D. C. Ssalerno, "On the feasibility of a CDMA overlay for personal communications network, services" *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol.10, pp. 655-668, May. 1992.
- [9] H. Masui, T. Kobayashi, and M. Akaike, "Micro-wave path loss modeling in urban line-of-sight. environments", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol.20, pp. 1151-1155, August. 2002.
- [10] F. Saleh, "Cellular Mobile Systems Engineering," *Artech House Publishers* Boston London, 1996,
- [11] H. Tanaka, S. Uejima, and K. Asai, "Linear regression analysis with fuzzy model," *IEEE Trans. Syst., Man., Cybern.*, Vol. SMC-12, pp. 903-907, June 1982.



a) Concrete school building, First floor (with people moving)



b) Future park building with cars moving

Figure 2 shows path loss measurement and the regression lines in two buildings.

changed when cars move between the transmitter and the receiver. The dot lines in the figures show the regression lines before and after breakpoints.

The estimation for the path loss exponents n and coefficients of determination R^2 regressing by one straight line are summarized in Table I, where subscript 1 and 2 denote the case for before and after breakpoint distances respectively.

TABLE I
ESTIMATION OF PATH LOSS EXPONENT AND COEFFICIENTS OF DETERMINATION

Building Type	no time-variant effect				with time-variant effect			
	n_1	n_2	R^2_1	R^2_2	n_1	n_2	R^2_1	R^2_2
Concrete school								
- First floor	1.3	1.7	0.68	0.72	1.2	2.1	0.67	0.37
- Second floor	1.6	2.6	0.69	0.83	-	-	-	-
Future Park	1.0	1.7	0.52	0.7	1.4	2.1	0.40	0.58

IV. NEW UPPER AND LOWER BOUND MODELS

Upper-and lower-bound evaluations for linear regression analysis have been done using fuzzy linear regression model (FLR model)¹¹. We applied those evaluations to the mobile propagation path loss characteristics. The general regression model is written in the form

$$Y = Z\tilde{A} \quad (4)$$

where:

$$Y(z_i) = \tilde{a}_0 + \tilde{a}_1 z_{i1} + \dots + \tilde{a}_k z_{ik} \quad i=1,2,\dots,n \quad (5)$$

The FLR model in (5) is represented using symmetric triangular fuzzy parameters $\tilde{a}_i = [a_{ic}, a_{ir}]$ as shown in [11] by:

$$Y_i(z_i) = [a_{0c}, a_{0r}] + [a_{1c}, a_{1r}]z_{i1} + \dots + [a_{kc}, a_{kr}]z_{ik} \quad (6)$$

$$Y_{ic}(z_i) = a_{0c} + a_{1c}z_{i1} + \dots + a_{kc}z_{ik} \quad (7)$$

$$Y_{ir}(z_i) = a_{0r} + a_{1r}z_{i1} + \dots + a_{kr}z_{ik} \quad (8)$$

where: y_c, a_c are center parameters of fuzzy numbers at membership function $\mu = 1$, y_r, a_r are spreads of fuzzy numbers, geometrically the spread is a half of the base of the triangular. The parameters \tilde{a}_i of the vector \tilde{A} of the FLR model are determined by a solution of a linear programming, LP problem which is to minimize the sum of spreads $y_i(z_i)$ of elements of vector y . Therefore the following LP problem is formulated.

$$C = y_{1r}(z_1) + y_{2r}(z_2) + \dots + y_{nr}(z_n) \longrightarrow \text{Minimum} \quad (9)$$

$$\text{Subject to } y_i \in Y(z_i), \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (10)$$

$$a_{ir} \geq 0, \quad i = 0, 1, 2, \dots, k \quad (11)$$

from (6) - (8), the LP problem (9) - (11) can be written as follows:

$$\sum_{i=1}^n (a_{0r} + a_{1r}|z_{i1}| + \dots + a_{kr}|z_{ik}|) \longrightarrow \text{Minimum} \quad (12)$$

$$a_{0c} + \sum_{j=1}^k (a_{jc} a_{ij}) - a_{0r} - \sum_{j=1}^k (a_{jr} |z_{ij}|) \leq y_i, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (13)$$

$$a_{0c} + \sum_{j=1}^k (a_{jc} a_{ij}) + a_{0r} + \sum_{j=1}^k (a_{jr} |z_{ij}|) \geq y_i, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (14)$$

The parameters $a_i = [a_{ic}, a_{ir}]$ of vector \tilde{A} are determined as the optimal solution of the LP problem (12) - (14). The FLR models for propagation path loss are presented in form

$$L_{LOS} = [a_{0c}, a_{0r}] + [a_{1c}, a_{1r}] \log(d) \quad (15)$$

Where upper bound can be written as

$$L_{LOS,u} = [a_{0c} + a_{0r}] + [a_{1c} + a_{1r}] \log(d) \quad (16)$$

and lower bound can be written as

$$L_{LOS,l} = [a_{0c} - a_{0r}] + [a_{1c} - a_{1r}] \log(d) \quad (17)$$

and d = distance between transmitter and receiver. The LP problem corresponding to the given data was formulated from (15) - (17). By solving this LP problem, the following FLR models are obtained:

A. Concrete school building

$$L_{LOS} = [49.6, 11.5] + [15.4, 0] \log(d); \quad \text{for } d \leq d_{bp} \quad (18)$$

$$L_{LOS} = [10.8, 0] + [35.5, 7.1] \log(d); \quad \text{for } d > d_{bp} \quad (19)$$

B. Future park building

$$L_{LOS} = [44.5, 10.8] + [12.3, 0] \log(d); \quad \text{for } d \leq d_{bp} \quad (20)$$

II. MEASUREMENT PROCEDURE AND LOCATION

A Measurement Procedure

The equipment for propagation measurement consisted of a fixed transmitter and a narrow-band (20KHz) portable spectrum interfaced with a microcomputer at a frequency of 1.8 GHz. The fixed transmitter consisted of a network analyzer (with 18 dBm power output) and $\lambda/4$ omnidirectional antenna with $10 \times 10 \text{ cm}^2$ ground plane (2.2 dBi gain). We also used the same type antenna for signal strength measurement via a recorder.

To receive propagation data for modeling, the samples of the actual field at a frequency of 1800 MHz in the building were acquired by moving the mobile unit along LOS corridors in the building areas. Since the standing waves repeat every 0.5λ , we took the sample data every distance of 0.25λ . The velocity of the mobile is about 8.3 cm/s, then the effective sampling rate is about 2 samples/s at the frequency of 1.8 GHz.

To characterize the time-variant objects along the LOS way, we selected days and times with high traffic in the buildings for recording. That is at midday for a school building and a Saturday afternoon for a Future park building.

B Measurement Location

The stationary transmitter was placed at the end of a corridor of the building to determine the effects of wave propagation. For measurement locations, the mobile receiver thoroughly moved the building at transmitter-receiver (T-R) separations in LOS corridors. For modeling, two different buildings were considered as follows:

1) Concrete school building

The concrete building of the Faculty of Engineering, Mahidol University was completed in 1993. It consists of five floors with dimensions of $100 \times 270 \text{ m}^2$. The construction of the building is of concrete block, plaster board, and mirror walls, the floor to ceiling height is 3.5 m with a light plasterboard suspended ceiling containing air conditioning and service ducts 2.6 m above the floor. The material of walls in corridor are 60% of glass and 40% of concrete block. The building capacity is an average 490 people per floor.

2) The Future car park building

The parking building of Future park center was completed in 1990. It consists of eight floors with dimensions of $130 \times 270 \text{ m}^2$. The construction of the car park building is of concrete column and flat ceiling, the floor to ceiling height is 2.25 m. The ceilings are mostly hard concrete. The building capacity is about 300 cars per floor.

III. SINGLE REGRESSION LINE MODELS

The mean LOS path loss is a function of distance to the n power as

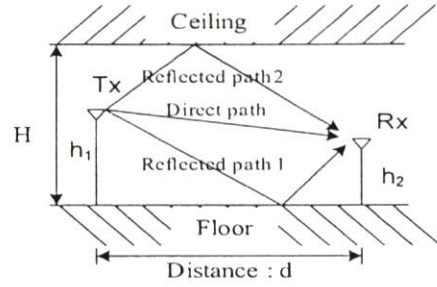


Figure. 1 Three-ray model

$$L_{LOS} = L(d_0) + 10 \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right)^n \quad (1)$$

where L_{LOS} is the path loss at distance d from the transmitter and $L(d_0)$ is the path loss at the reference distance, d_0 from the transmitter. Because of first Fresnel zone region, propagation loss as a function of distance has two distinct regions as follow

$$PL_{bp}(d) = \begin{cases} L_{bp,1} + 10 \log_{10} \left(\frac{d}{d_{bp}} \right)^{n_1} & \text{for } d \leq d_{bp} \\ L_{bp,2} + 10 \log_{10} \left(\frac{d}{d_{bp}} \right)^{n_2} & \text{for } d > d_{bp} \end{cases} \quad (2)$$

Where d_{bp} is the distance of the breakpoint from the transmitter, $L_{db,1}$ and $L_{db,2}$ are path loss at breakpoint distance on either side of the breakpoint, and n_1 and n_2 are the path-loss exponents on either side of the breakpoint.

The breakpoint distance d_{bp} can be calculated by using the diameter of the first Fresnel zone, a distance d from the transmitter in a corridor, is approximately given by $Z_f \approx \sqrt{\lambda d}$ [6]. However, for the large corridor which has a width much more than ceiling height or where the reflections from side walls suffer from numerous losses due to penetration through glass, porous materials, etc., before reflection, we found that the first Fresnel zone effect then depended on only reflecting from ceiling and floor and was calculated by using a three-ray model [10] in Fig. 1 from

$$d_{bp} = 4(H-h_2)h_2/\lambda \quad (3)$$

Where H and h_2 are the ceiling height and receiving antenna height respectively. The path loss-distance characteristics of the concrete school building are shown in Figure 2 a). We found that there are a lot of fast fading and path loss exponents changed when people move between the transmitter and the receiver. It is observed that the disconnected scatter plots are caused by two sub-building

Figure 2 b) shows scatter plot and regression line of path loss-distance characteristics in the Future Park building. We also found that there are a lot of fast fading and path loss exponent

ภาคผนวก ข.

ตัวอย่างข้อมูลและการตรวจวัดสัญญาณ

วันที่ 30 มีนาคม 2548

ข้ออาการ บ้านเลขที่ 1 และปฏิบัติกรชั้น 1

คนที่	เวลาเริ่ม	เวลาสิ้นสุด	หมายเหตุ
1	10 : 28	10 : 29	ขาไป
2	10 : 29	10 : 30	ขาไป
3	10 : 29	10 : 30	ขาไป
4	10 : 30	10 : 30	ขาไป
5	10 : 30	10 : 33	ขาไป
6	10 : 30	10 : 33	ขาไป
7	10 : 33	10 : 35	ขาไป
8	10 : 33	10 : 39	ขาไป
9	10 : 35	10 : 39	ขาไป
10	10 : 35	10 : 39	ขาไป
11	10 : 35	10 : 39	ขาไป
12	10 : 35	10 : 39	ขาไป
13	10 : 40	10 : 41	ขาไป
14	10 : 40	10 : 41	ขาไป
15	10 : 40	10 : 44	ขาไป
16	10 : 42	10 : 44	ขาไป
17	10 : 42	10 : 44	ขาไป
18	10 : 45	10 : 46	ขาไป
19	10 : 45	10 : 46	ขาไป
20	10 : 45	10 : 46	ขาไป
21	10 : 45	10 : 46	ขาไป
22	11 : 30	11 : 31	ขาไป
23	11 : 30	11 : 31	ขาไป
24	11 : 31	11 : 32	ขาไป
25	11 : 33	11 : 33	ขาไป
26	11 : 36	11 : 37	ขาไป
27	11 : 37	11 : 42	ขาไป
28	11 : 37	11 : 42	ขาไป

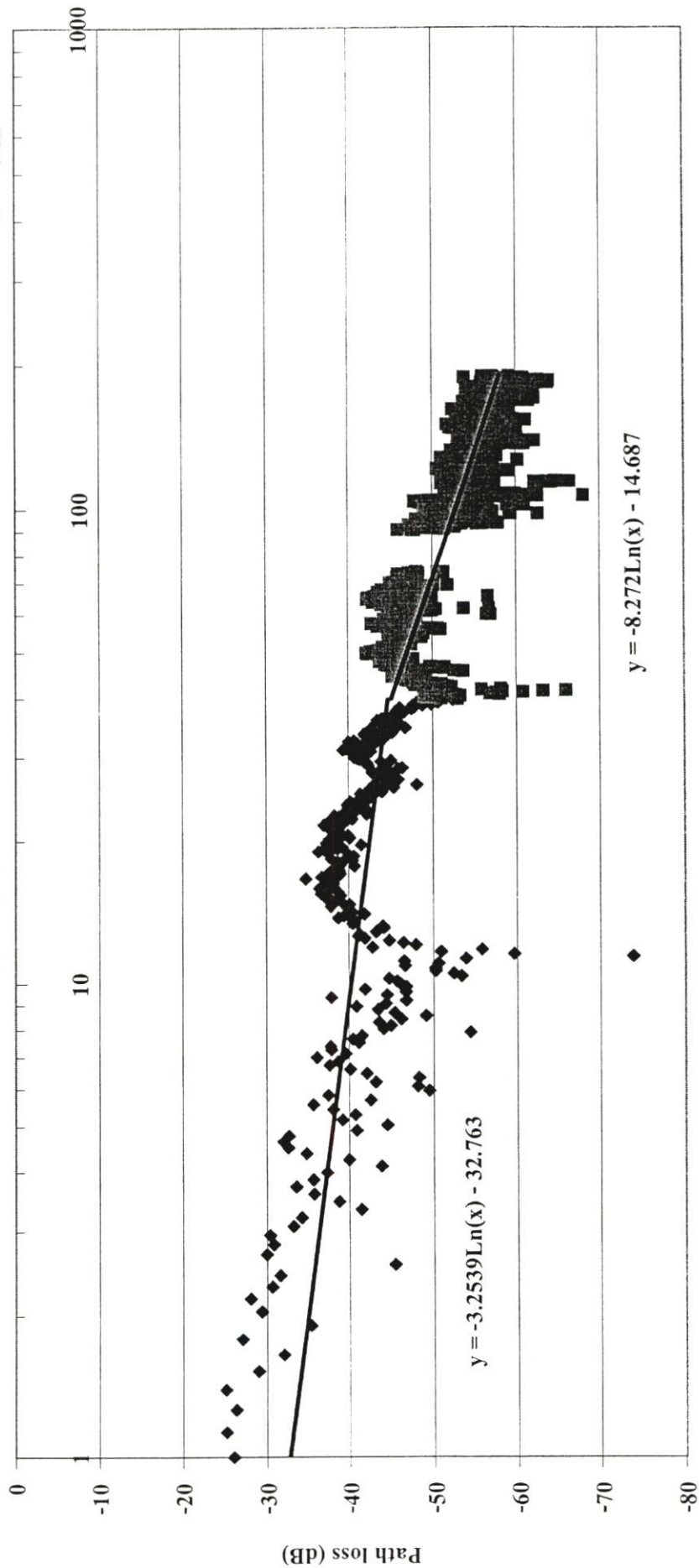
คนที่	เวลาเริ่ม	เวลาสิ้นสุด	หมายเหตุ
29	11 : 37	11 : 42	ขาไป
30	11 : 37	11 : 42	ขาไป
31	11 : 37	11 : 42	ขาไป
32	13 : 20	13 : 32	ขากลับ
33	13 : 20	13 : 32	ขากลับ
34	13 : 20	13 : 32	ขากลับ
35	13 : 20	13 : 32	ขากลับ
36	13 : 33	13 : 41	ขากลับ
37	13 : 33	13 : 41	ขากลับ
38	13 : 33	13 : 41	ขากลับ
39	13 : 42	13 : 44	ขากลับ
40	13 : 42	13 : 44	ขากลับ
41	14 : 10	14 : 12	ขากลับ
42	14 : 15	14 : 24	ขากลับ
43	14 : 15	14 : 24	ขากลับ
44	14 : 59	14 : 59	ขากลับ
45	15 : 00	15 : 02	ขากลับ
46	15 : 04	15 : 05	ขากลับ
47	15 : 04	15 : 05	ขากลับ
48	15 : 25	15 : 26	ขาไป
49	15 : 25	15 : 26	ขาไป
50	15 : 27	15 : 27	ขาไป
51	15 : 27	15 : 29	ขาไป
52	15 : 27	15 : 29	ขาไป
53	15 : 30	15 : 37	ขาไป
54	15 : 30	15 : 37	ขาไป
55	15 : 30	15 : 37	ขาไป

วันที่ 31 มีนาคม 2548

ชื่ออาคาร ค่ายนาทราชชั้น 1 และปฏิทินใช้การชั้น 1

คนที่	เวลาเริ่ม	เวลาสิ้นสุด	หมายเหตุ
1	8 : 47	8 : 30	ขาไป
2	8 : 47	8 : 30	ขาไป
3	10 : 10	10 : 11	ขากลับ
4	10 : 10	10 : 11	ขากลับ
5	10 : 10	10 : 11	ขากลับ
6	10 12	10 12	ขากลับ
7	10 13	10 14	ขากลับ
8	10 16	10 18	ขากลับ
9	10 34	10 35	ขากลับ
10	10 39	10 40	ขากลับ
11	10 39	10 40	ขากลับ
12	10 39	10 40	ขากลับ
13	10 39	10 40	ขากลับ
14	10 42	10 43	ขากลับ
15	10 42	10 43	ขากลับ
16	10 43	10 47	ขากลับ
17	13 24	13 32	ขาไป
18	13 51	13 # 54	ขากลับ
19	13 58	13 59	ขากลับ
20	13 58	13 59	ขากลับ
21	13 58	13 59	ขากลับ
22	14 00	14 14	ขากลับ
23	14 00	14 14	ขากลับ
24	14 20	14 20	ขากลับ
25	14 20	14 20	ขากลับ

ชั้นที่ 1 อำนาจการ+ปฏิบัติการ Breakpoint 39.6
[จากเครื่องรับไปหาเครื่องส่ง] วันที่ 31/03/05 เวลา 7:00-12:00
H = 2.6
W = 1.83



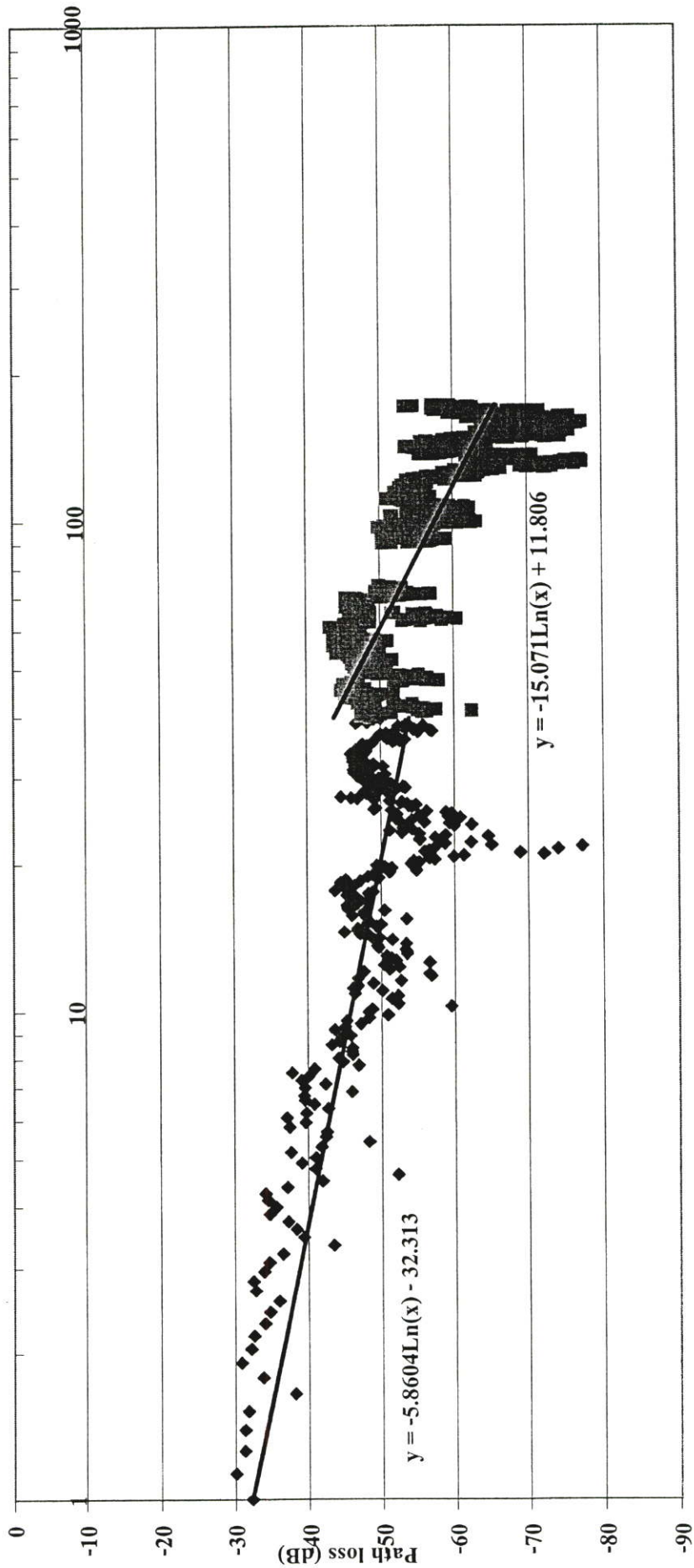
Distance [m]

ชั้นที่ 1 อำนวยการ+ปฏิบัติการ Breakpoint 39.6
[จากเครื่องรับไปหาเครื่องส่ง]

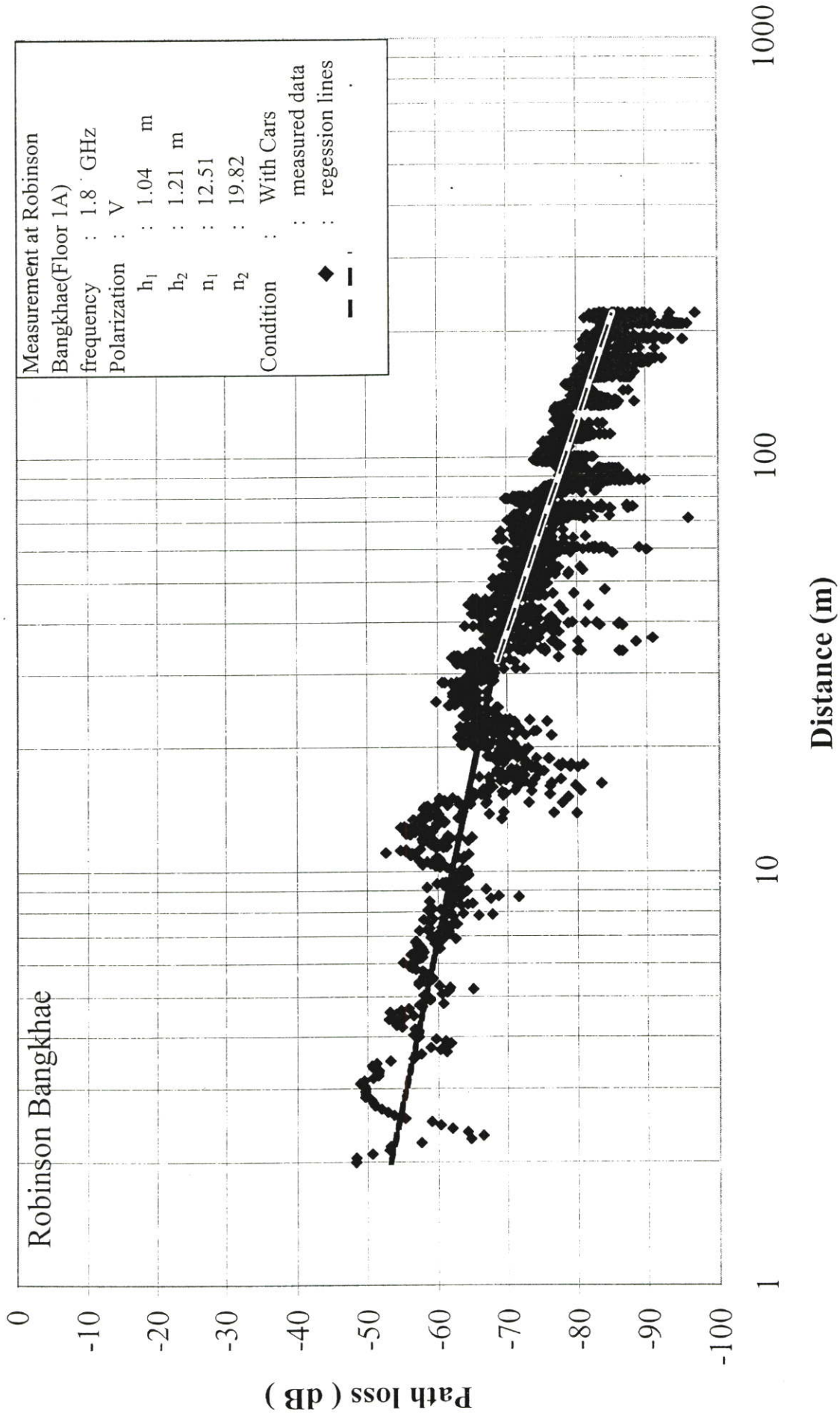
วันที่ 30/03/05 เวลา 9:00-12:00

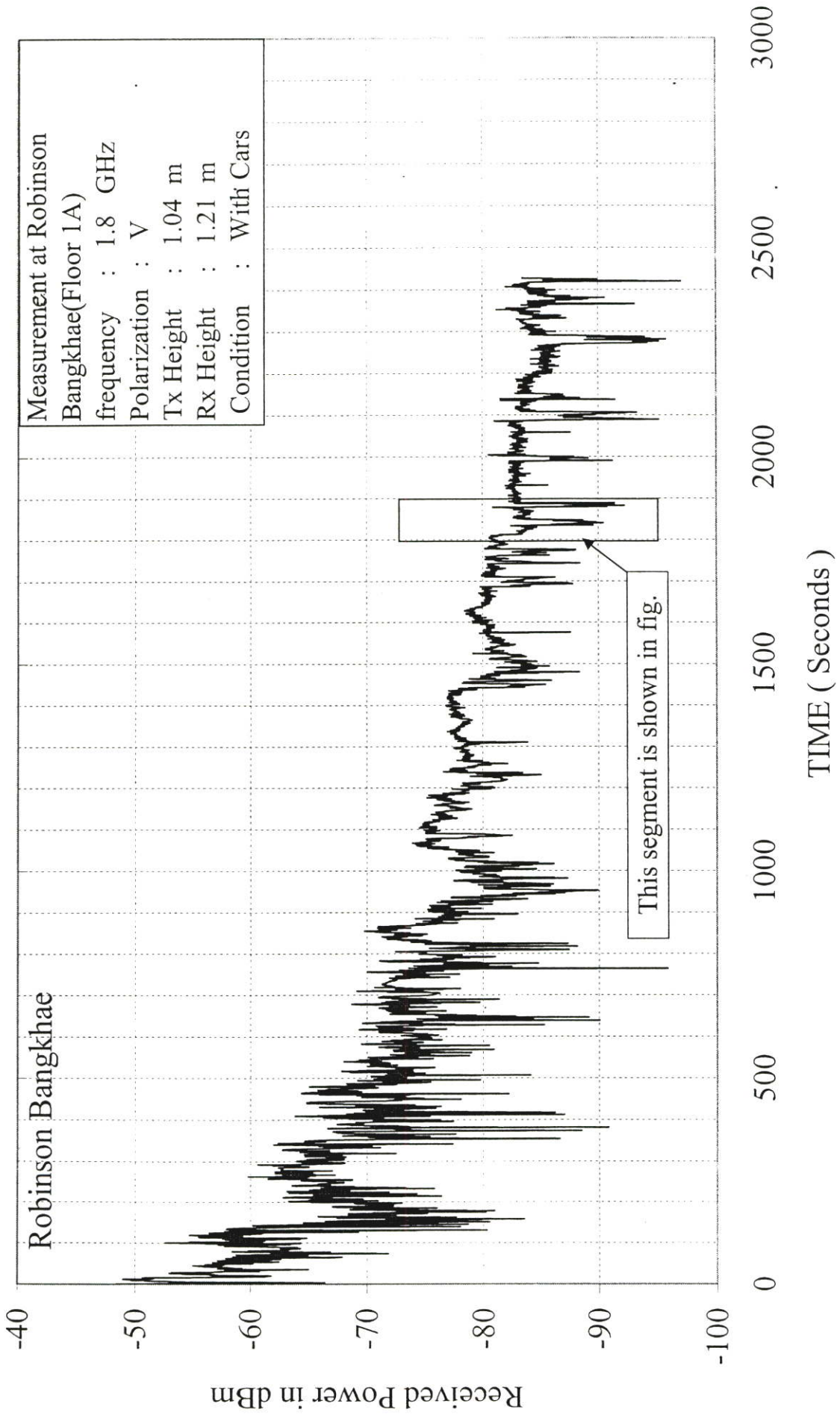
H = 2.6

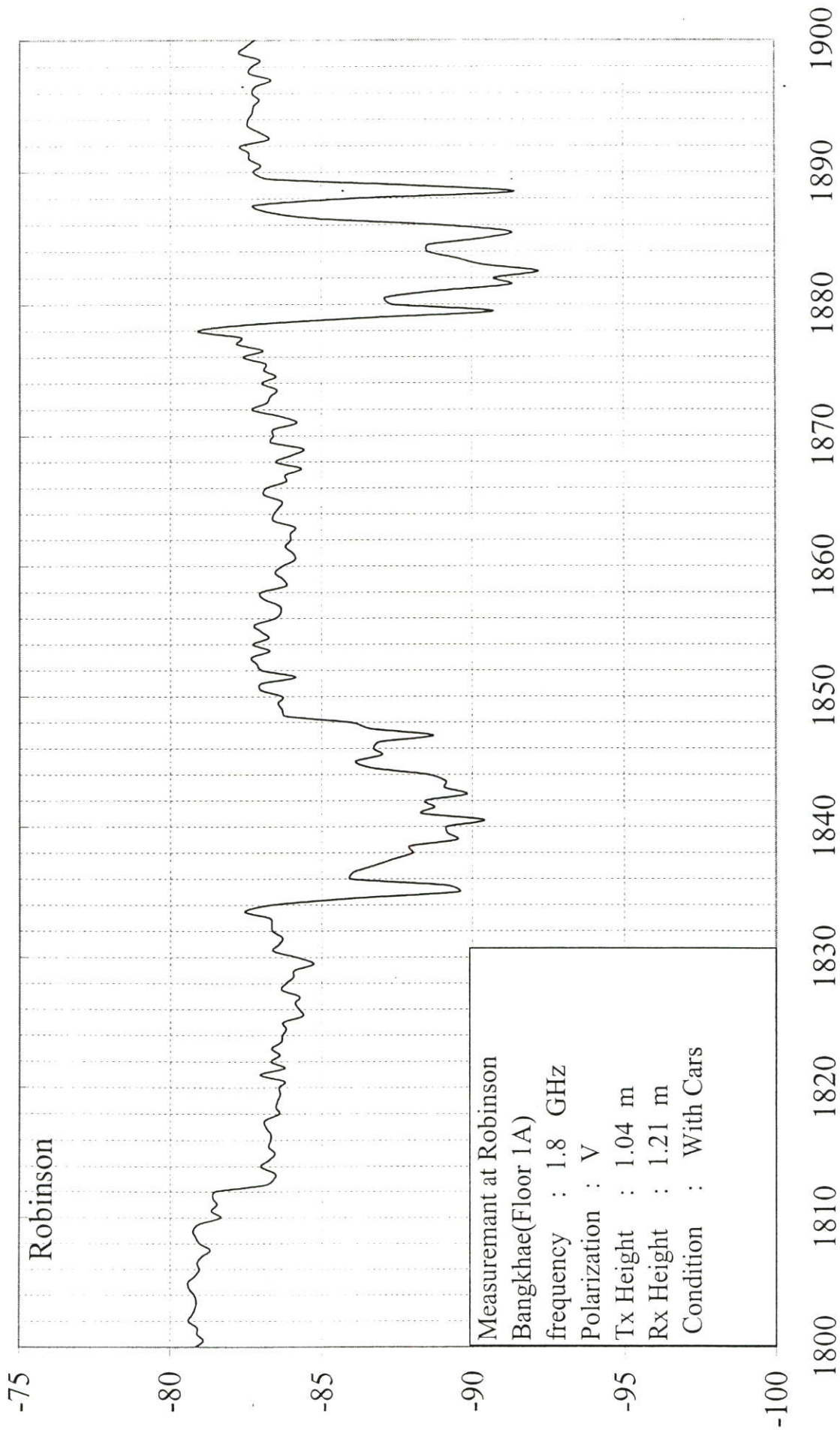
W = 1.83

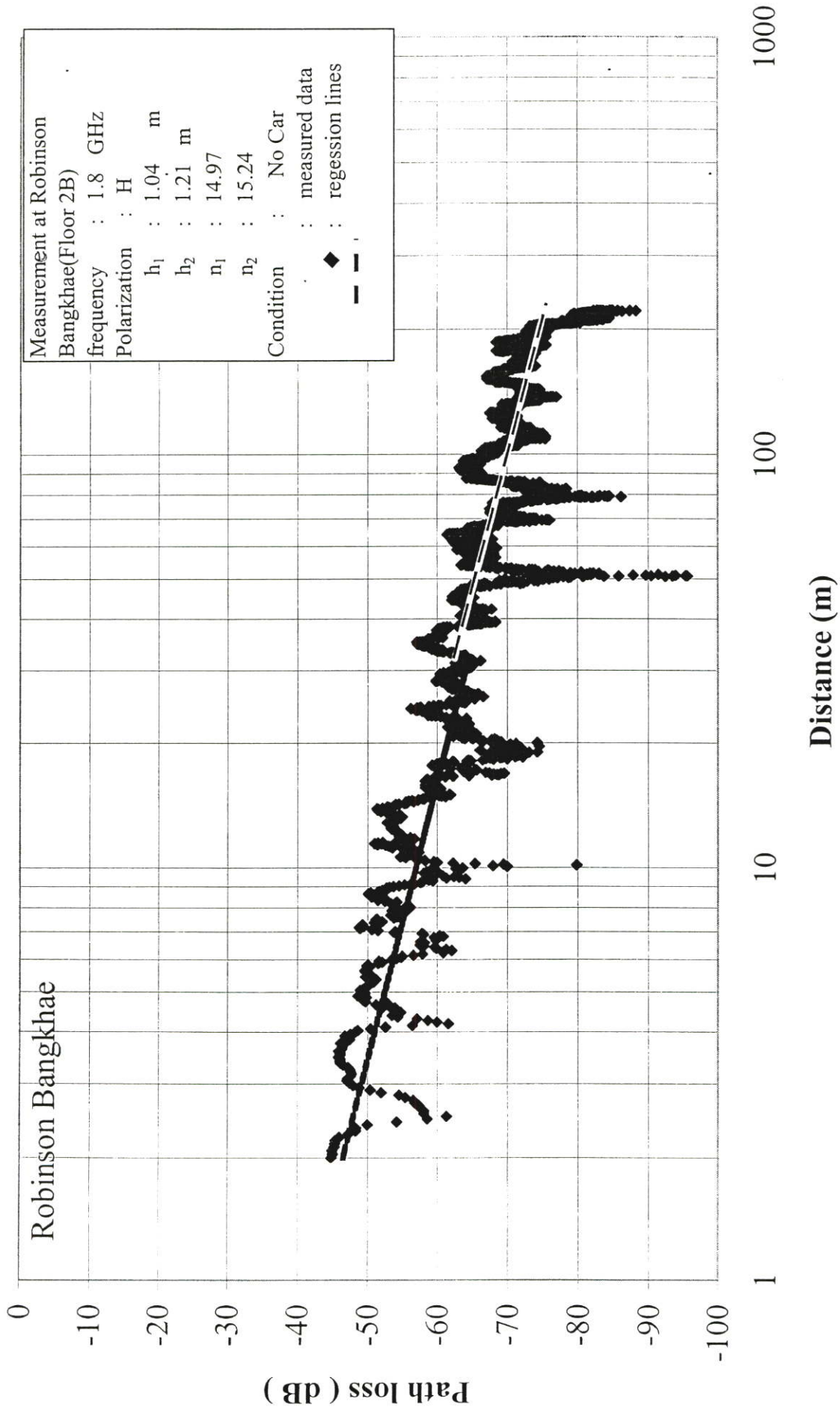


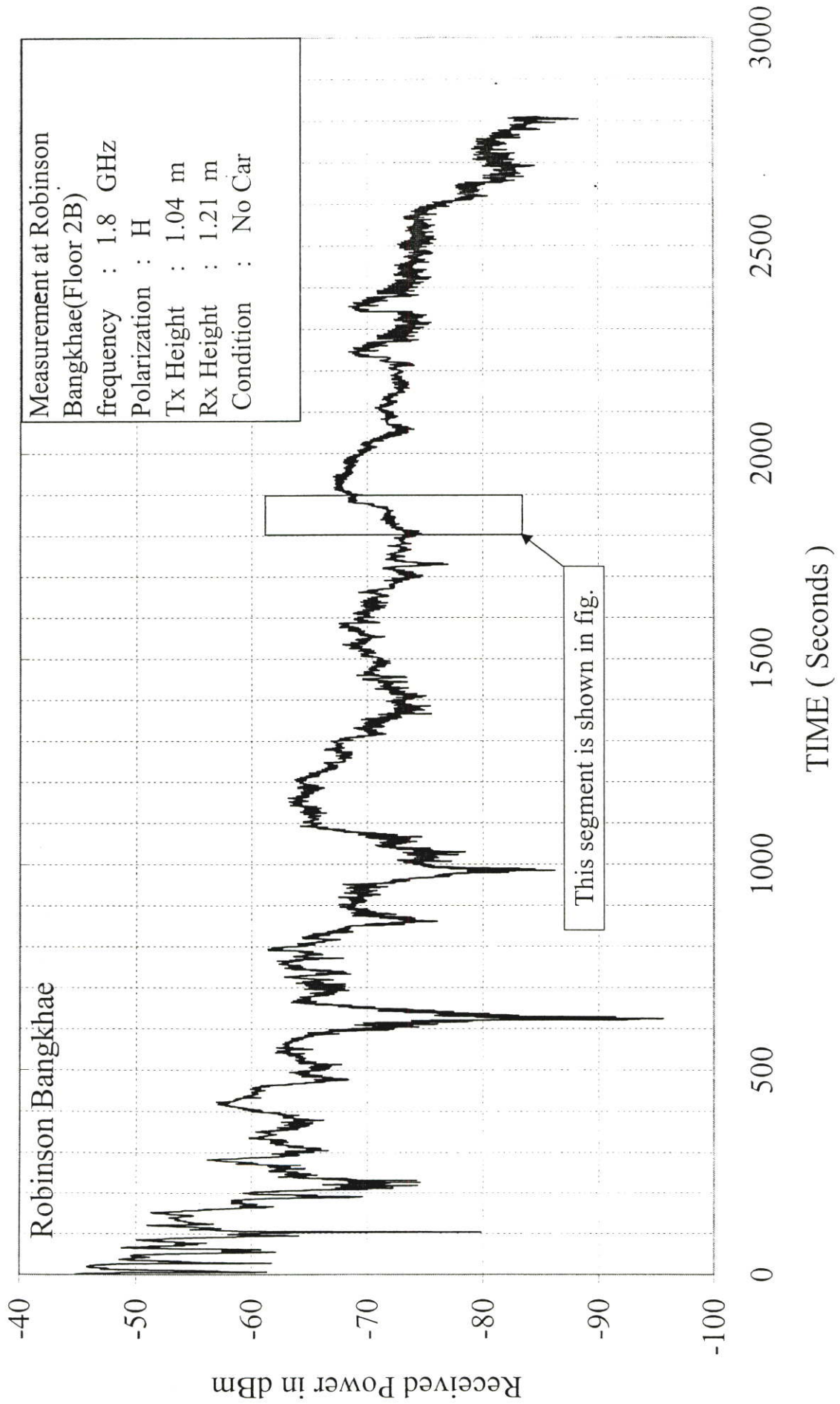
Distance [m]

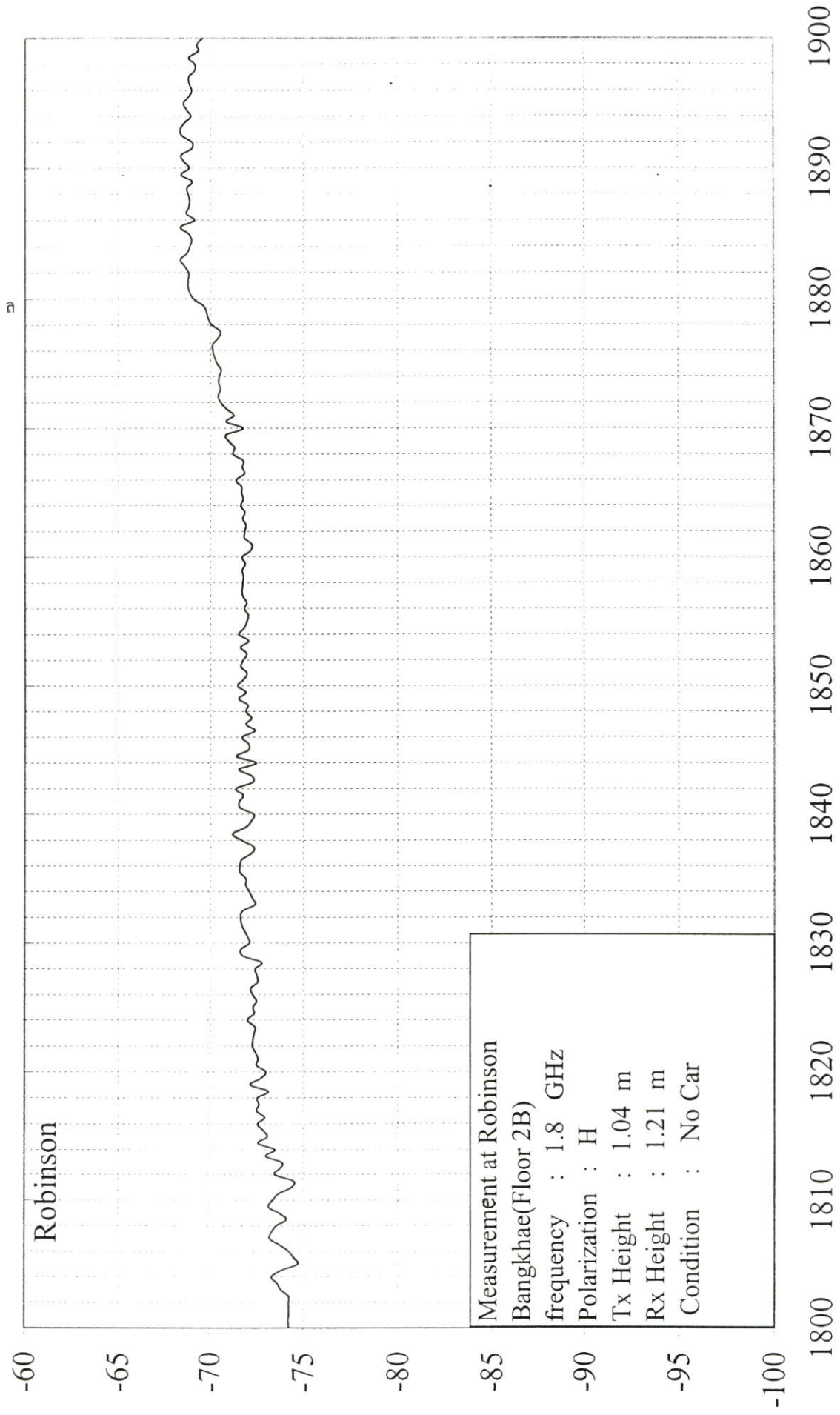


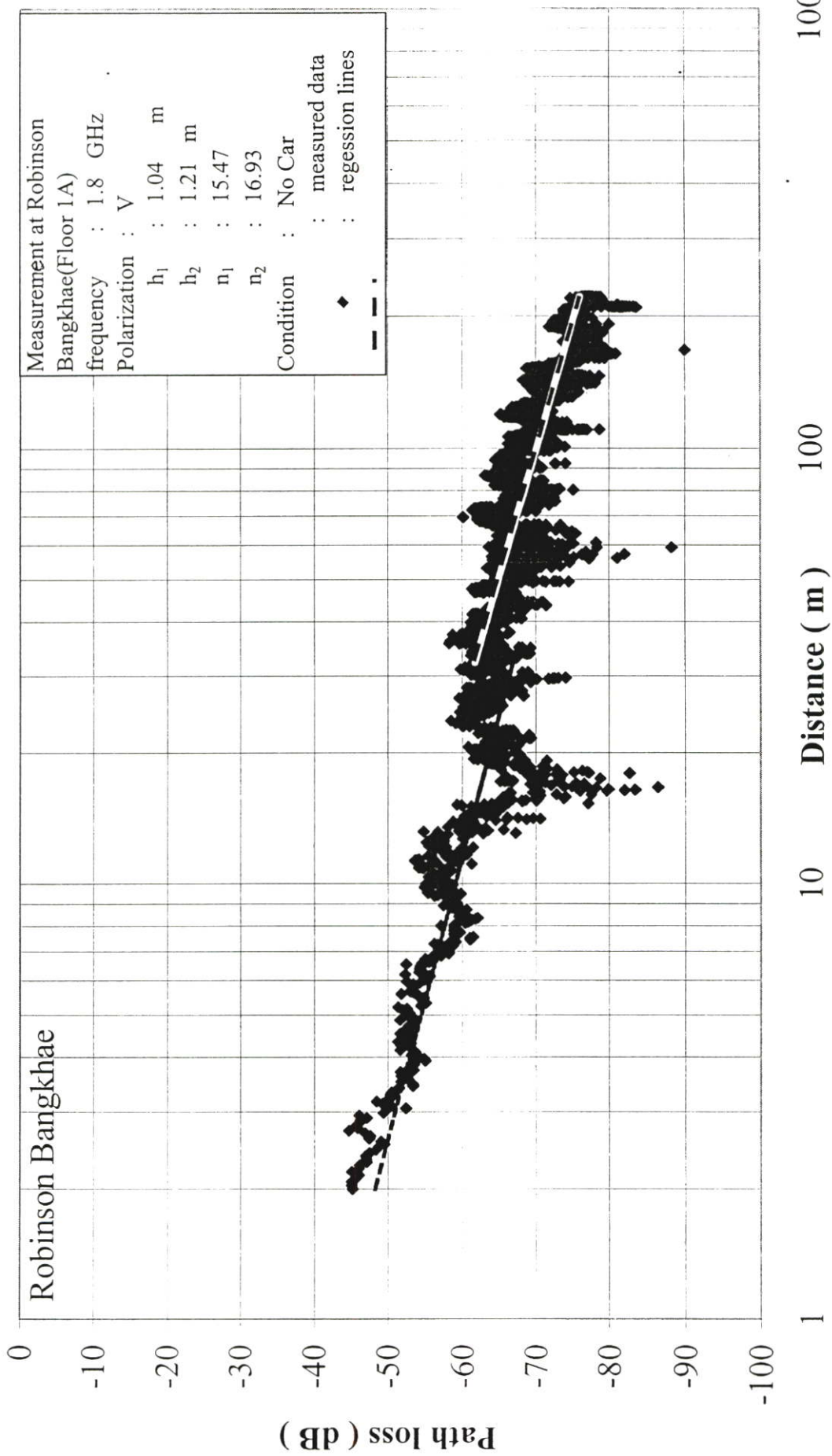


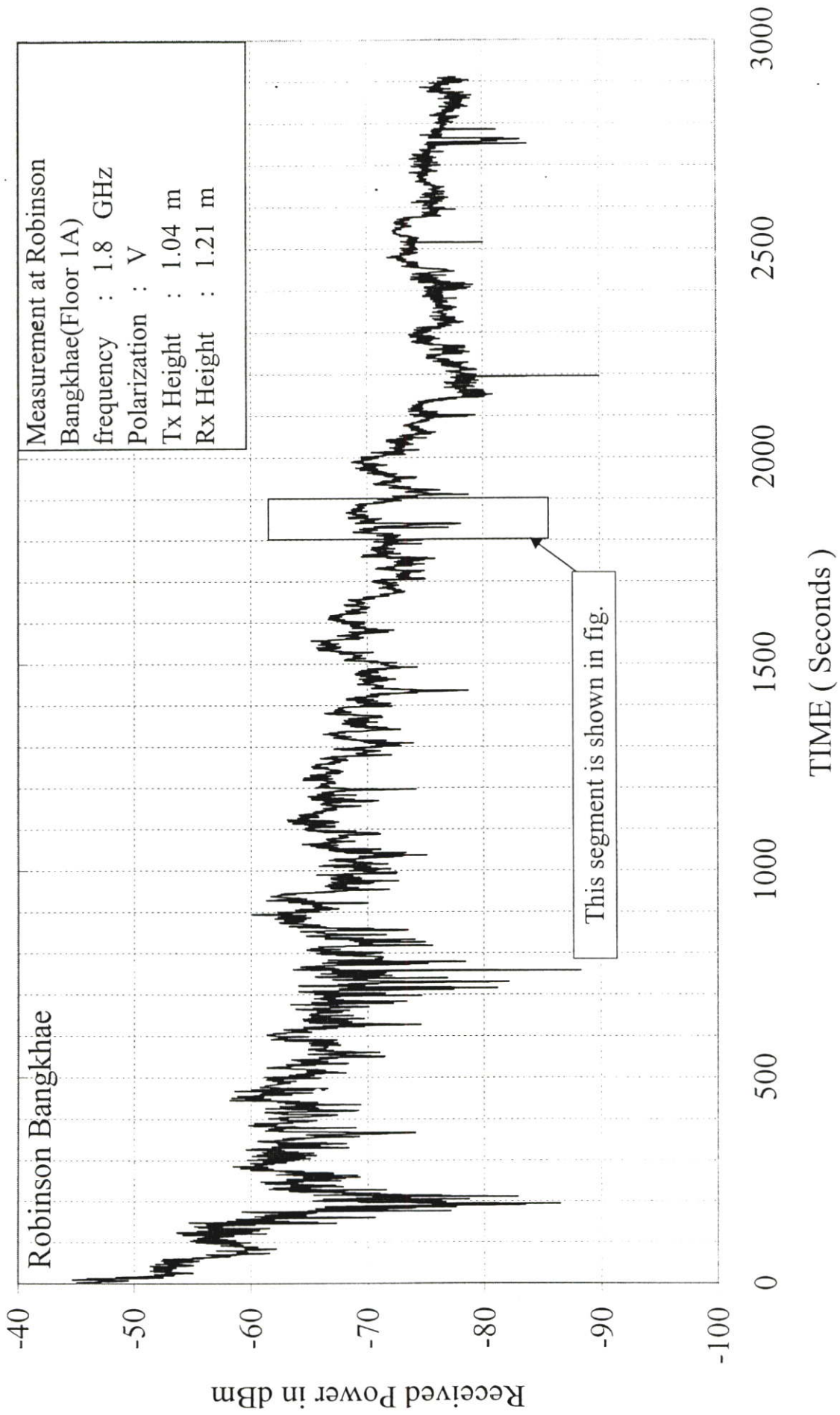


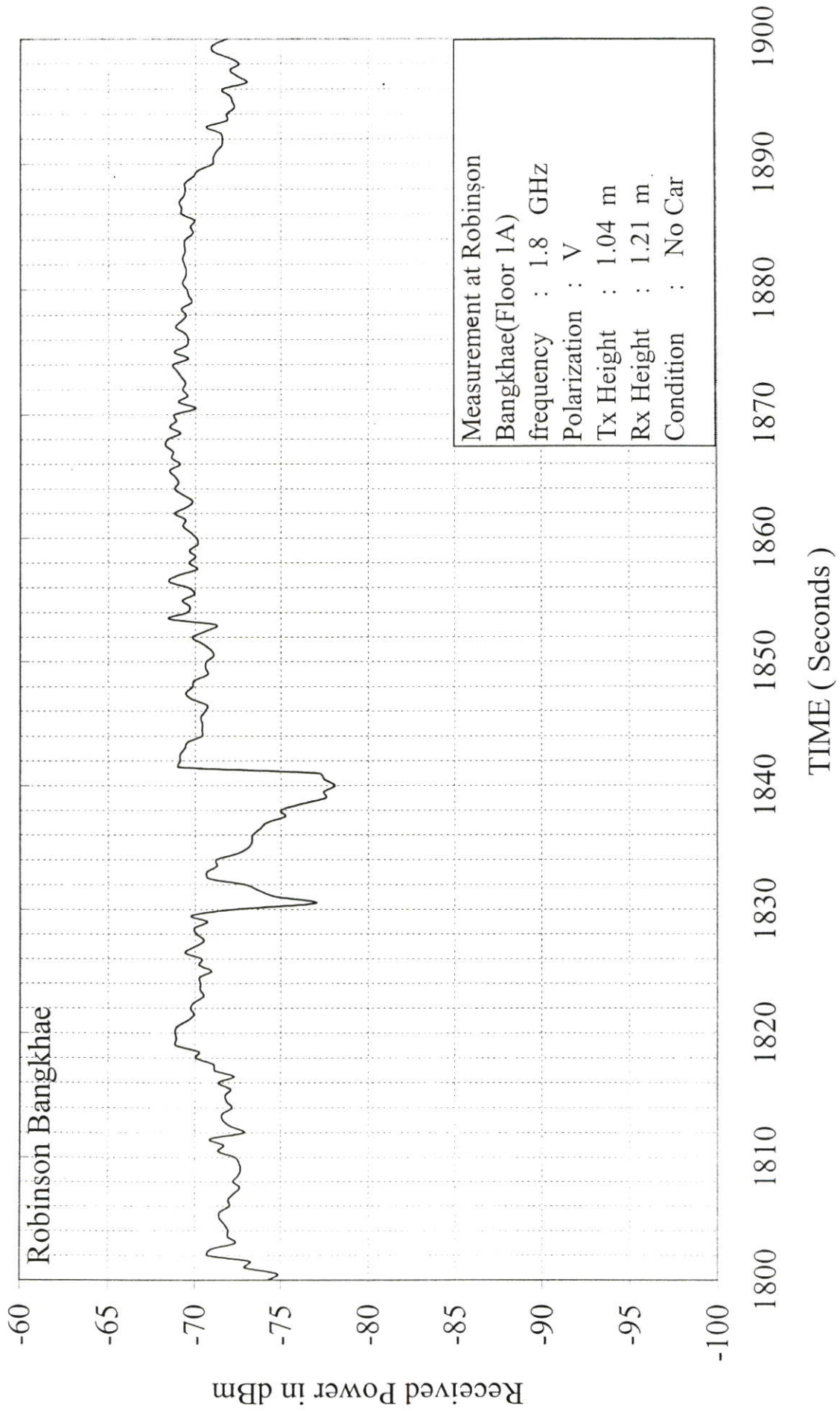








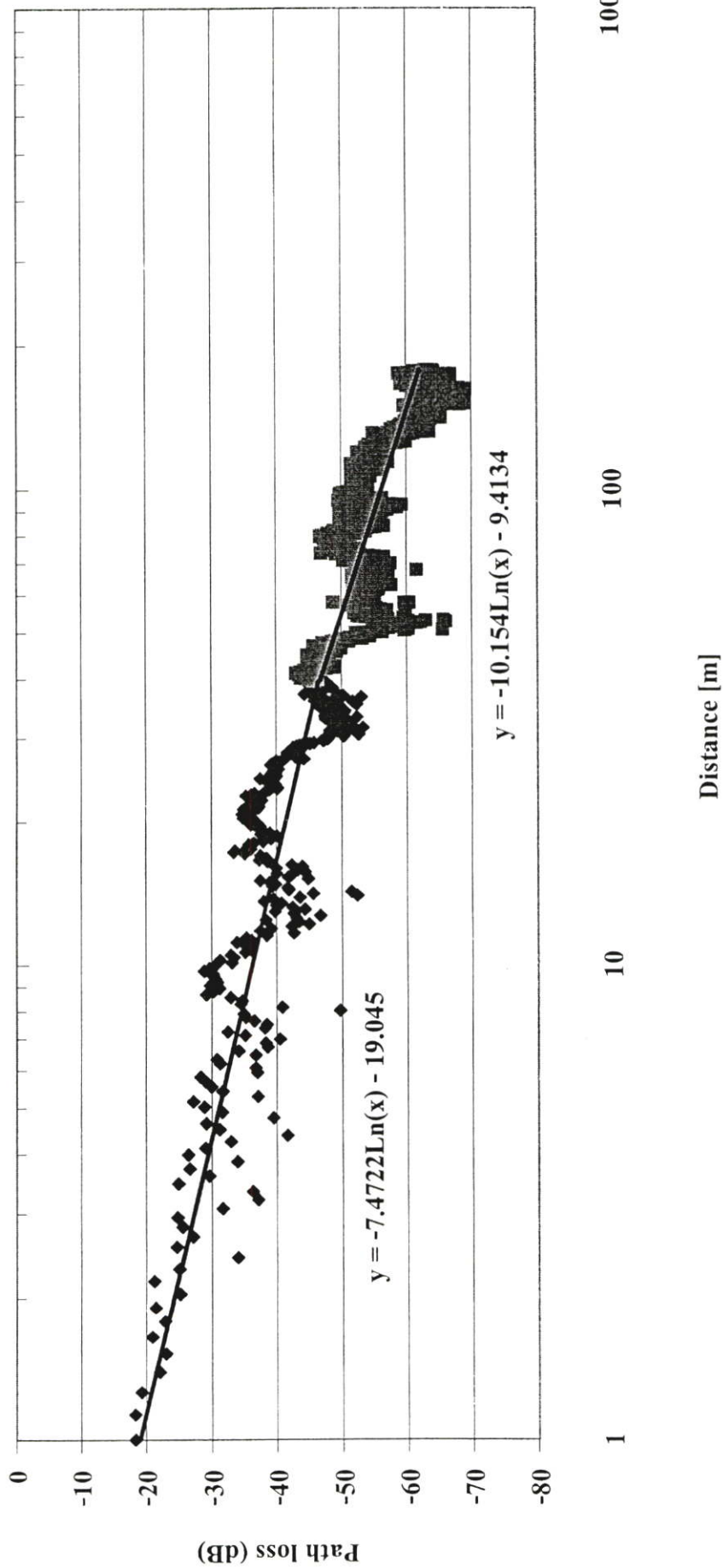




ชั้นที่ 2 อำนาจการ+ปฏิบัติการ Breakpoint 39.6
 [จากเครื่องส่งไปหาเครื่องรับ]

H = 2.6

W = 1.83



1

10

100

1000

Distance [m]

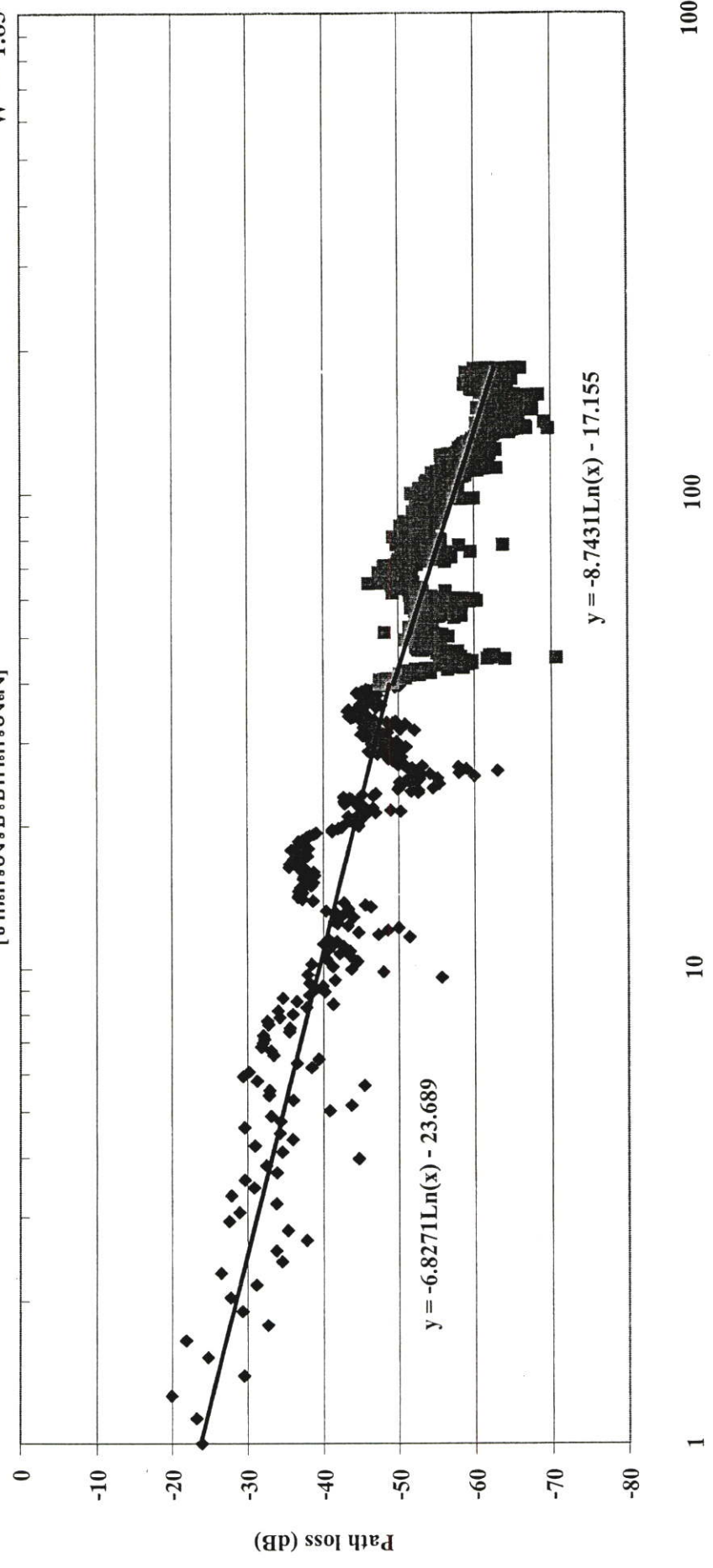
Path loss (dB)

H = 2.6

W = 1.83

ชั้นที่ 2 อำนาจการ+ปฏิบัติการ Breakpoint 39.6

[จากเครื่องรับไปหาเครื่องส่ง]



Distance [m]

1

10

100

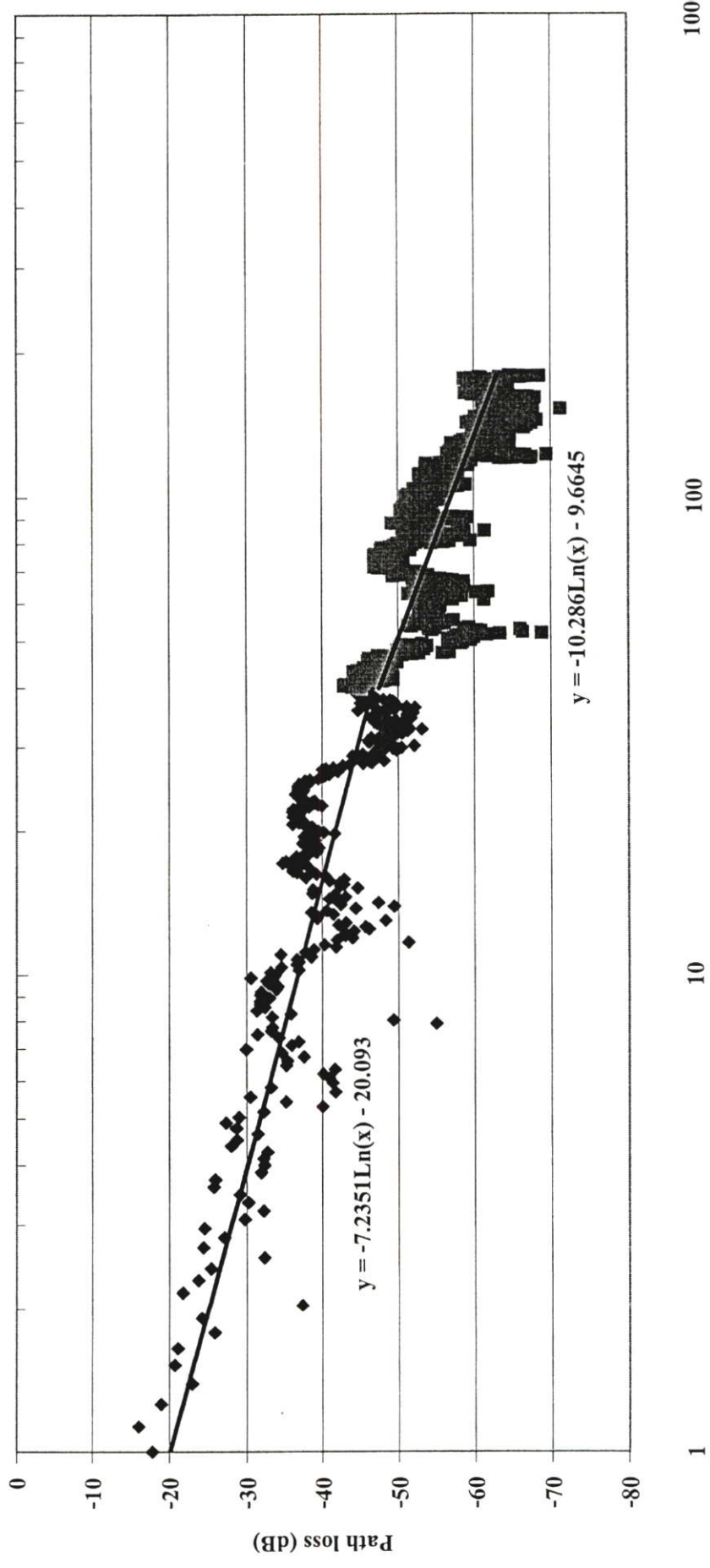
1000

ชั้นที่ 2 อำนาจการ+ปฏิบัติการ Breakpoint 39.6

H = 2.6

[จากเครื่องส่งไปหาเครื่องรับ]

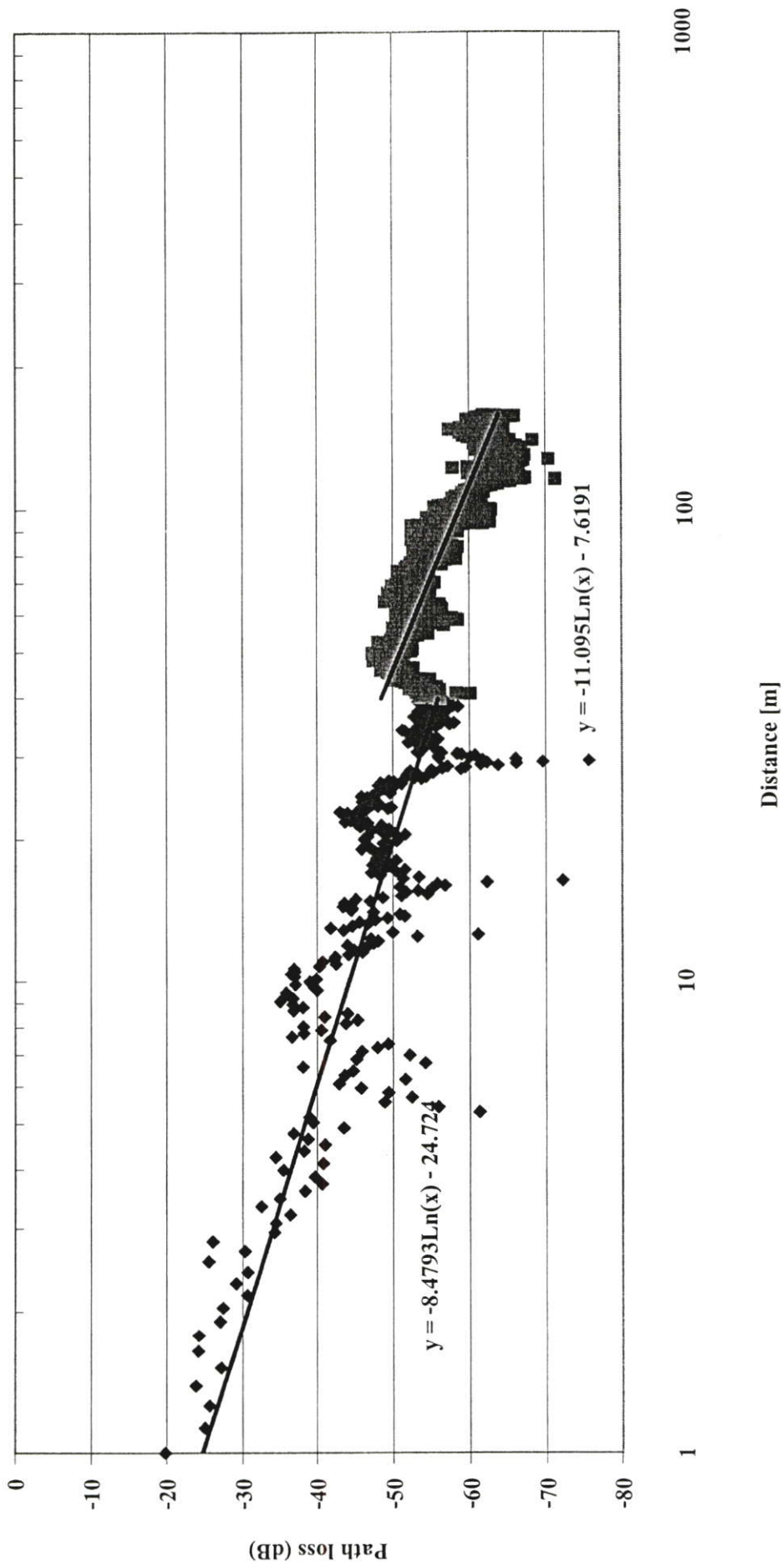
W = 1.83



Distance [m]

H = 2.6
W = 1.83

ชั้นที่ 2 อำนาจการ+ปฏิบัติการ Breakpoint 39.6
[จากเครื่องรับไปหาเครื่องส่ง]



1 10 100 1000

Distance [m]

Mahidol_F_3M_S_050905.xls

-----Linear Regression(Semi-log plot)-----

slope is 8.596915

yintersect is 37.922627

-----Linear Regression-----

-----Standard Error for Linear Regression(Semi-log plot)-----

Stand Error is 2.603611

-----Standard Error for Linear Regression-----

Optimization terminated successfully.

-----Fuzzy Regression(Semi-log plot)-----

a0 is 40.152785

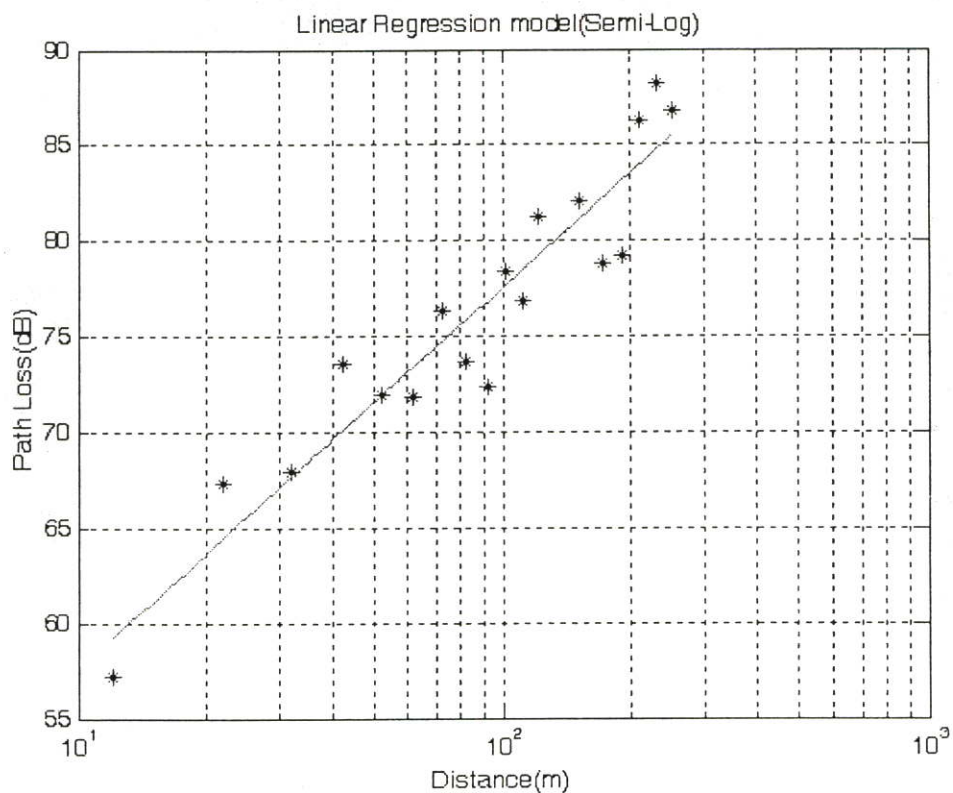
c0 is 1.346323

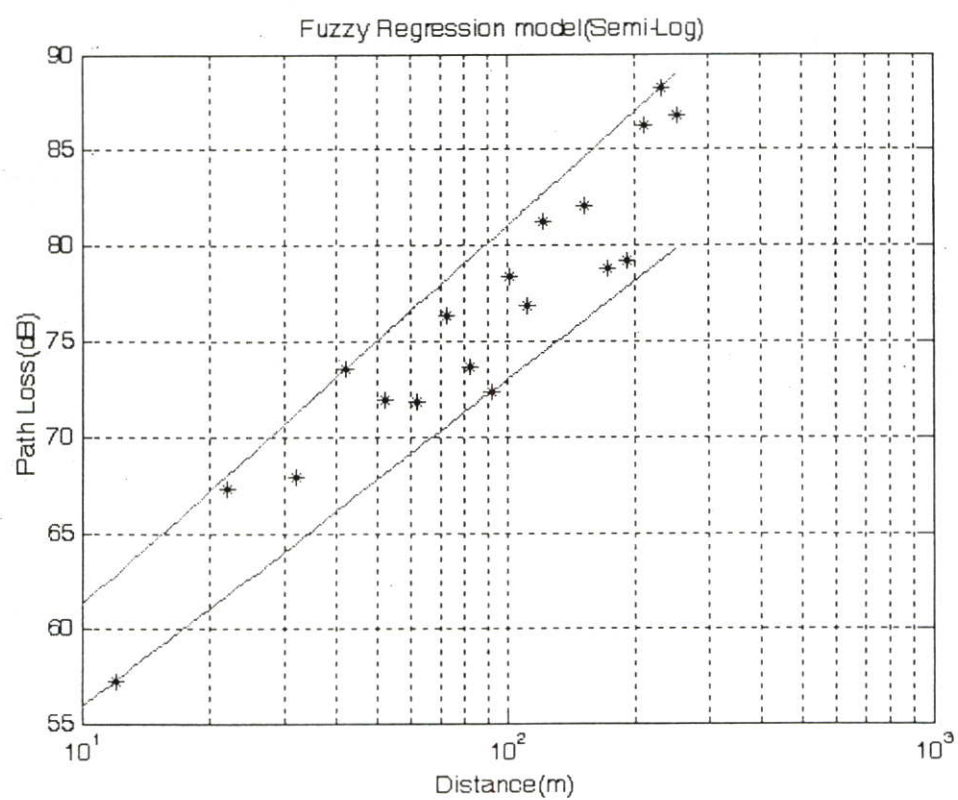
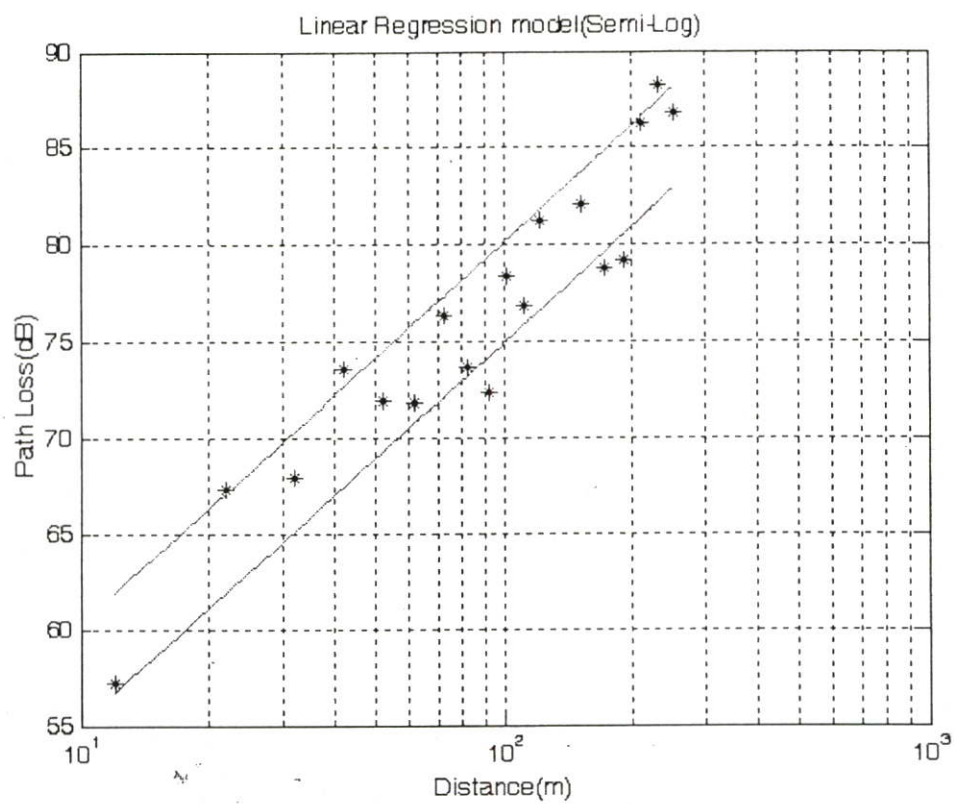
a1 is 18.416049

c1 is 1.335010

-----Fuzzy Regression-----

>>





-----Fuzzy Regression Before Breakpoint (Semi-log plot)-----

a0 is 44.930356
 c0 is 11.331317
 a1 is 18.838827
 c1 is 0.000000

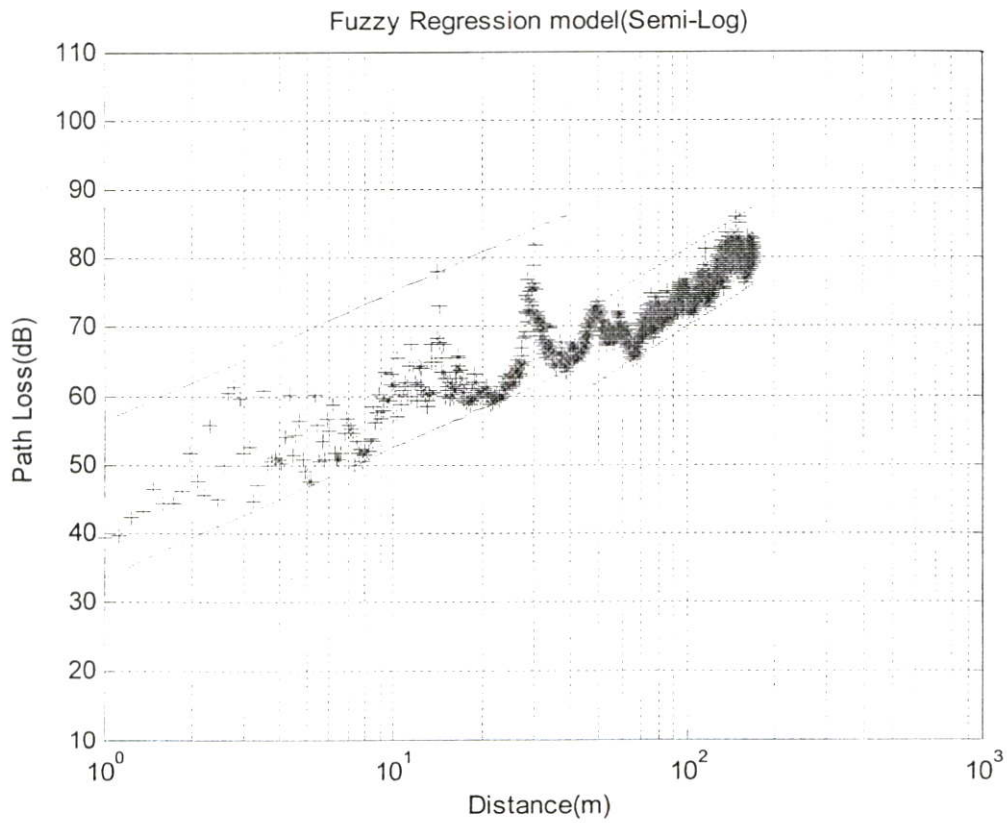
-----Fuzzy Regression Before Breakpoint-----

-----Fuzzy Regression After Breakpoint (Semi-log plot)-----

a0 is 23.015103
 c0 is 5.651162
 a1 is 26.294030
 c1 is 0.000000

-----Fuzzy Regression After Breakpoint-----

>>



ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายศุภชัย ไพบูลย์
วัน เดือน ปีเกิด	21 มีนาคม 2506 ที่กรุงเทพมหานคร
ที่อยู่	22/174 หมู่บ้านมณีนทนา ถ.เลียบคลองทวีวัฒนา ต. ศาลายา อ.พุทธมณฑล จ.นครปฐม โทร.02-4410941
ประวัติการศึกษา	2530 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ 2535 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1.) การทำนายการแพร่กระจายคลื่นวิทยุระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่ 2.) การวัดสนามคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า 3.) การคำนวณแบบอัจฉริยะ
ประสบการณ์การทำงานและผลงานวิจัย	
พ.ศ.2530-2533	ตำแหน่งวิศวกร บริษัท กสท โทรคมนาคม จำกัด (มหาชน)
พ.ศ.2533-2535	ตำแหน่งวิศวกร การไฟฟ้าฝ่ายผลิตแห่งประเทศไทย
ปัจจุบัน	รองศาสตราจารย์ ระดับ 9 ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหิดล
ผลงานวิจัย	-การศึกษาสภาวะแวดล้อมคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าบริเวณ โรงพยาบาลศิริราช และรามาริบดี -การวิเคราะห์และการวัดคุณภาพสัญญาณระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ AMP 800 MHz -การออกแบบระบบป้อนสัญญาณด้วยใยแก้วนำแสงสำหรับสถานีฐานระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ -แบบจำลองการแพร่กระจายคลื่นวิทยุสำหรับสถานีฐานระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ 1800 MHz -แบบจำลองการแพร่กระจายคลื่นวิทยุแบบอัจฉริยะสำหรับสถานีฐานระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ CDMA 2000