

**A UNIFORM THEORY OF DIFFRACTION ANALYSIS OF  
2.45 GHz WLAN INDOOR PROPAGATION  
WITH CONICAL BEAM ANTENNA**



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

**2005**

**ISBN 974-15-2055-7**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2005**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์การเดินทางคลื่นในโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายภายในอาคารที่ความถี่ 2.45GHz โดยใช้สายอากาศที่ให้ลำคลื่นรูปกรวยด้วยทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอ
นักศึกษา	นายอนุชิต ลางคุณเสน
รหัสนักศึกษา	46061227
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ	2548
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม	ผศ.ดร. ดนัย ต. รุ่งเรือง

### บทคัดย่อ

การสื่อสารด้วยระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายภายในอาคารได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน ดังนั้นการมีความรู้ความเข้าใจในพื้นฐานของการแพร่กระจายคลื่นถือเป็นสิ่งที่มีความสำคัญมาก่อนการวางแผนที่จะออกแบบระบบสื่อสาร โครงข่ายท้องถิ่นไร้สายเพื่อให้รองรับผู้ใช้บริการได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยเริ่มแรกการออกแบบระบบสื่อสาร โครงข่ายท้องถิ่นไร้สายจะถูกออกแบบโดยมนุษย์ โดยอาศัยความเชี่ยวชาญของผู้ออกแบบเองในการหาตำแหน่งที่เหมาะสมของระบบ แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะขอนำเสนอการวิเคราะห์การเดินทางคลื่นในโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายภายในอาคารที่ความถี่ 2.45GHz โดยใช้สายอากาศที่ให้ลำคลื่นรูปกรวยด้วยทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอ การเดินทางของคลื่นภายในอาคารดังกล่าวจะถูกพิจารณาโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ Numerical Electromagnetic Code – Basic Scattering Code Version 4.2 (NEC-BSC V.4.2) ในการจำลองแบบเพื่อใช้ในการพิจารณาพื้นที่ของการให้บริการ กำลังงานส่งและตำแหน่งของตัวส่งสัญญาณ (access point) ของระบบสื่อสารไร้สายภายในอาคาร การวิเคราะห์การแพร่กระจายคลื่นภายในอาคารดังกล่าวจะเริ่มต้นด้วยการจำลองแบบสายอากาศรวมไปถึงการจำลองแบบสภาพแวดล้อมภายในอาคารและคุณสมบัติเฉพาะตัวต่างๆ ของวัสดุ ด้วยโปรแกรม NEC-BSC แล้วนำผลที่ได้จากการจำลองแบบไปเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการทดสอบจริงภายในห้องสัมมนาอาคารกรมหลวงนราธิวาสราชนครินทร์ชั้นที่ 9 ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง โดยเปรียบเทียบผลในรูปของกำลังของสัญญาณรับกับระยะทางโดยการศึกษาดังกล่าวจะพิจารณาทั้งในกรณีที่มีการเดินทางคลื่นอยู่ในแนวระดับสายตา (line-of-sight : LOS) และกรณีที่ไม่ได้อยู่ในแนวระดับสายตา (non-line-of-sight : NLOS)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<b>Thesis Title</b>	A Uniform Theory of Diffraction Analysis of 2.45 GHz WLAN Indoor Propagation with Conical Beam Antenna
<b>Student</b>	Mr. Anuchit Langchunsein
<b>Student ID</b>	46061227
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Telecommunication Engineering
<b>Year</b>	2005
<b>Thesis Advisor</b>	Asst. Prof. Dr. Chuwong Phongcharoenpanich
<b>Co-Advisor</b>	Asst. Prof. Dr. Danai Torrungrueng

### ABSTRACT

Wireless local area network (WLAN) communication in indoor environments has received extensive interest in the present. A good knowledge of the propagation mechanisms and their influence on the system prior to the system deployment can help optimal communication network design which has the best quality of service to achieve. Traditionally, indoor wireless communication system design has been carried out by human experts relying on experience to determine a satisfactory system configuration. A uniform theory of diffraction analysis of 2.45GHz WLAN indoor propagation with conical beam antenna is proposed in this thesis. Numerical Electromagnetic Code-Basic Scattering Code (NEC-BSC) is used to treat the problem of indoor propagation modeling to predict important characteristics of coverage area, transmitted power requirements, and locations of access points in WLAN. In this thesis, the analysis is started with the simulation of the antenna, the room structure, the environments and the characteristics of the material using the NEC-BSC code. Predicted results obtained by this code are compared with actual measurements in terms of received powers versus distance for both line-of-sight (LOS) and non-line-of-sight (NLOS). In this thesis the measurements performed inside a building on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ACKNOWLEDGMENT

The followings are devoted to all those contributed to the completion of this thesis for the past two and a half years.

Sincere appreciation goes to my advisor, Asst. Prof. Dr. Chuwong Phongcharoenpanich, for his professional guidance in antenna theory, support and encouragement throughout my course of study at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang including correcting my English while reviewing this thesis. I also appreciate to my co-advisor, Asst. Prof. Dr. Danai Torrungrueng, for his professional guidance in the diffraction theory and propagation, for providing the NEC-BSC code to employ in propagation modeling, for producing cogent arguments as to how to cope with some NEC-BSC related predicaments, and for correcting my English while reviewing this thesis. An additional thank is extended to Mr. Titipong Lertwiriypapra for his assistance in contacting to author of the NEC-BSC code, Dr. Ronald Marhefka, for clarification of the proper usage of the code. Special thanks are extended to Ms. Panida Patsanont, who authorized the facilities for measurement at the 9<sup>th</sup> floor of Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ms. Krongthip Sakuntasri, who provided me with ACAD drawing of 9<sup>th</sup> floor of Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building, and Mr. Sarawut Chaimool at King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok for providing equipment and ideas on electromagnetic properties of materials measurements. In addition, I would like to thank Mr. Phairote Wouchoum, who assisted in antenna theory and Matlab processing results. Furthermore, I would also like to thank Ms. Suthasinee Lamultree for providing several theses, literatures and books, and Mrs. Krittaya Chawanonphithak for providing the WLAN tool for measurement. I am greatly indebted to Mr. Chawanthawat Mansap, and Mr. Pream Dangrattanawong for their assistance and suggestions with antenna configuration and also measurements. I am grateful to my research fellows in wireless laboratory, Mr. Rapin Kudpik, Mr. Sanchai Eardprab, and Mr. Supachai Kriengtanasan for assisting me with measurement campaign and friendship.

Lastly, I am so grateful to my parents who always stand by my side and encourage for everything and every time in my life.

Anuchit Langchunsein

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและ III อังอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TABLE OF CONTENTS

	Page
Abstract (Thai).....	I
Abstract (English).....	II
Acknowledgement.....	III
Table of Contents.....	IV
List of Tables.....	VIII
List of Figures.....	IX
Chapter 1 Introduction.....	1
1.1 Statement of the Problem.....	1
1.2 Goal of this Thesis.....	2
1.3 Hypothesis and Theory.....	2
1.4 Thesis Overview.....	3
Chapter 2 Basic Propagation Concepts.....	5
2.1 Introduction.....	5
2.2 Propagation in Outdoor and Indoor Environment.....	5
2.3 Three Basic Propagation Mechanisms.....	6
2.3.1 Reflection.....	6
2.3.2 Diffraction.....	7
2.3.3 Scattering.....	7
2.4 Radio Wave Propagation.....	7
2.4.1 Path Loss.....	9
2.4.2 Shadowing.....	13
2.4.3 Multipath Fading.....	13
2.5 Propagation Models.....	14
2.6 Large Scale Propagation Models.....	15
2.6.1 Empirical Models for Path Loss.....	15
2.6.2 Site-Specific Models for Path Loss.....	16
2.7 Small Scale Propagation Models.....	17
2.8 Conclusions.....	17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาเอกสาร **IV** ให้อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TABLE OF CONTENTS (continued)

	Page
Chapter 3 High Frequency Techniques.....	19
3.1 Introduction.....	19
3.2 Ray Tracing Techniques.....	19
3.3 Ray in an Indoor Environment.....	20
3.3.1 Geometrical Optics.....	23
3.3.2 Geometrical Theory of Diffraction.....	32
3.3.3 Uniform Theory of Diffraction.....	36
3.4 Multiple Scattering Effects.....	43
3.5 Conclusions.....	44
Chapter 4 NEC-BSC Program.....	45
4.1 Introduction.....	45
4.2 NEC-BSC Basic Commands.....	45
4.2.1 Geometry Command Word.....	45
4.2.2 Structure Definition Command Word.....	46
4.2.3 Antenna Definition Command Word.....	46
4.2.4 Pattern Control Command Word.....	46
4.2.5 Output Control Command Word.....	46
4.2.6 Program Control Command Word.....	47
4.3 NEC-BSC Capabilities.....	47
4.4 Other Works Based on the NEC-BSC Code.....	48
4.4.1 Half Wave Dipole with PEC Square Plate.....	49
4.4.2 Comparison with the Shooting and Bouncing Ray.....	50
4.4.3 Prediction of Wireless Communication System Performance in Indoor Environment.....	52
4.5 NEC-BSC Limitations.....	54
4.6 Conclusions.....	55
Chapter 5 Measurement Campaign.....	56
5.1 Introduction.....	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาแล้วต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

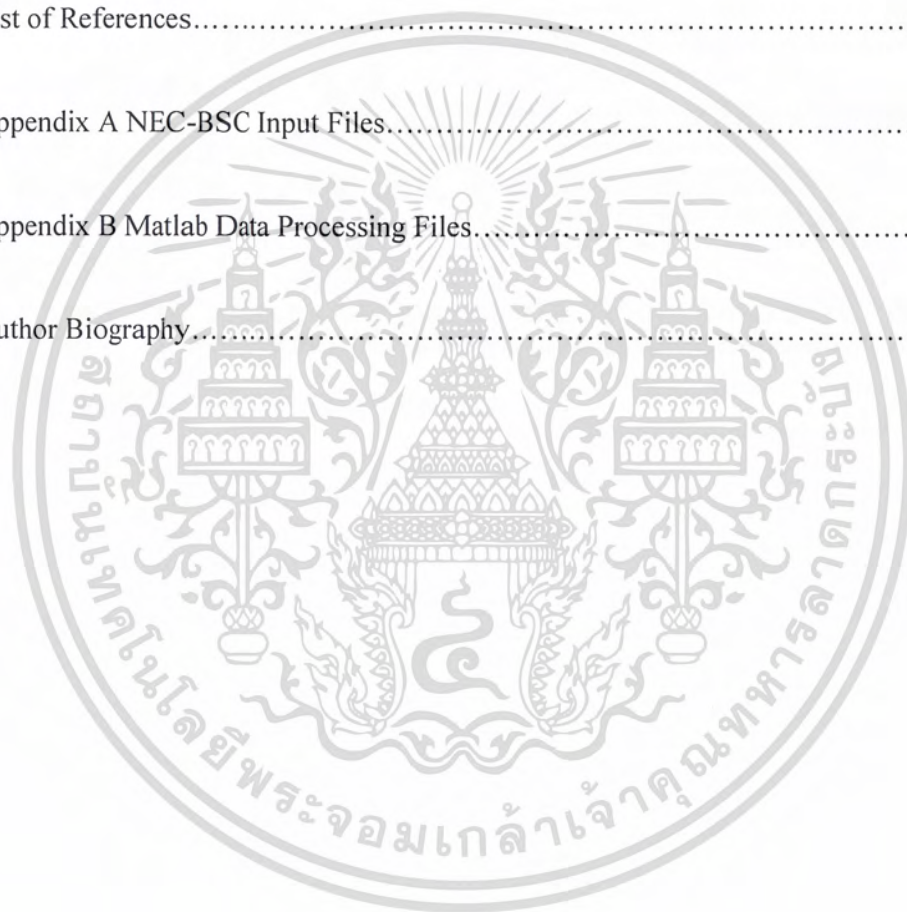
## TABLE OF CONTENTS (continued)

	Page
5.2 Characterizations of Transmitting and Receiving Antennas.....	56
5.2.1 Transmitting Antenna.....	56
5.2.2 Receiving Antenna.....	58
5.3 Measurement Scenario.....	58
5.4 Measurement Setup.....	60
5.5 Site Measurement.....	62
5.5.1 LOS Measurements.....	63
5.5.2 NLOS Measurements.....	66
5.5.3 Power Map Measurements.....	71
5.6 Conclusions.....	73
Chapter 6 NEC-BSC Model.....	74
6.1 Introduction.....	74
6.2 Geometry Definition.....	74
6.3 Effects of Building Materials.....	74
6.4 Dielectric Materials Measurement.....	77
6.5 Seminar Hall Model.....	83
6.5.1 LOS Environment Model.....	84
6.5.2 NLOS Environment Model.....	87
6.5.3 Power Map Model.....	91
6.6 Conclusions.....	94
Chapter 7 Simulation and Measurement Analysis.....	95
7.1 Introduction .....	95
7.2 Comparisons of Measurements and Simulations.....	95
7.2.1 Received Powers in the LOS Situation.....	96
7.2.2 Received Powers in the NLOS Situation.....	96
7.2.3 Power Map Coverage Area.....	101
7.3 Conclusions.....	102

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและVIของอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TABLE OF CONTENTS (continued)

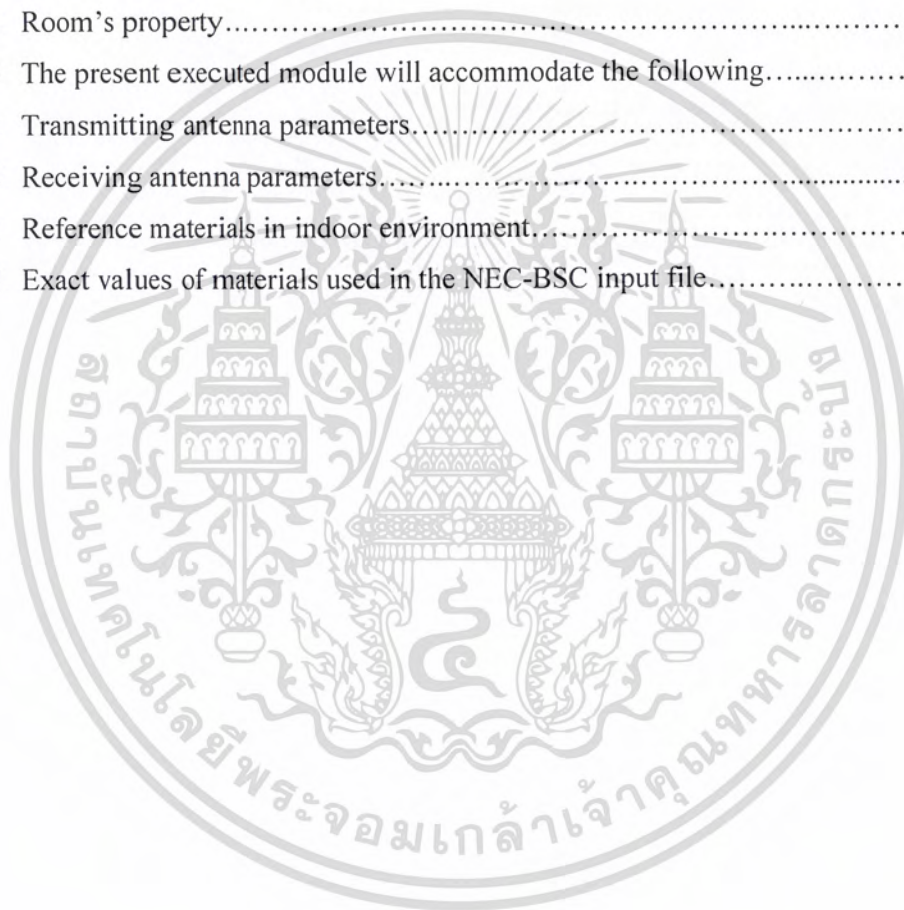
	Page
Chapter 8 Conclusions and Recommendations.....	104
8.1 Conclusions.....	104
8.2 Recommendations.....	105
8.3 Remark for Future Studies.....	105
List of References.....	106
Appendix A NEC-BSC Input Files.....	111
Appendix B Matlab Data Processing Files.....	133
Author Biography.....	137



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาแ่VII ้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LIST OF TABLES

Table.....	Page.....
2.1 Path loss exponents for different environments.....	10
2.2 Comparison of models for path loss.....	17
3.1 Numerical data for interpolation formula for the transition function $F(x)$ in the range $0.3 \leq x \leq 5.5$ .....	41
4.1 Individual plate field types.....	47
4.2 Room's property.....	52
4.3 The present executed module will accommodate the following.....	54
5.1 Transmitting antenna parameters.....	57
5.2 Receiving antenna parameters.....	58
6.1 Reference materials in indoor environment.....	76
6.2 Exact values of materials used in the NEC-BSC input file.....	85



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา **VIII** ให้อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# LIST OF FIGURES

Figure	Page
2.1 Radio propagation mechanisms in an indoor environment.....	7
2.2 Wireless communication system types.....	8
2.3 NLOS multipath propagation.....	9
2.4 LOS multipath propagation.....	9
2.5 Type of fading in wireless communication.....	14
3.1 Principal radii of curvature of the wavefront in free space.....	21
3.2 Three main types of rays reaching the observation point in an indoor environment.....	22
3.3 Incident and reflected ray tubes.....	24
3.4 Ray-fixed coordinate system used to defined the polarization of the incident field in the GO.....	25
3.5 Radio wave propagation around the wedge.....	31
3.6 GO total field across the shadow boundaries for the plane wave illumination...	31
3.7 Cone of diffracted rays.....	33
3.8 Radio wave propagation around the wedge.....	35
3.9 GTD total fields across the shadow boundary between the shadow and the lit region for the plane wave illumination.....	36
3.10 Edge fixed coordinate system with oblique incident wedge diffraction.....	37
3.11 UTD total field across the shadow boundary between the shadow and the lit region for incident plane wave is perpendicular to the edge.....	43
3.12 Examples of double reflected ray (1), double diffracted ray (2) reflected-diffracted ray (3), and diffracted-reflected ray (4).....	43
4.1 Dipole in the presence of PEC square ground plate.....	50
4.2 Total E-field pattern for a half-wave dipole away from PEC square plate.....	50
4.3 Rectangular rooms with a metallic closet.....	51
4.4 Path loss for the empty and furnished room computed using the NEC-BSC code.....	52
4.5 Bullard Hall model used in the NEC-BSC code.....	53
4.6 Receiving power in dBm predicted data matrices.....	53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาเอกสารIX ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LIST OF FIGURES (Continued)

Figure	Page
5.1 A photograph of a conical beam antenna.....	57
5.2 Radiation patterns of 2.45 GHz conical beam antenna (a) H-plane (b) E-plane.....	57
5.3 A photograph of dipole antenna.....	58
5.4 A photograph of seminar hall on the 9 <sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building at King Mongkut’s Institute of Technology Ladkrabang.....	59
5.5 Two-dimensional representation of the environment.....	59
5.6 A photograph of a transmitting antenna location.....	60
5.7 A photograph of receiving system.....	61
5.8 Schematic diagram of the narrowband measurement system.....	61
5.9 A photograph of seminar hall on the 9 <sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building at King Mongkut’s Institute of Technology Ladkrabang for the furnished scenario.....	62
5.10 Plan view of the seminar hall on the 9 <sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the empty scenario. The bold lines indicate the paths considered for measurements (a) door closed (b) door open.....	63
5.11 The measured results of received powers along Path I in the empty scenario....	64
5.12 The measured results of received powers along Path II in the empty scenario....	64
5.13 Plan view of the seminar hall on the 9 <sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the furnished scenario. The bold lines indicate the paths considered for measurements (a) door closed (b) door open.....	65
5.14 The measured results of received powers along Path I in the furnished scenario.....	65
5.15 The measured results of received powers along Path II in the furnished scenario.....	66
5.16 Plan view of the seminar hall on the 9 <sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in empty scenario. The bold lines indicate the paths considered for measurements (a) door closed (b) door open.....	67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา **X** ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LIST OF FIGURES (Continued)

Figure	Page
5.17 The measured results of received powers along Path III in the empty scenario..	67
5.18 The measured results of received powers along Path IV in the empty scenario..	68
5.19 The measured results of received powers along Path V in the empty scenario...	68
5.20 Plan view of seminar hall on the 9 <sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in furnished scenario. The bold lines indicate the paths considered for measurements (a) door closed (b) door open.....	69
5.21 The measured results of received powers along Path III in the furnished scenario.....	69
5.22 The measured results of received powers along Path IV in the furnished scenario.....	70
5.23 The measured results of received powers along Path V in the furnished scenario.....	70
5.24 Plan view of the seminar hall on the 9 <sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the empty scenario. Cross marks indicate the position considered for measurement (a) door closed (b) door open.....	71
5.25 The measured results of received power map in the empty scenario in the two dimension (a) door closed (b) door open.....	72
5.26 Plan views of the seminar hall on the 9 <sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the furnished scenario. Cross marks indicate the position considered for analysis (a) door closed (b) door open.....	72
5.27 The measured results of received power map in the furnished scenario in the two dimension (a) door closed (b) door open.....	73
6.1 Seminar hall created by the NEC-BSC code.....	77
6.2 Received power for permittivity variations of all materials along Path II in the empty scenario.....	78
6.3 Received power for permittivity variations of all materials along Path II in the furnished scenario.....	78
6.4 Substrate measurement fixture.....	79
6.5 Measurement setup (a) A photograph of SMS set up (b) SMS Schematic diagram.....	80

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและ XI ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LIST OF FIGURES (Continued)

Figure	Page
6.6 Dielectric material under test with the thickness of 0.3mm (a) glass, (b) gypsum, and (c) wooden.....	80
6.7 Ring resonator.....	81
6.8 Frequency response for the first seven resonances.....	83
6.9 Plan views of the seminar hall on the 9 <sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the empty scenario created with the NEC-BSC code. The dot lines indicate the observation points.(a) door closed (b) door open.....	86
6.10 The simulation results of received powers along Path I in the empty scenario.....	87
6.11 The simulation results of received powers along Path II in the empty scenario.....	87
6.12 Plan view of the seminar hall on the 9 <sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the furnished scenario created with the NEC-BSC code.The dot lines indicate the observation points. (a) door closed (b) door open.....	88
6.13 The simulation results of received powers along Path I in the furnished scenario.....	88
6.14 The simulation results of received powers along Path II in the furnished scenario.....	89
6.15 Plan view of the seminar hall on the 9 <sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the empty scenario created with the NEC-BSC code. The dot lines indicate the observation points. (a) door closed (b) door open.....	90
6.16 The simulation results of received powers along Path III in the empty scenario.....	90
6.17 The simulation results of received powers along Path IV in the empty scenario.....	91
6.18 The simulation results of received powers along Path V in the empty scenario.....	91

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและ XII อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

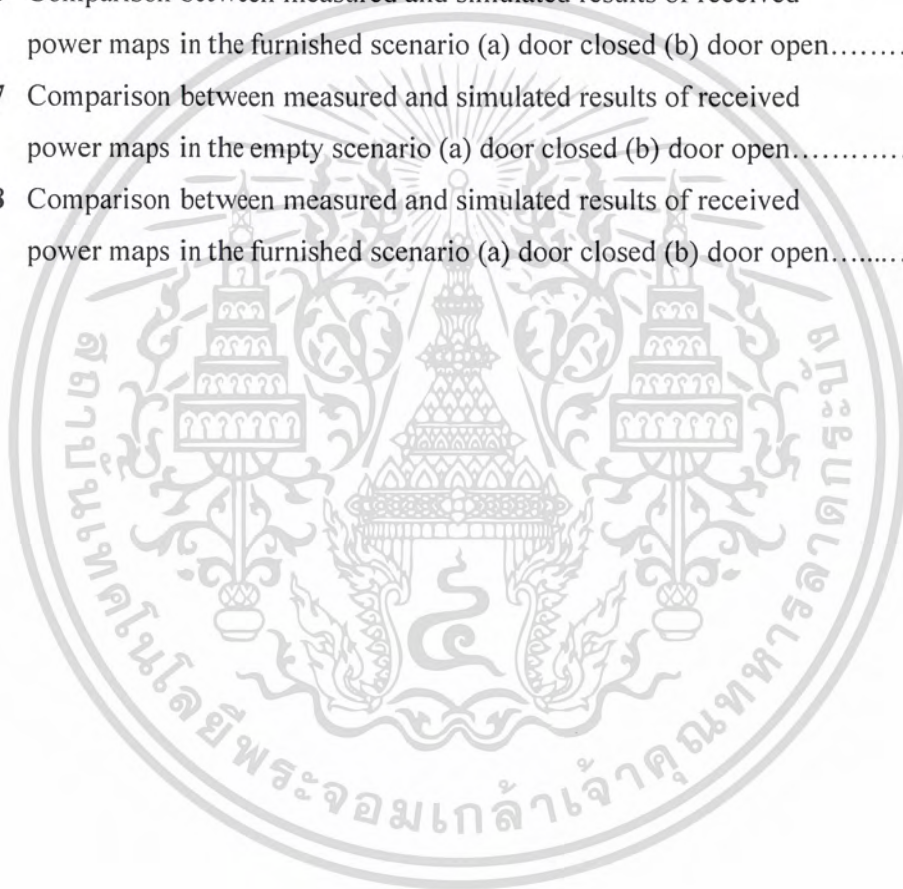
## LIST OF FIGURES (Continued)

Figure	Page
6.19 Plan view of the seminar hall on the 9 <sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the furnished scenario created with the NEC-BSC code. The bold lines indicate the observation points. (a) door closed (b) door open.....	92
6.20 The simulation results of received powers along Path III in the furnished scenario.....	92
6.21 The simulation results of received powers along Path IV in the furnished scenario.....	93
6.22 The simulation results of received powers along Path V in the furnished scenario.....	93
6.23 Plan view of the seminar hall on the 9 <sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the empty scenario, where the cross marks Indicate the positions considered for simulation (a) door closed (b) door open.....	94
6.24 The simulation results of received powers, for the empty scenario in two dimensional case (a) door closed (b) door open.....	95
6.25 Plan views of the seminar hall on the 9 <sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the furnished scenario, where crosses marks Indicate the positions considered for simulation (a) door closed (b) door open.....	95
6.26 The simulation results of received powers, for the furnished scenario in two dimensional case (a) door closed (b) door open.....	96
7.1 Comparison between measured and simulated results of received powers versus the distance in the empty scenario (a) along Path I (b) along Path II.....	99
7.2 Comparison between measured and simulated results of received powers versus the distance in the furnished scenario (a) along Path I (b) along Path II.....	100
7.3 Comparison between measured and simulated results of received powers versus the distance in the empty scenario (a) along Path III (b) along Path IV (c) along Path V.....	101

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา XIII อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LIST OF FIGURES (Continued)

Figure	Page
7.4 Comparison between measured and simulated results of received powers versus the distance in the furnished scenario (a) along Path III (b) along Path IV (c) along Path V.....	103
7.5 Comparison between measured and simulated results of received power maps in the empty scenario (a) door closed (b) door open.....	104
7.6 Comparison between measured and simulated results of received power maps in the furnished scenario (a) door closed (b) door open.....	105
7.7 Comparison between measured and simulated results of received power maps in the empty scenario (a) door closed (b) door open.....	106
7.8 Comparison between measured and simulated results of received power maps in the furnished scenario (a) door closed (b) door open.....	107



# CHAPTER 1

## INTRODUCTION

### 1.1 Statement of the Problem

Wireless communication systems inside buildings have received extensive interest in recent years, especially wireless local area network (WLAN). These networks are primarily targeted for indoor use, and are most often based on either the IEEE 802.11 Ethernet-type protocols or the Bluetooth Special Interest Group (SIG), both using the unlicensed band at 2.4 to 2.5 GHz, IEEE 802.11b [1] and Bluetooth [2], or at 5.15 to 5.85 GHz, IEEE 802.11a [3]. The European HiperLAN standard is also design for operating around 5.2 to 5.8 GHz [4].

WLAN operates mainly in 2.45 GHz Industrial, Scientific and Medical (ISM) band [5] in an indoor environment. One of the most important phenomena is know as the multipath propagation. This is due to the fact that the received signal is the distorted version of the transmitted one experienced by different propagation modes such as transmission, reflection, refraction, and diffraction from surrounding building structures and furnitures. These propagation mechanisms are seriously degrades the performance of communication systems. However, if we can characterize the multipath well with good knowledge of the propagation mechanisms and their influences on the system prior to the system deployment, an optimal communication network design can be achieved. In order to estimate the signal parameters accurately, it is necessary to estimate its propagation characteristics. The propagation analysis provides a good initial estimate of the signal characteristics. The ability to accurately predict radio propagation behavior for WLAN communication systems becomes crucial in designing WLAN systems; e.g., the coverage area, transmitted power requirements, and optimum access point locations. Since site measurements are very expensive and time consuming, propagation models have been developed for a suitable low-cost and convenient alternative.

A propagation model is a set of mathematical expressions, diagrams, and algorithms used to present the radio characteristics of a given environment [6]. Generally, the prediction models can be classified into major classes, which are empirical or statistical models and site-specific or deterministic models. Empirical models based on the measurements with intention of coming up with statistical

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

characterizations of the received signals. They are easier to implement, require less computational efforts, and are less sensitive to the environment geometry. On the other hand, site-specific models are based on the theory of electromagnetic wave propagation, have a certain physical basis, and require a vast amount of data regarding geometry, layout in building, location of furniture in building, and so on.

In this thesis, the uniform theory of diffraction (UTD) analysis of 2.45 GHz WLAN in indoor propagation with conical beam antenna is proposed, based on a ray-tracing technique. The problems of indoor propagation modeling are treated using the Numerical Electromagnetic Code-Basic Scattering Code (NEC-BSC). Predicted results are compared, in terms of propagation path loss and received powers versus distance, with actual measurements performed inside a building. The 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang is employed in this study.

## 1.2 Goal of this Thesis

The initial goal of this thesis is to treat the problem of indoor propagation modeling using the NEC-BSC code. Note that the ability to accurate prediction of radio propagation behaviors for WLAN communications becomes crucial in system design for coverage area, transmitted power requirements, and optimum access point locations. In this thesis predicted results obtained by this code are compared with actual measurements performed inside a building at the 9<sup>th</sup> floor of Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang with conical beam antenna operated at 2.45 GHz.

## 1.3 Hypothesis and Theory

The NEC-BSC is a high frequency electromagnetic analysis code, which employs the principles of UTD. Originally, this code is used to predict far zone and near zone patterns of antennas in the presence of scattering structures, to provide the electromagnetic compatibility (EMC) or coupling between antennas in a complex environment. In this thesis, the NEC-BSC is applied to predict radio propagation behavior for WLAN communications in indoor environments in terms of propagation path loss and coverage area.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Multipath propagation phenomenon occurs when radio waves arrive at the receiver from different directions with different amplitude, phase, and time delays. Multipath interferences seriously degrade the performance of communication systems. Good knowledge of the propagation mechanisms and their influences on systems can assist in system design.

The main propagation mechanisms consist of reflection, diffraction and scattering. Effects of propagation mechanisms are caused by electromagnetic waves propagation through building structures and furnitures. Thus, accurate predictions require a good knowledge of the electromagnetic material properties. Effects of the layout building and furniture in building on the radio wave propagation can be taken into account by using ray-tracing models. Ray-tracing models are based on the ray optical approximation where the radio waves have been assumed to propagate through rays. In the ray optical approximation, the fields are known to travel along rays and the radio wave propagation can be calculated according to geometrical principles. The scattering can then be calculated by assuming that each part of the scattering object can be considered as an infinite plane interface, and the incoming wave can be treated locally as a plane wave. These approximations are valid when the distances between the source to an observation point and the scattering are large compared to the wavelength. Ray tracing based on UTD has been employed to model the scattering arising from building structures and furniture. Finally, to verify the NEC-BSC code, a quantitative comparison between predicted results obtained by this code and actual measured signal strength for the same building are compared.

#### 1.4 Thesis Overview

This thesis proposes a uniform theory of diffraction analysis of 2.45 GHz WLAN in indoor propagation with conical beam antenna, and it is organized as follows.

Chapter 2 reviews basic propagation concepts, and provides background information on propagation models to predict radio propagation behavior for WLAN in an indoor environment.

Chapter 3 presents high frequency techniques based on geometrical optic (GO), which considers only direct, reflected, and refracted rays. To improve the GO theory, a new type of rays in terms of diffracted rays is introduced, leading to the UTD. The UTD is employed to describe the propagation phenomena in an indoor environment.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Chapter 4 presents a detailed description of the NEC-BSC code, including its capabilities and limitations of this code. Various simple simulations show that this code provides good results compared to those in literature for the same configurations.

Chapter 5 describes the building environment, where the measurements were performed, including the overall building structure and furniture, and the location of transmitting and receiving antennas in the building. Results obtained from the measurement campaign on the 9<sup>th</sup> floor of Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang are shown in this chapter.

Chapter 6 describes the modeling of a given confined environment and the simplifications adopted in our model. Moreover, effects of electromagnetic properties of building structures and furniture inside building to propagation are described. Simulation results are illustrated in this chapter.

Chapter 7 presents predicted results obtained by the NEC-BSC code compared with actual measurements performed inside a building at the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building.

Finally, Chapter 8 summarizes the contribution of this work and some recommendations for further avenues of research.

# CHAPTER 2

## BASIC PROPAGATION CONCEPTS

### 2.1 Introduction

The first step in the process of a new radio system design is to determine base station arrangement and a frequency plan, which are mainly dependent on environmental characteristics. One of the most important characteristics of the propagation environment is the path propagation loss typically expressed in dB between the transmitter and the receiver. An accurate estimation of the propagation losses provides a good basis for a proper selection of base station locations and a proper determination of the frequency plan.

An accurate prediction of the field strength level is a very complex and difficult task. Various field strength prediction methods have been proposed in this chapter. It should be noted that in most cases the presented models predict a local average value which is of particular interest for those system engineers who are putting radio systems in operation. Two main models for characterizing path loss, which are empirical models and site-specific models, are discussed in this chapter including their advantages and disadvantages.

### 2.2 Propagation in Outdoor and Indoor Environment

With the growth in the capacity of wireless communications, the size of coverage area becomes smaller and smaller from macrocell to microcell and then to picocell. The service environments include both outdoor and indoor areas.

When propagation is considered in an outdoor environment, one is interested primarily in three types of areas: urban, suburban, and rural. The terrain profile of a particular area also needs to be taken into account. The terrain profile may vary from a simple curved earth to a highly mountainous region. The presence of trees, buildings, moving cars, and other obstacles must also be considered. Direct path reflections from the ground and buildings, and diffractions from the corners, and roofs of buildings are the main contributors to the total fields generated at a receiver due to radio propagation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

There is also a great deal of interest in characterizing radio propagation in indoor environment. Much of the study of propagation is in indoor environments, which ranges from domestic rooms and offices, to open plan offices and industrial areas, corridors and stairway and to exhibition halls and railway stations. The indoor radio channel differs from the traditional outdoor radio channel in two aspects i.e., the distance covered is much smaller, and the variability of the environment is much greater for much smaller range of transmitter and receiver separation distance. Propagation inside buildings has, to some extent, a more complex multipath structure than for an outdoor propagation environment. This is mainly because of the nature of the structures used for the buildings, the layout rooms, and the most important, the type of construction materials used.

### 2.3 Three Basic Propagation Mechanisms

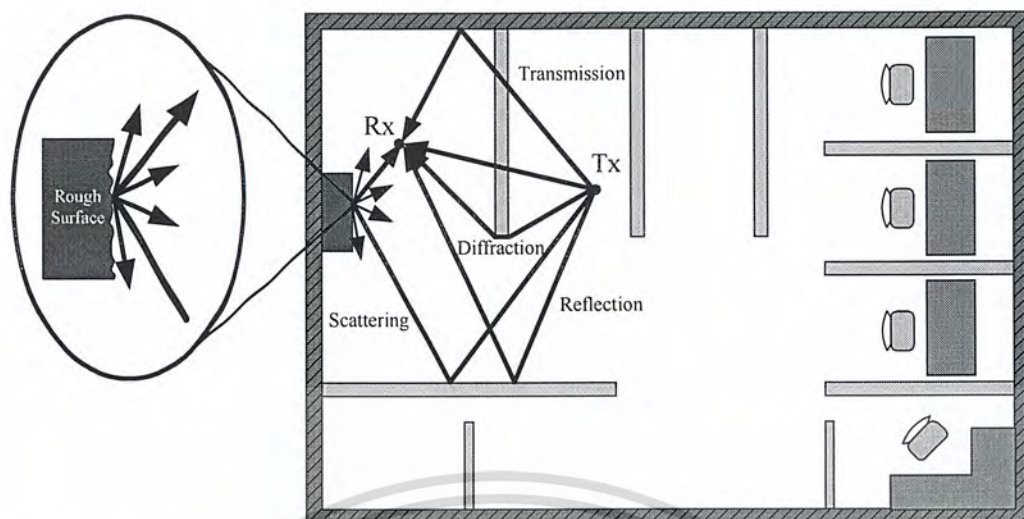
Radio signals with operating frequency of 2.45 GHz have small wavelengths compared with the dimensions of the building features, so electromagnetic waves can be treated simply as rays. This means that ray-optical methods can be used to describe the propagation within buildings by treating electromagnetic waves as traveling along localized ray paths. The fields associated with the ray paths change sequentially based on the features of the medium that the ray encounters.

In order to describe radio propagation with ray optics, three basic mechanisms [7] are generally considered while ignoring other complex mechanisms. These mechanisms are shown in Figure 2.1 for indoor applications.

#### 2.3.1 Reflection and Transmission

Reflection and transmission occurs when a propagating electromagnetic wave impinges upon an object that have very large dimensions compared to those of the wavelength of the propagating wave. Normally rays incident upon the ground, walls of buildings, the ceiling, and the floor undergo specular reflection and transmission with the amplitude coefficients usually determined by the plane wave analysis. Upon reflection or transmission, a ray attenuates by factors that depend on the frequency, the angle of incidence, and the nature of the medium, its material properties, thickness, homogeneity and so on. These mechanisms often dominate radio propagation in indoor applications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**Figure 2.1** Radio propagation mechanisms in an indoor environment.

### 2.3.2 Diffraction

Rays incident upon the edges of buildings, walls and other large objects can be viewed as exciting the edges to act as a secondary source. Diffracted fields are generated by this secondary wave source and propagate away from the diffracting edge. In effect, this wave produced by the obstructing surface are presented throughout the space and even behind the obstacle, so called shadowed regions, giving rise to bending of waves around the obstacle. This diffracted field can reach a receiver, even when a LOS path does not exist between the transmitter and receiver, because a secondary source is created. However, it suffers more loss than that experienced via reflection or transmission.

### 2.3.3 Scattering

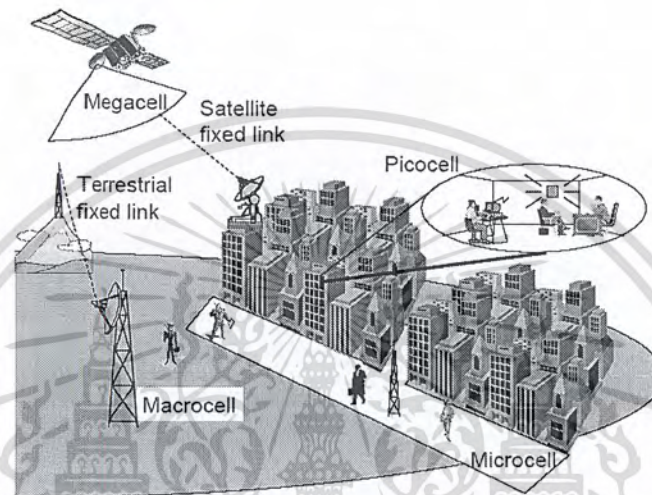
Scattering occurs when the medium through which the wave propagates consists of objects with dimensions that are small compared to the wavelength, and where the number of obstacles per unit volume is large. Scattered waves are produced by rough surfaces, small objects, or by other irregularities in the propagation channel.

## 2.4 Radio Wave Propagation

Propagation is the underlying mechanisms which affect how a radio signal travels. All transmitters have a particular coverage area. The coverage area of a radio

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

transmitter or a signal source will depend on several factors like how much power is being transmitted from the antenna, the surrounding environment and the distance of separation between the receiver and the transmitter. The surrounding environment plays a very important role in the propagation mechanisms, such as reflection, diffraction and scattering as seen in Section 2.3. These in turn affect signal strength and give rise to signal fading.



**Figure 2.2** Wireless communication system types [8].

Figure 2.2 shows a few of many interactions between electromagnetic waves, the antennas which launch and receive them, and the environment through which they propagate. All of these effects must be accounted for, in order to understand and analyse the performance of wireless communication systems. This section sets these effects in context by first introducing the wireless communication channel, which includes all of the antenna and propagation effects within it. It is conventional to subdivide the multiplicative processes in the channel into three types of attenuation: path loss, shadowing or large-scale fading and multipath fading or small-scale fading, which appear as time-varying processes between transmitting and receiving antennas. Figure 2.3 shows how fading phenomenon might arise in practice. A transmitter and receiver are surrounded by objects which reflect and scatter the transmitted energy, causing several waves to arrive at the receiver via different routes. This is classified as the multipath propagation. Since the direct wave from the transmitter to the receiver is

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

blocked, this situation is called the non-line-of-sight (NLOS) propagation. Each of waves has a different phase, and this phase can be considered as an independent uniform distribution, with the phase associated with each wave being equally likely to take on any value. In contrast, Figure 2.4 shows the LOS case, where the single strong path is received along with multipath energy from local scatterers.

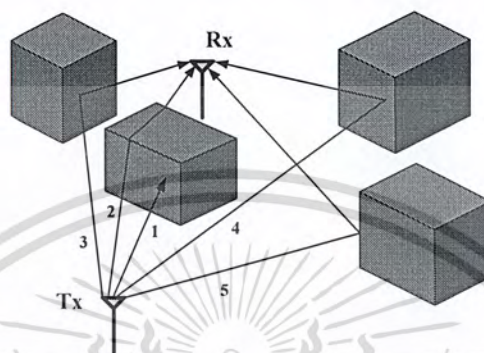


Figure 2.3 NLOS multipath propagation.

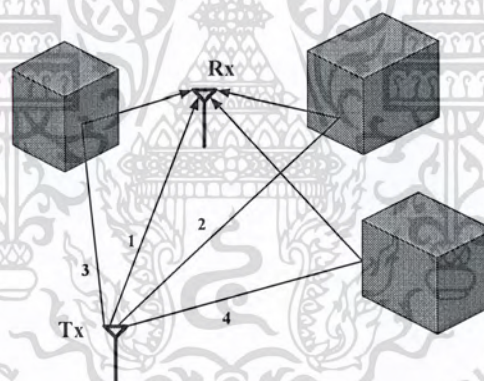


Figure 2.4 LOS multipath propagation.

#### 2.4.1 Path Loss

An operation scenario is defined by a set of operations for which a variety of distances and environments exist between transmitter and receiver. As a result, a unique channel model cannot describe radio propagation between the transmitter and the receiver, and we need several models for a variety of environments to enable system design. The major object of the signal coverage calculations for any environment is the path loss ( $PL$ ).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The *PL* is associated with the design of base stations. It provides information on the required power of as tell us how many transmitters are required to radiate to a given service region. Path loss is a measure of the average radio frequency (RF) attenuation suffered by a transmitted signal when it arrives at the receiver after traversing several wavelengths. It is defined in dB as [9]:

$$PL(\text{dB}) = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = P_t(\text{dB}) - P_r(\text{dB}) \quad (2.1)$$

here  $P_t$  and  $P_r$  are the transmitted and received powers, respectively. In a given environment, the received signal power  $P_r(d)$  at a particular distance  $d$  from a transmitter decreases as function of distance given by

$$P_r(d) \propto \frac{1}{d^n} \quad (2.2)$$

where  $n$  is the path loss exponent which is a function of the environment and indicates the rate at which received signal strength drops with distance are shown in Table 2.1. Typical path loss exponents obtained in various mobile radio environments.

**Table 2.1** Path loss exponents for different environment [7].

Environment	Path Loss Exponent (n)
Free space	2
Urban area cellular radio	2.7 – 3.5
Shadowed urban cellular radio	3 – 5
In building line-of-sight	1.6 – 1.8
Obstructed in building	4 – 6
Obstructed in factories	2 – 3

Free space propagation refers to the scenario where there is an unobstructed line of sight between the transmitter and receiver. In general, the path loss, as a deterministic parameter, is defined in the following way. Let  $P_t$  be the transmitted power transferring of the input port of an antenna in watts with gain  $G_t$ . In addition,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

let the perfectly co-polarized receiving antenna with gain  $G_r$ , deliver power  $P_r$  in watts into a perfectly matched load at its port. The path loss is defined from the Friis transmission equation; i.e.,

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = \frac{1}{PL} \quad (2.3)$$

Path loss can also be written in terms of the magnitude of electric field strength  $|E_r|$  instead of the received power. A few simple equations show the important relations between path loss and field strength. At a distance  $d$  in free space from the phase center of the transmitting antenna, the power flux density  $P_d$  is given by

$$P_d = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \quad (2.4)$$

Note that the relation between  $E_r$  and  $P_d$  can be written as

$$P_d = \frac{|E_r|^2}{2\eta} \quad (2.5)$$

where  $\eta = 120\pi$  is the intrinsic impedance of free space. Equating (2.4) and (2.5) yields

$$|E_r|^2 = 30 \frac{P_t G_t}{d^2} \quad (2.6)$$

From (2.3), the free-space path loss is given by the expression

$$PL = \frac{P_t}{P_r} = \frac{1}{G_t G_r} \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 = \frac{1}{G_t G_r} \left( \frac{4\pi f d}{c} \right)^2 \quad (2.7)$$

Substituting (2.7) into (2.1) yields  $PL$  in dB as

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$PL = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = 10 \log \left( \frac{1}{G_t G_r} \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \right) \quad (2.8)$$

The path loss for the free space model when antenna gains are included is given by

$$PL(\text{dB}) = 10 \log \left( \frac{P_t}{P_r} \right) = 32.4 + 20 \log f_{\text{MHz}} + 20 \log d_{\text{km}} - 10 \log G_t - 10 \log G_r \quad (2.9)$$

where the frequency is expressed in MHz and the distance is in km. When antenna gains are excluded, the transmitting and receiving antennas have unity gain for isotropic antenna and the path loss is given by the following formula.

$$PL(\text{dB}) = 10 \log \left( \frac{P_t}{P_r} \right) = 32.4 + 20 \log f_{\text{MHz}} + 20 \log d_{\text{km}} \quad (2.10)$$

Note that for frequency-independent antenna gains, the path loss is proportional to the frequency squared, in contrast to the field strength which is dependent of frequency.

Substituting (2.7) into (2.6), the relation between the path loss and the field strength is

$$|E_r|^2 = 30 \left( \frac{4\pi}{\lambda} \right)^2 P_t G_t \frac{1}{PL} = 30 \left( \frac{4\pi f}{c} \right)^2 P_t G_t \frac{1}{PL} \quad (2.11)$$

Note from (2.3) that the path loss is a well-defined quantity and its use is not restricted to the inverse square law of (2.3) corresponding to the free space.

It is clear that (2.3) does not hold for  $d = 0$ . Hence, many propagation models use a different representation for a close-in distance,  $d_0$ , known as the received power reference point. It is typically chosen to be 1 m. In realistic mobile radio channels, free space is not the appropriate propagation medium. A general  $PL$  model uses a parameter  $\gamma$ , to denote the power law relationship between the separation distance and received power. So the path loss in dB can be expressed as [10]

$$PL(d) = PL(d_0) + 10\gamma \log \left( \frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

where  $\gamma = 2$  characterizes the free space. However,  $\gamma$  is generally higher for wireless channels.  $X_\sigma$ (dB) denotes a zero mean Gaussian random variable of the standard deviation  $\sigma$ (dB) that reflects the variation of the average of the received power that naturally occurs when a PL model of this type is used.

### 2.4.2 Shadowing

Shadowing or large-scale fading is experienced by both indoor and outdoor wireless communications. This impairment is primarily caused by attenuation in the form of signal path blockage due to the surrounding environment. This is important in mobile radio, particularly in buildings, because the propagation environment varies as people move around in the transmission paths. Also, in the indoor environment, furniture and partitions contribute to losses due to signal shadowing. Shadowing is also known as slow fading, and is found to follow a log-normal distribution for both indoors and outdoors.

### 2.4.3 Multipath Fading

Multipath fading or small-scale fading [11] is one of the distinctive features of wireless communication channel as shown in Figure 2.1, in which the received signal consists of multiple reflected, diffracted, and scattered components, as well as possibly a direct line-of-sight component. Because all of these components travel different distances and encounter different reflections, their phases are different. The relative phases of the received signals change as the mobile moves. Depending on the relative phases of the signals, they can reinforce or cancel each other. In the latter case, a fade results. As the receiver is moved, the received signal power undergoes variations resulting in a fading envelope that can be measured.

The type of fading experienced by a signal propagating through wireless communication channel depends on the nature of the transmitted signal as well as on the characteristics of the channel. Different transmitted signals will undergo different types of fading according to the relation between the signal parameters, such as path loss, bandwidth, symbol period, and so on and the channel parameters such as RMS delay spread and Doppler spread. Figure 2.5 describes the different types of fading and the different relationships that exist between them.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The phenomenon of large-scale fading is affected primarily by the presence of hills, forests, and buildings between the transmitter and receiver. The statistics of large-scale fading provide a way of computing an estimation of the path loss as a function of distance and other factors.

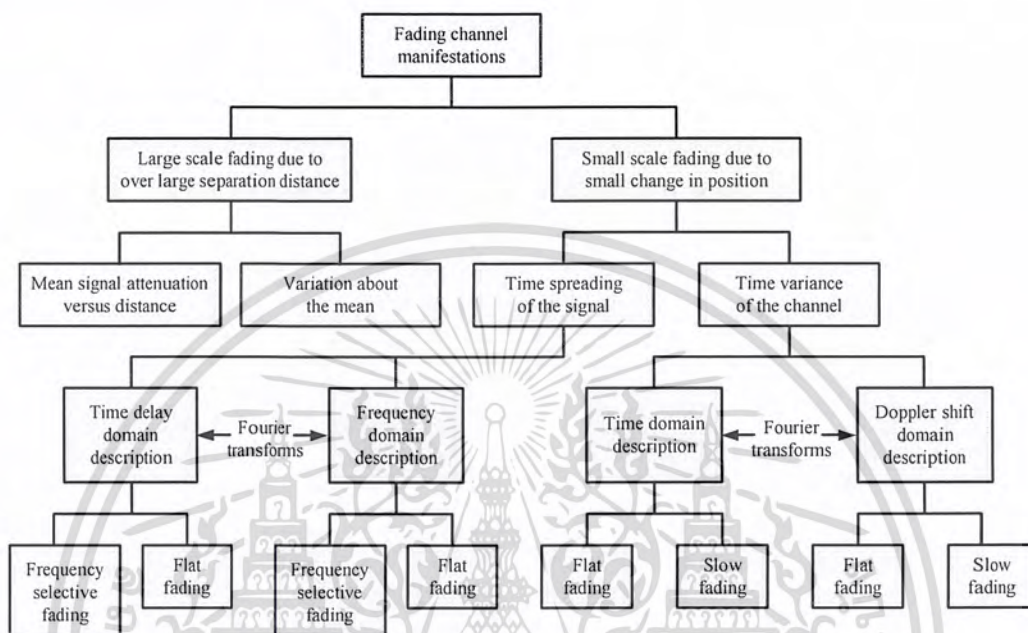


Figure 2.5 Types of fading in wireless communication.

## 2.5 Propagation Models

Although multipath interference seriously degrades the performance of communication systems, little can be done to eliminate it. However, if we characterize the multipath medium well and have sound knowledge of the propagation mechanisms and their influence on the system, better design for the system can be selected to achieve good propagation performance and hence to achieve better quality of service. Since site measurements are costly, propagation models have been developed as a suitable low-cost, convenient alternative. A propagation model is a set of mathematical expressions, diagrams, and algorithms used to represent the radio characteristics of a given environment.

Propagation models are classified into two categories, which are large scale propagation or path loss models and small scale propagation or fading models. The former is large scale propagation models concerning with estimating signal strength at

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

given distance of separation between a transmitter and a receiver, where the distance is of several hundred meters or wavelengths. Large scale propagation models aim to predict signal strength at a particular receiving point from the path loss phenomenon. The latter is small scale propagation models, which place an emphasis on rapid fluctuations of the received signal strength over very short travel distance of a few wavelengths or short time durations. Small scale propagation models aim to predict dramatic changes in signal amplitudes and phase or multipath delays of a radio signal over a short period of time or travel distance from shadowing and multipath fading phenomena. In typical WLAN applications, the transmitter and receiver are fixed in position depending on a given distance between them. In our work, we are more concerned about large scale propagation models, and hence place less emphasis on small scale propagation models.

## 2.6 Large Scale Propagation Models

For large scale propagation models, there are two main models for characterizing path loss, which are empirical and site-specific models. The former is based on the statistical characterization of received signals. Empirical models are easier to implement, require less computational effort, and are less sensitive to the environment geometry. The latter has a certain physical basis and requires a vast amount of data regarding geometry, terrain profile, locations of buildings and furnitures in the buildings, and so on. The advantages and disadvantages of both models are considered in detail in later sections.

### 2.6.1 Empirical Models for Path Loss

In the empirical models, all environmental influences are implicitly taken into account regardless of whether they can be separately recognized. This is the main advantage of these models. On the other hand, the accuracy of these models depends not only on the accuracy of the measurements, but also on the similarities between the environment to be analyzed and the environment where the measurements are carried out. The computational efficiency of these models is usually satisfying. Examples of empirical solutions are the Okumura et.al. model [12], Hata model [13], Cost-231-Walfisch-Ikegami model [14], and Dual-Slope model [15]-[16].

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.6.2 Site-Specific Models for Path Loss

Site-specific propagation models, also called deterministic models, are based on the theory of electromagnetic wave propagation. Unlike statistical models, site-specific propagation models do not rely on extensive measurements but on greater detail of the environment, and provide an accurate prediction of the signal propagation. In theory, propagation characteristics of electromagnetic waves could exactly be computed by solving Maxwell's equations. Unfortunately, this approach requires very complex mathematical operations and requires considerable computing power. Site specific models mostly take advantage of the high frequency approach, which enables the simulation of radio propagation in the form of rays. Therefore, the resulting total field strength at the receiver's position is computed as the sum of all the arriving rays generated by transmitters. Examples of site specific models are the ray-tracing technique [17]-[27], the finite-difference time domain (FDTD) model [28]-[30], the moment method (MOM) model [31]-[32], and the artificial neural network (ANN) model [33].

### 2.7 Small Scale Propagation Models

Small-scale fading is used to describe the rapid fluctuations in signal amplitude and phase that can be experienced as a result of small changes as small as a half-wavelength in the spatial separation between a receiver and transmitter. These changes in the envelope of the received signal are statistically described by a stochastic process. In order to get a good understanding of the channel, it is important to study the distribution of the envelope of the received signal. A few possible choices of the statistical distributions to model the envelope are explained below.

When there is a dominant stationary nonfading signal component present, such as a line-of-sight propagation path, the fading distribution is Ricean. The Ricean distribution also called the Rice distribution or Ricean distribution [34]. As the dominant signal in the Ricean distribution becomes weaker, the composite signal resembles a noise signal which has the envelope of the Rayleigh distribution. For mobile radio channels, the Rayleigh distribution is widely used to describe the statistical time-varying nature of the received envelope of flat fading signal, or an individual multipath component.

**Table 2.2** Comparison of models for path loss.

Mode Name	Suitable Environment	Complexity	Experimental Data	Detail of Environment Request	Accuracy	Time	Other
Okumura Model	Macrocell	Simple	Based on Experiments	No	Good	Little	Graphical path loss data
Hata Model	Macrocell (early cellular)	Simple	No	No	Good	Little	-
Cost-231	Microcell (outdoor)	Simple	No	No	Good	Little	-
Dual-slope	Microcell and picocell (LOS region)	Simple	No	No	Good	Little	-
Ray-tracing	Outdoor and Indoor	Complex	No	Yes	Very good	Very Much	-
FDTD	Indoor (small)	Complex	No	Every detail	Best	Very Much	Often combined with ray-tracing
MOM	Indoor (small)	Complex	No	Every detail	Best	Very Much	-
ANN	Outdoor and indoor	Complex	Yes	Detail	Very good	Little	Take time to learn from experimental data

Propagation models dealing with path loss for wireless communications have been emphasized using two very different approaches. First, a simple empirical or statistical model of the path loss has been considered, where some of the parameters used are determined empirically from measurements. The second approach used is site-specific methods, where the ray tracing is the main one. Some other numerical methods used in electromagnetic field computation have also been applied.

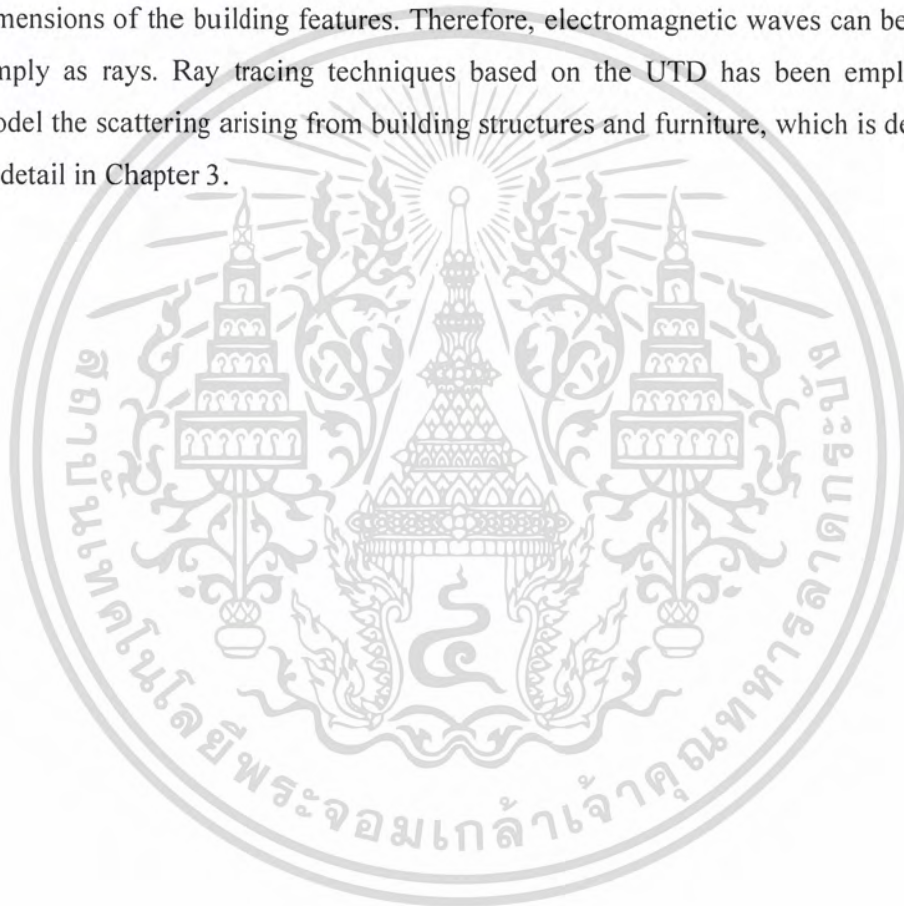
Each of these two kinds of approaches makes a very different trade-off of accuracy versus complexity. The empirical models are extremely simple, where no environmental information is required other than of a very type in the choice of the parameters, but the predictions are not very accurate. On the other hand, site-specific models are considerably more accurate than the empirical models, but require a great deal of specific information about the area of interest, the locations of all the objects at a minimum and, possibly the locations of large objects.

## 2.8 Conclusions

In this chapter, a brief overview of radio wave propagation theory was presented. These basic concepts laid the necessary foundation for understanding the variation of radiated power and incident field from a transmitter reaches to a receiver. Incident,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

reflected, and diffracted fields, including their influence on path loss, shadowing and multipath fading, are described. The path loss propagation between the antenna and their accurate estimation of the propagation losses provides a good basis for a proper selection of transmitting locations and a proper determination of the frequency plan. The modeling of radio propagation for variety of applications has been discussed in this chapter. Various field strength prediction methods have been introduced in this chapter. Two main models for characterizing the path loss, which are empirical and site-specific models, are also discussed in this chapter. WLAN applications described in this thesis employs electromagnetic waves with small wavelengths compared to the dimensions of the building features. Therefore, electromagnetic waves can be treated simply as rays. Ray tracing techniques based on the UTD has been employed to model the scattering arising from building structures and furniture, which is described in detail in Chapter 3.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## CHAPTER 3

# HIGH-FREQUENCY TECHNIQUES

### 3.1 Introduction

Deterministic radio propagation prediction in indoor scenario is a very complicated electromagnetic problem. The complexity of the scenario makes it possible to predict radio propagation with a high degree of accuracy. Several techniques have been used in the deterministic models, as stated in Section 2.6.2. Rigorous techniques are difficult to use because large electrical sizes of the environment obstacles. These methods require a discretization of the obstacles in elements with dimensions lower than the wavelength, typically  $\lambda/8$  [35]. Thus, the number of resulting elements for indoor scene at WLAN frequencies becomes enormous.

The ray tracing techniques with asymptotic high-frequency techniques; e.g., GO, GTD and its uniform extension UTD, are rigorous propagation models. The ray tracing procedure is used to find the propagation paths to each receiving point, and high-frequency techniques is used to evaluate the complex electric fields associated with each ray path. In recent years, such techniques have been widely used with good results. It is most accurate when the point of observation point is many wavelengths away from the nearest scatterer. All scatterers should be large compared to a wavelength.

The main objective of this chapter to illustrate the concept of diffraction for perfect electric conductor (PEC) wedges. For lossy wedge diffraction, its concept can be found in [36].

### 3.2 Ray Tracing Techniques

This section discusses ray-tracing techniques for propagation prediction in the ultra high frequency (UHF) and super high frequency (SHF) bands. Ray-tracing techniques attempt to model all possible direct (free-space) fields, specularly reflected fields using Fresnel reflection coefficients, diffracted fields using the UTD, and sometimes transmitted fields using Fresnel transmission coefficients. Ray-tracing methods are based on the GO and its extensions, and thus are intrinsically high-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

frequency techniques. The rule of thumb is that the smallest terrains or environment features must be about an order of magnitude greater than the wavelength in order for the ray tracing propagation method to be valid.

Ray-optical tools tend to be used to predict wideband channel characteristics (e.g., an average channel impulse response and angle of arrival) for both indoors and outdoors. Since ray-tracing methods are site specific, they require a building database usually three dimensional (3D), which contains at least building outlines and heights. In general, these methods are exceptionally computationally intensive and this restricts the range at which they can be used to at most a few kilometers. To appreciate the computational complexity of the method we shall briefly consider the way in which the ray-tracing program works.

Once the paths have been traced, the field strength associated with each path is computed using geometrical optics and its extensions. Typically, for a mixed path with  $n$  reflections, the electric field  $\mathbf{E}(Rx)$  at a receiver and  $m$  diffractions can be written as [35]

$$\mathbf{E}(Rx) = \mathbf{E}(ref) \cdot \prod_{v=1}^n \overline{\mathbf{R}}(\theta_v) \cdot \prod_{\mu=1}^m \overline{\mathbf{D}}(\phi, \phi') A(r_i) \exp\left(-jk \sum_r |r_i|\right) \quad (3.1)$$

where the reflection,  $\overline{\mathbf{R}}$ , and diffraction,  $\overline{\mathbf{D}}$ , coefficients are dyads derived through high-frequency asymptotic analysis of conical electromagnetic scattering problems.  $\mathbf{E}(ref)$  is a vector representing the reference electric field at a unit distance from the transmitter along the direction of the traced path,  $A$  is an appropriate amplitude spreading factor to account for astigmatism in the ray and  $r_i$  are the lengths of segments comprising this path. The products in (3.1) are all scalar vector products.

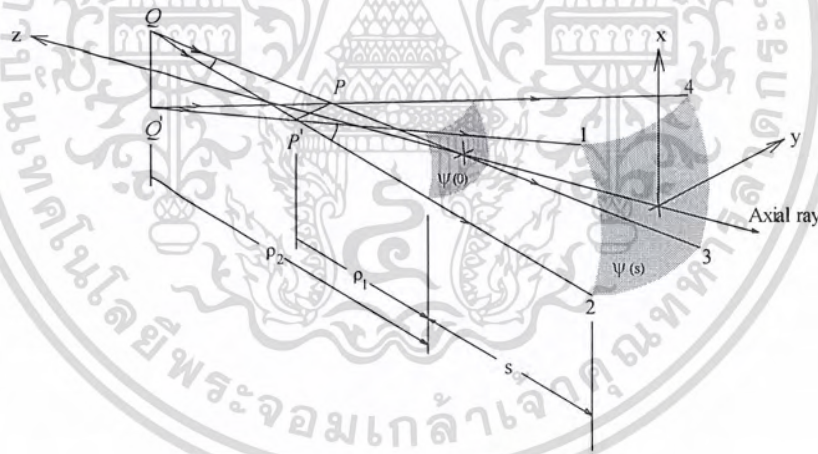
### 3.3 Ray in an Indoor Environment

In this section, some background material is introduced briefly to indicate the connection between the wavefronts and rays at high frequencies. A wavefront is an equiphase surface. At high frequencies, the electromagnetic energy flows in an isotropic medium associated primarily with the propagation of its wavefront along curve paths of wave propagation, which are directed along the normal to the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

wavefronts called rays. Note that these ray paths are straight lines in a homogeneous medium.

To start with, it is consider an infinitesimally narrow ray tube positioned about some central ray with ray vector  $\hat{s}$  and along with the distance  $s$  is measured with two closely spaced equiphase surfaces  $\psi(0)$  and  $\psi(s)$  of a distance  $s$  apart, as shown in Figure 3.1. Note that the reference constant phase surface is  $\psi(0)$ , and it has the principal radii of curvature  $\rho_1$  in the  $xz$ -plane and  $\rho_2$  in the  $yz$ -plane measured on the central ray, which are not equal in general ( $\rho_1 \neq \rho_2$ ). The  $\psi(s)$  surface has the principle radii of curvature  $(\rho_1 + s)$  in the  $xz$ -plane and  $(\rho_2 + s)$  in the  $yz$ -plane. To determine the focusing characteristics of such a surface, let us trace the focusing diagram of ray 1, 2, 3 and 4 from the four corner of the wave front. It is apparent that the rays focus (cross) at different points, ray 1 and ray 2 focus at point  $P'$ , rays 3 and 4 focus at point  $P$ , rays 2 and 3 focus at point  $Q$ , and rays 1 and 4 focus at point  $Q'$ . This system of a tube of rays is referred to as astigmatic and the lines  $PP'$  and  $QQ'$  are called caustic lines.



**Figure 3.1** Principal radii of curvature of the wavefront in free space.

Ray tracing approach is a ray based technique. The electromagnetic field is calculated as a sum of the individual contributions associated with the rays. Within a astigmatic ray tube, the cross-sectional areas at some reference point  $s=0$  and at  $s$  are given, respectively by  $\psi(0)$  and  $\psi(s)$ . The field radiation density  $U(s)$  at  $s=0$  is related to the field radiation density  $U(s)$  at  $s$  by

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

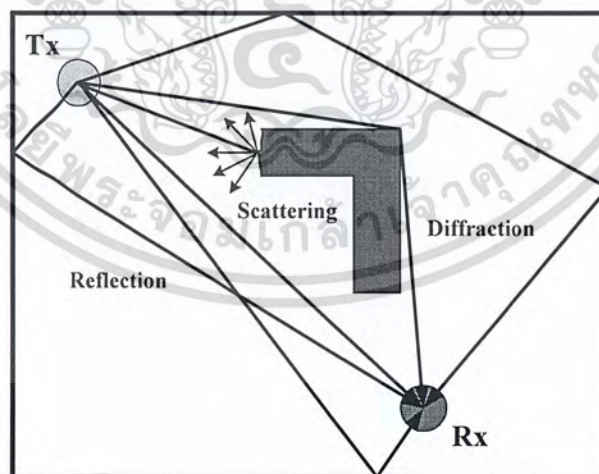
$$U(s) = U(0) \sqrt{\frac{\rho_1 \rho_2}{(\rho_1 + s)(\rho_2 + s)}} e^{-jks} \quad (3.2)$$

where  $\sqrt{\rho_1 \rho_2 / (\rho_1 + s)(\rho_2 + s)} = A(s)$  is a spreading factor which governs the amplitude variation of field along the ray path. Always remembering that the two field quantities have difference boundary conditions by defining a scalar  $U(s)$ , as

$$U(s) = \begin{cases} E, & \text{for the TM case} \\ H, & \text{for the TE case} \end{cases} \quad (3.3)$$

If  $\hat{s}$  is the unit vector in the propagation direction, then  $\mathbf{E}$ ,  $\mathbf{H}$  and  $\hat{s}$  are mutually orthogonal and interrelated through  $\mathbf{H} = Y(\hat{s} \times \mathbf{E})$ , where  $Y = \sqrt{\epsilon / \mu_0}$ , is the wave admittance of the medium.

The propagation between transmitting and receiving antennas in an indoor environment is largely through scattering, reflection and diffraction from buildings and floors or objects within building as shown in Figure 3.2. Note that the direct ray makes the main contribution to the received signal, if it exists. When the receiver is out of sight from the transmitter, reflected, refracted, and diffracted rays carry energy to the receiver. They are explained as follows.



**Figure 3.2** Three main types of rays reaching the observation point in an indoor environment.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3.1 Geometrical Optics

The GO is an approximate high-frequency method for determining wave propagation for incident field from the source, and reflected, refracted or transmitted fields at an interface between two different media. Due to the fact that the GO uses ray concepts, it is often referred to as ray optics. Next, we consider what happen when we permit a high-frequency field to be incident on smooth object surfaces. We can obtain an overview of how this is done by considering astigmatic ray tube propagation in free space from some source, with a central ray that impacts a smooth surface at a point  $Q_r$ , called the reflection point, as illustrated in Figure 3.3.

This incident ray tube has a ray coordinate  $s'$  measured along the central ray, and is completely described by its central ray vector  $\hat{s}'$  with the principle radii of curvature  $\rho_1'$  and  $\rho_2'$  at the selected reference point  $Q_s$ , and a knowledge of the initial GO field  $\mathbf{E}'(Q_s)$  at the reference point  $Q_s$ . Then, at the point  $Q_r$  on the reflecting surface, at distance  $s'$  from the incident ray reference point  $Q_s$ , the incident GO field is given by

$$\mathbf{E}'(Q_r) = \mathbf{E}'(Q_s) \sqrt{\frac{\rho_1' \rho_2'}{(\rho_1' + s')(\rho_2' + s')}} e^{-jks'} \quad (3.4)$$

where the superscript  $i$  signifying the incident field. The GO incident field is the field directly radiated by the source (antenna) to the observation point. This incident ray optical or GO field exists in the presence of the surface which it illuminates. Part of the GO incident ray system which strikes an impenetrable surface is blocked by that the surface, as a result the surface creates a shadow region behind it where the incident ray cannot exist, and consequently the GO predicts a zero field in the shadow zone. A shadow boundary is created naturally by the presence of the shadow region, and this boundary divides the space surrounding the surface into the lit and shadow zones corresponding to regions where the source is directly visible and where it is not, respectively.

The GO reflected field, when a family of rays incident from source strike a perfectly conducting surface, they are transformed at the surface into a family of reflected ray. Next, we must determine the reflected GO field  $\mathbf{E}'(s')$  at some distance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$s^r$  from the point  $Q_r$ . When the GO reflected field leaves the reflecting surface, it again will be an astigmatic ray tube traveling through free space, as shown in Figure 3.3. Suppose that the point  $Q_r$  is selected as the reference for the reflected ray tube with the unit vector normal to the surface  $\hat{n}$ .

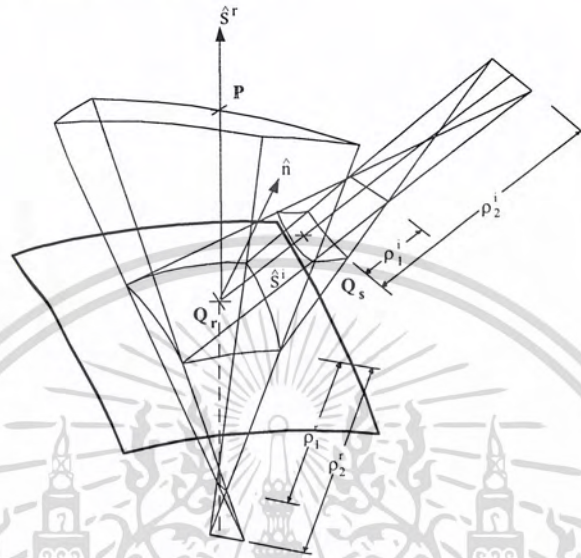


Figure 3.3 Incident and reflected ray tubes.

If the reflected field  $\mathbf{E}'(Q_r)$  at  $Q_r$  is known, then

$$\mathbf{E}'(P) = \mathbf{E}'(Q_r) \sqrt{\frac{\rho_1^r \rho_2^r}{(\rho_1^r + s^r)(\rho_2^r + s^r)}} e^{-jks^r} \quad (3.5)$$

where  $\rho_1^r$  and  $\rho_2^r$  are the principle radii of curvature of the reflected ray tube at  $Q_r$ , and  $s^r$  is the distance from  $Q_r$  to the observation point  $P$ . The reflected field  $\mathbf{E}'(Q_r)$  is related to the incident field  $\mathbf{E}^i(Q_r)$  at the point of reflection  $Q_r$  by the following boundary condition:

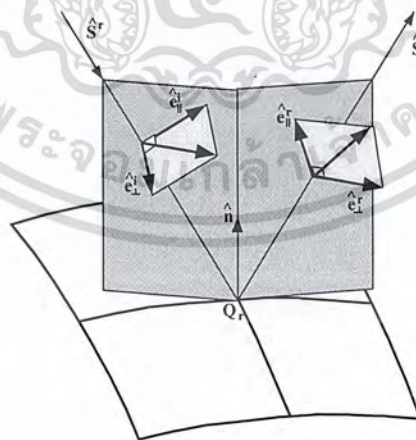
$$\hat{n} \times [\mathbf{E}'(Q_r) + \mathbf{E}^i(Q_r)] = 0 \quad (3.6)$$

As consequence of (3.6), the following relationship holds.

$$\mathbf{E}'(Q_r) = \overline{\mathbf{R}} \cdot \mathbf{E}^i(Q_r) \quad (3.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

where  $\overline{\mathbf{R}}$  denotes the dyadic surface reflection coefficient at  $Q_r$ . The coefficient  $\overline{\mathbf{R}}$  will have to be a dyadic quantity, because  $\mathbf{E}'(Q_r)$  and  $\mathbf{E}''(Q_r)$  are both vector quantities. Although ray tube diagram such as Figures 3.1 and 3.3 are necessary for performing derivations of the mathematical formulas for quantitative information on the GO field components, such diagrams very easily become excessively cluttered in applications. Thus single ray representations showing only the central rays are used instead. The expression of  $\overline{\mathbf{R}}$  simplifies if one expresses the fields in terms of an appropriate set of unit vectors which are fixed in the incident and the reflected rays. This system is local ray-fixed coordinate system. To demonstrate the procedure, let us assume that field impinges on a smooth surface  $S$  where it undergoes a reflection at point  $Q_r$ . This is illustrated in Figure 3.4 where  $\hat{\mathbf{s}}^i$  is the unit vector in the direction of incident,  $\hat{\mathbf{s}}^r$  is the unit vector in the direction of reflection, and  $\hat{\mathbf{e}}_{\parallel}^i$  and  $\hat{\mathbf{e}}_{\parallel}^r$  are unit vectors for incident and reflected electric fields parallel to the planes of incident and reflection respectively, and  $\hat{\mathbf{e}}_{\perp}^i$ ,  $\hat{\mathbf{e}}_{\perp}^r$  are unit vectors for incident and reflected electric fields perpendicular to the plane of incident and reflection respectively. The plane of incident is formed by the unit vector  $\hat{\mathbf{n}}$  normal to the surface at the point of reflection  $Q_r$  and the unit vector  $\hat{\mathbf{s}}^i$  and the plane of reflection is formed by the unit vector  $\hat{\mathbf{n}}$  and  $\hat{\mathbf{s}}^r$ . The angle of incident  $\theta_i$  is measured between  $\hat{\mathbf{n}}$  and  $\hat{\mathbf{s}}^i$  whereas the angle of reflection  $\theta_r$  is measured between  $\hat{\mathbf{n}}$  and  $\hat{\mathbf{s}}^r$ . It can be shown that  $\theta_i$  and  $\theta_r$  are equal.



**Figure 3.4** Ray-fixed coordinate system used to define the polarization of the incident field in the GO.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The polarization unit vector are chosen so that

$$\hat{\mathbf{e}}'_\perp \times \hat{\mathbf{s}}' = \hat{\mathbf{e}}'_\parallel \quad (3.9)$$

$$\hat{\mathbf{e}}'_\perp \times \hat{\mathbf{s}}' = \hat{\mathbf{e}}'_\parallel \quad (3.10)$$

$$\hat{\mathbf{n}} \times \hat{\mathbf{e}}'_\parallel = (\hat{\mathbf{n}} \cdot \hat{\mathbf{s}}') \hat{\mathbf{e}}'_\perp \quad (3.11)$$

$$\hat{\mathbf{n}} \times \hat{\mathbf{e}}'_\perp = (\hat{\mathbf{n}} \cdot \hat{\mathbf{s}}') \hat{\mathbf{e}}'_\parallel \quad (3.12)$$

The incident and reflected electric fields can be expressed as

$$\mathbf{E} = (\mathbf{E}' \cdot \hat{\mathbf{e}}'_\parallel) \hat{\mathbf{e}}'_\parallel + (\mathbf{E}' \cdot \hat{\mathbf{e}}'_\perp) \hat{\mathbf{e}}'_\perp = E'_\parallel \hat{\mathbf{e}}'_\parallel + E'_\perp \hat{\mathbf{e}}'_\perp \quad (3.13)$$

$$\mathbf{E}' = (\mathbf{E}' \cdot \hat{\mathbf{e}}'_\parallel) \hat{\mathbf{e}}'_\parallel + (\mathbf{E}' \cdot \hat{\mathbf{e}}'_\perp) \hat{\mathbf{e}}'_\perp = E'_\parallel \hat{\mathbf{e}}'_\parallel + E'_\perp \hat{\mathbf{e}}'_\perp \quad (3.14)$$

In the familiar matrix notation, let

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} E'_\parallel \\ E'_\perp \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$\mathbf{E}' = \begin{bmatrix} E''_\parallel \\ E''_\perp \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

and

$$[\mathbf{R}] = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

In this matrix format, the dyadic relation

$$\mathbf{E}'(Q_r) = \overline{\mathbf{R}} \cdot \mathbf{E}(Q_i) \quad (3.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

implies that

$$\mathbf{E}'_{\parallel} = R_{11}E'_{\parallel} + R_{12}E'_{\perp} \quad (3.19)$$

$$\mathbf{E}'_{\perp} = R_{21}E'_{\parallel} + R_{22}E'_{\perp} \quad (3.20)$$

at any reflection point  $Q_r$ ,

$$(\mathbf{E}' \cdot \hat{\mathbf{e}}'_{\parallel})\hat{\mathbf{n}} \times \hat{\mathbf{e}}'_{\parallel} + (\mathbf{E}' \cdot \hat{\mathbf{e}}'_{\perp})\hat{\mathbf{n}} \times \hat{\mathbf{e}}'_{\perp} = -(\mathbf{E}^r \cdot \hat{\mathbf{e}}^r_{\parallel})\hat{\mathbf{n}} \times \hat{\mathbf{e}}^r_{\parallel} - (\mathbf{E}^r \cdot \hat{\mathbf{e}}^r_{\perp})\hat{\mathbf{n}} \times \hat{\mathbf{e}}^r_{\perp} \quad (3.21)$$

Because  $\hat{\mathbf{e}}_{\perp}$  and  $\hat{\mathbf{n}} \times \hat{\mathbf{e}}_{\perp}$  are orthogonal, we may equate the individual terms to zero independently, from which follows

$$E'_{\parallel} = E^r_{\parallel} \quad (3.22)$$

$$E'_{\perp} = -E^r_{\perp} \quad (3.23)$$

Comparison of (3.19) with (3.22), and (3.20) with (3.23), admits without difficulty that  $R_{11} = 1$ ,  $R_{22} = -1$  and  $R_{12} = R_{21} = 0$ , so that finally we are able to write

$$[R] = \begin{bmatrix} R_h & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

with  $R_h = 1$  and  $R_s = -1$ . The notations  $s$  and  $h$  stand for “soft” and “hard” respectively. Note that  $R_s = -1$  applies to  $E_{\perp}$ , which always is tangential to the reflecting surface;  $R_h = 1$  is associated with  $E_{\parallel}$ , which is parallel, not to the surface, but to the plane of incidence.

As above approach is the perfectly conducting surfaces  $\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E} = 0$ , the result is very intuitive and not of great applicability for most real cases. It holds that  $R_h = 1$  and  $R_s = -1$ , since there are no reflection losses at a perfectly conducting surface. Except for perfect conductors, these coefficients can also be applied in case of real metals.

The material properties include both the electromagnetic properties of the face as well

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

as the display properties. The reflection and transmission coefficients are determined directly from the material properties, but the diffraction coefficients indirectly through their dependence on the reflection and transmission coefficients. Of greater use are reflection coefficients for nonperfectly conducting surfaces. In almost all cases, the Fresnel reflection coefficient is used. This coefficient is derived from Maxwell's equations for a plane wave that impinges on the boundaries between two infinite half planes. The dielectric properties of the two half planes are expressed by their permittivity. For almost all dielectric materials of interest in indoor communications, the relative permeability that describes the magnetic properties of the material can be set to one. The Fresnel reflection coefficients for parallel and perpendicular polarized electromagnetic fields denoted as  $R_s$  and  $R_h$  respectively are given by [37]

$$R_s = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\epsilon_{cr} - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_{cr} - \sin^2 \theta_i}} \quad (3.25)$$

and

$$R_h = \frac{\epsilon_{cr} \cos \theta_i - \sqrt{\epsilon_{cr} - \sin^2 \theta_i}}{\epsilon_{cr} \cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_{cr} - \sin^2 \theta_i}} \quad (3.26)$$

where  $\epsilon_{cr}$  is the complex permittivity or complex dielectric constant of the reflecting plane and  $\theta_i$  is the incidence angle, measured from the face normal i.e. the angle between the incoming wave and the normal of the reflecting surface. All materials in this thesis are assumed to be nonmagnetic material, and the permeability for all materials is that of free space  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  H/m. The complex permittivity is designated by  $\epsilon_{cr}$  and its real and imaginary parts by  $\epsilon'$  and  $\epsilon''$ , respectively. The real part of the relative permittivity is sometimes referred to as the dielectric constant, although this term is also used for the complex quantity. In many formulas it is the relative permittivity which is one of the parameters, and the absolute permittivity is obtained by multiplying the relative value by the permittivity of free space  $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$  F/m. It is important to note that many of formulas given below are only accurate for a single frequency, so if calculations are made at significantly

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

different frequencies, it may be necessary to recompute the dielectric parameters. The relative complex dielectric constant of the building material is defined as

$$\varepsilon_{cr}(F/m) = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (3.27)$$

or

$$\varepsilon_{cr}(F/m) = \varepsilon' \left( 1 - j \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \right) \quad (3.28)$$

where  $\varepsilon$  is the permittivity or dielectric constant, and both  $\varepsilon'$  and  $\varepsilon''$  may be function of frequency. Instead of specifying an imaginary part of the permittivity, the loss can be expressed in the form of a tangent of the phase angle between the real and imaginary part of the permittivity. Alternatively, we may define an equivalent conductivity representing all losses, we can then rewrite equation (3.28) in the following manner.

$$\varepsilon_{cr}(F/m) = \varepsilon'(1 - j \tan \delta) \quad (3.29)$$

The ratio  $\varepsilon''/\varepsilon'$  is called the loss tangent ( $\tan \delta = \varepsilon''/\varepsilon'$ ),  $\varepsilon'$  is the real part of complex permittivity or relative dielectric constant of the material ( $\varepsilon' = \varepsilon/\varepsilon_0$ ),  $\varepsilon''$  is imaginary part of complex permittivity can be expressed as ( $\varepsilon'' = \sigma/\omega\varepsilon_0$ ),  $\sigma$  is value of conductivity expressed in S/m,  $\omega = 2\pi f$ , where  $f$  is the carrier frequency, and  $\varepsilon_0$  is the permittivity of free space.

Incorporating the incident GO field from (3.4) take in to (3.8) so the reflected field  $\mathbf{E}'(P)$  can be written as.

$$\mathbf{E}'(P) = \mathbf{\bar{R}} \cdot \mathbf{E}'(Q_r) \sqrt{\frac{\rho_1^r \rho_2^r}{(\rho_1^r + s^r)(\rho_2^r + s^r)}} e^{-jks^r} \quad (3.30)$$

In order to demonstrate the ray optical or GO approach we will concentrate on the wedge effect shown in Figure 3.5 for 2-D case. The figure illustrates wave

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

propagation around the wedge assuming that there is no penetrated field through the wedge. The area outside the wedge can then be divided into three separate observation areas. The first area in lit region (I) the observed field consists of a direct wave from the source and the reflected wave from the building wall. The second area in penumbra region (II) only the direct component is present and the third area in shadow region (III) there is no incoming field. Discontinuities in the field will be formed along the reflected shadow boundary (RSB) boundary separating regions I and II and along the incident shadow boundary (ISB) boundary separating regions II and III. It is clear that the ISB is located at

$$\phi_{ISB} = \pi + \phi' \quad (3.31)$$

Note that the interior wedge angle  $\alpha$ , would be related to the parameter  $n$  by

$$\alpha = (2 - n)\pi \quad (3.32)$$

The RSB is located at

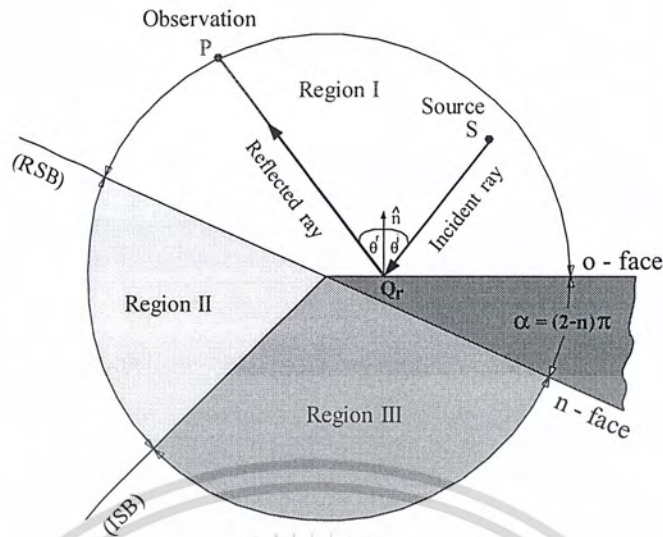
$$\phi_{RSB} = \pi - \phi' \quad (3.33)$$

By considering rays that obey only geometrical optics radiation mechanism (i.e., directed and reflected rays), we can separate the space surrounding the wedge into three different field regions. Using the geometrical coordinates of Figure 3.5 the following geometrical optics fields will contribute to the corresponding regions.

$$\mathbf{E}' = \begin{cases} \mathbf{E}' + \mathbf{E}' & 0 \leq \phi < \pi - \phi' & \text{(Region I)} \\ \mathbf{E}' & \pi - \phi' < \phi < \pi + \phi' & \text{(Region II)} \\ 0 & \phi + \phi' < \phi \leq n\pi & \text{(Region III)} \end{cases} \quad (3.34)$$

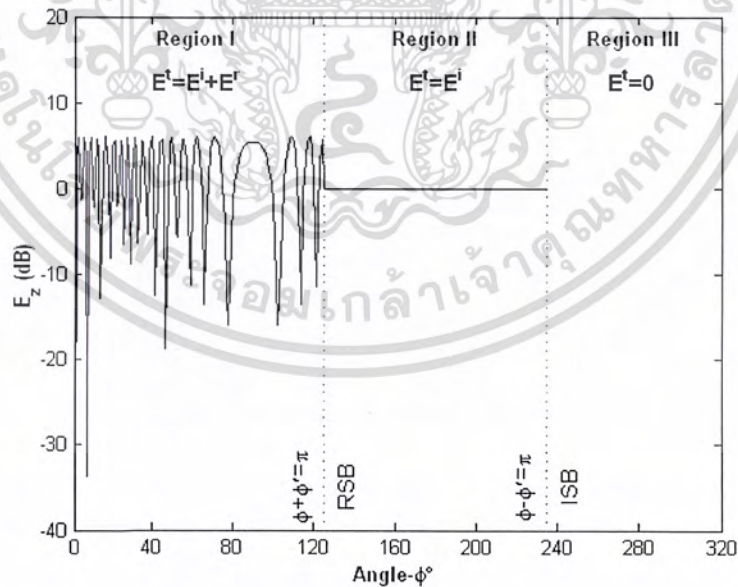
In addition,  $o$ -face and  $n$ -face as shown in Figure 3.5, its customary to label the two faces of the wedge. Where,  $o$ -face thus is located at  $\phi = 0$ , whereas  $n$ -face is located at  $\phi = n\pi$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**Figure 3.5** Radio wave propagation around the wedge.

Let us now consider the geometry in Figure 3.5, the total GO field at any point  $P$  scattered from a wedge with the plane wave incident when  $\alpha = 40^\circ$ ,  $f = 3$  GHz,  $s = 1$  m,  $\phi' = 55^\circ$ , with soft polarization. The total GO field at  $P$  for this geometry is shown in Figure 3.6



**Figure 3.6** GO total field across the shadow boundaries for the plane wave illumination.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

From Figure 3.6, one can see that the obvious problem of GO approach is the prediction of null fields in the shadow regions. Furthermore, it predicts, the discontinuities across the shadow boundary, which does not occur in nature. Thus, the GO approach fails to describe the total electromagnetic field in the presence of structures. It indeed is a powerful technique for analyzing electromagnetic problems, and consequently we would much rather finds a cure for its failures than rejecting the method.

### 3.3.2 Geometrical Theory of Diffraction

In the previous section, we indicate that the GO is incapable of predicting the field in the shadow regions, and is inaccurate in the vicinity of the shadow boundaries. We have known that the fields in the shadow regions are caused by diffraction from the edge that creates shadow boundaries. In this section we introduce the GTD, in an attempt to compensate for the shortcomings in the GO. Note that the GTD was developed by Keller in the 1950s [38]. By adding diffracted rays, Keller succeeded in correcting the deficiency in the GO that predicts zero fields in shadow regions.

The GTD field consists of a superposition of the GO incident and reflected field and field of the entire diffracted ray which can reach the observation point. In particular, the total electric and magnetic fields as predicted by the GTD are denoted here by.

$$\mathbf{E}' = \mathbf{E}^{GO} + \mathbf{E}^d \quad (3.35)$$

$$\mathbf{H}' = \mathbf{H}^{GO} + \mathbf{H}^d \quad (3.36)$$

In (3.35) and (3.36), the  $\mathbf{E}^{GO}$  and  $\mathbf{H}^{GO}$  denote the GO components of the electric and magnetic fields, moreover  $\mathbf{E}^d$  and  $\mathbf{H}^d$  refer to the corresponding diffracted ray components.

To illustrate the law of diffraction, we digress briefly from the two-dimensional case in to three-dimensions. Figure 3.7 illustrates the concept to the diffraction cone. A ray is incident at an angle  $\beta_0'$  relative to an edge and consequently the diffracted rays from a cone with half-angle  $\beta_0$  as shown.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

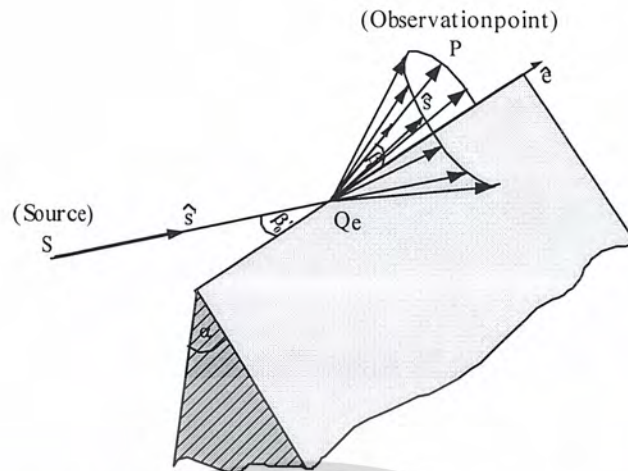


Figure 3.7 Cone of diffracted rays.

At the point of diffraction ( $Q_e$ ), we define a unit vector  $\hat{e}$  that is tangential to the edge. If the incident ray propagates in the direction defined by the unit vector  $\hat{s}'$  and the diffracted ray propagates along a direction defined by the unit vector  $\hat{s}$ , it is found that

$$\sin\beta_0 = |\hat{s}' \times \hat{e}| = |\hat{s} \times \hat{e}| \quad (3.37)$$

So, diffracted rays are determined by the field incident on the diffraction point ( $Q_e$ ) multiplied by a diffraction coefficient, a spreading factor, and a phase term, the diffracted field will, in general, have the following form

$$\mathbf{E}^d(s) = \mathbf{E}^i(Q_e) \cdot \overline{\overline{\mathbf{D}}} A(s) e^{-jks} \quad (3.38)$$

where  $\mathbf{E}^i(Q_e)$  is the field incident on the point of diffraction ( $Q_e$ ) on the edge,  $\overline{\overline{\mathbf{D}}}$  is the dyadic edge diffraction coefficient, which indicates how the energy is distributed in the diffracted field as a function of the angle,  $A(s)$  is a spreading factor which governs the amplitude variation of field along the ray path, and  $s$  is the distance from  $Q_e$  to the field point. Note that the spreading factor  $A(s)$  is given by

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A(s) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{s}} & \text{for plane wave incident} \\ \frac{1}{\rho} & \text{for cylindrical wave incident} \\ \sqrt{\frac{s'}{s(s+s')}} & \text{for spherical wave incident} \end{cases} \quad (3.39)$$

For the case of the field incident at an oblique angle ( $\beta'_0 \neq \pi/2$ ) on a infinitely long wedge with interior angle  $\alpha$ , as shown in Figure 3.7, found that the scalar diffraction coefficient are given by

$$D_{s,h}^k(\phi, \phi', \beta, n) = \frac{-e^{-j\pi/4} \sin(\pi/n)}{2n\sqrt{2\pi k} \sin\beta_0} \left[ \left( \frac{1}{\cos\frac{\pi}{n} - \cos\frac{\phi - \phi'}{n}} \right) + R_{s,h} \left( \frac{1}{\cos\frac{\pi}{n} - \cos\frac{\phi + \phi'}{n}} \right) \right] \quad (3.40)$$

where  $\phi'$  and  $\phi$  are the angle of incident and diffracted rays, respectively. The superscript  $k$  is used to indicate Keller's original diffraction coefficients.  $R_{s,h}$  is the Fresnel reflection coefficients as shown in (3.25) and (3.26) for dielectric material. In the case of the perfectly conducting surface,  $R_s = -1$  and  $R_h = 1$ , and the diffraction coefficient in (3.40) can be expressed as.

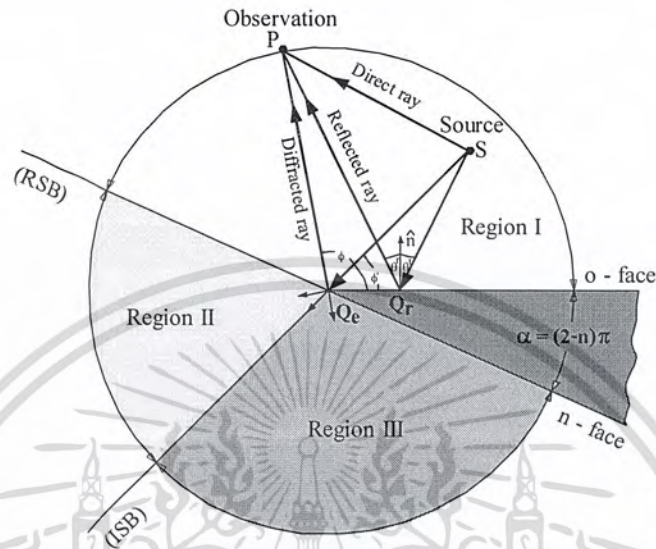
$$D_{s,h}^k(\phi, \phi', \beta, n) = \frac{-e^{-j\pi/4} \sin(\pi/n)}{2n\sqrt{2\pi k} \sin\beta_0} \left[ \left( \frac{1}{\cos\frac{\pi}{n} - \cos\frac{\phi - \phi'}{n}} \right) \pm \left( \frac{1}{\cos\frac{\pi}{n} - \cos\frac{\phi + \phi'}{n}} \right) \right] \quad (3.41)$$

In (3.41), the minus or plus sign actually is the reflection coefficient and corresponds to the soft (s) and hard (h) boundary conditions. Kellers's GTD solution for the total field will contribute to the corresponding region around the wedge as shown in Figure 3.8, and is given as follows:

$$\mathbf{E}' = \begin{cases} \mathbf{E}' + \mathbf{E}^r + \mathbf{E}^d & 0 \leq \phi < \pi - \phi' & \text{(Region I)} \\ \mathbf{E}' + \mathbf{E}^d & \pi - \phi' < \phi < \pi + \phi' & \text{(Region II)} \\ \mathbf{E}^d & \phi + \phi' < \phi \leq n\pi & \text{(Region III)} \end{cases} \quad (3.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

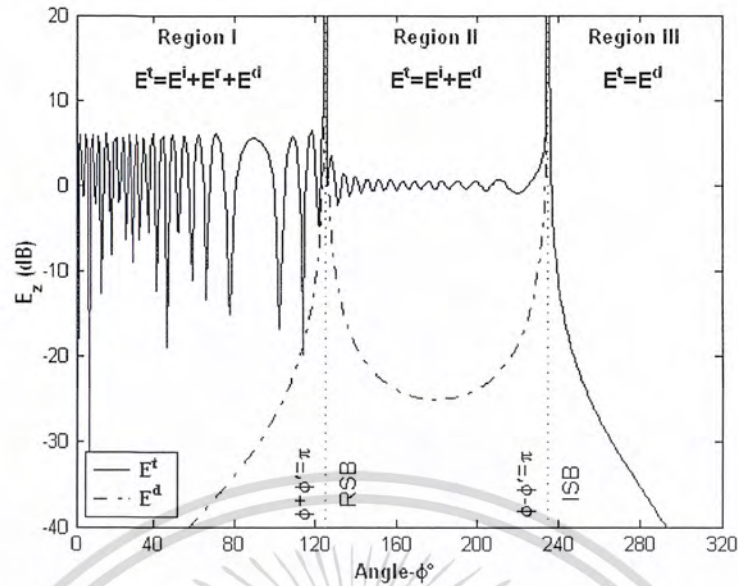
We shall now use the GTD (i.e. (3.42)) to determine the geometry in Figure 3.8, the total field at a field point  $P$  located at a distance  $s = 1$  m, scattered from a wedge with the plane wave incident when  $\alpha = 40^\circ$ ,  $f = 3$  GHz,  $\phi' = 55^\circ$ , with soft polarization.



**Figure 3.8** Radio wave propagation around the wedge.

The result is shown in Figure 3.9. From the figure, GTD total field in region I the field is the sum of the direct and reflected rays, plus a ray diffracted from conducting wedge. In region II there is no reflection point on the wedge, so no reflection exists, and the diffraction is still very small, so the field is nearly at its free space value. In region III, only the diffracted ray is present. Moreover, it is found that the GTD still had shortcoming; i.e., it was not uniform in the sense that the diffracted fields become singular in certain volumetric regions, notably the transition regions surrounding the shadow boundaries. Furthermore the GTD, like GO, cannot predict field values at caustics, is point at which the prediction of the field diverges.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**Figure 3.9** GTD total fields across the shadow boundary between the shadow and the lit region for the plane wave illumination.

### 3.3.3 Uniform Theory of Diffraction

We have seen that the GTD was a significant improvement to GO, and that paved the way for a very useful high frequency analysis technique. The GTD still had some serious shortcomings though. It could predict the diffracted field in regions away from the shadow boundaries, but became singular in the transition regions surrounding such boundaries. Kouyoumjian and Pathak at the Ohio State University wrote a landmark paper [39] in which they set out the UTD. They had performed an asymptotic analysis and found that, by multiplying the diffraction coefficient by a transition function, the diffracted fields remain bounded across the shadow boundaries, and are that is valid everywhere in space.

Three dimensional UTD wedge diffraction concepts are discussed in this section. In three-dimensional case, the incident and diffracted rays in general are not perpendicular to the edge. The edge fixed coordinates system is shown in Figure 3.10. The incident field is resolved into  $\hat{\beta}_0'$  and  $\hat{\phi}'$  components and the diffracted field into  $\hat{\beta}_0$  and  $\hat{\phi}$  components, where

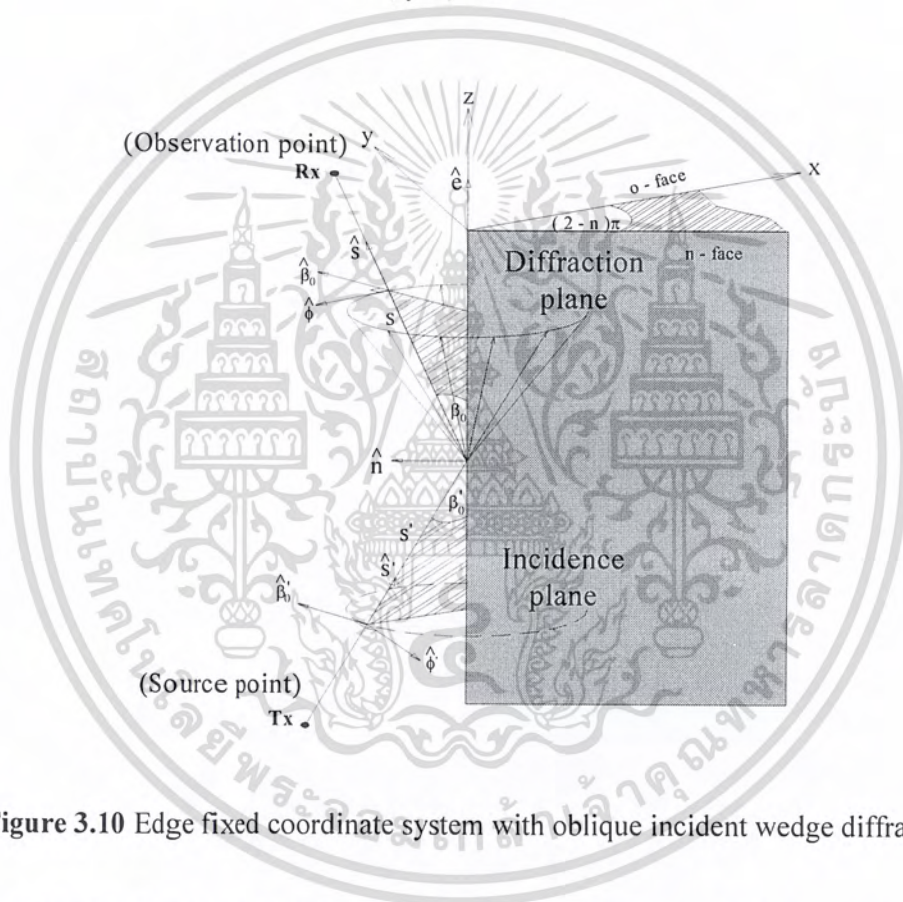
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\hat{\phi}' = \frac{\hat{\mathbf{e}} \times \hat{\mathbf{s}}'}{|\hat{\mathbf{e}} \times \hat{\mathbf{s}}'|} \quad (3.43)$$

$$\hat{\beta}'_0 = \hat{\phi}' \times \hat{\mathbf{s}}' \quad (3.44)$$

$$\hat{\phi} = \frac{\hat{\mathbf{e}} \times \hat{\mathbf{s}}}{|\hat{\mathbf{e}} \times \hat{\mathbf{s}}|} \quad (3.45)$$

$$\hat{\beta}_0 = \hat{\phi} \times \hat{\mathbf{s}} \quad (3.46)$$



**Figure 3.10** Edge fixed coordinate system with oblique incident wedge diffraction.

The edge fixed coordinate system can be viewed as a spherical coordinate system with the diffraction point at the origin and tangential unit vector to the edge at  $Q_e$  is  $\hat{\mathbf{e}}$  along the  $z$ -axis (or  $-z$ -axis). Note that  $\beta'_0$  and  $\beta_0$  are measured from opposite sides of the  $z$ -axis; the law of edge diffraction requires that  $\beta_0 = \beta'_0$ . Note that both  $\hat{\beta}'_0$  and  $\hat{\beta}_0$  will lie in  $\theta$ -plane of the spherical coordinate system.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The three dimensional first-order UTD diffracted fields from a general wedge now can be expressed in the edge fixed coordinate system as

$$\begin{bmatrix} E_{\beta_0}^d \\ E_{\phi}^d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -D_s & 0 \\ 0 & -D_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{\beta_0}(Q_e) \\ E_{\phi}(Q_e) \end{bmatrix} \sqrt{\frac{\rho}{s(s+\rho)}} e^{-jks} \quad (3.47)$$

where  $D_{s,h}$  are soft and hard diffraction coefficients,  $\rho$  is the edge caustic distance, and  $s$  is the distance from the point of diffraction ( $Q_e$ ) on the edge to the field point.

The incident and diffracted field components are given by

$$\mathbf{E}^i = E_{\beta_0}^i \hat{\beta}'_0 + E_{\phi}^i \hat{\phi}' \quad (3.48)$$

$$\mathbf{E}^d = E_{\beta_0}^d \hat{\beta}_0 + E_{\phi}^d \hat{\phi} \quad (3.49)$$

An arbitrary polarized incident field can be resolved into edge-fixed component as follows:

$$E_{\beta_0}^i = \mathbf{E}^i \cdot \hat{\beta}'_0 \quad (3.50)$$

$$E_{\phi}^i = \mathbf{E}^i \cdot \hat{\phi}' \quad (3.51)$$

Equation (3.47) also can be expressed in dyadic form as

$$\mathbf{E}^d = \mathbf{E}^i \cdot \overline{\overline{\mathbf{D}}} \sqrt{\frac{\rho}{s(s+\rho)}} e^{-jks} \quad (3.52)$$

where the dyadic diffraction coefficient is given by

$$\overline{\overline{\mathbf{D}}} = -\hat{\beta}'_0 \hat{\beta}_0 D_s - \hat{\phi}' \hat{\phi} D_h \quad (3.53)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Note that the minus signs in (3.47) and (3.53) follow from the way in which the unit vectors are defined and the three dimensional diffraction coefficients are given by

$$D_{s,h}(L^i, L^o, L^m, \phi, \phi', \beta_0, n) = D_1 + D_2 + R_{s,h}(D_3 + D_4) \quad (3.54)$$

where  $R_{s,h}$  are the Fresnel reflection coefficients for either soft or hard polarizations, of the surfaces of the wedge at the edge which are defined in (3.25) and (3.26), respectively. The components of the diffraction coefficients are given by

$$D_1 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \sin \beta_0} \cot \left[ \frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n} \right] F [kL^i a^+(\phi - \phi')] \quad (3.55)$$

$$D_2 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \sin \beta_0} \cot \left[ \frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n} \right] F [kL^o a^-(\phi - \phi')] \quad (3.56)$$

$$D_3 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \sin \beta_0} \cot \left[ \frac{\pi + (\phi + \phi')}{2n} \right] F [kL^m a^+(\phi + \phi')] \quad (3.57)$$

$$D_4 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \sin \beta_0} \cot \left[ \frac{\pi - (\phi + \phi')}{2n} \right] F [kL^o a^-(\phi + \phi')] \quad (3.58)$$

Finally, we consider the definitions of the function  $a^+$ ,  $a^-$  and  $F$  that occur in (3.55) – (3.58). The functions  $a^\pm$  are defined as

$$a^\pm = (\beta^\pm) = 2 \cos^2 \left( \frac{2n\pi N^\pm - \beta^\pm}{2} \right) \quad (3.59)$$

where

$$\beta^\pm = \phi \pm \phi' \quad (3.60)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

and  $N^\pm$  are integers that most nearly satisfy the following equations.

$$2\pi nN^+ - (\phi \pm \phi') = \pi \quad (3.61)$$

$$2\pi nN^- - (\phi \pm \phi') = -\pi \quad (3.62)$$

The function  $F$  is the transition function given by

$$F(x) = 2j\sqrt{x}e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-u^2} du \quad (3.63)$$

When  $x < 0$ , the transition function is evaluated as

$$F(x) = F^*(|x|) \quad (3.64)$$

where the asterisk indicates a complex conjugate. For values of  $0 \leq x < 0.3$ , the small argument form of the transition function which pertains when observation points are close to shadow boundaries is given by.

$$F(x) \approx \left( \sqrt{\pi x} - 2xe^{j\pi/4} - \frac{2x^2 e^{-j\pi/4}}{3} \right) e^{j(x+\pi/4)} \quad (3.65)$$

In the interval  $0.3 \leq x \leq 5.5$  the interpolation scheme used for numerical computation is

$$F(x) \approx F(x_i) + \frac{[F(x_{i+1}) - F(x_i)]}{(x_{i+1} - x_i)}(x - x_i) \quad (3.66)$$

with  $x_i$ ,  $F(x_i)$ , and  $[F(x_{i+1}) - F(x_i)]/(x_{i+1} - x_i)$  are tabulated in Table 3.1.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Table 3.1** Numerical data for interpolation formula for the transition function  $F(x)$  in the range  $0.3 \leq x \leq 5.5$ .

$x_i$	$F(x_i)$		$[F(x_{i+1})-F(x_i)]/(x_{i+1}-x_i)$	
	Real	Imaginary	Real	Imaginary
0.3	0.0	0.0	0.5729	0.2677
0.5	0.5195	0.0025	0.6768	0.2682
0.7	0.3355	-0.0665	0.7439	0.2549
1.0	0.2187	-0.0757	0.8095	0.2322
1.5	0.1270	-0.6800	0.8730	0.1982
2.3	0.0638	-0.0506	0.9240	0.1577
4.0	0.0246	-0.0296	0.9658	0.1073
5.5	0.0093	-0.0163	0.9797	0.0828

Two distance parameters are required for each face of the wedge. One parameter of every face is associated with the incident shadow boundary  $L'$ , and the other with the reflection shadow boundary  $L^{ro,n}$ .

The distance  $s'$  and  $s$  are the distances from the line source to the diffraction point and from the diffraction point to the fields point, respectively. The distance parameter  $L'$  associated with the incident shadow boundaries is given by

$$L' = \frac{s(\rho_e' + s)\rho_1'\rho_2'}{\rho_e'(\rho_1' + s)(\rho_2' + s)} \sin^2 \beta_0 \quad (3.67)$$

where  $\rho_1'$  is the principle radius of curvature of the incident wavefront at  $Q_e$  in the plane of incidence (containing  $\hat{s}'$  and  $\hat{n}$ ), and  $\rho_2'$  is the principle radius of curvature of the incident wavefront the plane transverse to the plane of incidence. The radius of curvature of the incident wave front in the edge-fixed plane of incidence is  $\rho_e'$ . The distance parameters associated with the reflection shadow boundaries are given by

$$L^{ro,n} = \frac{s(\rho_e^{ro,n} + s)\rho_1^{ro,n}\rho_2^{ro,n}}{\rho_e^{ro,n}(\rho_1^{ro,n} + s)(\rho_2^{ro,n} + s)} \sin^2 \beta_0 \quad (3.68)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

where  $\rho_1^{r,o,n}$  and  $\rho_2^{r,o,n}$  are the principle radii of curvature of the reflected wave front from the  $o$ -face and  $n$ -face, respectively.

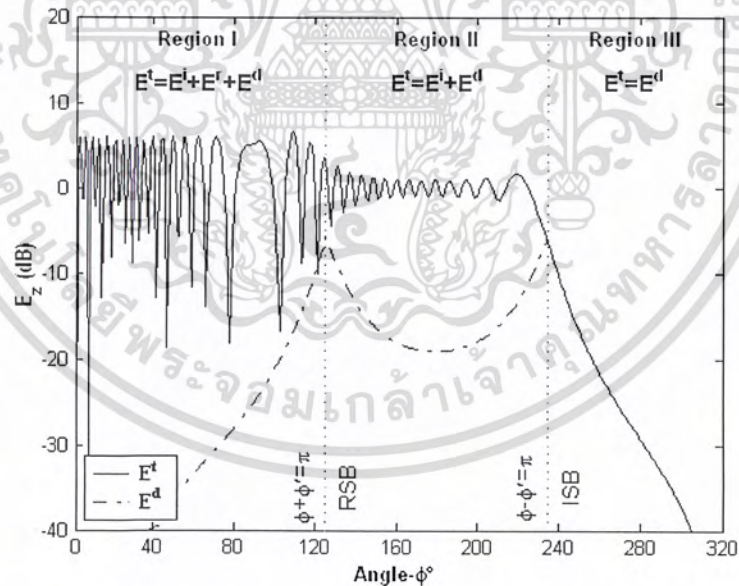
The principle radius of curvature of the reflected wavefront in the plane of incidence are given by

$$\frac{1}{\rho_r'} = \frac{1}{\rho_1'} + \frac{2}{a_1 \cos \theta'} \quad (3.69)$$

where  $a_1$  is the radius of curvature of the reflected wavefront in the transverse plane is given by

$$\frac{1}{\rho_2'} = \frac{1}{\rho_2'} + \frac{2 \cos \theta'}{2} \quad (3.70)$$

and  $a_2$  is the radius of curvature of the surface at  $Q_c$  in the plane transverse to the plane of incidence.



**Figure 3.11** UTD total fields across the shadow boundary between the shadow and the lit region for incident plane wave perpendicular to the edge.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The UTD solution for the total field will contribute to the corresponding region around the conducting wedge as shown in Figure 3.8 at a field point  $P$  located as in (3.42), for the case where incident plane wave is perpendicular to the edge  $\alpha = 40^\circ$ ,  $f = 3$  GHz,  $s = 1$  m,  $\phi' = 55^\circ$ , with soft polarization in this case where  $(\beta_0 = \pi/2)$ . The resultant field must be compared with that in Figure 3.9, in which Keller's diffraction coefficients were used. The first obvious difference between plots in Figure 3.9 and Figure 3.11 is that in the latter case the total field is continuous across the shadow boundaries, whereas in Figure 3.9 singularities existed in the total field at the shadow boundaries.

### 3.4 Multiple Scattering Effects

In complex environments such as indoor scenarios, multiple effects must be included to give an accurate estimation of the field at the observation points. As an example, Figure 3.12 shows examples of the double scattering effects involving reflections and diffractions. In the radio propagation in indoor scenario, fields representing two or three interactions are sufficient enough to provide a good answer.



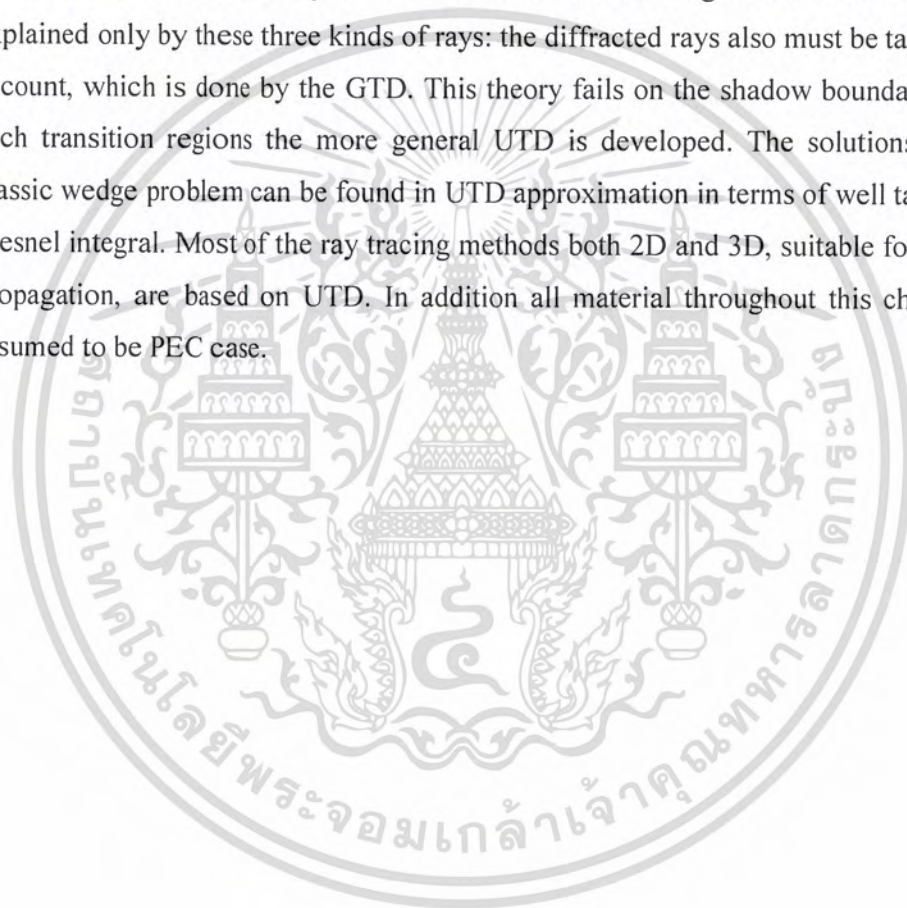
**Figure 3.12** Examples of double reflected ray (1), double diffracted ray (2), reflected-diffracted ray (3), and diffracted-reflected ray (4).

Knowing the reflection, diffraction, or transmission points, a multiple effect contribution can easily be obtained in a step by step manner similar to the analysis carried out for the single reflection, single diffraction, and single transmission effects discussed in Section 3.3.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.5 Conclusions

This chapter the basic concepts and the mathematical models of high frequency techniques to estimating levels of electromagnetic fields are described and considered. There are three main asymptotic methods, based on high-frequency approximation's geometrical optics or GO, geometrical theory of diffraction or GTD, and uniform theory of diffraction or UTD. GO is another popular high-frequency technique, which replaces the actual waves with rays. It is based on three types of rays: direct, reflected and refracted. The field in the observation point is a superposition of the fields, associated with all these rays. However, in the shadow region the field cannot be explained only by these three kinds of rays: the diffracted rays also must be taken into account, which is done by the GTD. This theory fails on the shadow boundaries, for such transition regions the more general UTD is developed. The solutions of the classic wedge problem can be found in UTD approximation in terms of well tabulated Fresnel integral. Most of the ray tracing methods both 2D and 3D, suitable for indoor propagation, are based on UTD. In addition all material throughout this chapter is assumed to be PEC case.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# CHAPTER 4

## NEC-BSC PROGRAM

### 4.1 Introduction

Objective of this thesis for treats the problem of indoor propagation modeling using a software tool, specifically Numerical Electromagnetic Code-Basic Scattering Code (NEC-BSC). The NEC-BSC is a user-oriented computer code for electromagnetic analysis at high frequency. The analysis is based on uniform asymptotic techniques formulated in terms of the UTD. This code has been developed at the Ohio State University Electroscience Laboratory (OSU-ESL) in the early 1980's under the sponsorship of many organizations and has upgraded many times until this version (NEC-BSC V.4.2).

It was originally written in FORTRAN 66 (version 1) but all subsequent versions were created with the use of improved FORTRAN 77. Very recently, (September 1999) FORTRAN 90 conversion commenced [40]. It is considered to be a user-friendly program since it requires only an elementary theoretical background in the fields of UTD, method of moments (MoM), and electromagnetic (EM) diffraction.

### 4.2 NEC-BSC Basic Commands

The definition of the input data and the interpretation of the resulting is of most importance to the user. The input section of the code is based on a command word system. The NEC-BSC Version 4.2, commands can be grouped into six broad classifications. The specific details of each command are given as follow.

#### 4.2.1 Geometry Command Word

**UN** command: This command enables the user to specify the units of all the linear dimensions to be input after the command is called

**US** command: This command enables the user to specify the units of the source length and width or receiver length and width to be input after the command is called

**RR** command: This command enables the user to translate and rotate the coordinate system used to define the input data in order to simplify the specification of the plate, curved surface, source, and receiver geometry. Unlike the **RT** command,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

this always refers back to the reference coordinate system, the **RR** command accumulates the translation and rotations relative the system in place at the time.

#### 4.2.2 Structure Definition Command Word

**PM** command: This command enables the user to define the geometry of flat plate structures, made up of several facets, based on the corners of the object. One call command defines multiple plates. The number of call to this command and the **PG** command automatically counts the plates in the structure. Where **PG** command used to define the geometry of the flat plate structures to be considered.

**ZD** command: This command enables the user to define the material properties of the various structures to be considered.

#### 4.2.3 Antenna Definition Command Word

**SG** command: This command enables the user to specify the location and type of source to be used. One call to this command defines one source.

**RG** command: This command enables the user to specify the location and type of receiver to be used. One call to this command defines one receiver.

#### 4.2.4 Pattern Control Command Word

**FR** command: This command enables the user to define the frequency in gigahertz.

**PF** command: This command enables the user to specify a far zone pattern cut with non-integer pattern point.

**PN** command: This command enables the user to define the near zone pattern coordinate system, the pattern cut, and the spatial range that is desired.

**VF** command: This command enables the user to define the far zone volumetric pattern coordinate system, the pattern cut, and the angular range that is desired.

**VN** command: This command enables the user to define the near zone pattern coordinate system, the volumetric pattern cut, and the spatial range that is desired.

#### 4.2.5 Output Control Command Word

**LP** command: This command enables the user to specify whether an ASCII listing of the results is desired. This is a full listing of the results with the format dependent on the type of problem defined.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**PL command:** This command enables the user to specify ASCII pattern data to be output. The format is suitable for being read by plotting programs or transfer of data to other applications.

**LY command:** This command enables the user to specify whether an ASCII output containing UTD ray information is desired. The file contains position of the starting, hit, and end point of the ray, a single power value at each point, and an end point vector field value.

#### 4.2.6 Program Control Command Word

**XT command:** This command is used to execute the code. It enables a term processor, which allows the user to compute only the UTD terms from the specific diffraction locations desired. It can be used to include all of a particular type of term, to include only some of the scattering center of the term, or exclude some of the centers. It reads the information from a file assigned to logical unit IUT. In the file assigned to IUT all the field terms to be including in the analysis must be listed in [40].

**XQ command:** This command is used to execute the code so that the results may be computed. This command will automatically calculate all of the following UTD term: INCFLD, RP, RPRP, DP, RPD, DPRP, VP, RPVP, VPRP, RC, DC, RN, DN, DW, VW. The individual terms for each of the field types are described in Table 4.1.

**Table 4.1** Individual plate field types.

Type	Description
INCFLD	Incident field.
RP	Reflected fields off plates.
RPRP	Reflected-reflected fields off plates
DP	Diffracted fields off plates
RPDP	Reflected-diffracted fields off plates
DPRP	Diffracted-reflected fields off plates
VP	Corner diffracted fields off plates
RPVP	Reflected-corner diffracted fields off plates
VPRP	Corner diffracted-reflected fields off plates
RC	Reflected fields off curved surfaces
DC	Diffracted fields off curved surfaces
RN	Reflected fields off curved surfaces end caps
DN	Diffracted fields off curved surfaces

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 NEC-BSC Capabilities

NEC-BSC can be run either on PC using Windows 9x as operating system or on a UNIX system. Version 4.2 accompanied by a Graphical User Interface (GUI) named NEC-BSC Workbench was available during this thesis work. The exchange of data is performed in the form of ASCII files. The user inputs data using text editor such as Notepad or WordPad, or by using the editor in NEC-BSC Workbench. The file can then be stored on the disk in a directory of the user's choice using an appropriate name for the application. The default extension is ".inp". During this process, which is based on a command word system, the user defines the geometry of structures and antennas and determines the various parameters needed to obtain a particular output antenna pattern. Finally, execution the NEC-BSC will produce various output files depending on what the user specified in the input file. It always produce an output file with the same name extension, ".out" NEC-BSC is done through ASCII files, the format is suitable for being read by plotting programs of transfer of data to other application. File, ".ory" which permits the graphical representation of the EM rays used in the simulation, File, ".oaa" which permits graphical representation of magnitude, phase, and dB value of the total electric and magnetic field, and the dB value of the Poynting vector at predefined observation points.

The most significant capability of NEC-BSC are [40]-[41]

- The code can be used to predict for Far and Near field pattern of an antennas in a complex environment.
- It can provide the EMC or EM coupling between antennas in various situations.
- It can determine potential radiation hazards.
- It can optimize the design and placement of antenna at the early stages of development.
- It can furnish the user with Radar Cross Section (RCS) calculations.
- It includes the option for single frequency or multiple frequencies simulations
- UTD single, multiple, and triple plate interactions are possible.
- It is fast and time-efficient.
- Various vehicle elements can be easily added or removed allowing for different EM considerations.
- The position of the source can be arbitrarily changed.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 Other Works Based on NEC-BSC Code

So far, the code has been used with satisfactory results for the calculation of the total electric field and the near and far field antennas pattern that arises from the following antenna-scattering structure interaction situations [41]

- From the mast or other superstructures of a ship.
- From tank or tank body.
- From the fuselage, wings, and stores of an aircraft.
- From the living quarters of the International Space Station.

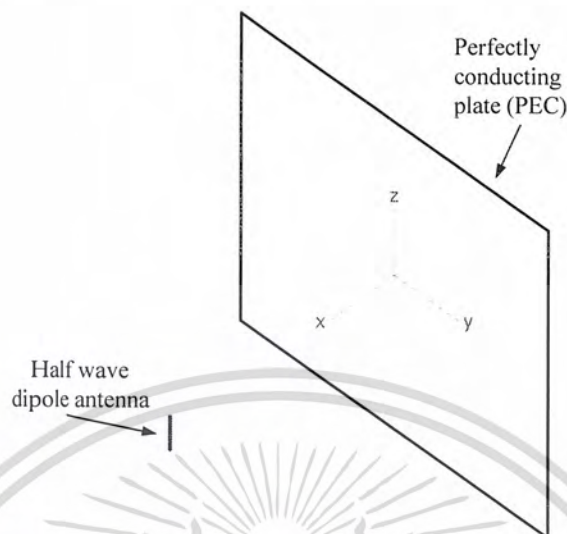
NEC-BSC has also been used for comparison of measured and calculated patterns for different antenna placements and polarizations. A research in the literature has revealed that this code was not thought to be attractive for predicting radio propagation in urban areas, with only one exception a project in progress at OSU-ESL on cellular phone propagation around a building. Moreover in this section present three example of field prediction using NEC-BSC. The objective is to demonstrate some of the code's capabilities in determining the far-field pattern of an antenna in the first example, and determining near-field pattern of an antenna surrounded by obstruction which much larger than the wavelength of indoor prediction in the second and third example. The geometry is defined and a short description of shapes and materials comprising the model is made. Then the observation points for each run are explained. Finally, the extracted results are shown in various plots and their interpretation is discussed. Matlab was used for these results and all subsequent calculations and plots shown in this thesis. The simulations of this thesis inside the building on 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang are demonstrated in Chapter 6. All input files of examples used in the following simulation are given in Appendix A.

##### 4.4.1 Half Wave Dipole with PEC Square Plate

In the first example, we calculate the electric field for far field pattern effect of a half wave dipole around the presence of a perfectly conducting square plate (PEC) with dimension 0.178m x 0.178m (width x length). The center of PEC square plate is located precisely at the origin. While the location of half wave dipole away from the origin in x-direction is 0.13m. The frequency of transmission is 8 GHz and hence the

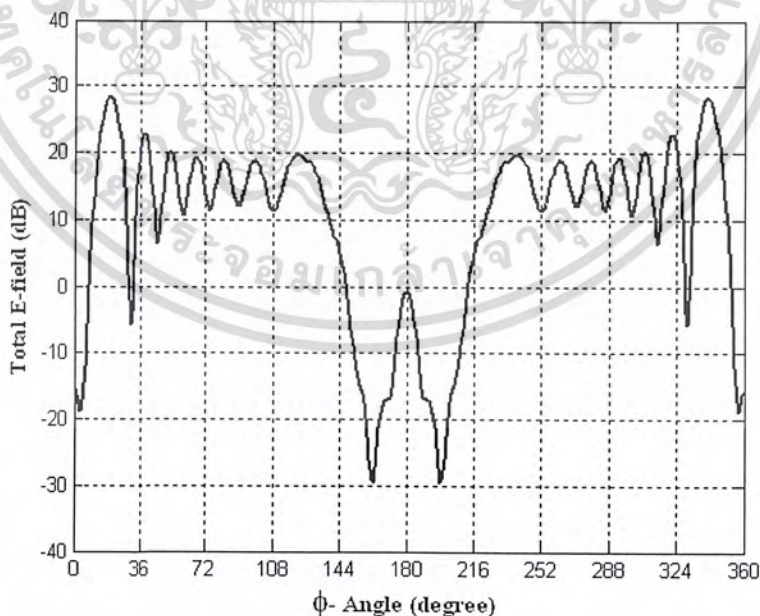
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

wavelength is 0.03747m. The geometry used for this simulation is shown in Figure 4.1 [41].



**Figure 4.1** Dipole in the presence of PEC square ground plate.

The E-field in 360 point each point corresponding to 1 degree step around the PEC plate. The results of the total electric field in dB in azimuth plane (H-plane) pattern as a function of angle  $\phi$  is shown in Figure 4.2.



**Figure 4.2** Total E-field pattern for a half-wave dipole away from PEC square plate.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4.2 Comparison with the Shooting and Bouncing Ray

In this example, the path loss along a line on a side of a rectangular room with a metallic closet is determined. The geometry of the NEC-BSC model is shown in Figure 4.3. The Hertzian dipole antenna located at the position (2, 2.5, 3), is used with the operating frequency of 1GHz. In Figure 4.3, we consider a simply furnished room with the dimension of 10-m wide, 21-m long, and 3-m high, and closet which is 2-m high, 0.6-m wide, and 7-m long. More information on this model can be found in [42].

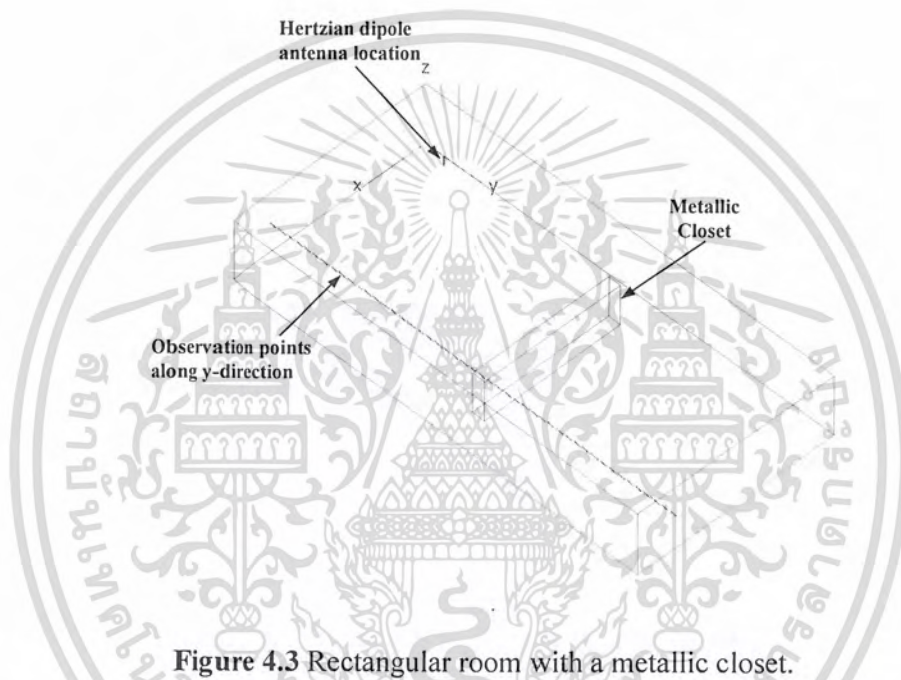


Figure 4.3 Rectangular room with a metallic closet.

A comparison of path loss versus distance for the empty room (without a closet) and the furnished room (with closet) is shown in Figure 4.4. The difference between them can be explained by the existence of a typical multipath fading environment affected by the closet. The path loss in the furnished room fluctuates faster and stronger than in the empty room, at the distance between 4m and 11m as shown in Figure 4.4. Note that the front of the closet is located at the distance of 11m. This phenomenon can be explained as the following. The metallic closet acts like a strong reflector, which is not found in the empty room. In contrast, after the closet location at 11.6m, some specular ray paths which exist are blocked by the closet, so the received power is lower than that in the empty room.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

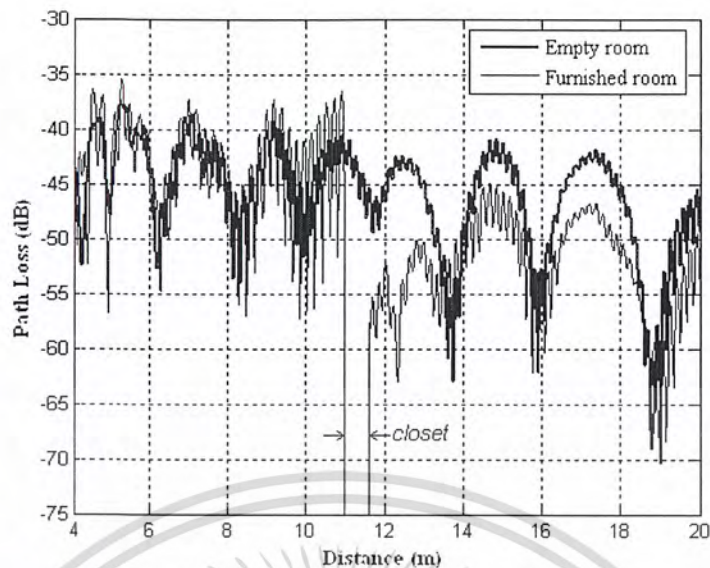


Figure 4.4 Path loss for the empty and furnished room computed using the NEC-BSC code.

#### 4.4.3 Prediction of Wireless Communication Systems Performance in Indoor Environment

In this example, a volumetric E-field pattern of an antenna located at the center of the room of the Bullard Hall at the Naval Postgraduate School in Monterey, California is calculated. Its dimensions are 39.8272m x 39.8272m x 3.81m and it contains a vast amount of materials like concrete for exterior walls, glass windows, and plasterboard for most partitions, sheetrock with metal studs for some walls, acoustic tiles, wooden tables, concrete reinforced columns and more. In this model, the standard values for the most common material used are shown in Table 4.2.

Table 4.2 Room's property.

Material	Relative permittivity [ $\epsilon_r$ ]	Dielectric loss tangent [ $\tan \delta$ ]
Concrete	4.0	0.004363
Reinforced concrete	5.84	0.001416
Plaster	2.3	0.001745
Wood	1.5	0.01
Metallic mesh	5.896	0
Artificial composite wall	8.247	0.004363

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The antenna used in the model was a Hertzian dipole with uniform current distribution and operating frequency 2.45GHz, with the antenna height of 1m above the ground. All room's dimensions and material constitutive parameters were found in [43]. A visual representation of the Bullard Hall used in the NEC-BSC code is shown in Figure 4.5.

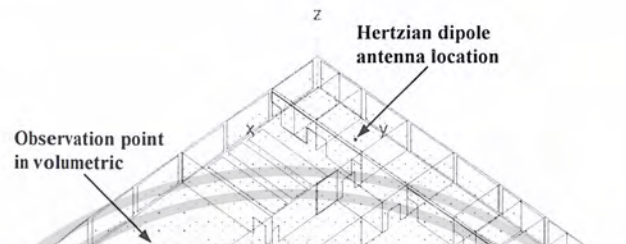


Figure 4.5 Bullard Hall model used in the NEC-BSC code.

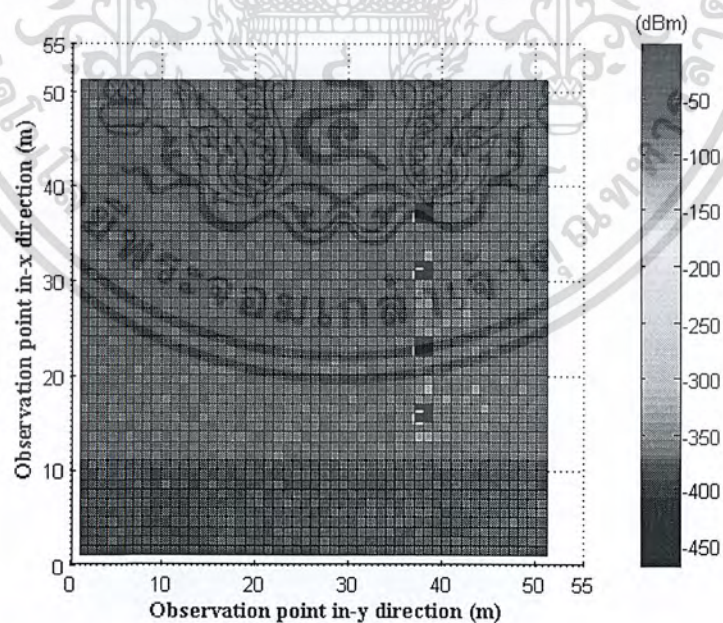


Figure 4.6 Receiving power in dBm predicted data matrices.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.5 NEC-BSC Limitations

NEC-BSC limitations are directly caused by the UTD method [50], namely the UTD may be employed only when the elements making up the model to be large compared to a wavelength. The scattering mechanisms need to be known and included in the model. Transmitting antenna must be at least a wavelength from the scattering surfaces and each antenna elements should be at least a wavelength from all edges of scatterers. Also the receiving elements cannot be placed on a plate. Graphical generation through the Workbench is restricted to two dimensional plots only. Three dimensional plots, polar, and more complicated plots are not supported. Thus, the user should resort to export the numerical results to other application programs, such as Matlab, MathCAD, Excel and so on. According to special instructions [40], there are certain limits as far as the total number allowed for each variable is concerned. These limitations are shown in Table 4.2.

**Table 4.3** The present execute module will accommodate the following.

<b>Description</b>	<b>Maximum Number</b>
Pattern points	1801
Defined pattern points	181
Defined frequencies	181
Plates	200
Plate edges	30
Curved entries	200
Curved section	10
Material types	25
Material layers	20
Sources	300
Receivers	300
Antenna data points	91
Wires	200

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.6 Conclusions

In this chapter, the basic commands of the NEC-BSC code are also discussed. Moreover, capabilities and limitations of the code are discussed. Finally, three simple examples of field prediction using the NEC-BSC are presented. The objective is to demonstrate some of the code's capabilities in determining the near and far field pattern of an antenna surrounded by obstructions. It has been prove that this code agrees to a satisfactory degree with the results reported in some literature for the same arrangement examination.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# CHAPTER 5

## MEASUREMENT CAMPAIGN

### 5.1 Introduction

The validation of any propagation prediction model is required by comparing predicted results with measurement data. In this chapter, the measurement campaign for both LOS and NLOS situations in empty and furnished scenarios is demonstrated. The actual measurement was conducted on the 9<sup>th</sup> floor of Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang. The hardware for the system is also described in detail. In addition, the characterization of transmitting and receiving antennas are considered in this chapter as well. Moreover in this chapter also describes the Agilent IntuLink PSA-ESA software, instrument control and data logging. Finally, the post processing of measured data is discussed. Where measured data are presented in terms of the received powers in dBm.

### 5.2 Characterizations of Transmitting and Receiving Antennas

An antenna is a simple transducer, which converts electromagnetic wave propagation in space to a radio frequency electrical energy fed to receiver. This process is reciprocal in nature. To perform propagation prediction using the NEC-BSC tool, the model requires both transmitting and receiving antennas.

#### 5.2.1 Transmitting Antenna

In measurement and simulation, antennas are designed to have a small mechanical size (at 2.45 GHz,  $\lambda = 0.122\text{m}$ ). In our application, we choose a monopole size  $0.25\lambda$  on a finite ground plane with the dimension of  $1.47\lambda$  wide, and  $1.47\lambda$  long as shown in Figure 5.1 for generating conical beam pattern. The electrical characteristics of the antenna were measured using a network analyzer, and the radiation patterns were measured in anechoic chamber. Table 5.1 gives the antenna parameters, and Figure 5.2(a) - (b) shows the azimuth (H-plane) and elevation (E-plane) radiation patterns.

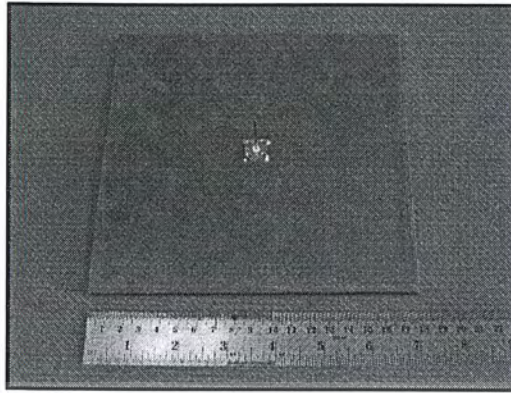


Figure 5.1 A photograph of a conical beam antenna

Table 5.1 Transmitting antenna parameters.

Parameter	Value
Characteristic Impedance	50 $\Omega$
VSWR	1.235:1
Gain	$\approx 3.5223$
Center Frequency	2.45 GHz

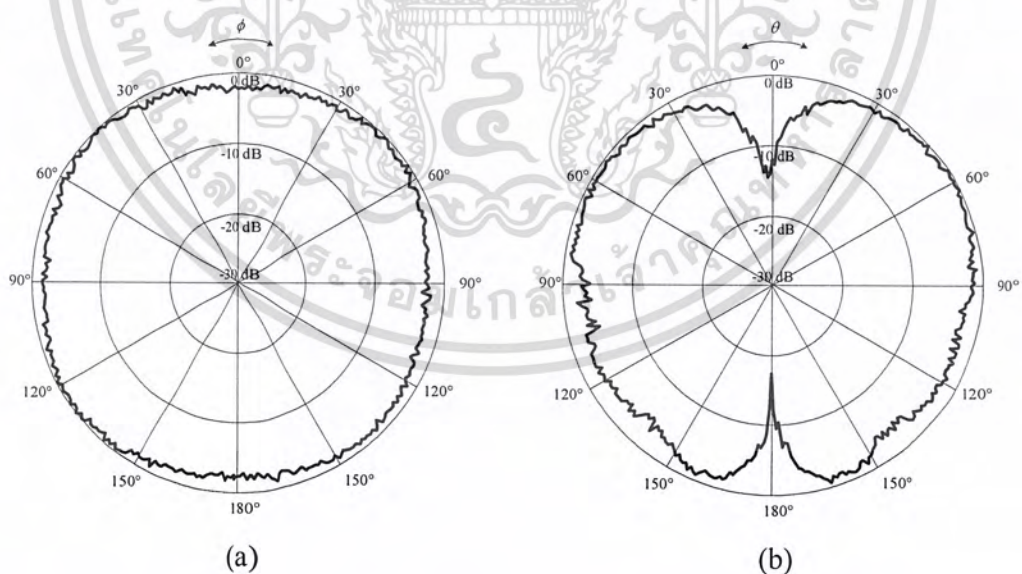


Figure 5.2 Radiation patterns of 2.45 GHz conical beam antenna (a) H-plane (b) E-plane.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.2.2 Receiving Antenna

In this work, we choose an external dipole antenna (model DWL-200AP<sup>+</sup>) to be a receiving antenna for WLAN at 2.45 GHz to capture signal from conical beam antenna. Table 5.2 gives the dipole antenna parameters as shown in Figure 5.3.

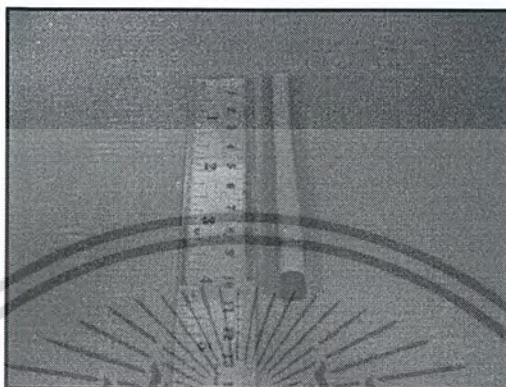


Figure 5.3 A photograph of dipole antenna.

Table 5.2 Receiving antenna parameters.

Parameter	Value
Characteristic Impedance	50 $\Omega$
VSWR	1.06:1
Gain	$\approx 2$
Center Frequency	2.45 GHz

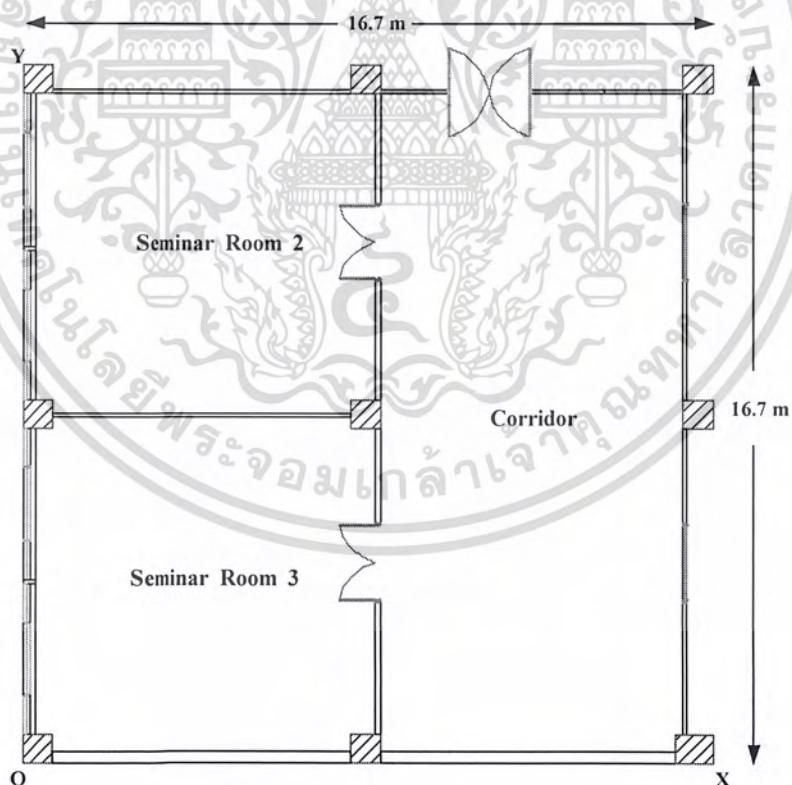
### 5.3 Measurement Scenario

To assess the validity of the computer model computed using the NEC-BSC code, a set of measurements was made on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang to be used in comparison with results from the computer model. The geometrical model of this floor is shown in Figure 5.4, whereas in Figure 5.5 illustrates a typical building floor plan in two-dimensional case with the dimension of 16.7m wide, and 16.7m long.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**Figure 5.4** A photograph of seminar hall on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang.

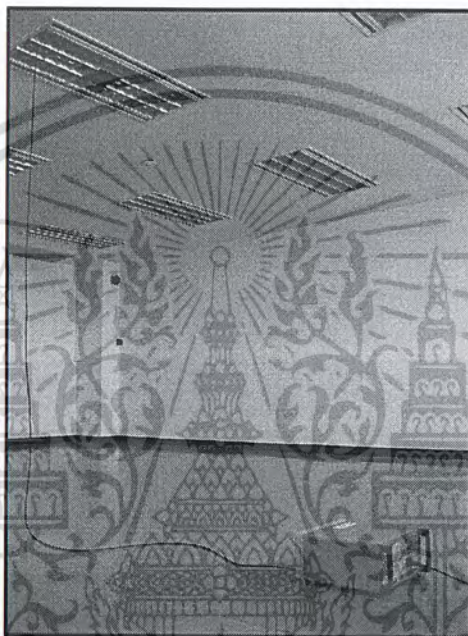


**Figure 5.5** Two-dimensional representation of the environment.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.4 Measurement Setup

The propagation of continuous wave (CW) signal at 2.45GHz from place to place within building was measured. The transmitting system, 13dBm signal was generated using the signal generator Agilent 8648C, and fed to the transmitting antenna. The antenna was calibrated in an anechoic chamber, and then installed on the ceiling of the seminar room No.2, at the position 3.59m x 12.22m x 2.6m apart in x, y, and z direction respectively from the origin of seminar hall as shown in Figure 5.6.

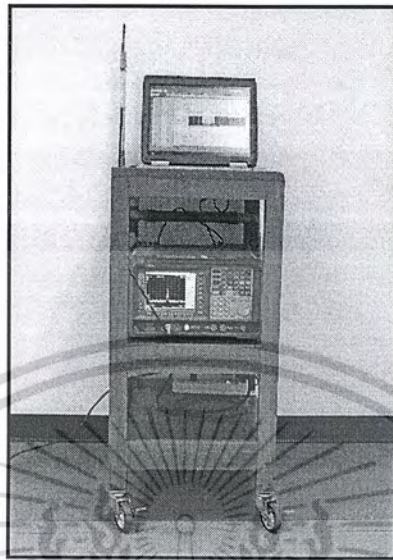


**Figure 5.6** A photograph of a transmitting antenna location.

The signal was received by the receiving antenna, and monitor with a spectrum analyzer Agilent E4403B with a General Purpose Interface Bus (GPIB) interface card, and PC with a Agilent IntuiLink PSA-ESA software written in Visual Basic (VB) allows communication between spectrum analyzer and PC via GPIB cable. The Agilent IntuiLink PSA-ESA software provides an easy to use toolbar that enables to connect to spectrum analyzer from either Microsoft Excel or Microsoft Word. Once connect we can perform simple trace data capture and instrument display images transfers directly into spreadsheet or document. We can save the data and images in spreadsheets, or graphs for use in all Microsoft products. In this thesis, Microsoft Excel is used to trace the data capture and instrument display images transfers. This

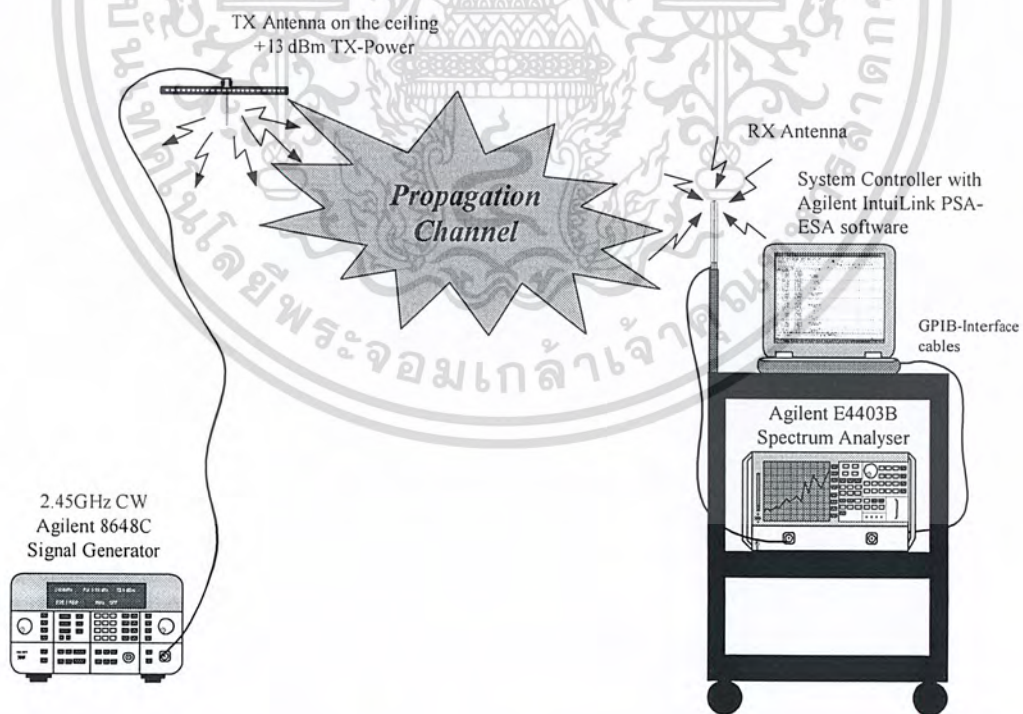
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

receiving system was setup in a movable cart as shown in Figure 5.7. Note that the receiving antenna was placed at 1.25 meters above the ground.



**Figure 5.7** A photograph of a receiving system.

The measurement setup is shown schematically in Figure 5.8.

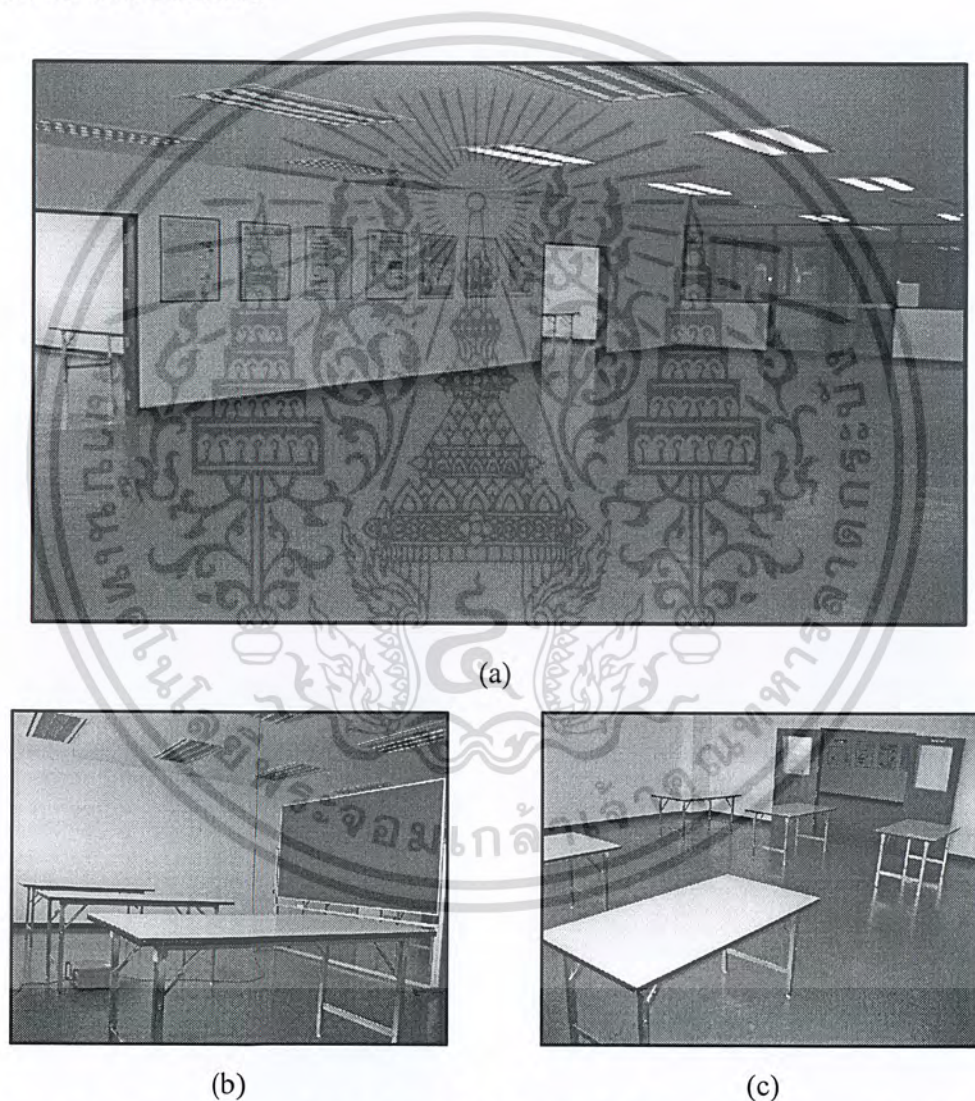


**Figure 5.8** Schematic diagram of the narrowband measurement system.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.5 Site Measurement

Measurement campaign was made on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building at King Mongkut's Institute of technology Ladkrabang. The performance of WLAN strongly depends on the electromagnetic characteristics of the environment in which they operate. LOS and NLOS propagation in both the empty room (as shown in Figure 5.4) and in the furnished room (as shown in Figure 5.9) are measured. Note that the seminar room No.2 is used in the case of LOS. For the NLOS case, the corridor in front of the seminar room No. 2 and 3 is used for measurements.



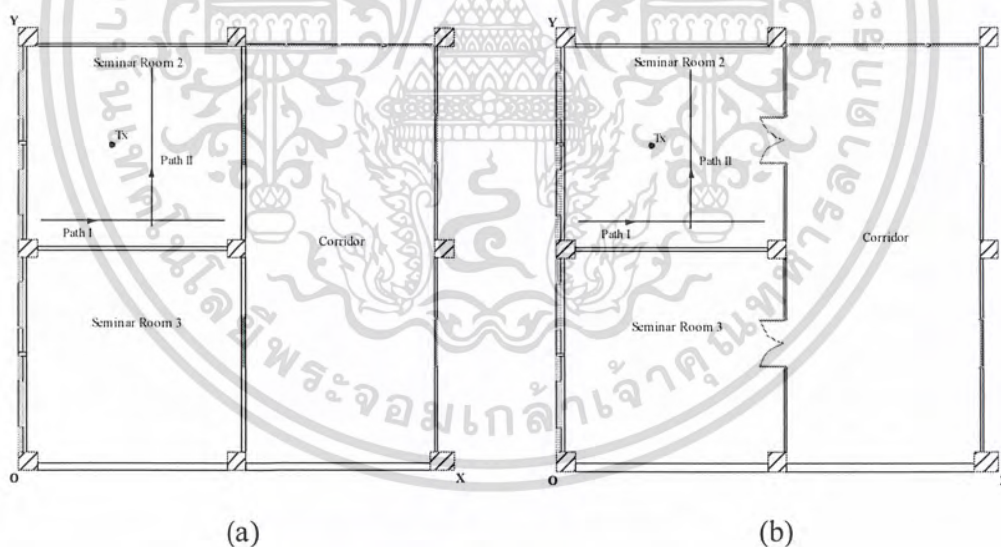
**Figure 5.9** A photograph of the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang for the furnished scenario.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.5.1 LOS Measurements

For indoor characterization, the path loss is associated with the design of base stations, and this tells us how many transmitters should need to radiate to service a given region. The receiving powers versus distance are measured.

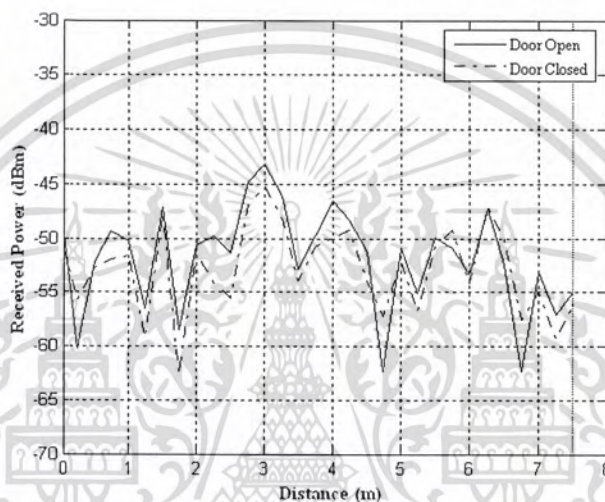
First, consider concerning the field measurement in an empty room. The transmitting antenna install on the ceiling of the seminar room no.2 at the location (3.56, 12.22, 2.6). The received power measurements were along several straight paths with dipole antenna on the movable cart at a height 1.25 meter above the ground. The received data were acquired automatically by a PC with GPIB card. The receiver moved along Path I in the x-direction, from (0.7, 9.35, 1.25) to (8.2, 9.35, 1.25). The measurements were made for 31 points, and the path length is 7.5m. Note that Path II is in the y-direction, from (5.2, 8.85, 1.25) to (5.2, 15.35, 1.25), the measurement were made for 27 points and the path length is 6.5m. The measurement along Path I and Path II in seminar room no.2, was performed at the step of 25cm for each path, and carried out in the room of dimension 16.7m x 16.7m x 2.6m as shown in Figure 5.10.



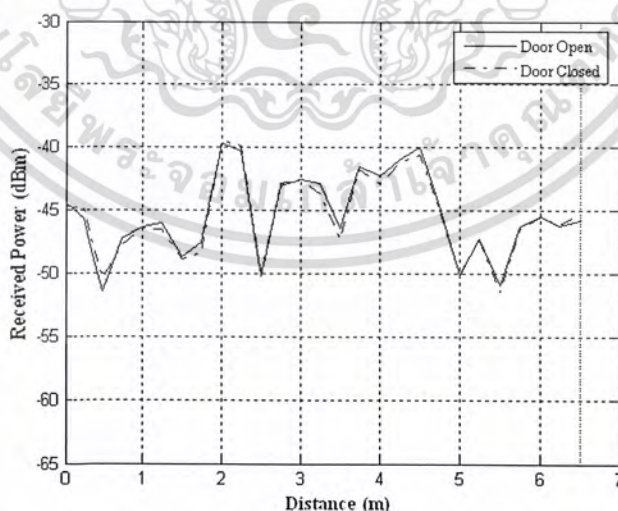
**Figure 5.10** Plan view of the seminar hall on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the empty scenario. The bold lines indicate the paths considered for measurement (a) door closed (b) door open.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

To assure that the propagation channel is time stationary during the measurement, the measurement data were averaged of fifty instantaneous sampled values. In the seminar room No.2, the room floor and exterior walls are made of concrete, while interior walls and ceiling are made of gypsum-board. The measurement results of the received power in dBm versus distance along Path I and Path II in the empty room are shown in Figures 5.11 and 5.12, respectively. In these figure the received powers due to measurement for both door closed and door open caused by building structure effect is compared.



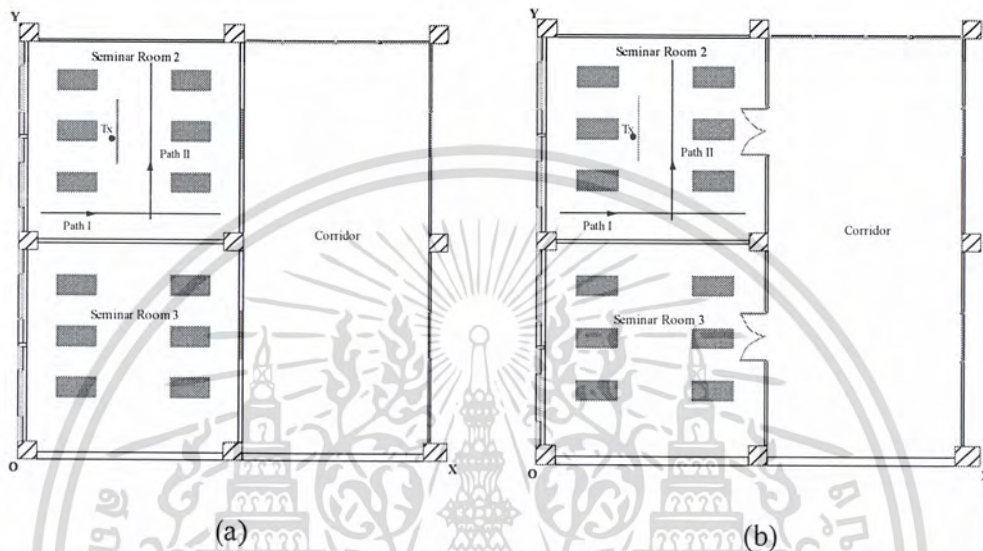
**Figure 5.11** The measured results of received powers along Path I in the empty scenario.



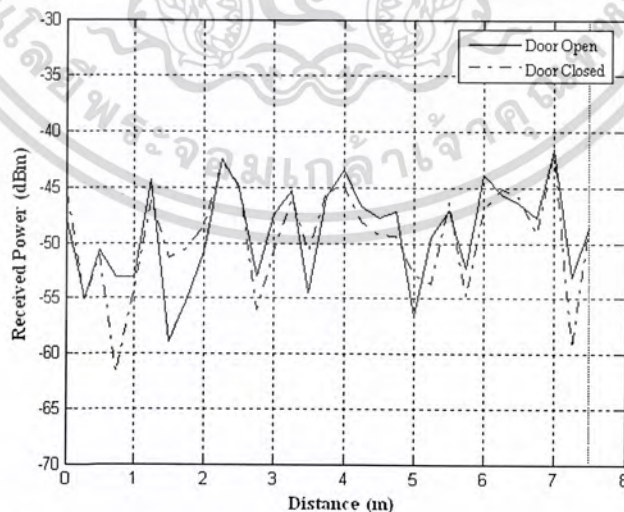
**Figure 5.12** The measured results of received powers along Path II in the empty scenario.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Using the same procedure, the received power in the furnished room is measured. The seminar room No.2 is used in measurement for the LOS situation, where the room are furnished with wooden tables and a wooden board. The building layout and dimension of the are the same as in the empty environment. The received powers were measured along Path I and Path II in the furnished room as shown in Figure 5.13.

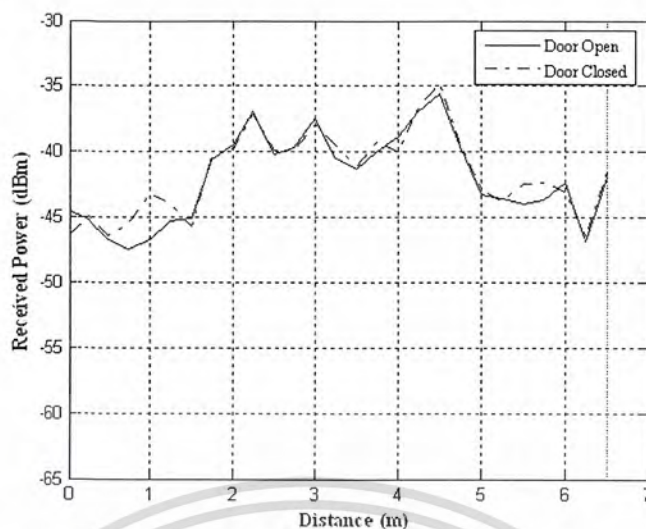


**Figure 5.13** Plan view of the seminar hall on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the furnished scenario. The bold lines indicate the paths considered for measurements (a) door closed (b) door open.



**Figure 5.14** The measured results of received powers along Path I in the furnished scenario.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**Figure 5.15** The measured results of received powers along Path II in the furnished scenario.

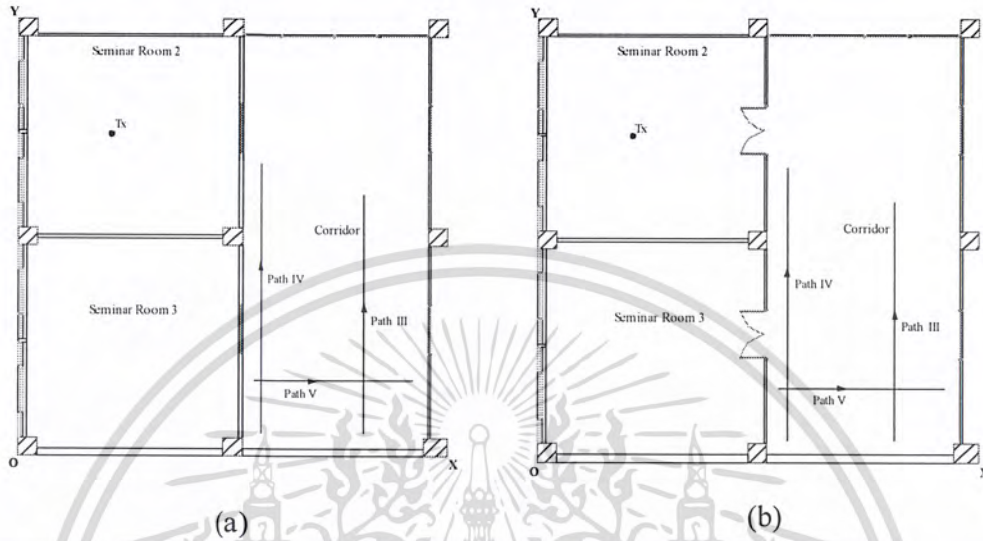
The measurement results of the received power in dBm versus distance along Path I and Path II in furnished room for the LOS situation are shown in Figures 5.14 and 5.15, respectively. In addition these figure the received powers due to measurement for both door closed and door open caused by building structure and furniture effect is compared.

### 5.5.2 NLOS Measurements

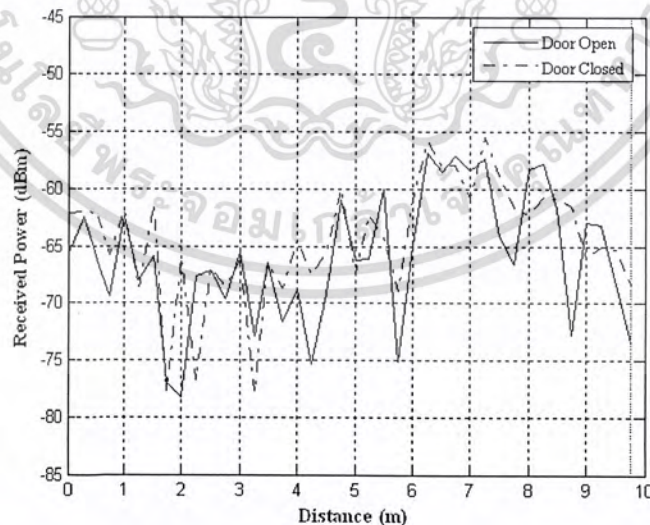
For the NLOS situation, the measurement campaign on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the seminar zone is used. Path loss in the empty scenario is measured, where the transmitting antenna installs on the ceiling of the seminar room No.2 at the position (3.59, 12.22, 2.6). The received powers were measured along several straight paths using the receiving antenna on the movable cart at a height of 1.25 meter above the ground. During the measurement, the receiving antenna along Path III is moved in the corridor from the position (13.5, 0.5, 1.25) to (10.25, 15.25, 1.25) in the y-direction, the measurements were made for 40 points and the path length is 9.75m. Path IV is 11m long and the measurements were made for 45 points, and the receiving antenna is moved from (9.5, 0.5, 1.25) to (9.5, 11.5, 1.5) in the y-direction. For Path V, the receiving antenna moving along a straight path in the hallway from (9.15, 2.5, 1.25) to (15.4, 2.5, 1.25) in the x-direction, and the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

measurements were made for 26 points along the path length of 6.25m as shown in Figure 5.16. In the seminar zone, floor and exterior walls are made of concrete, while interior walls of the seminar room and ceiling are made of gypsum-board. In addition, each room possesses a wooden door and glass windows.

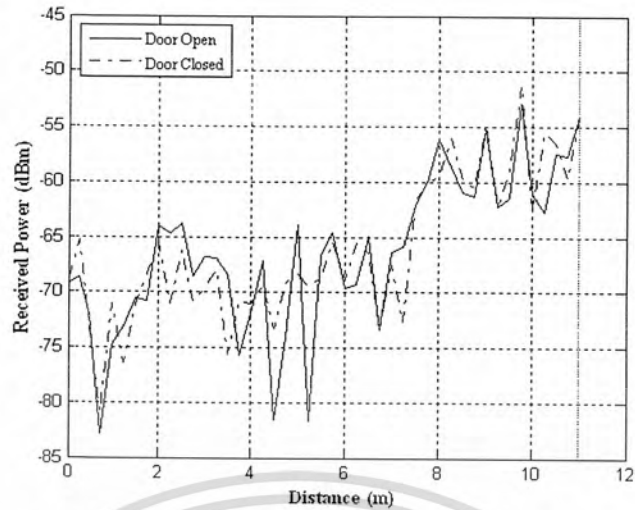


**Figure 5.16** Plan view of the seminar hall on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the empty scenario. The bold lines indicate the paths considered for measurements (a) door closed (b) door open.

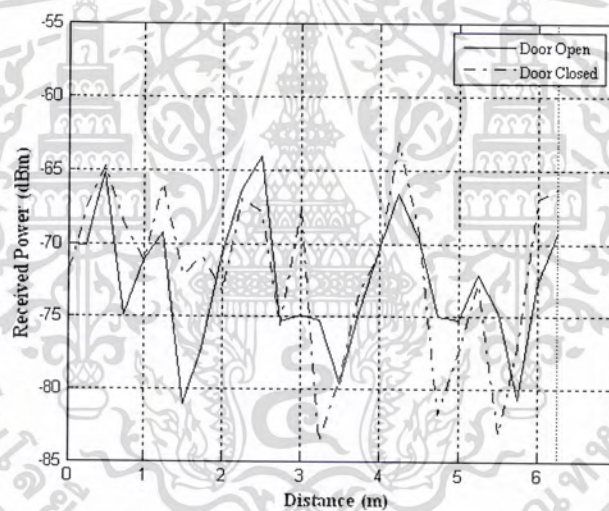


**Figure 5.17** The measured results of received powers along Path III in the empty scenario.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**Figure 5.18** The measured results of received powers along Path IV in the empty scenario.



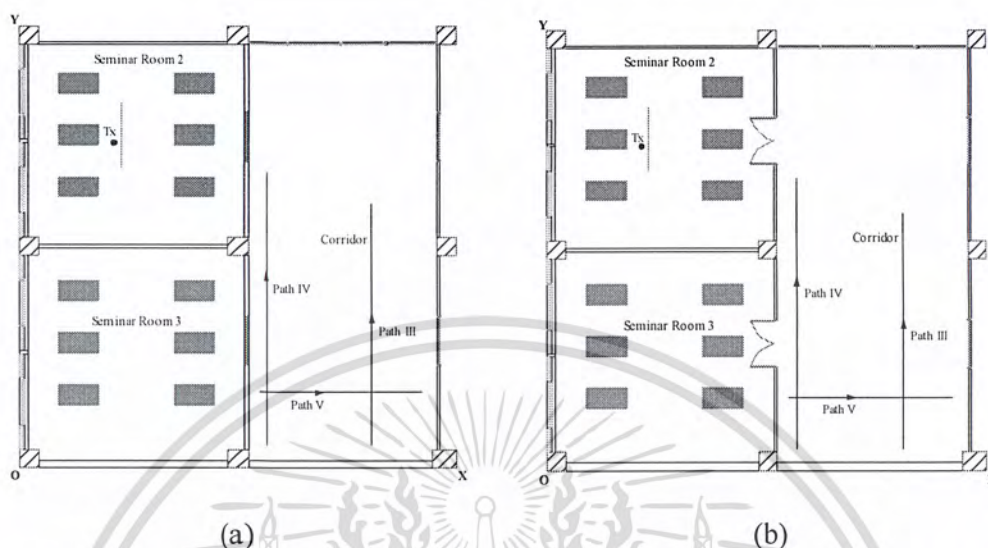
**Figure 5.19** The measured results of received powers along Path V in the empty scenario.

The measured results of the received powers for Paths III, IV, and V are shown in Figures 5.17, 5.18 and 5.19 respectively.

Using the same procedure as in the empty scenario, the received power for the furnished scenario measured in the seminar zone for the NLOS situation. Note that the seminar rooms No.2 and No.3 are composed of sixth wooden tables in each room and one moving board in the seminar room No.2. Building layouts and dimensions of the

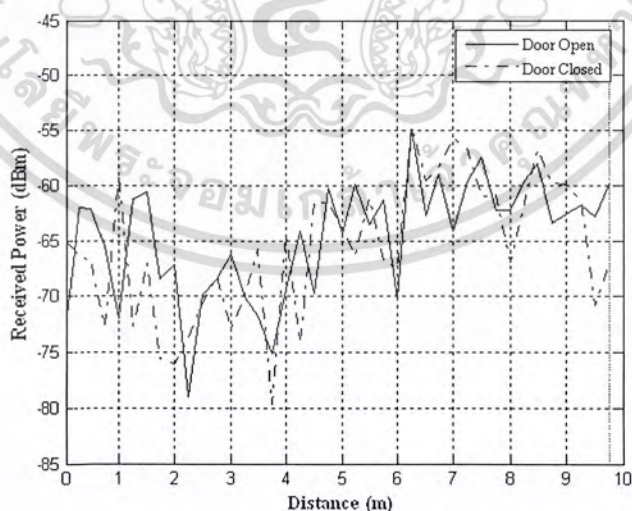
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

room are the same as those in the empty scenario. The received powers were measured along Paths III, IV and V in the furnished environment as shown in Figure 5.20.



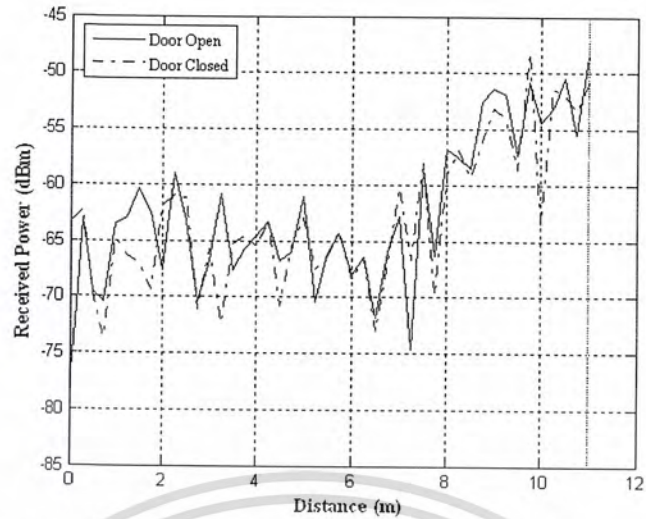
**Figure 5.20** Plan view of the seminar hall on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the furnished scenario. The bold lines indicate the paths considered for measurements (a) door closed (b) door open.

The measured results of the received powers for Path III, IV and V are illustrated in Figures 5.21, 5.22 and 5.23, respectively.

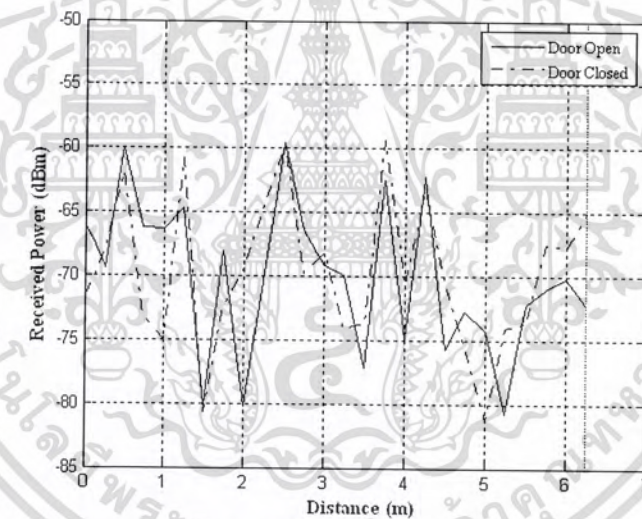


**Figure 5.21** The measured results of received powers along Path III in the furnished scenario.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**Figure 5.22** The measured results of received powers along Path IV in the furnished scenario



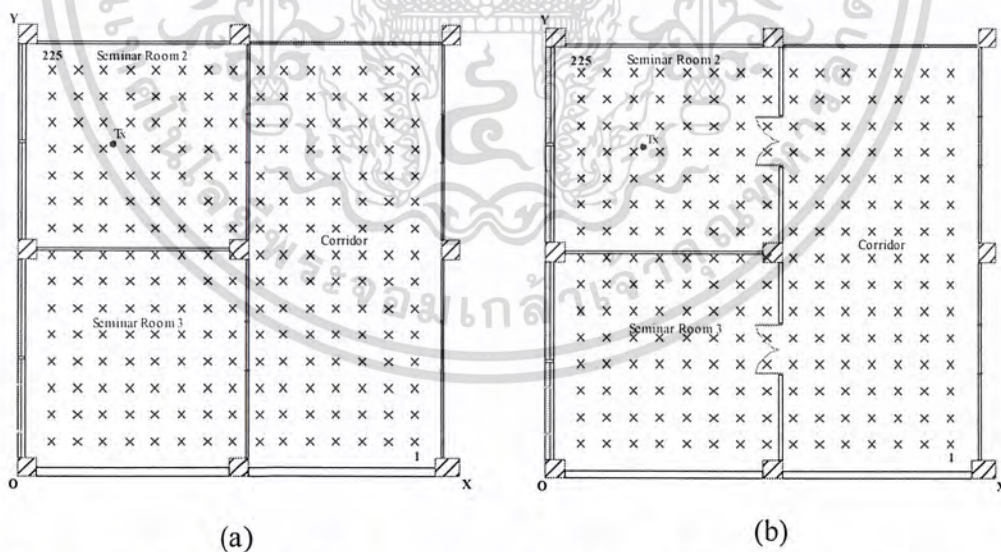
**Figure 5.23** The measured results of received powers along Path V in the furnished scenario

All of these results, for both LOS and NLOS situations in empty and furnished scenario are described and considered. In order to investigate the received power levels from building structure and furniture affects of a given confined environment, comparisons of measurement results in door closed and door open were performed in several strength paths. In LOS situation for both door closed and door open we เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

observe that the directed rays is much higher than that of reflected and diffracted rays arriving to the receiver. This phenomenon, most of peaks and valleys of the measurement results in door closed also coincide well with those of the measurement results in door open, which probably implies that these scenarios have only a modest effect on the received power levels. Whereas NLOS situation in the shadowed areas multiple reflection and diffracted rays can reach to the receiver, which implies that the door closed and door open influence on the received power levels. It is found that the measurement results of the received power in the door closed and door open is difference and stronger fluctuation.

### 5.5.3 Power Map Measurements

The received powers in the seminar hall are measured, with the dipole antenna at a height of 1.25 above the ground. A measurement was conducted as shown in Figure 5.24 for the empty scenario and Figure 5.26 for the furnished scenario. The whole floor on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang was divided into small squares with the size of 0.9812m x 0.9812m for 225 locations, marked by cross symbols as shown in Figures 5.24 and 5.26. Note that these sets of data provide a good idea of the actual coverage area.



**Figure 5.24** Plan view of the seminar hall on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the empty scenario. Cross marks indicate the position considered for measurement (a) door closed (b) door open.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

In the empty scenario, the received powers are measured in a 16.7m x 16.7m area in the seminar hall as shown in Figure 5.25.

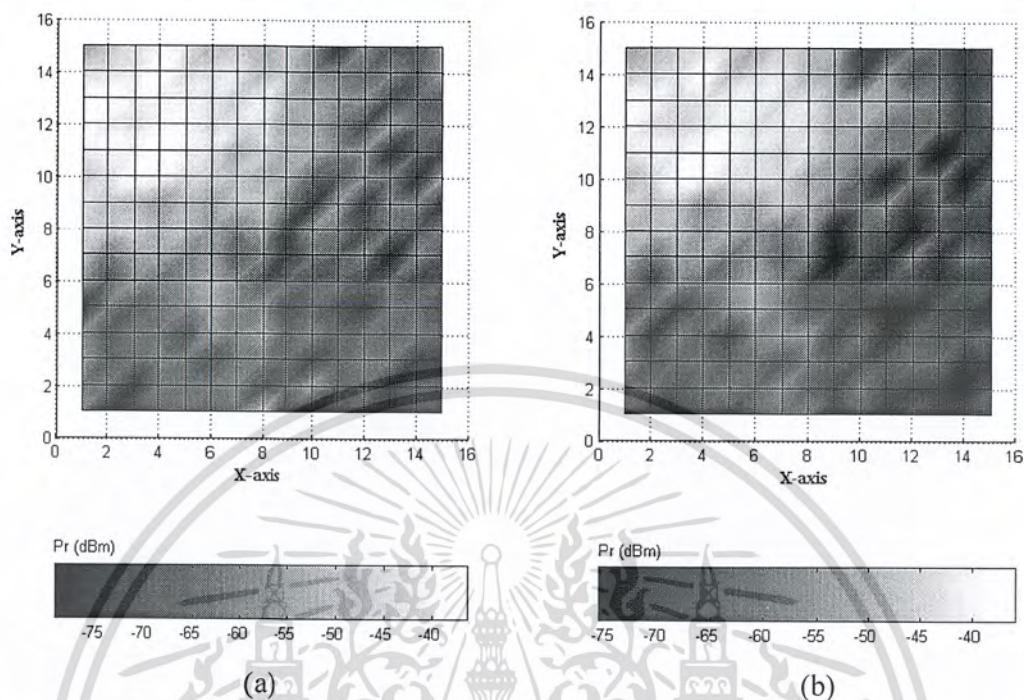


Figure 5.25 The measured results of received power map in the empty scenario in the two dimension (a) door closed (b) door open

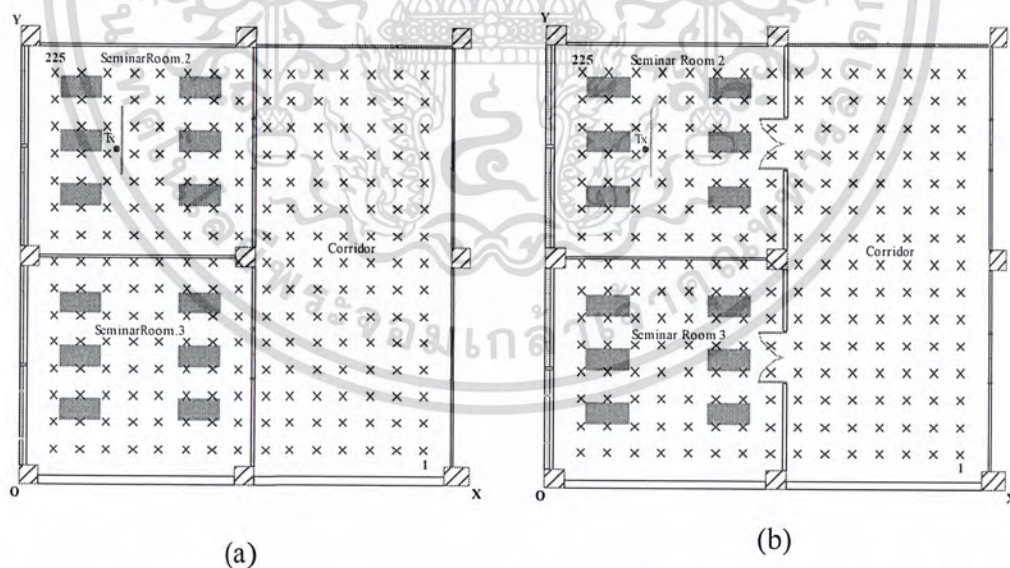
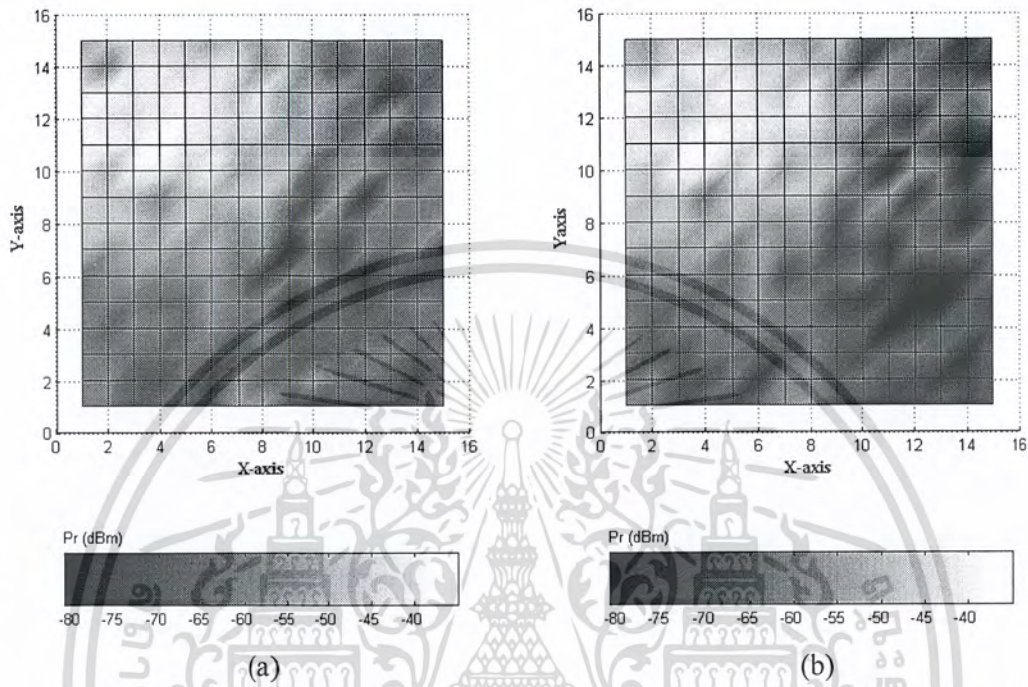


Figure 5.26 Plan views of the seminar hall on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the furnished scenario. Cross marks indicate the position considered for analysis (a) door closed (b) door open.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Using the same procedure, the received power in the furnished room is measured. The different sets of data were obtained, which give a good idea of the actual coverage area in the furnished room, as shown in Figure 5.27.



**Figure 5.27** The measured results of received power map in the furnished scenario in the two dimension (a) door closed (b) door open.

The measurement results of the received powers in a given confined environment for both door closed and door open are compared in Figure 5.25 for empty scenario and Figure 5.27 for furnished scenario. In these figure we observe that the received power level in the door closed and door open is difference and stronger fluctuation, which implies that the door closed and door open influence on the received power levels. Moreover we find that the fading is severe in the furnished scenario than in empty scenario.

## 5.6 Conclusions

In this chapter environment characteristics of the building where the measurements were made, are described including the overall building structures and furnitures and the location of transmitting and receiving antennas in the building.

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญตเห็นไปไซ้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Results from measurement campaign on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang are shown here by comparing between door closed and door open case. The power measurement campaigns are performed for LOS and NLOS in empty and furnished scenarios. Characteristic of both transmitting and receiving antennas are also considered in this chapter. The measurement results are illustrated in Section 5.5, it is found that the received power level in the door closed and door open is difference and stronger fluctuation, which implies that the door closed and door open influence on the received power levels. Moreover we find that the fading is severe in the furnished scenario than in empty scenario.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# CHAPTER 6

## NEC-BSC MODEL

### 6.1 Introduction

In this Chapter describes the modeling of the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building and the simplifications adopted in our model are discussed. All simulation results obtained from the NEC-BSC code are shown in this chapter. Effects of electromagnetic properties of building structures and furnitures inside building to propagation are described as well. Moreover, the measurement detail for exact values of electromagnetic properties of building structure and furniture using Substrate Measurement System (SMS) tool to obtain reasonably accurate prediction for indoor propagation are described in this chapter.

### 6.2 Geometry Definition

The 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang are simulated by the NEC-BSC code for both LOS and NLOS case. The 9<sup>th</sup> floor of this building has enough complexity to create a harsh multipath environment for indoor radio propagation. The seminar zone on the 9<sup>th</sup> floors, where its dimension are 16.7m x 16.7m x 2.6m (length x width x height), is used as a simulation model. This unfurnished zone (i.e, in the empty scenario) contains a vast diversity of materials; e.g., wooden doors, gypsum-board walls and ceiling, concrete floor, and glass windows. In the furnished scenario, the wooden tables and a wooden board are incorporated into the unfurnished zone.

### 6.3 Effects of Building Materials

Multipath fading often occurs in indoor wireless communications due to the fact that the received signals arrive at a receiver from different directions from building structures and furnitures in indoor environment. Effects of these propagation mechanisms on the radio wave depend on electromagnetic properties of those structures in indoor environment. Therefore, to obtain accurate prediction, a good knowledge of their electromagnetic properties is required. It has been argued countless times in the literature that the correct selection of the constitutive

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

parameters of the floor, ceiling, walls and obstacles plays the most significant role in all physical models. Thus, effects of different dielectric parameters on indoor propagation are investigated in this section. Some example of indoor predicted under the LOS situation from electromagnetic properties of building structures and furnitures variation are modeled and the results were comparing.

In the simulation, the seminar room No.2, on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building for both empty and furnished rooms are considered. All of scattering structures in the seminar room are regarded as nonmagnetic and homogeneous media, where the relative permeability and the magnetic loss tangent equal to 1 and 0, respectively. Typical value of relative permittivity  $\epsilon_r$ , dielectric loss tangent  $\tan \delta$ , and their thickness are tabulated in Table 6.1 [44].

**Table 6.1** Reference materials in indoor environment.

Material	Relative permittivity [ $\epsilon_r$ ]	Dielectric loss Tangent [ $\tan \delta$ ]	Thickness [cm]
Wooden door/table	3.0	0	3.0
Glass window	3.0	0	0.5
Concrete wall/floor	4	0.0043	35.0
Gypsum-board wall and ceiling	7.9	0.6530	1.0

The NEC-BSC model in the empty scenario is shown in Figure 6.1. The transmitting antenna is a monopole on a finite ground plane, where it is installed on the ceiling of the room at the position 3.59m x 12.22m x 2.6m with uniform current distribution and the operating frequency of 2.45GHz. Result from the NEC-BSC code are given in dBV/m for all E-field components as a function of the observation point along Path II in y-direction from (5.2, 8.85, 1.25) to (5.2, 15.35, 1.25) with 27 sampling points.

Based on the typical values of dielectric material in Table 6.1, it is assumed that the permittivities of each material are varied by  $\pm 15\%$  and  $\pm 30\%$ . In this study, the conductivity of each material is assumed to be equal to the typical value in Table 6.1.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

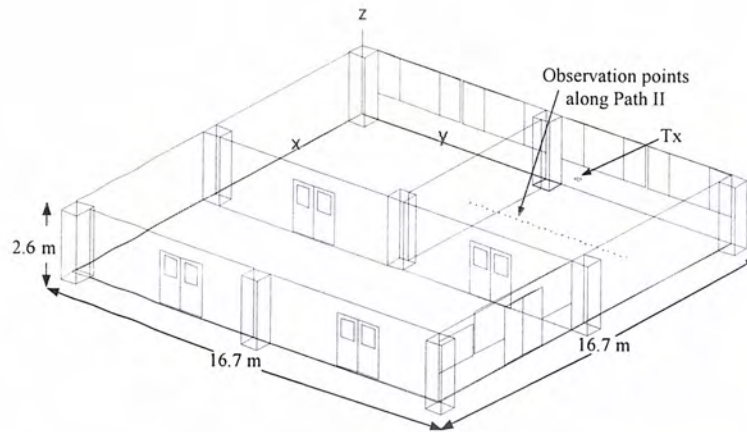


Figure 6.1 Seminar hall created by the NEC-BSC code.

After performing the simulation, results are obtained in terms of values of electric field intensity. Then, the values are converted to receive powers in dBm by the following formula.

$$P_r(\text{dBm}) = P_{\text{density}} \cdot A_{\text{effective}} \quad (6.1)$$

where, power density  $P_{\text{density}}$  with total electric field after NEC-BSC executed in x, y, and z direction can be written as

$$P_{\text{density}} = \frac{(|E_{\text{tot}}|)^2}{2\eta} \quad (6.2)$$

and effective antenna aperture  $A_{\text{effective}}$  with receiving gain  $G_r$  is given by

$$A_{\text{effective}} = \frac{\lambda^2 \cdot G_r}{4\pi} \quad (6.3)$$

From equation (6.1)-(6.3) the received power when electromagnetic properties of building structure and furnitures are varies from typical value as in Table 6.1 we can plots and interpretations these result in Figures 6.2 and 6.3 respectively. Where, in Figure 6.2 illustrates received powers versus the distance for different values of permittivity along Path II in the empty scenario.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

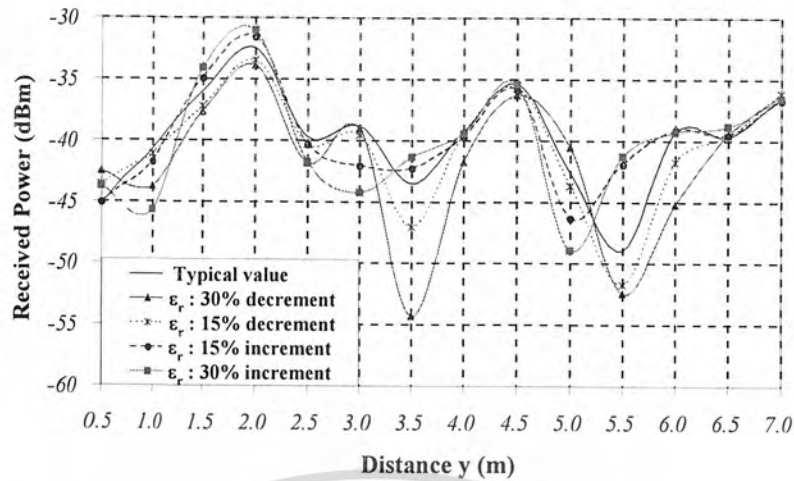


Figure 6.2 Received power for permittivity variations of all materials along Path II in the empty scenario.

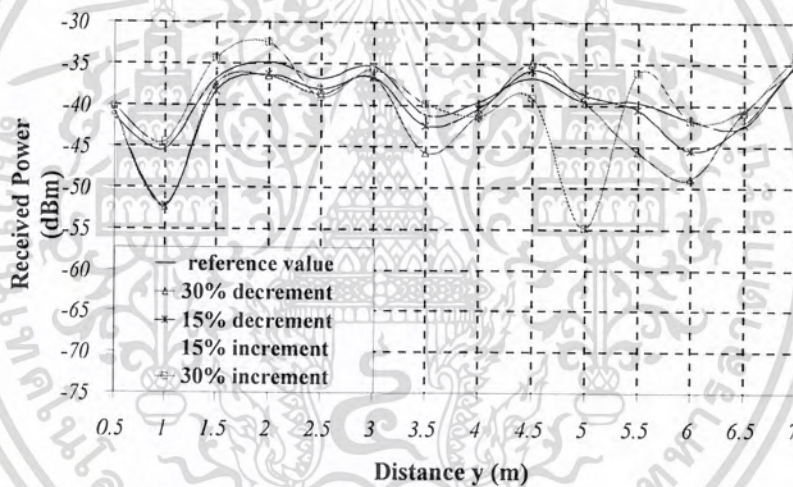


Figure 6.3 Received power for permittivity variations of all materials along Path II in furnished scenario.

In addition, Figure 6.3 illustrates similar results as in Figure 6.2 except for the furnished scenario. The result in Figures 6.2 and 6.3, it is found that under both empty and furnished scenarios, change in permittivity value at the same points have little effect on the received powers prediction, which indicates almost the same power. In contrast, when the permittivity is changed, have much high difference as shown in Figure 6.2 at the distance 3.5m, 5m, and 5.5m and Figure 6.3 at the distance 1m, 5m,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

and 6m. In these figure, it is found that dielectric material variations of building structures and furnitures affect on received powers for both empty and furnished scenarios. Therefore, sufficiently accurate information on material properties of building structure and furniture is required for accurate practical indoor propagation prediction.

#### 6.4 Dielectric Material Measurement

As shown in Section 6.3, it is required the information of electromagnetic properties of building structure and furniture with high accuracy. To obtain reasonably accurate prediction for indoor propagation, in this section, the values of permittivity of very single construction material and furniture in the building are measured using the SMS tool as shown in Figure 6.4.

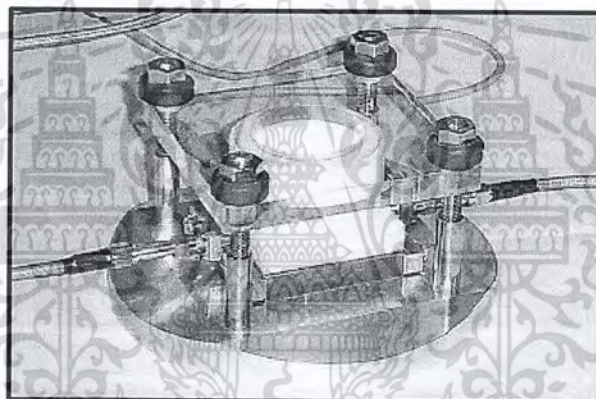
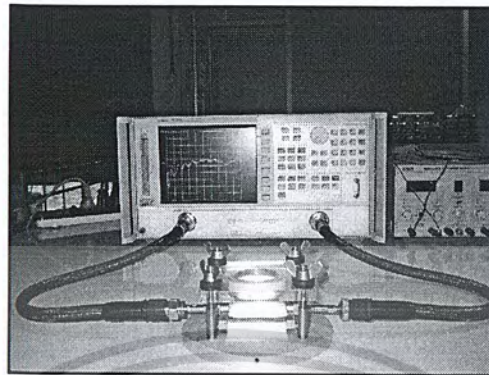


Figure 6.4 Substrate measurement fixture.

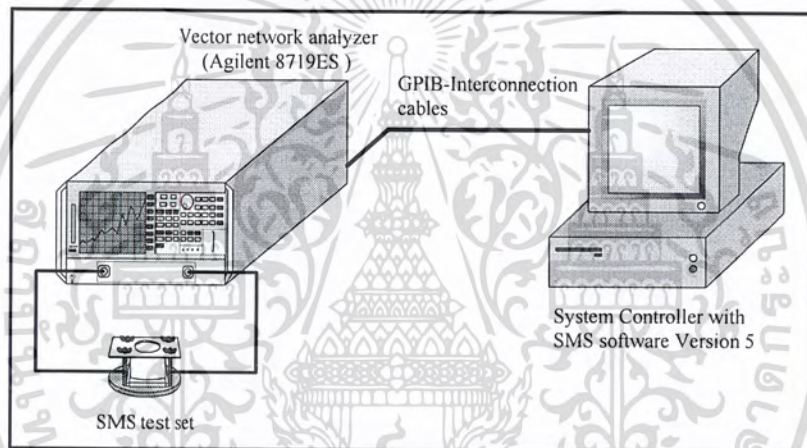
The SMS system is suitable to characterize uncoated dielectric probes with a thickness in the range of 0.5 mm to 1.6 mm using microstrip resonators. To perform a measurement, a two-port network analyzer with coaxial measurement cables and SMA connectors is required, as well as a PC with a Windows operating system to run the evaluation software. To perform automated measurements, a National Instruments Peripheral Component Interconnect-General Purpose Interface Bus (PCI-GPIB) controller card and a GPIB cable connect to the network analyzer are required. The SMS measurement setup is shown in Figure 6.5. It should be point out that, due to the limitation of material thickness, the concrete cannot be used for the measurement. Thus, its dielectric characteristics are obtained from results shown in the literature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[44]. Therefore, material under test in this thesis are including glass, gypsum, and wooden as shown in Figure 6.6.

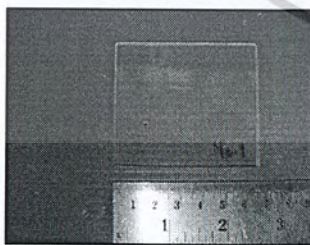


(a)

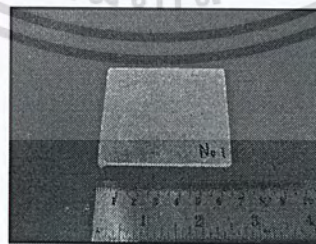


(b)

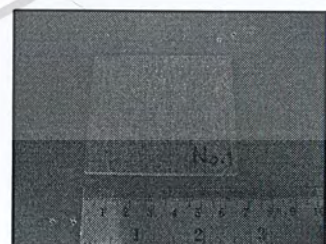
Figure 6.5 Measurement setup (a) A photograph of SMS set up (b) SMS Schematic Diagram.



(a)



(b)

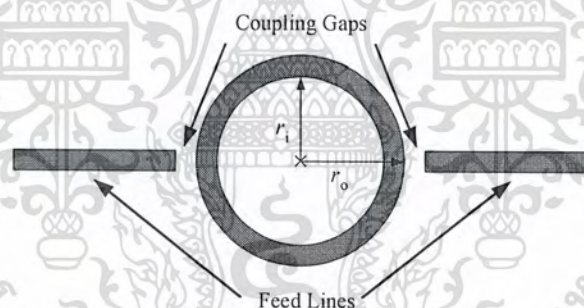


(c)

Figure 6.6 Dielectric material under test with the thickness of 0.3mm (a) glass, (b) gypsum, and (c) wooden.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Modify the 3 dB bandwidths of the narrow band measurement to see how changes in the measured data effect to calculated material properties. The method used to analyze the material properties is based on the ring resonator circuit. The ring resonator is merely a transmission line formed in a closed loop. The basic circuit consists of the feed line, coupling gaps, and the resonator. Figure 6.7 shows one possible circuit arrangement. Note that the power is coupled into and out of the resonator through feed lines and coupling gaps. If the distance between the feed lines and the resonator is large, then the coupling gaps do not affect the resonant frequencies of the ring. This type of coupling is referred to in the literature as loose coupling. Loose coupling is a manifestation of the negligibly small capacitance of the coupling gap. If the feed lines are moved closer to the resonator, however, the coupling becomes tight and the gap capacitances become appreciable. This causes the resonant frequencies of the circuit to deviate from the intrinsic resonant frequencies of the ring. Hence, to accurately model the ring resonator, the capacitances of the coupling gaps should be considered.



**Figure 6.7** Ring resonator.

When the mean circumference of the ring resonator is equal to an integral multiple of a guided wavelength, the resonance is established. This can be expressed mathematically as

$$2\pi r = n\lambda_g \quad \text{for } n = 1, 2, 3, \dots, n \quad (6.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

where  $r$  is the mean radius of the ring that equals the average of the outer radius  $r_0$  and the inner radius  $r_i$ ; i.e.,

$$r = \frac{(r_i + r_o)}{2} \quad (6.5)$$

$\lambda_g$  is the guided wavelength, and  $n$  is the mode number. This relation is valid for the loose coupling case, as it does not take into account the coupling gap effects. From this equation, the resonant frequencies for the different modes can be calculated since  $\lambda_g$  is frequency dependent. For the first mode, the maximum field occurs at the coupling gap locations, and null occurs 90° from the coupling gap locations. For a microstrip ring,  $\lambda_g$  can be related to the frequency as

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \frac{c}{f} \quad (6.6)$$

where  $c$  is the speed of light and  $\epsilon_{\text{eff}}$  is the effective dielectric constant, then equation (6.4) become

$$f = \frac{nc}{2\pi r \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad \text{for } n = 1, 2, 3, \dots, n \quad (6.7)$$

After a successful calibration in the proceeding step, the SMS test fixture has to be connected to the network analyzer. The network analyzer display needs to be set to transmission (S21). The measurement procedure was automated measurement and calculation by using the SMS software so that a broadband measurement is performed and the characteristic resonance display appears on the network analyzer screen. The measurement results will be transferred to the software which will automatically detect the resonance frequencies and display in a list as shown in Figure 6.8.

The value of  $\epsilon_r$  will be calculated separately for each frequency, while for the dielectric loss tangent  $\tan \delta$  a single value will be calculated, taking all frequencies into account.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

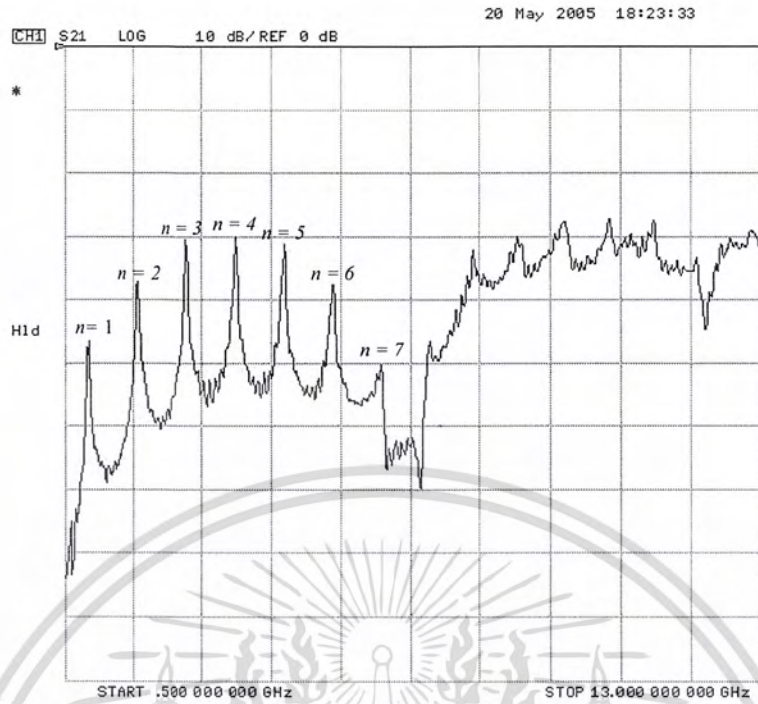


Figure 6.8 Frequency responses for the first seven resonances.

Kirschning and Jansen [45] proposed an accurate closed-form empirical relation for  $\epsilon_{\text{eff}}(f)$  that can readily be implemented into any CAD program. This is given by

$$\epsilon_{\text{eff}}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_e}{1 + P(f)} \quad (6.8)$$

where

$$P(f) = P_1 P_2 [(0.1844 + P_3 P_4) 10 fh]^{1.5763} \quad (6.9)$$

with

$$P_1 = 0.27488 + \left[ 0.6315 + \frac{0.525}{(1 + 0.157 fh)^{20}} \right] \frac{w}{h} - 0.065683 e^{-8.7513w/h} \quad (6.10)$$

$$P_2 = 0.33622 [1 - e^{-0.03442 \epsilon_r}] \quad (6.11)$$

$$P_3 = 0.0363 e^{-4.6w/h} [1 - e^{-(fh/3.87)^{4.97}}] \quad (6.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_4 = 1 + 2.75 [1 - e^{(-\varepsilon_r/15.916)^8}] \quad (6.13)$$

Note that  $f$  is the frequency in GHz,  $w$  and  $h$  are the microstrip width and height in cm respectively,  $\varepsilon_r$  is the relative dielectric constant of the substrate and  $\varepsilon_e$  is the static value of the effective dielectric constant, which is dependent on the geometry of the microstrip. In the limit  $f \rightarrow 0$ ,  $\varepsilon_{\text{eff}}(f) = \varepsilon_e$ . In (6.8),  $\varepsilon_e$  is given by

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} F\left(\frac{w}{h}\right) - \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \quad (6.14)$$

where

$$F\left(\frac{w}{h}\right) = \begin{cases} \left(1 + \frac{12h}{w}\right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 & \text{if } \frac{w}{h} \leq 1 \\ \left(1 + \frac{12h}{w}\right)^{-0.5} & \text{if } \frac{w}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (6.15)$$

In (6.14),  $t$  denotes the thickness of the metal that constitutes the microstrip line. In addition, there is a graphical display of the measured and calculated total attenuation constant  $\alpha$ , where  $\alpha$  is defined as follows:

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d \quad (\text{Np/m}) \quad (6.16)$$

where  $\alpha_c$  is the attenuation constant due to the conductor loss given by

$$\alpha_c = 0.0083 \frac{\sqrt{f}}{wZ_0} \lambda_g \quad (\text{Np/m}) \quad (6.17)$$

and the attenuation constant due to the dielectric loss  $\alpha_d$  is given by

$$\alpha_d = \frac{3.14\varepsilon_r(\varepsilon_e - 1) \tan \delta}{\varepsilon_e(\varepsilon_r - 1)\lambda_g} \quad (\text{Np/m}) \quad (6.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Note that,  $\tan \delta$  is the loss tangent of the dielectric,  $f$  is the frequency in GHz,  $Z_0$  is the characteristic impedance, and  $\lambda_g$  is the guided wavelength of the line. The actual measurement results of these material used in indoor propagation prediction as shown in Table 6.2.

**Table 6.2** Exact values of materials used in the NEC-BSC input file.

Material	Relative permittivity [ $\epsilon_r$ ]	Dielectric loss tangent [ $\tan \delta$ ]	Thickness [cm]
Wooden door/table	3.4199	0.0362	3.0
Glass window	7.45640	0.0108	0.5
Concrete wall/floor	4	0.0043	35.0
Gypsum-board wall and ceiling	2.9084	0.0205	1.0

Finally, the material characteristics used in this simulation from actual measurement are compared with the results are obtained in some literature as shown in Table 6.1 at the same frequency. The measurement results of wooden door and wooden table in Table 6.2 increases ( $\sim 0.4199$ ) for relative permittivity and ( $\sim 0.0362$ ) for dielectric loss tangent from the results which are obtain by literature as in Table 6.1. In the case of glass window in Table 6.2 increases Moreover, in the case of gypsum-board wall and ceiling ( $\sim 3.4564$ ) for relative permittivity and ( $\sim 0.0108$ ) for dielectric loss tangent, when compared with the glass window results as shown in Table 6.1. Whereas measurement results of gypsum-board wall and ceiling in Table 6.2 decreases ( $\sim 4.9916$ ) for relative permittivity and ( $\sim 0.6325$ ) for dielectric loss tangent, when we compared with the result in Table 6.1.

## 6.5 Seminar Hall Model

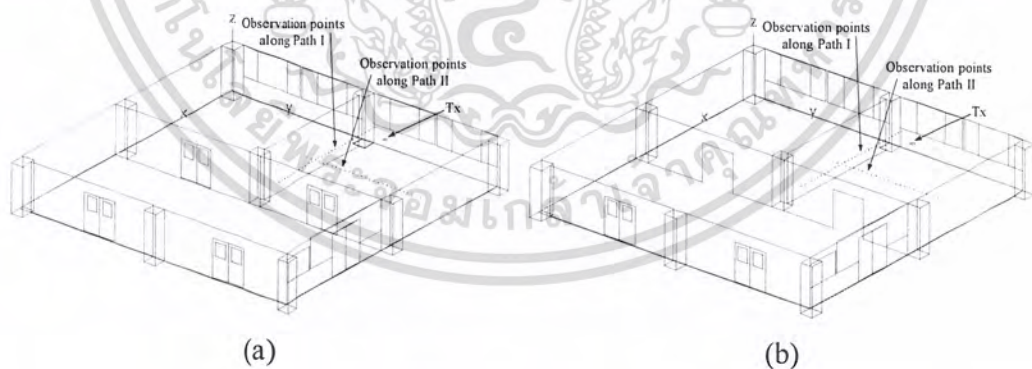
Based on parameters in Table 6.2, the seminar hall on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building was modeled by the NEC-BSC code as shown in Figure 6.1, for predicted received powers and power distribution of the transmitted antenna located inside the seminar room No.2 for both empty and furnished rooms. The transmitting antenna used in the models model is the monopole antenna mounted on a finite ground plane with a uniform current distribution

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนูญตใหนาเป็เซบระเ็ชนดานการค้  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

operating at the frequency of 2.45 GHz. It is interesting to know the received power in the entire room at the height of 1.25 m above the ground by measuring the mean E-field at each observation point. For this purpose a volumetric pattern with 15 points for outer loop and 15 points for inner loop, thus the E-field is calculated at 225 observation points. The input file with an equivalent layout of the observation points was generated and run, where resulting E-field values were converted to receiving powers in dBm using equation (6.1)-(6.2) as shown in Section 6.3.

### 6.5.1 LOS Environment Model

First, consider the field measurement in an empty room. The transmitting antenna is installed on the ceiling of the seminar room No.2 at the position 3.56m x 12.22m x 2.6m. The observation points are along few straight paths at the height of 1.25 meter above the ground. The first path (Path I) is consist of 31 observation points in the x-direction, from (0.7, 9.35, 1.25) to (8.2, 9.35, 1.25), where the path length is 7.5 m. The second path (Path II) is 6.5 m long. The observation points were made at 27 points in the y-direction, from (5.2, 8.85, 1.25) to (5.2, 15.35, 1.25). The observation points for both Path I and Path II are moved in the step of 25cm as shown in Figure 6.9. In the seminar room No.2, the room floor and exterior walls are made of concrete, while interior walls and the ceiling are made of gypsum-board, including the wooden door and glass windows.



**Figure 6.9** Plan views of the seminar hall on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the empty scenario created by the NEC-BSC code, the dot lines indicate the observation points (a) door closed (b) door open.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The simulation results in term of the received power in dBm versus the distance along Path I and Path II in the empty room are shown in Figures 6.10 and 6.11, respectively. In these figure the received powers level due to NEC-BSC simulation for both door closed and door open caused by building structure effect is compared.

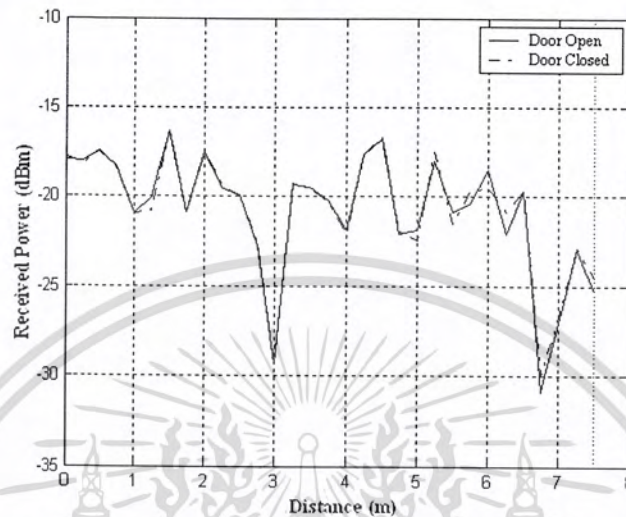


Figure 6.10 The simulation results of the received powers along Path I in the empty scenario.

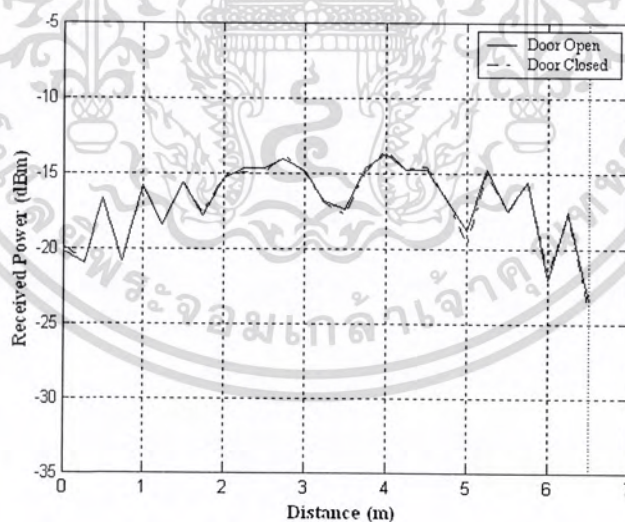
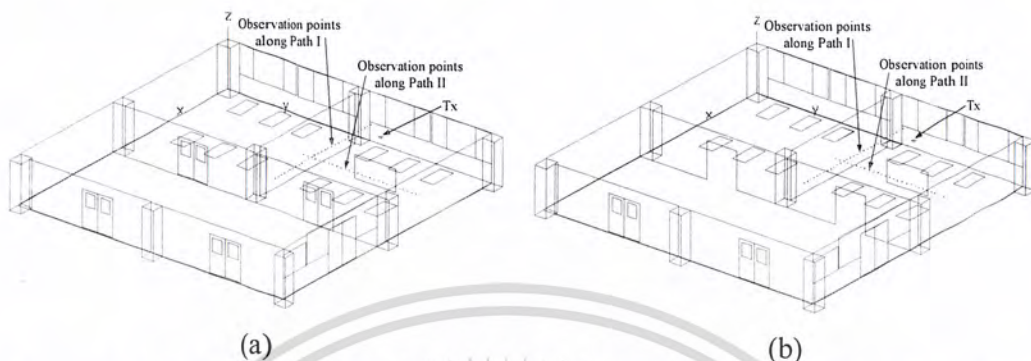


Figure 6.11 The simulation results of the received powers along Path II in the empty scenario.

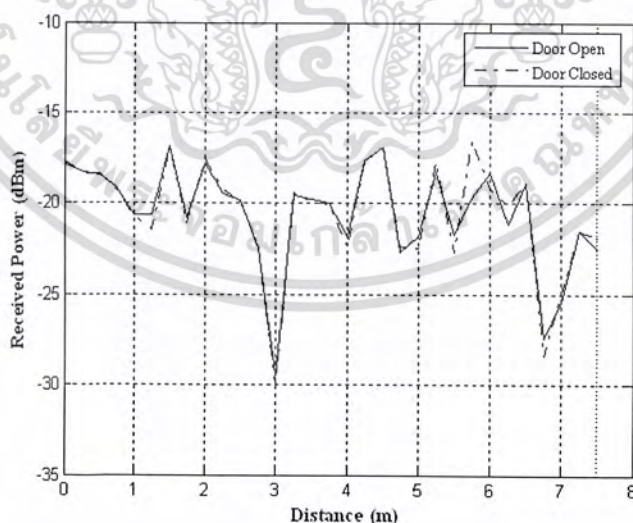
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Next, consider the furnished LOS case. Building layout and dimension of the room are the same as those in the empty environment, except including wooden tables and wooden board as shown in Figure 6.12.



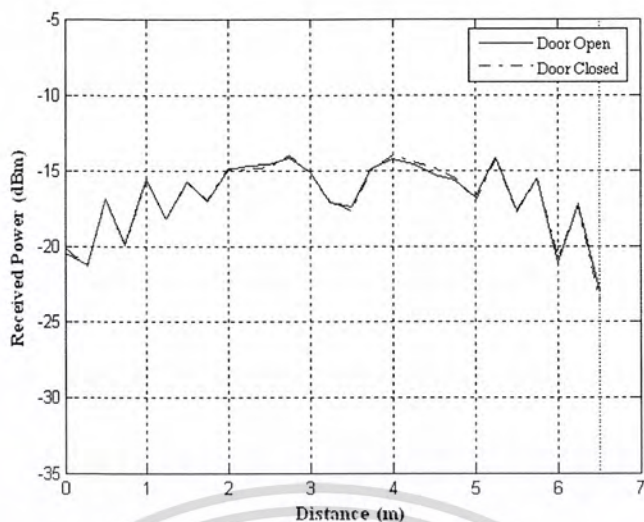
**Figure 6.12** Plan view of the seminar hall on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the furnished scenario created with the NEC-BSC code. The dot lines indicate the observation points (a) door closed (b) door open.

The simulation results of the received power in the furnished room for the LOS situation along Path I and Path II are shown in Figures 6.13 and 6.14 below. In these figure the received powers level due to NEC-BSC simulation for both door closed and door open caused by building structure and furniture effect is compared.



**Figure 6.13** The simulation results of the received powers along Path I in the furnished scenario.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

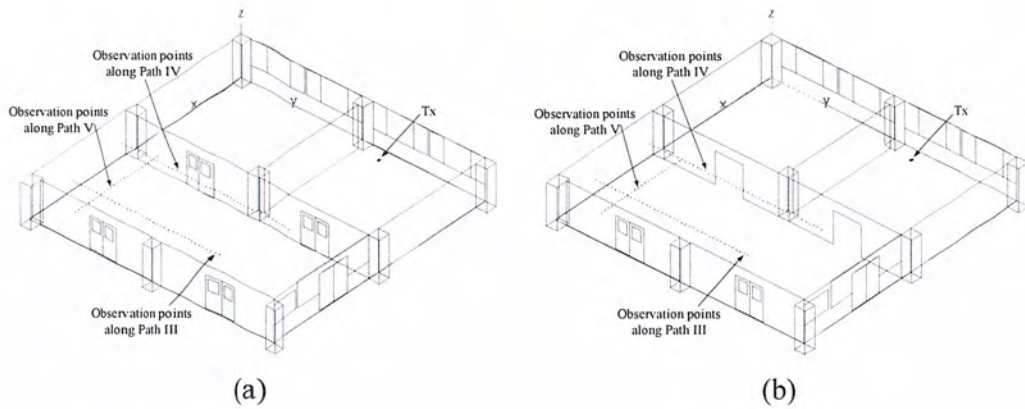


**Figure 6.14** The simulation results of the received powers along Path II in the furnished scenario.

### 6.5.2 NLOS Environment Model

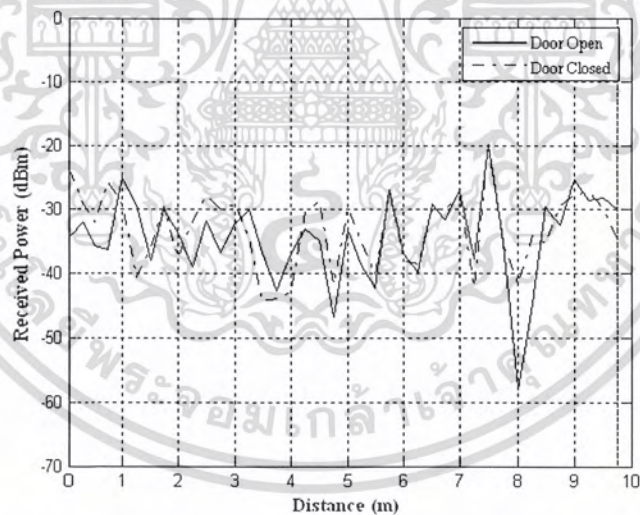
For the NLOS situation in the empty scenario, the seminar hall on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building at the seminar zone is used, where the transmitting antenna model on the ceiling of the seminar room No.2 at the position (3.56, 12.22, 2.6) as shown in Figure 6.15. The observation points are along three different paths at the height of 1.25 meter above the ground. For path III as shown in Figure 6.15, the observation points consisting of 60 points are located in corridor from the position (13.5, 0.5, 1.25) to (13.5, 15.25, 1.25) of length 14.75m in the y-direction. Next, Path IV is 11m long, consisting of 45 points starting from the position (9.5, 0.5, 1.25) to (9.5, 11.5, 1.25). For Path V, the observation points is start from (9.15, 2.15, 1.25) to (15.4, 2.5, 1.25) consisting of 26 points with the path length of 6.25m as shown in Figure 6.15.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



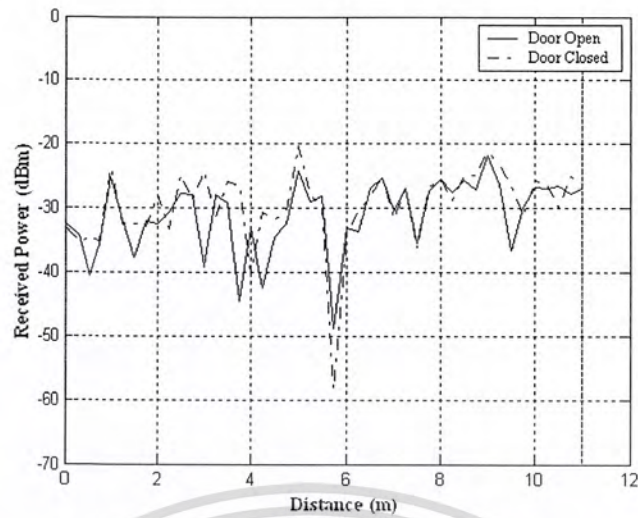
**Figure 6.15** Plan view of the seminar hall on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the empty scenario, created by using the NEC-BSC code, where the dot lines indicate the observation points (a) door closed (b) door open.

The simulation results of received powers for Path III, IV, and V are shown in Figures 6.16, 6.17 and 6.18, respectively.

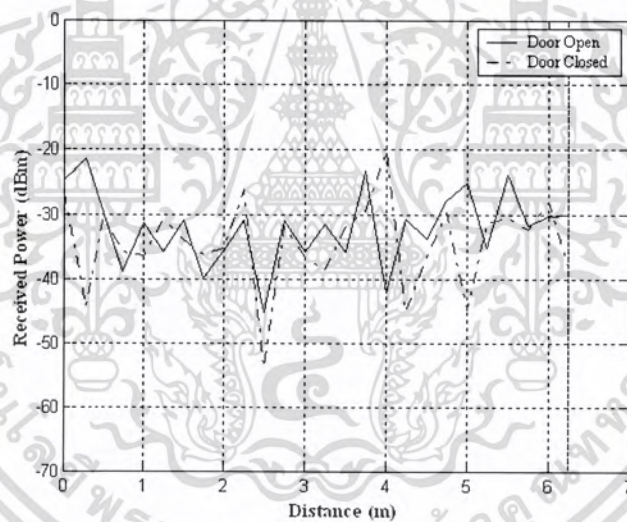


**Figure 6.16** The simulation results of received powers along Path III in the empty scenario.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



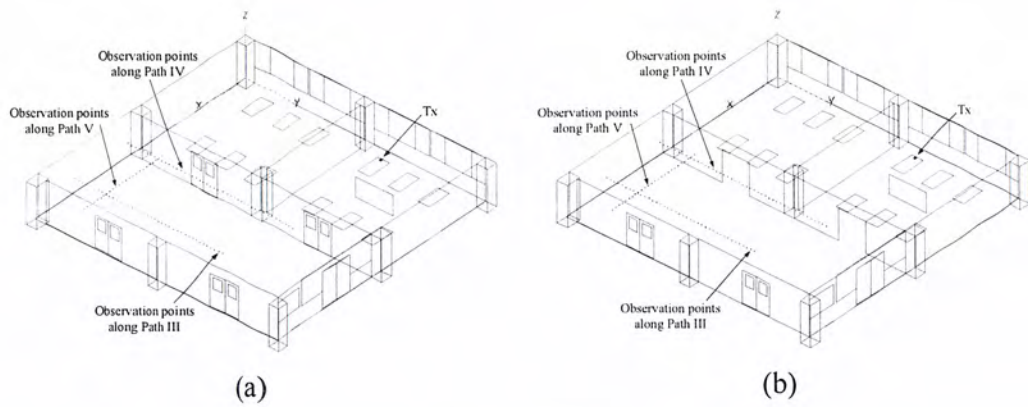
**Figure 6.17** The simulation results of received powers along Path IV in the empty scenario.



**Figure 6.18** The simulation results of received powers along Path V in the empty scenario.

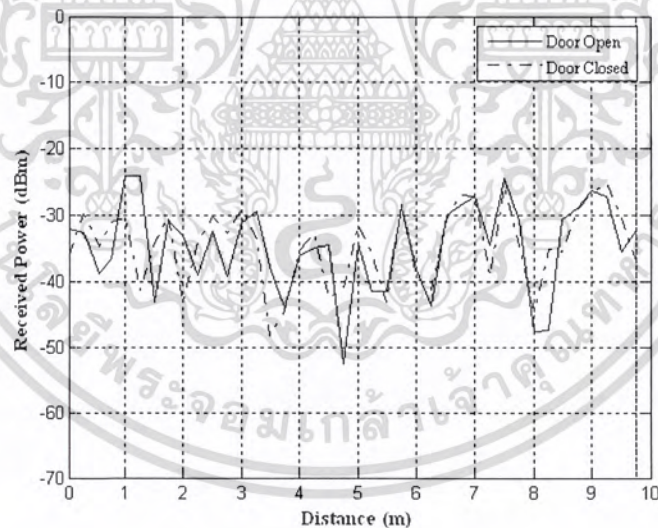
Next, consider the furnished scenario. The seminar hall is used in measurement for the NLOS situation, inside the seminar hall no.2 and no.3 are provide with sixth wooden tables in each room and one moving board in seminar room no.2. Building layout and dimensions of the rooms are the same as those in empty scenario. The observation points are along Paths III, IV and V as shown in Fig 6.19.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



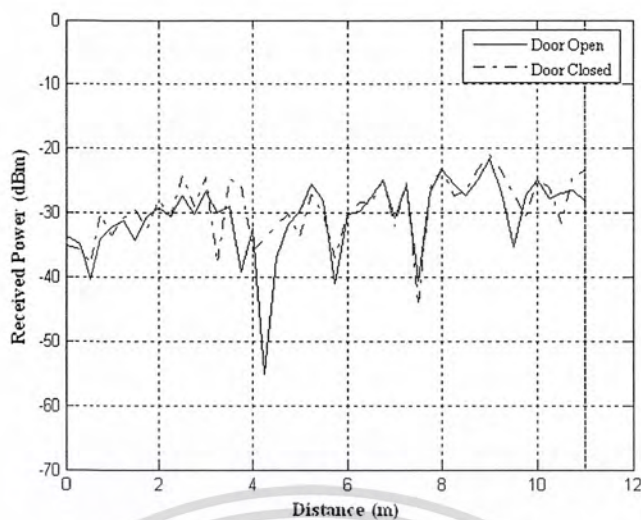
**Figure 6.19** Plan view of the seminar hall on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the furnished scenario, created by using the NEC-BSC code, where the dot lines indicate the observation points (a) door closed (b) door open.

The simulation results of received powers for Paths III, IV and V for the NLOS furnished case are shown in Figures 6.20, 6.21 and 6.20, respectively.

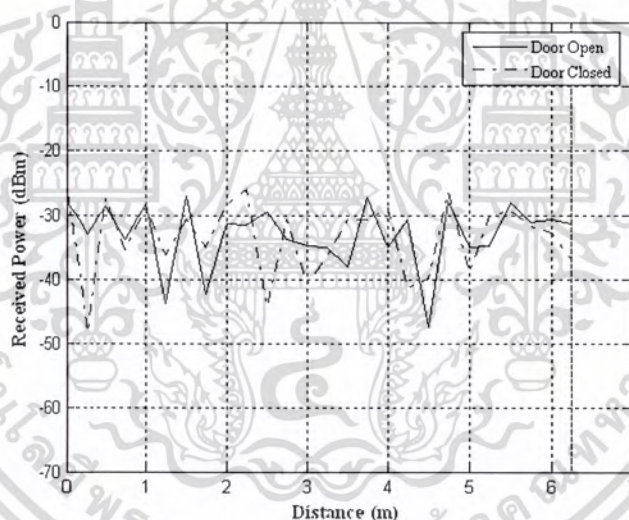


**Figure 6.20** The simulation results of received powers along Path III in the furnished scenario.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**Figure 6.21** The simulation results of received powers along Path IV in the furnished scenario.



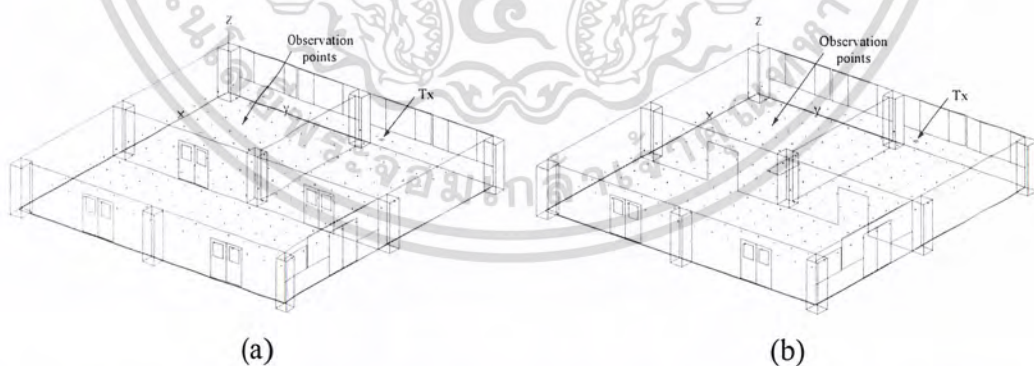
**Figure 6.22** The simulation results of received powers along Path V in the furnished scenario.

All of these results, for both LOS and NLOS situations in empty and furnished scenario are described and considered. In order to investigate the received power levels from building structure and furniture affects of a given confined environment, comparisons of the simulation results in door closed and door open were executed in several strength paths. In LOS situation for both door closed and door open we เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

observe that the directed rays is much higher than that of reflected and diffracted rays arriving to the receiver. This phenomenon, most of peaks and valleys of the simulation results in door closed also coincide well with those of the simulation results in door open, which probably implies that these scenarios have only a modest effect on the received power levels. Whereas NLOS situation in the shadowed areas multiple reflection and diffracted rays can reach to the receiver, which implies that the door closed and door open influence on the received power levels. It is found that the simulation results of the received power in the door closed and door open is difference and stronger fluctuation.

### 6.5.3 Power Map

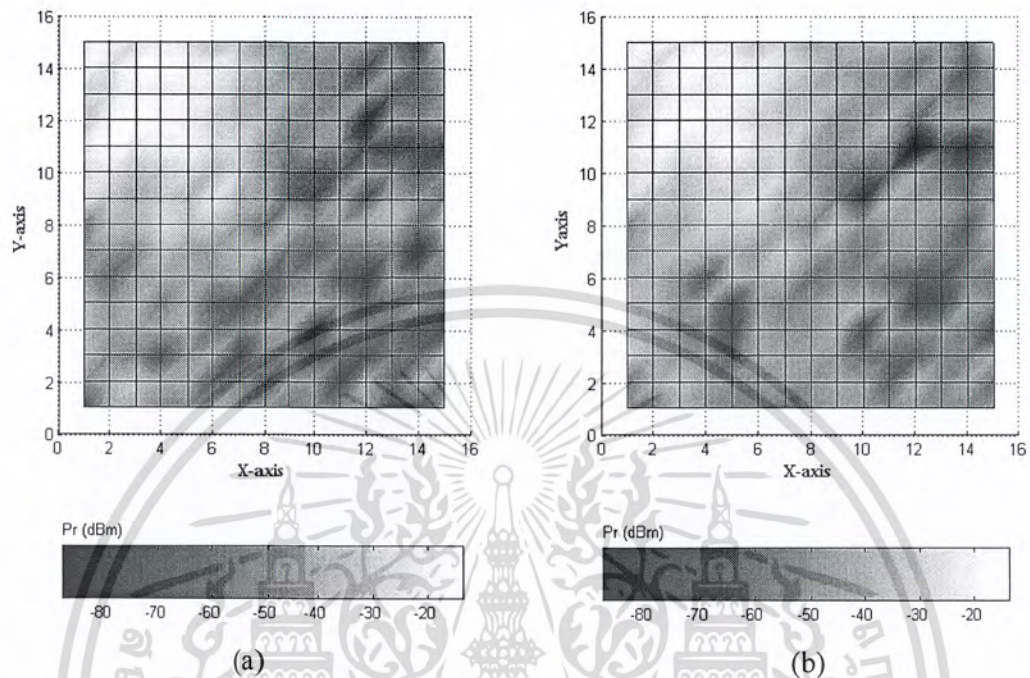
In this section, the power distribution of the transmitting antenna located inside the seminar room No.2 for both empty and furnished scenarios are simulated. The transmitting antenna operating at 2.45 GHz, and is located at the height of 2.6m above the ground. The received powers in the entire room at the level of 1.25 m above the ground are simulated for each observation points. For this purpose, the whole floor map was divided into small with 15 points for outer loop and 15 points for inner loop, thus the E-field is calculated at 225 observation points. The side of each of these square corresponded to 0.9812 meters distance. Therefore different two sets of data are obtained which give a good idea of the actual coverage area as shown in Figure 6.23 for the empty scenario.



**Figure 6.23** Plan view of the seminar hall on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the empty scenario, crosses marks indicate the positions considered for simulation (a) door closed (b) door open.

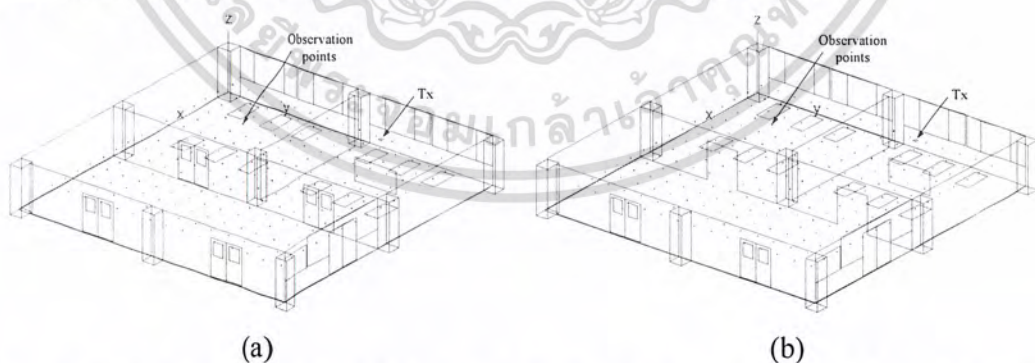
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

In Figure 6.23 shown the 225 locations, marked by crosses symbol, of where the observation points model. The simulation results of reception power maps in a 16.7m x 16.7m area in seminar hall no.2 are shown in Figure 6.24.



**Figure 6.24** The simulation results of received powers, for the empty scenario in two-dimensional case (a) door closed (b) door open.

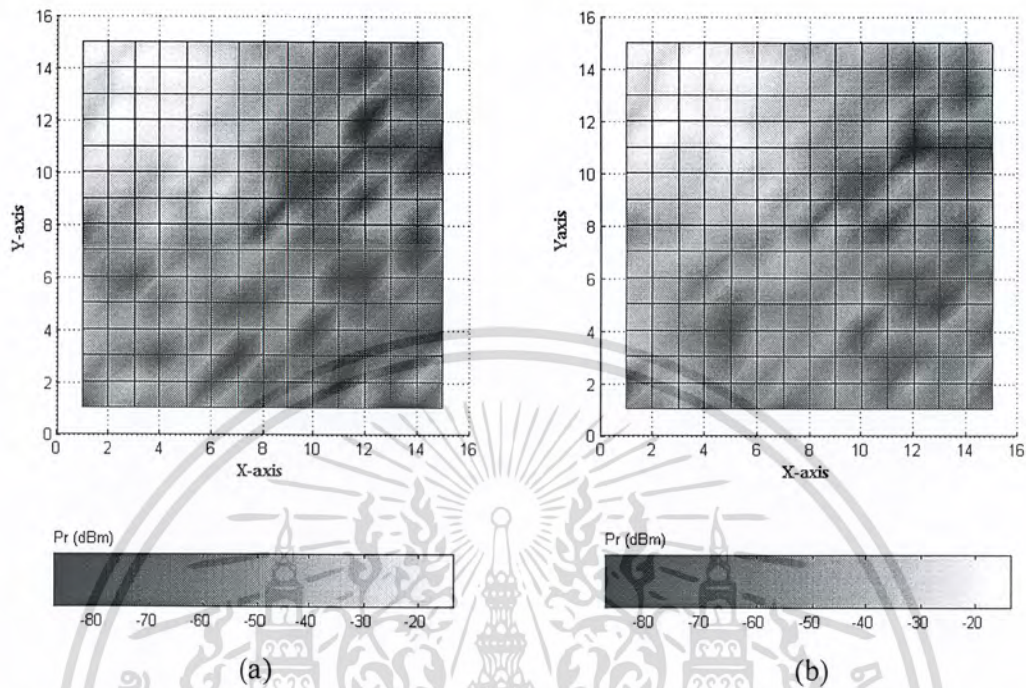
The same procedure the received power contribution in furnished room for LOS situation is model. The different sets of data were obtained which give a good idea of the actual coverage area in furnished room as shown in Figure 6.25.



**Figure 6.25** Plan views of the seminar hall on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building in the furnished scenario, crosses marks indicate the position considered for simulation (a) door closed (b) door open.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The simulation results of received powers in a 16.7m x 16.7m area in the seminar hall No.2 are shown in Figure 6.26.



**Figure 6.26** The simulation results of received powers, for the furnished scenario in two dimensional case (a) door closed (b) door open.

The simulation results of the received powers in a given confined environment for both door closed and door open are compared in Figure 6.24 for empty scenario and Figure 6.26 for furnished scenario. In these figure we found that the received power level in the door closed and door open is difference and stronger fluctuation, which implies that the door closed and door open influence on the received power levels. Moreover we find that the fading is severe in the furnished scenario than in empty scenario.

## 6.7 Conclusions

In this Chapter the 9<sup>th</sup> floor of Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building is used as a model in the NEC-BSC code. All simulation results are shown in this chapter. The simulation result was compared in two different ways in terms of received power versus distance and overall coverage areas. The simulation results are

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

illustrated in Section 6.5, it is found that the received power level in the door closed and door open is difference and stronger fluctuation, which implies that the door closed and door open influence on the received power levels. In addition we find that the fading is severe in the furnished scenario than in empty scenario. For LOS and NLOS effect we observe that the diffracted fields from furniture has no significant effect on the results even in LOS situation. In such environment the directed rays is much higher than that of reflected and diffracted rays arriving to the receiver. Therefore, LOS effect for both empty and furnished scenario of receive power is no fluctuation. Whereas NLOS situation multipath components with various propagation can be seen, we observe that the diffracted fields from building structure and furniture has significant effect on the result even in this case. In the following, received power in the NLOS situation fluctuates faster and stronger than in the LOS situation. Moreover, effects of electromagnetic properties of building structures and furniture inside building required for practical indoor propagation modeling are described as well. In addition, effects of different dielectric constants on indoor propagation are investigated. The actual measurements of dielectric materials using the SMS tool based on the ring resonator circuit are described.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## CHAPTER 7

# SIMULATION AND MEASUREMENT ANALYSIS

### 7.1 Introduction

In order to assess the validity of NEC-BSC prediction results, measurements performed on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang are employed to compare with NEC-BSC results. The validations in terms of received powers versus distance and power reception coverage area in empty and furnished scenarios are discussed in this chapter for the case of door closed.

### 7.2 Comparisons of Measurements and Simulations

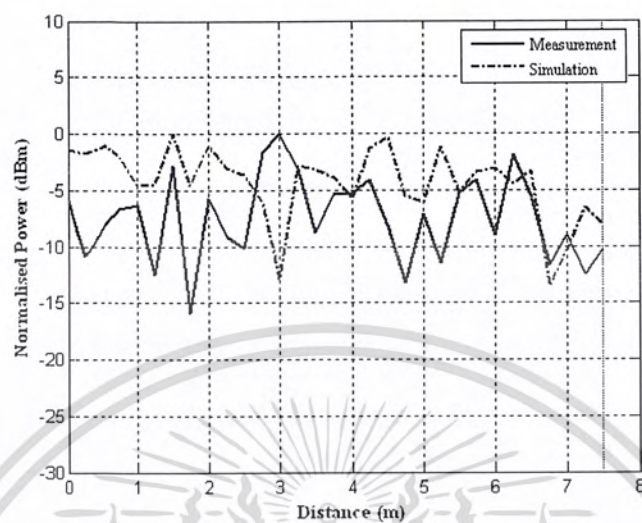
The first validation concerning with received power versus distance in empty and furnished scenarios for the LOS situation. In addition is the same as the first validation except in the NLOS situation. Further validations in term of coverage area for both empty and furnished scenarios have also been performed. Such system consists of transmitting antenna using conical beam antenna installed on the ceiling of the room at the position (3.59, 12.22, 2.6). The room where the antennas are located has dimensions 16.7m x 16.7m x 2.6m. Since the measurement results with regard to signal strength in Chapter 5 are presented in the form of range of dBm, while the received power using NEC-BSC tool calculating by mean of E-field in each observation, direct comparison between measurement and predicted results is not possible. Then instead, a qualitative comparison can be accomplished by visually comparison the reception power in several paths and coverage area obtained by the actual measurement and the corresponding predictions of NEC-BSC tool.

#### 7.2.1 Received Powers in the LOS Situation

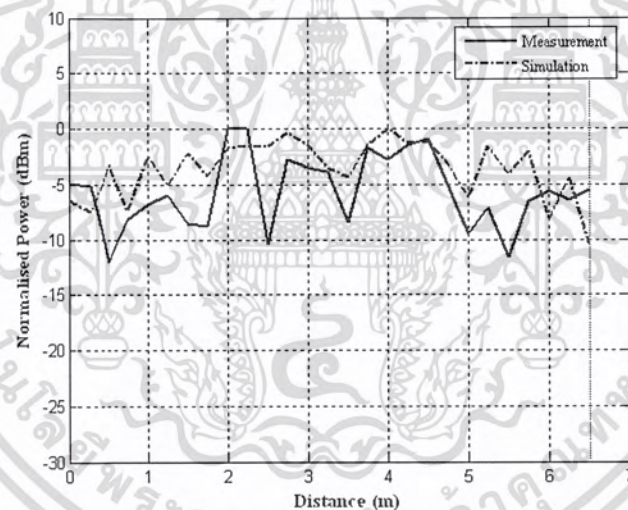
Figure 7.1 compares the measured and simulated received powers in the empty scenario. In this case, received powers along Path I in x-direction and Path II in y-direction are considered as shown in Figures 5.10 and 6.9. The results as shown in Figure 7.1 (a) and (b), it can be seen that the simulation results follow the trend of measurement throughout the route. Moreover, as shown in Figure 7.1(a) and (b) the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

mean difference between the measurements and simulations, calculated with both values in a logarithmic scale, is 3.15 dBm and 2.10 dBm respectively.



(a)



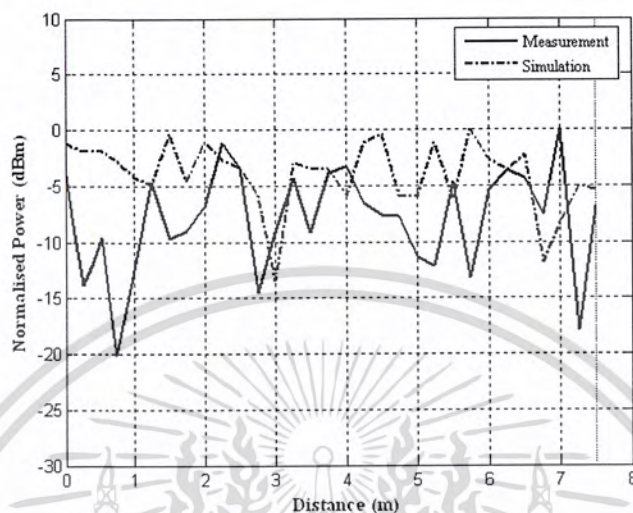
(b)

**Figure 7.1** Comparison between measured and simulated results of received powers versus the distance in the empty scenario (a) Along Path I (b) Along Path II.

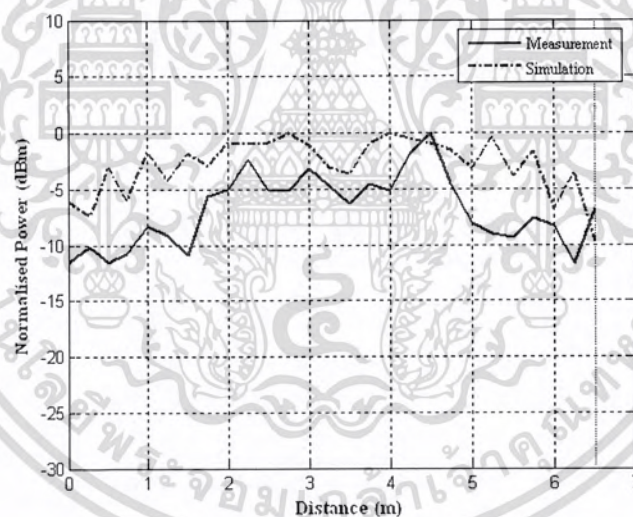
Figure 7.2 compares the measured and simulated received powers along Path I and Path II in the furnished scenario in this case are considered as shown in Figures

5.13 and 6.12. It can be seen that the simulation results follow the trend of เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

measurement throughout the route as shown in Figure 7.2(a) and (b), the mean difference between the measurements and simulations, calculated with both values is 4.01 dBm and 4.09 dBm respectively.



(a)



(b)

**Figure 7.2** Comparison between measured and simulated results of received powers versus the distance in the furnished scenario (a) Along Path I (b) Along Path II.

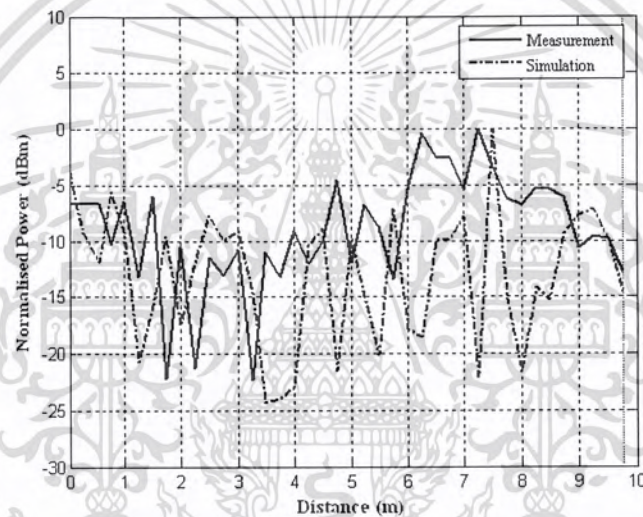
The simulated results shown in Figures 7.1 and 7.2 in LOS situation follow the trend of the measurements. Most of peaks and valleys of the measurements also

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

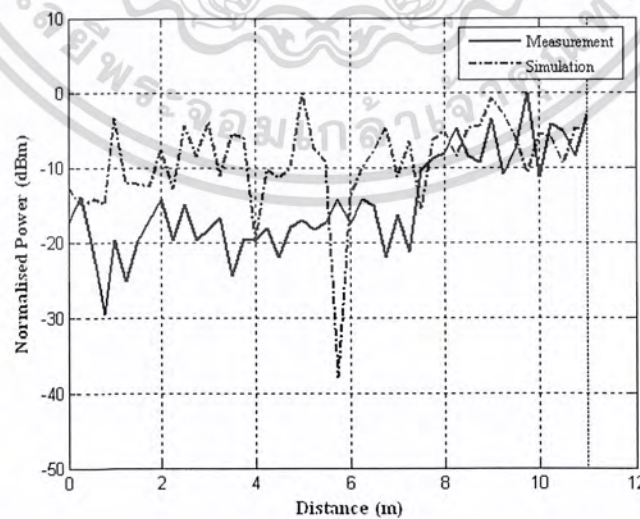
coincide well with those of the simulations although the roughness of all structure, effects of human beings inside the building and moving cart do not included in the simulation. The difference between measurements and simulations may be due to the following reasons. The propagation mechanism are including reflection, diffraction, scattering from human being and moving cart not included in the simulations.

### 7.2.2 Received Powers in the NLOS Situation

Figure 7.3(a), (b), and (c) compares the measured and simulated received powers along Path III, IV in y-direction and Path V in x-direction in the empty scenario. In this case, the received powers are considered as shown in Figures 5.16 and 6.15.

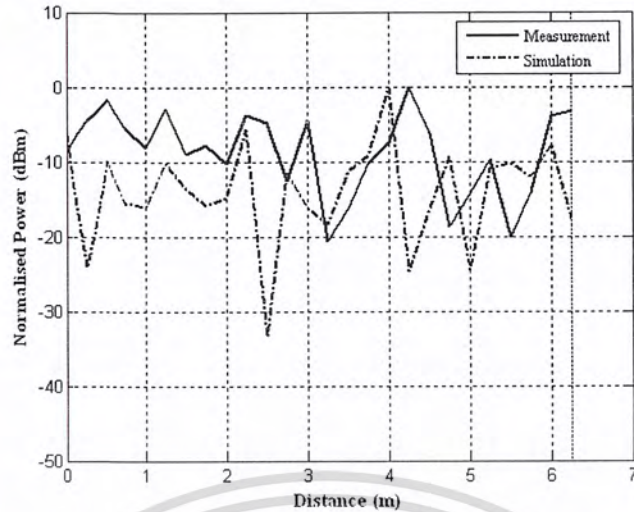


(a)



(b)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



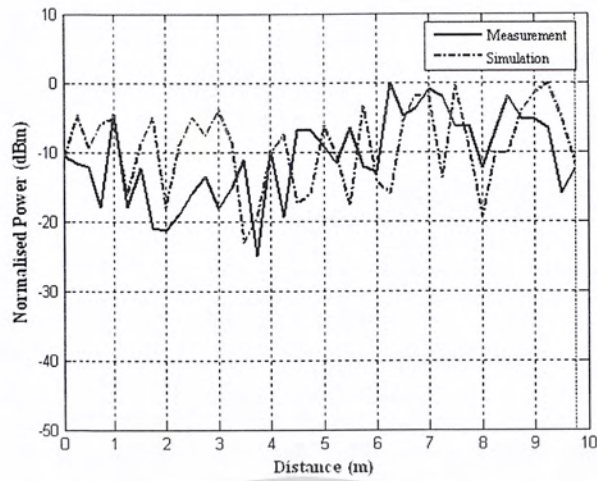
(c)

**Figure 7.3** Comparison between measured and simulated results of received powers versus the distance in the empty scenario (a) Along Path III (b) Along Path IV (c) Along Path V.

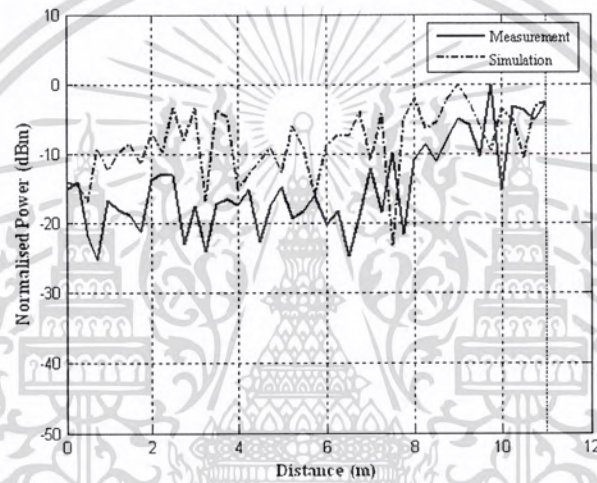
Figure 7.3(a) and (b) illustrates the measured and simulated power along the same direction in corridor of seminar hall. It can be seen that the received power increases as the receiver moves toward the transmitter. Whereas in Figure 7.3(c) depicts the measured and simulated values in distant deep shadowed areas. As shown in Figure 7.3 the mean difference between the measurements and simulations in each path, in a logarithmic scale, is 4.03 dBm, 5.64 dBm, and 5.26 dBm respectively.

Next procedure in Figure 7.4 compares the measured and simulated received powers along Path III, IV and V in the furnished scenario. In this case, the received powers are considered as shown in Figures 5.20 and 6.19. It can be seen that the simulation results follow the trend of the measurements throughout the route with mean error in each path is 1.47 dBm, 6.42 dBm, and 2.72 dBm.

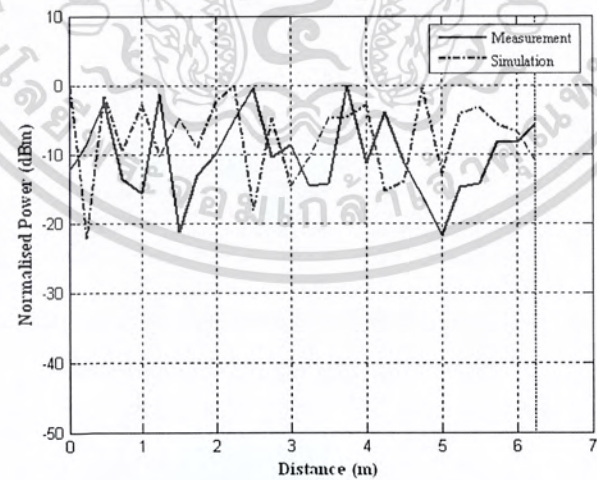
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



(b)



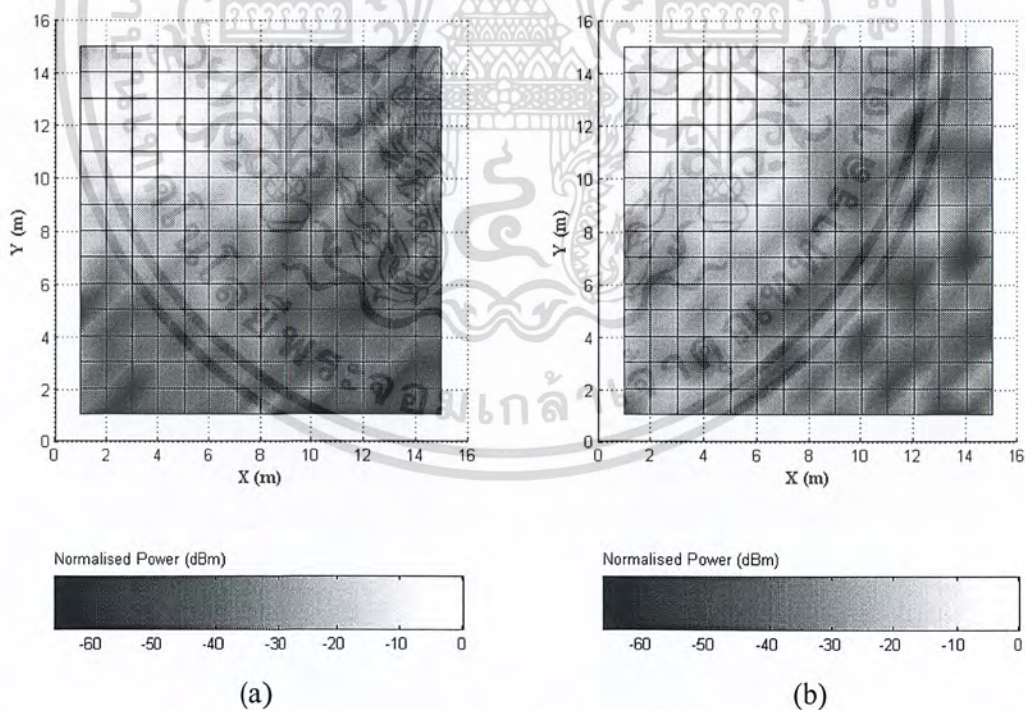
**Figure 7.4** Comparison between measured and simulated results of received powers versus the distance in the furnished scenario (a) Along Path III (b) Along Path IV (c) Along Path V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Note that for both Figures 7.3 and 7.4 depict measured and predicted profiles of received powers in the empty and furnished scenarios, respectively for NLOS situation. It can be seen that the model has predicted all the major power peak are very close to actual measurement values. Moreover NLOS situation multipath components with various propagation can be seen, and observe that the diffracted fields from building structure and furniture has significant effect on the result even in this case. In the following, received power in the NLOS situation fluctuates faster and stronger than in the LOS situation.

### 7.2.3 Power Coverage Area

Visually comparing the coverage obtained by actual measurement and the predicted results from NEC-BSC is depicting. By contrast in Figures 5.24 and 6.23 for empty scenario one can infer that there is a relatively good agreement at least in terms of overall coverage area. In this case, the whole floor area of seminar hall with dimension 16.7m x 16.7m was divided into small squares. The side of each of these squares corresponded to 0.9812 m distance, with 225 locations.

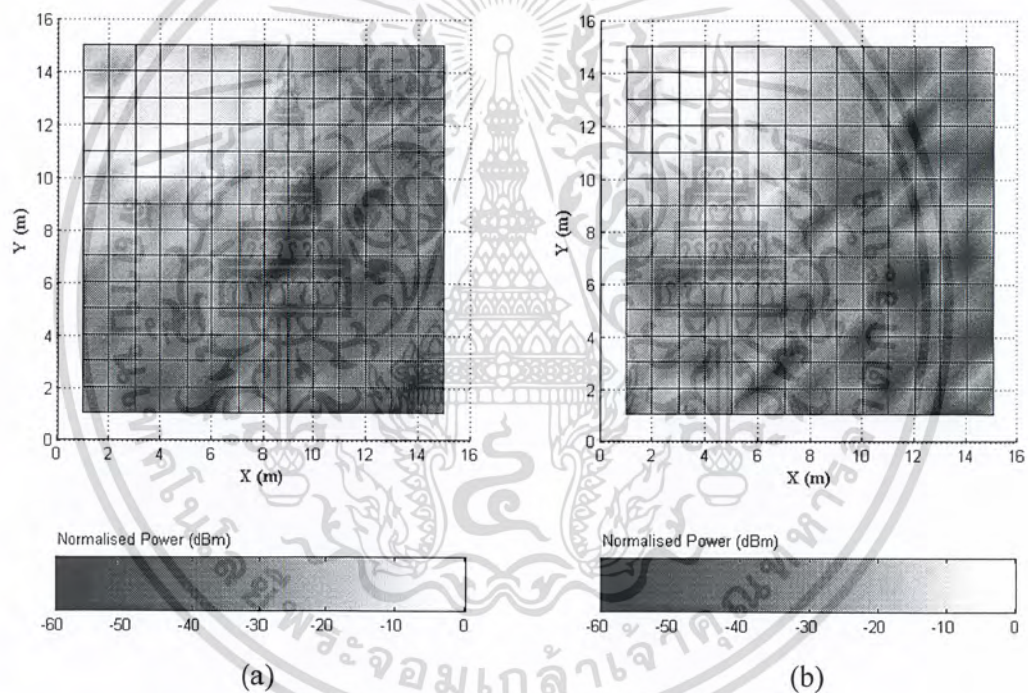


**Figure 7.5** Comparison between measured and simulated results of received power maps in the empty scenario (a) measured results (b) simulated results.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The resulting as shown in Figure 7.5 comparing the two data from measured and simulated. It is clear that, while the received power is strong inside the antenna room with bright colour, it rapidly attenuates seminar room No.3 and corridor where penetration through many wall occurs. In such case the multiple reflection is severe and the diffract rays can reach to the receiver with low levels, it can be seen that the dark colour.

Using the same procedure, in the furnished scenario the received power between measurements and simulations is compared. In this case, received power coverage area is considered as shown in Figures 5.26 and 6.25. The results as shown in Figure 7.6, it is can be seen that the received power is strong inside the seminar room No.2 with bright colour and low levels in seminar room No.3 and corridor with dark colour.



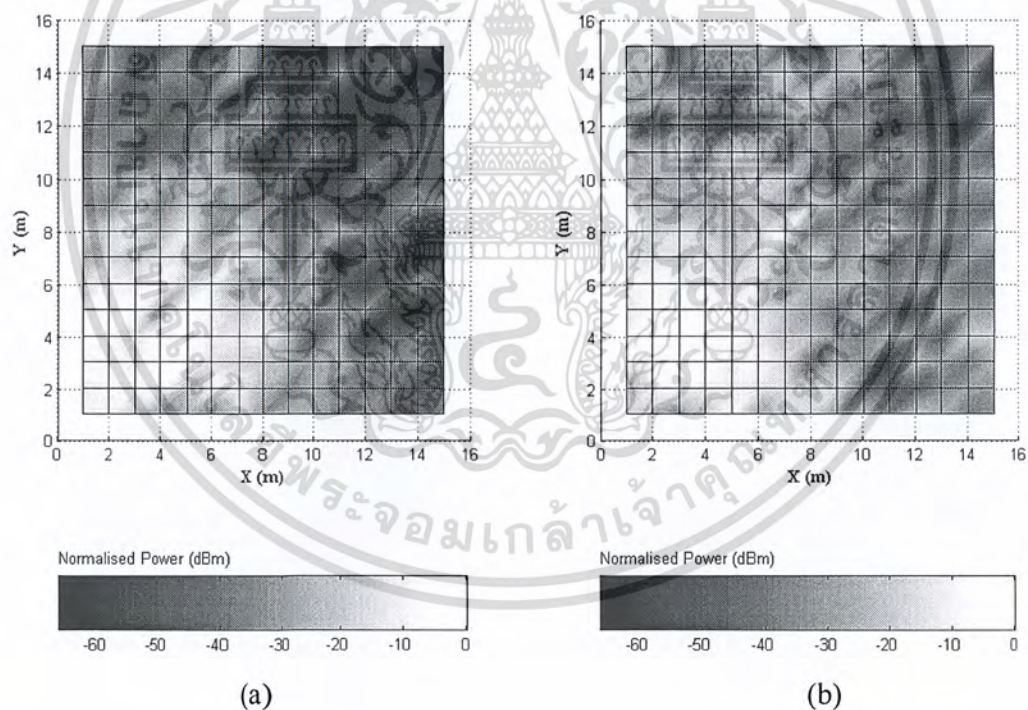
**Figure 7.6** Comparison between measured and simulated results of received power maps, in the furnished scenario (a) measured result (b) simulated result.

The received power distribution at seminar hall is shown Figures 7.5 for empty scenario and 7.6 for furnished scenario. In these figures the multipath fading due to the scattering process caused by the furniture is well evident, we observe that the received power in furnished scenario rapid fluctuation and stronger than in empty

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

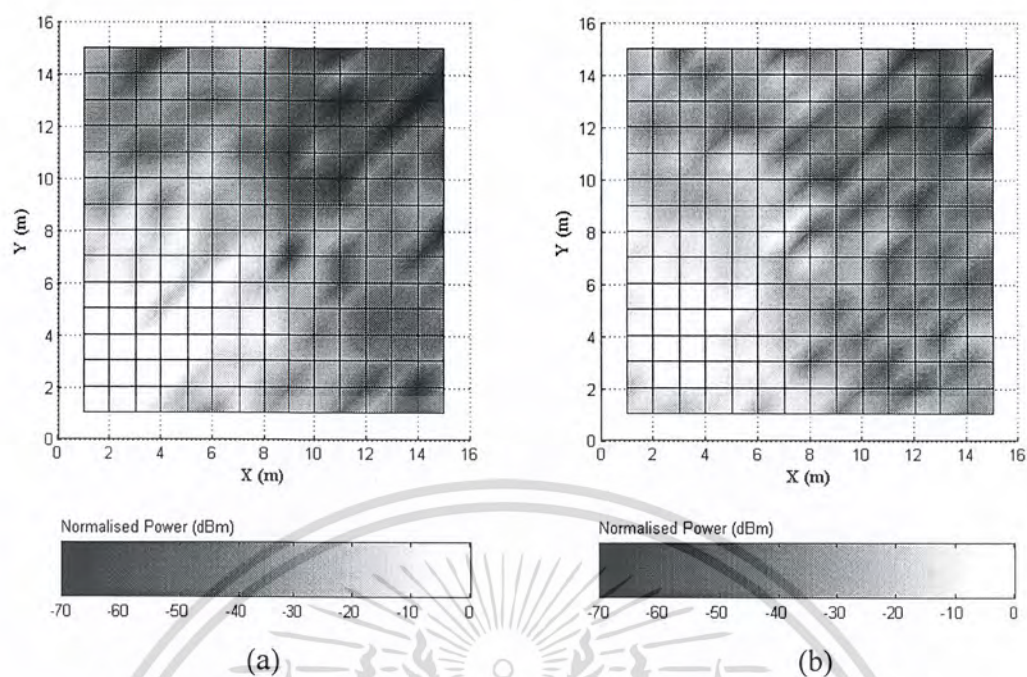
scenario. Moreover by contrasting Figures 7.5 and 7.6 that there is a relatively good agreement in term of overall coverage area between simulation results obtained by NEC-BSC code and actual measurement.

Furthermore the transmitting antenna was placed at different location in seminar room No.3 from which all actual measurements and NEC-BSC simulations were carry out. In this case, the whole floor area of seminar hall with dimension 16.7m x 16.7m was divided into small squares, the side of each of these squares corresponded to 0.9812 m distance, with 225 locations, the result as shown in Figures 7.7 and 7.8 for empty and furnished scenario respectively. We observe that, in the corridor and seminar room No.2 significant field levels due to the multiple reflection and diffraction for both figures. These power levels are less than those in the room containing the transmitting antenna. In addition by contrasting Figures 7.7 and 7.8 that there is a relatively good agreement in term of overall coverage area between simulation results obtained by NEC-BSC code and actual measurement.



**Figure 7.7** Comparison between measured and simulated results of received power maps, in the empty scenario (a) measured result (b) simulated result.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



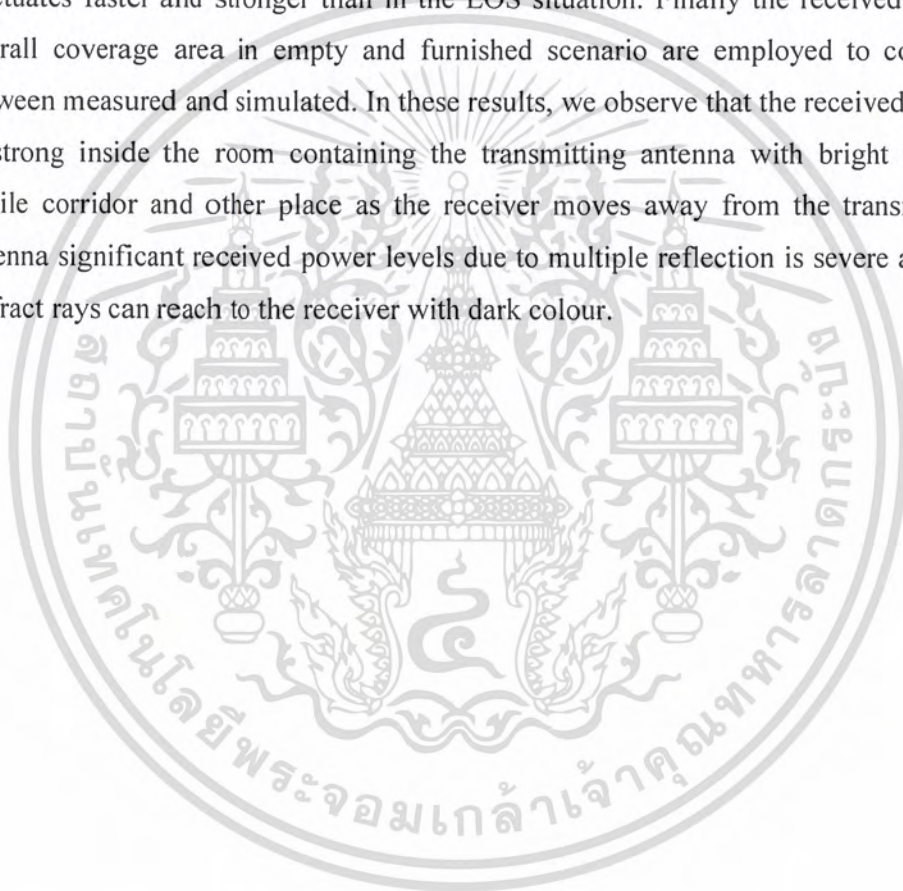
**Figure 7.8** Comparison between measured and simulated results of received power maps, in the furnished scenario (a) measured result (b) simulated result.

### 7.3 Conclusions

To assess the validity of NEC-BSC prediction results, are compared in this chapter with the measurements performed on the 9<sup>th</sup> floor of Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building. The validations concerning the power reception versus distance and power reception coverage area in empty and furnished scenario are obtain by actual measurements and simulation results of NEC-BSC code. All of these comparisons can be accomplished by visually comparison the reception power in several paths by the actual measurement and the corresponding predictions of NEC-BSC code. Moreover, for both LOS and NLOS situations in empty and furnished scenario are described and considered. In order to investigate the accuracy of the present model, comparisons of simulations with measurements were performed in several strength paths for both empty and furnished scenario. It can be seen that most of peaks and valleys of the measurements also coincide well with those of the simulations. In addition NLOS situation we can see that the received power along Path III and V for both empty and furnished scenario increases as the receiver moves toward the transmitter. For LOS and NLOS effect we observe that the diffracted fields

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

from furniture has no significant effect on the results even in LOS situation. The reason is given as following. In such environments, the multiple reflections are servers and the reflected ray can go through the upper free region above the furniture and reach to the receiver. The contribution of such ray of multiple reflections is larger than that of diffracted rays arriving to receiver. Therefore, LOS effect for both empty and furnished scenario of receive power is no fluctuation. Whereas NLOS situation multipath components with various propagation can be seen, we observe that the diffracted fields from building structure and furniture has significant effect on the result even in this case. In the following, received power in the NLOS situation fluctuates faster and stronger than in the LOS situation. Finally the received power overall coverage area in empty and furnished scenario are employed to compare between measured and simulated. In these results, we observe that the received power is strong inside the room containing the transmitting antenna with bright colour. While corridor and other place as the receiver moves away from the transmitting antenna significant power levels due to multiple reflection is severe and the diffract rays can reach to the receiver with dark colour.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# CHAPTER 8

## CONCLUSIONS AND RECOMMENDATIONS

### 8.1..Conclusions

This thesis treats the problem of indoor propagation modeling using the NEC-BSC tool in complex indoor environment. It is found that the sufficiently accurate information on material properties of building structures and furniture is required for reasonably accurate indoor propagation prediction. Objective of this thesis to treat the problem of indoor propagation modeling using the NEC-BSC code, in any event, to predict important characteristics of coverage area, transmitted power requirements, and optimum access point. The major task, in this thesis for any event, was to evaluation of the Numerical Electromagnetic Code-Basic Scattering Code capability in any indoor environments with compare the received power results obtained by NEC-BSC to actual measurement. That respect, the NEC-BSC result were compared to those obtain by other application, are already described in Chapter 4 as well as actual measurements conducted in the seminar hall on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building. The describes environment characteristics of that building where the measurements were made, including the overall building structure and furniture also the location of transmitting and receiving antennas in the building and all results from measurement campaign demonstrated in Chapter 5. NEC-BSC modeling of the simulated floor and the simplifications adopted in our model are run and explained in Chapter 6. To compare the received power between measurement and simulation results conducted inside a building at seminar hall are described and considered in Chapter 7. The comparison was executed in two ways. First, by contrasting the NEC-BSC and actual measurement coverage areas and second by received powers versus distance in various path with NEC-BSC and measured results. All of these results with regard to power reception in actual measurement are presented in the form of range dBm, while the received power using NEC-BSC tool calculating by mean of E-field in each observation. For this purpose the resulting E-field values were converted to receiving power in dBm. Therefore direct comparison between measured and predicted values is not possible. Instead, a qualitative comparison can be accomplished by visually comparison the reception power in several paths by the actual measurement and the corresponding predictions

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

of NEC-BSC tool. The comparison showed that follow the trend of the measurements most of peaks and valleys of the measurements also coincide well with those of the simulations, under LOS and NLOS for both empty scenario and furnished scenario. However, the power receptions in some situation are difference. The differences between the measurements and simulations may be due to the following reasons.

- 1) The roughness of building structure, effect of human being, and the moving cart are not included in the simulations.
- 2) In the simulation, the effective complex dielectric constants are assumed to be homogeneous. In addition, the measured value of the effective complex dielectric constant of the concrete is not known.

Nevertheless, a qualitative comparison between the NEC-BSC predicted values and the actual measurement for the same building in this thesis provides strong indications of the validity of the code in modeling the indoor radio channel.

## 8.2 Recommendations

Graphical user interface in NEC-BSC version 4.2, does not support any CAD package, it is suggested that a future version of NEC-BSC incorporate AutoCAD interoperability. Since the results with regard to received power are presented in the form of range dBm, while the NEC-BSC was generated and run and the resulting in terms of E-field in each observation. It is not possible to compare the predictions directly to the measured quantity. Therefore this purpose the resulting E-field values were converted to receiving power in dBm. Finally, propagation mechanisms of the radio wave are affected by the electromagnetic properties of building structures and furniture. Thus, to obtain accurate indoor propagation prediction, a good knowledge of the electromagnetic material properties is necessary.

## 8.3 Remark for Future Studies

Although this thesis produced some results that show inside a building on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building has a significant benefit to an indoor propagation environment, there are still some developments that can be applied to this thesis to results that are more applicable to a real system situation. Even though this thesis looked into the performance of indoor propagation environment system, it is recommended that concentration should be set to outdoor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

propagation due to its advantages over the NEC-BSC code. Moreover in a future study, NEC-BSC and measurement results could be interpreted under random variable in term of probability density function (pdf), cumulative distribution function (cdf), and so on.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LIST OF REFERENCES

- [1] IEEE. Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications - Amendment 2: Higher speed physical layer (PHY) extension in the 2.4 GHz band. IEEE Standard 802.11b, Aug 1999.
- [2] J. C. Haartsen, "The Bluetooth Radio System," IEEE Personal communications, Feb 2000, pp. 28-36.
- [3] IEEE. Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications - Amendment 1: High-speed physical layer in the 5 GHz band. IEEE Standard 802.11a, 1999.
- [4] G. A. Halls. HIPERLAN: the high performance radio local area network standard. *Electronics and Communication Engineering Journal*, 6, Dec 1994. pp. 289-296.
- [5] IEEE 802.11 Working Group <http://group.ieee.org/groups/802/11/index.html>.
- [6] Sarkar T. K., Zhong J., Kim K., Meduri A. and Salazar-Palma M. "A Survey of Various Propagation Models for Mobile Communication." *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, Vol. 45, No. 3, June. 2003. pp. 51-82.
- [7] Rappaport T. S. **Wireless Communications: Principles and Practice**. New Jersey: Prentice Hall, Inc. 2002.
- [8] Saunders S. R. **Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems**. New York : John Wiley & Sons, Inc. 1999.
- [9] Bertoni H. L. **Radio Propagation for Modern Wireless Systems**. New Jersey: Prentice Hall, Inc. 2000. pp. 99-92.
- [10] Andersen J. B, Rappaport T. S. and Yoshida S. "Propagation Measurement and Models for Wireless Communications Channels." *IEEE Commun. Mag.*, vol. 33, no. 1, Jan.1995. pp. 42 – 49.
- [11] Sklar B. "Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems, Part I." *IEEE Commun. Mag.*, vol. 35, no. 9, July 1997. pp. 136- 146.
- [12] Okumura T., Ohmori E. and K. Fukuda. "Field Strength and Its Variability in VHF and UHF Land Mobile Service," *Review Electrical Communication Laboratory*, vol. 16, no. 9-10, Sep-Oct 1968. pp. 825-875.
- [13] Hata M. "Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Service." *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 29, no. 3, Aug 1980. pp. 317-325.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [14] Low K. "Comparison of Urban Propagation Models with CW-Measurements" IEEE Vehicular Technology Society 42<sup>nd</sup> VTS Conference: Frontiers of Technology-From Pioneers to the 21<sup>st</sup> Century, vol. 2, 1992. pp. 936-942.
- [15] Rappaport T. S. and Milstein L. B. "Effect of Radio Propagation Path Loss on DS-CDMA Cellular Frequency Reuse Efficiency for the Reverse Channel." IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 41, no. 3, Aug. 1992. pp. 231-242.
- [16] Xia H. H, Bertoni H. L, Maciel L. R, Lindsay-Stewart A. and Rowe R. "Radio Propagation Characteristics for Line-of-Sight Microcellular and Personal Communications." IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 41, no. 10, Oct 1993. pp. 1439-1447.
- [17] Tan S. W, and Tan H. S. "Improved Three-Dimension Ray Tracing Technique for Microcellular Propagation," Electron. Lett., vol. 31, no. 17, Aug. 1995. pp. 1503-1505.
- [18] Honcharenko W, Bertoni H. L. and Dailing J. "Mechanisms Governing UHF Propagation on Single Floors in Modern Office Buildings." IEEE Transac. Antennas Propagat., vol. 41, no. 4, pp. 496-504, 1992.
- [19] Obayashi S. and Zander J. "A Body-shadowing Model for Indoor Radio Communication Environments." IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 46, no. 6, June. 1998. pp.920-927.
- [20] Ikegami F, Takeuchi T, and Yoshida S, "Theoretical Prediction of Mean Field Strength for Urban Mobile Radio," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 39, no. 3, Mar. 1991. pp. 299-302.
- [21] Tam W. K. and Tran V. N. "Propagation Modeling for Indoor Wireless Communication." Electronics and Communication Engineering Journal, Oct. 1995. pp. 221-228.
- [22] Liang G. and Bertoni H.L. "A New Approach to 3-D Ray Tracing for Propagation Prediction in Cities." IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 46, no.6, June 1998. pp.853-863.
- [23] Catedra M. F., Perez-Zaez J., De-Adana F. and Gutierrez O. "Efficient Ray-Tracing Techniques for Three-Dimensional Analyses of Propagation in Mobile Communications: Application to Picocell and Microcell Scenarios." IEEE Antennas Propagat. Mag., vol. 40, no. 2, Apr. 1998. pp. 15-28.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [24] Seidel S. Y. and Rappaport T. S. "Site-Specific Propagation Prediction for Wireless In Building Personal Communication System Design," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 43, no. 4, Nov. 1994. pp. 879-891.
- [25] McKown J. W. and Hamilton R. L. "Ray Tracing as a Design Tool for Radio Networks," IEEE Network. Mag., vol. 5, Nov. 1991. pp. 27-30.
- [26] Villanese F., Scanlon W. G., Evans N. E. and Gambi E. "Hybrid Image/Ray Shooting UHF Radio Propagation Predictor for Populated Indoor Environments." Electron. Lett., vol. 35, no. 21, Oct. 1999. pp. 1804-1805.
- [27] Rizk K., Wagen J. F. and Gardiol F. "Two-Dimensional Ray-Tracing Modeling for Propagation Prediction in Microcellular Environments," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 46, no. 2, May 1997. pp. 508-518.
- [28] Schuster J. W. and Luebbers R. J. "Comparison of GTD and FDTD Predictions for UHF Radio Wave Propagation in Simple Outdoor Urban Environment" IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 1997 Digest, vol. 3, 1997. pp. 2022-2025.
- [29] Kondylis G. D., DeFlaviis F., Pottie G. J. and Rahmat-Samii Y. "Indoor Channel Characterization Wireless Communications Using Reduced Finite Difference Time Domain," Proc. IEEE, vol. 3, 1999. pp. 1402-1406.
- [30] Lauer A., Wolff I., Bahr A., Pamp J. and Kunisch J. "Multi-Mode FDTD Simulations of Indoor Propagation Including Antenna Properties," Proc. IEEE 1995. pp. 454-458.
- [31] De Backer B., Borjeson H., Olyslager F. and De Zutter D. "The Study of Wave-Propagation through a Windowed Wall at 1.8 GHz." Proc. IEEE, vol. 1, pp. 165-169.
- [32] Yang C. F. and Wu B. C. "Simulation and Measurements for Indoor Wave Propagation Through Periodic Structures." Proc. IEEE, vol. 1, pp. 384-387, 1999.
- [33] Nešković A., Nešković N. and Paumović D. "Indoor Electric Field Level Prediction Model Based on the Artificial Neural Networks," IEEE Commun. Lett., vol. 4, no. 6, June. 2000. pp. 190-192.
- [34] Rice P. L. "Statistical Properties of a Sine Wave Pluse Random Noise," Bell Systems Technical J, vol. 27, pp. 109-157.
- [35] Hansen, R.C. **Geometric theory of diffraction**. New York: IEEE Press, 1981.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [36] Burnside W. D. and Burgener K. W. ‘High Frequency Scattering by a Lossless Dielectric Slab,’ IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-31, no. 1, Jan. 1983, pp. 104-110.
- [37] Balanis C.A. **Advanced Engineering Electromagnetics**. New York: John Wiley & Sons, Inc.1989.
- [38] Keller J. B. **Geometrical Theory of Diffraction**. J. Opt. Soc. Of America, vol. 52, no. 2, Feb. 1962, pp. 116-130.
- [39] Kouyoumjian R. G. and Pathak P. H. “A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface,” Proc. IEEE, vol. 62, no. 11, Nov. 1974, pp. 1448-1461.
- [40] Marhefka R. J. **Numerical Electromagnetic Code-Basic Scattering Code, NEC-BSC (Version 4.2), User’s Manual**. Joint Preliminary Report, The Ohio State University Electroscience Laboratory, Department of Electrical Engineering, prepared under Contract No. N00014-95-C-2076, June 2000.
- [41] Marhefka R. J. **Numerical Electromagnetic Code-Basic Scattering Code, NEC-BSC (Version 3), User’s Manual**. Technical Report 716199-13, The Ohio State University Electroscience Laboratory, Department of Electrical Engineering, prepared under Contract No. NSG 1498, March 1989.
- [42] Chen S. H. and Jeng S. K. “An SBR/Image approach for Radio Wave Propagation in indoor environments with metallic furniture.” IEEE Transac. Antennas Propagat., vol. 45, no. 1, Jan. 1997, pp. 98-106.
- [43] Bolanis I. **Prediction of Wireless Communication Systems Performance in Indoor Application**. Master’s thesis, Naval Postgraduate School, Monterey, CA, December 2000.
- [44] Bernadi P., Cicchetti R. and Testa O. “An Accurate UTD Model for the Analysis of Complex Indoor Radio Environments in Microwave WLAN System.” IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 52, no. 6, June. 2004, pp. 1509-1520.
- [45] Kirschning M. and Jansen R. H. “Accurate model for effective dielectric constant of microstrip and validity up to millimeter-wave frequencies.” Electron. Lett., vol. 18, Mar. 1982, pp. 272-273.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## APPENDIX A

### NEC-BSC Input file used in Half Wave Dipole with PEC Square Plate

CE : Far Zone Plate Test  
 UN: Unit in Meters  
 1  
 US: Source Unit in Wavelength  
 0  
 FR: Operating Frequency in GHz  
 8.00000  
 PF: Far Zone Pattern Cut  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 T , 90.0000  
 0.000000, 1.00000, 361  
 PG: Plate Geometry  
 4, 0  
 0.000000, 0.0890000, 0.0890000  
 0.000000, -0.0890000, 0.0890000  
 0.000000, -0.0890000, -0.0890000  
 0.000000, 0.0890000, -0.0890000  
 SG: Source Geometry  
 0.130000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 -2, 0.500000, 0.000000  
 1.00000, 0.000000  
 TP: Test Plate  
 T, T  
 LP: Printer Output  
 T  
 PL: Ascii Plot Data  
 T  
 LY: Lay Output  
 T  
 XQ : Execute with set UTD terms  
 EN : End Execution

### NEC-BSC Input file used in Comparison with the Shooting and Bouncing Ray

CE: Test SBR method with Metallic Furniture  
 US: Source Unit  
 0  
 UN: Geometry Unit  
 1  
 FR: Operating Frequency 1GHz  
 1.00000  
 SG: Source Geometry (Half wave dipole)  
 2.00000, 3.00000, 2.50000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 -1, 0.500000, 0.000000  
 1.00000, 0.000000  
 PN: Near Zone Pattern  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 T  
 8.00000, 0.000000, 1.50000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

0.000000, 0.0210000, 0.000000  
 1000  
 ZD: Material Property of Room Ground Floor  
 1  
 1  
 0.130000, 4.00000, 0.0900000, 1.00000, 0.000000  
 GP: Ground Plane of Floor  
 0  
 ZD: Material Property of Room Wall  
 1  
 2  
 0.149800, 6.00000, 0.0300000, 1.00000, 0.000000  
 0.100000, 6.00000, 0.0300000, 1.00000, 0.000000  
 PM: Multiple Plate for Room Wall  
 8  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 10.0000, 0.000000, 0.000000  
 10.0000, 0.000000, 3.00000  
 0.000000, 0.000000, 3.00000  
 0.000000, 21.0000, 0.000000  
 10.0000, 21.0000, 0.000000  
 10.0000, 21.0000, 3.00000  
 0.000000, 21.0000, 3.00000  
 0  
 1  
 2  
 3  
 4  
 0  
 6  
 2  
 3  
 7  
 0  
 5  
 6  
 7  
 8  
 0  
 5  
 1  
 4  
 8  
 0  
 0  
 ZD: Material Property of Room Ceiling  
 1  
 1  
 0.130000, 4.00000, 0.0900000, 1.00000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Room Ceiling  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 3.00000  
 0.000000, 21.0000, 3.00000  
 10.0000, 21.0000, 3.00000  
 10.0000, 0.000000, 3.00000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ZD: Material Property of Closet Furniture

0

RR: Rotate to Coordinate of Closet Furniture

1.50000, 11.0000, 0.000000

0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000

PM: Multiple Plate for Closet Furniture

8

0.000000, 0.000000, 0.000000

7.00000, 0.000000, 0.000000

7.00000, 0.000000, 2.00000

0.000000, 0.000000, 2.00000

0.000000, 0.600000, 0.000000

7.00000, 0.600000, 0.000000

7.00000, 0.600000, 2.00000

0.000000, 0.600000, 2.00000

0

4

8

7

3

0

1

2

3

4

0

6

2

3

7

0

5

6

7

8

0

1

5

8

4

0

1

5

6

2

0

0

0

RR: Re-Rotate to Original Coordinate

-1.50000, -11.0000, 0.000000

0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000

LP: Printer Output

T

PP: Plot Data

T

T, 1.00000, 1.00000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

0.000000, 100.000, 5.00000  
 -50.0000, 20.0000, 10.0000  
 LY: Printer Output  
 T  
 PL: Ascii Plot Data file (\*.OAA)  
 T  
 XQ : Execute with set UTD terms  
 EN : End Execution

**NEC-BSC Input file used in comparison between measurement and simulation at seminar hall on the 9<sup>th</sup> floor of Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang**

CE: Seminar Hall Volumetric Comparison

US: Source Unit in Wavelength

0

UN: Geometry Unit in Meter

1

FR: Frequency Unit in GHz

2.45000

RR: Rotate-Translate to New Coordinate of Source

3.59000, 12.220000, 2.60000

0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000

ZD: Infinite Ground Plane

0

PG: Plate Geometry of Ground Plane

4, 0

0.0900000, -0.0900000, 0.000000

0.0900000, 0.0900000, 0.000000

-0.0900000, 0.0900000, 0.000000

-0.0900000, -0.0900000, 0.000000

SG: Source Geometry

0.000000, 0.000000, -0.0153000

0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000

-1, 0.250000, 0.000000

1.00000, 0.000000

RR: Rotate-Translate to Origin

-3.59000, -12.2200, -2.60000

0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000

VN: Volumetric Near Zone

15.0180, 1.28120, 0.000000

0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000

T

0.000000, 0.000000, 1.25000

-0.981200, 0.981200, 0.000000

1, 15, 15

CE: Concrete Floor in Seminar Hall

ZD: Concrete Column

1

1

0.350000, 4.00000, 0.00436300, 1.00000, 0.000000

PG: Concrete Floor

4, 0

0.000000, 0.000000, 0.000000

16.0000, 0.000000, 0.000000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

16.0000, 16.0000, 0.000000  
 0.000000, 16.0000, 0.000000  
 CE: Ceiling Board in Seminar Hall  
 ZD: Ceiling Board  
 1  
 1  
 0.0100000, 2.90840, 0.0205000, 1.00000, 0.000000  
 PG: Ceiling Board  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 16.0000, 0.000000, 0.000000  
 16.0000, 16.0000, 0.000000  
 0.000000, 16.0000, 0.000000  
 CE: Concrete Column in Seminar Hall  
 ZD: Concrete Column  
 1  
 1  
 0.350000, 4.00000, 0.00436300, 1.00000, 0.000000  
 PM: Column No.1  
 8  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.700000, 0.000000, 0.000000  
 0.700000, 0.700000, 0.000000  
 0.000000, 0.700000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 2.60000  
 0.700000, 0.000000, 2.60000  
 0.700000, 0.700000, 2.60000  
 0.000000, 0.700000, 2.60000  
 0  
 1  
 2  
 6  
 5  
 0  
 2  
 3  
 7  
 6  
 0  
 7  
 3  
 4  
 8  
 0  
 8  
 4  
 1  
 5  
 0  
 0  
 RR: Rotate-Translate to Column No.2  
 8.0000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PM: Column No.2  
 8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.700000, 0.000000, 0.000000  
 0.700000, 0.700000, 0.000000  
 0.000000, 0.700000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 2.600000  
 0.700000, 0.000000, 2.600000  
 0.700000, 0.700000, 2.600000  
 0.000000, 0.700000, 2.600000

0  
 1  
 2  
 6  
 5  
 0  
 2  
 3  
 7  
 6  
 0  
 7  
 3  
 4  
 8  
 8  
 4  
 1  
 5  
 0  
 0

RR: Rotate-Translate to Column No.3

7.8000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000

PM: Column No.3

8  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.900000, 0.000000, 0.000000  
 0.900000, 0.700000, 0.000000  
 0.000000, 0.700000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 2.600000  
 0.900000, 0.000000, 2.600000  
 0.900000, 0.700000, 2.600000  
 0.000000, 0.700000, 2.600000

0  
 1  
 2  
 6  
 5  
 0  
 2  
 3  
 7  
 6  
 0  
 7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3  
4  
8  
0  
8  
4  
1  
5  
0  
0

RR: Rotate-Translate to Origin  
-15.8000, 0.000000, 0.000000  
0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
RR: Rotate-Translate to Column No.4  
0.000000, 8.00000, 0.000000  
0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
PM: Column No.4

8  
0.000000, 0.000000, 0.000000  
0.700000, 0.000000, 0.000000  
0.700000, 0.700000, 0.000000  
0.000000, 0.700000, 0.000000  
0.000000, 0.000000, 2.60000  
0.700000, 0.000000, 2.60000  
0.700000, 0.700000, 2.60000  
0.000000, 0.700000, 2.60000

0  
1  
2  
6  
5  
0  
2  
3  
7  
6  
0  
7  
3  
4  
8  
0  
8  
4  
1  
5  
0  
0

RR: Rotate-Translate to Column No.5  
8.00000, 0.000000, 0.000000  
0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
PM: Column No.5  
8  
0.000000, 0.000000, 0.000000  
0.700000, 0.000000, 0.000000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

0.700000, 0.700000, 0.000000  
 0.000000, 0.700000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 2.600000  
 0.700000, 0.000000, 2.600000  
 0.700000, 0.700000, 2.600000  
 0.000000, 0.700000, 2.600000

0  
 1  
 2  
 6  
 5  
 0  
 2  
 3  
 7  
 6  
 0  
 7  
 3  
 4  
 8  
 8  
 4  
 1  
 5  
 0  
 0

RR: Rotate-Translate to Column No.6  
 8.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PM: Column No.5

8  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.700000, 0.000000, 0.000000  
 0.700000, 0.700000, 0.000000  
 0.000000, 0.700000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 2.600000  
 0.700000, 0.000000, 2.600000  
 0.700000, 0.700000, 2.600000  
 0.000000, 0.700000, 2.600000

0  
 1  
 2  
 6  
 5  
 0  
 2  
 3  
 7  
 6  
 0  
 7  
 3  
 4



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8  
0  
8  
4  
1  
5  
0  
0

RR: Rotate-Translate to Origin  
-16.00000, -8.000000, 0.000000  
0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
RR: Rotate-Translate to Column No.7  
0.00000, 16.000000, 0.000000  
0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
PM: Column No.7

8  
0.000000, 0.000000, 0.000000  
0.700000, 0.000000, 0.000000  
0.700000, 0.700000, 0.000000  
0.000000, 0.700000, 0.000000  
0.000000, 0.000000, 2.60000  
0.700000, 0.000000, 2.60000  
0.700000, 0.700000, 2.60000  
0.000000, 0.700000, 2.60000

0  
1  
2  
6  
5  
0  
2  
3  
7  
6  
0  
7  
3  
4  
8  
0  
8  
4  
1  
5  
0  
0

RR: Rotate-Translate to Column No.8  
8.00000, 0.000000, 0.000000  
0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
PM: Column No.8

8  
0.000000, 0.000000, 0.000000  
0.700000, 0.000000, 0.000000  
0.700000, 0.700000, 0.000000  
0.000000, 0.700000, 0.000000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

0.000000, 0.000000, 2.60000  
 0.700000, 0.000000, 2.60000  
 0.700000, 0.700000, 2.60000  
 0.000000, 0.700000, 2.60000

0

1

2

6

5

0

2

3

7

6

0

7

3

4

8

0

8

4

1

5

0

0

RR: Rotate-Translate to Column No.9

8.000000, 0.000000, 0.000000

0.000000, 0.000000, 90.00000, 0.000000

PM: Column No.9

8

0.000000, 0.000000, 0.000000

0.700000, 0.000000, 0.000000

0.700000, 0.700000, 0.000000

0.000000, 0.700000, 0.000000

0.000000, 0.000000, 2.60000

0.700000, 0.000000, 2.60000

0.700000, 0.700000, 2.60000

0.000000, 0.700000, 2.60000

0

1

2

6

5

0

2

3

7

6

0

7

3

4

8

0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8  
 4  
 1  
 5  
 0  
 0  
 RR: Rotate-Translate to Origin  
 -16.00000, -16.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 CE: Concrete Wall Between Column No.1 and No.2  
 ZD: Concrete wall  
 1  
 1  
 0.300000, 4.00000, 0.00436300, 1.00000, 0.000000  
 RR: Rotate-Translate to Concrete Wall  
 0.700000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Concrete Wall  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 7.30000, 0.000000, 0.000000  
 7.30000, 0.000000, 2.60000  
 0.000000, 0.000000, 2.60000  
 CE: Concrete Wall Between Column No.2 and No.3  
 RR: Rotate-Translate to Concrete Wall  
 8.00000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Concrete Wall  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 7.10000, 0.000000, 0.000000  
 7.10000, 0.000000, 2.60000  
 0.000000, 0.000000, 2.60000  
 CE: Gypsum Board Wall Between Column No.3 and No.6  
 ZD: Gypsum Board Wall  
 1  
 1  
 0.100000, 2.90840, 0.0205000, 1.00000, 0.000000  
 RR: Rotate-Translate to Gypsum Board Wall  
 7.30000, 0.700000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Gypsum Board Wall  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 7.30000, 0.000000  
 0.000000, 7.30000, 2.60000  
 0.000000, 0.000000, 2.60000  
 CE: Gypsum Board Wall Between Column No.6 and No.9  
 RR: Rotate-Translate to Gypsum Board Wall  
 0.00000, 8.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Gypsum Board Wall  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 7.30000, 0.000000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

0.000000, 7.30000, 2.60000  
 0.000000, 0.000000, 2.60000  
 CE: Gypsum Board Wall Between Column No.8 and No.9  
 RR: Rotate-Translate to Gypsum Board Wall  
 -7.30000, 7.30000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Gypsum Board Wall  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 7.30000, 0.000000, 0.000000  
 7.30000, 0.000000, 2.60000  
 0.000000, 0.000000, 2.60000  
 CE: Gypsum Board Wall Between Column No.7 and No.8  
 RR: Rotate-Trans to Gypsum Board Wall  
 -8.00000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Gypsum Board Wall  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 7.30000, 0.000000, 0.000000  
 7.30000, 0.000000, 2.60000  
 0.000000, 0.000000, 2.60000  
 CE: Concrete Wall Between Column No.4 and No.7  
 ZD: Concrete Wall  
 1  
 1  
 0.300000, 4.00000, 0.00436300, 1.00000, 0.000000  
 RR: Rotate-Translate to Concrete Wall  
 -0.700000, -7.30000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Concrete Wall  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 7.30000, 0.000000  
 0.000000, 7.30000, 2.60000  
 0.000000, 0.000000, 2.60000  
 CE: Concrete Wall Between Column No.1 and No.4  
 RR: Rotate-Translate to Concrete Wall  
 0.00000, -8.00000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Concrete Wall  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 7.30000, 0.000000  
 0.000000, 7.30000, 2.60000  
 0.000000, 0.000000, 2.60000  
 CE: Gypsum Board Wall Between Column No.2 and No.5  
 ZD: Gypsum Board Wall  
 1  
 1  
 0.100000, 2.90840, 0.0205000, 1.00000, 0.000000  
 RR: Rotate-Translate to Gypsum Board Wall  
 8.70000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Gypsum Board Wall

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 7.30000, 0.000000  
 0.000000, 7.30000, 2.60000  
 0.000000, 0.000000, 2.60000  
 CE: Gypsum Board Wall Between Column No.5 and No.8  
 RR: Rotate-Translate to Gypsum Board Wall  
 0.000000, 8.00000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Gypsum Board Wall  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 7.30000, 0.000000  
 0.000000, 7.30000, 2.60000  
 0.000000, 0.000000, 2.60000  
 CE: Gypsum Board Wall Between Column No.4 and No.5  
 RR: Rotate-Translate to Gypsum Board Wall  
 -8.00000, -0.350000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Gypsum Board Wall  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 7.30000, 0.000000, 0.000000  
 7.30000, 0.000000, 2.60000  
 0.000000, 0.000000, 2.60000  
 RR: Rotate-Translate to Origin  
 -0.700000, -8.350000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 CE: Glass Window Between Column No.1 and No.4 Part\_1  
 ZD: Glass Window  
 1  
 1  
 0.00500000, 7.45640, 0.0108000, 1.00000, 0.000000  
 RR: Rotate-Translate to Glass Window  
 0.000000, 0.700000, 1.00000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass Window  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.930000, 0.000000  
 0.000000, 0.930000, 1.60000  
 0.000000, 0.000000, 1.60000  
 CE: Glass Window Between Column No.1 and No. 4 Part\_2  
 RR: Rotate-Translate to Glass Window  
 0.000000, 0.930000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass Window  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 1.74000, 0.000000  
 0.000000, 1.74000, 1.60000  
 0.000000, 0.000000, 1.60000  
 CE: Glass Window Between Column No.1 and No.4 Part\_3  
 RR: Rotate-Translate to Glass Window  
 0.000000, 1.74000, 0.000000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass Window  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.930000, 0.000000  
 0.000000, 0.930000, 1.60000  
 0.000000, 0.000000, 1.60000  
 CE: Glass Window Between Column No.1 and No.4 Part\_4  
 RR: Rotate-Translate to Glass Window  
 0.000000, 1.03000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass Window  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.930000, 0.000000  
 0.000000, 0.930000, 1.60000  
 0.000000, 0.000000, 1.60000  
 CE: Glass Window Between Column No.1 and No.4 Part\_5  
 RR: Rotate-Translate to Glass Window  
 0.000000, 0.930000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass Window  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 1.74000, 0.000000  
 0.000000, 1.74000, 1.60000  
 0.000000, 0.000000, 1.60000  
 CE: Glass Window Between Column No.1 and No.4 Part\_6  
 RR: Rotate-Translate to Glass Window  
 0.000000, 1.74000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass Window  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.930000, 0.000000  
 0.000000, 0.930000, 1.60000  
 0.000000, 0.000000, 1.60000  
 CE: Glass Window Between Column No.4 and No.7 Part\_1  
 RR: Rotate-Translate to Glass Window  
 0.000000, 1.63000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass Window  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.930000, 0.000000  
 0.000000, 0.930000, 1.60000  
 0.000000, 0.000000, 1.60000  
 CE: Glass Window Between Column No.4 and No.4 Part\_2  
 RR: Rotate-Translate to Glass Window  
 0.000000, 0.930000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass Window  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 1.74000, 0.000000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

0.000000, 1.74000, 1.60000  
 0.000000, 0.000000, 1.60000  
 CE: Glass Window Between Column No.4 and No.7 Part\_3  
 RR: Rotate-Translate to Glass Window  
 0.000000, 1.74000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass Window  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.930000, 0.000000  
 0.000000, 0.930000, 1.60000  
 0.000000, 0.000000, 1.60000  
 CE: Glass Window Between Column Column No.4 and No.7 Part\_4  
 RR: Rotate-Translate to Glass Window  
 0.000000, 1.03000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass Window  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.930000, 0.000000  
 0.000000, 0.930000, 1.60000  
 0.000000, 0.000000, 1.60000  
 CE: Glass Window Between Column No.4 and No.7 Part\_5  
 RR: Rotate-Translate to Glass Window  
 0.000000, 0.930000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass Window  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 1.74000, 0.000000  
 0.000000, 1.74000, 1.60000  
 0.000000, 0.000000, 1.60000  
 CE: Glass Window Between Column No.4 and No.7 Part\_6  
 RR: Rotate-Translate to Glass Window  
 0.000000, 1.74000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass Window  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.930000, 0.000000  
 0.000000, 0.930000, 1.60000  
 0.000000, 0.000000, 1.60000  
 RR: Rotate-Translate to Origin  
 0.000000, -15.0700, -1.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 CE: Wooden Door Between Column No.2 and No.5 Part\_1  
 ZD: Wooden Door  
 1  
 1  
 0.0300000, 3.41990, 0.0362000, 1.00000, 0.000000  
 RR: Rotate-Translate Wooden  
 8.70000, 3.90000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Wooden Door  
 4, 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.900000, 0.000000  
 0.000000, 0.900000, 2.00000  
 0.000000, 0.000000, 2.00000  
 CE: Woon Door Between Column No.2 and No.2 Part\_2  
 RR: Rotate-Translate to Wooden Door  
 0.000000, 0.900000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Wooden Door  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.900000, 0.000000  
 0.000000, 0.900000, 2.00000  
 0.000000, 0.000000, 2.00000  
 CE: Wooden Door Between Column No.5 and No.8 Part\_1  
 RR: Rotate-Translate to Wooden Door  
 0.000000, 6.800000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Wooden Door  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.900000, 0.000000  
 0.000000, 0.900000, 2.00000  
 0.000000, 0.000000, 2.00000  
 CE: Wooden Door Between Column No.5 and No.8 Part\_2  
 RR: Rotate-Translate to Wooden Door  
 0.000000, 0.900000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Wooden Door  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.900000, 0.000000  
 0.000000, 0.900000, 2.00000  
 0.000000, 0.000000, 2.00000  
 RR: Rotate-Translate to Origin  
 -8.70000, -12.5000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 CE: Glass on Wooden Door Between Column No.2 and No.5 Part\_1  
 ZD: Glass Window  
 1  
 1  
 0.00500000, 7.45600, 0.0108000, 1.00000, 0.000000  
 RR: Rotate-Translate to Wooden Door  
 8.70000, 4.07000, 1.13000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.560000, 0.000000  
 0.000000, 0.560000, 0.710000  
 0.000000, 0.000000, 0.710000  
 CE: Glass on Wooden Door Between Column No.2 and No.5 Part\_2  
 RR: Rotate-Translate to Wooden Door  
 0.000000, 0.900000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PG: Plate Geometry of Glass  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.560000, 0.000000  
 0.000000, 0.560000, 0.710000  
 0.000000, 0.000000, 0.710000  
 CE: Glass on Wooden Door Between Column No.5 and No.8 Part\_1  
 RR: Rotate-Translate to Wooden Door  
 0.000000, 6.800000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.560000, 0.000000  
 0.000000, 0.560000, 0.710000  
 0.000000, 0.000000, 0.710000  
 CE: Glass on Wooden Door Between Column No.5 and No.8 Part\_2  
 RR: Rotate-Translate to Wooden Door  
 0.000000, 0.900000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.560000, 0.000000  
 0.000000, 0.560000, 0.710000  
 0.000000, 0.000000, 0.710000  
 RR: Rotate-Translate to Origin  
 -8.70000, -12.67000, -1.13000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 CE: Wooden Door Between Column No.3 and No.6  
 ZD: Wooden Door  
 1  
 1  
 0.0300000, 3.41990, 0.0362000, 1.00000, 0.000000  
 CE: Wooden Door Between Column No.3 and No.6 Part\_1  
 RR: Rotate-Translate to Wooden Door  
 16.0000, 3.90000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Wooden Door  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.900000, 0.000000  
 0.000000, 0.900000, 2.00000  
 0.000000, 0.000000, 2.00000  
 CE: Wooden Door Between Column No.3 and No.6 Part\_2  
 RR: Rotate-Translate to Wooden Door  
 0.000000, 0.900000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Wooden Door  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.900000, 0.000000  
 0.000000, 0.900000, 2.00000  
 0.000000, 0.000000, 2.00000  
 CE: Wooden Door Between Column No.6 and No.9 Part\_1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RR: Rotate-Translate to Wooden Door  
 0.000000, 6.800000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Wooden Door  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.900000, 0.000000  
 0.000000, 0.900000, 2.00000  
 0.000000, 0.000000, 2.00000  
 CE: Wooden Door Between Column No.6 and No.9 Part\_2  
 RR: Rotate-Translate to Wooden Door  
 0.000000, 0.900000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Wooden Door  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.900000, 0.000000  
 0.000000, 0.900000, 2.00000  
 0.000000, 0.000000, 2.00000  
 RR: Rotate-Translate to Origin  
 -16.0000, -12.50000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 CE: Glass on Wooden Door Between Column No.3 and No.6 Part\_1  
 ZD: Glass Window  
 1  
 1  
 0.00500000, 7.45600, 0.0108000, 1.00000, 0.000000  
 RR: Rotate-Translate to Wooden Door  
 16.0000, 4.07000, 1.13000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.560000, 0.000000  
 0.000000, 0.560000, 0.710000  
 0.000000, 0.000000, 0.710000  
 CE: Glass on Wooden Door Between Column No.3 and No.6 Part\_2  
 RR: Rotate-Translate to Wooden Door  
 0.000000, 0.900000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.560000, 0.000000  
 0.000000, 0.560000, 0.710000  
 0.000000, 0.000000, 0.710000  
 CE: Glass on Wooden Door Between Column No.6 and No.9 Part\_1  
 RR: Rotate-Translate to Wooden Door  
 0.000000, 6.800000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.560000, 0.000000  
 0.000000, 0.560000, 0.710000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

0.000000, 0.000000, 0.710000  
 CE: Glass on Wooden Door Between Column No.6 and No.9 Part\_2  
 RR: Rotate-Translate to Wooden  
 0.000000, 0.900000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.560000, 0.000000  
 0.000000, 0.560000, 0.710000  
 0.000000, 0.000000, 0.710000  
 RR: Rotate-Translate to Origin  
 -16.0000, -12.67000, -1.13000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 CE: Glass on Gypsum Board Wall Between Column No.8 and No.9 Part\_1  
 ZD: Glass  
 1  
 1  
 0.00500000, 7.45640, 0.0108000, 1.00000, 0.000000  
 RR: Rotate-Translate Glass  
 8.70000, 16.0000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 RR: Rotate-Translate Glass  
 0.000000, 0.000000, 1.00000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass  
 8, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 1.62000, 0.000000, 0.000000  
 1.62000, 0.000000, 1.20000  
 3.68000, 0.000000, 1.20000  
 3.68000, 0.000000, 0.000000  
 5.30000, 0.000000, 0.000000  
 5.30000, 0.000000, 1.60000  
 0.000000, 0.000000, 1.60000  
 CE: Glass Door Between Column No.8 and No.9 Part\_1  
 RR: Rotate-Translate Glass  
 1.62000, 0.000000, -1.00000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass Door  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 1.03000, 0.000000, 0.000000  
 1.03000, 0.000000, 2.20000  
 0.000000, 0.000000, 2.20000  
 CE: Glass Door Between Column No.8 and No.9 Part\_2  
 RR: Rotate-Translate Glass  
 1.03000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass Door  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 1.03000, 0.000000, 0.000000  
 1.03000, 0.000000, 2.20000  
 0.000000, 0.000000, 2.20000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CE: Glass on Gypsum Board Wall Between Column No.8 and No.9 Part\_2  
 RR: Rotate-Translate Glass  
 2.78000, 0.000000, 1.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Glass  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 1.87000, 0.000000, 0.000000  
 1.87000, 0.000000, 1.20000  
 0.000000, 0.000000, 1.20000  
 RR: Rotate-Translate to Original  
 -14.1300, -16.0000, -1.00000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 CE: Wooden Table in Seminar Room. 2 and 3  
 CE: Column 1  
 ZD: Wooden Table  
 1  
 1  
 0.0300000, 3.41990, 0.0362000, 1.00000, 0.000000  
 RR: Rotate-Translate to Wooden Table in Room. 3  
 1.50000, 2.37310, 0.760000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Wooden Table No.1  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 1.53000, 0.000000, 0.000000  
 1.53000, 0.760000, 0.000000  
 0.000000, 0.760000, 0.000000  
 RR: Rotate-Translate to Wooden Table in Room. 3  
 0.000000, 1.96240, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Wooden Table No.2  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 1.53000, 0.000000, 0.000000  
 1.53000, 0.760000, 0.000000  
 0.000000, 0.760000, 0.000000  
 RR: Rotate-Translate to Wooden Table in Room.3  
 0.000000, 1.96240, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Wooden Table No.3  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 1.53000, 0.000000, 0.000000  
 1.53000, 0.760000, 0.000000  
 0.000000, 0.760000, 0.000000  
 RR: Rotate-Translate to Wooden Table in Room.2  
 0.000000, 3.92480, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Wooden Table No.1  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 1.53000, 0.000000, 0.000000  
 1.53000, 0.760000, 0.000000  
 0.000000, 0.760000, 0.000000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RR: Rotate-Translate to Wooden Table in Room.2  
0.000000, 1.96240, 0.000000  
0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
PG: Plate Geometry of Wooden Table No.2  
4, 0  
0.000000, 0.000000, 0.000000  
1.53000, 0.000000, 0.000000  
1.53000, 0.760000, 0.000000  
0.000000, 0.760000, 0.000000  
RR: Rotate-Translate to Wooden Table in Room.2  
0.000000, 1.96240, 0.000000  
0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
PG: Plate Geometry of Wooden Table No.3  
4, 0  
0.000000, 0.000000, 0.000000  
1.53000, 0.000000, 0.000000  
1.53000, 0.760000, 0.000000  
0.000000, 0.760000, 0.000000  
RR: Rotate-Translate to Origin  
-1.50000, -14.0575, 0.000000  
0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
CE: Wooden Table in Seminar Room. 2 and 3  
CE: Column 2  
RR: Rotate-Translate to Wooden table in Room.3  
5.89000, 2.37310, 0.000000  
0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
PG: Plate Geometry of Wooden Table No.4  
4, 0  
0.000000, 0.000000, 0.000000  
1.53000, 0.000000, 0.000000  
1.53000, 0.760000, 0.000000  
0.000000, 0.760000, 0.000000  
RR: Rotate-Translate to Wooden Table Room.3  
0.000000, 1.96240, 0.000000  
0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
PG: Plate Geometry of Wooden Table No.5  
4, 0  
0.000000, 0.000000, 0.000000  
1.53000, 0.000000, 0.000000  
1.53000, 0.760000, 0.000000  
0.000000, 0.760000, 0.000000  
RR: Rotate-Translate to Wooden Table in Room. 3  
0.000000, 1.96240, 0.000000  
0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
PG: Plate Geometry of Wooden Table No.6  
4, 0  
0.000000, 0.000000, 0.000000  
1.53000, 0.000000, 0.000000  
1.53000, 0.760000, 0.000000  
0.000000, 0.760000, 0.000000  
RR: Rotate-Translate to Wooden Table in Room.2  
0.000000, 3.92480, 0.000000  
0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
PG: Plate Geometry of Wooden Table No.4  
4, 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

0.000000, 0.000000, 0.000000  
 1.53000, 0.000000, 0.000000  
 1.53000, 0.760000, 0.000000  
 0.000000, 0.760000, 0.000000  
 RR: Rotate-Translate to Wooden Table in Room.2  
 0.000000, 1.96240, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Wooden Table No.5  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 1.53000, 0.000000, 0.000000  
 1.53000, 0.760000, 0.000000  
 0.000000, 0.760000, 0.000000  
 RR: Rotate-Translate to Wooden Table in Room.2  
 0.000000, 1.96240, 0.000000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Wooden Table No.6  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 1.53000, 0.000000, 0.000000  
 1.53000, 0.760000, 0.000000  
 0.000000, 0.760000, 0.000000  
 RR: Rotate-Translate to Origin  
 -5.89000, -14.0575, -0.760000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 CE: Wooden Board in Seminar Room.2  
 ZD: Wooden Board  
 1  
 1  
 0.0250000, 3.41990, 0.0362000, 1.00000, 0.000000  
 RR: Rotate-Translate to Wooden Board  
 4.71620, 11.3401, 0.670000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 PG: Plate Geometry of Wooden Board  
 4, 0  
 0.000000, 0.000000, 0.000000  
 0.000000, 2.45000, 0.000000  
 0.000000, 2.45000, 1.23000  
 0.000000, 0.000000, 1.23000  
 RR: Rotate-Translate to Origin  
 -4.71620, -11.3401, -0.670000  
 0.000000, 0.000000, 90.0000, 0.000000  
 LP: Printer Output  
 T  
 PP: Plot Data  
 T  
 T, 1.00000, 1.00000  
 0.000000, 100.000, 5.00000  
 -50.0000, 20.0000, 10.0000  
 PL: ASCII Plot Data  
 T  
 XQ : Execute with set UTD terms  
 EN : End Execution

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## APPENDIX B

### Matlab file used in Half Wave Dipole with PEC Square Plate

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                               Process Command                               %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clc;
clear all;
data = xlsread('Plate_test.xls');           %Import data from simulation *.xls file
E_theta_dB = data(:,5);                     %E-theta(dB)
E_phi_dB = data(:,8);                       %E-phi(dB)
phi = data(:,2);                             %Consider in H-plane where phi-variation
E_theta = 10.^(E_theta_dB/20);              %Convert E-theta(dB) to V/m
E_phi = 10.^(E_phi_dB/20);                  %Convert E-phi(dB) to V/m
Etotal = sqrt(E_theta.^2+E_phi.^2);         %Total field
E_dB = 20*log(Etotal);                      %Convert E-total field to dB
Graph = plot(phi,E_dB);                     %Graph plotting
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                               Graphic Control Command                       %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
set(Graph,'LineWidth',1,'LineStyle','-','Color','b');
xlabel('\fontname{Times New Roman}\fontsize{15}\phi\fontname{Times New
Roman}\fontsize{11}\bf- Angle (degree)');
ylabel('\fontname{Times New Roman}\fontsize{11}\bfTotal E-field (dB)');
axis([0 360 -40 40]);
set(gca,'XTick',[0 : 36:360]);
set(gca,'YTick',[0 : 36:360]);
grid on;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                               End of Command                               %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

### Matlab file used in Comparison with the Shooting and Bouncing Ray

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                               Process Command                               %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clc;
clear all;
c = 3*10^8;
f = 1*10^9;                                 %Operating frequency
lamda = c/f;                               %Wavelength unit in meters
G_r = 1.64;                                %Gain of receiving antenna (dipole antenna)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                               Read Data From NEC-BSC Free Space (*.out) From Exel File %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
data1 = xlsread('EE_FREE.xls');             %Import data from simulation *.xls file
E_Freex = data1(:,6);                       %E-x (dB)
E_Freey = data1(:,9);                       %E-y (dB)
E_Freez = data1(:,12);                      %E-z (dB)
E_x1 = 10.^(E_Freex/20);                    %Convert E-x(dB) to V/m
E_y1 = 10.^(E_Freey/20);                    %Convert E-y(dB) to V/m
E_z1 = 10.^(E_Freez/20);                    %Convert E-z(dB) to V/m
E_Free_total = sqrt(E_x1.^2+E_y1.^2+E_z1.^2); %Total field in Free space
R_y = data1(:,2);                           %Distance

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%% Read Data From NEC-BSC Empty Room (*.out) From Exel File
data2 = xlsread('EE_EMPTY.xls'); %Import data from simulation *.xls file
E_Emptyx = data2(:,6); %E-x (dB)
E_Emptyy = data2(:,9); %E-y (dB)
E_Emptyz = data2(:,12); %E-z (dB)
E_x2 = 10.^(E_Emptyx/20); %Convert E-x(dB) to V/m
E_y2 = 10.^(E_Emptyy/20); %Convert E-y(dB) to V/m
E_z2 = 10.^(E_Emptyz/20); %Convert E-z(dB) to V/m
E_Empty_total = sqrt(E_x2.^2+E_y2.^2+E_z2.^2); %Total field in Empty room
%% Read Data From NEC-BSC Furnished Room (*.out) From Exel File
data3 = xlsread('EE_Furnished.xls') %Import data from simulation *.xls file
E_Furnishedx = data3(:,6); %E-x (dB)
E_Furnishedy = data3(:,9); %E-y (dB)
E_Furnishedz = data3(:,12); %E-z (dB)
E_x3 = 10.^(E_Furnishedx/20); %Convert E-x(dB) to V/m
E_y3 = 10.^(E_Furnishedy/20); %Convert E-y(dB) to V/m
E_z3 = 10.^(E_Furnishedz/20); %Convert E-z(dB) to V/m
E_Furnished_total = sqrt(E_x3.^2+E_y3.^2+E_z3.^2); %Total field in Empty room
%% Path Loss Calculation
PL_Free = 10*log10(((lamda^2)*(G_r^2))./(((4*pi)^2)*(R_y.^2)));
PL_Excess_Empty = 20*log10(E_Empty_total/E_Free_total);
PL_Excess_Furnished = 20*log10(E_Furnished_total/E_Free_total);
PL_Empty = PL_Free+PL_Excess_Empty;
PL_Furnished = PL_Free+PL_Excess_Furnished
%% Graphic Control Command
Graph_PL_Empty = plot(R_y,PL_Empty);
set(Graph_PL_Empty,'LineWidth',2,'LineStyle','-','Color','k');
hold on;
Graph_PL_Furnished = plot(R_y,PL_Furnished);
set(Graph_PL_Furnished,'LineWidth',1,'LineStyle','-','Color','b');
hold off;
axis([4 20 -50 -10]);
text(10.45,-43,'rightarrow','fontSize',11);
text(11.65,-43,'leftarrow','fontSize',11);
xlabel('\fontname{Times New Roman}\fontsize{11}\bfDistance (m)');
ylabel('\fontname{Times New Roman}\fontsize{11}\bfPath Loss (dB)');
legend('\fontname{Times New Roman}\fontsize{11}Empty room','\fontname{Times New Roman}\fontsize{11}Furnished room',2);
grid on;
%% End of Command

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**NEC-BSC Input file used in comparison between measurement and simulation at seminar hall on the 9<sup>th</sup> floor of the Krom Luang Naradhiwas Rajanagarinda Building at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang**

```

%% Process Command
clear all;
f = 2.45*10^9;           %Operating frequency
c = 3*10^8;             %
lamda = c/f;           %Wavelength
G_r = 2;                %Gain of receiving antenna
data1 = xlsread('Measured_result.xls'); %Import data from measurement *.xls files
data2 = xlsread('Sim_result.xls');     %Import data from simulation *.xls files
Pr = data1(:,9);        %Received power (dBm) from measurement
Ex = data2(:,4);        %E-x (dB) from simulation
Ey = data2(:,7);        %E-y (dB) from simulation
Ez = data2(:,10);       %E-z (dB) from simulation
Ettotal = sqrt(Ex.^2+Ey.^2+Ez.^2);     %E-total V/m
Pdensity = ((abs(Etotal)).^2)/(2*377);   %Power density
Aeffective = ((lamda^2)*(Gain_received))/(4*pi); %Effective aperture of antenna
Preceived = Pdensity.*Aeffective;       %Power received (W)
PdB = 10.*log10(Preceived);             %Convert power received to (dB)
PdBm = PdB+30;                          %Convert power received to (dBm)
dist_x = 0.9812:0.9812:14.718;          %Area space in x-direction
dist_y = 0.9812:0.9812:14.718;          %Area space in y-direction
[x,y] = meshgrid(dist_x,dist_y);        %Created mapping area
Pr_reshape = reshape(Pr,15,15);         %Arrange simulation data for mapping
PdBm_reshape = reshape(PdBm,15,15);     %Arrange measurement data for mapping
Pr_reshape1 = flipud(Pr_reshape);       %Measurement data row reversing
Pr_reshape2 = flipud(PdBm_reshape);     %Simulation data row reversing
%% Graphic Control Command
subplot(1,2,1);
Graph = surface(Pr_reshape1);
shading interp;
colormap(gray);
xlabel('\fontname{Times New Roman}\fontsize{11}\bfX (m)');
ylabel('\fontname{Times New Roman}\fontsize{11}\bfY (m)');
title('\bfMeasurement result in empty room closed');
axis([0 16 0 16]);
axis square;
set(gca,'XTick',[0 2 4 6 8 10 12 14 16]);
set(gca,'YTick',[0 2 4 6 8 10 12 14 16]);
set(Graph,'EdgeColor','k');
colorbar('horiz');
grid on;
subplot(1,2,2);
Graph = surface(Pr_reshape2);
shading interp;
colormap(gray);
xlabel('\fontname{Times New Roman}\fontsize{11}\bfX (m)');
ylabel('\fontname{Times New Roman}\fontsize{11}\bfY (m)');

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

title('\bfSimulation result in empty room closed');
axis([0 16 0 16]);
axis square;
set(gca,'XTick',[0 2 4 6 8 10 12 14 16]);
set(gca,'YTick',[0 2 4 6 8 10 12 14 16]);
set(Graph,'EdgeColor','k');
colorbar('horiz');
grid on;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%End of Command%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## AUTHOR BIOGRAPHY

**Author:** Mr. Anuchit Langchunsein

**Date of Birth:** October 8, 1978

**Place of Birth:** Pathumthani Province, Thailand

**Bachelor Degree:** Bachelor Degree in Telecommunication Engineering

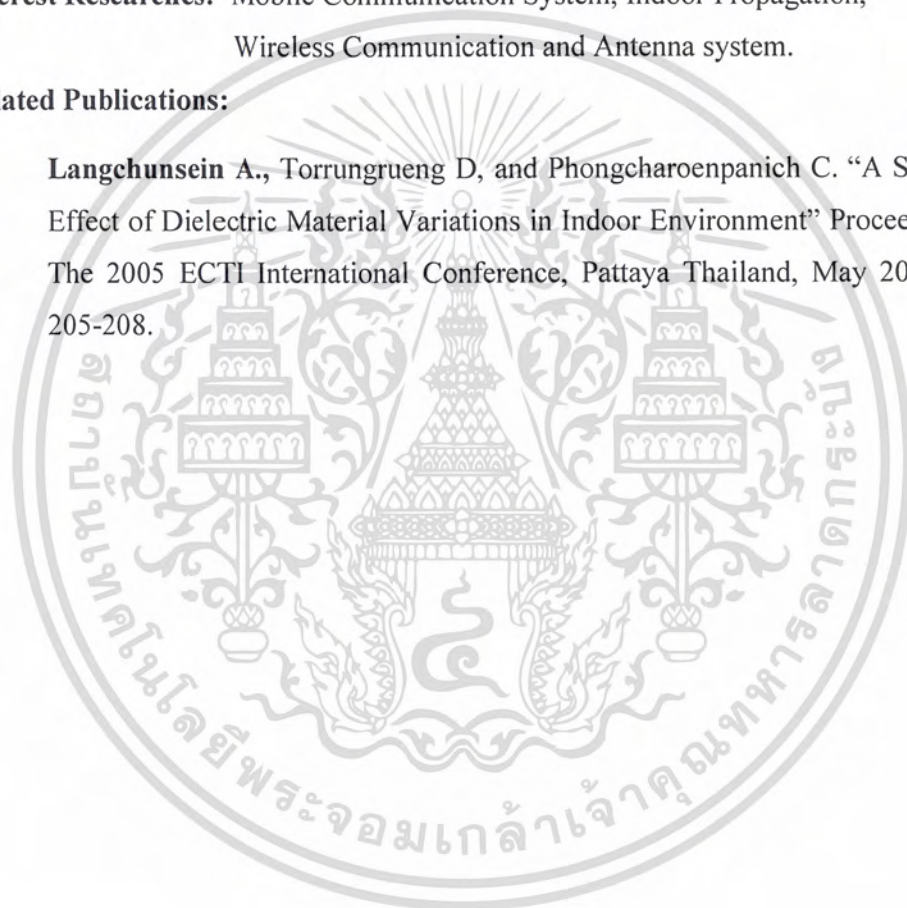
**Institution:** Sripatum University

**Year of Graduation:** 2000

**Interest Researches:** Mobile Communication System, Indoor Propagation,  
Wireless Communication and Antenna system.

**Related Publications:**

Langchunsein A., Torrungrueng D, and Phongcharoenpanich C. "A Study of Effect of Dielectric Material Variations in Indoor Environment" Proceeding of The 2005 ECTI International Conference, Pattaya Thailand, May 2005, pp. 205-208.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้