

คุณลักษณะของช่องสัญญาณวิทยุแบบแถบกว้างยิ่ง  
ร่วมกับผลการบดบังจากร่างกายมนุษย์

CHARACTERISTICS OF UWB RADIO CHANNEL  
WITH THE HUMAN BODY SHADOWING EFFECTS

อภิชาติ ประดิษฐ์ผล  
APICHIT PRADUBPHON

วิทยานิพนธ์ที่เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2102-8

**คุณลักษณะของช่องสัญญาณวิทยุแบบแถบกว้างยิ่ง  
ร่วมกับผลการบดบังจากร่างกายมนุษย์**

**CHARACTERISTICS OF UWB RADIO CHANNEL  
WITH THE HUMAN BODY SHADOWING EFFECTS**

**อภิชาติ ประดับผล**

**APICHIT PRADUBPHON**

**วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต**

**สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ**

**บัณฑิตวิทยาลัย**

**สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**

**พ.ศ. 2549**

**ISBN 974-15-2192-8**

**CHARACTERISTICS OF UWB RADIO CHANNEL  
WITH THE HUMAN BODY SHADOWING EFFECTS**

**APICHIT PRADUBPHON**

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

**2006**

**ISBN 974-15-2192-8**

**COPYRIGHT 2006**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

|                                 |  |
|---------------------------------|--|
| หัวข้อวิทยานิพนธ์               | คุณลักษณะของช่องสัญญาณวิทยุแบบแถบกว้างยิ่งร่วมกับผลกระทบจากร่างกายมนุษย์ |
| นักศึกษา                        | นายอภิชาติ ประดับผล  |
| รหัสประจำตัว                    | 46064613   |
| ปริญญา                          | วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต   |
| สาขาวิชา                        | วิศวกรรมสารสนเทศ   |
| พ.ศ.                            | 2549   |
| อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์     | ผศ.มนต์ชัย แซ่มซ้อย  |
| อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม | รศ.ประกิจ ตั้งศิษานนท์   |

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอถึงคุณลักษณะของช่องสัญญาณคลื่นวิทยุแบบแถบกว้างยิ่ง (Ultra-wideband) ร่วมกับผลกระทบจากร่างกายมนุษย์ โดยทำการศึกษาและวิเคราะห์บนพื้นฐานของการวัดซึ่งได้แบ่งการวัดออกเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนแรกได้ทำการวัดภายในห้องที่มีการดูดซับการสะท้อนของคลื่น (anechoic chamber) และส่วนที่สองได้ทำการวัดภายในอาคาร โดยในการวัดแต่ละส่วนได้จำลองและกำหนดลักษณะวิธีการวัดประกอบกับการใช้ร่างกายมนุษย์จริงเพื่อตรวจสอบถึงผลของการบดบัง (shadowing) และปฏิสัมพันธ์ (interaction) ที่เกิดขึ้นต่อช่องสัญญาณตลอดช่วงความถี่ตั้งแต่ 3 กิกะเฮิร์ตซ์ ถึง 11 กิกะเฮิร์ตซ์ โดยใช้เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายแบบเวกเตอร์ (Vector Network Analyzer : VNA) เป็นอุปกรณ์หลักในการวัด โดยผลที่ได้จากการวัดจะถูกนำไปวิเคราะห์เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่แสดงให้เห็นถึงผลการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่ง อันเนื่องมาจากร่างกายมนุษย์และผลที่ได้นี้ยังนำไปสร้างให้อยู่ในรูปแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ โดยใช้วิธีการประมาณค่าการถดถอยของกำลังสองแบบเชิงเส้นที่น้อยที่สุด (Linear least-square regression) ซึ่งแบบจำลองดังกล่าวสามารถนำไปวิเคราะห์หาประสิทธิภาพของระบบแถบกว้างยิ่ง และพารามิเตอร์อื่นๆ ได้ต่อไป

|                          |  |
|--------------------------|--|
| <b>Thesis Title</b>      | Characteristics of UWB Radio Channel with the Human Body Shadowing Effects |
| <b>Student</b>           | Mr. Apichit Pradubphon   |
| <b>Student ID.</b>       | 46064613   |
| <b>Degree</b>            | Master of Engineering  |
| <b>Programme</b>         | Information Engineering  |
| <b>Year</b>              | 2006   |
| <b>Thesis Advisor</b>    | Asst.Prof.Monchai Chamchoy   |
| <b>Thesis Co-Advisor</b> | Assoc.Prof.Prakit Tangtisanon  |

### ABSTRACT

This thesis proposes the characteristics of Ultra wideband (UWB) radio channel with the human body shadowing effects, which are studied and analyzed based on the measurement. There are two measurements; (1) the first measurement is carried out in an anechoic chamber and the second measurement is performed in an indoor environment. Each measurement is modelled and defined the method of measurement by considering the real human body to investigate the shadowing and interaction effects occurring in the channel. The vector network analyzer (VNA) is the main equipment used in measurement. The measured data are analyzed to find the parameters which show the effects of UWB channel due to the human body. Moreover, this effect can formulate the mathematics model by using the linear least-square regression method which can be used to analyse the performance and parameter of UWB communication systems.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดีด้วยคำแนะนำ ชี้แนะแนวทางในการแก้ปัญหาและคอยดูแลตลอดระยะเวลาที่ทำงานวิจัย รวมทั้งตรวจทานวิทยานิพนธ์นี้จาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์มนต์ชัย แซ่มซ้อย ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ และรองศาสตราจารย์ประกิจ ดังศิษานนท์ อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ อาจารย์สถาพร พรหมวงศ์ หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศและหัวหน้ากลุ่มงานวิจัยที่ให้คำแนะนำแนวทางในการวัดผลและอนุเคราะห์ผลการวัดจากห้องปฏิบัติการของสถาบันเทคโนโลยีแห่งโตเกียว ประเทศญี่ปุ่น รวมทั้งคอยสั่งสอนให้มีความสามารถในการทำวิจัยได้ดี

ขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์พิชญ สุพรรณกุล ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ ที่คอยให้คำปรึกษาและแนะนำแนวทางในการวิเคราะห์ทางทฤษฎี

ขอขอบพระคุณ อาจารย์พนารัตน์ เจริญถนอมวงศ์ ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ ที่คอยตรวจทานบทความงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เสมอมา

ขอขอบพระคุณ บิดาและมารดา ที่ให้ชีวิตและคอยดูแลให้กำลังใจ กำลังทรัพย์ในการทำงานมาโดยตลอดจนทำให้ผู้วิจัยมาถึงอยู่ถึงจุดนี้ได้

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ น้อง ๆ นักศึกษาทุกคนที่ช่วยเหลือในการทดลองและให้คำแนะนำมาโดยตลอดจนวิทยานิพนธ์นี้เสร็จสมบูรณ์

สุดท้ายขอขอบคุณ บัณฑิตวิทยาลัยที่ได้ให้ทุนสนับสนุนในการทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้ คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยขอมอบให้แก่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

อภิชาติ ประดับผล

# สารบัญ

|   | หน้า  |
|---|-------|
| บทคัดย่อภาษาไทย.....                                    | I     |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....                                 | II    |
| กิตติกรรมประกาศ.....                                    | III   |
| สารบัญ.....   | IV    |
| สารบัญตาราง.....  | IX    |
| สารบัญรูป.....  | XI    |
| รายการคำย่อและสัญลักษณ์.....                            | XVIII |
| บทที่ 1 บทนำ.....                                       | 1     |
| 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....                 | 1     |
| 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....         | 2     |
| 1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....                            | 3     |
| 1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....                | 3     |
| 1.5 ขอบเขตการศึกษา.....                                 | 4     |
| 1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....                                | 4     |
| บทที่ 2 ระบบสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง.....                 | 6     |
| 2.1 กล่าวนำ.....  | 6     |
| 2.2 ลักษณะเฉพาะของระบบสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง.....       | 7     |
| 2.2.1 จุดเด่นของระบบแบบแถบกว้างยิ่ง.....                | 9     |
| 2.3 กฎข้อบังคับของระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง.....    | 10    |
| 2.3.1 กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่งในสหรัฐอเมริกา..... | 10    |
| 2.3.2 กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่งในยุโรป.....        | 12    |
| 2.4 รูปแบบของสัญญาณในระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง..... | 13    |
| 2.4.1 คำจำกัดความของสัญญาณแถบกว้างยิ่ง.....             | 13    |
| 2.4.2 สัญญาณพัลส์แบบเกาส์.....                          | 14    |
| 2.4.3 สัญญาณพัลส์แบบเกาส์โมโนไซเคลิค.....               | 15    |
| 2.4.4 สัญญาณพัลส์แบบเกาส์ดับเลค.....                    | 16    |

## สารบัญ (ต่อ)

|   | หน้า |
|---|------|
| 2.5 เทคนิคการมอดูเลตในระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง.....  | 17   |
| 2.5.1 การมอดูเลตทางขนาดของพัลส์.....                      | 17   |
| 2.5.2 การมอดูเลตทางตำแหน่งของพัลส์.....                   | 17   |
| 2.5.3 การมอดูเลตแบบสองเฟส.....                            | 18   |
| 2.6 สรุป.....   | 18   |
| <br>  |      |
| บทที่ 3 ช่องสัญญาณในระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง.....    | 19   |
| 3.1 กล่าวนำ.....  | 19   |
| 3.2 แบบจำลองช่องสัญญาณหลายวิถีในระบบแถบกว้างยิ่ง.....     | 19   |
| 3.3 แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี.....                       | 20   |
| 3.3.1 การสูญเสียในอวกาศว่าง.....                          | 20   |
| 3.3.2 การสะท้อนและการหักเหของคลื่น.....                   | 22   |
| 3.3.3 การเลี้ยวเบน.....                                   | 23   |
| 3.3.4 การดูดกลืน.....                                     | 23   |
| 3.4 ระบบการวัดช่องสัญญาณ.....                             | 24   |
| 3.4.1 การวัดช่องสัญญาณในโดเมนความถี่.....                 | 24   |
| 3.4.1.1 การวิเคราะห์สัญญาณโดยใช้ฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว..... | 25   |
| 3.4.2 การวัดช่องสัญญาณในโดเมนเวลา.....                    | 25   |
| 3.4.2.1 การตรวจสอบโดยใช้วิธีการวัดแบบอิมพัลส์.....        | 26   |
| 3.4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์.....                | 26   |
| 3.4.3.1 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านช่องสัญญาณ.....             | 27   |
| 3.4.3.2 ผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ.....                | 29   |
| 3.4.3.3 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ.....               | 30   |
| 3.4.3.4 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน.....              | 31   |
| 3.4.3.5 ค่าการกระจายทางเวลา.....                          | 32   |
| 3.4.3.6 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์.....                       | 33   |

## สารบัญ (ต่อ)

|  | หน้า |
|--|------|
| 3.4.3.7 ค่าการสูญเสียกำลังงาน .....  | 34   |
| 3.5 การจำลองผลโดยวิธีการประมาณค่าการถดถอยของกำลังสองแบบเชิงเส้น<br>ที่น้อยที่สุด (Linear Least-Squares Regression) ..... | 35   |
| 3.5.1 Least-Square Regression .....  | 35   |
| 3.5.1.1 Linear Regression .....  | 35   |
| 3.5.1.2 Polynomial regression .....  | 37   |
| 3.6 สรุป .....   | 39   |
| บทที่ 4 ขั้นตอนการทดลองและวิเคราะห์ผล .....  | 40   |
| 4.1 กล่าวนำ .....  | 40   |
| 4.2 อุปกรณ์หลักที่ใช้ในการวัด .....  | 40   |
| 4.2.1 เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายแบบเวกเตอร์ .....  | 40   |
| 4.2.2 ชนิดของสายอากาศที่ใช้ในการทดลอง .....  | 41   |
| 4.2.2.1 สายอากาศแบบกรวยคู่ .....   | 42   |
| 4.2.2.2 สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง .....   | 43   |
| 4.3 การทดสอบคุณสมบัติของช่องสัญญาณภายในอาคารแบบที่ 1 .....   | 44   |
| 4.3.1 ขั้นตอนการทดลอง .....  | 44   |
| 4.3.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง .....  | 45   |
| 4.3.3 แบบจำลองของสัญญาณที่ใช้ส่ง .....   | 45   |
| 4.4 การทดสอบคุณสมบัติของช่องสัญญาณภายในอาคารแบบที่ 2 และ 3 .....   | 46   |
| 4.4.1 ขั้นตอนการวัดในลักษณะห้องแบบที่ 2 .....  | 46   |
| 4.4.1.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง .....  | 46   |
| 4.4.1.2 แบบจำลองของสัญญาณที่ใช้ส่ง .....   | 47   |
| 4.4.2 ขั้นตอนการวัดในลักษณะห้องแบบที่ 3 .....  | 48   |
| 4.4.2.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง .....  | 51   |
| 4.4.2.2 แบบจำลองของสัญญาณที่ใช้ส่ง .....   | 51   |

# สารบัญ (ต่อ)

หน้า

|         |  |    |
|---------|--|----|
| 4.5     | ขั้นตอนการวิเคราะห์ข้อมูลและการแทนค่าชุดข้อมูลโดยใช้วิธีการประมาณค่าการถดถอยของกำลังสองแบบเชิงเส้นที่น้อยที่สุด..... | 51 |
| 4.5.1   | การวิเคราะห์ข้อมูล.....  | 51 |
| 4.5.2   | การจำลองแบบทางคณิตศาสตร์โดยใช้วิธีการประมาณค่าการถดถอยของกำลังสองแบบเชิงเส้นที่น้อยที่สุด.....                       | 52 |
| 4.5.2.1 | แบบจำลองการถดถอยของฟังก์ชันโพลิโนเมียลกำลัง 2 (2-Degree polynomial regression model) .....                           | 53 |
| 4.5.2.2 | แบบจำลองการถดถอยของฟังก์ชันโพลิโนเมียลกำลัง 3 (3-Degree polynomial regression model) .....                           | 54 |
| 4.6     | สรุป.....  | 60 |
| บทที่ 5 | ผลการวิเคราะห์และการจำลองแบบชุดข้อมูล.....   | 61 |
| 5.1     | กล่าวนำ.....   | 61 |
| 5.2     | ผลการวิเคราะห์.....  | 61 |
| 5.2.1   | ผลการวิเคราะห์ข้อมูลการวัดภายในห้องแบบที่ 1.....   | 61 |
| 5.2.1.1 | ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานของสัญญาณ.....  | 61 |
| 5.2.1.2 | ลักษณะการกระจายทางเวลาของสัญญาณ.....   | 63 |
| 5.2.1.3 | การกระจายของระดับกำลังงานของสัญญาณ.....  | 63 |
| 5.2.1.4 | ค่าความเพี้ยนของสัญญาณ.....  | 64 |
| 5.2.2   | ผลการวิเคราะห์ข้อมูลการวัดภายในห้องแบบที่ 2.....   | 65 |
| 5.2.2.1 | ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานของสัญญาณ.....  | 65 |
| 5.2.2.2 | ลักษณะการกระจายทางเวลาของสัญญาณ.....   | 66 |
| 5.2.2.3 | การสูญเสียกำลังงานของสัญญาณ.....   | 68 |
| 5.2.2.4 | ค่าความเพี้ยนของสัญญาณ.....  | 68 |
| 5.2.3   | ผลการวิเคราะห์ข้อมูลการวัดภายในห้องแบบที่ 3.....   | 69 |
| 5.2.3.1 | ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานของสัญญาณ.....  | 69 |
| 5.2.3.2 | ลักษณะการกระจายทางเวลาของสัญญาณ.....   | 76 |

## สารบัญ (ต่อ)

|  | หน้า |
|--|------|
| 5.2.3.3 การสูญเสียของระดับกำลังงานของสัญญาณ.....   | 92   |
| 5.2.3.4 ค่าความเพี้ยนของสัญญาณ.....  | 101  |
| 5.3 ผลการประมาณค่าฟังก์ชันที่ใช้แทนชุดข้อมูลโดยใช้วิธีการประมาณค่าการถดถอย<br>ของกำลังสองแบบเชิงเส้นที่น้อยที่สุด..... | 104  |
| 5.3.1 ผลการประมาณฟังก์ชันที่ใช้แทนชุดข้อมูลค่าการสูญเสียกำลังงาน<br>จากผลการวิเคราะห์ในห้องแบบที่ 3.....               | 104  |
| 5.3.1.1 แบบจำลองค่าการสูญเสียกำลังงาน โดยใช้สายอากาศแบบกรวยคู่.....  | 104  |
| 5.3.1.2 แบบจำลองค่าการสูญเสียกำลังงาน โดยใช้สายอากาศแบบ<br>เส้นตัวนำกลาง.....  | 105  |
| บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....   | 107  |
| เอกสารอ้างอิง.....   | 111  |
| ภาคผนวก ก. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์.....  | 113  |
| ประวัติผู้เขียน.....   | 140  |

# สารบัญตาราง

| ตารางที่   | หน้า |
|--|------|
| 2.1 ข้อจำกัดในการแพร่กระจายกำลังงาน โดย FCC สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร                           | 11   |
| 2.2 ข้อจำกัดในการแพร่กระจายกำลังงาน โดย ETSI สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร                          | 12   |
| 4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง  | 45   |
| 4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง  | 47   |
| 4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง  | 51   |
| 5.1 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)                                       | 79   |
| 5.2 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)                                    | 80   |
| 5.3 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)                                 | 83   |
| 5.4 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)                              | 84   |
| 5.5 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)   | 87   |
| 5.6 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)  | 88   |
| 5.7 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)                                     | 91   |
| 5.8 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)                                  | 92   |
| 5.9 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณจากผลการวัดในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)                          | 96   |
| 5.10 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณระหว่างผลการประมาณและผลจากการวัดในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่) | 96   |

## สารบัญตาราง (ต่อ)

| ตารางที่  | หน้า |
|---|------|
| 5.11 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณจากผลการวัดในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง).....                           | 100  |
| 5.12 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณระหว่างผลการประมาณและผลจากการวัดในกรณีที่ไม่ได้ผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) ..... | 101  |
| 5.13 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณระหว่างกรณีที่มีผลและไม่มีผลการบดบังจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่) .....                | 102  |
| 5.14 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณระหว่างกรณีที่มีผลและไม่มีผลการบดบังจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....          | 103  |

# สารบัญรูป

| รูปที่  | หน้า |
|---|------|
| 2.1 ระดับความหนาแน่นแถบกำลังงานในระบบแถบกว้างยิ่ง.....  | 7    |
| 2.2 ลักษณะของสัญญาณพัลส์ในโดเมนเวลาและแถบกำลังงานของสัญญาณในโดเมนความถี่.....                   | 8    |
| 2.3 ลักษณะการใช้งานอุปกรณ์มัลติมิเตอร์ภายในบ้าน.....  | 8    |
| 2.4 ข้อกำหนดการจำกัดสเปกตรัมความถี่โดย FCC และ ETSI ของ<br>ระบบแถบกว้างยิ่งภายในอาคาร.....      | 12   |
| 2.5 ข้อกำหนดการจำกัดสเปกตรัมความถี่โดย FCC และ ETSI ของ<br>ระบบแถบกว้างยิ่งภายนอกอาคาร.....     | 13   |
| 2.6 รูปสัญญาณพัลส์แบบเกาส์ทั้งในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่.....                                   | 14   |
| 2.7 รูปสัญญาณพัลส์แบบเกาส์โมโนไซเคิลทั้งในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่.....                         | 15   |
| 2.8 รูปสัญญาณพัลส์แบบเกาส์ดับเลตทั้งในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่.....                             | 16   |
| 2.9 สัญญาณที่ทำการมอดูเลตแบบพัลส์ตามขนาด 2 ระดับ.....   | 17   |
| 2.10 สัญญาณที่ทำการมอดูเลตทางตามตำแหน่งของพัลส์ (PPM) .....                                     | 17   |
| 2.11 สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแบบสองเฟส.....  | 18   |
| 3.1 แบบจำลองของช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งแบบหลายวิถีภายในอาคาร.....                                 | 20   |
| 3.2 แหล่งกำเนิดสัญญาณแบบทุกทิศทาง (isotropic radiator) .....                                    | 22   |
| 3.3 ลักษณะการเลี้ยวเบนของคลื่น.....   | 24   |
| 3.4 การดูคลื่นที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงรูปแบบของพลังงาน.....                                     | 24   |
| 3.5 ระบบการวัดช่องสัญญาณในโดเมนความถี่โดยเครื่อง VNA และการแปลงสู่โดเมนเวลา<br>โดยใช้ IFFT..... | 26   |
| 3.6 การตรวจสอบช่องสัญญาณโดยการวัดแบบอิมพัลส์ (impulse sounder) .....                            | 27   |
| 3.7 ไดอะแกรมโครงข่ายแบบ 2 พอร์ต.....  | 28   |
| 3.8 บล็อกไดอะแกรมของระบบ.....   | 31   |
| 3.9 ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของระบบในโดเมนความถี่.....                            | 31   |
| 3.10 ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของระบบในโดเมนเวลา.....                              | 32   |
| 3.11 ตัวอย่างภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน.....   | 33   |
| 3.12 a) ชุดข้อมูล b) ฟังก์ชันที่ใช้แทนค่าชุดข้อมูลโดยคำนึงถึงแนวโน้มรวม.....                    | 36   |
| 3.13 เส้นที่ใช้แทนชุดข้อมูลที่มีสองจุดได้โดยให้เงื่อนไขในข้อหนึ่งมีค่าน้อยที่สุด.....           | 37   |

## สารบัญรูป (ต่อ)

| รูปที่  | หน้า |
|---|------|
| 3.14 เส้นที่ใช้แทนชุดข้อมูลที่มีสีจุดได้โดยเงื่อนไขในข้อสองมีค่าน้อยที่สุด.....   | 39   |
| 4.1 เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายแบบเวกเตอร์.....  | 43   |
| 4.2 ส่วนประกอบของสายอากาศแบบกรวยคู่.....  | 44   |
| 4.3 สายอากาศแบบกรวยคู่.....   | 44   |
| 4.4 สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง.....   | 45   |
| 4.5 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง.....  | 45   |
| 4.6 แบบจำลองลักษณะห้องและอุปกรณ์ที่ใช้.....   | 45   |
| 4.7 รูปสัญญาณที่ใช้ในการวิเคราะห์.....  | 47   |
| 4.8 แบบจำลองของการทดสอบคุณสมบัติของช่องสัญญาณภายในห้องแบบที่ 2.....   | 48   |
| 4.9 รูปแบบของสัญญาณแบบแถบกว้างยั้งที่ใช้ในการวิเคราะห์.....   | 49   |
| 4.10 แบบจำลองของการทดสอบคุณสมบัติของช่องสัญญาณภายในห้องแบบที่ 3.....  | 50   |
| 4.11 ตัวอย่างภาพถ่ายการทดลองการวัดกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์.....  | 51   |
| 4.12 ตัวอย่างภาพถ่ายการทดลองการวัดในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ในมุมต่างๆ.....  | 52   |
| 4.13 บล็อกไดอะแกรมขั้นตอนการวิเคราะห์ข้อมูลการทดลองภายในห้องแบบที่ 1.....   | 54   |
| 4.14 บล็อกไดอะแกรมขั้นตอนการวิเคราะห์ข้อมูลการทดลองในห้องแบบที่ 2 และ 3.....  | 54   |
| 5.1 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในแต่ละมุมกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์.....   | 64   |
| 5.2 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในแต่ละมุมกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์.....   | 64   |
| 5.3 ค่าการแผ่ประวิงระหว่างกรณีที่มีผลและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ในมุมต่างๆ.....  | 65   |
| 5.4 การกระจายของระดับกำลังงานในเชิงมุมในกรณีที่มีผลและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์.....  | 66   |
| 5.5 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณในมุมต่างๆ เปรียบเทียบกันระหว่างกรณีที่มีผล<br>และไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์จากผลการวัดภายในห้องแบบที่ 1 ..... | 67   |
| 5.6 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในแต่ละมุมกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์.....   | 65   |
| 5.7 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในแต่ละมุมกรณีมีผลจากร่างกายมนุษย์.....  | 67   |

## สารบัญรูป (ต่อ)

| รูปที่   | หน้า |
|--|------|
| 5.8 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในกรณีที่มีและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์.....   | 69   |
| 5.9 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในกรณีที่มีและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์.....   | 69   |
| 5.10 การกระจายของระดับกำลังงานในเชิงมุมในกรณีที่มีผลและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์....   | 70   |
| 5.11 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณในมุมต่างๆ เปรียบเทียบกันระหว่างกรณีที่มีผล<br>และไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์จากผลการวัดภายในห้องแบบที่ 2 ..... | 67   |
| 5.12 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในระยะทางต่าง ๆ กรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์<br>(สายอากาศแบบกรวยคู่) .....                                      | 72   |
| 5.13 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 2 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่) .....                        | 72   |
| 5.14 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 4 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่) .....                        | 73   |
| 5.15 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 6 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่) .....                        | 73   |
| 5.16 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 8 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่) .....                        | 74   |
| 5.17 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 10 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่) .....                       | 74   |
| 5.18 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในระยะทางต่างๆ กรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์<br>(สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....                                 | 75   |
| 5.19 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 2 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....                  | 75   |
| 5.20 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 4 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....                  | 76   |
| 5.21 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 6 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....                  | 76   |
| 5.22 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 8 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....                  | 77   |

## สารบัญรูป (ต่อ)

| รูปที่   | หน้า |
|--|------|
| 5.23 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 10 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) ..... | 77   |
| 5.24 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในระยะทางต่างๆ กรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์<br>(สาย อากาศแบบกรวยคู่) .....                      | 78   |
| 5.25 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 2 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกาย มนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่) .....          | 79   |
| 5.26 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 4 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกาย มนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่) .....          | 79   |
| 5.27 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 6 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกาย มนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่) .....          | 80   |
| 5.28 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 8 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกาย มนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่) .....          | 80   |
| 5.29 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 10 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกาย มนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่) .....         | 81   |
| 5.30 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในระยะทางต่างๆ กรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์<br>(สาย อากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....                | 82   |
| 5.31 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 2 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....     | 83   |
| 5.32 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 4 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....     | 83   |
| 5.33 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 6 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....     | 84   |
| 5.34 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 8 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....     | 84   |
| 5.35 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 10 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....    | 85   |

## สารบัญรูป (ต่อ)

| รูปที่   | หน้า |
|--|------|
| 5.36 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในระยะทางต่างๆ กรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์<br>(สาย อากาศแบบกรวยคู่) .....  | 86   |
| 5.37 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 2 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่) .....   | 87   |
| 5.38 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 4 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่) .....   | 87   |
| 5.39 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 6 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่) .....   | 88   |
| 5.40 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 8 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่) .....   | 88   |
| 5.41 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 10 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่) .....  | 89   |
| 5.42 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในระยะทางต่างๆ กรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์<br>(สาย อากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....  | 90   |
| 5.43 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 2 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....   | 91   |
| 5.44 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 4 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....   | 91   |
| 5.45 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 6 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....   | 92   |
| 5.46 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 8 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....   | 92   |
| 5.47 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 10 เมตร<br>กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....  | 93   |
| 5.48 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในระยะทางต่างๆ เปรียบเทียบกันระหว่างผล<br>จากการวัดและผลการประมาณในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์<br>(สายอากาศแบบกรวยคู่) ..... | 95   |



## สารบัญรูป (ต่อ)

| รูปที่  | หน้า |
|---|------|
| 5.58 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในมุมต่างๆ ที่ระยะทาง 8 เมตร เปรียบเทียบกันระหว่างผลจากการวัดและผลการประมาณในกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....  | 101  |
| 5.59 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในมุมต่างๆ ที่ระยะทาง 10 เมตร เปรียบเทียบกันระหว่างผลจากการวัดและผลการประมาณในกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) ..... | 102  |
| 5.60 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ในระยะทางต่างๆ เปรียบเทียบกันระหว่างกรณีมีผลและไม่มีผลการบดบังจากร่างกายมนุษย์ในกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่) .....          | 104  |
| 5.61 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ในระยะทางต่างๆ เปรียบเทียบกันระหว่างกรณีมีผลและไม่มีผลการบดบังจากร่างกายมนุษย์ในกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....    | 105  |
| 5.62 แบบจำลองเชิงเส้นของค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณที่ระยะทางต่าง ๆ กรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่) .....  | 106  |
| 5.63 แบบจำลองเชิงเส้นของค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณที่ระยะทางต่าง ๆ กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่) .....   | 107  |
| 5.64 แบบจำลองเชิงเส้นของค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณที่ระยะทางต่าง ๆ กรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....  | 107  |
| 5.65 แบบจำลองเชิงเส้นของค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณที่ระยะทางต่าง ๆ กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง) .....   | 108  |

## รายการคำย่อและสัญลักษณ์

|   |       |
|---|-------|
| การมอดูเลตเชิงเลขทางแอมพลิจูด (Amplitude-Shift Keying)  | ASK   |
| หน่วยงานวิจัยขั้นสูงของสหรัฐ (Defense Advanced Research Projects Agency)                          | DARPA |
| ออสซิลโลสโคปสุ่มตัวอย่างแบบดิจิทัล (Digital Sampling Oscilloscope)                                | DSO   |
| สถาบันกำหนดมาตรฐานทางโทรคมนาคมแห่งสหภาพยุโรป<br>(European Telecommunications Standards Institute) | ETSI  |
| องค์การบริหารการบินแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Aviation Administration)                             | FAA   |
| คณะกรรมการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Communications Commission)                             | FCC   |
| โดเมนความถี่ (Frequency Domain)   | FD    |
| ช่องทางเพื่อการเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์ทั่วไป (General Purpose Interface Bus)                      | GPIB  |
| ระบบดาวบอกพิกัด (Global Positioning Systems)  | GPS   |
| สถาบันวิศวกรไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ (Institute of Electrical and Electronics Engineers)            | IEEE  |
| ฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็ว (Inverse Fast Fourier Transform)   | IFFT  |
| สหพันธ์โทรคมนาคมระหว่างประเทศ (International Telecommunication Union)                             | ITU   |
| ระดับแนวสายตา (Line of Sight)   | LOS   |
| สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง (Meander Line Antenna)   | MLA   |
| การมอดูเลตทางขนาดของพัลส์ (Pulse Amplitude Modulation)  | PAM   |
| คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (Personal Computer)  | PC    |
| ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (Power Delay Profile)   | PDP   |
| ความสูญเสียเชิงวิถี (Path Loss)   | PL    |
| การมอดูเลตทางตำแหน่งของพัลส์ (Pulse Position Modulation)  | PPM   |
| โดเมนเวลา (Time Domain)   | TD    |
| ระบบแถบกว้างยิ่ง (Ultra Wide Band)  | UWB   |
| กลุ่มทำงานเกี่ยวกับระบบแถบกว้างยิ่ง (Ultra Wide Band Working Group)                               | UWBWG |
| เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย (Vector Network Analyzer)  | VNA   |
| เครือข่ายไร้สายส่วนบุคคล (Wireless Personal Area Network)   | WPAN  |

## รายการคำย่อและสัญลักษณ์

|   |                        |
|---|------------------------|
| แอมแปร์ (Ampere)  | <i>A</i>               |
| เดซิเบล (Decibel)   | <i>dB</i>              |
| ฟารัด (Farad)   | <i>F</i>               |
| เฮิรตซ์ (Hertz)   | <i>Hz</i>              |
| กิกะเฮิรตซ์ (Gigahertz)   | <i>GHz</i>             |
| เมตร (meter)  | <i>m</i>               |
| วินาที (Second)   | <i>s</i>               |
| นาโนวินาที (Nanosecond)   | <i>ns</i>              |
| วัตต์ (Watt)  | <i>W</i>               |
| มิลลิวัตต์ (Milliwatt)  | <i>mW</i>              |
| <br>  |                        |
| สัดส่วนแบนด์วิดท์ (Fractional bandwidth)  | <i>B<sub>f</sub></i>   |
| ความเร็วแสง (Velocity of light), $c = f\lambda = 1/\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \approx 3 \times 10^8, m/s$ | <i>c</i>               |
| ระยะทาง (distance), <i>m</i>  | <i>d</i>               |
| ความถี่ (Frequency), <i>Hz</i>  | <i>f</i>               |
| ค่าความถี่บนของระบบการสื่อสาร   | <i>f<sub>H</sub></i>   |
| ค่าความถี่ล่างของระบบการสื่อสาร   | <i>f<sub>L</sub></i>   |
| อัตราขยายของสายอากาศรับ (Receiver gain), <i>dB</i>  | <i>G<sub>R</sub></i>   |
| อัตราขยายของสายอากาศส่ง (transmitter gain), <i>dB</i>   | <i>G<sub>T</sub></i>   |
| ฟังก์ชันถ่ายโอนทางความถี่ (Frequency transfer function)   | <i>H(ω)</i>            |
| จำนวนจุดความถี่ (Sampling number)   | <i>N<sub>smp</sub></i> |
| กำลังงานที่รับได้ (Receive power), <i>W</i>   | <i>P<sub>R</sub></i>   |
| กำลังงานที่ส่ง (Transmitt power), <i>W</i>  | <i>P<sub>T</sub></i>   |
| เครื่องรับ (Receiver)   | <i>Rx</i>              |
| สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (Transmission coefficient)   | <i>s<sub>21</sub></i>  |
| เวลา (Time), <i>s</i>   | <i>t</i>               |
| เครื่องส่ง (Transmitter)  | <i>Tx</i>              |
| ค่าคงที่การลดทอน (Attenuation constant), $Np \cdot m^{-1}$ หรือ $dB \cdot m^{-1}$                     | <i>α</i>               |
| ฟังก์ชัน Dirac delta  | <i>δ(t)</i>            |

## รายการคำย่อและสัญลักษณ์

|  |               |
|--|---------------|
| ความยาวคลื่น (Wavelength), $m$   | $\lambda$     |
| อิมพีแดนซ์อินทรินซิก (Intrinsic impedance), $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}, \Omega$                       | $\eta$        |
| สภาพยอม (Permittivity), $\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r, Fm^{-1}$                                     | $\epsilon$    |
| ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Dielectric constant)   | $\epsilon_r$  |
| สภาพยอมของอวกาศว่าง (Permittivity of free space), $\epsilon_0 \approx 1/36\pi \times 10^{-9}, Fm^{-1}$ | $\epsilon_0$  |
| ความซึมซาบได้ (Permeability), $\mu = \mu_0\mu_r, Hm^{-1}$  | $\mu$         |
| ความซึมซาบได้ของอวกาศว่าง (Permeability of free space), $\mu_0 \approx 400\pi \times 10^{-9}, Hm^{-1}$ | $\mu_0$       |
| ความซึมซาบได้สัมพัทธ์ (Relative permeability)  | $\mu_r$       |
| ค่าเฉลี่ยเวลาประวิง (Mean excess delay), $s$   | $\bar{\tau}$  |
| ค่าการแผ่ประวิง (RMS delay spread), $s$  | $\sigma_\tau$ |
| ฟังก์ชันสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient)   | $\rho(d)$     |

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเทคโนโลยีแบบไร้สายได้เข้ามามีบทบาทในวงการสื่อสารมากขึ้นเพื่อเพิ่มความสะดวกรวดเร็วในการติดต่อระหว่างอุปกรณ์ภายในอาคาร ภายในสำนักงานหรือแม้กระทั่งภายในบ้าน ซึ่งเป็นระบบการสื่อสารไร้สายระยะสั้น ที่มีความต้องการอัตราการส่งข้อมูลที่สูงเพื่อรองรับระบบมัลติมีเดีย ซึ่งความต้องการเหล่านี้ได้ถูกนำไปพิจารณาเพื่อหาเทคโนโลยีที่สามารถรองรับความต้องการเหล่านี้และมีแนวโน้มว่าจะมีการนำเอาเทคโนโลยีไร้สายที่เรียกว่าแถบกว้างยิ่งหรือ อุลตราไวด์แบนด์ (ultra-wideband) เข้ามาใช้งาน โดยแนวโน้มที่ผลักดันให้มีการนำระบบสื่อสารไร้สายระยะสั้นแบบแถบกว้างยิ่งเข้ามาใช้งาน ก็คือ

1. ความต้องการที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วสำหรับการสื่อสารข้อมูลไร้สายในอุปกรณ์แบบพกพา ที่มีความต้องการแบนด์วิดท์ที่สูงขึ้นแต่มีราคาที่ถูกลง และมีการใช้กำลังงานที่ต่ำ
2. เกิดความคับคั่งของการใช้งานสเปกตรัมความถี่ที่มีการจัดสรรให้ไป
3. การเติบโตของการใช้งานอินเทอร์เน็ตความเร็วสูงในหน่วยงานและองค์กรต่าง ๆ รวมถึงบ้านพักอาศัย และตามสถานที่สาธารณะต่าง ๆ
4. ราคาที่ลดต่ำลงของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ รวมทั้งการใช้กำลังงานที่น้อยลงของอุปกรณ์ในการประมวลผลสัญญาณ

ระบบแถบกว้างยิ่งมีข้อดีที่เหนือกว่าระบบสื่อสารไร้สายระยะสั้นแบบอื่น ๆ ตรงที่สามารถสอดคล้องกับแนวโน้มที่เกิดขึ้นข้างต้นได้ดีกว่า โดยการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่งนั้นนับได้ว่าเป็นวิวัฒนาการของระบบการสื่อสารไร้สาย โดยมีการใช้แถบความถี่ในการส่งที่กว้างมากประกอบกับใช้กำลังส่งที่น้อย สัญญาณของระบบแถบกว้างยิ่งนั้นมีความแตกต่างกับระบบการสื่อสารไร้สายที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน 2 ประการคือ การส่งสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่ง นั้นจะทำการส่งสัญญาณในลักษณะที่เป็นพัลส์ โดยไม่มีการนำเอาสัญญาณข้อมูลไปทำการมอดูเลตกับสัญญาณพาห้ อีกประการหนึ่งคือสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งจะมีสัดส่วนของแบนด์วิดท์ (fractional bandwidth) ในการส่งมากกว่าหรือเท่ากับ 20 % ของแถบความถี่กลาง หรือมีการใช้แถบความถี่มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz ซึ่งจะพบว่ามีค่ามากกว่าแถบความถี่ของระบบการสื่อสารไร้สายที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันมาก ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการนำเอาเทคโนโลยีแบบแถบกว้างยิ่งนี้มาใช้กับระบบเครือข่ายไร้สายส่วนบุคคล (Wireless Personal Area Network : WPAN) ซึ่งถูกกำหนดให้อยู่ในมาตรฐานของ IEEE

802.15.3a โดยจะเป็นลักษณะการเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์ อาทิเช่น กล้องถ่ายภาพดิจิทัล กล้องถ่ายภาพวิดีโอ วีดีโอโปรเจกเตอร์ คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล ฯลฯ ซึ่งจะเป็นการเชื่อมต่อที่มีอัตราการส่งข้อมูลที่สูงประมาณ 110 Mb/s ในระยะทาง 10 เมตรและมีอัตราการส่งข้อมูลที่สูงขึ้นในระยะทางที่สั้นลง

ในการนำระบบนี้ไปใช้งานจริงนั้น ประสิทธิภาพของระบบอาจลดลงได้เนื่องจากปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อช่องสัญญาณในการสื่อสาร เช่น อุปกรณ์เครื่องใช้ต่าง ๆ ผงัง หน้าต่าง เป็นต้น นอกจากนี้ยังมีอีกปัจจัยหนึ่งที่สามารถส่งผลกระทบต่อช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งได้เช่นกัน นั่นก็คือ ร่างกายมนุษย์นั่นเอง เพราะมีความเป็นไปได้ที่ร่างกายมนุษย์จะไปรบกวนหรือบดบังเส้นทางการเดินทางของคลื่น ด้วยเหตุนี้จึงมีความจำเป็นที่จะต้องทำการตรวจสอบว่าร่างกายมนุษย์นั้นส่งผลอย่างไรต่อช่องสัญญาณในการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง

เนื่องด้วยเทคโนโลยีแบบแถบกว้างยิ่งนี้ถูกนำมาใช้ในการสื่อสารระหว่างอุปกรณ์ที่อยู่ภายในอาคารซึ่งมีความเป็นไปได้ว่าสัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากสายอากาศนั้นอาจจะถูกลดทอนกำลังงาน (power attenuation) โดยปัจจัยต่าง ๆ อาทิเช่น ถูกลดทอนโดยผนังหรือกำแพงของอาคาร จากวัสดุอุปกรณ์เครื่องใช้ต่าง ๆ ที่อยู่บริเวณใกล้เคียงหรือแม้กระทั่งเกิดลักษณะของการจางหายแบบหลายวิถี (multipath fading หรือ small-scale fading) อันเนื่องมาจากการที่สิ่งกีดขวางต่าง ๆ รอบข้างส่งผลให้เกิดการสะท้อนและการหักเหของสัญญาณในหลายทิศทาง เป็นต้น ทั้งหมดที่ได้กล่าวมานี้ล้วนแล้วแต่ส่งผลกระทบต่อคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ แต่ยังมีปัจจัยอีกอย่างหนึ่งที่ได้กล่าวมาแล้วในตอนต้น นั่นก็คือ ผลจากร่างกายมนุษย์ ซึ่งเป็นปัจจัยหนึ่งที่ส่งผลถึงคุณภาพของช่องสัญญาณด้วยเช่นกัน ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการศึกษาถึงผลจากร่างกายมนุษย์ที่มีต่อช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งในประเด็นของการถูกบดบังโดยร่างกายมนุษย์ (human body shadowing) และการเกิดปฏิสัมพันธ์ (interaction) ระหว่างร่างกายมนุษย์กับตัวสายอากาศที่มีระยะห่างต่าง ๆ กัน

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในงานวิจัยนี้ต้องการที่จะศึกษาถึงผลกระทบจากร่างกายมนุษย์ที่มีต่อช่องสัญญาณแบบกว้างยิ่ง ซึ่งพิจารณาอยู่บนพื้นฐานของการวัดทั้งในสภาวะแวดล้อมในห้องที่มีการดูดซับการสะท้อนของคลื่น (anechoic chamber) และภายในอาคาร (indoor) โดยใช้เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายแบบเวกเตอร์ (Vector Network Analyzer : VNA) เป็นอุปกรณ์หลักในการวัดร่วมกับสายอากาศจำนวนสององค์ประกอบ จากนั้นผลการวัดที่ได้จะถูกนำไปวิเคราะห์หาพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่แสดงให้เห็นถึงผลการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณอันเนื่องมาจากร่างกายมนุษย์ เช่น ค่าเฉลี่ยเวลาประวิง (mean excess delay) ค่าการแผ่ประวิง (RMS delay spread) ค่าความเพี้ยน (distortion) และการลดทอนกำลังงานของสัญญาณ โดยทำการเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่มีผลจากร่างกายและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์

เพื่อแสดงให้เห็นถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นต่อการแพร่กระจายคลื่นแบบแถบกว้างยิ่งได้ชัดเจนมากขึ้น อีกทั้งยังนำผลการวิเคราะห์บางส่วน ไปทำการจำลองแบบทางคณิตศาสตร์เพื่อใช้ในการประมาณผลที่เกิดขึ้น

### 1.3 สมมติฐานของการศึกษา

เนื่องจากในงานวิจัยนี้ได้ทำการพิจารณาผลที่เกิดขึ้นจากร่างกายมนุษย์ที่มีต่อช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งบนพื้นฐานของการวัด ซึ่งในขั้นตอนของการวัดภายในห้องคูคชันการสะท้อนของคลื่นนั้นเป็นการกำหนดตัวแปรที่เกี่ยวข้องกับสถานะแวดล้อมรอบข้าง ความสูงของสายอากาศ ระยะทางระหว่างสายอากาศทั้งสององค์ประกอบให้คงที่เพื่อวิเคราะห์ถึงผลที่เกิดจากร่างกายมนุษย์แต่เพียงอย่างเดียวอีกทั้งยังทำการจัดตำแหน่งของสายอากาศทางด้านส่งให้อยู่ในแนวนอน (horizontal) ทำให้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเป็นแบบชี้ทิศทางที่มีลำคลื่นหลัก (main beam) พุ่งตรงไปยังร่างกายมนุษย์ ซึ่งทำให้ช่วยลดผลการสะท้อนของวัตถุในทิศทางที่ไม่ต้องการพิจารณาได้ในระดับหนึ่ง อย่างไรก็ตามยังมีผลของการสูญเสียที่เกิดจากสายส่งสัญญาณ และคอนเนคเตอร์ที่ใช้ในการทดลองอยู่บ้าง แต่ก็ได้ถูกชดเชยโดยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรช่วยทำให้ผลที่เกิดขึ้นไม่กระทบต่อผลการวัดมากนัก ส่วนขั้นตอนของการวัดภายในอาคารนั้นได้กำหนดตัวแปรดังที่ได้กล่าวไปแล้วให้คงที่เช่นเดียวกันยกเว้นสถานะแวดล้อมภายในอาคาร จึงทำให้ผลที่ได้จากการวัดประกอบไปด้วยผลจากร่างกายมนุษย์และผลจากสถานะแวดล้อมรอบข้างซึ่งได้พิจารณาเป็นผลโดยรวม กรณีเมื่อนำไปใช้งานจริงและผลของสายอากาศจะรวมอยู่ในผลการวัดของทั้งสองขั้นตอนที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น โดยในกรณีนี้จะกำหนดการวางตัวของสายอากาศส่งและรับเป็นแบบแนวตั้ง (vertical) ซึ่งทำให้สายอากาศด้านส่งมีคุณสมบัติในการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบรอบตัว (omni-directional) นอกจากนี้ในลักษณะของการวัดภายในอาคารยังได้ทำการทดสอบระยะห่างระหว่างสายอากาศกับร่างกายมนุษย์ ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งกับสายอากาศรับ ด้วยว่ามีความสัมพันธ์ในลักษณะใดและส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณอย่างไร โดยในเบื้องต้นคาดว่าน่าจะส่งผลกระทบต่อคุณลักษณะของช่องสัญญาณด้วยเช่นกัน

### 1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในหัวข้อวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาถึงผลกระทบจากร่างกายมนุษย์ที่มีต่อคุณลักษณะของช่องสัญญาณคลื่นวิทยุแบบแถบกว้างยิ่ง ซึ่งพิจารณาบนพื้นฐานของการวัดโดยใช้เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรช่วยแบบเวคเตอร์ โดยใช้สายอากาศที่มีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัว โดยทำการวัดตลอดช่วงความถี่ตั้งแต่ 3 GHz ถึง 11 GHz ครอบคลุมช่วงความถี่ที่กำหนดให้ใช้งานในการสื่อสารคือตั้งแต่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz ซึ่งถูกกำหนดโดยคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal communication commission : FCC) ในขั้นตอนของการวัดนั้นได้ทำการทดลองอยู่ 2 ส่วน

ด้วยกันคือ ส่วนแรกได้ทำการวัดภายในห้องที่มีการดูดซับการสะท้อนของคลื่นและส่วนที่สองได้ทำการวัดภายในอาคาร โดยในการวัดแต่ละส่วนได้จำลองและกำหนดลักษณะวิธีการวัดอยู่ 2 แบบ คือ กรณีที่มีร่างกายมนุษย์และกรณีที่ไม่มีร่างกายมนุษย์เพื่อเปรียบเทียบถึงผลที่เกิดขึ้นต่อช่องสัญญาณ อีกทั้งยังทำการทดสอบถึงผลที่เกิดจากระยะห่างระหว่างสายอากาศกับร่างกายมนุษย์ซึ่งแบ่งเป็น 2 กรณีด้วยเช่นกันคือ กรณีที่ 1 สายอากาศติดกับร่างกายมนุษย์และกรณีที่ 2 สายอากาศ อยู่ห่างจากร่างกายมนุษย์เป็นระยะทาง 1 เมตร ในส่วนของการทดสอบระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับนั้นได้กำหนดให้มีการวางตำแหน่งของสายอากาศรับในระยะห่างต่างๆ กันตั้งแต่ระยะ 2 จนถึง 10 เมตร จากสายอากาศส่งตามลำดับ โดยลักษณะวิธีการวัดที่ได้กล่าวมาทั้งหมดนี้กำหนดขึ้นเพื่อเป็นการทดสอบผลกระทบที่สามารถเกิดขึ้นในกรณีที่น่าไปใช้งานจริง หลังจากทำการวัดผลที่ได้จะถูกนำมาวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อตรวจสอบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในข้างต้นเพื่อหาผลการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้น อีกทั้งยังได้ทำการเปรียบเทียบผลระหว่างกรณีการวัดที่มีผลจากร่างกายมนุษย์และไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ ซึ่งจะทำให้สามารถสังเกตเห็นผลกระทบที่เกิดขึ้นจากร่างกายมนุษย์ได้ชัดเจนมากยิ่งขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งในกรณีที่เกิดการบดบังของร่างกายอย่างสมบูรณ์นั้นจะเกิดการเปลี่ยนของพารามิเตอร์ต่างๆ มากกว่ากรณีอื่นๆ ซึ่งจะแสดงให้เห็นในบทต่อไป สุดท้ายจะนำผลที่ได้จากการวิเคราะห์ในบางส่วนไปทำการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อประมาณค่าผลการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้น

## 1.5 ขอบเขตการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้จะทำการศึกษาถึงผลกระทบของร่างกายมนุษย์ที่มีต่อช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่ง โดยวิเคราะห์จากผลการวัดภายในห้องดูดซับการสะท้อนของคลื่นและภายในอาคาร ซึ่งผลที่ได้จากการวิเคราะห์ดังกล่าวจะแสดงในรูปของพารามิเตอร์ต่างๆ อันประกอบไปด้วยค่าการกระจายทางเวลา ค่าความผิดเพี้ยนและค่าการลดทอนของกำลังงานของสัญญาณ โดยจะทำการเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่มีผลและไม่มีผลกระทบจากร่างกายมนุษย์ สุดท้ายจะนำผลที่เกิดขึ้นไปทำการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยใช้วิธีการประมาณค่าการถดถอยกำลังสองแบบเชิงเส้นที่น้อยที่สุด (Linear Least-Squares Regression)

## 1.6 ขั้นตอนการศึกษา

จากแนวคิดและหลักการที่ได้กล่าวมาแล้วในข้างต้น สามารถสรุปเป็นขั้นตอนการศึกษาสำหรับวิทยานิพนธ์ดังนี้ เริ่มจากศึกษาถึงขั้นตอนในการวัดเก็บค่าช่องสัญญาณ อุปกรณ์ที่จะนำมาใช้และรูปแบบวิธีการวัดโดยยึดหลักตามลักษณะการนำไปใช้งานจริง จากนั้นจึงทำการศึกษาพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องที่จะสามารถแสดงให้เห็นถึงความเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ อันประกอบไปด้วยพารามิเตอร์ที่แสดงให้เห็นถึงการกระจายทางเวลาของสัญญาณ ค่าความเพี้ยนของสัญญาณและค่า

การลดทอนของกำลังงานของสัญญาณที่รับได้ ซึ่งพารามิเตอร์เหล่านี้ถือเป็นปัจจัยหลักในการวิเคราะห์ช่องสัญญาณ จากนั้นจะเป็นขั้นตอนในการศึกษาถึงวิธีการจำลองแบบทางคณิตศาสตร์โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วิธีการที่เรียกว่า การประมาณค่าการถดถอยกำลังสองแบบเชิงเส้นที่น้อยที่สุดเพื่อประมาณค่าการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นจากช่องสัญญาณให้อยู่ในรูปของแบบจำลองดังกล่าว

## บทที่ 2

# ระบบสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง

### 2.1 กล่าวนำ

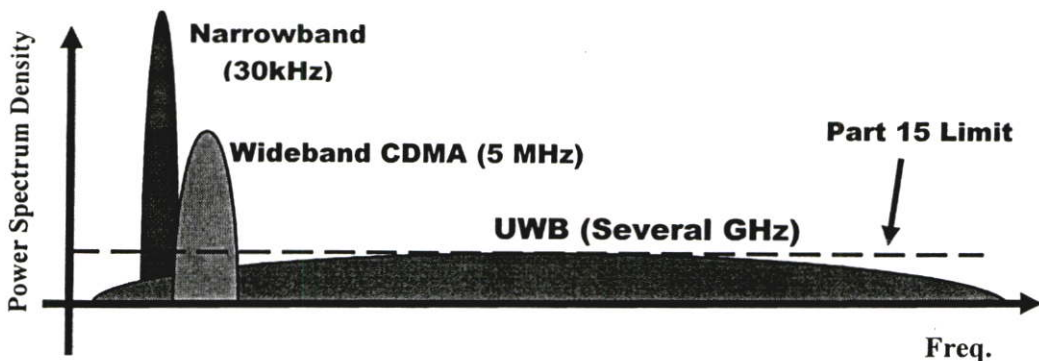
เทคโนโลยีการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง (Ultra-Wideband ; UWB) มีประวัติย้อนหลังมายาวนานตั้งแต่สมัยที่ มาร์โคนี (Marconi) ได้ทดลองสาธิตเครื่องส่งสปาร์กแก๊ป (spark gap) ในการส่งสัญญาณวิทยุข้ามมหาสมุทรแอตแลนติกในปี 1901 จากนั้นเทคโนโลยีการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่งได้ถูกนำมาใช้ในโครงการที่เป็นความลับของกองทัพสหรัฐฯ ในช่วงระหว่างปี 1960-1990 ซึ่งพบว่าเทคโนโลยีแบบแถบกว้างยิ่งเหมาะที่จะนำมาใช้กับการสื่อสารของเรดาร์และการติดต่อสื่อสารที่ต้องการความปลอดภัยสูง ต่อมาเมื่อเดือนพฤษภาคมปี ค.ศ 2000 ทางคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Communications Commission; FCC) ได้ออกหนังสือ Notice of Proposed Rule Making (NPRM) ซึ่งเชิญชวนให้หน่วยงานต่าง ๆ นำเสนอข้อคิดเห็นต่าง ๆ ที่จะนำมาใช้ปรับปรุงแก้ไขกฎข้อบังคับของ FCC เพื่อควบคุมและจำกัดกำลังส่งสัญญาณของระบบแถบกว้างยิ่ง โดยข้อบังคับใหม่นี้ได้ถูกประกาศออกมาใช้งานเมื่อเดือนกุมภาพันธ์ปี ค.ศ 2002 ที่ผ่านมา

ในปัจจุบัน ได้มีการพัฒนาเทคโนโลยีของสวิตช์ตัดต่อความเร็วสูงทำให้ระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง ได้รับความสนใจสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในระบบการสื่อสารประเภทต่างๆ มากขึ้น โดยการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง นั้นนับได้ว่าเป็นวิวัฒนาการของระบบการสื่อสารไร้สาย โดยมีการใช้แถบความถี่ในการส่งที่กว้างมากประกอบกับใช้กำลังส่งที่น้อย ซึ่งสัญญาณของระบบ แถบกว้างยิ่งนั้นมีความแตกต่างกับระบบการสื่อสารไร้สายที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน 2 ประการคือ การส่งสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งนั้นจะทำการส่งสัญญาณในลักษณะที่เป็นอิมพัลส์ โดยไม่มีการนำเอาสัญญาณข้อมูลไปทำการมอดูเลตกับสัญญาณพาห์ อีกประการหนึ่งสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งจะมีสัดส่วนของแบนวิคท์ในการส่งมากกว่าหรือเท่ากับ 20 % ของแถบความถี่กลาง หรือมีการใช้แถบความถี่มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz ซึ่งจะพบว่ามีค่ามากกว่าแถบความถี่ของระบบการสื่อสารไร้สายที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันมาก โดยที่ทาง FCC ได้กำหนดแถบความถี่ที่ใช้ในระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่งไว้ที่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz ซึ่งมีแบนวิคท์เท่ากับ 7.5 GHz จากการที่ระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่งใช้แถบความถี่ที่กว้างมากโดยที่แถบความถี่ที่ใช้นั้นได้มีการทับซ้อนกับระบบการสื่อสารแบบแถบความถี่แคบที่มีอยู่ในปัจจุบัน ซึ่งทาง FCC กำหนดระดับของความหนาแน่นของกำลังส่งต่อความถี่ในการส่งสัญญาณในระบบแถบกว้างยิ่งไว้ไม่เกิน -41.3 dBm/MHz [1] ซึ่งจากการที่ระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่งมีความหนาแน่นของกำลังงานของสัญญาณต่อความถี่ที่ต่ำ จึงทำให้สัญญาณที่ใช้ส่งในระบบการสื่อสารแบบ แถบกว้างยิ่งได้รับผลกระทบของสัญญาณรบกวนมาก ดังนั้นจึงได้มีการนำเสนอผลการวิจัยต่างๆ เพื่อที่จะแสดงให้เห็นถึงผลดังกล่าวในการ

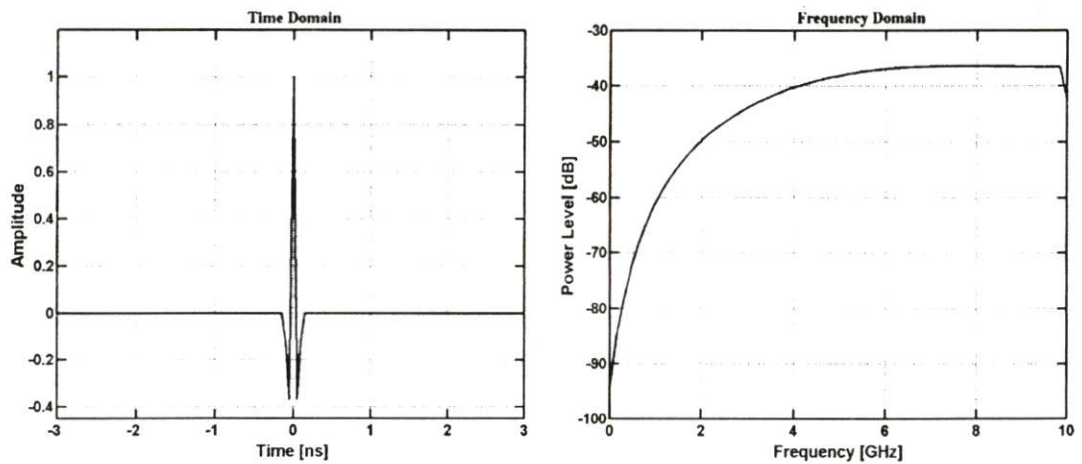
สื่อสารแบบแถบกว้างยิ่งเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบให้ดีขึ้น โดยวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอ การวิเคราะห์ถึงผลกระทบจากร่างกายมนุษย์ที่มีต่อช่องสัญญาณในระบบการสื่อสารแบบแถบกว้าง ยิ่งซึ่งรายละเอียดต่างๆ จะกล่าวถึงในบทต่อไป โดยที่ในบทนี้จะอธิบายถึงหลักการพื้นฐานและข้อกำหนดต่าง ๆ ของระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง

## 2.2 ลักษณะเฉพาะของระบบสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง

ระบบแถบกว้างยิ่งเป็นเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายที่แตกต่างจากการสื่อสารทางคลื่นความถี่วิทยุแบบอื่น ๆ โดยจุดเด่นของระบบแบบแถบกว้างยิ่งก็คือ เป็นระบบสื่อสารที่ไม่ต้องใช้คลื่นพาหะ (radio frequency, RF) เหมือนในระบบอื่น สัญญาณของระบบแบบกว้างยิ่งจะเป็นสัญญาณพัลส์ (pulse) โดยจะเป็นพัลส์แคบๆ ขนาด ประมาณ 0.2 นาโนวินาที จึงทำให้มีความหนาแน่นแถบความถี่ (spectral density) ที่กว้างมาก ดังนั้นจึงแผ่กระจายครอบคลุมช่วงความถี่ได้กว้างในระดับกิกะเฮิร์ต (GHz) และเนื่องด้วยระบบนี้มีแบนด์วิดท์ที่กว้างมากจึงทำให้สามารถที่จะรองรับอัตราการส่งข้อมูลได้สูงถึง 110 Mb/s ในระยะทางประมาณ 10 เมตร ดังที่ได้กล่าวไปแล้วว่าสัญญาณพัลส์ที่ใช้มีขนาดที่แคบมากจึงทำให้ช่วงใช้งาน (duty cycle) มีค่าต่ำจึงเป็นสาเหตุทำให้ระบบนี้มีการใช้กำลังที่ต่ำลงไปด้วยในรูปที่ 2.1 แสดงให้เห็นถึงระดับความหนาแน่นแถบกำลังงานในระบบแถบกว้างยิ่งโดยเปรียบเทียบกับระบบอื่น ๆ โดยรูปที่ 2.2 แสดงถึงลักษณะของสัญญาณพัลส์ในโดเมนเวลาและแถบกำลังงานของสัญญาณในโดเมนความถี่

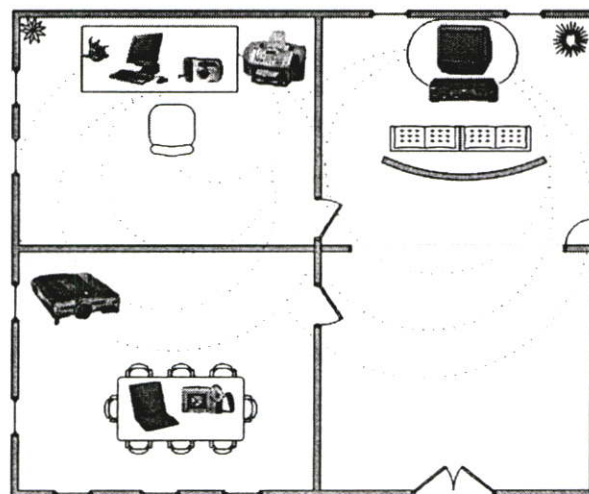


รูปที่ 2.1 ระดับความหนาแน่นแถบกำลังงานในระบบแถบกว้างยิ่ง



รูปที่ 2.2 ลักษณะของสัญญาณพัลส์ใน โดเมนเวลาและแถบกำลังงานของสัญญาณใน โดเมนความถี่

ทั้งนี้หากเปรียบเทียบระบบนี้กับเทคโนโลยีอย่าง Wi-Fi หรือ Bluetooth แล้วก็จะพบว่าระบบแถบกว้างยิ่งจะมีประสิทธิภาพเหนือกว่าเทคโนโลยีดังกล่าวทั้งด้านความเร็วในการรับส่งข้อมูล การใช้พลังงานที่ต่ำกว่ารวมถึงความสามารถในการรับส่งข้อมูลได้ดีกว่าเทคโนโลยีอื่นๆ โดยระบบแถบกว้างยิ่งจะมีความเร็วในการรับส่งข้อมูลสูงถึง 480 Mbps ที่ระยะทางประมาณ 2 เมตรและความเร็ว 110 Mbps ที่ระยะทางประมาณ 10 เมตรดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น ในขณะที่ Wi-Fi สามารถรับส่งข้อมูลสูงสุดที่ 54 Mbps และหากเปรียบเทียบกับ Bluetooth ซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่กำลังได้รับความนิยมสำหรับเครือข่ายไร้สายส่วนบุคคล ในปัจจุบันนั้นระบบแถบกว้างยิ่งจะมีอัตราการรับส่งข้อมูลสูงกว่า Bluetooth ถึง 100 เท่า ซึ่งด้วยความเร็วในระดับดังกล่าวระบบแถบกว้างยิ่งจึงเป็นเทคโนโลยีที่เหมาะสมสำหรับการใช้งานในการเชื่อมต่ออุปกรณ์ประเภทสร้างความบันเทิงภายในบ้าน (Home Entertainment)



รูปที่ 2.3 ลักษณะการใช้งานอุปกรณ์มัลติมีเดียไร้สายภายในบ้าน

### 2.2.1 จุดเด่นของระบบแบบแถบกว้างยิ่ง

ถ้าจะกล่าวถึงระบบแบบแถบกว้างยิ่งหรือรวมถึง อิมพัลส์ (impulse) พัลส์แคบ (short-pulse) สัญญาณที่ไม่ใช่ไซน์ซอซอว์ (non-sinusoidal) สัญญาณที่ปราศจากคลื่นพาห้ (carrierless) แถบกว้างยวดยิ่ง (super wideband) การอัดพัลส์แบบเอฟเอ็มอย่างรวดเร็ว (fast frequency chirp) และ พัลส์แบบโมโน (mono-pulse) [8] ซึ่งเป็นระบบที่มีจุดเด่นที่น่าสนใจสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในระบบสื่อสาร อาทิเช่น

- เป็นระบบที่มีความซับซ้อนน้อยและมีต้นทุนต่ำ

ความซับซ้อนน้อยและต้นทุนที่ต่ำของระบบแถบกว้างยิ่งเกิดขึ้นจากปัจจัยทางลักษณะเบสแบนด์ (baseband) ของการส่งสัญญาณซึ่งไม่เหมือนกับระบบการส่งสัญญาณวิทยุแบบอื่นๆ โดยที่เครื่องส่งจะทำการสร้างสัญญาณพัลส์ที่มีความกว้างของสัญญาณน้อยมากๆ ในโดเมนทางเวลาซึ่งสามารถที่จะแพร่กระจายคลื่นออกไปโดยปราศจากการเพิ่มความถี่วิทยุหรือคลื่นพาห้รวมเข้าไป และในส่วนของารรวมสัญญาณวิทยุนั้นจะเป็นการนำเอาสัญญาณเบสแบนด์รวมเข้าไปกับคลื่นพาห้เพื่อย้ายสัญญาณ ไปยังแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะในการแพร่กระจายคลื่นตามต้องการซึ่งสัญญาณจะถูกแพร่กระจายได้ดีโดยปราศจากความถี่ในการเพิ่มการแปลงความถี่ให้สูงขึ้น (up-conversion) และการเพิ่มกำลังให้สูงขึ้น (amplification) โดยในการแปลงความถี่ลง (down-conversion) และตัวผลิตความถี่ (local oscillator) จึงไม่จำเป็นในเครื่องรับแบบแถบกว้างยิ่งด้วยเช่นกัน ทำให้ลดความซับซ้อนของระบบและต้นทุนในการผลิตลงไปมาก

- มีระดับของสัญญาณใกล้เคียงกับสัญญาณรบกวน (noise)

เนื่องจากความหนาแน่นของพลังงานต่ำและลักษณะเฉพาะในการสุ่มเทียม (pseudo-random) ของสัญญาณส่งจึงทำให้สัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งนี้มีลักษณะคล้ายกับสัญญาณรบกวน ซึ่งทำให้การตรวจหาสัญญาณทำได้ยากและยังปรากฏในเอกสารทางการวิจัยว่าการส่งสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งนั้นไม่ก่อให้เกิดผลการแทรกสอดของสัญญาณที่มีต่อระบบคลื่นความถี่วิทยุอื่นๆ เนื่องจากสัญญาณของระบบแถบกว้างยิ่งนั้นมีการแพร่กระจายกำลังงานในระดับต่ำประมาณระดับของสัญญาณรบกวน (noise floor) จึงทำให้ระบบอื่นมองว่าสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งนี้คือ สัญญาณรบกวนเลขถูกกำจัดออกจากการพิจารณาของระบบ

- มีความต้านทานต่อคลื่นหลายวิถี (multipath) และการรบกวนของสัญญาณใกล้เคียง

ในระบบการมอดูเลตทางเวลา (time modulation) แสดงให้เห็นว่ามีความเป็นไปได้ที่จะทำการส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูงในระดับหลักร้อยเมกะบิตต่อวินาที อีกทั้งยังได้ถูกประเมินในส่วนของจำนวนของผู้ใช้งานในระบบการสื่อสารแบบคลื่นวิทยุแบบอิมพัลส์ว่าได้จำนวนที่มากกว่าระบบทั่วไป และเนื่องด้วยมีแบนด์วิดท์ของสัญญาณส่งที่กว้างจึงทำให้ได้รับผลจากคลื่นหลายวิถีอย่างมาก เมื่อระบบมีแบนด์วิดท์ที่กว้างนั้นทำให้เกิดความแตกต่างทางความถี่อย่างมากซึ่งรวมเข้ากับการส่งสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องจึงทำให้สัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งที่มีการมอดูเลตทางเวลานั้นมี

ความต้านทานต่อการแพร่กระจายของคลื่นหลายวิถีที่รุนแรง และการรบกวนหรือแทรกสอดจากสัญญาณความถี่ใกล้เคียงได้

- มีความละเอียดสูงในโดเมนเวลาสำหรับการกำหนดตำแหน่งและการประยุกต์ใช้ในระบบติดตาม (tracking)

ด้วยพัลส์ที่มีลักษณะทางโดเมนเวลาที่แคบมากๆ หรืออาจกล่าวได้อีกนัยหนึ่งว่าเป็นพัลส์ที่มีความกว้างของสัญญาณน้อยมากๆ นั้นหมายถึง ระบบคลื่นวิทยุแบบแถบกว้างยังมีความเป็นไปได้ที่จะสามารถควบคุมจังหวะและจำนวนเวลาได้อย่างถูกต้องแม่นยำมากกว่าระบบดาวเทียมบอกพิกัด (global positioning system : GPS) และระบบคลื่นวิทยุแบบอื่นๆ อีกทั้งด้วยคุณสมบัติในการแพร่กระจายผ่านวัสดุได้ดี จึงทำให้สัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งที่มีการมอดูเลตทางเวลาถูกนำมาใช้งานในระบบเรดาร์ระยะสั้น เช่น ในการช่วยเหลือชีวิตและปฏิบัติการป้องกันอาชญากรรม เช่นเดียวกับการใช้ในงานสำรวจและในอุตสาหกรรมการทำเหมืองแร่ เป็นต้น

## 2.3 กฎข้อบังคับของระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง

สิ่งสำคัญอย่างหนึ่งที่ได้ถูกกำหนดขึ้นในการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่งนั้นก็คือการจัดสรรความถี่ในการใช้งาน ซึ่งได้มีกลุ่มทำงานในสหรัฐอเมริกาได้พยายามทำการลดลดอนการจำกัดของข้อกำหนดในการใช้งานช่วงความถี่ของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งจากกฎข้อบังคับเดิมของคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา โดยกลุ่มทำงานนี้ได้ก่อตั้งขึ้นอย่างเป็นทางการโดยใช้ชื่อว่า Ultra-Wideband Working Group (UWBWG) เพื่อทำการเจรจาหาข้อตกลงร่วมกับ FCC เช่นเดียวกับในยุโรปก็ได้มีการหาข้อตกลงการจัดสรรคลื่นความถี่และการแทรกสอดของความถี่วิทยุซึ่งในปัจจุบันยังไม่มีกำหนดแถบความถี่สำหรับการใช้งานในระบบแถบกว้างยิ่งในสถาบันกำหนดมาตรฐานทางโทรคมนาคมแห่งสหภาพยุโรป (European Telecommunications Standards Institute : ETSI) หรือ สหพันธ์โทรคมนาคมระหว่างประเทศ (International Telecommunication Union : ITU)

### 2.3.1 กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่งในสหรัฐอเมริกา

ในปี ค.ศ. 1998 FCC ได้ออกประกาศเกี่ยวกับการตรวจสอบหรือ Notice of Inquiry (NOI) โดยถึงแม้ว่าจะได้คาดการณ์ถึงระดับกำลังงานที่ใช้ในการส่งผ่านสัญญาณที่มีระดับต่ำมาก ๆ แล้วก็ตาม ยังมีกลุ่มผู้ที่สนับสนุนในระบบเดิมที่มีใช้งานกันอยู่ได้ทำการต่อต้านการนำระบบแถบกว้างยิ่งมาใช้งานสำหรับการสื่อสารของพลเรือนซึ่งชื่อเรียกร่องโดยมากจะเกี่ยวข้องกับคาดการณ์ถึงการเพิ่มขึ้นของระดับการแทรกสอดในแถบความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัด อาทิเช่น แถบความถี่ในการกระจายสัญญาณโทรทัศน์ แถบความถี่ที่สำรองไว้สำหรับคลื่นวิทยุทางดาราศาสตร์และระบบ GPS โดยที่องค์กรบริหารการบินแห่งสหรัฐอเมริกาหรือ FAA (Federal Aviation Administration) ได้แสดง

ความเป็นห่วงต่อการแทรกสอดของสัญญาณที่มีต่อระบบความปลอดภัยในกิจการการบินและทิศทางในการค้นคว้าเกี่ยวกับเครื่องส่งในระบบแถบกว้างยิ่งด้วยเช่นกัน

เมื่อเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งได้ถูกเสนอสำหรับการนำมาใช้ในกิจการการสื่อสารของพลเรือนซึ่งยังไม่ได้มีการกำหนดใดๆ สำหรับลักษณะสัญญาณที่จะนำมาใช้ จึงได้มีหน่วยงานหนึ่งที่ชื่อว่า DARPA (Defense Advanced Research Project Agency) ได้ทำการออกข้อกำหนดฉบับที่หนึ่งสำหรับสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งซึ่งอยู่บนพื้นฐานอัตราส่วนแบนด์วิดท์  $B_f$  ของสัญญาณโดยต้องมีค่ามากกว่า 0.25 โดยสามารถกำหนดได้ตามสมการที่ 2.1 [8]

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

โดยที่  $f_L$  คือ ความถี่ต่ำสุดและ  $f_H$  คือความถี่สูงสุดของแถบความถี่ที่ใช้งานในระบบแถบกว้างยิ่ง

ในวันที่ 14 กุมภาพันธ์ ปี ค.ศ. 2002 FCC ได้ออกกฎสำหรับระบบแถบกว้างยิ่งซึ่งเป็นการกำหนดขอบเขตของการแพร่กระจายกำลังงานฉบับที่หนึ่งสำหรับระบบแถบกว้างยิ่ง และยังอนุญาตให้เป็นเทคโนโลยีที่ใช้ในลักษณะทางการค้าอีกด้วย โดยรายงานล่าสุดของคำประกาศและระเบียบการฉบับที่หนึ่งได้เผยแพร่ต่อสาธารณชนในวันที่ 22 เดือนเมษายน ปี ค.ศ. 2002 ซึ่งในเอกสารได้กล่าวถึงการอนุญาตใช้งานในระบบแถบกว้างยิ่งทั้ง 4 ประเภทและการกำหนดขอบเขตการแพร่กระจายพลังงานสำหรับการใช้ในประเภทต่างๆ โดยจากนิยามข้างต้นได้ทำการลดค่าการจำกัด  $B_f$  ไว้ไม่ให้ต่ำกว่า 0.2 ตามสมการที่ 2.1 และข้อจำกัดการแพร่กระจายกำลังงานโดย FCC ได้แสดงให้เห็นในตารางที่ 2.1 สำหรับใช้ในการสื่อสารข้อมูลทั้งภายในและภายนอกอาคาร

**ตารางที่ 2.1** ข้อจำกัดในการแพร่กระจายกำลังงานโดย FCC สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร

| ความถี่ [MHz] | ภายในอาคาร  | ภายนอกอาคาร |
|---------------|-------------|-------------|
|               | EIRP in dBm | EIRP in dBm |
| 960 – 1610    | -75.3       | -75.3       |
| 1610 – 1990   | -53.3       | -63.3       |
| 1990 - 3100   | -51.3       | -61.3       |
| 3100 - 10600  | -41.3       | -41.3       |
| สูงกว่า 10600 | -51.3       | -61.3       |

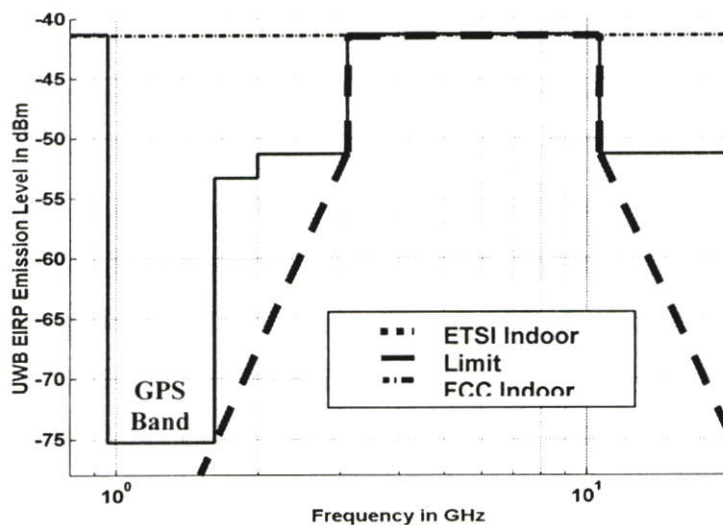
### 2.3.2 กฎข้อบังคับของระบบแถบกว้างยิ่งในยุโรป

ปัจจุบัน โครงร่างของข้อกำหนดระบบแถบกว้างยิ่งในทวีปยุโรปอยู่ในช่วงรอข้อมูลทางเทคนิคที่เกี่ยวกับผลกระทบของระบบแถบกว้างยิ่งบนระบบเดิมที่มีใช้กันอยู่โดยทางยุโรปนั้นบางส่วนของข้อกำหนดจะรัดกุมกว่าของทางสหรัฐอเมริกา เพราะทางด้านยุโรปนั้น ในส่วนของเทคโนโลยีใหม่ ต้องแสดงให้เห็นว่าส่งผลกระทบน้อยหรือไม่ส่งผลเสียหายต่อระบบเดิมที่มีอยู่โดยข้อจำกัดการแพร่กระจายกำลังงานสำหรับการใช้งานทั้งภายในและภายนอกอาคารที่กำหนดโดย ITU หรือ ETSI แสดงให้เห็นในตารางที่ 2.2

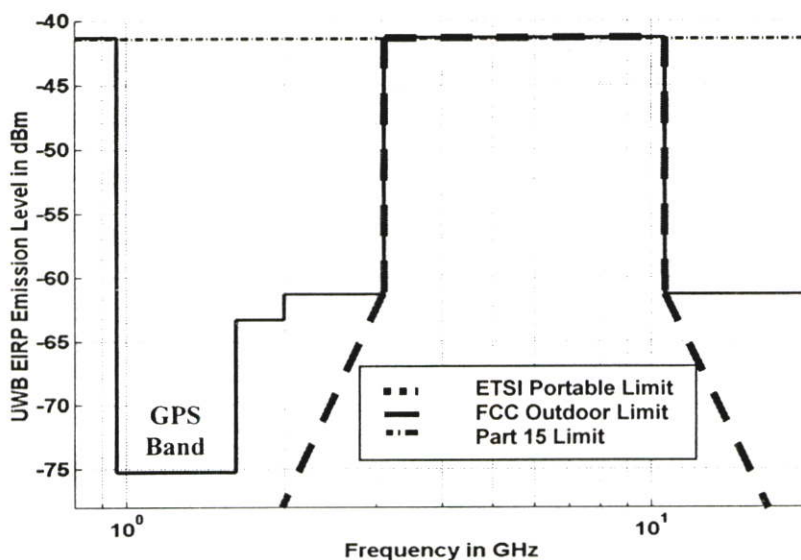
ตารางที่ 2.2 ข้อจำกัดในการแพร่กระจายกำลังงาน โดย ETSI สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร

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

โดยในรูปที่ 2.4 และ 2.5 แสดงให้เห็นถึงการเปรียบเทียบข้อกำหนดการจำกัดสเปกตรัมความถี่ของระบบแถบกว้างยิ่งระหว่าง FCC และ ETSI ภายในและภายนอกอาคารตามลำดับ



รูปที่ 2.4 ข้อกำหนดการจำกัดสเปกตรัมความถี่โดย FCC และ ETSI ของระบบแถบกว้างยิ่งภายในอาคาร



รูปที่ 2.5 ข้อกำหนดการจำกัดสเปกตรัมความถี่โดย FCC และ ETSI ของระบบแถบกว้างยิ่งภายนอกอาคาร

## 2.4 รูปแบบของสัญญาณในระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง

### 2.4.1 คำจำกัดความของสัญญาณแถบกว้างยิ่ง

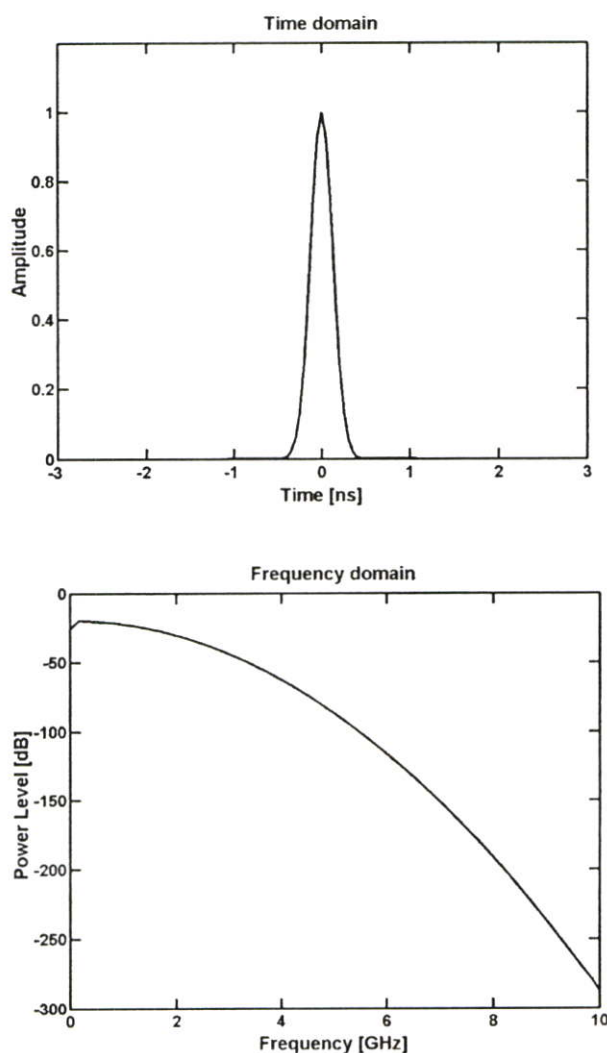
ถ้าจะกล่าวถึงลักษณะเฉพาะ โดยทั่วไปของสัญญาณแถบกว้างยิ่งและระบบของสัญญาณแล้วก็น่าจะเกี่ยวกับการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่งและระบบการวัด เช่น การสื่อสารความเร็วสูงภายในบ้านหรือแม้กระทั่งอุปกรณ์เครือข่ายทางธุรกิจ โดยอุปกรณ์นั้นต้องทำงานอยู่ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.1 ถึง 10.6 GHz ซึ่งอุปกรณ์นั้นจะถูกออกแบบเพื่อให้แน่ใจว่าสามารถที่จะทำงานได้ในอาคารเท่านั้นหรือต้องเข้ากันได้กับอุปกรณ์ขนาดมือถือ ซึ่งอาจจะถูกนำมาใช้ในลักษณะการสื่อสารแบบจุดต่อจุดโดยตัวแพร่กระจายคลื่นแถบกว้างยิ่งนั้นต้องทำการออกแบบและตรวจสอบเพื่อรับรองว่าการแพร่กระจายคลื่นในช่วงแบนด์วิดท์ตั้งแต่ 20 dB ลงมาจากระดับสูงสุดของสเปกตรัมที่กำหนดไว้ต้องอยู่ในแถบความถี่ของระบบแถบกว้างยิ่ง อีกทั้งช่วงแบนด์วิดท์ที่น้อยที่สุดวัด ณ ตำแหน่งที่ต่ำกว่าระดับสูงสุดของการแพร่กระจายลงมา 10 dB หรือเท่ากับ 500 MHz โดยระดับที่ยินยอมให้แพร่กระจายกำลังงานสำหรับสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งนั้นถูกกำหนดไว้ที่  $-41.3 \text{ dBm/MHz}$  ซึ่งในปัจจุบันยังไม่มีมาตรฐานกำหนดใช้รูปแบบของสัญญาณในระบบแถบกว้างยิ่ง แต่โดยทั่วไปมักจะนิยมใช้สัญญาณพัลส์แบบเกาส์เพื่อใช้ในการวิเคราะห์และสามารถที่จะแยกเป็นประเภทต่างๆ ของสัญญาณได้ดังนี้

### 2.4.2 สัญญาณพัลส์แบบเกาส์

ประเภทของรูปคลื่นที่เรียกว่า รูปคลื่นแบบเกาส์ (Gaussian waveform) นั้นได้มาจากการที่มีนิยามทางคณิตศาสตร์เหมือนกับฟังก์ชันเกาส์ ซึ่งมีลักษณะเป็นทรงระฆังคว่ำ โดยส่วนสำคัญของรูปคลื่นแบบเกาส์นั้นคือพัลส์แบบเกาส์ซึ่งมีนิยามเป็นไปตามสมการ 2.2 และแสดงรูปคลื่นของสัญญาณดังรูปที่ 2.6

$$y_{gs}(t) = K_1 e^{-(t/\tau)^2} \quad (2.2)$$

โดยที่  $-\infty < t < \infty$ ,  $\tau$  คือ ตัวสเกลทางเวลา (time-scaling) และ  $K_1$  เป็นค่าคงที่ที่กำหนดขนาด



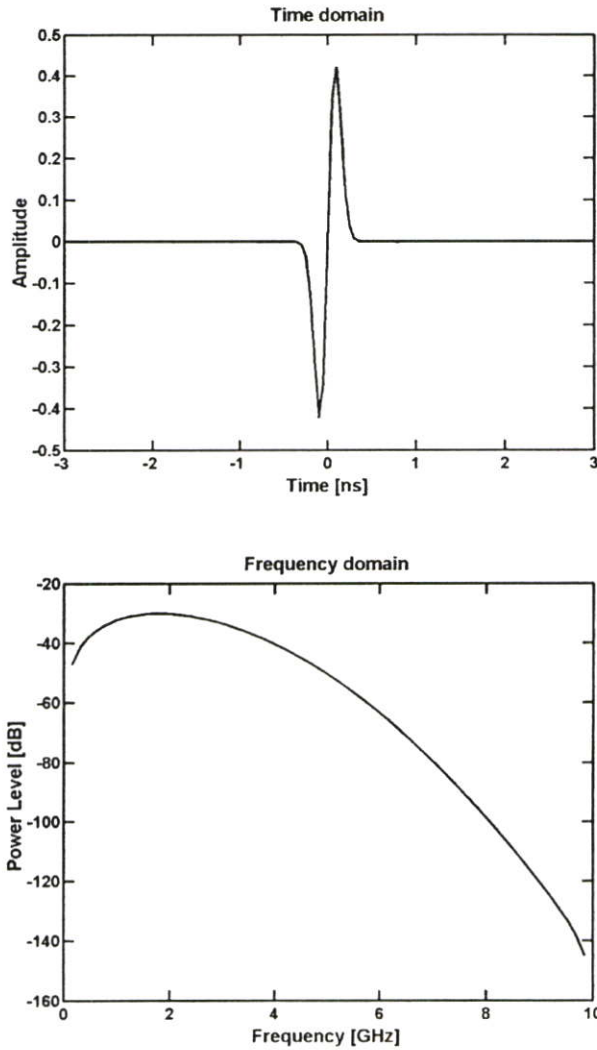
รูปที่ 2.6 รูปสัญญาณพัลส์แบบเกาส์ทั้งใน โดเมนเวลาและ โดเมนความถี่

### 2.4.3 สัญญาณพัลส์แบบเกาส์โมโนไซเคิล

สัญญาณพัลส์แบบเกาส์โมโนไซเคิล (Gaussian monocycle) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าอนุพันธ์อันดับหนึ่งของพัลส์แบบเกาส์โดยมีรูปแบบตามสมการที่ 2.3 และแสดงรูปสัญญาณดังรูปที่ 2.7

$$y_{g_2}(t) = K_2 \frac{-2t}{\tau^2} e^{-(t/\tau)^2} \quad (2.3)$$

โดยที่  $-\infty < t < \infty$ ,  $t$  คือตัวสเกลทางเวลา และ  $K_2$  เป็นค่าคงที่ที่กำหนดขนาด

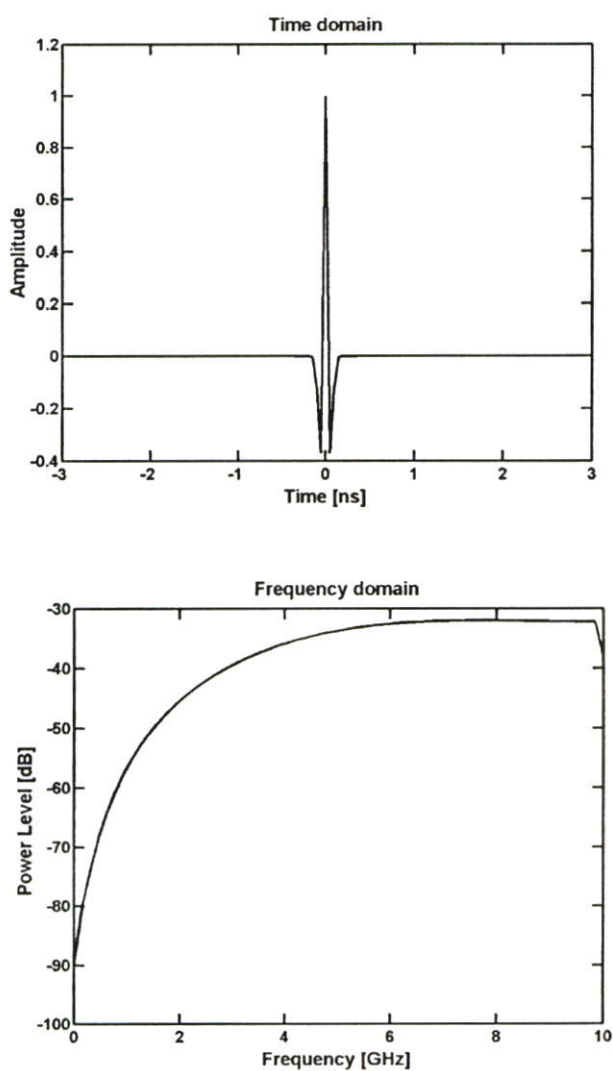


รูปที่ 2.7 รูปสัญญาณพัลส์แบบเกาส์โมโนไซเคิลทั้งใน โดเมนเวลาและ โดเมนความถี่

#### 2.4.4 สัญญาณพัลส์แบบเกาส์ดับเลต

สัญญาณพัลส์แบบเกาส์ดับเลต (Gaussian doublet) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าอนุพันธ์อันดับสองของพัลส์แบบเกาส์โดยมีรูปแบบตามสมการที่ 2.4 และแสดงรูปสัญญาณดังรูปที่ 2.8

$$y_{g_3}(t) = K_3 \frac{-2}{\tau^2} \left( 1 - \frac{2t^2}{\tau^2} \right) e^{-(t/\tau)^2} \quad (2.4)$$



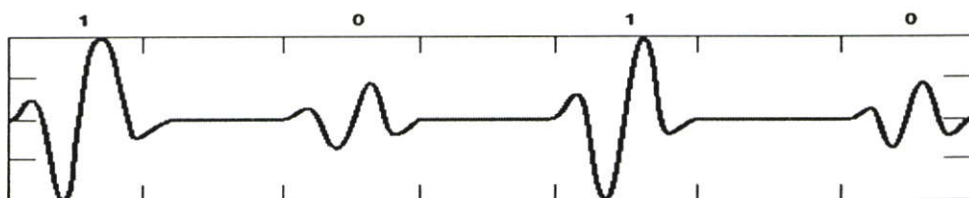
รูปที่ 2.8 รูปสัญญาณพัลส์แบบเกาส์ดับเลตทั้งใน โดเมนเวลาและโดเมนความถี่

## 2.5 เทคนิคการมอดูเลตในระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง

การส่งข้อมูลข่าวสารในระบบแถบกว้างยิ่งนั้น มีความจำเป็นต้องทำการเพิ่มส่วนของข้อมูลข่าวสารที่เป็นดิจิทัลเข้าไปในสัญญาณพัลส์แบบอนาล็อกหรือในความหมายของการมอดูเลตโดยในระบบแถบกว้างยิ่งนั้นมีวิธีการมอดูเลตอยู่มากมายที่ถูกลนำมาใช้ ซึ่งในที่นี้จะขอยกตัวอย่างถึงวิธีการทั่วไปของการมอดูเลตดังนี้

### 2.5.1 การมอดูเลตทางขนาดของพัลส์

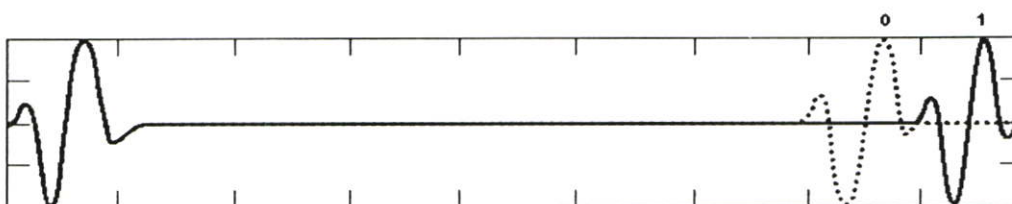
การมอดูเลตสัญญาณทางขนาดของพัลส์ (PAM) นั้นจะอยู่บนพื้นฐานการเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลกับขนาดของสัญญาณพัลส์ โดยที่ในรูปที่ 2.9 แสดงสัญญาณแถบกว้างยิ่งที่ทำการมอดูเลตแบบพัลส์ ตามขนาด โดยมีทั้งหมด 2 ระดับ



รูปที่ 2.9 สัญญาณที่ทำการมอดูเลตแบบพัลส์ตามขนาด 2 ระดับ

### 2.5.2 การมอดูเลตทางตำแหน่งของพัลส์

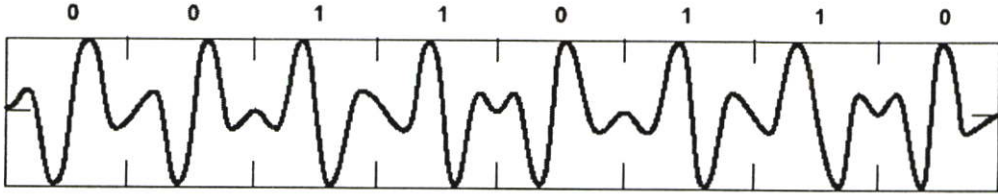
การมอดูเลตสัญญาณพัลส์ทางตำแหน่ง (PPM) นั้นจะทำการเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลตามตำแหน่งของสัญญาณพัลส์โดยที่ตำแหน่งของสัญญาณพัลส์ที่ใช้แทนสัญญาณข้อมูลสามารถมีได้สองตำแหน่งหรือมากกว่านั้น โดยในรูปที่ 2.10 แสดงการมอดูเลตสัญญาณพัลส์ตามตำแหน่งแบบ 2 ตำแหน่ง โดยในรูปที่ 2.10 นั้นบิต “0” จะแทนตำแหน่งของสัญญาณพัลส์ที่อยู่หลังตำแหน่งปกติ (Nominal- Position) และบิต “1” จะแทนตำแหน่งพัลส์ที่อยู่ก่อนตำแหน่งปกติ โดยช่วงเวลาประวิงเวลาระหว่างตำแหน่งของสัญญาณทั้งสองต้องมีค่าที่มากพอที่จะไม่ทำให้เกิดการแทรกสอดกันระหว่างสัญญาณอิมพัลส์



รูปที่ 2.10 สัญญาณที่ทำการมอดูเลตทางตามตำแหน่งของพัลส์ (PPM)

### 2.5.3 การมอดูเลตแบบสองเฟส

การมอดูเลตสัญญาณแบบสองเฟส (Bi-phase) นั้นจะอยู่บนพื้นฐานของการเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลตามเฟสของสัญญาณพัลส์ โดยที่ในกรณีนี้จะแทนสัญญาณข้อมูลหนึ่งบิตด้วยสัญญาณพัลส์หนึ่งลูกคลื่น ซึ่งการมอดูเลตสัญญาณพัลส์แบบสองเฟสแสดงได้ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแบบสองเฟส

## 2.6 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงประวัติความเป็นมาของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งหรือ Ultra wideband ตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันรวมถึงการกำหนดกฎเกณฑ์ในการใช้งาน ข้อบังคับต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นช่วงความถี่ที่ใช้งานซึ่งจะสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของระบบ ระดับกำลังงานที่แพร่กระจายทั้งภายในและภายนอกอาคาร ที่กำหนดโดยองค์กรที่มีหน้าที่เกี่ยวข้องอาทิเช่น คณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (FCC) Ultra-Wideband Working Group (UWBWG) และสถาบันกำหนดมาตรฐานทางโทรคมนาคมแห่งสหภาพยุโรป (ETSI) หรือ สหพันธ์โทรคมนาคมระหว่างประเทศ (ITU) เป็นต้น รวมถึงรูปแบบของสัญญาณที่จะนำมาใช้ในระบบแถบกว้างยิ่งที่ได้แบ่งตามประเภทต่างๆ เช่น พัลส์แบบเกาส์ พัลส์แบบเกาส์โมโนไซเคิลและพัลส์แบบเกาส์ดับเลต เป็นต้น อีกทั้งเทคนิควิธีการมอดูเลตข้อมูลข่าวสารอันประกอบไปด้วย PAM PPM และ Bi-phase ซึ่งเป็นองค์ความรู้เบื้องต้นของเทคโนโลยีนี้

## บทที่ 3

# ช่องสัญญาณในระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง

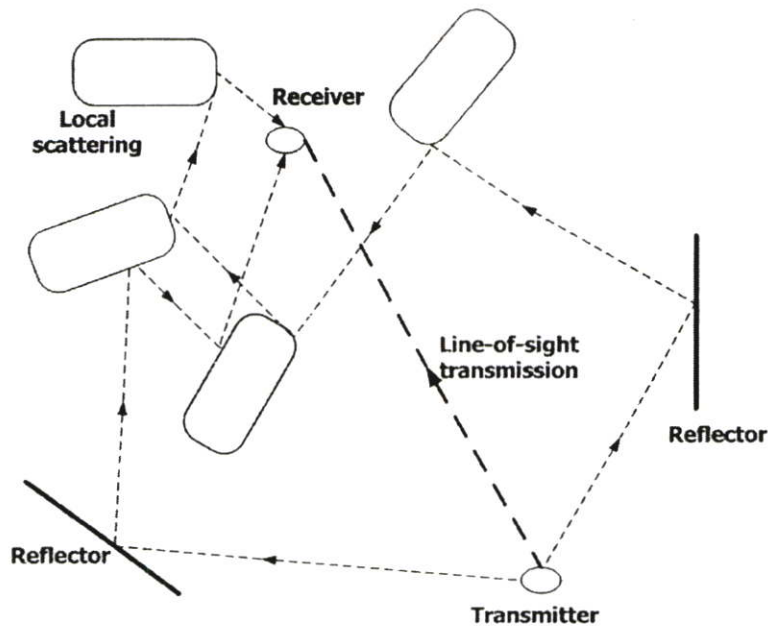
### 3.1 กล่าวนำ

สภาวะแวดล้อมในการแพร่กระจายคลื่นนั้นการส่งผ่านสัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับจะเกี่ยวข้องกับถึงลักษณะของช่องสัญญาณ โดยในทฤษฎีของการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์นั้นได้มีทฤษฎีและเทคนิคในการวัดสำหรับการจำลองแบบการแพร่กระจายของสัญญาณไว้แล้ว โดยในการแพร่กระจายคลื่นของสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งทั้งสภาวะแวดล้อมภายในและภายนอกอาคารเป็นอีกสิ่งหนึ่งที่มีความสำคัญด้วยผลกระทบที่เกี่ยวกับทิศทาง ขอบเขตของเส้นทางและปัจจัยอื่น ๆ ล้วนแล้วแต่เป็นการประเมินค่าความสำเร็จของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง ถ้าช่องสัญญาณมีคุณลักษณะที่ดีแล้วผลของการรบกวนและการแทรกสอดของแหล่งกำเนิดสัญญาณอื่น ๆ จะสามารถที่จะทำให้ลดลงได้โดยการออกแบบเครื่องส่งและเครื่องรับที่เหมาะสม โดยลักษณะสำคัญอีกอย่างหนึ่งของการจำลองช่องสัญญาณวิทยุคือการตรวจสอบถึงฟังก์ชันการกระจายตัวของพารามิเตอร์ช่องสัญญาณ โดยทั่วไปการกระจายตัวเหล่านี้มักจะได้มาจากผลการวัดหรือผลการจำลองบนพื้นฐานของความถูกต้องหรือมีลักษณะตามสภาวะแวดล้อมที่ชัดเจน

ในการจำลองแบบช่องสัญญาณวิทยุแถบกว้างยิ่งนั้นมีหลักเกณฑ์จำนวนมากที่ถูกนำมาพิจารณาเพื่อเปลี่ยนแปลงจำนวนของลักษณะการเกิดของช่องสัญญาณ โดยความแตกต่างที่สำคัญระหว่างระบบแถบกว้างยิ่งและเทคนิคการจำลองช่องสัญญาณเนื่องด้วยสภาพความเป็นจริงในการแพร่กระจายคลื่นแบบแถบกว้างยิ่งหรือผลที่ขึ้นอยู่กับความถี่ที่เปลี่ยนไปนั้นไม่สามารถที่จะละเลยได้ซึ่งมีพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องคือ การผ่านทะลุ การสะท้อน การสูญเสียเชิงวิถีของสัญญาณและผลอื่น ๆ ควรที่จะนำมาพิจารณาตามความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไป

### 3.2 แบบจำลองช่องสัญญาณหลายวิถีในระบบแถบกว้างยิ่ง

ในเทคนิคการจำลองแบบช่องสัญญาณนั้นจะทำการตรวจสอบแบบจำลองโดยไม่ได้มีลักษณะตรงกันกับระบบแถบกว้างยิ่ง แต่ได้พิจารณาถึงแบบจำลองทั่วไปซึ่งเหมาะสมที่จะนำมาอธิบายถึงหลักการพื้นฐานของการจำลองแบบช่องสัญญาณอีกทั้งด้วยความสะดวกและง่ายในแบบจำลองสำหรับการแสดงลักษณะเฉพาะของช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งอาทิเช่น แบบจำลองความไม่ต่อเนื่องทางเวลา (discrete time) แบบจำลองหลายวิถี (multipath) หรือ แบบจำลองผลตอบสนองอิมพัลส์ เหตุเพราะว่า ตำแหน่งของเพดาน กำแพง ประตู เฟอร์นิเจอร์และคนที่อยู่ภายในอาคารจะส่งผลถึงการส่งผ่านสัญญาณที่เกิดขึ้นหลายเส้นทางจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับดังรูปที่ 3.1 [5]



รูปที่ 3.1 แบบจำลองของช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งแบบหลายวิถีภายในอาคาร

เพราะฉะนั้นสัญญาณแต่ละสัญญาณที่เข้ามาถึงยังเครื่องรับนั้นจะมีขนาด เฟส และเวลาประวิง (time delay) ที่แตกต่างกัน โดยแบบจำลองนี้ในแกนของเวลาประวิงจะถูกแบ่งออกเป็นช่วงเวลาเล็กๆที่เรียกว่า “bins” ซึ่งในแต่ละ bin นั้นได้ถูกสมมุติให้ประกอบไปด้วยองค์ประกอบในแต่ละส่วนของสัญญาณแบบหลายวิถี โดยความเป็นไปได้ของเส้นทางของสัญญาณที่มากกว่าหนึ่งเส้นทางภายใน bin นั้นจะถูกแยกออกไปซึ่งความกว้างที่เหมาะสมของ bin นั้นจะขึ้นอยู่กับความละเอียดของลักษณะจำเพาะในการวัดนั้น ๆ

### 3.3 แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี

การสูญเสียเชิงวิถี (path loss) เป็นการลดทอนของสัญญาณที่แปรตามระยะทางระหว่างภาคส่งและภาครับ โดยที่ค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณจะลดลงตามค่า  $d^{-n}$  โดย  $d$  คือ ระยะทางระหว่างภาคส่งและภาครับ ส่วน  $n$  เป็นค่าคงที่ค่าหนึ่งมีขนาดแตกต่างกันไปตามสภาพของบริเวณที่สัญญาณส่งผ่าน [6] โดยค่าการสูญเสียเชิงวิถีนั้นอาจจะเกิดขึ้นเนื่องจากปัจจัยต่าง ๆ เช่น

#### 3.3.1 การสูญเสียในอวกาศว่าง

ในระบบสื่อสารไร้สาย สัญญาณที่กำเนิดขึ้นจากภาคส่งที่จะต้องนำไปป้อนเข้าสู่สายอากาศเพื่อแปลงสัญญาณไฟฟ้าไปเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic) สำหรับแพร่กระจายผ่านช่องสัญญาณซึ่งโดยทั่วไปก็คืออากาศ เมื่อสัญญาณเดินทางมาถึงภาครับก็จะมีสายอากาศรับสัญญาณซึ่งทำหน้าที่กลับกันจากภาคส่ง คือทำการแปลงคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ากลับเป็นสัญญาณไฟฟ้าอีกครั้ง

ทำหน้าที่กลับกันจากภาคส่ง คือทำการแปลงคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ากลับไปเป็นสัญญาณไฟฟ้าอีกครั้ง ในการศึกษาเรื่องการแพร่กระจายคลื่นจะเริ่มพิจารณาจากแหล่งกำเนิดที่มีการแพร่กระจายระดับกำลังงานแบบทุกทิศทาง (isotropic radiator) ซึ่งแสดงในรูปที่ 3.2 โดยในการส่งคลื่นสัญญาณผ่านอวกาศว่างนั้น มักจะนิยามให้ค่าการสูญเสียเชิงวิถีในอวกาศว่าง (free space path loss) มีค่าเป็นอัตราส่วนระหว่างกำลังงานของสัญญาณที่รับได้ต่อกำลังงานของสัญญาณที่ถูกส่งออกมา ซึ่งมีความสัมพันธ์ตามสมการที่ 3.1 โดยสมการความสัมพันธ์ที่ได้จะเรียกกันทั่วไปว่าสมการการส่งผ่านของฟรีส (Friis transmission equation)

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left[ \frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 \quad (3.1)$$

โดยที่

- $P_R$  คือ กำลังงานของสัญญาณที่รับได้
- $P_T$  คือ กำลังงานของสัญญาณที่ส่งออกมา
- $G_R$  คือ อัตราขยายของสายอากาศรับ
- $G_T$  คือ อัตราขยายของสายอากาศส่ง
- $\lambda$  คือ ค่าความยาวคลื่น ซึ่ง  $\lambda = \frac{c}{f}$   
โดยที่  $c$  คือ ความเร็วแสง ( $3 \times 10^8$  m/s)  
 $f$  คือ ความถี่ของสัญญาณ (Hz)
- $d$  คือ ระยะทางระหว่างภาคส่งและภาครับ (m)

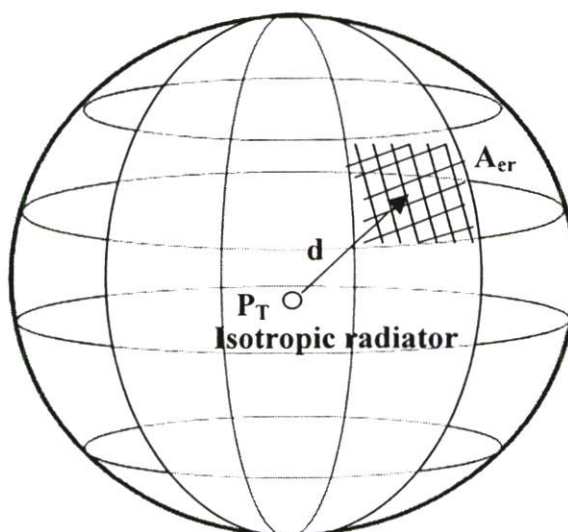
ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในอวกาศว่างโดยทั่วไปแล้วจะคิดค่าเป็นหน่วยของเดซิเบล (dB) ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} L_{dB} &= 10 \log(P_T) - 10 \log(P_R) \\ &= 32.44 + 20 \log(f) + 20 \log(d) - 10 \log(G_T) - 10 \log(G_R) \quad (dB) \end{aligned} \quad (3.2)$$

โดยที่  $d$  มีหน่วยเป็น m และ  $f$  มีหน่วยเป็น MHz จากสมการนี้จะเห็นได้ว่าค่าการสูญเสียของสัญญาณจะเพิ่มตามระยะทางและค่าความถี่ของคลื่นสัญญาณ จากรูปที่ 3.2 ถ้า  $P_T$  จุดกำเนิดกำลังงาน (point source) แล้วความหนาแน่นกำลังงานของสัญญาณที่ตำแหน่งห่างออกไป  $d$  จะมีค่าเท่ากับ

$$p(d) = \frac{P_T}{4\pi d^2} \quad \text{วัตต์/ตารางเมตร} \quad (3.3)$$

โดยที่  $4\pi d^2$  คือ พื้นผิวของทรงกลมที่มีรัศมีเท่ากับ  $d$



รูปที่ 3.2 แหล่งกำเนิดสัญญาณแบบทุกทิศทาง (isotropic radiator)

### 3.3.2 การสะท้อนและการหักเหของคลื่น

เมื่อพิจารณาการเดินทางของคลื่นผ่านตัวกลางใด ๆ จะพบว่าคลื่นมีความเร็วที่แตกต่างกันไป เนื่องจากค่าความต้านทานภายใน (intrinsic impedance) ของตัวกลางนั้นแตกต่างกัน โดยจะนิยามว่าเป็นรากที่สองของอัตราส่วนระหว่างค่าความสามารถในการซาบซึมได้ของตัวกลาง ( $\mu$ ) และสภาพยอมของตัวกลาง ( $\epsilon$ ) ดังแสดงในสมการที่ 3.4 โดยในส่วนของสัมประสิทธิ์การหักเหหรือสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ( $T^b$ ) และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของคลื่นในตัวกลางใด ๆ ( $\Gamma^b$ ) จะนิยามให้เป็นไปตามสมการที่ 3.5 และ 3.6 ตามลำดับ [7]

$$\eta_n = \sqrt{\frac{\mu_n}{\epsilon_n}} \quad (3.4)$$

ถ้าพิจารณาในอวกาศว่างนั้นค่า  $\epsilon_r$  เท่ากับ 1 ส่วนค่า  $\epsilon_0$  เท่ากับ  $8.854 \times 10^{-12}$  หรือประมาณ  $\frac{10^{-9}}{36\pi}$  หน่วยเป็น farads/meter และ  $\mu_r$  เท่ากับ 1 ส่วนค่า  $\mu_0$  เท่ากับ  $4\pi \times 10^{-7}$

$$\Gamma^b = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \quad (3.5)$$

$$T^b = \frac{2\eta_2}{\eta_1 + \eta_2} = 1 + \Gamma^b \quad (3.6)$$

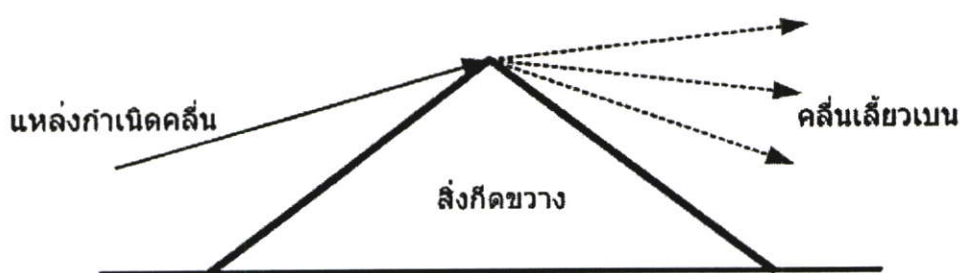
โดยที่

$\eta_1$  คือ ค่าความต้านทานภายในของตัวกลางที่หนึ่ง

$\eta_2$  คือ ค่าความต้านทานภายในของตัวกลางที่สอง

### 3.3.3 การเลี้ยวเบน

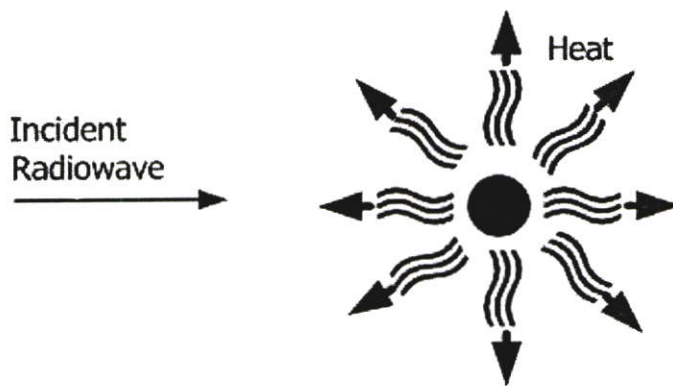
การเลี้ยวเบน (diffraction) ของคลื่นเกิดขึ้นในกรณีที่มีวัตถุบางอย่างที่มีขอบกีดขวางอยู่ระหว่างภาครับและภาคส่งสัญญาณ ทำให้ไม่มีเส้นทางตรง (line of sight) ระหว่างจุดทั้งสองที่คลื่นสัญญาณสามารถส่งผ่านได้ โดยปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นคือ คลื่นจะเลี้ยวอ้อมวัตถุนั้น ๆ การเลี้ยวเบนของสัญญาณนี้เองที่ทำให้ยังสามารถรับสัญญาณได้บางส่วนและถูกลดทอนไปบางส่วนถึงแม้ว่าภาครับจะถูกบดบังด้วยสิ่งกีดขวาง รูปที่ 3.3 แสดงให้เห็นการเกิดปรากฏการณ์ดังกล่าว [8]



รูปที่ 3.3 ลักษณะการเลี้ยวเบนของคลื่น

### 3.3.4 การดูดกลืน

ในการส่งสัญญาณไฟฟ้า คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าหรือสัญญาณเสียงนั้นจะเกิดการเปลี่ยนแปลงของพลังงานที่ถูกส่งออกไปในรูปแบบต่าง ๆ ซึ่งเรียกว่า การดูดกลืน (absorption) โดยการดูดกลืนนี้เป็นหนึ่งในสาเหตุที่ทำให้เกิดการลดทอนของสัญญาณ อันเนื่องด้วยผลของเปลี่ยนแปลงจากพลังงานความถี่วิทยุไปเป็นพลังงานความร้อนที่ถูกลดทอนในระดับอนุภาคเล็ก อาทิเช่น หยดน้ำฝน เป็นต้น [8]



รูปที่ 3.4 การดูดกลืนที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงรูปแบบของพลังงาน

### 3.4 ระบบการวัดช่องสัญญาณ

ในการวัดช่องสัญญาณวิทยุแถบกว้างยิ่งนั้นมีเทคนิควิธีการวัดอยู่ 2 แบบด้วยกันคือ แบบแรกสามารถวัดช่องสัญญาณใน โดเมนความถี่ (frequency domain : FD) โดยใช้เทคนิคการกวาดความถี่ (frequency sweeping) ซึ่งวิธีการนี้ผลตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณนั้นจะถูกบันทึกโดยใช้เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายแบบเวกเตอร์ (VNA) โดยจะเหมือนกับการวัดพารามิเตอร์  $S_{21}$  หรือสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (transmission coefficient) ซึ่งสิ่งที่ต้องการทดสอบคือช่องสัญญาณวิทยุ และแบบที่สองนั้นช่องสัญญาณสามารถที่จะทำการวัดใน โดเมนเวลา (time domain : TD) โดยใช้เครื่องวัดช่องสัญญาณซึ่งอยู่บนพื้นฐานการส่งผ่านสัญญาณแบบอิมพัลส์หรือสัญญาณแบบ DSSS (direct sequence spread spectrum) ด้วยวิธีการนี้พัลส์แคบจะถูกส่งออกไปยังช่องสัญญาณและผลตอบสนองอิมพัลส์ช่องสัญญาณจะถูกวัด โดยใช้เครื่อง DSO (digital sampling oscilloscope) [5]

#### 3.4.1 การวัดช่องสัญญาณในโดเมนความถี่

การวัดช่องสัญญาณใน โดเมนความถี่นั้นสัญญาณวิทยุจะถูกสร้างขึ้นและรับ โดยใช้เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายแบบเวกเตอร์ที่ซึ่งเป็นอุปกรณ์หลักที่จัดการเกี่ยวกับการวัดทั้งหมดโดยสัญญาณที่ใช้ตรวจสอบนั้นจะเป็นกลุ่มของสัญญาณแถบแคบรูปไซน์ (sinusoid) ซึ่งทำการกวาดตลอดแถบความถี่ที่ต้องการพิจารณาประกอบกับการใช้สายอากาศแถบกว้างซึ่งในประเด็นนี้จะขอก้าวในบทต่อไป โดยในการจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งนั้นสามารถที่จะทำได้ในส่วนของวงจรประมวลผลข้อมูลและเมื่อใช้วิธีการวัดสัญญาณใน โดเมนความถี่ช่วงเวลาของช่องสัญญาณที่ทำการวัดต้องถูกกำหนดให้คงที่เพื่อรักษาเงื่อนไขของช่องสัญญาณในช่วงการกวาดความถี่ โดยที่ค่าสูงสุดของเวลาการกวาดความถี่ถูกจำกัดโดยเวลาร่วมนัย (coherence time) ของช่องสัญญาณถ้าเวลาการกวาดนานกว่าเวลาร่วมนัยของช่องสัญญาณแล้วช่องสัญญาณอาจจะเกิดการเปลี่ยนแปลงช่วงเวลาในการกวาดความถี่สำหรับการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นอย่างรวดเร็ว นั้นจำเป็นต้องใช้เทคนิควิธีการอื่นเข้ามาทำการตรวจสอบแทน ซึ่งประสิทธิภาพของการวัดใน โดเมนความถี่นั้นจะถูกกำหนด

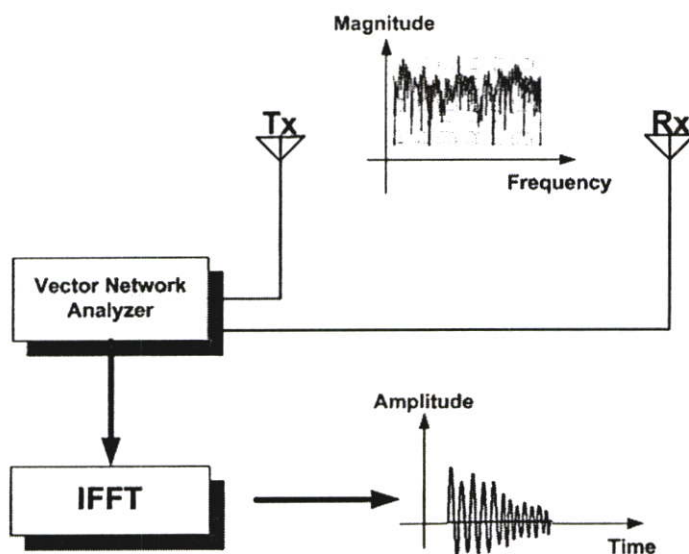
โดยค่าสูงสุดของเวลาประวิงของช่องสัญญาณ ซึ่งขอบเขตด้านบนของเวลาประวิงที่ตรวจพบ  $\tau_{\max}$  สามารถกำหนดโดยจำนวนจุดของความถี่ที่ใช้ในการกวาดแต่ละครั้งและแบนด์วิดท์  $B$  ซึ่งนิยามตามสมการที่ 3.7 [5]

$$\tau_{\max} = (N_{\text{smp}} - 1) / B \quad (3.7)$$

โดยที่  $N_{\text{smp}}$  คือ จำนวนจุดความถี่

### 3.4.1.1 การวิเคราะห์สัญญาณโดยใช้ฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว

การวัดสัญญาณโดยใช้เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายแบบเวกเตอร์นั้นผลที่ได้คือผลตอบสนองของความถี่ของช่องสัญญาณจากนั้นจะใช้ฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว (inverse fast Fourier transform : IFFT) ในการแปลงข้อมูลการวัดในโดเมนความถี่ให้อยู่ในรูปแบบของโดเมนเวลาดังแสดงในรูปที่ 3.5



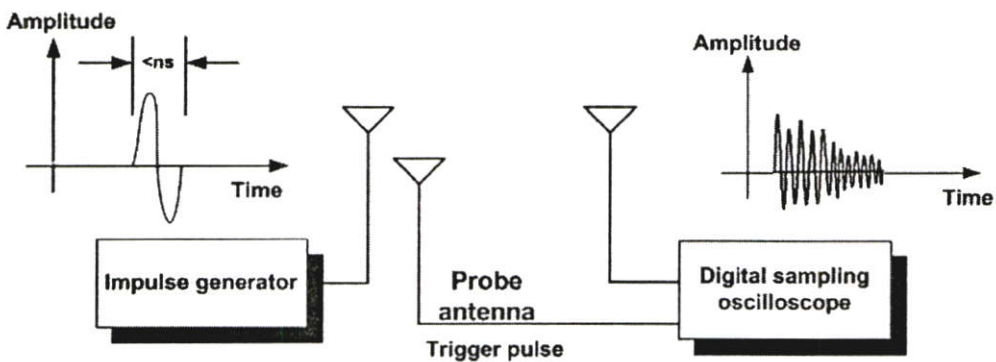
รูปที่ 3.5 ระบบการวัดช่องสัญญาณในโดเมนความถี่โดยเครื่อง VNA และการแปลงสู่โดเมนเวลาโดยใช้ IFFT

### 3.4.2 การวัดช่องสัญญาณในโดเมนเวลา

ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในหัวข้อที่ 3.4.1 ว่าการวัดช่องสัญญาณในโดเมนความถี่นั้นไม่สามารถที่จะทำการวัดช่องสัญญาณในลักษณะที่ไม่คงที่ได้ (non-stationary) จึงมีอีกวิธีการหนึ่งที่ถูกนำมาใช้เรียกว่าการวัดในโดเมนเวลาซึ่งในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงระบบการวัดในโดเมนเวลาที่สามารถใช้ประโยชน์สำหรับระบบแถบกว้างยิ่งได้

### 3.4.2.1 การตรวจสอบโดยใช้วิธีการวัดแบบอิมพัลส์

การวัดช่องสัญญาณวิทยุแถบกว้างยิ่งในโดเมนเวลานั้นจะเป็นลักษณะการส่งสัญญาณในทิศทางเดียวโดยใช้พัลส์ที่มีขนาดแคบมากๆ ซึ่งเครื่องรับนั้นจะใช้ออสซิลโลสโคปที่มีการสุ่มแบบดิจิทัล (DSO) โดยแบนด์วิดท์ของการวัดนั้นจะขึ้นอยู่กับรูปร่างและความกว้างของพัลส์ที่ใช้ซึ่งผลของการเปลี่ยนแปลงความกว้างพัลส์นี้ยังส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของสเปกตรัมด้วยอย่างไรก็ตามการที่จะทราบถึงผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณนั้นจำเป็นต้องทำการแยกรูปสัญญาณพัลส์ที่ใช้ส่งออกจากผลการวัด โดยผลการจำลองช่องสัญญาณที่ถูกต้อนั้นสามารถทำได้ถ้ารูปสัญญาณพัลส์ที่ใช้ในการตรวจสอบมีลักษณะเช่นเดียวกับรูปสัญญาณที่ถูกนำมาใช้งานจริงซึ่งโครงสร้างสำหรับการวัดในโดเมนเวลานั้นแสดงในรูปที่ 3.6 [5]



รูปที่ 3.6 การตรวจสอบช่องสัญญาณ โดยการวัดแบบอิมพัลส์ (impulse sounder)

### 3.4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์

ในการสื่อสารไร้สายนั้นจำเป็นต้องพิจารณาถึงปัจจัยต่าง ๆ ที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงระดับของสัญญาณไม่ว่าจะเป็นระดับของกำลังงาน เวลาประวิงที่เกิดขึ้นหรือความผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณที่รับได้เมื่อทำการส่งสัญญาณจากภาคส่งไปยังภาครับ โดยผลที่เกิดขึ้นเหล่านี้จะต้องทำการตรวจสอบเบื้องต้นด้วยวิธีการวัดจากนั้นผลที่ได้จากการวัดหรือที่เรียกว่าข้อมูลดิบ (raw data) นั้นจำเป็นต้องนำมาวิเคราะห์ตามขั้นตอนต่าง ๆ เพื่อให้ทราบถึงผลกระทบหรือการเปลี่ยนแปลงดังที่ได้กล่าวไปแล้ว โดยในขั้นตอนนี้มีความสำคัญพอ ๆ กับขั้นตอนการวัดซึ่งมีความจำเป็นต้องทำความเข้าใจในพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องเพื่อผลการวิเคราะห์ที่ถูกต้องและเชื่อถือได้ โดยในหัวข้อนี้จะขกกล่าวถึงเฉพาะพารามิเตอร์ที่สำคัญ ๆ ดังนี้

### 3.4.3.1 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านช่องสัญญาณ

ในขั้นตอนของการวัดนั้นจะเป็นลักษณะการหาค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสัญญาณ (transmission coefficient :  $S_{21}$ ) จากพอร์ตหนึ่งไปยังพอร์ตสองของเครื่อง VNA โดยการหาค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวนี้สามารถหาได้จากหลักการของ S-parameter หรือเรียกว่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจาย (scattering parameter) ซึ่งมีนิยามตามเมตริกซ์การกระจัดกระจาย (scattering matrix) ของโครงข่ายแบบ 2 พอร์ตดังแสดงในรูปที่ 3.7 และมีสมการดังนี้ [9]

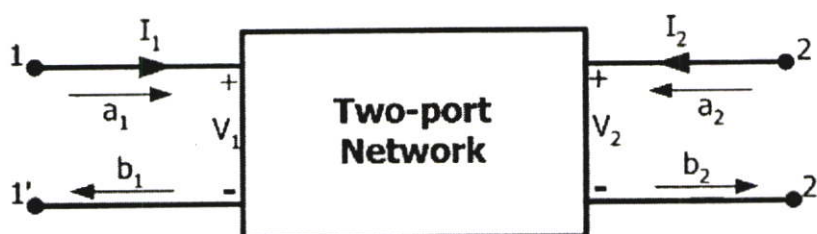
$$\bar{b} = \bar{S}a \quad (3.8)$$

โดยที่

$\bar{a}$  คือ เวกเตอร์การส่งผ่าน

$\bar{b}$  คือ เวกเตอร์การสะท้อน

$\bar{S}$  คือ เวกเตอร์การกระจาย



รูปที่ 3.7 ไดอะแกรมโครงข่ายแบบ 2 พอร์ต

ซึ่งสามารถแสดงให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\bar{a} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$\bar{b} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

โดยที่

- $a_1$  คือ สัญญาณที่ส่งผ่านเข้าไปยังพอร์ตหนึ่ง
- $b_1$  คือ สัญญาณที่สะท้อนกลับมายังพอร์ตหนึ่ง
- $a_2$  คือ สัญญาณที่ส่งผ่านเข้าไปยังพอร์ตสอง
- $b_2$  คือ สัญญาณที่สะท้อนกลับมายังพอร์ตสอง

ซึ่งสัมประสิทธิ์ดังกล่าวนี้สามารถหาได้จาก

$$a_1 = \frac{1}{2} \left( \frac{V_1}{\sqrt{Z_0}} + \sqrt{Z_0} I_1 \right) \quad (3.11a)$$

$$b_1 = \frac{1}{2} \left( \frac{V_1}{\sqrt{Z_0}} - \sqrt{Z_0} I_1 \right) \quad (3.11b)$$

$$a_2 = \frac{1}{2} \left( \frac{V_2}{\sqrt{Z_0}} + \sqrt{Z_0} I_2 \right) \quad (3.11c)$$

$$b_2 = \frac{1}{2} \left( \frac{V_2}{\sqrt{Z_0}} - \sqrt{Z_0} I_2 \right) \quad (3.11d)$$

$$\bar{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$b_1 = a_1 S_{11} + a_2 S_{12} \quad (3.13)$$

$$b_2 = a_1 S_{21} + a_2 S_{22} \quad (3.14)$$

โดยที่

- $S_{11}$  คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนที่พอร์ตหนึ่ง
- $S_{22}$  คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนที่พอร์ตสอง
- $S_{21}$  คือ สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (forward)
- $S_{12}$  คือ สัมประสิทธิ์การส่งผ่านผกผัน (reverse)

พารามิเตอร์ของการกระจัดกระจายของโครงข่ายแบบสองพอร์ตนั้นยังสามารถที่จะกำหนดในเทอมของคลื่นส่งผ่านและคลื่นสะท้อนได้ดังนี้

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (3.15a)$$

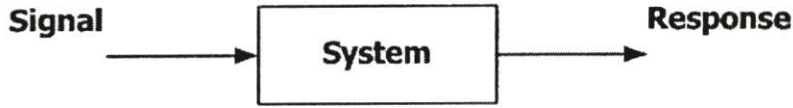
$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (3.15b)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (3.15c)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (3.15d)$$

### 3.4.3.2 ผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ

เมื่อพิจารณาการวัดช่องสัญญาณ โดยใช้เครื่อง VNA นั้นสิ่งที่จะต้องทำความเข้าใจเป็นอันดับแรกคือ ระบบและสัญญาณ โดยระบบคือกลุ่มของวัตถุที่รวมกัน ซึ่งสามารถทำงานร่วมกันเพื่อให้สำเร็จตามจุดมุ่งหมายที่ต้องการและสัญญาณคือปริมาณทางกายภาพบางอย่างที่ถูกป้อนเข้าสู่ระบบเรียกว่าสัญญาณเข้าหรือสัญญาณอินพุต (input signal) ของระบบ และจะมีปริมาณทางกายภาพบางอย่างออกมาจากระบบซึ่งเรียกว่า สัญญาณออกหรือสัญญาณเอาต์พุต (output signal) หรือผลตอบสนอง (response) ของระบบ โดยสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบดังรูปที่ 3.8 ซึ่งผลตอบสนองดังกล่าวนี้จะเป็นสิ่งที่ใช้แสดงถึงคุณสมบัติของระบบ และจากการวัดผลที่ได้ก็คือค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสัญญาณซึ่งแปรผันตรงกับฟังก์ชันถ่ายโอนทางความถี่ (frequency transfer function :  $H(\omega)$ ) ของช่องสัญญาณ โดยฟังก์ชันถ่ายโอนดังกล่าวนี้จะแสดงให้เห็นถึงผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณที่ทำการพิจารณาอยู่ซึ่งประกอบด้วยขนาดสัญญาณที่ส่งผ่าน (magnitude) และผลตอบสนองทางเฟส (phase response) ของสัญญาณ โดยความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสัญญาณกับฟังก์ชันถ่ายโอนของช่องสัญญาณนั้นกำหนดตามสมการที่ 3.16 [6] และแสดงดังรูปที่ 3.9



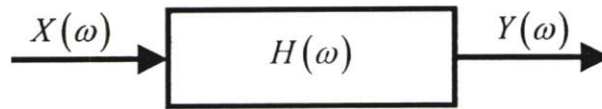
รูปที่ 3.8 บล็อกไดอะแกรมของระบบ

$$S_{21}(\omega) \propto H(\omega) = \frac{Y(\omega)}{X(\omega)} \quad (3.16)$$

โดยที่

$Y(\omega)$  คือ เอาต์พุตของระบบในโดเมนความถี่

$X(\omega)$  คือ อินพุตของระบบในโดเมนความถี่



รูปที่ 3.9 ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของระบบในโดเมนความถี่

### 3.4.3.3 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ

การแสดงความสัมพันธ์ของช่องสัญญาณนั้นสามารถทำได้หลายวิธี โดยหนึ่งในวิธีที่นิยมใช้ก็คือ การแสดงด้วยค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ (impulse response) ของระบบ โดยเริ่มต้นนั้นจะขอกกล่าวถึง คำนิยามของฟังก์ชันอิมพัลส์ (impulse function) ก่อนดังนี้

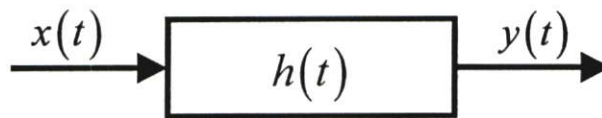
ฟังก์ชันอิมพัลส์จะไม่เหมือนกับฟังก์ชันทั่วไปโดยฟังก์ชันอิมพัลส์หนึ่งหน่วยมักนิยามแทนด้วย สัญลักษ์ณ์  $\delta(t)$  และมีคุณสมบัติดังนี้คือ

$$\int_a^b f(t) \delta(t-t_0) dt = \begin{cases} f(t_0), & a < t_0 < b \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.17)$$

โดยในที่นี้  $f(t)$  จะต้องเป็นฟังก์ชันที่มีค่าต่อเนื่อง (continuous) ที่ค่าเวลา  $t = t_0$  จาก (3.17) เมื่อกำหนดให้  $f(t) = 1$  จะได้

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t-t_0) dt = 1 \quad (3.18)$$

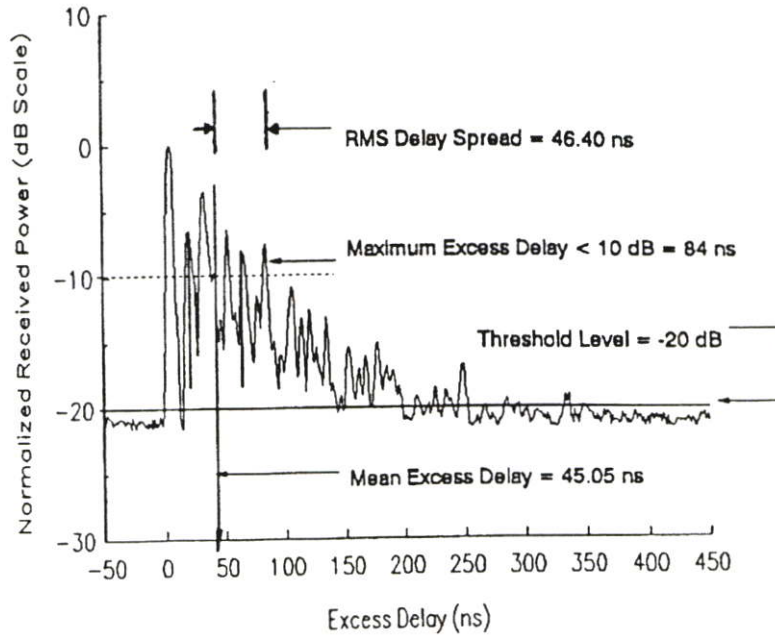
จากผลของการทำปริพันธ์ฟังก์ชันใดๆ นั้น มีผลเท่ากับพื้นที่ใต้เส้นโค้งที่แสดงค่าฟังก์ชันนั้นมา ช่วยอธิบายใน (3.18) จะกล่าวได้ว่าพื้นที่ใต้เส้นโค้งของ  $\delta(t-t_0)$  มีค่า 1 หน่วย โดยค่าที่ได้จากการทำปริพันธ์นี้นิยมเรียกว่า น้ำหนัก (weight) ของฟังก์ชันอิมพัลส์นั้น ดังนั้นจะพบว่าน้ำหนักของฟังก์ชัน  $A\delta(t)$  มีค่าเท่ากับ  $A$  หน่วย ฟังก์ชันอิมพัลส์ที่มีน้ำหนัก 1 หน่วยนั้นเรียกว่า ฟังก์ชันอิมพัลส์หนึ่งหน่วย (unit impulse function) แม้ว่าฟังก์ชันอิมพัลส์จะไม่สามารถสร้างได้จริงในทางปฏิบัติแต่ในทางทฤษฎีจะมีบทบาทในการวิเคราะห์สัญญาณและระบบ โดยเฉพาะการบอกคุณสมบัติของระบบอีกทั้งสัญญาณอินพุตที่เป็นฟังก์ชันอิมพัลส์หนึ่งหน่วยนั้นยังถูกนิยามเรียกว่า ผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบใช้สัญลักษณ์  $h(t)$  แทนผลตอบสนองดังกล่าวซึ่งผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบสามารถใช้เป็นตัวแทนของระบบเพราะสามารถบอกคุณสมบัติของระบบนั้นได้และโดยเฉพาะเมื่อระบบภายใต้การพิจารณาเป็นระบบเชิงเส้นไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (Linear time invariance system) ค่าเอาต์พุต  $g(t)$  ของระบบที่เกิดจากสัญญาณอินพุต  $f(t)$  ใดๆ นั้นจะสามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้รูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของระบบในโดเมนเวลา

#### 3.4.3.4 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน

ในหัวข้อนี้กล่าวถึงพารามิเตอร์อีกตัวหนึ่งที่นิยมนำมาวิเคราะห์เพื่อแสดงให้เห็นถึงระดับกำลังงานของสัญญาณที่เข้ามายังภาครับที่เวลาต่างๆ อีกทั้งยังแสดงให้เห็นถึงผลกระทบของสัญญาณที่มีการสะท้อนในหลายทิศทางหรือที่เรียกว่าสัญญาณหลายวิถี โดยจะเรียกว่า ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (power delay profile: PDP) ซึ่งตัวอย่างของ PDP ได้แสดงดังรูปที่ 3.11 โดยจะเป็นความสัมพันธ์ระหว่างระดับกำลังงานของสัญญาณที่รับได้ต่อเวลาที่เข้ามาถึงและนอกจากนั้นยังสามารถนำไปพิจารณาถึงผลการกระจายทางเวลา (time dispersion) อันประกอบไปด้วย ค่าเฉลี่ยของเวลาประวิง (mean excess delay) และ ค่าการแผ่ของเวลาประวิง (rms delay spread) ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป



รูปที่ 3.11 ตัวอย่างภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน

#### 3.4.3.5 ค่าการกระจายทางเวลา

จากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นว่าเส้นทางการแพร่กระจายของสัญญาณระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับมิได้หลายทิศทาง และสัญญาณแต่ละส่วนมักจะส่งผ่านในเส้นทางที่มีระยะทางไม่เท่ากัน สัญญาณบางส่วนอาจจะเดินทางเป็นเส้นตรงระหว่างภาคส่งและภาครับ (line of sight : LOS) สัญญาณส่วนนี้มักจะเดินทางถึงภาครับได้เร็ว ในขณะที่สัญญาณส่วนอื่นที่มีการตกกระทบพื้นผิวของวัสดุและเกิดการสะท้อนหลายครั้งกว่าจะเดินทางถึงภาครับ สัญญาณมักจะใช้เวลาการแพร่กระจายที่ยาวนานกว่า ความล่าช้าในการเดินทางของสัญญาณแต่ละส่วนก่อให้เกิดปัญหาที่เรียกว่า การแผ่ประวิง (delay spread) ขึ้น นั่นคือสัญญาณแต่ละส่วนใช้เวลาเดินทางถึงจุดหมายไม่เท่ากัน ในหัวข้อนี้ได้พิจารณาถึงเวลาที่ถูกลื่อนออกไปของสัญญาณที่เข้ามายังภาครับ ซึ่งในส่วนของ การกระจายทางเวลา (time dispersion) นั้นสามารถที่จะวิเคราะห์โดยใช้พารามิเตอร์ที่เรียกว่า ค่าเฉลี่ยของเวลาที่เลื่อนเกินออกไปจากค่าเวลาเดิมหรือค่าเฉลี่ยของเวลาประวิง (mean excess delay:  $\bar{\tau}$ ) และค่าการแผ่ของเวลาประวิง (rms delay spread:  $\sigma_{\tau}$ ) ซึ่งค่าพารามิเตอร์ทั้ง 2 ตัวนี้ถูกนิยามไว้ดังสมการที่ 3.19 และ 3.20 ตามลำดับ

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^n a_i^2 \tau_i}{\sum_{i=1}^n a_i^2} = \frac{\sum_{i=1}^n P(\tau_i) \tau_i}{\sum_{i=1}^n P(\tau_i)} \quad (3.19)$$

โดยที่

- $a_i$  คือ ระดับของสัญญาณเส้นทางที่  $i$   
 $\tau_i$  คือ เวลาประวิงที่เกิดขึ้นของสัญญาณเส้นทางที่  $i$   
 $P(\tau_i)$  คือ ระดับกำลังงานของสัญญาณเส้นทางที่  $i$

สำหรับค่าการแผ่ของเวลาประวิงนั้นจะมีนิยามคือ

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (3.20)$$

โดยที่

$$\tau^2 = \frac{\sum_{i=1}^n a_i^2 \tau_i^2}{\sum_{i=1}^n a_i^2} = \frac{\sum_{i=1}^n P(\tau_i) \tau_i^2}{\sum_{i=1}^n P(\tau_i)} \quad (3.21)$$

### 3.4.3.6 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์

ในการตรวจสอบหาความผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณที่รับได้นั้นสามารถวิเคราะห์และแสดงให้เห็นโดยพิจารณาจากค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (correlation coefficient) ดังแสดงนิยามตามสมการที่ 3.22 ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างค่าสูงสุดของค่าสหสัมพันธ์ข้าม (cross correlation) ที่เป็นฟังก์ชันของสัญญาณส่งและสัญญาณที่รับได้กับค่าสูงสุดของค่าสัมบูรณ์รากที่สองของผลคูณระหว่างค่าอัตสหสัมพันธ์ (auto correlation) ของสัญญาณส่งและสัญญาณที่รับได้โดยสมการที่นิยามถึงค่าดังกล่าวแสดงให้เห็นตามสมการที่ 3.23 ถึงสมการที่ 3.25 ตามลำดับ

$$\rho(d) = \frac{\max |r_{ab}(\tau)|}{\max \sqrt{r_a(\tau) r_b(\tau)}} \quad (3.22)$$

โดยสมการที่นิยามค่าสหสัมพันธ์ข้าม คือ

$$r_{ab}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} v_i(\tau) v_r(t + \tau) dt \quad (3.23)$$

และสมการที่นิยามค่าอัตสหสัมพันธ์ คือ

$$r_a(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} v_i(\tau) v_i(t + \tau) dt \quad (3.24)$$

$$r_b(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} v_r(\tau) v_r(t + \tau) dt \quad (3.25)$$

โดยที่

$v_i(t)$  คือ สัญญาณส่ง

$v_r(t)$  คือ สัญญาณที่รับได้

#### 3.4.3.7 ค่าการสูญเสียกำลังงาน

ในระบบการสื่อสารไร้สายนั้นเป้าหมายหลักของการจำลองการแพร่กระจายคลื่นคือ การคาดการณ์ถึงค่าความสูญเสียกำลังงานของสัญญาณ  $PL$  เนื่องจากการแพร่กระจายผ่านช่องสัญญาณ โดยพิจารณาจากอัตราส่วนระหว่างระดับกำลังงานที่ส่งและระดับกำลังงานที่รับได้ซึ่งโดยทั่วไปมักจะแสดงให้อยู่ในหน่วยของเดซิเบล (decibel) ดังแสดงในสมการที่ 3.26

$$L_{dB} = 20 \log \left( \frac{v_i(t)}{v_r(t)} \right) \quad (3.26)$$

โดยที่

$v_i$  คือ ระดับสัญญาณที่ส่ง

$v_r$  คือ ระดับสัญญาณที่รับได้

โดยในการวิเคราะห์การสูญเสียของกำลังงานในระบบแถบกว้างยิ่ง  $PL_{UWB}$  นั้นจะพิจารณาที่กำลังงานสูงสุดของสัญญาณที่ส่งและกำลังสูงสุดของสัญญาณที่รับได้ซึ่งเป็นฟังก์ชันของระยะทาง ( $d$ ) โดยมีนิยามเป็นไปตามสมการที่ 3.27 และ 3.28 ตามลำดับ

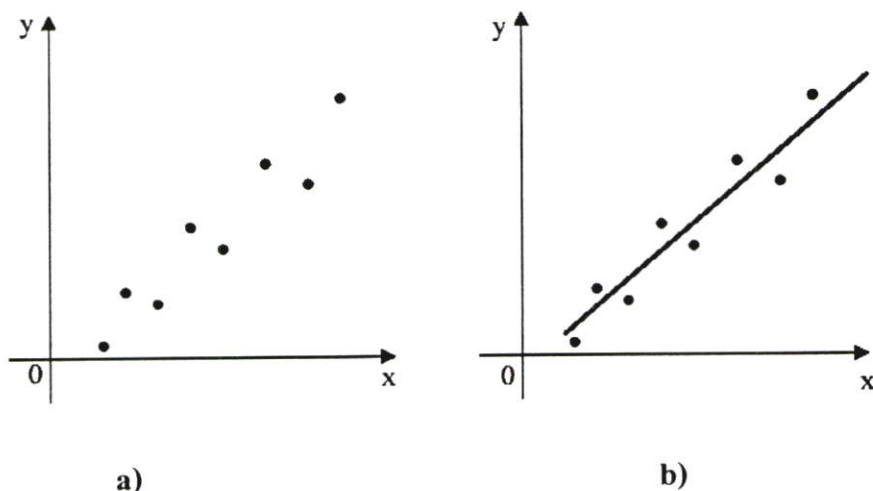
$$PL_{UWB}(d)[dB] = 20 \log \left[ \frac{\max |v_i(t)|}{\max |v_r(t,d)|} \right] \quad (3.27)$$

โดยในสมการที่ 3.27 ได้กำหนดให้ขนาดของสัญญาณที่ใช้ส่งมีค่าเท่ากับ 1 ดังนั้นสามารถจัดสมการใหม่ได้ดังนี้

$$PL_{LWBB}(d)[dB] = -20 \log[\max |v_r(t, d)|] \quad (3.28)$$

### 3.5 การจำลองผลโดยวิธีการประมาณค่าการถดถอยของกำลังสองแบบเชิงเส้นที่น้อยที่สุด (Linear Least-Squares Regression)

ในกรณีที่มีความผิดพลาดในชุดข้อมูลที่ได้ เทคนิคในการประมาณค่าฟังก์ชันที่ใช้แทนชุดข้อมูลนั้นจะใช้การแทนค่าแนวโน้มกว้าง ๆ ของข้อมูลโดยฟังก์ชันที่ใช้ประมาณนั้นไม่จำเป็นต้องทับกับข้อมูลทุกจุดดังในรูปที่ 3.12 โดยการได้มาซึ่งฟังก์ชันที่ใช้แทนชุดข้อมูลนั้นอาจทำได้โดยการวาดเส้นที่คิดว่าดีที่สุดในการใช้แทนจุดข้อมูลนั้น แต่วิธีการนี้ไม่มีข้อพิสูจน์ว่าเส้นที่วาดขึ้นมานั้นเป็นฟังก์ชันที่ดีที่สุดสำหรับแทนชุดข้อมูลนั้นด้วยเหตุนี้จึงมีอีกวิธีหนึ่งที่เรียกว่า Least-squares regression โดยแนวคิดของวิธีนี้คือ การลดค่าความแตกต่างระหว่างข้อมูลแต่ละจุดกับค่าฟังก์ชัน [10]



รูปที่ 3.12 a) ชุดข้อมูล b) ฟังก์ชันที่ใช้แทนค่าชุดข้อมูลโดยคำนึงถึงแนวโน้มรวม

#### 3.5.1 Least-Square Regression

##### 3.5.1.1 Linear Regression

ตัวอย่างที่ง่ายที่สุดของวิธี Least-square regression คือการแทนค่าชุดข้อมูล  $(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_n, y_n)$  ด้วยเส้นตรงที่เรียกว่า Linear regression โดยเขียนเป็นสมการคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$y = a_0 + a_1x + e \quad (3.29)$$

เมื่อ  $a_0$  และ  $a_1$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่แสดงจุดตัดแกนและความชัน  
 $e$  เป็นค่าความผิดพลาดหรือเศษเหลือระหว่างค่าฟังก์ชันและข้อมูลจริง (root mean square error)

โดยเงื่อนไขของการหาฟังก์ชันที่ดีที่สุดคือ

$$1. \sum_{i=1}^n e_i = \sum_{i=1}^n (y_i - a_0 - a_1x_i) \quad (3.30)$$

เมื่อ  $n$  แทนจำนวนข้อมูลทั้งหมด

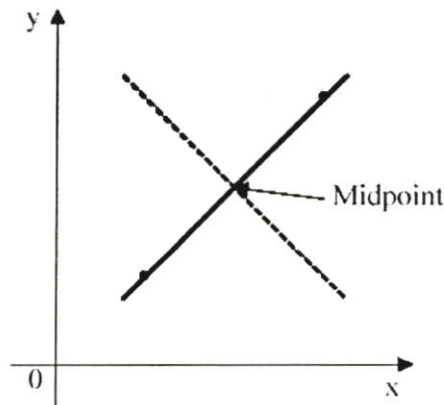
เงื่อนไขนี้ยังไม่เพียงพอสำหรับฟังก์ชันที่ใช้แทนข้อมูลจำนวนสองจุด ดังแสดงในรูปที่ 3.13 โดยเส้นใด ๆ ที่ผ่านจุดกึ่งกลางระหว่างจุดสองจุดก็ทำให้ค่าค่าสุดของเงื่อนไขข้อหนึ่งเป็นศูนย์ เพราะว่าค่าผิดพลาดหักล้างกันพอดี

$$2. \sum_{i=1}^n |e_i| = \sum_{i=1}^n |y_i - a_0 - a_1x_i| \quad (3.31)$$

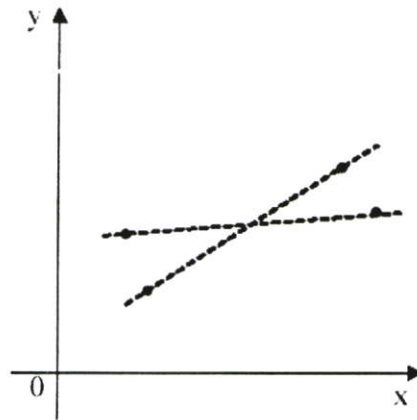
เงื่อนไขนี้ก็ยังไม่เพียงพอสำหรับฟังก์ชันที่ใช้แทนข้อมูลจำนวนสี่จุด ดังแสดงในรูปที่ 3.14 โดยเส้นตรงใด ๆ ที่อยู่ระหว่างเส้นประสองเส้นนี้จะทำให้เงื่อนไขข้อสองมีค่าต่ำสุด

$$3. S_r = \sum_{i=1}^n e_i^2 = \sum_{i=1}^n (y_{i,measured} - y_{i,model})^2 = \sum_{i=1}^n (y_i - a_0 - a_1x_i)^2 \quad (3.32)$$

เงื่อนไขที่ 3 นี้เรียกว่า Minimax criterion ซึ่งเหมาะสมสำหรับใช้กับฟังก์ชันง่าย ๆ โดยข้อดีของการใช้เงื่อนไขในการหาฟังก์ชันเพื่อแทนชุดข้อมูลก็คือ จะได้ฟังก์ชันเดียวแน่นอนในการแทนชุดข้อมูล



รูปที่ 3.13 เส้นที่ใช้แทนชุดข้อมูลที่มีสองจุดได้โดยให้เงื่อนไขข้อหนึ่งมีค่าน้อยที่สุด



รูปที่ 3.14 เส้นที่ใช้แทนชุดข้อมูลที่มีสี่จุดได้โดยเงื่อนไขในข้อสองมีค่าน้อยที่สุด

เงื่อนไขที่สามนำมาหาฟังก์ชันเส้นตรงที่ใช้แทนชุดข้อมูลได้โดยการนำมาหาค่าอนุพันธ์เทียบกับ  $a_0$  และ  $a_1$  ดังนี้

$$a_1 = \frac{n \sum x_i y_i - \sum x_i \sum y_i}{n \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2} \quad \text{และ} \quad a_0 = \bar{y} - a_1 \bar{x} \quad (3.33)$$

เมื่อ  $\bar{x}$  และ  $\bar{y}$  คือค่าเฉลี่ยของ  $x$  และ  $y$  ตามลำดับ

โดยที่ค่าความผิดพลาดระหว่างค่าของฟังก์ชันและข้อมูลจริงนั้นสามารถหาได้จาก

$$e = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (y_j - a - bx_j)^2} \quad (3.34)$$

สมมติฐานทางสถิติสำหรับข้อมูลที่ใช้กับวิธี Linear regression คือ

1. ค่า  $x$  เป็นข้อมูลที่แน่นอนไม่ใช่ค่าที่สุ่มมาและไม่ผิดพลาด
2. ค่า  $y$  เป็นค่าที่มีความแปรปรวนแน่นอนและไม่ขึ้นอยู่กับค่าอื่น
3. ค่า  $y$  สำหรับแต่ละค่าของ  $x$  มีการกระจายแบบปกติ

### 3.5.1.2 Polynomial regression

สำหรับชุดข้อมูลบางชุดที่ไม่เหมาะสมที่จะแทนด้วยเส้นตรงก็อาจเลือกแทนชุดข้อมูลนั้นด้วยสมการ โพลีโนเมียล โดยใช้วิธี Polynomial regression

ตัวอย่างเช่นการแทนชุดข้อมูลด้วยสมการ โพลีโนเมียลกำลังสอง

$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + e \quad (3.35)$$

มีผลรวมกำลังสองของความแตกต่างระหว่างค่าฟังก์ชันกับข้อมูลจริงเป็น

$$S_r = \sum_{i=1}^n e_i^2 = \sum_{i=1}^n (y_i - a_0 - a_1x_i + a_2x_i^2)^2 \quad (3.36)$$

ใช้หลักการเดียวกันกับ Linear regression คือหาค่า  $a_0, a_1, a_2$  ที่ทำให้  $S_r$  มีค่าน้อยที่สุด หอนุพันธ์ของ  $S_r$  เทียบกับ  $a_0$  ได้

$$\frac{\partial S_r}{\partial a_0} = -2 \sum (y_i - a_0 - a_1x_i - a_2x_i^2)$$

หอนุพันธ์ของ  $S_r$  เทียบกับ  $a_1$  ได้

$$\frac{\partial S_r}{\partial a_1} = -2 \sum x_i (y_i - a_0 - a_1x_i - a_2x_i^2)$$

หอนุพันธ์ของ  $S_r$  เทียบกับ  $a_2$  ได้

$$\frac{\partial S_r}{\partial a_2} = -2 \sum x_i^2 (y_i - a_0 - a_1x_i - a_2x_i^2)$$

จัดให้เท่ากับศูนย์และจัดรูปซึ่งจะได้ระบบสมการดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} (n)a_0 + (\sum x_i)a_1 + (\sum x_i^2)a_2 &= \sum y_i \\ (\sum x_i)a_0 + (\sum x_i^2)a_1 + (\sum x_i^3)a_2 &= \sum x_i y_i \\ (\sum x_i^2)a_0 + (\sum x_i^3)a_1 + (\sum x_i^4)a_2 &= \sum x_i^2 y_i \end{aligned} \quad (3.37)$$

การแก้สมการหาค่า  $a_0, a_1, a_2$  ทำตามวิธีการแก้ระบบสมการเชิงเส้นโดยวิธีการหาสมการโพลีโนเมียลข้างต้นนี้สามารถใช้หาสมการโพลีโนเมียลกำลังใด ๆ ก็ได้เพื่อแทนชุดข้อมูล

$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_mx^m + e \quad \text{เมื่อ } m \text{ เป็นจำนวนเต็มใด ๆ}$$

### 3.6 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการที่เกี่ยวข้องกับช่องสัญญาณในการสื่อสารซึ่งเป็นส่วนสำคัญในวิทยานิพนธ์นี้ อันประกอบด้วยรายละเอียดของคุณลักษณะของช่องสัญญาณ ปัจจัยต่าง ๆ ที่ส่งผลกระทบต่อหรือทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางคุณลักษณะของช่องสัญญาณรวมไปถึงระบบการวัดที่มีอยู่ 2 แบบหลัก ๆ คือการวัดใน โดเมนเวลาและใน โดเมนความถี่ ซึ่งระบบการวัดแบบที่ 2 นั้นจะถูกนำมาใช้ในการตรวจสอบถึงผลการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวในบทต่อไป จากนั้นพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับช่องสัญญาณจะถูกนำมาใช้ในการวิเคราะห์ถึงผลที่เกิดขึ้น ไม่ว่าจะเป็น ผลการลดทอนของกำลังงาน การผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณ ผลการกระจายทางเวลา ซึ่งพารามิเตอร์เหล่านี้จะแสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงต่าง ๆ อันเนื่องด้วยผลกระทบจากปัจจัยดังที่ได้กล่าวไว้ในตอนต้น ท้ายสุดผลที่เกิดขึ้นดังกล่าวจะถูกนำมาจำลองด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เรียกว่า วิธีการประมาณค่าการถดถอยของกำลังสองแบบเชิงเส้นที่น้อยที่สุด (Linear Least-Squares Regression) ซึ่งจะแสดงขั้นตอนในการจำลองผลในบทต่อไป

## บทที่ 4

# ขั้นตอนการทดลองและวิเคราะห์ผล

### 4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของขั้นตอนในการทดลองซึ่งเป็นการตรวจสอบผลการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณในระบบการสื่อสารไร้สาย โดยทั่วไปจะมีการพิจารณาอยู่ 2 วิธีด้วยกันคือ ตรวจสอบจากการใช้แบบจำลองช่องสัญญาณ (channel model) บน โปรแกรมคอมพิวเตอร์และ ตรวจสอบจากการวัด (measurement) โดยใช้เครื่องมือที่เรียกว่า เครื่องวิเคราะห์ช่วงจรรยา ซึ่งเป็นการตรวจสอบบนโดเมนความถี่ โดยวิทยานิพนธ์นี้จะทำการตรวจสอบบนพื้นฐานของการวัดเป็นหลักสำหรับขั้นตอนในการวัดนั้นจำเป็นต้องมีการจัดเตรียมอุปกรณ์ต่างๆ ที่เกี่ยวข้อง โดยจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไปและสิ่งที่สำคัญที่สุดอีกอย่างหนึ่งคือการกำหนดรูปแบบหรือลักษณะสภาพแวดล้อม (measurement model) ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดปัจจัยของการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณที่ต้องการตรวจสอบโดยในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการวิเคราะห์ถึงปัจจัยที่ว่าด้วยการบดบัง (shadowing) จากร่างกายมนุษย์ที่ส่งผลกระทบต่อระดับของสัญญาณบนช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งในสถานะแวดล้อมภายในอาคารและภายในห้องดูดซับการสะท้อนของคลื่น (anechoic chamber) โดยกรณีการวัดภายในอาคารนั้นได้กำหนดลักษณะการวัดออกเป็น 2 แบบบนสถานะแวดล้อมที่ต่างกันดังที่จะกล่าวถึงรายละเอียดในหัวข้อต่อไป

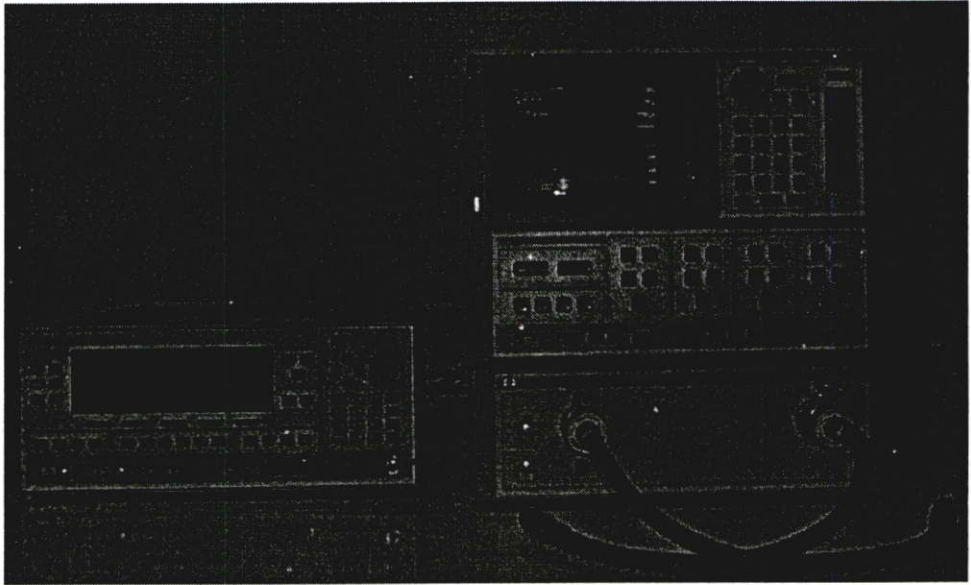
หลังจากขั้นตอนการวัดเสร็จสิ้นลงข้อมูลที่ได้จะถูกนำไปวิเคราะห์ด้วย โปรแกรมคอมพิวเตอร์ เพื่อหาผลการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นซึ่งจะแสดงในรูปของพารามิเตอร์ต่างๆ อาทิเช่น ผลของระดับกำลังงานที่สูญเสีย ผลการกระจายทางเวลาอันประกอบไปด้วย ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงและค่าการแผ่ประวิง อีกทั้งผลที่แสดงให้เห็นถึงความเพี้ยนของสัญญาณโดยทำการเปรียบเทียบกันระหว่างกรณีที่มีผลและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ เพื่อแสดงให้เห็นถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นดังกล่าว จากนั้นจะนำผลที่ได้จากการวิเคราะห์ไปทำการจำลองแบบทางคณิตศาสตร์โดยใช้วิธีการที่เรียกว่า วิธีการประมาณค่าการถดถอยของกำลังสองแบบเชิงเส้นที่น้อยที่สุด ซึ่งเป็นวิธีการจำลองแบบที่มีขั้นตอนที่ไม่ยุ่งยากดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 โดยรายละเอียดของขั้นตอนนั้นจะแสดงในหัวข้อต่อไป

### 4.2 อุปกรณ์หลักที่ใช้ในการวัด

#### 4.2.1 เครื่องวิเคราะห์ช่วงจรรยาแบบเวกเตอร์

ในระบบการวัดช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งนั้นจะใช้เครื่องวัดเฉพาะทางอันประกอบไปด้วย เครื่องวิเคราะห์ช่วงจรรยาแบบเวกเตอร์รุ่น HP-8510C ชุดทดสอบพารามิเตอร์การกระจาย (S-parameter test set) รุ่น HP-8514B และตัวสังเคราะห์ความถี่ (Frequency synthesized sweeper) รุ่น

HP-83620A เป็นอุปกรณ์หลักในการทดลองดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 4.1 ซึ่งจะถูกควบคุมผ่านคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (PC) ที่เชื่อมต่อผ่านช่องสื่อสารแบบ GPIB (General purpose interface bus) โดยอุปกรณ์ชนิดนี้จะมีคุณสมบัติที่สามารถตรวจวัดสัญญาณในโครงข่ายหนึ่งพอร์ตและสองพอร์ต ซึ่งในการทดลองนี้จะทำการตรวจวัดแบบสองพอร์ต โดยพอร์ตที่หนึ่งคือพอร์ตที่ใช้ในการส่งสัญญาณ (Tx) ส่วนพอร์ตสองจะใช้ในการรับสัญญาณ (Rx) โดยที่ปลายของพอร์ตทั้งสองจะถูกต่อด้วยสายอากาศ และทำการวัดในโดเมนความถี่ก่อนที่จะถูกนำผลการวัดไปวิเคราะห์ในโปรแกรมคอมพิวเตอร์ต่อไป



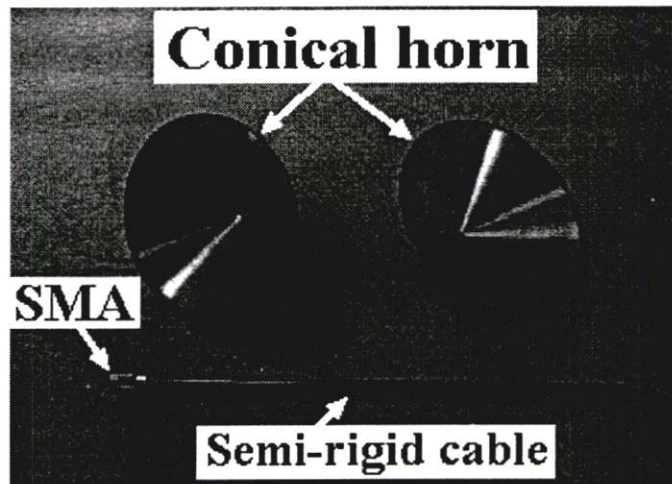
รูปที่ 4.1 เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายแบบเวกเตอร์

#### 4.2.2 ชนิดของสายอากาศที่ใช้ในการทดลอง

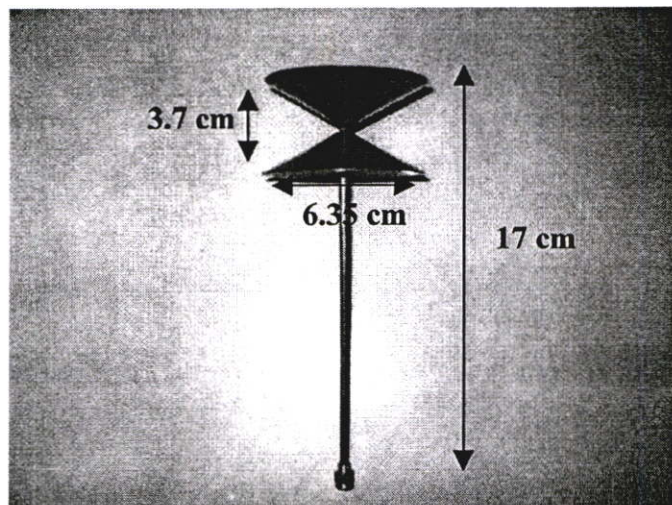
ในการตรวจวัดช่องสัญญาณแบบไร้สายนั้นจำเป็นต้องมีอุปกรณ์สำคัญอีกอย่างหนึ่งที่เรียกว่าสายอากาศ (antenna) ซึ่งช่วยในการเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าจากเครื่องส่งให้เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแพร่กระจายผ่านอากาศไปยังสายอากาศทางด้านรับแล้วเปลี่ยนกลับมาเป็นสัญญาณไฟฟ้าตามเดิม โดยในการทดลองนี้ได้ใช้สายอากาศอยู่ 2 ชนิดแต่ละชนิดจะใช้สายอากาศอยู่สองชุดคือ สายอากาศทางด้านส่ง (Tx) และสายอากาศทางด้านรับ (Rx) ซึ่งเป็นสายอากาศที่มีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น (radiation pattern) แบบรอบตัว (omni-directional) และเป็นสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ได้กว้าง (wideband) ซึ่งสามารถรองรับการใช้งานในความถี่ย่านตั้งแต่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz ตามข้อกำหนดย่านความถี่การใช้งานของระบบแถบกว้างยิ่งของ FCC โดยสายอากาศที่ถูกนำมาใช้ในการทดลองมีอยู่ด้วยกัน 2 ชนิดดังนี้

#### 4.2.2.1 สายอากาศแบบกรวยคู่

สายอากาศแบบกรวยคู่ (biconical antenna) เป็นหนึ่งในสายอากาศที่ถูกนำมาใช้ในการทดลอง โดยมีคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัวในมุมกวาด (azimuth) มีอัตราขยาย (gain) อยู่ในช่วง 1.5 ถึง 15.0 dBi รูปที่ 4.2 ถึง 4.3 จะแสดงให้เห็นถึงโครงสร้างของสายอากาศชนิดนี้ [3, 11]



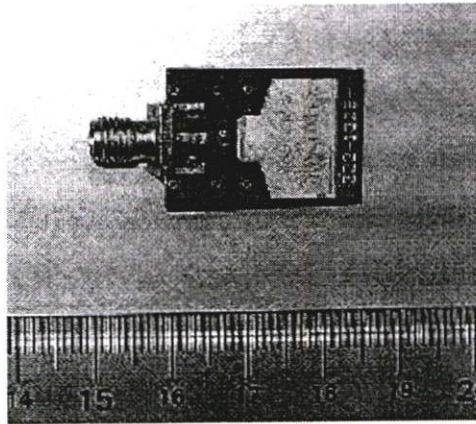
รูปที่ 4.2 ส่วนประกอบของสายอากาศแบบกรวยคู่



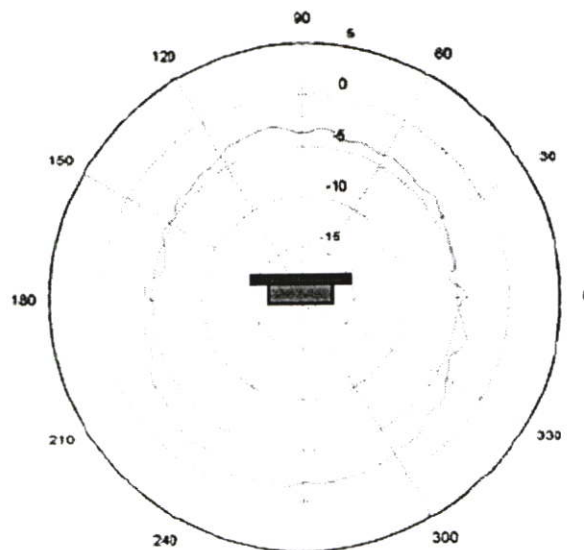
รูปที่ 4.3 สายอากาศแบบกรวยคู่

#### 4.2.2.2 สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง

สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง (meander line antenna ; MLA) เป็นสายอากาศที่ออกแบบโดยบริษัทสกายครอส [12] (Skycross company) ประเทศสหรัฐอเมริกาเพื่อนำมาใช้งานในช่วงความถี่ของระบบแถบกว้างยิ่งด้วยคุณสมบัติของสายอากาศที่มีขนาดเล็กและเฟสมีความเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงความถี่ เป็นสายอากาศที่สามารถตอบสนองความถี่ได้กว้างคือตั้งแต่ 3.1 GHz ถึง 10 GHz (wide bandwidth antenna) และมีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบรอบตัวตามแนวตั้ง (vertical) ของสายอากาศโดยรูปที่ 4.4 และ 4.5 แสดงให้เห็นถึงลักษณะโครงสร้างและรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศตามลำดับ



รูปที่ 4.4 สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง



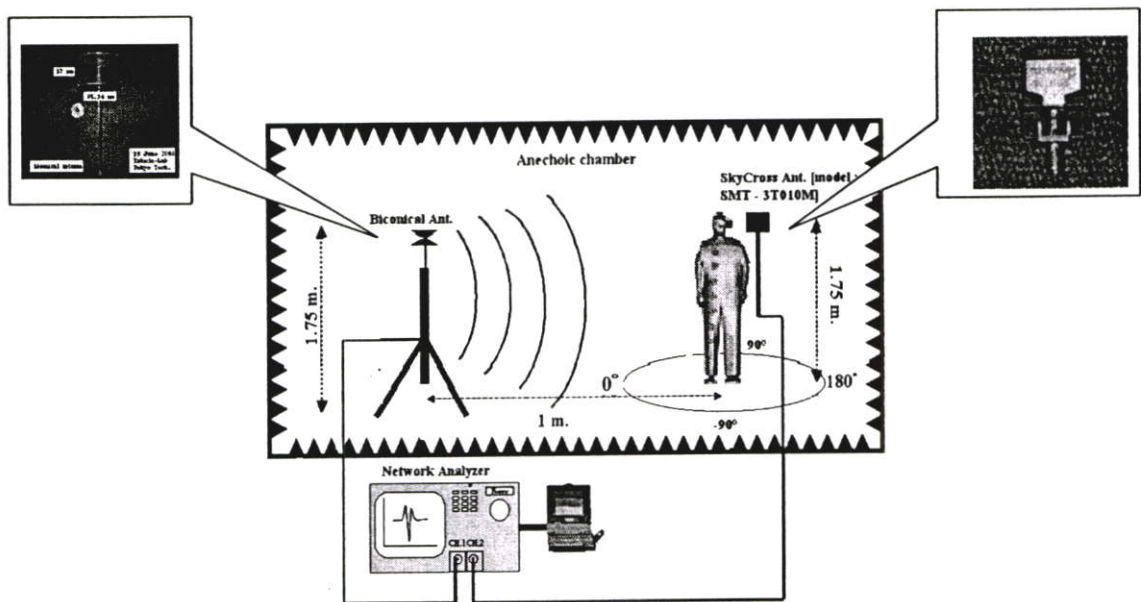
Gain at 5.25 GHz, Theta = 0

รูปที่ 4.5 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง

### 4.3 การทดสอบคุณสมบัติของช่องสัญญาณภายในอาคารแบบที่ 1

#### 4.3.1 ขั้นตอนการทดลอง

ฟังก์ชันการถ่ายโอน (transfer function) ของช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งถูกวัดในลักษณะของค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน  $S_{21}$  ในโดเมนของความถี่โดยใช้เครื่องมือวัดที่เรียกว่าเครื่องวิเคราะห์วงจรรายแบบเวกเตอร์ ซึ่งเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์เพื่อควบคุมการวัดและบันทึกผลที่ได้จากนั้นจะนำข้อมูลที่ได้ไปวิเคราะห์ต่อไป ในการทดลองนั้นได้ทำการวัดในห้องที่มีการดูดกลืนการสะท้อนของคลื่น (anechoic chamber) โดยสายอากาศที่ใช้นั้นมีอยู่ 2 แบบคือ สายอากาศแบบกรวยคู่และสายอากาศแบบเส้นตัวนำกลางรุ่น SMT- 3T010M ซึ่งทั้ง 2 แบบเป็นสายอากาศที่มีการแพร่กระจายคลื่นรอบตัวโดยแบบแรกนั้นจะใช้เป็นสายอากาศทางด้านภาคส่ง ส่วนแบบที่สองจะใช้ในทางภาครับซึ่งติดกับร่างกายมนุษย์ โดยสายอากาศทั้งคู่อยู่สูงจากพื้นดิน 1.75 เมตรและวางห่างกัน 1 เมตร ในส่วนของสายอากาศที่ติดอยู่กับร่างกายมนุษย์นั้นจะทำการหมุนที่ละ 5 องศาต่อการวัด 1 ครั้ง โดยจะทำการหมุนตั้งแต่ 0 ถึง 360 องศา ซึ่งในการทดลองนี้จะทำการทดลอง 2 แบบคือ ทำการวัดโดยมีผลกระทบจากร่างกายมนุษย์และไม่มีผลกระทบจากร่างกายมนุษย์ เพื่อใช้ในการเปรียบเทียบ ในรูปที่ 4.6 แสดงภาพจำลองของห้องและอุปกรณ์ในการทดลอง [13]



รูปที่ 4.6 แบบจำลองลักษณะห้องและอุปกรณ์ที่ใช้

### 4.3.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

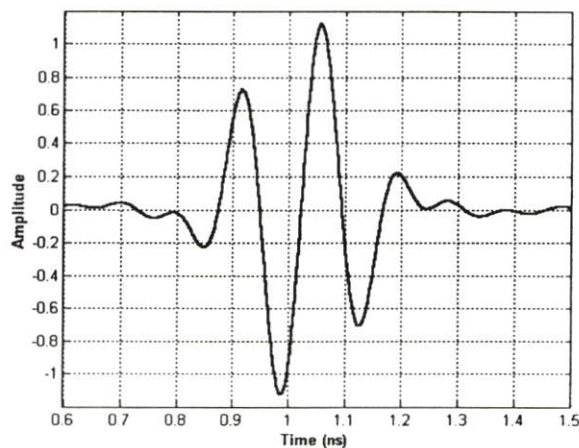
พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับการทดลองได้แสดงให้เห็นในตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

| พารามิเตอร์                      | ค่า                |
|----------------------------------|--------------------|
| ช่วงความถี่                      | 3.0 GHz ~ 11.0 GHz |
| จำนวนจุดของความถี่               | 1601 จุด           |
| ความสูงของสายอากาศด้านส่ง        | 1.75 เมตร          |
| ความสูงของสายอากาศด้านรับ        | 1.75 เมตร          |
| ระยะห่างระหว่างด้านส่งกับด้านรับ | 1.0 เมตร           |
| มุมที่ทำการวัด                   | 0-360 องศา         |
| การหมุน                          | 5 องศา / ครั้ง     |
| การวางตัวของสายอากาศ             | แนวนอน             |

### 4.3.3 แบบจำลองของสัญญาณที่ใช้ส่ง

ในขั้นตอนของการวิเคราะห์ข้อมูลนั้น รูปแบบของสัญญาณแถบกว้างยั้งที่ใช้ในการส่งได้ถูกกำหนดไว้ โดยจะพิจารณาในส่วนของสัญญาณอิมพัลส์ซึ่งมีความถี่ครอบคลุมตลอดทั้งช่วงที่ FCC กำหนด คือตั้งแต่ 3.1 ~ 10.6 GHz โดยมีความถี่ศูนย์กลางและแบนด์วิดท์รวม เท่ากับ 6.85 GHz และ 7.5 GHz ตามลำดับ ในส่วนของการวิเคราะห์แบบจำลองนั้น จะใช้สัญญาณพัลส์ที่มอดูเลตแบบ ASK (amplitude shift keying) ในการวิเคราะห์ ซึ่งในรูปที่ 4.7 แสดงรูปแบบของพัลส์ที่ใช้วิเคราะห์ [13]

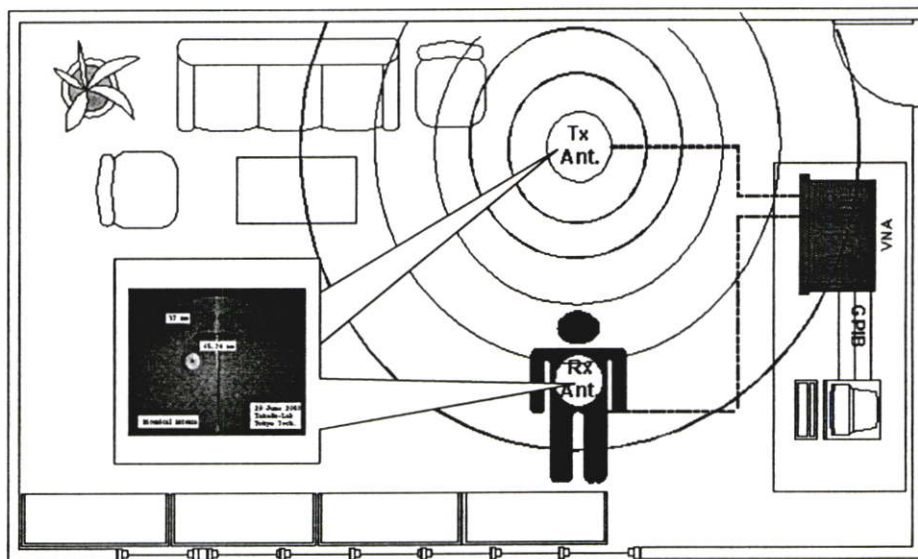


รูปที่ 4.7 รูปสัญญาณที่ใช้ในการวิเคราะห์

## 4.4 การทดสอบคุณสมบัติของช่องสัญญาณภายในอาคารแบบที่ 2 และ 3

### 4.4.1 ขั้นตอนการวัดในลักษณะห้องแบบที่ 2

ในการวัดคุณสมบัติของช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งภายในห้องแบบที่ 2 นี้ยังคงใช้เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายแบบเวกเตอร์เป็นอุปกรณ์หลักในการวัดและได้ทำการวัดในห้องปฏิบัติการซึ่งต่างจากการวัดในหัวข้อที่ผ่านมาโดยสายอากาศที่ใช้นั้นมีอยู่ 2 ชุดคือ สายอากาศทางด้านส่งและสายอากาศทางด้านรับ ซึ่งเป็นสายอากาศแบบกรวยคู่ที่มีการแพร่กระจายคลื่นรอบตัวโดยสายอากาศทางด้านรับจะติดกับร่างกายมนุษย์ สายอากาศทั้งคู่อยู่สูงจากพื้น 1.5 เมตรและวางห่างกัน 1 เมตร ในส่วนของสายอากาศที่ติดอยู่กับร่างกายมนุษย์นั้นจะทำการหมุน 5 องศาต่อการวัด 1 ครั้งโดยจะทำการหมุนตั้งแต่ 0 ถึง 360 องศา ซึ่งในการทดลองนี้จะทำการทดลอง 2 แบบคือ ทำการวัดโดยมีผลกระทบจากร่างกายมนุษย์และไม่มีผลกระทบจากร่างกายมนุษย์เพื่อใช้ในการเปรียบเทียบ ในรูปที่ 4.8 แสดงภาพจำลองลักษณะห้องและอุปกรณ์ในการทดลอง [14]



รูปที่ 4.8 แบบจำลองของการทดสอบคุณสมบัติของช่องสัญญาณภายในห้องแบบที่ 2

#### 4.4.1.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

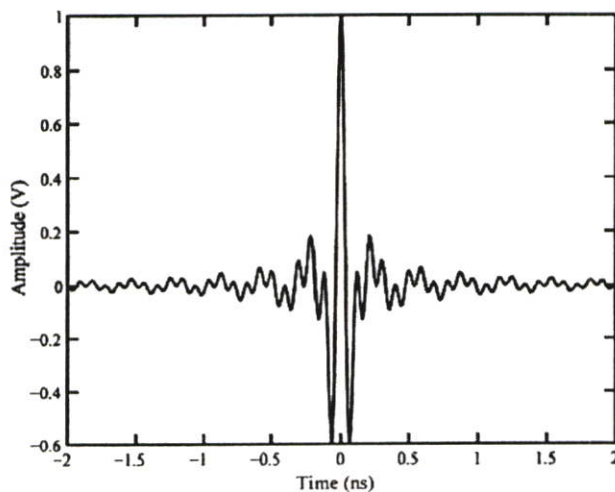
พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับการทดลองได้แสดงในตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

| พารามิเตอร์                      | ค่า                |
|----------------------------------|--------------------|
| ช่วงความถี่                      | 3.0 GHz ~ 11.0 GHz |
| จำนวนจุดของความถี่               | 801 จุด            |
| ความสูงของสายอากาศด้านส่ง        | 1.50 เมตร          |
| ความสูงของสายอากาศด้านรับ        | 1.50 เมตร          |
| ระยะห่างระหว่างด้านส่งกับด้านรับ | 1.0 เมตร           |
| มุมที่ทำการวัด                   | 0-360 องศา         |
| การหมุน                          | 5 องศา / ครั้ง     |
| การวางตัวของสายอากาศ             | แนวตั้ง            |

#### 4.4.1.2 แบบจำลองของสัญญาณที่ใช้ส่ง

ในขั้นตอนของการวิเคราะห์ข้อมูลนั้นรูปแบบสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งที่ใช้ในการส่งได้ถูกกำหนดไว้ คือเราจะพิจารณาในส่วนของสัญญาณอิมพัลส์ซึ่งมีความถี่ครอบคลุมตลอดทั้งช่วงที่ FCC กำหนด คือตั้งแต่ 3.1 GHz ~ 10.6 GHz โดยมีความถี่ศูนย์กลางและแบนด์วิดท์รวม เท่ากับ 6.85 GHz และ 7.5 GHz ตามลำดับ ในส่วนของกรวิเคราะห์แบบจำลองนั้น ได้ใช้สัญญาณพัลส์ที่เรียกว่า rectangular passband pulse ในการวิเคราะห์โดยกำหนดความถี่ต่ำสุด ( $f_{min}$ ) เท่ากับ 3.1 GHz ความถี่สูงสุด ( $f_{max}$ ) เท่ากับ 10.6 GHz และสเปกตรัมแบนด์วิดท์ ( $f_b$ ) เท่ากับ 7.5 GHz ซึ่งในรูปที่ 4.9 แสดงรูปแบบของสัญญาณพัลส์ที่ใช้วิเคราะห์และมีนิยามดังสมการที่ 4.1 [15]



รูปที่ 4.9 รูปแบบของสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งที่ใช้ในการวิเคราะห์

$$v_r(t) = \frac{1}{f_b} [f_{\max} \text{sinc}(2f_{\max}t) - f_{\min} \text{sinc}(2f_{\min}t)] \quad (4.1)$$

โดยที่

$f_{\max}$  คือความถี่สูงสุดเท่ากับ 10.6 GHz

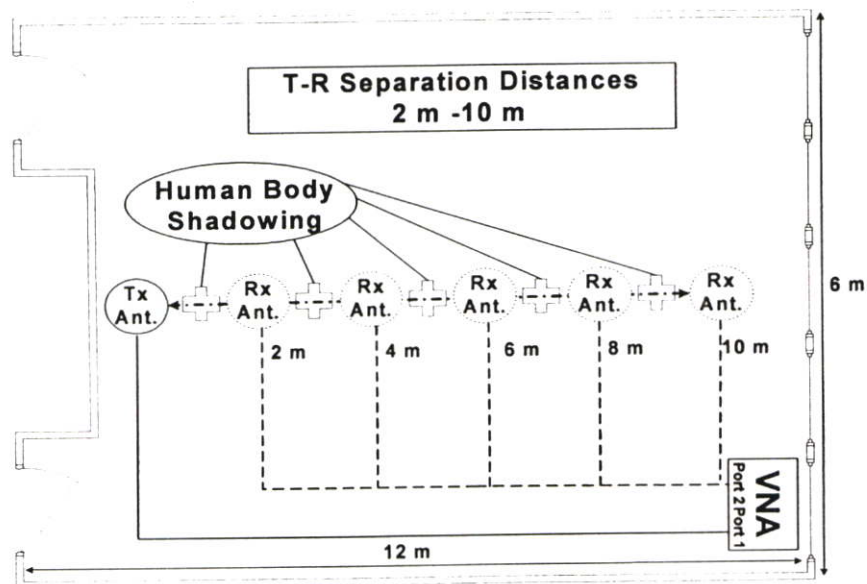
$f_{\min}$  คือความถี่ต่ำสุดเท่ากับ 3.1 GHz

$f_b$  คือแบนด์วิดท์

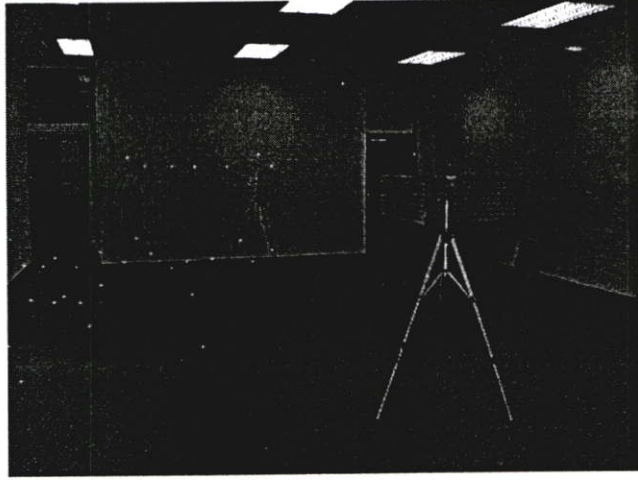
และ  $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$

#### 4.4.2 ขั้นตอนการวัดในลักษณะห้องแบบที่ 3

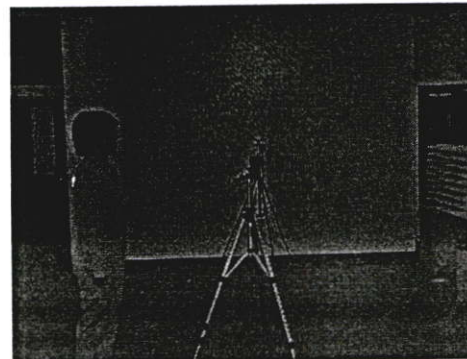
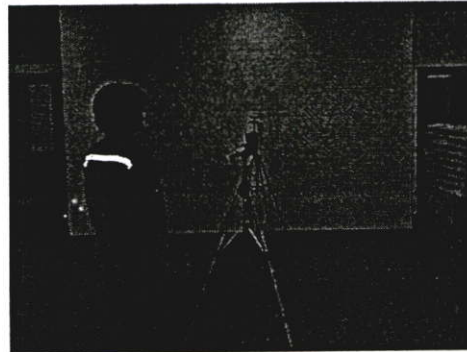
ในลักษณะห้องแบบที่ 3 นี้ยังคงใช้เครื่องวิเคราะห์ห้วงข่ายแบบเวกเตอร์เป็นอุปกรณ์หลักในการวัดโดยใช้สายอากาศ 2 แบบคือ สายอากาศแบบกรวยคู่และสายอากาศแบบเส้นตัวนำกลางซึ่งในวิธีการวัดนั้นได้กำหนดให้ร่างกายมนุษย์อยู่ห่างจากสายอากาศรับเป็นระยะทางเท่ากับ 1 เมตรตลอดการทดลองซึ่งระยะห่างระหว่างสายอากาศด้านส่งและด้านรับที่ทำการทดลองนั้นได้กำหนดไว้ 5 ระยะด้วยกันคือ 2, 4, 6, 8 และ 10 เมตร โดยในแต่ละระยะนั้นจะกำหนดให้มีการบดบังจากร่างกายมนุษย์ในมุมต่างๆ ตั้งแต่ 0 ถึง 360 องศา ระยะห่างช่วงละ 45 องศา รอบสายอากาศรับโดยมุมที่ 180 องศาจะเป็นมุมที่เกิดการบดบังจากร่างกายมนุษย์มากที่สุด รูปที่ 4.10 แสดงแบบจำลองลักษณะการวัดและรูปที่ 4.11 ถึง 4.12 แสดงตัวอย่างภาพถ่ายลักษณะการทดลองกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์และกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ในมุมต่างๆ ตามลำดับ [16,17]

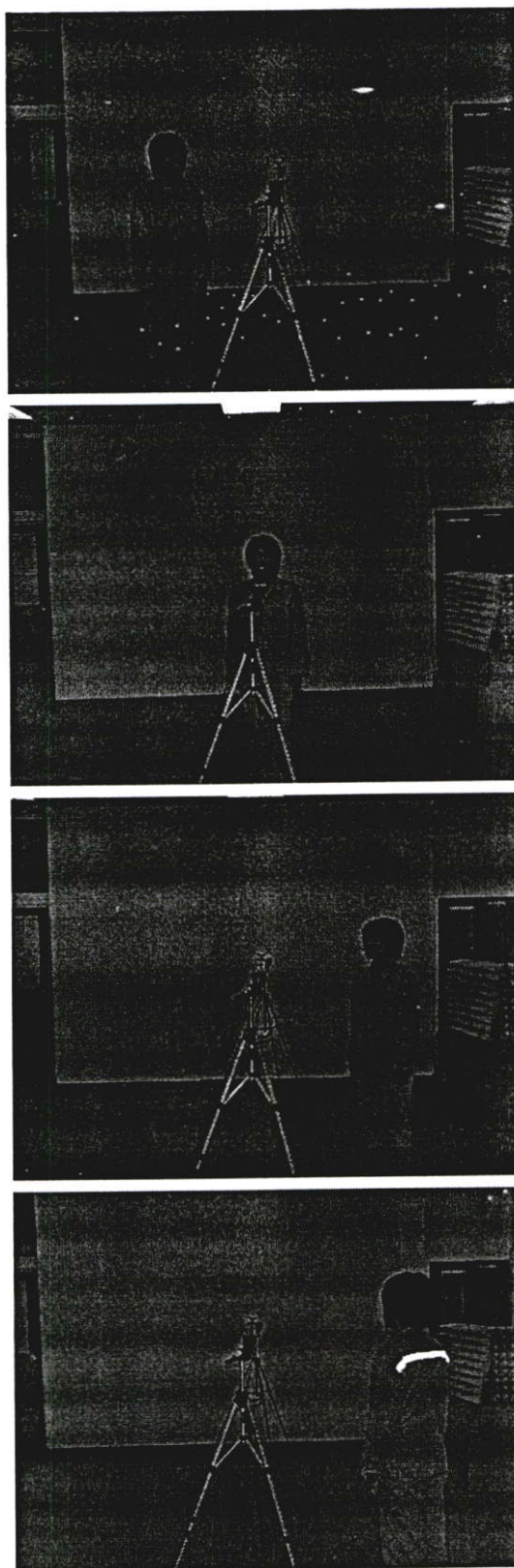


รูปที่ 4.10 แบบจำลองของการทดสอบคุณสมบัติของช่องสัญญาณภายในห้องแบบที่ 3



รูปที่ 4.11 ตัวอย่างภาพถ่ายการทดลองการวัดกรณีไม่ผลจากร่างกายมนุษย์





รูปที่ 4.12 ตัวอย่างภาพถ่ายการทดลองการวัดในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ในมุมที่ 0, 45, 90, 135, 180, 225, 270 และ 360 องศาตามลำดับ

#### 4.4.2.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับการทดลองได้แสดงในตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

| พารามิเตอร์                      | ค่า                 |
|----------------------------------|---------------------|
| ช่วงความถี่                      | 3.0 GHz ~ 11.0 GHz  |
| จำนวนจุดของความถี่               | 1601 จุด            |
| ความสูงของสายอากาศด้านส่ง        | 1.50 เมตร           |
| ความสูงของสายอากาศด้านรับ        | 1.50 เมตร           |
| ระยะห่างระหว่างด้านส่งกับด้านรับ | 2, 4, 6, 8, 10 เมตร |
| การวางตัวของสายอากาศ             | แนวตั้ง             |

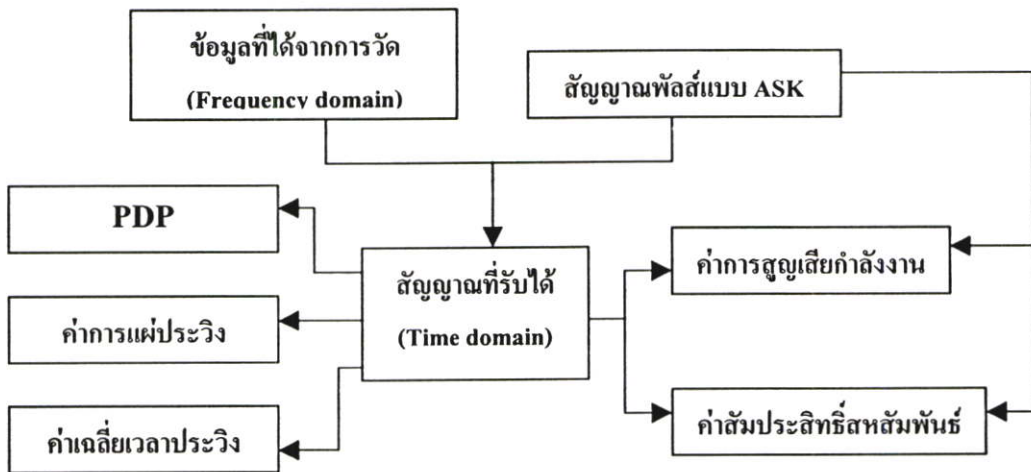
#### 4.4.2.2 แบบจำลองของสัญญาณที่ใช้ส่ง

ในขั้นตอนของการวิเคราะห์ข้อมูลนั้นรูปแบบสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งที่ใช้ในการส่งจะเป็นสัญญาณเดียวกันกับหัวข้อที่ผ่านมาดังแสดงในรูปที่ 4.9 ซึ่งมีนิยามดังสมการที่ 4.1

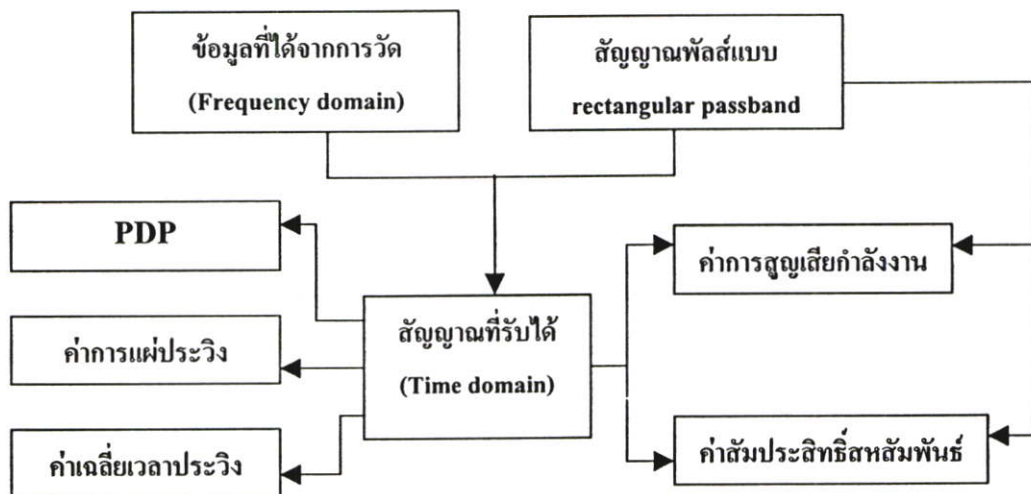
### 4.5 ขั้นตอนการวิเคราะห์ข้อมูลและการแทนค่าชุดข้อมูลโดยใช้วิธีการประมาณค่าการถดถอยของกำลังสองแบบเชิงเส้นที่น้อยที่สุด

#### 4.5.1 การวิเคราะห์ข้อมูล

ขั้นตอนการวัดในแต่ละแบบที่ได้กล่าวในข้างต้นเป็นการตรวจสอบถึงคุณลักษณะของช่องสัญญาณภายใต้สภาวะที่กำหนดขึ้น โดยในการทดลองนี้ต้องการที่จะตรวจสอบถึงผลกระทบจากร่างกายมนุษย์ที่มีต่อช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่ง ซึ่งสิ่งที่ได้จากการทดลองนั้นคือฟังก์ชันการถ่ายโอนของช่องสัญญาณที่รวมผลของสายอากาศเข้าไปด้วย จากนั้นจะนำข้อมูลที่ได้จากการทดลองนี้ไปวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อให้ทราบถึงผลการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้น โดยแสดงในพารามิเตอร์ต่างๆ ดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 โดยในรูปที่ 4.13 และ 4.14 แสดงบล็อกไดอะแกรมขั้นตอนการวิเคราะห์ข้อมูลทั้งหมดของแต่ละการทดลอง



รูปที่ 4.13 บล็อกไดอะแกรมขั้นตอนการวิเคราะห์ข้อมูลการทดลองภายในห้องแบบที่ 1



รูปที่ 4.14 บล็อกไดอะแกรมขั้นตอนการวิเคราะห์ข้อมูลการทดลองในห้องแบบที่ 2 และ 3

#### 4.5.2 การจำลองแบบทางคณิตศาสตร์โดยใช้วิธีการประมาณค่าการถดถอยของกำลังสองแบบเชิงเส้นที่น้อยที่สุด

ชุดข้อมูลที่ได้จากการวิเคราะห์ในช่วงต้นนั้นจะเห็นได้ว่าค่าการลดลงของระดับกำลังงานที่รับได้ในระยะต่าง ๆ มีการเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้นจึงสามารถที่จะแทนชุดข้อมูลนั้นด้วยการประมาณค่าฟังก์ชัน ซึ่งสะดวกแก่การนำไปพิจารณาต่อในภายหลัง โดยเทคนิควิธีการดังกล่าวได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 ส่วนเหตุผลที่เลือกชุดข้อมูลของการสูญเสียของระดับกำลังงานนั้นก็เพราะว่าในระบบ

สื่อสารไว้สายนั้น ระดับกำลังงานที่แพร่กระจายไปยังภาครับนั้นเป็นสิ่งสำคัญที่ต้องพิจารณาเพื่อกำหนดประสิทธิภาพของระบบนั้นๆ โดยในหัวข้อนี้จะยกตัวอย่างการประมาณค่าชุดข้อมูลในแบบจำลองที่ 3

ในการประมาณค่าฟังก์ชันที่ใช้แทนชุดข้อมูล โดยใช้วิธีการประมาณค่าการถดถอยของกำลังสองแบบเชิงเส้นที่น้อยที่สุดนี้ได้เลือกใช้ฟังก์ชันโพลิโนเมียลกำลัง 2 และ 3 แทนชุดข้อมูลเพราะให้ค่าผิดพลาดน้อยที่สุดเพราะฉะนั้นในหัวข้อนี้จะแสดงเฉพาะขั้นตอนวิธีการประมาณค่าฟังก์ชันโพลิโนเมียลกำลัง 2 และ 3 ตามลำดับดังนี้

#### 4.5.2.1 แบบจำลองการถดถอยของฟังก์ชันโพลิโนเมียลกำลัง 2 (2-Degree polynomial regression model)

สมการของโพลิโนเมียลกำลัง 2 มีนิยามคือ

$$y = a + bx + cx^2 \pm e \quad (4.2)$$

โดยที่

$a, b, c$  คือ ค่าคงที่ที่ต้องการทราบ

$e$  คือ ค่าความผิดพลาดระหว่างค่าฟังก์ชันและข้อมูลจริง

เมื่อกำหนดจุดหรือข้อมูลที่ต้องการพิจารณา คือ

$$(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_n, y_n)$$

และค่าผิดพลาดรวม (Total square error) คือ

$$q = \sum_{j=1}^n (y_j - a - bx_j - cx_j^2)^2 \quad (4.3)$$

จากนั้นทำการหาอนุพันธ์ย่อย (Partial derivative) เทียบกับตัวแปร  $a, b, c$  ตามลำดับซึ่งเป็นเงื่อนไขที่ทำให้ค่าผิดพลาดรวมน้อยที่สุด

$$\frac{\partial q}{\partial a} = \frac{\partial}{\partial a} \sum_{j=1}^n (y_j - a - bx_j - cx_j^2)^2 = -2 \sum_{j=1}^n (y_j - a - bx_j - cx_j^2) = 0 \quad (4.4)$$

$$\frac{\partial q}{\partial b} = \frac{\partial}{\partial b} \sum_{j=1}^n (y_j - a - bx_j - cx_j^2)^2 = -2 \sum_{j=1}^n x_j (y_j - a - bx_j - cx_j^2) = 0 \quad (4.5)$$

$$\frac{\partial q}{\partial c} = \frac{\partial}{\partial c} \sum_{j=1}^n (y_j - a - bx_j - cx_j^2)^2 = -2 \sum_{j=1}^n x_j^2 (y_j - a - bx_j - cx_j^2) = 0 \quad (4.6)$$

จัดสมการใหม่โดยนำ -2 หารตลอดทั้ง (4.4) (4.5) และ (4.6) จะได้สมการทั่วไปคือ

$$an + b \sum_{j=1}^n x_j + c \sum_{j=1}^n x_j^2 = \sum_{j=1}^n y_j \quad (4.7)$$

$$a \sum_{j=1}^n x_j + b \sum_{j=1}^n x_j^2 + c \sum_{j=1}^n x_j^3 = \sum_{j=1}^n x_j y_j \quad (4.8)$$

$$a \sum_{j=1}^n x_j^2 + b \sum_{j=1}^n x_j^3 + c \sum_{j=1}^n x_j^4 = \sum_{j=1}^n x_j^2 y_j \quad (4.9)$$

โดยสามารถหาค่ารากที่สองของค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสอง (root mean square error) ได้จาก

$$e = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (y_j - a - bx_j - cx_j^2)^2} \quad (4.10)$$

#### 4.5.2.2 แบบจำลองการถดถอยของฟังก์ชันโพลิโนเมียลกำลัง 3 (3-Degree polynomial regression model)

สมการของโพลิโนเมียลกำลัง 3 มีนิยามคือ

$$y = a + bx + cx^2 + dx^3 \pm e \quad (4.11)$$

โดยที่

$a, b, c, d$  คือ ค่าคงที่ที่ต้องการทราบ

$e$  คือ ค่าความผิดพลาดระหว่างค่าฟังก์ชันและข้อมูลจริง

เมื่อกำหนดจุดหรือข้อมูลที่ต้องการพิจารณา คือ

$$(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_n, y_n)$$

และค่าผิดพลาดรวม (Total square error) คือ

$$q = \sum_{j=1}^n (y_j - a - bx_j - cx_j^2 - dx_j^3)^2 \quad (4.12)$$

จากนั้นทำการหาอนุพันธ์ย่อย (Partial derivative) เทียบกับตัวแปร  $a, b, c, d$  ตามลำดับซึ่งเป็นเงื่อนไขที่ทำให้ค่าผิดพลาดรวมน้อยที่สุด

$$\frac{\partial q}{\partial a} = \frac{\partial}{\partial a} \sum_{j=1}^n (y_j - a - bx_j - cx_j^2 - dx_j^3)^2 = -2 \sum_{j=1}^n (y_j - a - bx_j - cx_j^2 - dx_j^3) = 0 \quad (4.13)$$

$$\frac{\partial q}{\partial b} = \frac{\partial}{\partial b} \sum_{j=1}^n (y_j - a - bx_j - cx_j^2 - dx_j^3)^2 = -2 \sum_{j=1}^n x_j (y_j - a - bx_j - cx_j^2 - dx_j^3) = 0 \quad (4.14)$$

$$\frac{\partial q}{\partial c} = \frac{\partial}{\partial c} \sum_{j=1}^n (y_j - a - bx_j - cx_j^2 - dx_j^3)^2 = -2 \sum_{j=1}^n x_j^2 (y_j - a - bx_j - cx_j^2 - dx_j^3) = 0 \quad (4.15)$$

$$\frac{\partial q}{\partial d} = \frac{\partial}{\partial d} \sum_{j=1}^n (y_j - a - bx_j - cx_j^2 - dx_j^3)^2 = -2 \sum_{j=1}^n x_j^3 (y_j - a - bx_j - cx_j^2 - dx_j^3) = 0 \quad (4.16)$$

จัดสมการใหม่โดยนำ  $-2$  หารตลอดทั้ง (4.13) (4.14) (4.15) และ (4.16) จะได้สมการทั่วไปคือ

$$an + b \sum_{j=1}^n x_j + c \sum_{j=1}^n x_j^2 + d \sum_{j=1}^n x_j^3 = \sum_{j=1}^n y_j \quad (4.17)$$

$$a \sum_{j=1}^n x_j + b \sum_{j=1}^n x_j^2 + c \sum_{j=1}^n x_j^3 + d \sum_{j=1}^n x_j^4 = \sum_{j=1}^n x_j y_j \quad (4.18)$$

$$a \sum_{j=1}^n x_j^2 + b \sum_{j=1}^n x_j^3 + c \sum_{j=1}^n x_j^4 + d \sum_{j=1}^n x_j^5 = \sum_{j=1}^n x_j^2 y_j \quad (4.19)$$

$$a \sum_{j=1}^n x_j^3 + b \sum_{j=1}^n x_j^4 + c \sum_{j=1}^n x_j^5 + d \sum_{j=1}^n x_j^6 = \sum_{j=1}^n x_j^3 y_j \quad (4.20)$$

โดยสามารถหาค่ารากที่สองของค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองได้จาก

$$e = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (y_j - a - bx_j - cx_j^2 - dx_j^3)^2} \quad (4.21)$$

จากขั้นตอนที่ได้กล่าวมาทั้งหมดนั้นเป็นวิธีการที่นำไปสู่การหาฟังก์ชันที่ใช้แทนชุดข้อมูลที่กำหนด โดยมีค่าผิดพลาด ( $e$ ) น้อยที่สุดซึ่งต่อไปจะแสดงการแทนชุดข้อมูลลงในสมการดังกล่าวเพื่อหาสมการที่ใช้แทนชุดข้อมูลดังนี้

การทดลองที่ 3 กรณีใช้สายอากาศแบบกรวยคู่

ชุดข้อมูลที่ 1 ของค่าการลดลงของกำลังงานที่รับได้กรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ในระยะต่าง ๆ จะได้

$$(2, 56.849), (4, 63.766), (6, 68.002), (8, 70.301), (10, 72.988)$$

จากชุดข้อมูลจะเห็นได้ว่า ค่า  $n = 5$  เพราะฉะนั้นเมื่อแทนค่าลงใน (4.7) (4.8) และ (4.9) จะได้

$$\begin{aligned} \sum_{j=1}^5 x_j &= 30, & \sum_{j=1}^5 x_j^2 &= 220, & \sum_{j=1}^5 x_j^3 &= 1800, & \sum_{j=1}^5 x_j^4 &= 15664 \\ \sum_{j=1}^5 y_j &= 331.9, & \sum_{j=1}^5 x_j y_j &= 2069.1, & \sum_{j=1}^5 x_j^2 y_j &= 15494 \end{aligned}$$

สมการทั่วไปคือ

$$\begin{aligned} 5a + 30b + 220c &= 331.9 \\ 30a + 220b + 1800c &= 2069.1 \\ 220a + 1800b + 15664c &= 15494 \end{aligned}$$

โดยผลเฉลยของสมการทั่วไปคือ

$$a = 49.539, \quad b = 4.1686, \quad c = -0.18566$$

จาก (4.10) ค่ารากที่สองของค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองคือ

$$e = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (y_j - a - bx_j - cx_j^2)^2} = 0.44217$$

เมื่อแทนค่าลงใน (4.2) จะได้แบบจำลองการถดถอยเชิงเส้นคือ

$$y = 49.539 + 4.1686x - 0.18566x^2 \pm 0.44217$$

การทดลองที่ 3 กรณีใช้สายอากาศแบบกรวยคู่

ชุดข้อมูลที่ 2 ของค่าการลดลงของกำลังงานที่รับได้กรณีมีผลจากร่างกายมนุษย์ในระยะต่าง ๆ  
จะได้

(2, 71.44) , (4, 74.978) , (6, 75.949) , (8, 76.977) , (10, 75.951)

จากชุดข้อมูลจะเห็นได้ว่า ค่า  $n = 5$  เพราะฉะนั้นเมื่อแทนค่าลงใน (4.7) (4.8) และ (4.9) จะได้

$$\begin{aligned} \sum_{j=1}^5 x_j &= 30, & \sum_{j=1}^5 x_j^2 &= 220, & \sum_{j=1}^5 x_j^3 &= 1800, & \sum_{j=1}^5 x_j^4 &= 15664 \\ \sum_{j=1}^5 y_j &= 375.3, & \sum_{j=1}^5 x_j y_j &= 2273.8, & \sum_{j=1}^5 x_j^2 y_j &= 16741 \end{aligned}$$

สมการทั่วไปคือ

$$\begin{aligned} 5a + 30b + 220c &= 375.3 \\ 30a + 220b + 1800c &= 2273.8 \\ 220a + 1800b + 15664c &= 16741 \end{aligned}$$

โดยผลเฉลยของสมการทั่วไปคือ

$$a = 67.217, \quad b = 2.4948, \quad c = -0.16198$$

จาก (4.10) ค่ารากที่สองของค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองคือ

$$e = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (y_j - a - bx_j - cx_j^2)^2} = 0.26329$$

เมื่อแทนค่าลงใน (4.2) จะได้แบบจำลองการถดถอยเชิงเส้นคือ

$$y = 67.217 + 2.4948x - 0.16198x^2 \pm 0.26329$$

การทดลองที่ 3 กรณีใช้สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง

ชุดข้อมูลที่ 1 ของค่าการลดลงของกำลังงานที่รับได้กรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ในระยะต่าง ๆ จะได้

$$(2, 58.416), (4, 64.045), (6, 67.739), (8, 70.731), (10, 72.819)$$

จากชุดข้อมูลจะเห็นได้ว่า ค่า  $n = 5$  เพราะฉะนั้นเมื่อแทนค่าลงใน (4.7) (4.8) และ (4.9) จะได้

$$\begin{aligned} \sum_{j=1}^5 x_j &= 30, \quad \sum_{j=1}^5 x_j^2 = 220, \quad \sum_{j=1}^5 x_j^3 = 1800, \quad \sum_{j=1}^5 x_j^4 = 15664 \\ \sum_{j=1}^5 y_j &= 331.9, \quad \sum_{j=1}^5 x_j y_j = 2069.1, \quad \sum_{j=1}^5 x_j^2 y_j = 15494 \end{aligned}$$

สมการทั่วไปคือ

$$\begin{aligned} 5a + 30b + 220c &= 333.75 \\ 30a + 220b + 1800c &= 2073.5 \\ 220a + 1800b + 15664c &= 15506 \end{aligned}$$

โดยผลเฉลยของสมการทั่วไปคือ

$$a = 52.21, \quad b = 3.4426, \quad c = -0.136$$

จาก (4.10) ค่ารากที่สองของค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองคือ

$$e = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (y_j - a - bx_j - cx_j^2)^2} = 0.16475$$

เมื่อแทนค่าลงใน (4.2) จะได้แบบจำลองการถดถอยเชิงเส้นคือ

$$y = 52.21 + 3.4426x - 0.136x^2 \pm 0.16475$$

การทดลองที่ 3 กรณีใช้สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง

ชุดข้อมูลที่ 2 ของค่าการลดลงของกำลังงานที่รับได้กรณีมีผลจากร่างกายมนุษย์ในระยะต่าง ๆ  
จะได้

$$(2, 71.016), (4, 73.107), (6, 76.663), (8, 76.75), (10, 76.46)$$

จากชุดข้อมูลจะเห็นได้ว่า ค่า  $n = 5$  เพราะฉะนั้นเมื่อแทนค่าลงใน (4.17) (4.18) (4.19) และ  
(4.20) จะได้

$$\begin{aligned} \sum_{j=1}^5 x_j &= 30, & \sum_{j=1}^5 x_j^2 &= 220, & \sum_{j=1}^5 x_j^3 &= 1800, & \sum_{j=1}^5 x_j^4 &= 15664 \\ \sum_{j=1}^5 y_j &= 375.3, & \sum_{j=1}^5 x_j y_j &= 2273.8, & \sum_{j=1}^5 x_j^2 y_j &= 16741 \end{aligned}$$

สมการทั่วไปคือ

$$\begin{aligned} 5a + 30b + 220c + 1800d &= 374 \\ 30a + 220b + 1800c + 15664d &= 2273 \\ 220a + 1800b + 15664c + 141600d &= 16772 \\ 1800a + 15664b + 141600c + 1312960d &= 1.3756 \times 10^5 \end{aligned}$$

โดยผลเฉลยของสมการทั่วไปคือ

$$a = 68.834, \quad b = 0.7265, \quad c = 0.18949, \quad d = -0.018699$$

จาก (4.21) ค่ารากที่สองของค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองคือ

$$e = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (y_j - a - bx_j - cx_j^2 - dx_j^3)^2} = 0.42906$$

เมื่อแทนค่าลงใน (4.11) จะได้แบบจำลองการถดถอยเชิงเส้นคือ

$$y = 68.834 + 0.7265x + 0.18949x^2 - 0.018699x^3 \pm 0.42906$$

#### 4.6 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงขั้นตอนในการทดลองวัดช่องสัญญาณในระบบแถบกว้างยิ่งภายในห้องที่มีลักษณะต่างกัน 3 แบบโดยใช้สายอากาศที่ตอบสนองช่วงความถี่ได้กว้างจำนวน 2 แบบประกอบกับการใช้เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายแบบเวกเตอร์เป็นอุปกรณ์หลักที่ใช้ในการวัดบนโดเมนความถี่เพื่อตรวจสอบถึงผลกระทบต่างๆ ที่มีต่อช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่ง โดยเฉพาะอย่างยิ่งกรณีที่เกิดการบดบังจากร่างกายมนุษย์ในระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและรับตามที่กำหนดไว้คือ 1 2 4 6 8 และ 10 เมตรทั้งในกรณีที่สายอากาศด้านรับติดอยู่กับร่างกายมนุษย์และห่างจากร่างกายมนุษย์เป็นระยะทาง 1 เมตร โดยข้อมูลการวัดที่ได้จะถูกนำไปวิเคราะห์และแสดงผลในพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องต่างๆ ดังจะแสดงในบทต่อไป ส่วนการประมาณค่าฟังก์ชันเพื่อนำไปใช้แทนผลการวิเคราะห์ที่ได้ นั้นในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกเอาวิธีที่เรียกว่าการประมาณค่าการถดถอยของกำลังสองแบบเชิงเส้นที่น้อยที่สุดซึ่งเป็นวิธีที่ง่าย มีความซับซ้อนของขั้นตอนในการทำน้อยอีกทั้งสมการที่ได้จากการประมาณมีความใกล้เคียงกับข้อมูลจริงโดยผลจากการประมาณที่ได้จะแสดงให้เห็นในบทต่อไป

## บทที่ 5

# ผลการวิเคราะห์และการจำลองแบบชุดข้อมูล

### 5.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการวิเคราะห์ข้อมูลของช่องสัญญาณที่ได้จากการวัดในห้องทั้ง 3 แบบ โดยแสดงในพารามิเตอร์หลักทั้งหมด 4 ตัวคือ ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานของสัญญาณ ลักษณะการกระจายทางเวลาของสัญญาณ การลดทอนของระดับกำลังงานของสัญญาณและค่าความเพี้ยนของสัญญาณ โดยแสดงอยู่ในลักษณะการเปรียบเทียบกันระหว่างกรณีที่มีผลและไม่มีผลการบดบังจากร่างกายมนุษย์ ซึ่งเป็นประเด็นหลักของการพิจารณาในวิทยานิพนธ์นี้ โดยแบ่งตามลักษณะห้องในแบบต่าง ๆ อีกทั้งยังแสดงถึงผลการประมาณค่าฟังก์ชันที่นำมาใช้แทนชุดข้อมูลการวัดในห้องแบบที่ 3 โดยใช้วิธีการประมาณค่าการลดทอนของกำลังสองแบบเชิงเส้นที่น้อยที่สุดจากฟังก์ชันโพลีโนเมียลกำลัง 2 และ 3 ซึ่งให้ค่าความผิดพลาดระหว่างค่าจากฟังก์ชันกับข้อมูลจริงในการทดลองนี้น้อยที่สุดดังที่จะแสดงผลการประมาณที่ได้ในหัวข้อสุดท้ายของบทนี้

### 5.2 ผลการวิเคราะห์

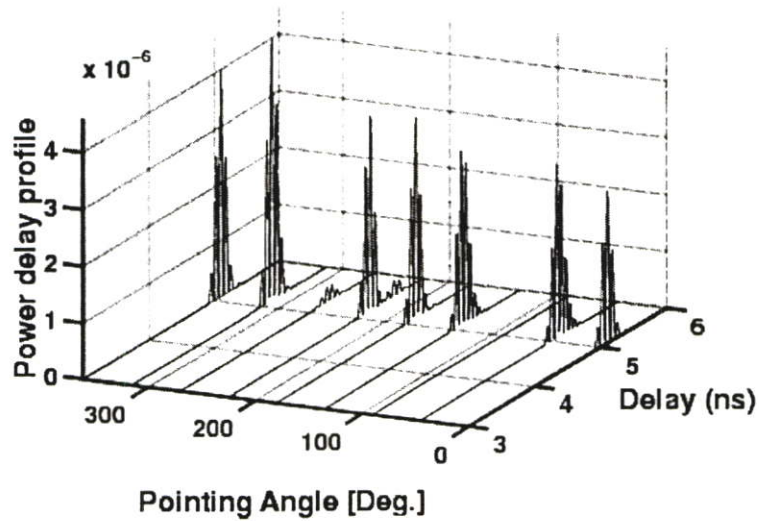
#### 5.2.1 ผลการวิเคราะห์ข้อมูลการวัดภายในห้องแบบที่ 1

ลักษณะการวัดในแบบที่ 1 นี้ได้ทำภายในห้องดูดซับการสะท้อนของคลื่นเพื่อลดผลกระทบจากการสะท้อนของคลื่นในบริเวณแต่ละด้านของห้อง โดยกำหนดให้สายอากาศทางด้านรับเป็นแบบเส้นตัวนำกลางและสายอากาศทางด้านส่งเป็นแบบกรวยคู่ ซึ่งมีลักษณะและขั้นตอนการวัดดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 4 โดยผลที่ได้จากการวัดจะแบ่งเป็น 2 กรณีคือ กรณีที่มีผลและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ในมุมต่างๆ ตั้งแต่ 0 ถึง 360 องศา ซึ่งเมื่อนำข้อมูลดังกล่าวไปวิเคราะห์บน โปรแกรมคอมพิวเตอร์จะสามารถแสดงให้เห็นถึงผลที่เกิดขึ้นในลักษณะต่างๆ ดังนี้

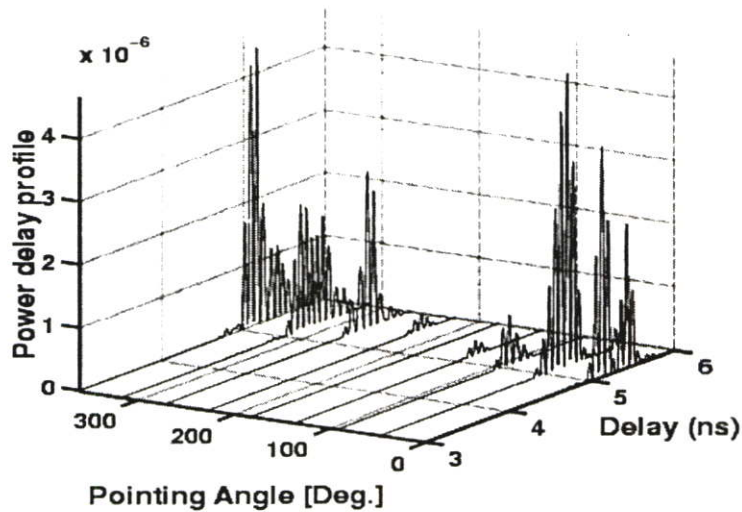
##### 5.2.1.1 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานของสัญญาณ

ในการแสดงผลของภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานของสัญญาณนั้นจะแสดงในรูปแบบของกราฟ 3 แกนคือ เวลาที่ใช้ในการเดินทาง ระดับกำลังงานของสัญญาณที่รับได้และมุมที่ทำการวัดโดยพิจารณาในสองกรณีคือ กรณีที่ไม่มีผลและมีผลจากร่างกายมนุษย์ ซึ่งนำมาเปรียบเทียบกันเพื่อหาการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นดังแสดงในรูปที่ 5.1 และ 5.2 ตามลำดับ จากรูปจะเห็นได้ว่าในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์นั้นสัญญาณเดินทางมาถึงด้านรับใช้เวลาเท่ากันคือประมาณ 5 นาโนวินาที โดยมีระดับของสัญญาณที่ต่างกันตามมุมที่ทำการหมุนสายอากาศด้านรับซึ่งที่มุม 90 และ 270 องศา นั้นจะมีระดับของสัญญาณต่ำกว่ามุมอื่นๆ ทั้งนี้เนื่องจากลักษณะทาง โครงสร้างของสาย

270 องศาจะมีระดับของสัญญาณต่ำกว่ามุมอื่นๆ ทั้งนี้เนื่องจากลักษณะทางโครงสร้างของสายอากาศส่วนในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์นั้นจะเห็นได้ว่าระดับของสัญญาณในแต่ละมุมนั้นลดลง โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่มุม 180 องศา ระดับของสัญญาณจะต่ำที่สุดเนื่องจากเกิดการบดบังจากร่างกายมนุษย์นั่นเอง



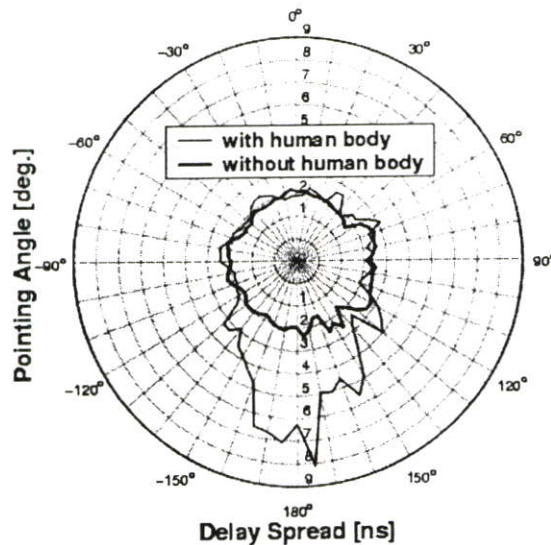
รูปที่ 5.1 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในแต่ละมุมกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์



รูปที่ 5.2 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในแต่ละมุมกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์

### 5.2.1.2 ลักษณะการกระจายทางเวลาของสัญญาณ

การวิเคราะห์เพื่อหาผลของการกระจายทางเวลา (time dispersion) ของสัญญาณนั้นจะพิจารณาใน 2 ส่วนหลักๆ คือ ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงและค่าการแผ่ประวิง โดยจะแสดงให้เห็นถึงค่าเฉลี่ยของเวลาที่เข้ามาถึงของสัญญาณและเวลาของสัญญาณที่กระจายออกไปจากค่าเฉลี่ย ซึ่งจะเป็นตัวบอกถึงการเกิดสัญญาณที่มาจากหลายทิศทาง (multipath) ตามลำดับ แต่เนื่องจากการวัดได้ทำภายในห้องที่มีการดูดซับการสะท้อนของคลื่นจึงทำให้ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงสามารถประมาณได้จากภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังของสัญญาณได้เลยทั้ง 2 กรณี ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงขอแสดงเฉพาะค่าการแผ่ประวิงเปรียบเทียบกันระหว่างกรณีที่มีและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ในมุมต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 5.3 จากรูปจะเห็นได้ว่ากรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์นั้นค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณจะมีค่าใกล้เคียงกันในทุก ๆ มุมคือประมาณ 2 นาโนวินาที ส่วนในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในแต่ละมุมเกิดการเปลี่ยนแปลง โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่มุม 180 องศา ค่าเพิ่มขึ้นเป็น 8 นาโนวินาทีซึ่งมากกว่ามุมอื่นๆ ทั้งนี้ก็เนื่องจากการบดบังจากร่างกายมนุษย์ขึ้น

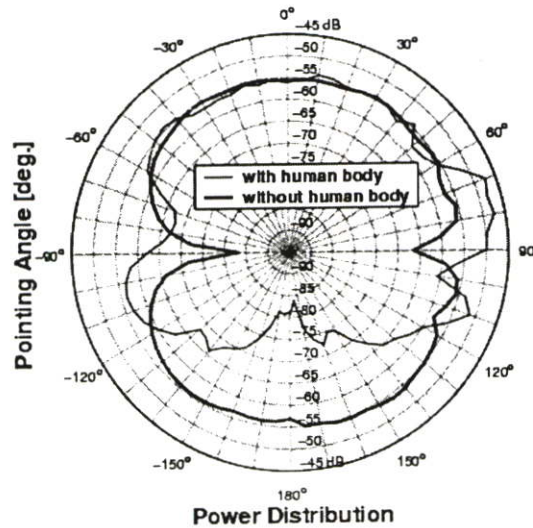


รูปที่ 5.3 ค่าการแผ่ประวิงระหว่างกรณีที่มีผลและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ในมุมต่างๆ

### 5.2.1.3 การกระจายของระดับกำลังงานของสัญญาณ

ในส่วนนี้จะเป็นการวิเคราะห์ถึงการกระจายของระดับกำลังงานจากทางด้านส่งมายังด้านรับในมุมต่างๆ ซึ่งจะเป็นค่าลบเนื่องจากจะเป็นส่วนกลับของค่าการลดทอนของกำลังงานที่เป็นค่าบวกดังแสดงในรูปที่ 5.4 จากรูปจะเห็นได้ว่าในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ค่าการกระจายตัวของสัญญาณที่เข้ามายังด้านรับมีค่าสูงสุดที่มุม 0 องศาและ 180 องศา ทั้งนี้ก็เนื่องด้วยความสามารถในการรับสัญญาณของสายอากาศรับ ส่วนในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์นั้นการกระจายตัวของ

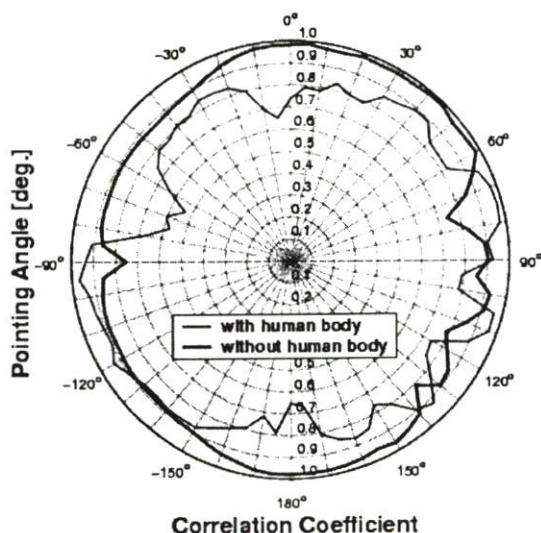
ระดับกำลังงานของสัญญาณเกิดการเปลี่ยนแปลงในทุกๆ มุม โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่มุม 180 องศา ความสามารถในการรับสัญญาณของสายอากาศรับมีค่าน้อยที่สุด ทั้งนี้ก็เนื่องจากเกิดการบดบังจากร่างกายมนุษย์นั่นเอง



รูปที่ 5.4 การกระจายของระดับกำลังงานในเชิงมุมในกรณีที่มีผลและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์

#### 5.2.1.4 ค่าความเพี้ยนของสัญญาณ

ในระบบแถบกว้างยิ่งนั้นรูปร่างของสัญญาณมีความสำคัญต่อการตรวจจับและการตัดสินใจบิต ข้อมูล เพราะฉะนั้นจึงมีความจำเป็นที่ต้องทำการวิเคราะห์ถึงค่าความเพี้ยนของสัญญาณที่รับได้นอกเหนือจากผลกระทบจากสายอากาศแล้ว ผลจากร่างกายมนุษย์นั้นเป็นส่วนหนึ่งที่ต้องพิจารณาซึ่งจะแสดงในรูปของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่รับได้และสัญญาณที่ใช้ส่งดังแสดงในรูปที่ 5.5 จากรูปจะเห็นได้ว่าในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์นั้นค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เกิดการเปลี่ยนแปลงในทุกๆ มุม นั่นก็หมายความว่าในแต่ละมุมเกิดความเพี้ยนในสัญญาณที่รับได้ในระดับต่างๆ กัน ทั้งนี้ก็เนื่องจากคุณสมบัติของสายอากาศเป็นหลัก โดยค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวจะอยู่ในช่วง 0 ถึง 1 กล่าวคือถ้าค่าสัมประสิทธิ์มีค่าเท่ากับ 1 นั้นหมายความว่าสัญญาณที่รับได้เหมือนกับสัญญาณที่ใช้ส่งทุกประการคือไม่เกิดความเพี้ยนนั่นเอง ส่วนในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ค่าความเพี้ยนของสัญญาณที่รับได้โดยรวมแล้วเพิ่มขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่มุม 180 องศา ทั้งนี้ก็เนื่องจากเกิดการบดบังจากร่างกายมนุษย์



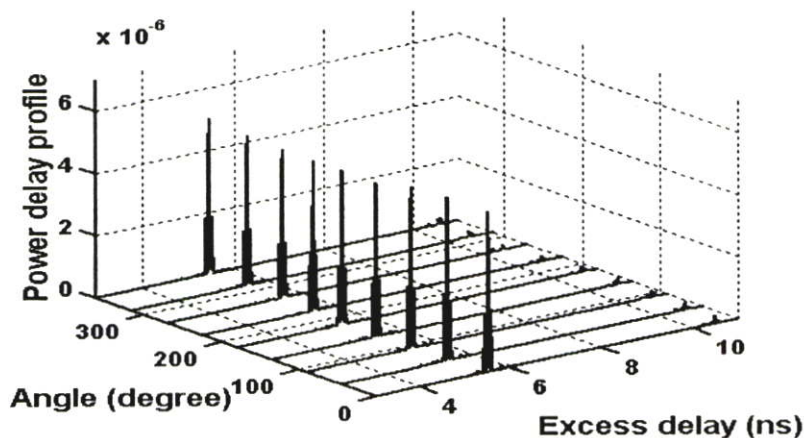
รูปที่ 5.5 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณในมุมต่างๆ เปรียบเทียบกันระหว่างกรณีที่มีผลและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์จากผลการวัดภายในห้องแบบที่ 1

### 5.2.2 ผลการวิเคราะห์ข้อมูลการวัดภายในห้องแบบที่ 2

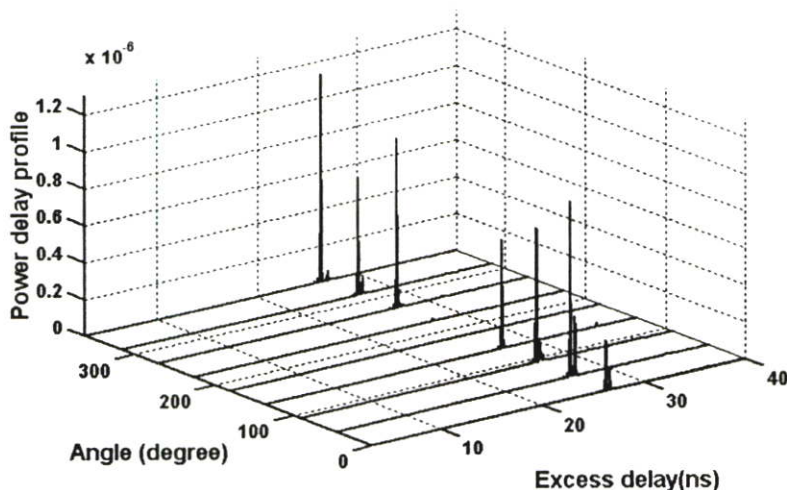
ในการทดลองแบบที่ 2 นี้ได้ทำการวัดภายในห้องซึ่งมีลักษณะดังรูปที่แสดงไว้ในบทที่ผ่านมา ซึ่งทำการวัดโดยใช้เครื่องวิเคราะห์วงจรรายแบบเวกเตอร์เป็นอุปกรณ์หลัก โดยใช้สายอากาศทั้งทางด้านรับและส่งเป็นสายอากาศแบบกรวยคู่ ซึ่งมีลักษณะและขั้นตอนการวัดดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 4 เพื่อตรวจสอบถึงผลการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณภายในสภาวะแวดล้อมจริง โดยผลที่ได้จากการวัดจะแบ่งเป็น 2 กรณีคือ กรณีที่มีผลและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ในมุมต่างๆ ตั้งแต่ 0 ถึง 360 องศา ซึ่งเมื่อนำข้อมูลดังกล่าวไปวิเคราะห์บน โปรแกรมคอมพิวเตอร์จะสามารถแสดงให้เห็นถึงผลที่เกิดขึ้นในลักษณะต่างๆ ดังนี้

#### 5.2.2.1 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานของสัญญาณ

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่าผลของภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานของสัญญาณนั้นจะแสดงในรูปแบบของกราฟ 3 แกน ซึ่งจะพิจารณาในสองกรณีคือ กรณีที่ไม่มีผลและมีผลจากร่างกายมนุษย์ ซึ่งนำมาเปรียบเทียบกันเพื่อหาการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นดังแสดงในรูปที่ 5.6 และ 5.7 ตามลำดับ จากรูปจะเห็นได้ว่าในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์นั้นสัญญาณเดินทางมาถึงด้านรับใช้เวลาเท่ากันคือประมาณ 6 นาโนวินาทีโดยมีระดับของสัญญาณที่ใกล้เคียงกันและในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์นั้นจะเห็นได้ว่าระดับของสัญญาณในแต่ละมุมนั้นลดลง โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่มุม 180 องศา ระดับของสัญญาณจะต่ำที่สุดเนื่องจากเกิดการบดบังจากร่างกายมนุษย์



รูปที่ 5.6 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในแต่ละมุมกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์

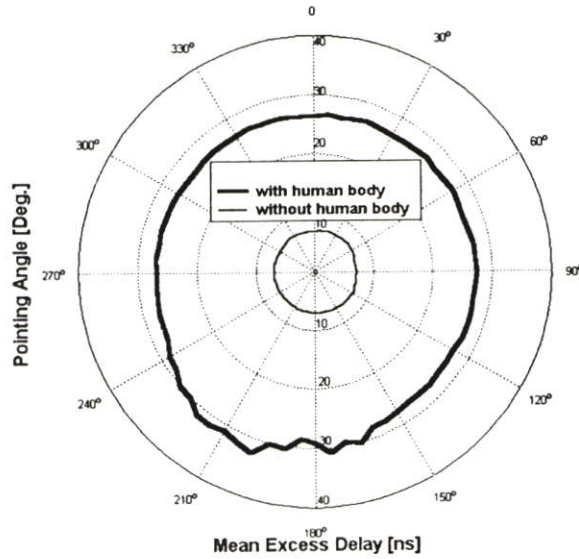


รูปที่ 5.7 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในแต่ละมุมกรณีมีผลจากร่างกายมนุษย์

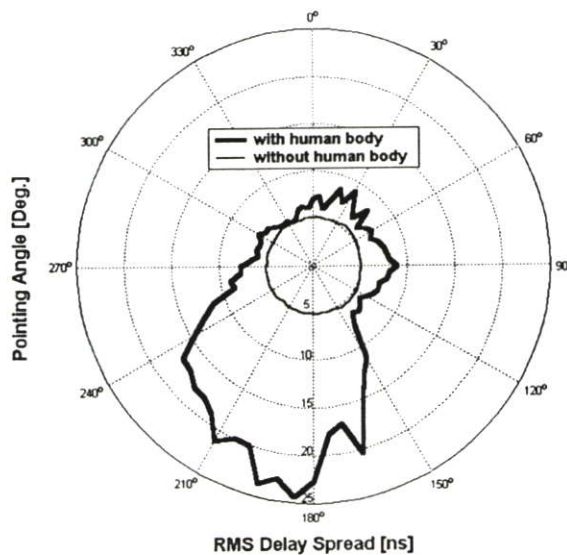
#### 5.2.2.2 ลักษณะการกระจายทางเวลาของสัญญาณ

จากข้อมูลการวัดภายในห้องแบบที่ 2 นี้การวิเคราะห์เพื่อหาผลของการกระจายทางเวลาของสัญญาณนั้นจะพิจารณาใน 2 ส่วนคือ ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงและค่าการแผ่ประวิง ซึ่งจะแสดงให้เห็นถึงผลดังกล่าวภายใต้สภาวะแวดล้อมจริง โดยเปรียบเทียบกันระหว่างกรณีที่มีและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ดังแสดงในรูปที่ 5.8 และ 5.9 ตามลำดับ จากรูปที่ 5.8 จะเห็นได้ว่ากรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์นั้นค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณจะมีค่าใกล้เคียงกันในทุก ๆ มุมคือประมาณ 6 นาโนวินาที ส่วนในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในแต่ละมุมเกิดการเปลี่ยนแปลง โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่มุม 180 องศา ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงเพิ่มขึ้นเป็น 30 นาโนวินาที ทั้งนี้

ก็เนื่องจากเกิดการบดบังจากร่างกายมนุษย์ขึ้น ส่วนในรูปที่ 5.9 ค่าการแผ่ประวิงที่มุม 180 องศาของกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์นั้นจะมีค่ามากที่สุดคือประมาณ 25 นาโนวินาทีนั้นก็หมายความว่าเมื่อเกิดการบดบังจากร่างกายมนุษย์สัญญาณที่เข้ามายังด้านรับเกิดการกระจายตัวออกไปมากกว่าปกติ



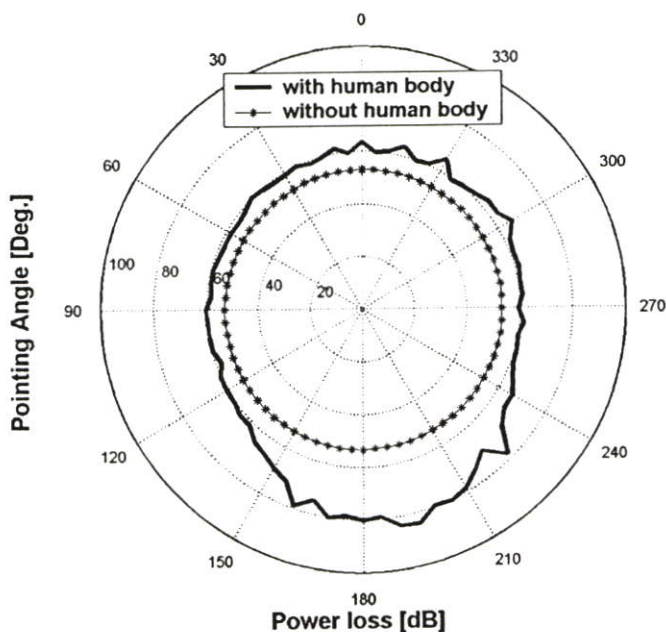
รูปที่ 5.8 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในกรณีที่มีและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์



รูปที่ 5.9 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในกรณีที่มีและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์

### 5.2.2.3 การสูญเสียกำลังงานของสัญญาณ

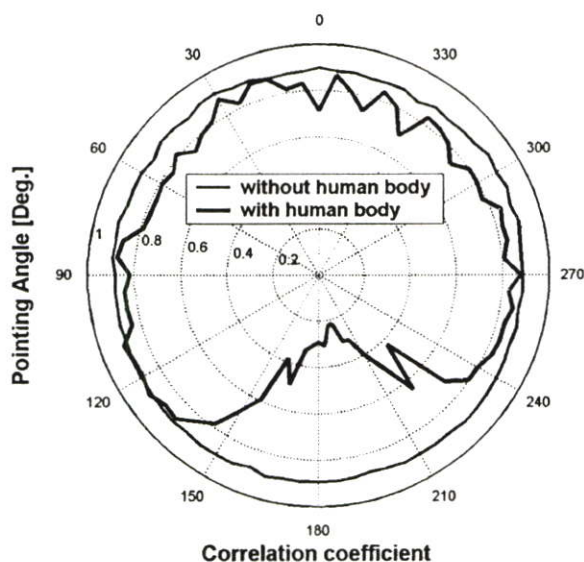
ในการวิเคราะห์ถึงผลการเปลี่ยนแปลงของระดับกำลังงานของสัญญาณที่ทำการทดลองภายในห้องแบบที่ 2 นี้ได้แสดงในรูปที่ 5.10 ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่ากรณีที่ไม่มีการรบกวนจากร่างกายมนุษย์นั้น ค่าการสูญเสียกำลังงานอยู่ในระดับที่ใกล้เคียงกันในทุกๆ มุม โดยมีค่าประมาณ 60 dB ส่วนในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ค่าการสูญเสียกำลังงานเพิ่มขึ้นในทุก ๆ มุม โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่มุม 180 องศา ค่าของกำลังงานเกิดการสูญเสียมากที่สุดคือประมาณ 80 dB ทั้งนี้ก็เนื่องจากการบดบังจากร่างกายมนุษย์ขึ้นมานั่นเอง



รูปที่ 5.10 การสูญเสียกำลังงานในเชิงมุมในกรณีที่มีผลและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์

### 5.2.2.4 ค่าความเพี้ยนของสัญญาณ

ในการวิเคราะห์ถึงความเพี้ยนของสัญญาณจากข้อมูลการวัดภายใต้สภาวะแวดล้อมจริงนั้นยังคงพิจารณาจากค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ดังแสดงในรูปที่ 5.11 จากรูปจะเห็นว่าได้แสดงในลักษณะของกราฟแบบวงกลมซึ่งสามารถสังเกตเห็นผลความแตกต่างของค่าความเพี้ยนของสัญญาณที่ได้รับได้ระหว่างกรณีที่มีผลและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ได้อย่างชัดเจน โดยกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์นั้นค่าความเพี้ยนของสัญญาณเพิ่มมากขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่ไม่มีการรบกวนจากร่างกายมนุษย์ โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่มุม 180 องศาจะเกิดความเพี้ยนของสัญญาณมากที่สุด ซึ่งเป็นผลมาจากการบดบังจากร่างกายมนุษย์เช่นกัน



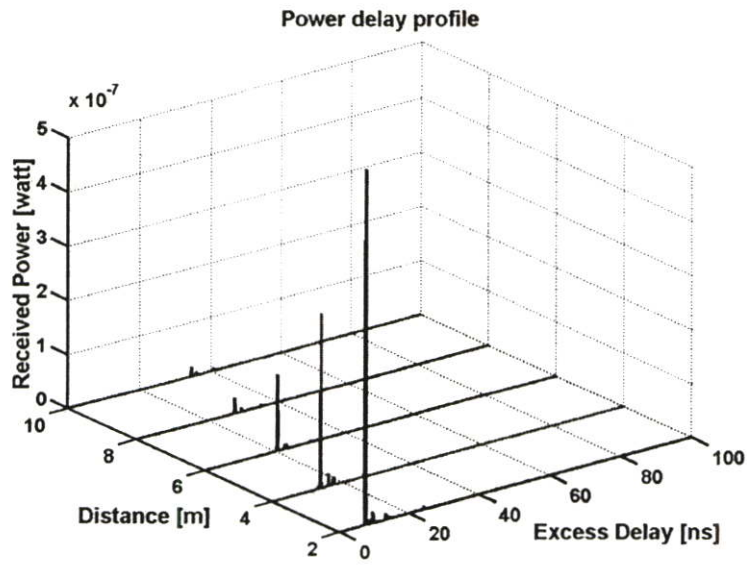
รูปที่ 5.11 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณในมุมต่างๆ เปรียบเทียบกันระหว่างกรณีที่มีผลและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์จากผลการวัดภายในห้องแบบที่ 2

### 5.2.3 ผลการวิเคราะห์ข้อมูลการวัดภายในห้องแบบที่ 3

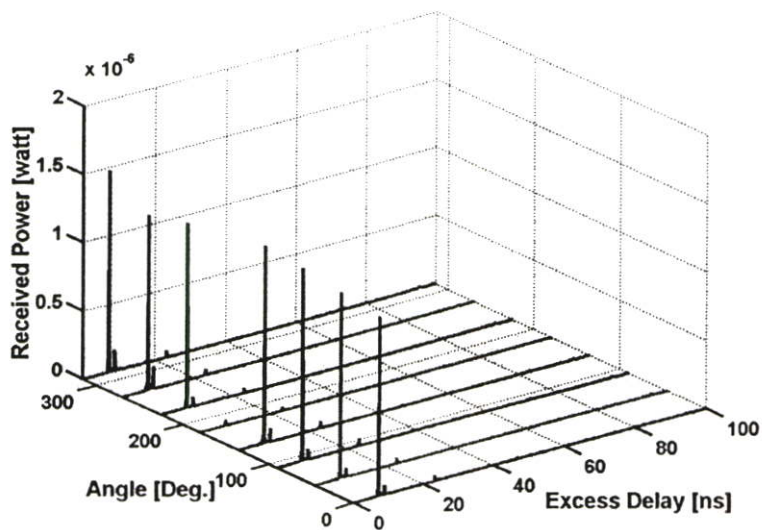
ในการวัดภายในห้องแบบที่ 3 นี้ลักษณะขั้นตอนจะต่างจากการวัดในห้องแบบที่ 1 และ 2 โดยจะกำหนดให้สายอากาศด้านรับห่างจากร่างกายมนุษย์เป็นระยะทางเท่ากับ 1 เมตร ซึ่งทำการวัดด้วยสายอากาศ 2 แบบคือ สายอากาศแบบกรวยคู่และสายอากาศแบบเส้นตัวนำกลางภายใต้เงื่อนไข 2 กรณีคือ กรณีที่มีผลและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ โดยจะแสดงผลการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นในมุมต่างๆ ตั้งแต่ 0 องศาถึง 360 องศา ช่วงละ 45 องศา ดังจะแสดงให้เห็นในรูปของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้

#### 5.2.3.1 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานของสัญญาณ

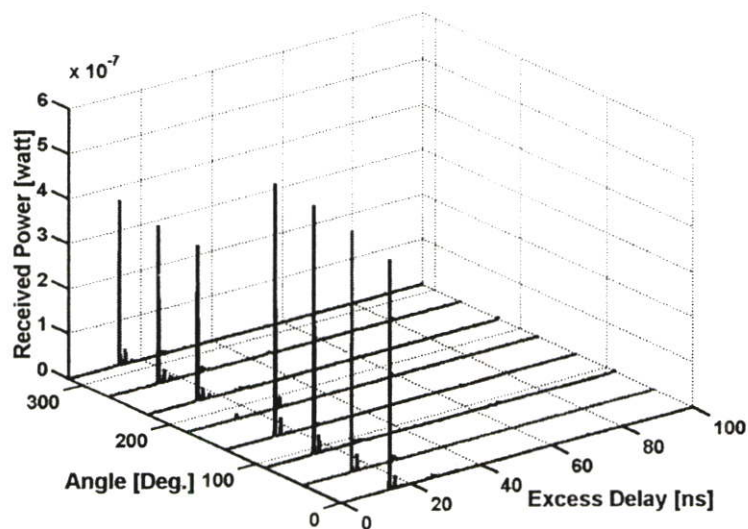
การแสดงผลในหัวข้อนี้จะแบ่งออกเป็น 2 แบบด้วยกันคือ ผลจากการวัดด้วยสายอากาศแบบกรวยคู่และสายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง โดยในแต่ละแบบจะแสดงผลใน 2 กรณีคือกรณีที่มีผลและไม่มีผลการจากร่างกายมนุษย์ โดยในกรณีที่ไม่มีผลการจากร่างกายมนุษย์นั้นจะแสดงถึงผลของภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานของสัญญาณที่แปรเปลี่ยนไปตามระยะทางตั้งแต่ 2 เมตรถึง 10 เมตร ระยะห่างช่วงละ 2 เมตร ซึ่งจะแสดงในรูปของกราฟ 3 แกนดังแสดงในรูปที่ 5.12 ส่วนในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์จะแสดงผลของภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในมุมต่าง ๆ ตั้งแต่ 0 องศาถึง 360 องศา ระยะห่างช่วงละ 45 องศา ในระยะห่างเดียวกันกับกรณีแรก ดังแสดงในรูปที่ 5.13 ถึง 5.17 ตามลำดับ



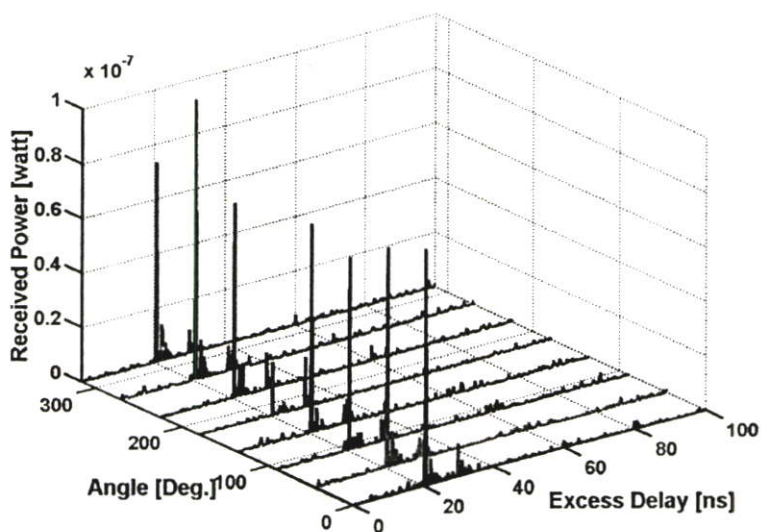
รูปที่ 5.12 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในระยะทางต่าง ๆ กรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)



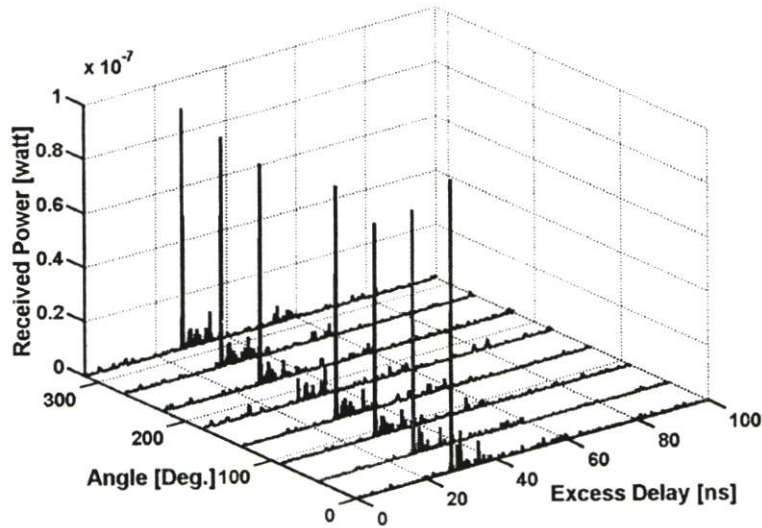
รูปที่ 5.13 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 2 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)



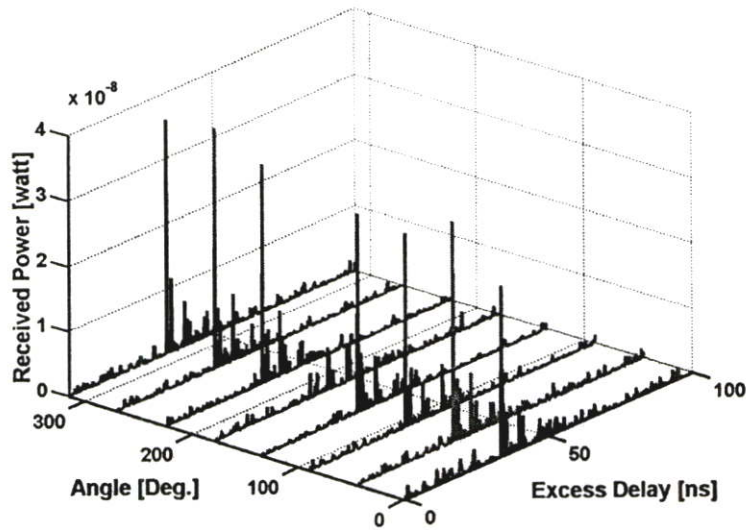
รูปที่ 5.14 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในมุมต่างๆ ที่ระยะทาง 4 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)



รูปที่ 5.15 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในมุมต่างๆ ที่ระยะทาง 6 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)



รูปที่ 5.16 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 8 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)

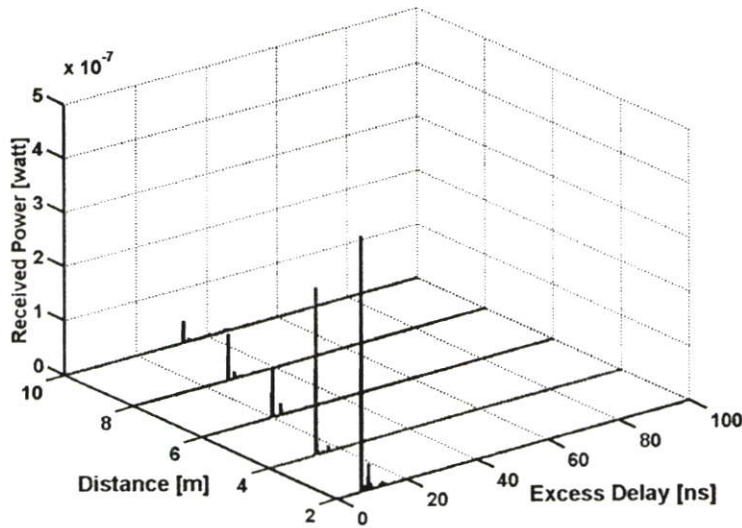


รูปที่ 5.17 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 10 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)

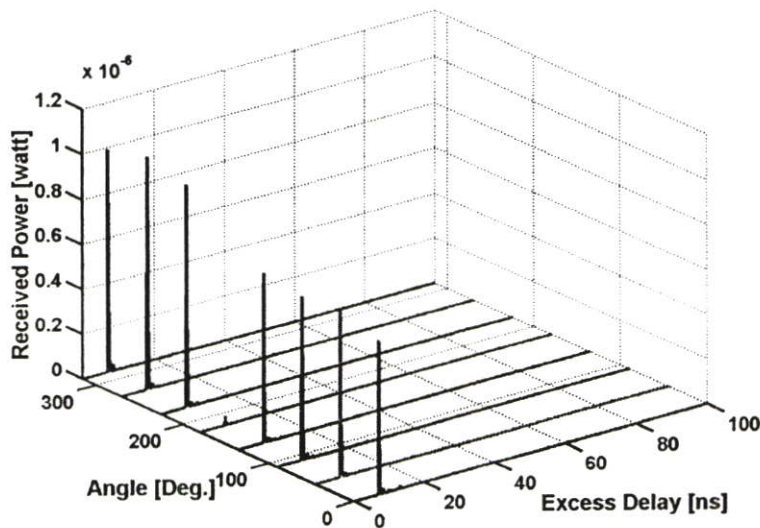
จากผลที่ได้แสดงในข้างต้นจะเห็นได้ว่าในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์นั้นระดับของสัญญาณและเวลาในการเข้ามาถึงเปลี่ยนแปลงไปตามระยะทาง นั่นก็คือ เมื่อระยะทางเพิ่มขึ้นระดับของสัญญาณจะลดลงหรือที่เรียกว่า การสูญเสียเชิงวิถี โดยในส่วนของเวลาที่ใช้ในการเดินทางของสัญญาณนั้นจะเพิ่มขึ้นตามระยะทางที่เพิ่มขึ้น และในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์นั้น ระดับของสัญญาณในแต่ละมุมของในแต่ละระยะนั้นเกิดการเปลี่ยนแปลงในระดับต่าง ๆ กัน โดยเฉพาะอย่าง

ยิ่งในมุมที่ 180 องศาของแต่ละระยะจะสังเกตเห็นว่าสัญญาณมีระดับต่ำกว่าทุกๆ มุมทั้งนี้ก็เนื่องจากเกิดการบดบังของร่างกายมนุษย์มากที่สุด

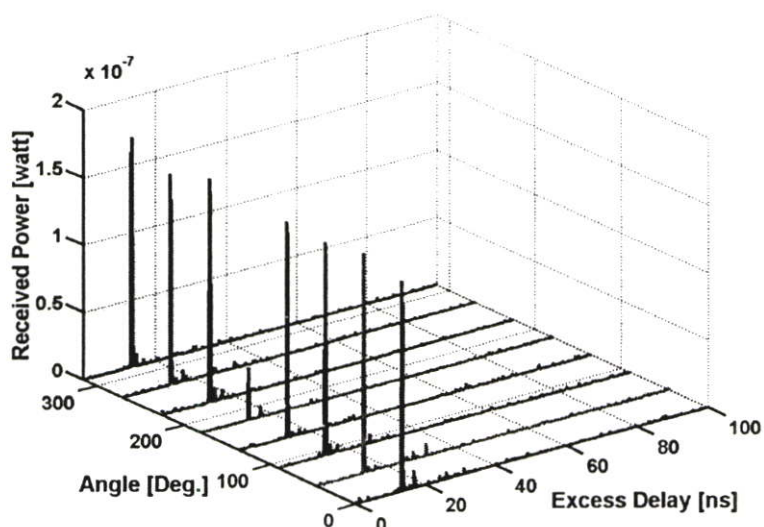
ผลที่แสดงถึงภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานที่ได้จากการวัดโดยใช้สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลางในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ได้แสดงในรูปที่ 5.18 ส่วนในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์นั้นได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.19 ถึง 5.23



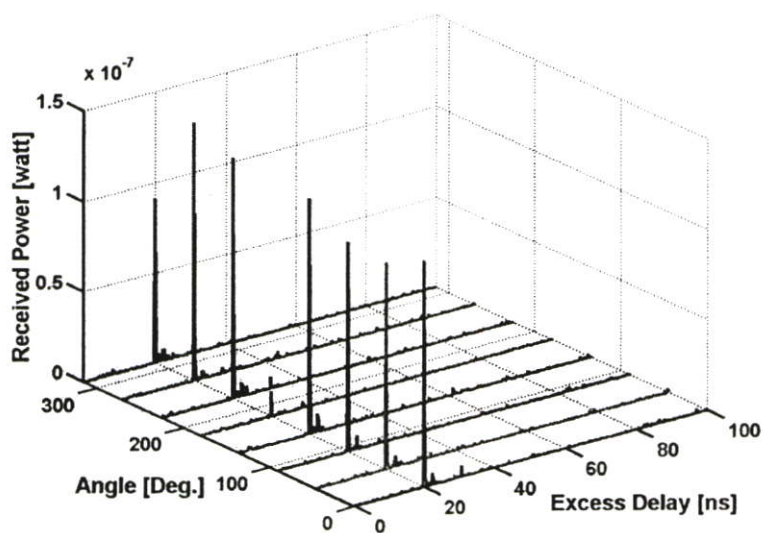
รูปที่ 5.18 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในระยะทางต่างๆ กรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)



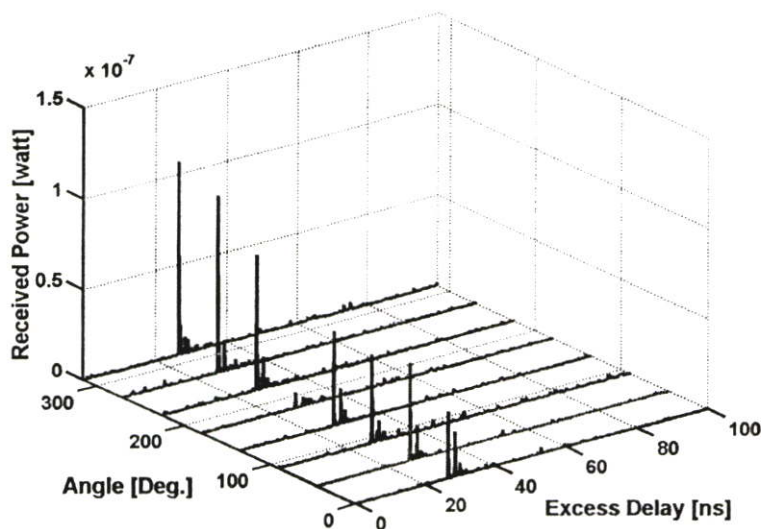
รูปที่ 5.19 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 2 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)



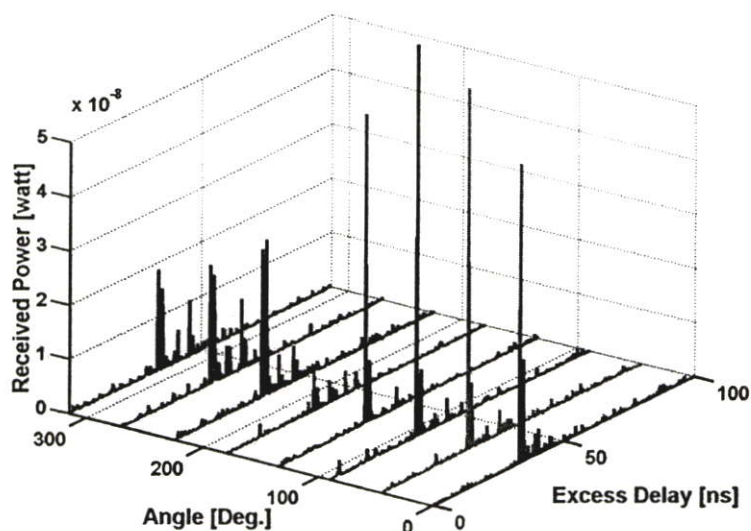
รูปที่ 5.20 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 4 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)



รูปที่ 5.21 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 6 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)



รูปที่ 5.22 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 8 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)



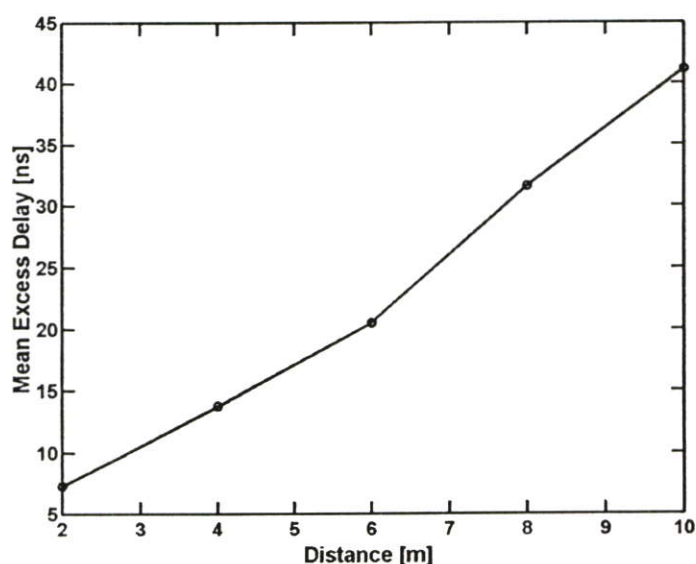
รูปที่ 5.23 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 10 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)

จากรูปที่ 5.18 จะเห็นได้ว่าระดับของสัญญาณในแต่ละระยะเกิดการเปลี่ยนแปลงในระดับที่ลดลงแปรไปตามระยะทางที่เพิ่มขึ้น โดยมีลักษณะของผลการเปลี่ยนแปลงใกล้เคียงกับกรณีที่ใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ ส่วนเวลาในการเข้ามาถึงของสัญญาณในแต่ละระยะมีค่าการเปลี่ยนแปลงไปตามระยะทาง โดยมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงทางเวลาที่เพิ่มขึ้นเมื่อระยะทางเพิ่มขึ้น และค่าการเปลี่ยนแปลงใกล้เคียงกับกรณีที่ใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ ส่วนในรูปที่ 5.19 ถึง 5.23 นั้นเป็นกรณีที่

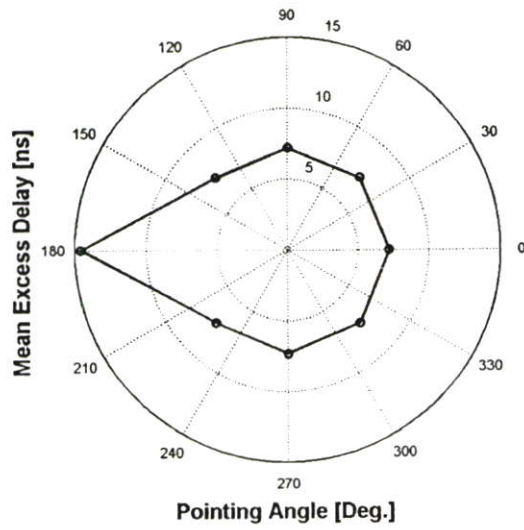
มีผลจากร่างกายมนุษย์ในระยะต่างๆ จะเห็นได้ว่าในแต่ละมุมระดับของสัญญาณเกิดการเปลี่ยนแปลงต่างกัน โดยเฉพาะที่มุม 180 องศา ระดับของสัญญาณจะมีค่าต่ำที่สุดทั้งนี้เนื่องจากเป็นมุมที่เกิดการบดบังจากร่างกายมนุษย์มากที่สุด

### 5.2.3.2 ลักษณะการกระจายทางเวลาของสัญญาณ

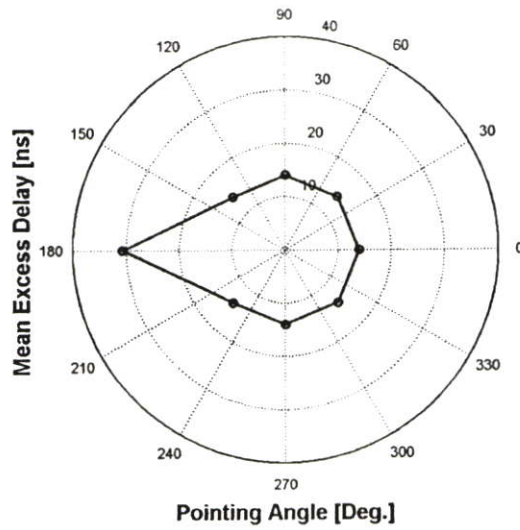
ในหัวข้อนี้จะแสดงถึงผลการวิเคราะห์ลักษณะการกระจายทางเวลาของสัญญาณ โดยจะแสดงใน 2 ส่วนคือ ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงและค่าการแผ่ประวิงด้วยผลการวัดจากการใช้สายอากาศ 2 แบบคือ สายอากาศแบบกรวยคู่และสายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง ซึ่งเปรียบเทียบกันระหว่างกรณีที่ไม่มีผลและมีผลจากร่างกายมนุษย์ ดังแสดงในรูปที่ 5.24 ถึง 5.47 ตามลำดับ จากรูปที่ 5.24 จะแสดงถึงค่าเฉลี่ยเวลาประวิงในระยะต่างๆ คือ 2 4 6 8 และ 10 เมตรกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์โดยใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ ส่วนในกรณีที่มียผลจากร่างกายมนุษย์นั้นแสดงในรูปที่ 5.25 ถึง 5.29 ซึ่งจะเป็นกราฟในเชิงมุมพิจารณาตั้งแต่ 0 องศา ถึง 360 องศาของระยะต่างๆ ดังที่ได้กล่าวมาแล้วตามลำดับ



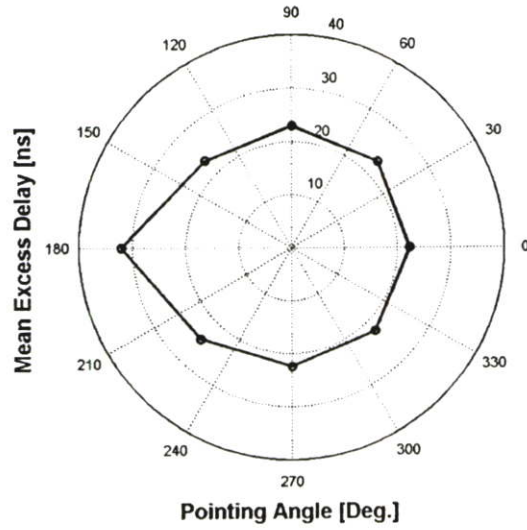
รูปที่ 5.24 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในระยะทางต่างๆ กรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)



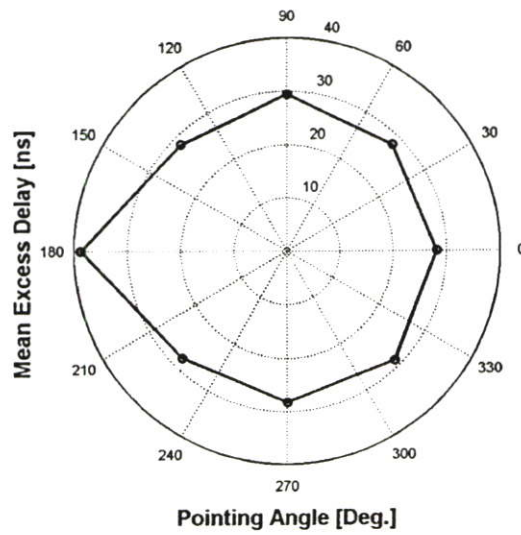
รูปที่ 5.25 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 2 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)



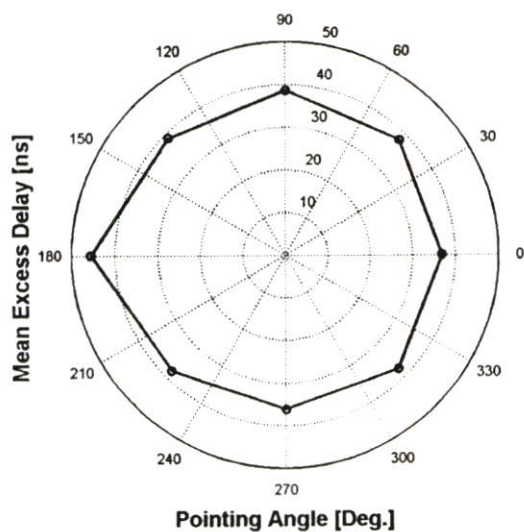
รูปที่ 5.26 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 4 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)



รูปที่ 5.27 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 6 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)



รูปที่ 5.28 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 8 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)



รูปที่ 5.29 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 10 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)

ตารางที่ 5.1 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)

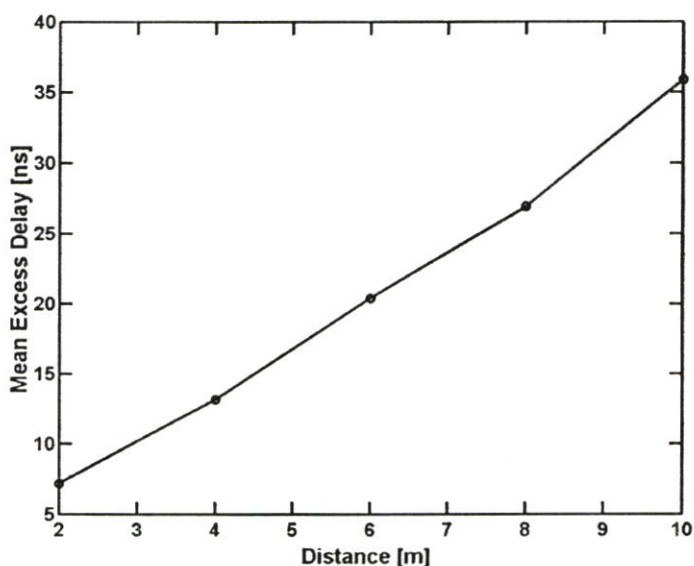
| ระยะ (เมตร) | มุม (องศา)/ นาโนวินาที (ns) |      |     |      |
|-------------|-----------------------------|------|-----|------|
|             | 0                           | 45   | 90  | 135  |
| 2           | 7.2                         | 7.2  | 7.2 | 7.2  |
| 4           | 14                          | 14   | 14  | 14   |
| 6           | 22                          | 23   | 23  | 23.2 |
| 8           | 28                          | 28   | 29  | 28   |
| 10          | 37                          | 38   | 38  | 38   |
| ระยะ (เมตร) | มุม (องศา)/นาโนวินาที (ns)  |      |     |      |
|             | 180                         | 225  | 270 | 315  |
| 2           | 14.6                        | 7.2  | 7.2 | 7.2  |
| 4           | 30.7                        | 14   | 14  | 14   |
| 6           | 32                          | 24.4 | 23  | 23   |
| 8           | 38.7                        | 28   | 28  | 28.7 |
| 10          | 46                          | 38   | 36  | 38   |

ตารางที่ 5.2 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)

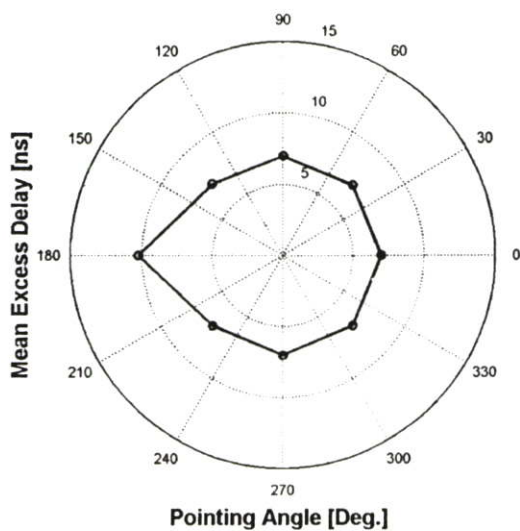
| ระยะทาง (เมตร)/นาโนวินาที (ns) |    |    |    |    |
|--------------------------------|----|----|----|----|
| 2                              | 4  | 6  | 8  | 10 |
| 7.3                            | 14 | 21 | 32 | 40 |

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ได้แสดงในข้างต้นร่วมกับค่าที่แสดงในตารางที่ 5.1 และ 5.2 จะเห็นได้ว่าเมื่อระยะทางเพิ่มขึ้นค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณก็จะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย และในส่วนของผลจากร่างกายมนุษย์นั้นค่าเฉลี่ยเวลาประวิงจะมีค่ามากที่สุดเมื่อเกิดการบดบังอย่างสมบูรณ์หรือที่มุม 180 องศา

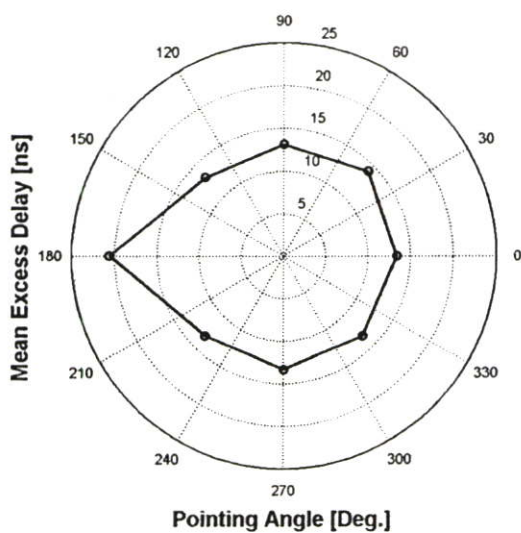
ผลของค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณที่ใช้สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลางทั้งในกรณีไม่มีผลและมีผลจากร่างกายมนุษย์แสดงในรูปที่ 5.30 ถึง 5.35 ตามลำดับ



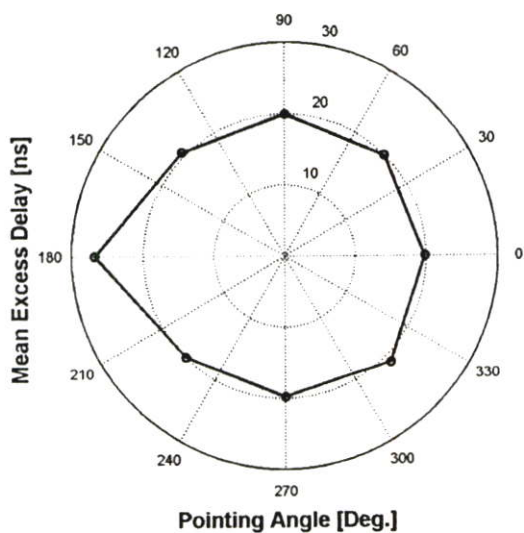
รูปที่ 5.30 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในระยะทางต่างๆ กรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)



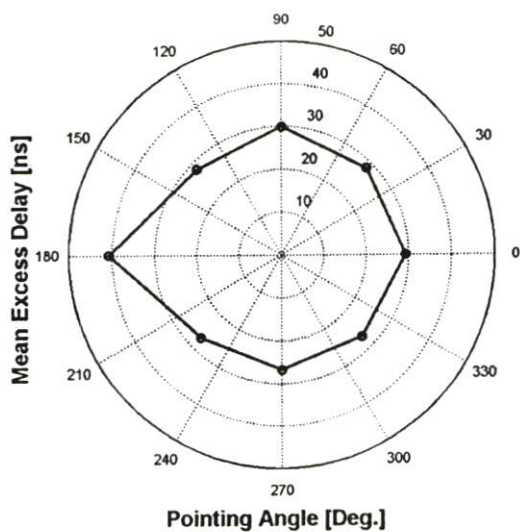
รูปที่ 5.31 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 2 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)



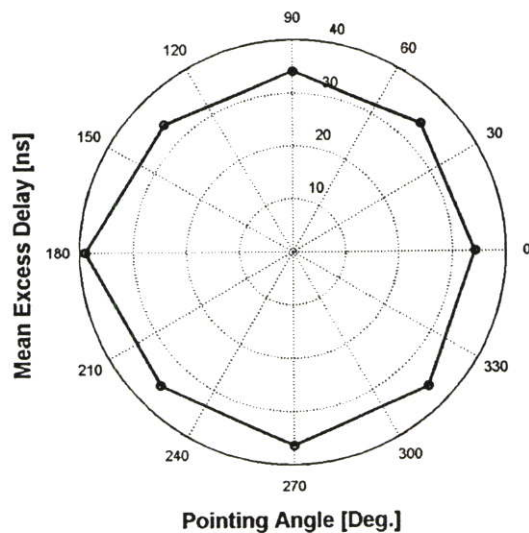
รูปที่ 5.32 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 4 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)



รูปที่ 5.33 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 6 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)



รูปที่ 5.34 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 8 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)



รูปที่ 5.35 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 10 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)

ตารางที่ 5.3 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)

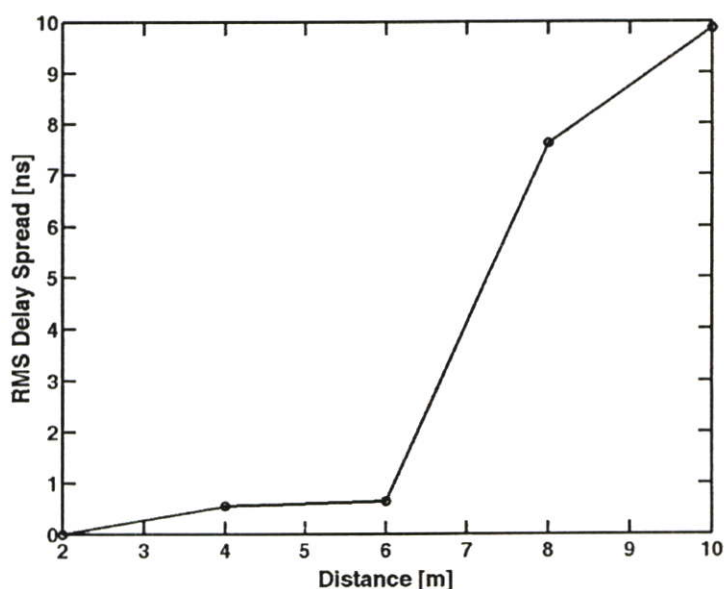
| ระยะ (เมตร) | มุม (องศา)/ นาโนวินาที (ns) |       |       |       |
|-------------|-----------------------------|-------|-------|-------|
|             | 0                           | 45    | 90    | 135   |
| 2           | 7                           | 7     | 7     | 7     |
| 4           | 13.37                       | 14.13 | 13.1  | 13.1  |
| 6           | 19.8                        | 19.9  | 19.98 | 20.61 |
| 8           | 29.26                       | 28.38 | 29.85 | 28.2  |
| 10          | 34.2                        | 34.1  | 34.07 | 34.14 |
| ระยะ (เมตร) | มุม (องศา)/นาโนวินาที (ns)  |       |       |       |
|             | 180                         | 225   | 270   | 315   |
| 2           | 10.24                       | 7     | 7     | 7     |
| 4           | 20.6                        | 13.2  | 13.3  | 13.2  |
| 6           | 26.76                       | 19.9  | 19.8  | 21    |
| 8           | 40.66                       | 27.03 | 26.69 | 26.81 |
| 10          | 39                          | 35.39 | 36.37 | 35.91 |

ตารางที่ 5.4 ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)

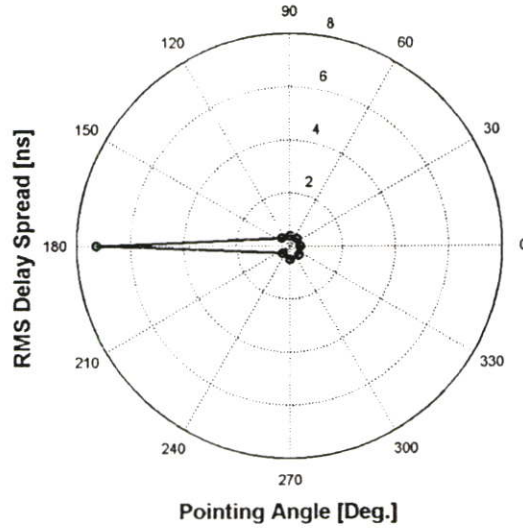
| ระยะทาง (เมตร)/นาโนวินาที (ns) |      |      |      |      |
|--------------------------------|------|------|------|------|
| 2                              | 4    | 6    | 8    | 10   |
| 7.2                            | 13.2 | 20.5 | 26.9 | 35.9 |

จากรูปที่ 5.30 ถึง 5.35 ดังที่ได้แสดงในข้างต้นร่วมกับค่าที่แสดงในตารางที่ 5.3 และ 5.4 จะพบว่าค่าการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นมีลักษณะเช่นเดียวกันกับผลการวัดที่ได้จากสายอากาศแบบกรวยคู่คือค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณจะแปรผันตามระยะทางนั่นคือเมื่อระยะทางเพิ่มขึ้นค่าเฉลี่ยเวลาประวิงจะเพิ่มขึ้นและในส่วนของผลจากร่างกายมนุษย์นั้นค่าเฉลี่ยเวลาประวิงในเชิงมุมจะมีค่าใกล้เคียงกันยกเว้นที่มุม 180 องศา จะมีค่ามากที่สุดเนื่องจากเกิดการบดบังจากร่างกายมนุษย์มากที่สุดนั่นเอง

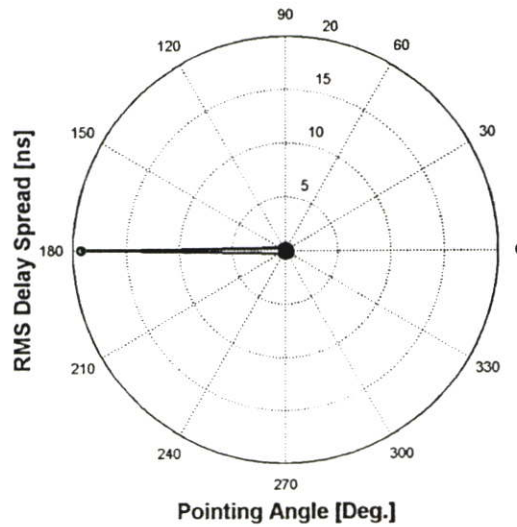
ผลของค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณที่ใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ทั้งในกรณีไม่มีผลและมีผลจากร่างกายมนุษย์แสดงในรูปที่ 5.36 ถึง 5.41 ตามลำดับ



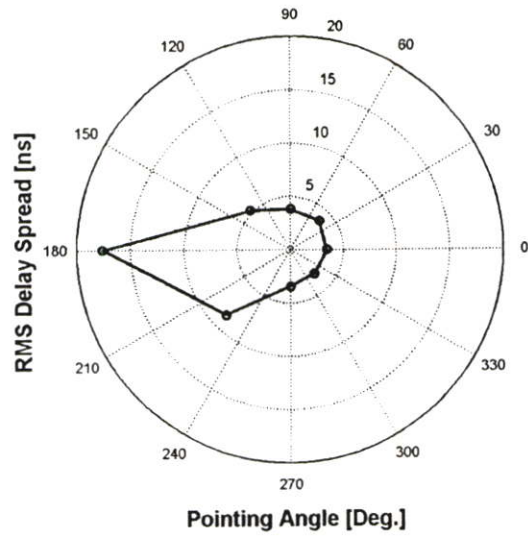
รูปที่ 5.36 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในระยะทางต่างๆ กรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)



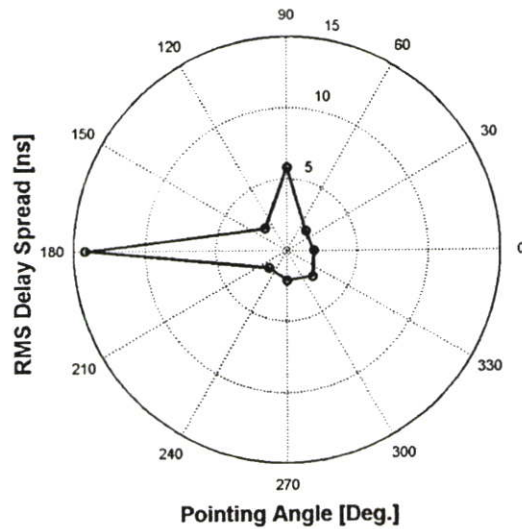
รูปที่ 5.37 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 2 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)



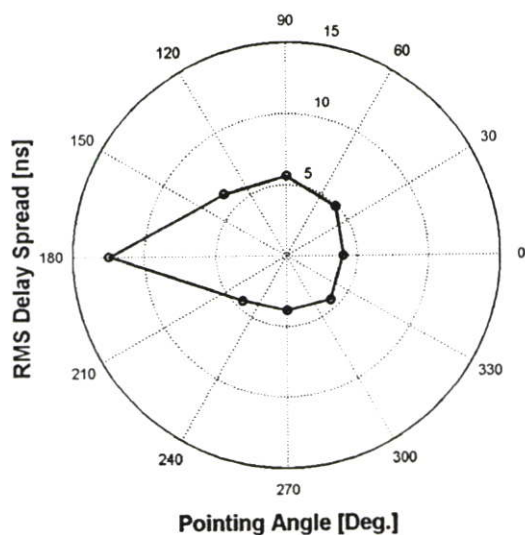
รูปที่ 5.38 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 4 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)



รูปที่ 5.39 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 6 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)



รูปที่ 5.40 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 8 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)



รูปที่ 5.41 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 10 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)

ตารางที่ 5.5 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)

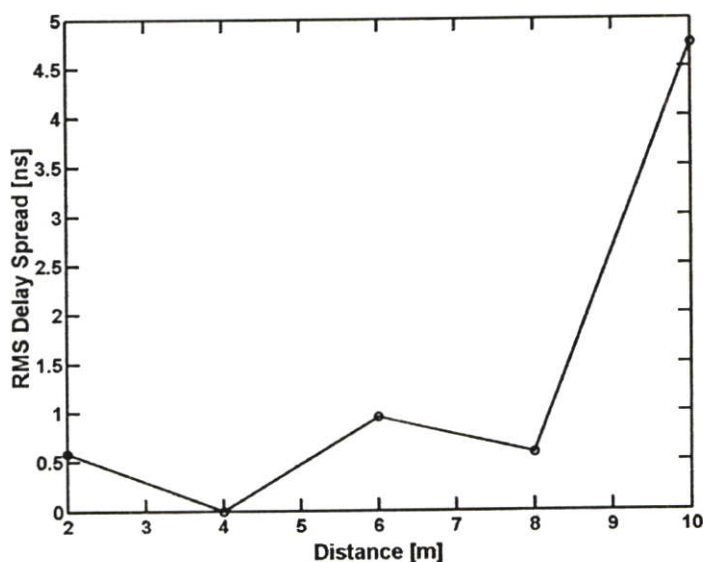
| ระยะ (เมตร) | มุม (องศา)/ นาโนวินาที (ns) |      |      |      |
|-------------|-----------------------------|------|------|------|
|             | 0                           | 45   | 90   | 135  |
| 2           | 0.39                        | 0.39 | 0.38 | 0.42 |
| 4           | 0.36                        | 0.39 | 0.40 | 0.39 |
| 6           | 3.45                        | 3.83 | 3.83 | 5.27 |
| 8           | 1.91                        | 1.90 | 5.81 | 2.19 |
| 10          | 3.98                        | 4.91 | 5.65 | 6.19 |
| ระยะ (เมตร) | มุม (องศา)/นาโนวินาที (ns)  |      |      |      |
|             | 180                         | 225  | 270  | 315  |
| 2           | 7.26                        | 0.38 | 0.51 | 0.47 |
| 4           | 19.23                       | 0.42 | 0.41 | 0.44 |
| 6           | 17.62                       | 8.59 | 3.44 | 3.17 |
| 8           | 14.20                       | 1.74 | 2.09 | 2.57 |
| 10          | 12.49                       | 4.44 | 3.88 | 4.38 |

ตารางที่ 5.6 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)

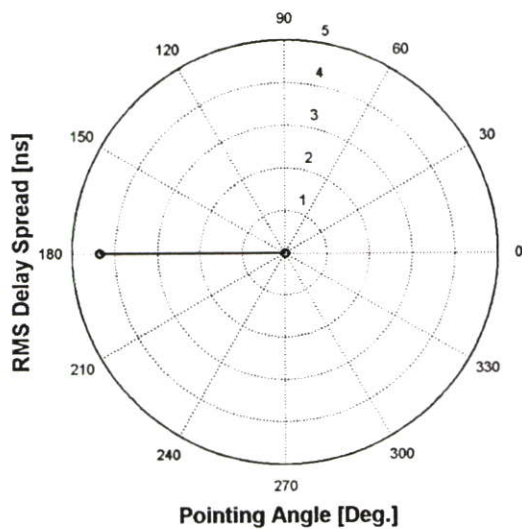
| ระยะทาง (เมตร)/นาโนวินาที (ns) |      |      |      |      |
|--------------------------------|------|------|------|------|
| 2                              | 4    | 6    | 8    | 10   |
| 0                              | 0.55 | 0.64 | 7.61 | 9.87 |

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ได้แสดงในข้างต้นร่วมกับค่าที่แสดงในตารางที่ 5.5 และ 5.6 จะเห็นได้ว่าในการวัดภายในลักษณะห้องแบบที่ 3 นี้เมื่อระยะทางเพิ่มขึ้นค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณจะเพิ่มขึ้น โดยถ้าเปรียบเทียบกับค่าที่เกิดขึ้นในการวัดของแบบที่ 1 และแบบที่ 2 แล้วจะเห็นว่าค่าแตกต่างกันทั้งนี้ก็เนื่องจากสภาพแวดล้อมที่เปลี่ยนไป แสดงให้เห็นว่าลักษณะหรือสภาพแวดล้อมของห้องเป็นอีกปัจจัยหนึ่งที่ทำให้เกิดการเพิ่มขึ้นของค่าการแผ่ประวิง และในส่วนของผลจากร่างกายมนุษย์นั้น ค่าการแผ่ประวิงจะมีค่ามากที่สุดเมื่อเกิดการบดบังอย่างสมบูรณ์หรือที่มุม 180 องศา

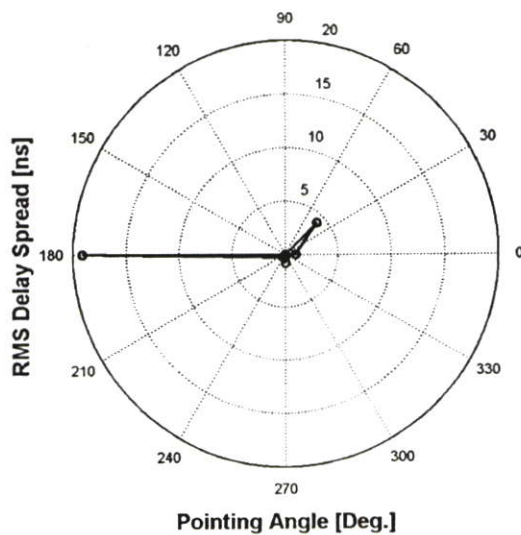
ผลของค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณที่ใช้สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลางทั้งในกรณีไม่มีผลและมีผลจากร่างกายมนุษย์แสดงในรูปที่ 5.42 ถึง 5.47 ตามลำดับ



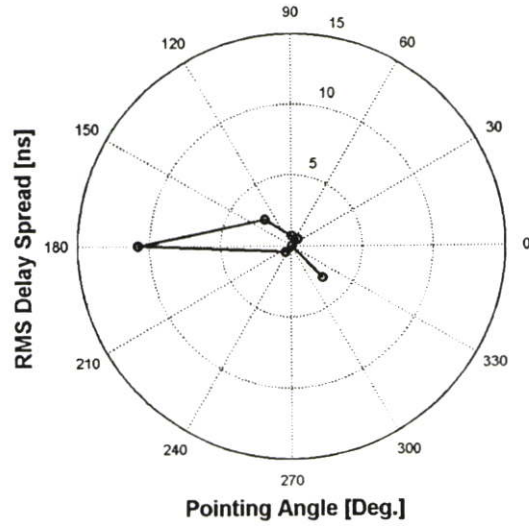
รูปที่ 5.42 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในระยะทางต่างๆ กรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)



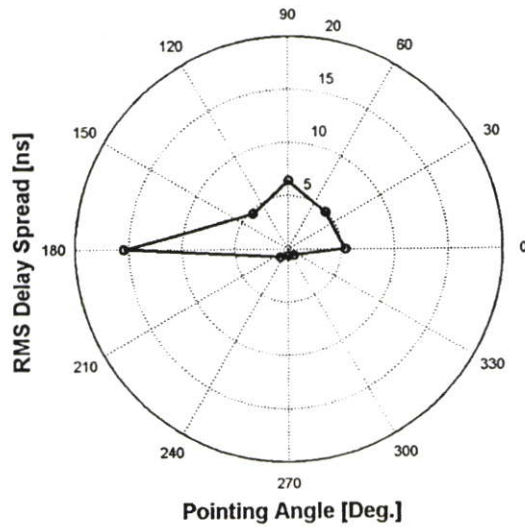
รูปที่ 5.43 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 2 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)



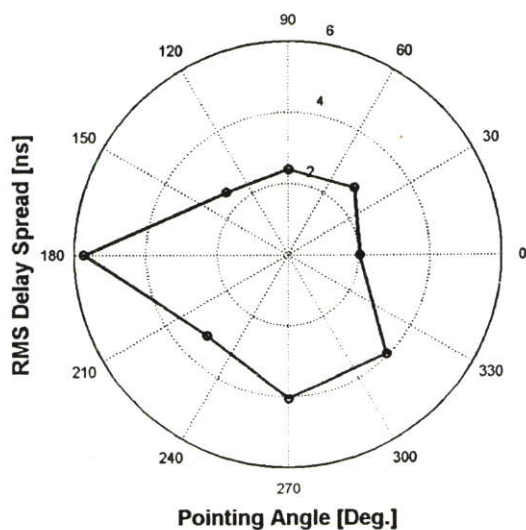
รูปที่ 5.44 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 4 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)



รูปที่ 5.45 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 6 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)



รูปที่ 5.46 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 8 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)



รูปที่ 5.47 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในมุมต่าง ๆ ที่ระยะทาง 10 เมตร กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)

ตารางที่ 5.7 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)

| ระยะ (เมตร) | มุม (องศา)/ นาโนวินาที (ns) |      |      |      |
|-------------|-----------------------------|------|------|------|
|             | 0                           | 45   | 90   | 135  |
| 2           | 0                           | 0    | 0    | 0    |
| 4           | 0.95                        | 4.18 | 0    | 0    |
| 6           | 0                           | 0.63 | 0.69 | 2.62 |
| 8           | 5.35                        | 4.89 | 6.38 | 4.66 |
| 10          | 2.03                        | 2.66 | 2.40 | 2.46 |
| ระยะ (เมตร) | มุม (องศา)/นาโนวินาที (ns)  |      |      |      |
|             | 180                         | 225  | 270  | 315  |
| 2           | 4.35                        | 0    | 0    | 0    |
| 4           | 19.08                       | 0.37 | 0.82 | 0.15 |
| 6           | 10.82                       | 0.57 | 0    | 3.09 |
| 8           | 15.45                       | 1.05 | 0.63 | 0.78 |
| 10          | 5.73                        | 3.23 | 4.05 | 3.94 |

ตารางที่ 5.8 ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)

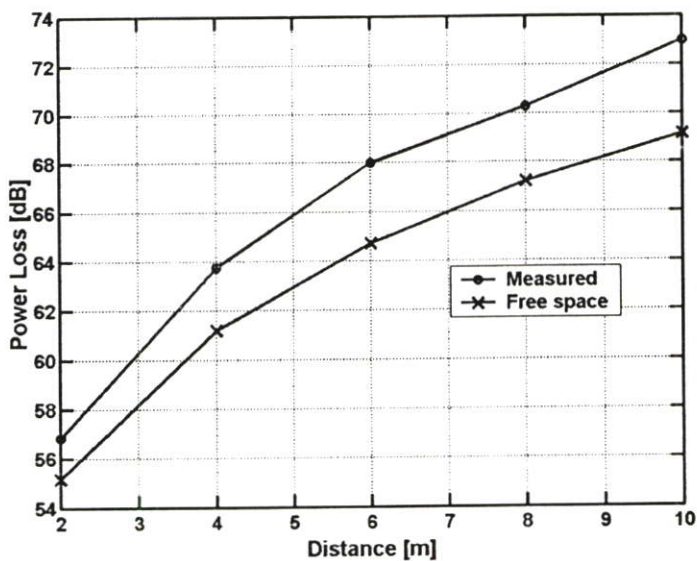
| ระยะทาง (เมตร)/นาโนวินาที (ns) |   |      |      |      |
|--------------------------------|---|------|------|------|
| 2                              | 4 | 6    | 8    | 10   |
| 0.59                           | 0 | 0.95 | 0.58 | 4.75 |

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ได้แสดงในข้างต้นร่วมกับค่าที่แสดงในตารางที่ 5.7 และ 5.8 จะเห็นได้ว่าในการวัดภายในลักษณะห้องแบบที่ 3 โดยใช้สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลางกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ค่าการแผ่ประวิงที่เกิดขึ้นแตกต่างจากกรณีที่ใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ นั่นคือค่าที่เกิดขึ้นมีการเปลี่ยนแปลงที่ไม่แน่นอนดังที่ได้แสดงในตารางที่ 5.8 ทั้งนี้เนื่องจากลักษณะของสภาพแวดล้อมในระยะทางนั้นๆ และคุณสมบัติของสายอากาศที่ใช้ ส่วนในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์จะพบว่าค่าการแผ่ประวิงในแต่ละมุมจะใกล้เคียงกันยกเว้นที่มุม 180 องศา ซึ่งเป็นมุมที่ร่างกายมนุษย์บดบังเส้นทางตรงในการแพร่กระจายของคลื่นทำให้ค่าการแผ่ประวิงมีค่ามากที่สุดตามที่ได้แสดงในตารางที่ 5.7

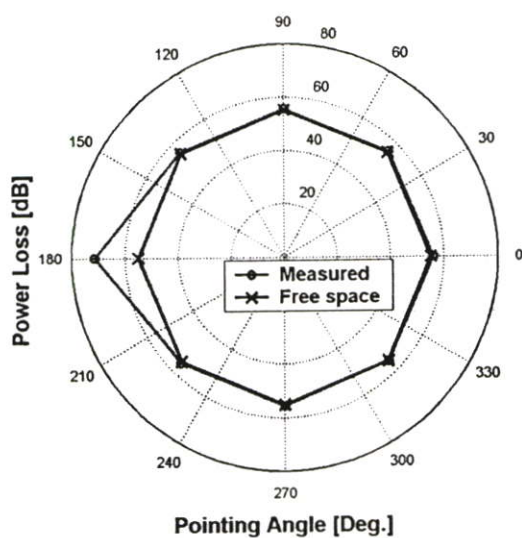
### 5.2.3.3 การสูญเสียของระดับกำลังงานของสัญญาณ

ในหัวข้อนี้จะแสดงถึงผลการลดทอนหรือการสูญเสียของระดับกำลังงานของสัญญาณที่เกิดขึ้นเนื่องจากระยะทางที่เพิ่มขึ้นหรือเรียกว่าค่าการสูญเสียเชิงวิถี โดยจะแสดงผลที่เกิดขึ้นเปรียบเทียบกับระหว่างค่าที่ได้จากการวัดกับค่าจากการประมาณในอวกาศว่าง (free space) ซึ่งพิจารณาใน 2 กรณีคือ กรณีที่มีผลและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์โดยใช้สายอากาศ 2 แบบคือ สายอากาศแบบกรวยคู่และสายอากาศแบบเส้นตัวนำกลางดังแสดงในรูปที่ 5.48 ถึง 5.56 ตามลำดับ

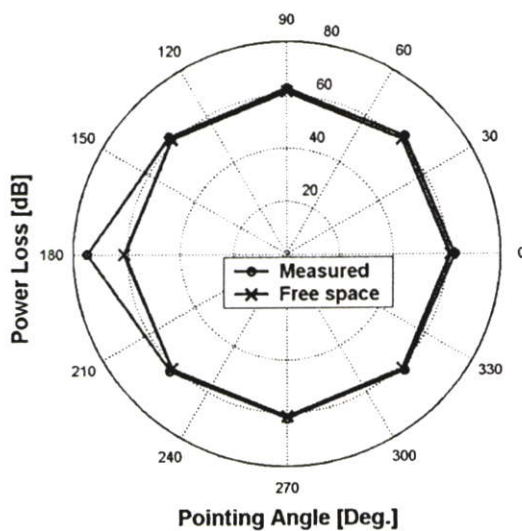
ในส่วนแรกจะแสดงผลการสูญเสียของระดับกำลังงานของสัญญาณโดยใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ ซึ่งในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์นั้นจะแสดงถึงระดับการสูญเสียของกำลังงานในระยะทางต่างๆ คือ 2 4 6 8 และ 10 เมตรตามลำดับดังแสดงในรูปที่ 5.48 ส่วนที่สองจะแสดงผลการสูญเสียของระดับกำลังงานของสัญญาณในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ ซึ่งจะแสดงผลการสูญเสียที่เกิดขึ้นในมุมต่าง ๆ ตั้งแต่ 0 องศาถึง 180 องศา ระยะห่างช่วงละ 45 องศาในแต่ละระยะดังที่ได้กล่าวมาแล้วโดยแสดงในรูปที่ 5.49 ถึง 5.53 ตามลำดับ



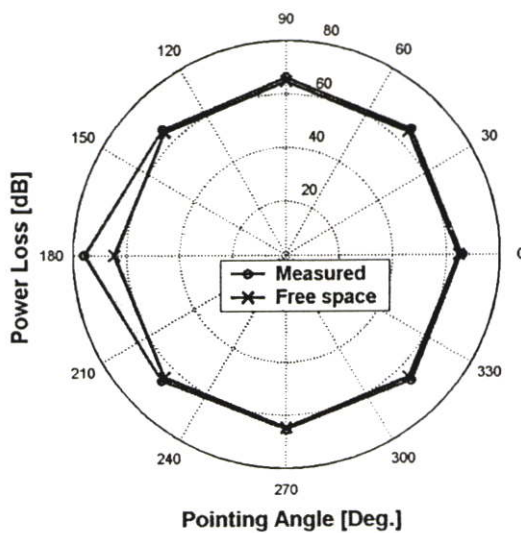
รูปที่ 5.48 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในระยะทางต่างๆ เปรียบเทียบกันระหว่างผลจากการวัดและผลการประมาณในกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)



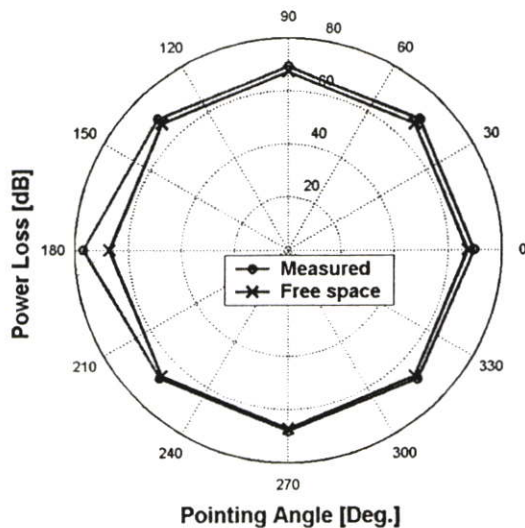
รูปที่ 5.49 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในมุมต่างๆ ที่ระยะทาง 2 เมตร เปรียบเทียบกันระหว่างผลจากการวัดและผลการประมาณในกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)



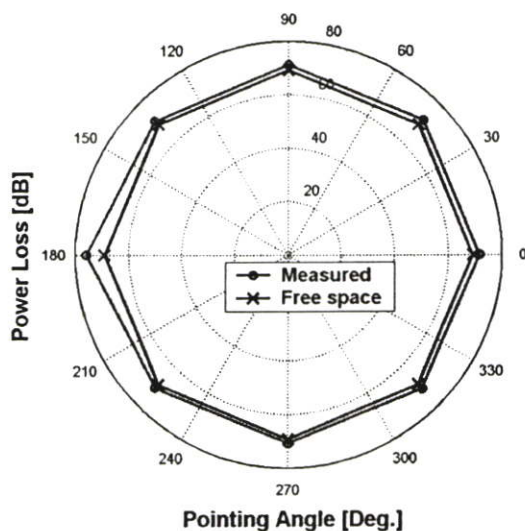
รูปที่ 5.50 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในมุมต่างๆ ที่ระยะทาง 4 เมตร เปรียบเทียบกัน ระหว่างผลจากการวัดและผลการประมาณในกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)



รูปที่ 5.51 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในมุมต่างๆ ที่ระยะทาง 6 เมตร เปรียบเทียบกัน ระหว่างผลจากการวัดและผลการประมาณในกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)



รูปที่ 5.52 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในมุมต่างๆ ที่ระยะทาง 8 เมตร เปรียบเทียบกัน ระหว่างผลจากการวัดและผลการประมาณในกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)



รูปที่ 5.53 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในมุมต่างๆ ที่ระยะทาง 10 เมตร เปรียบเทียบกัน ระหว่างผลจากการวัดและผลการประมาณในกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)

ตารางที่ 5.9 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณจากผลการวัดในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์  
(สายอากาศแบบกรวยคู่)

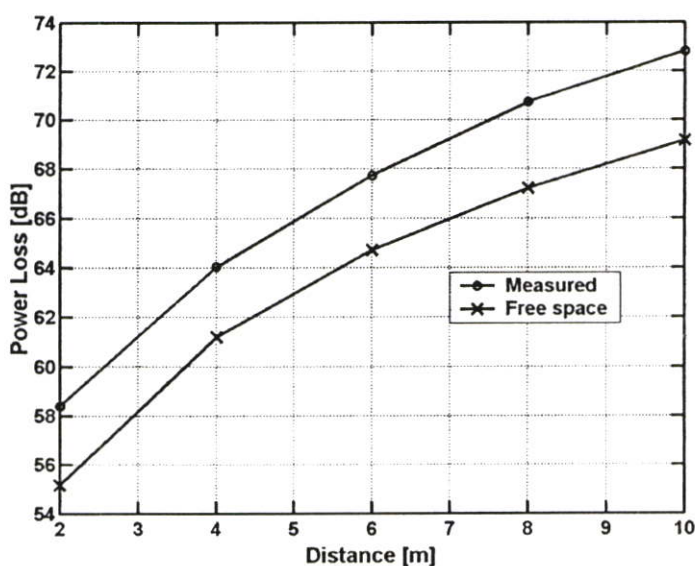
| ระยะ (เมตร) | มุม (องศา)/เดซิเบล (dB) |       |       |       |
|-------------|-------------------------|-------|-------|-------|
|             | 0                       | 45    | 90    | 135   |
| 2           | 56.01                   | 55.71 | 55.65 | 55.71 |
| 4           | 62.91                   | 62.72 | 62.57 | 62.49 |
| 6           | 65.83                   | 66.09 | 66.22 | 65.99 |
| 8           | 69.68                   | 69.64 | 69.2  | 69.53 |
| 10          | 71.95                   | 71.53 | 71.17 | 71.02 |
| ระยะ (เมตร) | มุม (องศา)/เดซิเบล (dB) |       |       |       |
|             | 180                     | 225   | 270   | 315   |
| 2           | 71.44                   | 55.60 | 55.59 | 55.35 |
| 4           | 74.98                   | 62.32 | 61.99 | 62.26 |
| 6           | 75.95                   | 66.37 | 65.40 | 66.28 |
| 8           | 76.98                   | 68.35 | 68.27 | 68.77 |
| 10          | 75.95                   | 70.77 | 70.73 | 71.18 |

ตารางที่ 5.10 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณระหว่างผลการประมาณและผลจากการวัดใน  
กรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)

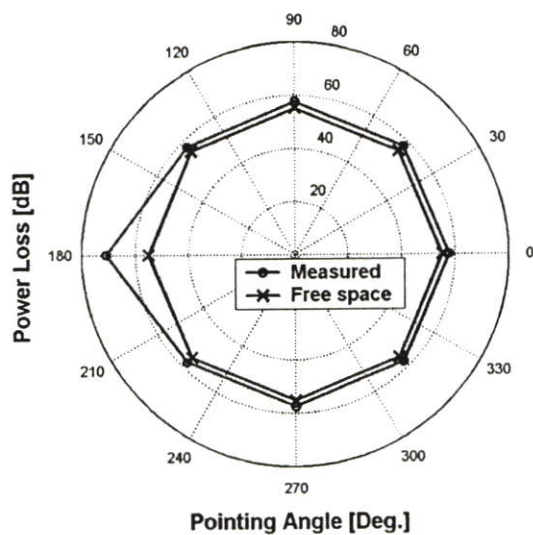
|             | ระยะทาง (เมตร)/เดซิเบล (dB) |       |       |       |       |
|-------------|-----------------------------|-------|-------|-------|-------|
|             | 2                           | 4     | 6     | 8     | 10    |
| ผลการประมาณ | 55.18                       | 61.20 | 64.72 | 67.22 | 69.16 |
| ผลจากการวัด | 56.85                       | 63.77 | 68    | 70.30 | 72.99 |

จากผลที่ได้แสดงในรูปพร้อมกับค่าในตารางที่ 5.9 และ 5.10 จะเห็นได้ว่าค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์โดยใช้สายอากาศแบบกรวยคูนั้น ระดับการสูญเสียกำลังงานจะเพิ่มขึ้นเมื่อระยะทางเพิ่มขึ้น โดยจะสังเกตเห็นได้ว่าค่าการสูญเสียกำลังงานระหว่างการวัดและผลการประมาณจะมีระดับที่แตกต่างกันในระดับหนึ่ง ทั้งนี้ก็เนื่องจากในผลการประมาณนั้นจะไม่พิจารณาในส่วนของผลที่เกิดจากสายอากาศเพราะฉะนั้นจึงถือว่าค่าทั้ง 2 กรณีใกล้เคียงกัน และในส่วนของการสูญเสียกำลังงานที่เกิดขึ้นในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์นั้นจะเห็นว่าในแต่ละมุมของในแต่ละระยะเกิดค่าการสูญเสียกำลังงานในระดับที่ใกล้เคียงกันแต่ในมุมที่ 180 องศาจะเห็นว่าเกิดการสูญเสียของกำลังงานของสัญญาณมากที่สุด ทั้งนี้ก็เนื่องจากการบดบังของร่างกายมนุษย์มากที่สุด

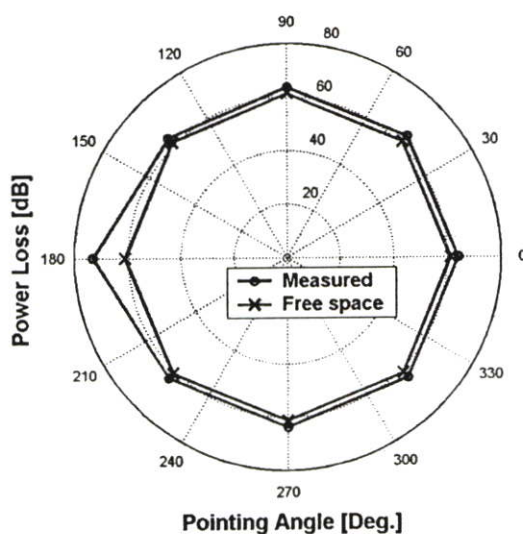
ในส่วนนี้จะแสดงผลการสูญเสียของระดับกำลังงานของสัญญาณ โดยใช้สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง ซึ่งในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์นั้นจะแสดงถึงระดับการสูญเสียของกำลังงานในระยะทางต่างๆ คือ 2 4 6 8 และ 10 เมตรตามลำดับดังแสดงในรูปที่ 5.54 ส่วนที่สองจะแสดงผลการสูญเสียของระดับกำลังงานของสัญญาณในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ซึ่งจะแสดงผลการสูญเสียที่เกิดขึ้นในมุมต่าง ๆ ตั้งแต่ 0 องศาถึง 180 องศา ระยะห่างช่วงละ 45 องศา ในแต่ละระยะดังที่ได้กล่าวมาแล้วโดยแสดงในรูปที่ 5.55 ถึง 5.59 ตามลำดับ



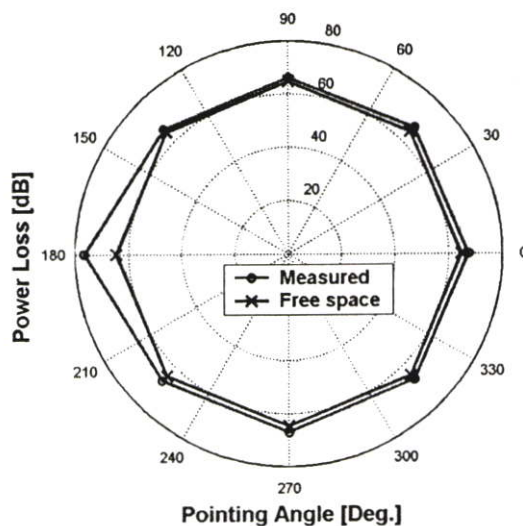
รูปที่ 5.54 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในระยะทางต่างๆ เปรียบเทียบกันระหว่างผลการวัดและผลการประมาณในกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)



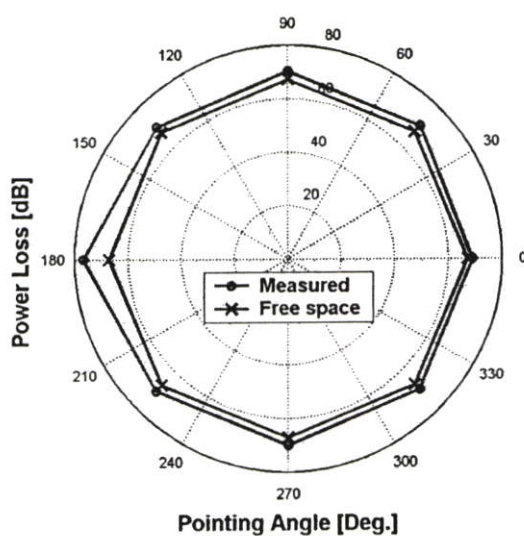
รูปที่ 5.55 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในมุมต่างๆ ที่ระยะทาง 2 เมตร เปรียบเทียบกัน ระหว่างผลจากการวัดและผลการประมาณในกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)



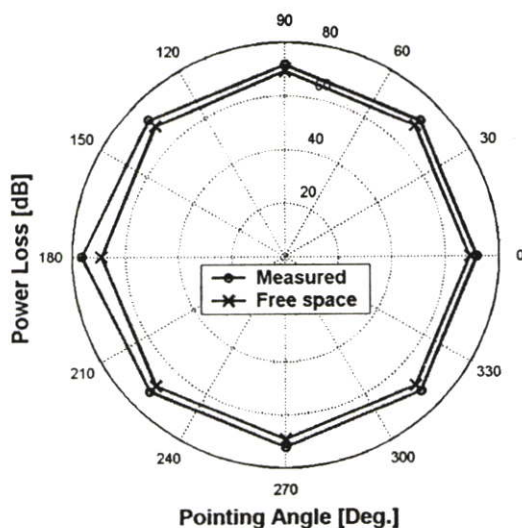
รูปที่ 5.56 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในมุมต่างๆ ที่ระยะทาง 4 เมตร เปรียบเทียบกัน ระหว่างผลจากการวัดและผลการประมาณในกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)



รูปที่ 5.57 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในมุมต่างๆ ที่ระยะทาง 6 เมตร เปรียบเทียบกัน ระหว่างผลจากการวัดและผลการประมาณในกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)



รูปที่ 5.58 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในมุมต่างๆ ที่ระยะทาง 8 เมตร เปรียบเทียบกัน ระหว่างผลจากการวัดและผลการประมาณในกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)



รูปที่ 5.59 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในมุมต่างๆ ที่ระยะทาง 10 เมตรเปรียบเทียบกับระหว่างผลจากการวัดและผลการประมาณในกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)

ตารางที่ 5.11 ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณจากผลการวัดในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)

| ระยะ (เมตร) | มุม (องศา)/เดซิเบล (dB) |       |       |       |
|-------------|-------------------------|-------|-------|-------|
|             | 0                       | 45    | 90    | 135   |
| 2           | 57.71                   | 57.68 | 57.66 | 57.45 |
| 4           | 64.09                   | 63.78 | 63.56 | 63.31 |
| 6           | 67.29                   | 66.85 | 66.11 | 66.09 |
| 8           | 68.99                   | 70.25 | 70.33 | 69.81 |
| 10          | 71.71                   | 71.76 | 71.42 | 72.44 |
| ระยะ (เมตร) | มุม (องศา)/เดซิเบล (dB) |       |       |       |
|             | 180                     | 225   | 270   | 315   |
| 2           | 71.02                   | 57.51 | 57.46 | 57.42 |
| 4           | 73.11                   | 63.49 | 63.72 | 63.62 |
| 6           | 76.66                   | 67.19 | 66.95 | 66.61 |
| 8           | 76.75                   | 70.24 | 70.09 | 69.71 |
| 10          | 76.46                   | 72.18 | 72.28 | 71.89 |

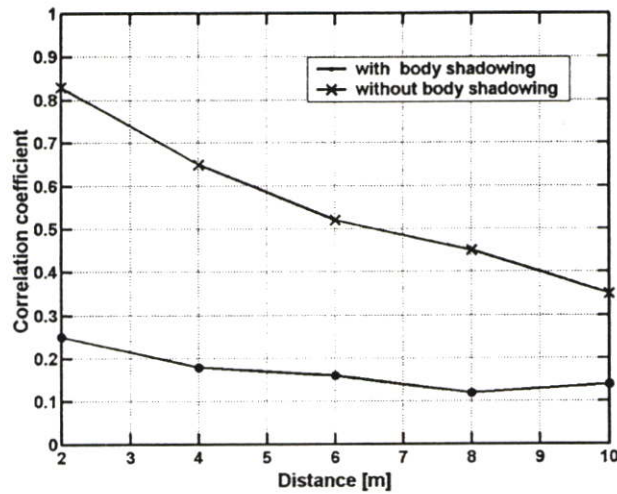
**ตารางที่ 5.12** ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณระหว่างผลการประมาณและผลจากการวัดในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)

|             | ระยะทาง (เมตร)/เดซิเบล (dB) |       |       |       |       |
|-------------|-----------------------------|-------|-------|-------|-------|
|             | 2                           | 4     | 6     | 8     | 10    |
| ผลการประมาณ | 55.18                       | 61.20 | 64.73 | 67.22 | 69.16 |
| ผลจากการวัด | 58.42                       | 64.05 | 67.74 | 70.73 | 72.82 |

เมื่อพิจารณาจากผลที่ได้แสดงในรูปที่ 5.55 ถึง 5.59 ร่วมกับค่าในตารางที่ 5.11 และ 5.12 จะพบว่าค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์โดยใช้สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลางนั้น เกิดการเปลี่ยนแปลงของระดับการสูญเสียกำลังงานที่ใกล้เคียงกับกรณีที่ใช้สายอากาศแบบกรวยคู่โดยมีลักษณะเช่นเดียวกันคือ ค่าการสูญเสียกำลังงานจะแปรไปตามระยะทางที่เพิ่มขึ้น โดยการเปรียบเทียบระหว่างผลจากการวัดและผลจากการประมาณจะเห็นได้ว่าค่าของทั้ง 2 กรณีใกล้เคียงกัน ส่วนของผลการสูญเสียกำลังงานในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์จะเห็นได้ว่าการบดบังจากร่างกายมนุษย์นั้นส่งผลกระทบต่อระดับกำลังงานในแต่ละมุมของทุกๆระยะทาง โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่มุม 180 องศา จะเห็นว่าเกิดการสูญเสียของกำลังงานของสัญญาณมากที่สุด

#### 5.2.3.4 ค่าความเพี้ยนของสัญญาณ

ในหัวข้อนี้จะแสดงถึงค่าความเพี้ยนของสัญญาณ โดยแสดงในผลของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ส่งและสัญญาณที่รับได้ในระยะต่าง ๆ คือ 2 4 6 8 และ 10 เมตรตามลำดับ ซึ่งเปรียบเทียบกันระหว่างกรณีที่มีผลและไม่มีผลการบดบังจากร่างกายมนุษย์โดยใช้สายอากาศ 2 แบบคือ สายอากาศแบบกรวยคู่และสายอากาศแบบเส้นตัวนำกลางดังแสดงในรูปที่ 5.60 และ 5.61 ตามลำดับ

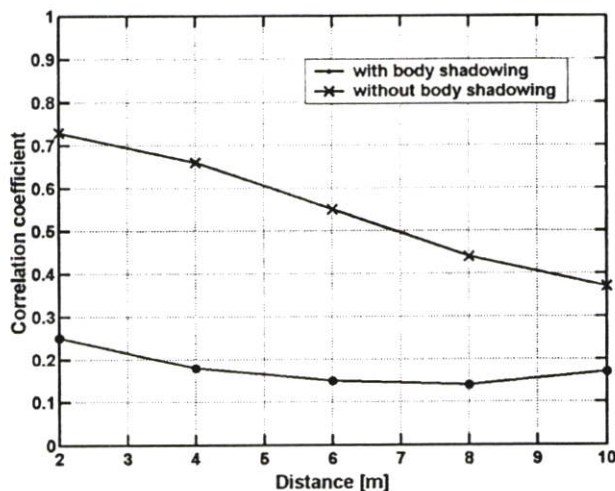


รูปที่ 5.60 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ในระยะทางต่างๆ เปรียบเทียบกันระหว่างกรณีมีผลและไม่มีผลการบดบังจากร่างกายมนุษย์ในกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)

ตารางที่ 5.13 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณระหว่างกรณีที่มีผลและไม่มีผลการบดบังจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)

| ระยะทาง (เมตร) | เกิดการบดบังจากร่างกายมนุษย์ | ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ |
|----------------|------------------------------|-------------------------|
| 2              | 0.25                         | 0.83                    |
| 4              | 0.18                         | 0.66                    |
| 6              | 0.16                         | 0.52                    |
| 8              | 0.12                         | 0.45                    |
| 10             | 0.14                         | 0.35                    |

จากผลที่แสดงในรูปที่ 5.60 ร่วมกับผลจากตารางที่ 5.13 จะเห็นได้ว่าความแตกต่างของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างกรณีที่มีผลและไม่มีผลการบดบังจากร่างกายมนุษย์นั้นมีค่าค่อนข้างมาก ทั้งนี้ก็เนื่องจากผลกระทบจากการบดบังของร่างกายมนุษย์นั่นเอง และในส่วนของระยะทางนั้นก็ส่งผลต่อการลดลงของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ด้วยเช่นกัน ดังที่จะสังเกตได้จากค่าในตารางซึ่งมีแนวโน้มลดลงไปเรื่อยๆ เมื่อระยะทางเพิ่มขึ้น แต่ที่ระยะ 10 เมตรจะสังเกตเห็นว่าค่าเพิ่มขึ้นจากเดิม ทั้งนี้ก็เนื่องจากผลจากสภาพแวดล้อมภายในห้องซึ่งเป็นอีกปัจจัยหนึ่งที่ส่งผลกระทบต่อคุณภาพของสัญญาณด้วยเช่นกัน



รูปที่ 5.61 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ในระยะทางต่างๆ เปรียบเทียบกันระหว่างกรณีที่มีผลและไม่มีผลการบดบังจากร่างกายมนุษย์ในกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)

ตารางที่ 5.14 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณระหว่างกรณีที่มีผลและไม่มีผลการบดบังจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)

| ระยะทาง (เมตร) | เกิดการบดบังจากร่างกายมนุษย์ | ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ |
|----------------|------------------------------|-------------------------|
| 2              | 0.25                         | 0.73                    |
| 4              | 0.18                         | 0.66                    |
| 6              | 0.15                         | 0.55                    |
| 8              | 0.14                         | 0.44                    |
| 10             | 0.17                         | 0.37                    |

จากผลการวิเคราะห์ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณ โดยใช้สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลางดังแสดงในรูปที่ 5.61 และผลจากตารางที่ 5.14 จะพบว่าความแตกต่างของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างกรณีที่มีผลและไม่มีผลการบดบังจากร่างกายมนุษย์นั้นยังมีค่าค่อนข้างมาก โดยมีระดับการเปลี่ยนแปลงใกล้เคียงกับกรณีที่ใช้สายอากาศแบบกรวยคู่ ทั้งนี้เนื่องจากสายอากาศทั้ง 2 แบบมีคุณสมบัติที่ใกล้เคียงกันนั่นเองและจากการวิเคราะห์พบว่าผลความแตกต่างของค่าสัมประสิทธิ์ของทั้ง 2 กรณีปัจจัยหลักที่ส่งผลกระทบมากที่สุดคือ การบดบังจากร่างกายมนุษย์ที่มุม 180 องศา

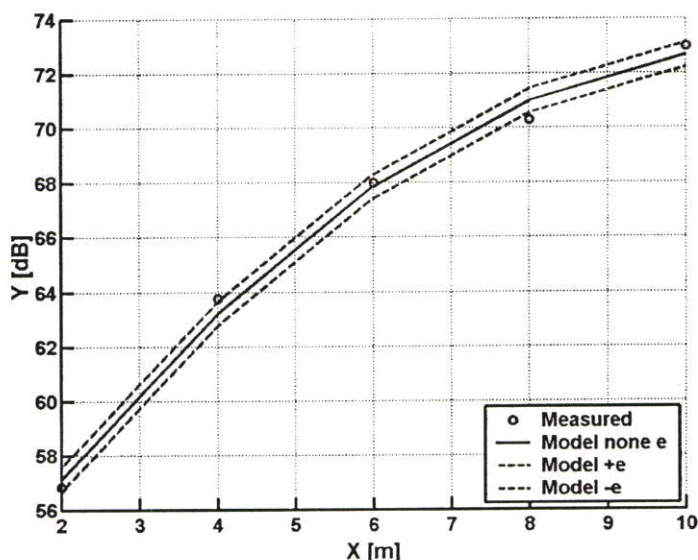
### 5.3 ผลการประมาณค่าฟังก์ชันที่ใช้แทนชุดข้อมูลโดยใช้วิธีการประมาณค่าการถดถอยของกำลังสองแบบเชิงเส้นที่น้อยที่สุด

#### 5.3.1 ผลการประมาณฟังก์ชันที่ใช้แทนชุดข้อมูลค่าการสูญเสียกำลังงานจากผลการวิเคราะห์ในห้องแบบที่ 3

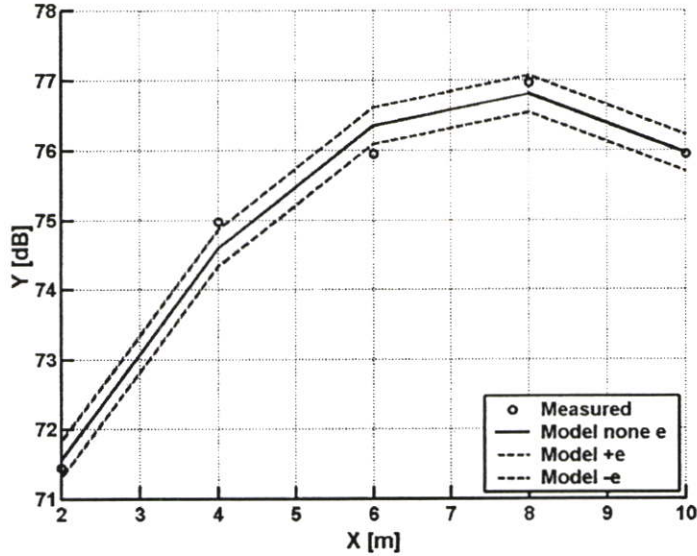
ในหัวข้อนี้จะแสดงถึงผลการจำลองค่าการสูญเสียกำลังงานด้วยวิธีการที่เรียกว่าการประมาณค่าการถดถอยของกำลังสองแบบเชิงเส้นที่น้อยที่สุด ดังที่ได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 4 ซึ่งในการจำลองนั้นได้เลือกเอาชุดข้อมูลค่าการสูญเสียกำลังงานจากผลการวัดในห้องแบบที่ 3 โดยจะแสดงใน 2 กรณีคือ กรณีที่มีผลและไม่มีผลจากการบดบังจากร่างกายมนุษย์ด้วยสายอากาศ 2 แบบคือ สายอากาศแบบกรวยคู่และสายอากาศแบบเส้นตัวนำกลางดังแสดงในรูปที่ 5.62 ถึง 5.65 ตามลำดับ

##### 5.3.1.1 แบบจำลองค่าการสูญเสียกำลังงานโดยใช้สายอากาศแบบกรวยคู่

จากรูปที่ 5.62 และ 5.63 เป็นการจำลองแบบโดยประมาณจากฟังก์ชันโพลีโนเมียลกำลัง 2 จากรูปจะเห็นว่าฟังก์ชันที่นำมาประมาณนั้นครอบคลุมชุดข้อมูลที่ได้จากการวัดที่แทนด้วยจุดกลม โดยมีค่าผิดพลาดทั้งบวกและลบแทนด้วยเส้นประ ส่วนเส้นสีดำคือเส้นที่ได้จากการประมาณด้วยวิธีการดังกล่าว



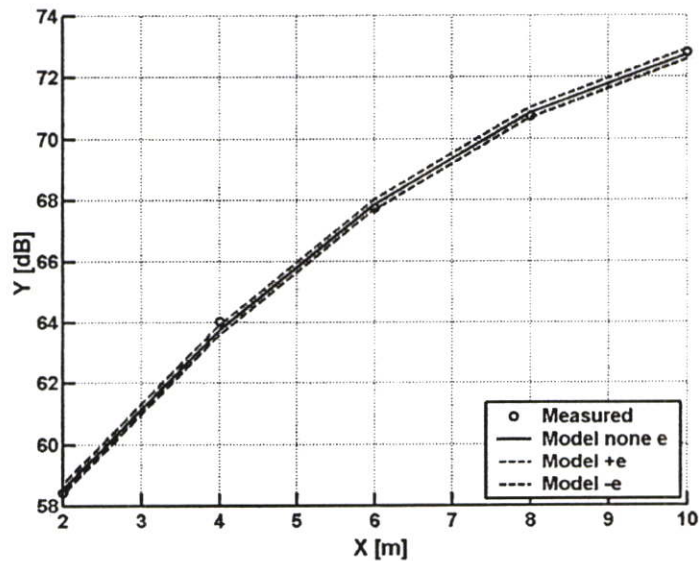
รูปที่ 5.62 แบบจำลองเชิงเส้นของค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณที่ระยะทางต่าง ๆ กรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)



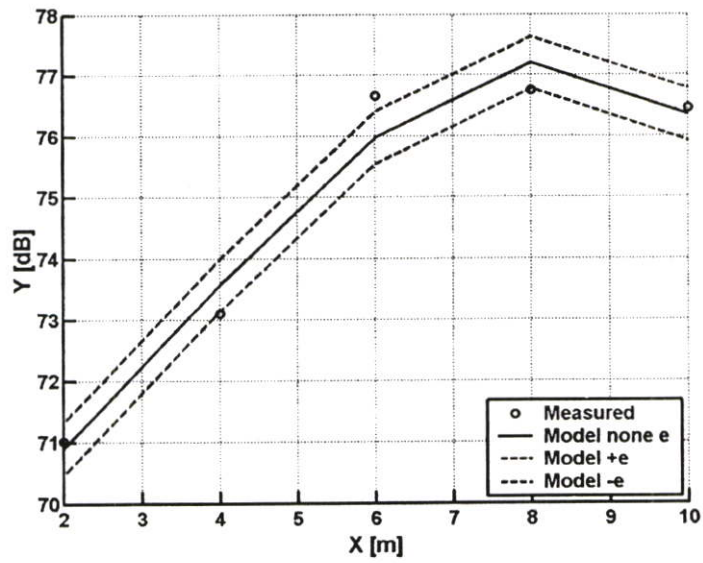
รูปที่ 5.63 แบบจำลองเชิงเส้นของค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณที่ระยะทางต่าง ๆ กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบกรวยคู่)

### 5.3.1.2 แบบจำลองค่าการสูญเสียกำลังงานโดยใช้สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง

ในหัวข้อนี้จะแสดงถึงผลการจำลองโดยมีลักษณะเดียวกันกับหัวข้อที่ผ่านมาด้วยการประมาณด้วยฟังก์ชันโพลิโนเมียลกำลัง 2 ในรูปที่ 5.64 และฟังก์ชันโพลิโนเมียลกำลัง 3 ในรูปที่ 5.65 ซึ่งจะให้ผลที่ครอบคลุมชุดข้อมูลมากที่สุดและให้ค่าผิดพลาดที่น้อยที่สุด



รูปที่ 5.64 แบบจำลองเชิงเส้นของค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณที่ระยะทางต่าง ๆ กรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)



รูปที่ 5.65 แบบจำลองเชิงเส้นของค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณที่ระยะทางต่าง ๆ กรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ (สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลาง)

## บทที่ 6

### สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอถึงคุณลักษณะของช่องสัญญาณวิทยุแบบแถบกว้างซึ่งร่วมกับผลกระทบจากร่างกายมนุษย์ โดยอาศัยการตรวจสอบบนพื้นฐานการวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์วงจรรายแบบเวกเตอร์ ซึ่งได้จำลองการวัดภายในห้องที่มีลักษณะต่างๆ กัน 3 แบบคือ ภายในห้องคูชับการสะท้อนของคลื่น ภายในห้องปฏิบัติการขนาดเล็กและภายในห้องประชุมขนาดกลางโดยใช้สายอากาศ 2 ชนิดในการทดสอบคือ สายอากาศแบบกรวยคู่และสายอากาศแบบเส้นตัวนำกลางซึ่งเป็นสายอากาศที่ตอบสนองแถบความถี่สูงและมีขนาดเล็ก โดยทำการวิเคราะห์ผลการวัดด้วยพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้คือ ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานของสัญญาณ ค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณ ค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณ ค่าการกระจายตัวของกำลังงาน ค่าการสูญเสียกำลังงานและค่าความเพี้ยนของรูปสัญญาณ โดยแสดงผลการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นทั้งในเชิงมุมคือตั้งแต่ 0 องศาถึง 360 องศาและในเชิงระยะทางตั้งแต่ 1 เมตรถึง 10 เมตร อีกทั้งทำการจำลองผลของค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในแบบจำลองการวัดของห้องแบบที่ 3 โดยใช้วิธีการประมาณค่าการลดดอยกำลังสองแบบเชิงเส้นที่น้อยที่สุดด้วยฟังก์ชัน โพลีโนเมียล ซึ่งขั้นตอนการวัดในห้องแบบที่ 1 ได้ทำภายในห้องคูชับการสะท้อนของคลื่นของสถาบันเทคโนโลยีแห่งโตเกียว ประเทศญี่ปุ่น ส่วนในห้องแบบที่ 2 และ 3 รวมทั้งการวิเคราะห์ได้ทำภายในภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทั้งหมด

#### สรุปผลการวิเคราะห์ช่องสัญญาณกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์

ในการตรวจสอบถึงคุณสมบัติของช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งในแบบจำลองการวัดภายในห้องทั้ง 3 แบบโดยใช้สายอากาศ 2 ชนิดด้วยการวิเคราะห์ข้อมูลการวัดในส่วนต่างๆ โดยมีจุดมุ่งหมายเพื่อแสดงถึงผลการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นต่อช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งในกรณีที่ไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์

ผลที่ได้จากการวิเคราะห์ข้อมูลการวัดในลักษณะของห้องทั้ง 3 แบบสามารถสรุปได้ว่าค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณจะแปรไปตามระยะห่างระหว่างสายอากาศ และลักษณะของห้องนั้นคือถ้าห้องมีพื้นที่มากเอื้อให้เกิดการสะท้อนของสัญญาณก็จะทำให้เกิดสัญญาณที่มาจากหลายทิศทาง ส่งผลให้ค่าการแผ่ประวิงเพิ่มขึ้นไปด้วย และอีกปัจจัยหนึ่งคือระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและรับ เมื่อระยะห่างเพิ่มมากขึ้นค่าการแผ่ประวิงของสัญญาณก็จะเพิ่มขึ้นตามไปด้วยจะมากหรือน้อยก็ขึ้นอยู่กับลักษณะของห้องด้วยเช่นกัน ส่วนค่าเฉลี่ยเวลาประวิงของสัญญาณนั้นจะแปรไปตามระยะห่างระหว่างสายอากาศและค่าเวลาประวิงของสายอากาศ โดยเมื่อระยะห่างเพิ่มขึ้นค่าเฉลี่ยเวลาประวิงก็

จะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย ส่วนค่าเวลาเวลาประวิงของสายอากาศขึ้นอยู่กับชนิดของสายอากาศที่ใช้ ค่าการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในกรณีนี้จะเป็นไปตามทฤษฎีที่ว่าด้วยการสูญเสียเชิงวิถีนั่นคือ เมื่อระยะทางเพิ่มขึ้นค่าการสูญเสียกำลังงานก็จะเพิ่มขึ้นตามนั่นเอง และในส่วนของความเพี้ยนของรูปสัญญาณนั้นจะเห็นได้ว่าในกรณีนี้ความเพี้ยนของสัญญาณจะเกิดจากคุณสมบัติของสายอากาศ และผลจากช่องสัญญาณ ในที่นี้ก็คือผลของระยะทางร่วมกับลักษณะภายในห้องนั่นเอง

### สรุปผลการวิเคราะห์ช่องสัญญาณกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์

จากผลสรุปข้างต้นจะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณส่วนใหญ่เกิดจากระยะห่างระหว่างสายอากาศทั้งสอง สภาพแวดล้อมภายในห้องและคุณสมบัติของสายอากาศ แต่เมื่อพิจารณาผลการบดบังจากร่างกายมนุษย์ในมุมต่าง ๆ พบว่าร่างกายมนุษย์ก็เป็นอีกปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อช่องสัญญาณ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อเกิดการบดบังจากร่างกายมนุษย์อย่างสมบูรณ์หรือที่มุม 180 องศาจากการวัดจะเกิดผลการเปลี่ยนแปลงที่รุนแรงต่อช่องสัญญาณ ซึ่งส่งผลกระทบต่อระดับของค่าเฉลี่ยเวลาประวิง ค่าการแผ่ประวิง ค่าการสูญเสียกำลังและค่าความเพี้ยนของรูปสัญญาณ โดยสิ่งที่เกิดขึ้นนี้จะส่งผลให้คุณภาพของสัญญาณที่รับได้ลดลงอีกทั้งยังทำให้ประสิทธิภาพของระบบลดลงด้วยเช่นกัน

### สรุปผลการจำลองผลข้อมูลด้วยโดยใช้วิธีการประมาณค่าการถดถอยกำลังสองแบบเชิงเส้นที่น้อยที่สุดด้วยฟังก์ชันโพลิโนเมียล

การจำลองแบบทางคณิตศาสตร์ของชุดข้อมูลการสูญเสียกำลังงานของสัญญาณในผลการวัดของห้องแบบที่ 3 โดยใช้วิธีการประมาณค่าการถดถอยกำลังสองแบบเชิงเส้นที่น้อยที่สุดด้วยฟังก์ชัน โพลิโนเมียลเพื่อให้ได้สมการที่ใช้แทนชุดข้อมูล โดยมีค่าผิดพลาดระหว่างข้อมูลจริงกับค่าจากการประมาณน้อยที่สุดซึ่งพบว่าชุดข้อมูลการสูญเสียกำลังงานในผลการวัดที่ใช้สายอากาศแบบกรวยคู่กรณีไม่ผลจากร่างกายมนุษย์นั้น สามารถแทนชุดข้อมูลด้วยสมการของฟังก์ชัน โพลิโนเมียลกำลัง 2 โดยมีรูปสมการดังนี้

$$y = 49.539 + 4.1686x - 0.18566x^2 \pm 0.44217$$

โดยที่

$y$  คือ ค่าความสูญเสียกำลังงานของสัญญาณ [dB]

$x$  คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศรับและส่ง [เมตร]

ส่วนในกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์นั้นได้ใช้สมการโพลีโนเมียลกำลัง 2 แทนชุดข้อมูลเช่นเดียวกัน โดยมีรูปสมการดังนี้คือ

$$y = 67.217 + 2.4948x - 0.16198x^2 \pm 0.26329$$

โดยที่

$y$  คือ ค่าความสูญเสียกำลังงานของสัญญาณ [dB]

$x$  คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศรับและส่ง [เมตร]

ชุดข้อมูลที่ได้จากการวัดโดยใช้สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลางกรณีไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์นั้นจะใช้สมการโพลีโนเมียลกำลัง 2 ในการแทนชุดข้อมูล โดยมีรูปสมการดังนี้คือ

$$y = 52.21 + 3.4426x - 0.136x^2 \pm 0.16475$$

โดยที่

$y$  คือ ค่าความสูญเสียกำลังงานของสัญญาณ [dB]

$x$  คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศรับและส่ง [เมตร]

ส่วนสุดท้ายคือสมการโพลีโนเมียลกำลัง 3 ถูกใช้แทนชุดข้อมูลชุดข้อมูลที่ได้จากการวัดโดยใช้สายอากาศแบบเส้นตัวนำกลางกรณีที่มีผลจากร่างกายมนุษย์ โดยมีรูปสมการดังนี้คือ

$$y = 68.834 + 0.7265x + 0.18949x^2 - 0.018699x^3 \pm 0.42906$$

โดยที่

$y$  คือ ค่าความสูญเสียกำลังงานของสัญญาณ [dB]

$x$  คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศรับและส่ง [เมตร]

### ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

จากแนวคิดที่ได้ทำการตรวจสอบถึงคุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่งทั้งในกรณีที่มีผลและไม่มีผลจากร่างกายมนุษย์ที่ได้แสดงไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จากการวิเคราะห์พบว่าผลของช่องสัญญาณที่ได้จากการวัดนั้นถูกรวมเข้ากับผลของคุณลักษณะของสายอากาศ ซึ่งเมื่อทำการเปลี่ยนสายอากาศเป็นชนิดอื่นๆ ค่าของช่องสัญญาณก็จะเปลี่ยนไปตามคุณสมบัติของสายอากาศนั้นๆ ผู้เขียนเห็นว่าควรจะมีการแยกผลของคุณสมบัติของสายอากาศออกจากผลของช่องสัญญาณด้วยเทคนิควิธีการใดวิธีการหนึ่ง ซึ่งจะทำให้สามารถนำผลของช่องสัญญาณนั้นไปใช้ในการวิเคราะห์หาผลในกรณีอื่นๆ ได้อีกในโอกาสต่อไป

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Constantine A. Balanis. **Advanced Engineering Electromagnetics**. New York : John Wiley & Sons Ltd. 1989.
- [2] Simon R. Saunders. **Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems**. England : John Wiley & Sons Ltd. 1999.
- [3] Ian O., Matti H. and Jari I. **UWB Theory and Applications**. England : John Wiley & Sons Ltd. 2004.
- [4] Kazimierz S. and Debra M. **Ultra-Wideband Radio Technology**. England : John Wiley & Sons Ltd. 2004.
- [5] M. Ghavami, L.B. Michael and R. Kohn. **Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering**. England : John Wiley & Sons Ltd. 2004.
- [6] Theodore S. Rappaport. **Wireless Communications Principles and Practice**. USA : Prentice-Hall Inc. 1996.
- [7] Joseph H. **Microwave Engineering: Passive, Active and Non-Reciprocal Circuits**. USA : McGraw Hill Inc. 1992.
- [8] James D. Taylor. **Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems**. USA : CRC Press. 1995.
- [9] Apichit Pradabphon, Sathaporn Promwong, Monchai Chamchoy, Pichaya Supanakoon and Jun-ichi Takada. "Characterization of Body Shadowing Effects on Ultra-Wideband Propagation Channel" **ICCAS Conf.**, 2004. pp. 219-222.
- [10] Apichit Pradabphon, Monchai Chamchoy, Pichaya Supanakoon, Sathaporn Promwong and Jun-ichi Takada. "The Impacts of Body Shadowing on UWB Propagation in an Indoor Environment" **Electrical Engineering Conference. 27<sup>th</sup>**, vol.2, Sep. 2004. pp. 461-464.
- [11] Apichit Pradabphon, Noppon Keawboonraun, Monchai Chamchoy, Pichaya Supanakoon and Sathaporn Promwong. "Experimental Evaluation Scheme of UWB Radio Propagation Channel with Human Body" **Proc. IEEE-ISCIT, Beijing, China**, vol.1, Oct. 2005. pp. 638-641.

- [12] Apichit Pradabphon, Noppon Kaewboonruen, Monchai Chamchoy, Pichaya Supanakoon and Sathaporn Promwong. "Characteristics of UWB Pulse Distortion and Propagation Loss Due to Human Body Shadowing" **Electrical Engineering Conference. 28<sup>th</sup>**, Oct. 2005. pp. 669-672.
- [13] Apichit Pradabphon, Worawoot Doungdeun, Monchai Chamchoy, Pichaya Supanakoon, and Sathaporn Promwong. "Investigation of Ultra-Wideband Pulse Distortion Due to the Body Shadowing" **IEEE-ICICS 5<sup>th</sup>**, **Bangkok, Thailand**, Dec. 2005. pp. 831-835
- [14] Dimitris G. Manolakis, Vinay K. Ingle and Stephen M. Kogon. **Statistical and Adaptive Signal Processing**. USA : McGraw Hill ,Inc. 2000.
- [15] Constantine A. Balanis. **Antenna Theory**. 2<sup>nd</sup>. USA : John Wiley&Sons, Inc. 1997.
- [16] Skycross Company. "**3.1-10 GHz Ultra-Wideband Antenna for Commercial UWB Applications.**" [Online]. Available : <http://www.skycross.com/Products/PDFs/SMT-3TO10M-A.pdf>. 2003.

## ภาคผนวก ก

## บทความวิจัยที่ได้รับตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] **Apichit Pradabphon**, Sathaporn Promwong, Monchai Chamchoy, Pichaya Supanakoon and Jun-ichi Takada. "Characterization of Body Shadowing Effects on Ultra-Wideband Propagation Channel" ICCAS Conf., 2004. pp. 219-222.
- [2] **Apichit Pradabphon**, Monchai Chamchoy, Pichaya Supanakoon, Sathaporn Promwong and Jun-ichi Takada. "The Impacts of Body Shadowing on UWB Propagation in an Indoor Environment" Electrical Engineering Conference. 27<sup>th</sup>, vol.2, Sep. 2004. pp. 461-464.
- [3] **Apichit Pradabphon**, Noppon Keawboonraun, Monchai Chamchoy, Pichaya Supanakoon and Sathaporn Promwong. "Experimental Evaluation Scheme of UWB Radio Propagation Channel with Human Body" Proc. IEEE-ISCIT, Beijing, China, vol.1, Oct. 2005. pp. 638-641.
- [4] **Apichit Pradabphon**, Noppon Kaewboonruen, Monchai Chamchoy, Pichaya Supanakoon and Sathaporn Promwong. "Characteristics of UWB Pulse Distortion and Propagation Loss Due to Human Body Shadowing" Electrical Engineering Conference. 28<sup>th</sup>, Oct. 2005. pp. 669-672.
- [5] **Apichit Pradabphon**, Worawoot Doungdeun, Monchai Chamchoy, Pichaya Supanakoon, and Sathaporn Promwong. "Investigation of Ultra-Wideband Pulse Distortion Due to the Body Shadowing" IEEE-ICICS 5<sup>th</sup>, Bangkok, Thailand, Dec. 2005. pp. 831-835.



ICCAS '04

# ICCAS 2004

**Final Program & Abstract Book**

## International Conference on Control Automation and Systems

August 25-27, 2004

The Shangri-La Hotel, Bangkok, Thailand

Organized by:

Research Center for Communications and Information Technology, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
The Institute of Control, Automation, and Systems Engineers, Korea



**ICASE**

In association with:



## Characterization of Body Shadowing Effects on Ultra-Wideband Propagation Channel

Apichit Pradubphon\*, Sathaporn Promwong\*\*\*, Mouchai Chamchoy\*,  
Pichaya Supanakoon\*, and Jun-ichi Takada\*\*

\*Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
Chalongkrung Rd., Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand  
Tel: +66 2 7372500-47 Ext. 5140 Fax: +66 2 3264176  
E-mail: {s6064613, kcmocha, kspichay}@kmitl.ac.th

\*\*Graduate School of Science and Engineering,  
Tokyo Institute of Technology  
2-12-1, O-okayama, Meguro-ku, Tokyo 152-8552, Japan  
E-mail: ken@ap.ide.titech.ac.jp

**Abstract:** There are several factors that disturb an Ultra-Wideband (UWB) radio propagation in an indoor environment such as path loss, shadowing and multipath fading. These factors directly affect the quality of the received signal. In this paper, we investigated the influence of the human body shadowing on UWB propagation based on measured wireless channel in an anechoic chamber. The characteristics of the UWB channel including the transmitter and the receiver antenna effects are acquired over the frequency bandwidth of 3~11 GHz. The major factors such as the power delay profile (PDP), the angular power distribution (APD), the pulse distortion and the RMS delay spread caused by the human body shadowing are presented.

**Keywords:** Ultra-wideband communication, body shadowing, delay spread, pulse distortion

### 1. Introduction

Recently, the ultra wideband (UWB) radio technology is becoming an interesting topic for the wireless communication. The UWB system is different from other radio communication technology. Instead of using narrow carrier frequency, the UWB transmits the pulse of power which is in the range of ultra-wide frequency spectrum. The US Federal Communication Commission (FCC) specifies that the UWB signal has the frequency spectrum range from 3.1 GHz to 10.6 GHz [1]. The UWB technology is an ideal candidate that can be utilized for commercial, short-range, low power, and low cost indoor communication systems such as Wireless Personal Area Networks (WPANs) [2], [3]. Hence, the characterization of an indoor radio channel is very important if we will use this technology in the realworld. Also, the effect of human body shadowing affecting to the signal level in the received part are also considered. Research about the influence of the human body on the radio channel has been in progress for several literatures [4]-[6]. A recent example of such a research by Welch *et al.* [4] which detailed the characteristic of the UWB antenna using traditional anechoic-chamber measurement techniques and characterize the power pattern of the UWB antenna with as the human body obstacle in the indoor environment. The RF environment is relatively quiet in the frequency range of interest (1-3 GHz)., Sanchez *et al.* [5] detailed their analytical results of human operator effect on the wideband and narrowband channel and Zasowski *et al.* [6] detailed their UWB channel measurements from 3~6 GHz for a body area network (BAN) in the anechoic chamber and an office room. But these researches do not consider the influence of the human body shadowing on the UWB communication channel by statistical process such as the mean excess delay, the RMS delay spread etc. are also

an important parameter.

In this paper, we investigated the influence of the human body shadowing on the UWB propagation over the frequency bandwidth of 3~11 GHz. The experimental channels are taken in the anechoic chamber to avoid the environmental effects. However, the characteristics of the transmitter and receiver antennas are included in the channel. In the experiment, a handmade biconical antenna and the commercial, small-size, low profile antenna developed by Skycross, are used at the transmitter and receiver, respectively. From the experimental results, the channel parameters such as the power delay profile, the RMS delay spread, the correlation coefficient and the angular power distribution are seen directly to be affected by the human body shadowing.

### 2. Investigation Parameters

#### 2.1. Time Dispersion

In order to investigate the effects of the human body shadowing, we considered the time delay of the arrived signal at the receiver. Multiple reflections of the transmitted signal may arrive at the receiver at different times, resulting in intersymbol interference (ISI, or bits into one another) which the receiver cannot sort out. The time dispersion can be analyzed by using the mean excess delay,  $\tau_m$ , and the RMS delay spread,  $\tau_{rms}$ , to illustrate the effects of body shadowing. The mean excess delay which is the first central moment of  $|h(t)|^2$  and the RMS delay spread which is the square root of the second central moment of  $|h(t)|^2$  take into account the relative powers of the taps as well as their delays, making it a better indicator of system performance than the other parameters. The mean excess delay,  $\tau_m$ , is defined as [6]

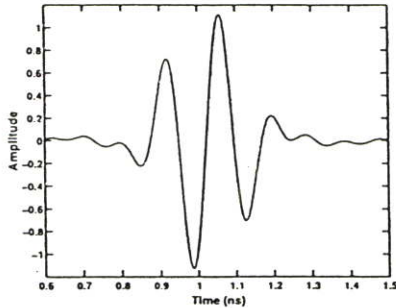


Fig. 1. The transmitted UWB signal waveform.

$$\tau_m = \frac{\int_0^{\infty} \tau \cdot |h(\tau)|^2 d\tau}{\int_0^{\infty} |h(\tau)|^2 d\tau}, \quad (1)$$

and the RMS delay spread,  $\tau_{rms}$ , can be defined by

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - \tau_m)^2 \cdot |h(\tau)|^2 d\tau}{\int_0^{\infty} |h(\tau)|^2 d\tau}}. \quad (2)$$

## 2.2. Pulse Distortion

The pulse distortion is the changing effect of the signal (shape) when the signal is transmitted to the receiver side. This factor shows the performance of the matched filter at the receiver side to maximize the SNR for evaluation in the UWB system. For the distortion quantity of the pulse waveform, we will consider the correlation coefficient,  $\rho_{(d)}$ , of the transmitted and received pulse waveform at an arbitrary angle. The correlation coefficient is defined by

$$\rho_{(d)} = \frac{\max |\tau_{ab}(\tau)|}{\max |\sqrt{r_a(\tau)r_b(\tau)}|}, \quad (3)$$

where  $\tau_{ab}(\tau)$  is the cross-correlation of two signals describing the general dependence of one signal with respect to the other, while the time lag  $(t)$  is varied and  $T$  is the time period. The cross-correlation function,  $\tau_{ab}(\tau)$ , is defined as [7]

$$R_{xy}(\tau) = \frac{x(t)y(t-\tau)}{T} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} x(t)y(t+\tau)dt, \quad (4)$$

which  $r_a(\tau)$  and  $r_b(\tau)$  are the auto-correlation functions and can be written as

$$R_x(\tau) = E[x_k(t)x_k(t+\tau)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} x(t)x(t+\tau)dt. \quad (5)$$

## 3. Description of Measurement

### 3.1. UWB Signal Model

In order to investigate the pulse distortion, the UWB signal model for transmitted pulse is required. We considered the

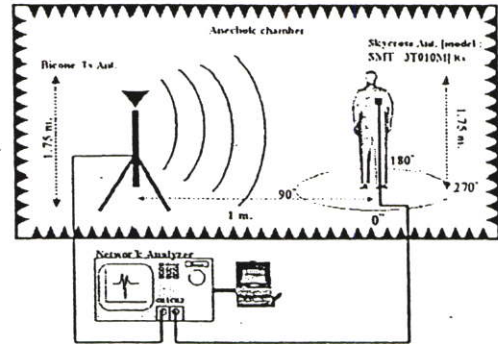


Fig. 2. The measurement setup.

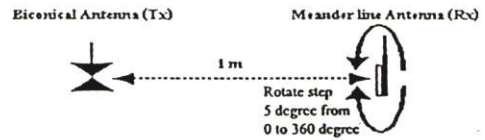


Fig. 3. Top view antenna setting.

impulse radio signal which fully covers the FCC band [1], 3.1~10.6 GHz. The center frequency and the total bandwidth were, therefore, set to be  $f_0 = 6.85$  GHz and  $f_b = 7.5$  GHz, respectively. The transmitted waveform assumed in the simulation is a single ASK pulse with the carrier frequency  $f_0$ . The parameter  $t_0$  is set to be  $7/f_0$ . To satisfy the bandwidth requirement of  $f_b$ , the pulse length was set to be  $2/f_b$  ( $t_d$ ). Then, the signal is band-limited by a Nyquist roll-off filter with roll-off factor of 0 (rectangular window) and passband  $(f_0 - \frac{f_b}{2}, f_0 + \frac{f_b}{2})$ . These UWB pulses are normalized by coefficient  $v_0$  to have the energy of 1 J. Fig. 1 shows the transmitted pulse waveform and its equation is

$$v_t(t) = v_0 \exp^{-[(t-t_0)/(t_d/2)]^2} \sin(2\pi f_0 t). \quad (6)$$

### 3.2. Measurement Setup

The UWB radio channel transfer function is measured as  $S_{21}$  in the frequency domain by using a vector network analyzer (VNA) operated in the response measurement mode, where Port-1 is the transmitter port (TX) and Port-2 is the receiver port (RX). The handmade biconical antenna and the commercial, small-size, low profile antenna developed by Skycross Lnc.,(USA) [8] are used at the transmitter and the receiver, respectively. The biconical antenna with maximum diameter of 65.3 mm and length of 37 mm is used as the transmitted antenna [9]. Both antennas are placed at a height of 1.75 m and separation distance of 1 m. The receiver antenna is placed near the human body. For each measured channel, the antenna is rotated in an increment of 5° from 0° to 360° while recording the received power. The measurement is carried out in an anechoic chamber. The setup

is sketched for the measurement setup and the top view antenna are shown in Fig. 2 and Fig. 3, respectively.

### 3.3. Experiment Parameters

The important parameters for the experiments are listed in Table 1. It is noted that the calibration is done at the connectors of the cables to be connected to the antennas. Therefore, all the impairments of the antenna characteristics are included in the measured results. The dynamic range mentioned in Table.1 is reduced to the output of the RX antenna. Specified dynamic range for the network analyzer is 100 dB but the cable losses snip some 20 dB of the dynamic range. The number of frequency point over the band is set to 1601, the frequency resolution is 5 MHz per point and the time resolution is  $0.2 \mu s$ .

### 3.4. Signal Processing and Data Analysis

The impulse response of the channel is obtained by performing the IDFT on the frequency response of the channel. The frequency domain data is first filtered using a Hamming window prior to performing the IDFT. This filtering procedure reduces the side lobes of the impulse response and broadens the main lobe. Hence, the UWB channel characteristics can be analyzed statistically.

## 4. Experimental Results

By using the vector network analyzer, the measured frequency transfer functions with the number of frequency point of 1601 are taken in the anechoic chamber. The time domain impulse responses of the UWB channel are analyzed by the procedures described above. Figures 4 and 5 show the comparison of the power delay profile (PDP) with and without the human body shadowing at the arbitrary angle ( $0\sim 360^\circ$ ). From Fig. 5, we can see that the signal is attenuated by the human body shadowing between 135 and 225 degree, which is more than the other angles. For Fig. 4, the signal at angles 90 and 270 degree is did not appear because the meander-line antenna in the receiver side can not receive the signal at the left and right edges of the antenna.

The comparison of the RMS delay spread,  $\tau_{rms}$ , with and without the human body shadowing at the arbitrary angle ( $0\sim 360^\circ$ ), is shown in Fig. 6. From the figure, we can see that the RMS delay spread of the signal between 170 and 200 degree with peak of 8 ns is more than the signal at an

Table 1. Experiment parameters

| Parameter                  | Value               |
|----------------------------|---------------------|
| Frequency range            | 3.0~11.0 GHz        |
| Number of frequency point  | 1601                |
| Dynamic range              | 80 dB               |
| Tx antenna height          | 1.75 m.             |
| Rx antenna height          | 1.75 m.             |
| Distance between Tx and Rx | 1.0 m.              |
| Pointing angle             | $0\sim 360$ degrees |
| Rotation                   | $5^\circ$ /step     |

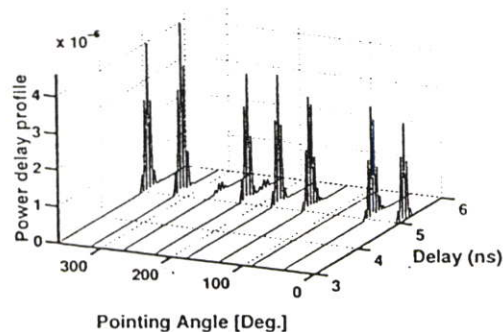


Fig. 4. The power delay profile of UWB channel without human body shadowing.

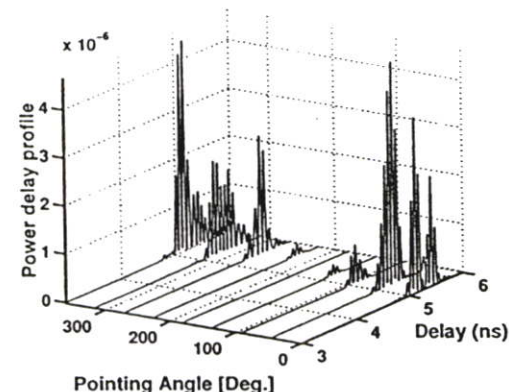


Fig. 5. The power delay profile of UWB channel with human body shadowing.

other angle. These results are indicated in the reduction of data rate of this system in the human body shadowing case. For the distortion quantity of the pulse waveform in the received signal shown in Fig. 7, we will consider the correlation coefficient of the transmitted UWB signal and the received signal with and without the human body shadowing. From Fig. 7, we can see that the correlation coefficient of any angle in both case, is more than 0.6. Fig. 8 shows the APD of the received signal. We can observe that the delay spread and the APD of the human body shadowing case are more than those without human body case, especially for the full shadowing at the pointing angle of  $180^\circ$ . The signal is attenuated by 27 dB between 170 and 190 degrees.

## 5. Conclusion

In this paper, the influence of the human body shadowing on the ultra-wideband propagation channel is investigated. As the experimental results show, we can observe that the human body shadowing directly affects the RMS delay spread,  $\tau_{rms}$ , the distortion of the pulse waveform at the arbitrary

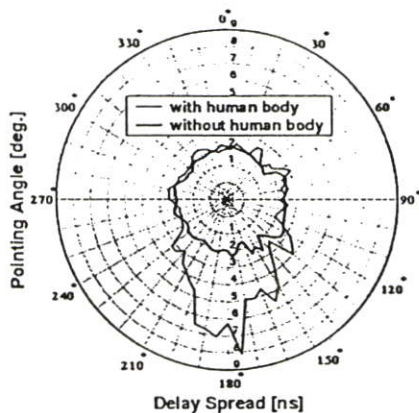


Fig. 6. The RMS delay spread,  $\tau_{rms}$ , with and without human body shadowing.

angle in the receiver side and the angular power distribution of the received signal. These measurement results indicate that while the human body creates the delay spread increased from 2 ns to 8 ns, the received signal is also attenuated by 27 dB between 170 and 190 degree which suggests that the system performance will depend greatly on the signal angle of arrival and create the distortion of the received signal (a little bit) in the case of full shadowing. Hence, the UWB communication system design must consider the influence of human body shadowing when high data transmission rates are required.

#### References

- [1] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding UWB Transmission System," First Report, FCC 02-48, Apr. 2002.
- [2] K. Siwiak, "Ultra-Wide Radio: Introducing a New Technology," *Proc. 2001 Spring IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC)*, vol. 2, pp. 1088-1093, May 2001.
- [3] K. Siwiak, "Ultra-Wide Radio: The emergence of an Important RF Technology," *Proc. 2001 Spring IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC)*, vol. 2, pp. 1169-1172, May 2001.
- [4] T. B. Welch, R. L. Musselman, B. A. Emessiene, P. D. Gift, D. K. Choudhury, D. N. Cassadine, and S. M. Yano, "The effects of the human body on UWB signal propagation in an indoor environment," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 20, no. 9, pp. 1778-1782, Dec. 2002.
- [5] M. Sanchez, L. de Haro, A. Pino, and M. Calvo, "Human operator effect on wide-band radio channel characteristics," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 45 no. 8, pp. 1318-1320, Aug. 1997.
- [6] T. Zasowski, F. Althaus, M. Stager, A. Wittneben, and G. Troster, "UWB for noninvasive wireless body area networks: Channel measurements and results," *IEEE Conf. (UWBST)*, pp. 285-289, Nov. 2003.

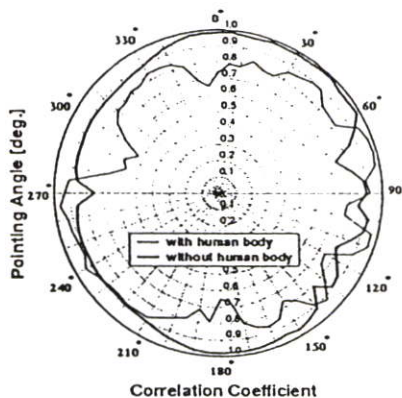


Fig. 7. The correlation between the transmitted UWB signal and the received signal, in the case of with and without the human body shadowing.

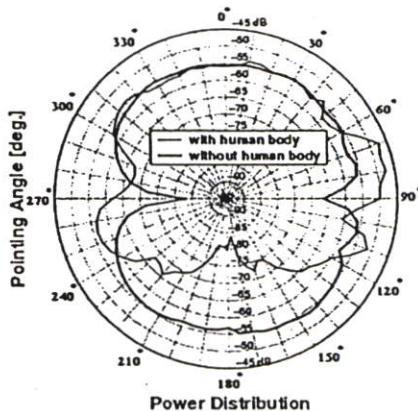


Fig. 8. The angular power distribution with and without the human body shadowing.

- [7] J. D. Taylor, *Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems*, CRC Press, Inc., 1995.
- [8] Skycross, Inc., "3.1-10 GHz UWB Antenna for Commercial UWB Applications" <http://www.skycross.com/>
- [9] S. Promwong, W. Hachitani, I. Ida, J. Takada, P. Supanakoon, and P. Tangtisanon, "Experimental Evaluation of Free Space Transmission Gain of UWB-IR Systems," *Proceedings of The First Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) Annual Conference*, pp. 295-298, May 2004.

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 27  
27<sup>th</sup> Electrical Engineering Conference

# Volume II

สาขาบทความ

- ระบบควบคุมและการวัดคุม. (CT)
- คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)
- การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)
- อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
- ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)

11-12 พฤศจิกายน 2547

โรงแรมโซฟิเทล ราชา ออคิด ขอนแก่น



ดำเนินการจัดประชุมโดย  
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์  
มหาวิทยาลัยขอนแก่น



[Back to content](#)

[Back to main](#)

## The Impacts of Body Shadowing on UWB Propagation in an Indoor Environment

Apichit Pradabphon<sup>†</sup>, Mouchai Chamchoy<sup>†</sup>, Pichaya Supanakoon<sup>†</sup>,  
Sathaporn Promwong<sup>‡</sup>, and Jun-ichi Takada<sup>‡</sup>

<sup>†</sup>Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
Chalongkrung Road, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.  
Phone: +66 2 7372500-47 ext. 5040, Fax: +66 2 3264176  
E-mail: {s6064613, kcmoncha, kspichay}@kmitl.ac.th

<sup>‡</sup>Graduate School of Science and Engineering,  
Tokyo Institute of Technology  
2-12-1, O-okayama, Meguro-ku, Tokyo 152-8552, Japan.  
Tel: +81 3 5734 3288, Fax: +81 3 5734 3282  
E-mail: {ken, takada}@ap.ide.titech.ac.jp

### Abstract

This paper presents the impacts of body shadowing on UWB propagation in an indoor environment. The frequency responses of the radio channel are acquired by using a vector network analyzer (VNA) over the frequency bandwidth of 3 GHz to 11 GHz. Consequently, the characteristics of the UWB channel including the transmitter/receiver antennas, the environment, and the human body shadowing are investigated. As the results, the mean excess delay and the RMS delay spread increase to 32 ns and 24 ns, respectively, in the case of body shadowing. Moreover, the angular power loss of 24 dB is occurred when fully shadowing by the human body.

**Keywords:** ultra wideband (UWB), human body shadowing, time dispersion

### 1. Introduction

Ultra Wideband (UWB) technology, a revolutionary approach to radio communications, allows systems to operate across a range of frequency bands (3.1~10.6 GHz) defined by FCC [1] with negligible interference to existing systems in that band. This is because UWB uses very low power spectral density, while maintaining a high data rate. The UWB techniques can also provide reliable location information, high-resolution imaging and works efficiently in a cluttered environment. The UWB technology is an ideal candidate that can be utilized for commercial, short-range, low power, and low cost indoor communication systems such as Wireless Personal Area Networks (WPANs) [2], [3]. Hence, the characterization of the indoor radio channel is very important part, especially when propagated signal is shadowed by the human body operated around the transmitter and/or the receiver. Therefore, the human body shadowing affected to the signal quality should be investigated.

Recently, the power pattern of the UWB antenna using traditional anechoic-chamber measure-

ment techniques are proposed to characterize the effects of body shadowing [4]. While the analytical results of human operator effect on the wideband and narrowband channel are presented [5]. Consequently, the UWB channel measurements from 3~6 GHz for a body area network (BAN) in an anechoic chamber and typical office room have been investigated [6]. However, these researches do not consider the impacts of the human body shadowing over the fully FCC bandwidth on the angular path loss and the time dispersion characteristics.

In this paper, we investigated the effects of the human body shadowing on UWB propagation in the indoor environment over the frequency bandwidth of 3 GHz to 11 GHz. Unfortunately, the characteristics of the transmitter/receiver antennas are included in the measured channel. In our experiment, the biconical antennas are used at both the transmitter and the receiver. In order to investigate the influence of body shadowing, the channel parameters such as the power delay profile, the mean excess delay, the RMS delay spread and the angular path loss for an arbitrary angles (0° to 360°) are presented.

### 2. Description of Measurement and Model

#### 2.1 Measurement Equipment

The radio channel measurement system consists of the vector network analyzer (VNA) model HP-8510C, the S-parameter test set (HP-8514B), the frequency synthesized sweeper (HP-83620A), the biconical antenna pair and the personal computer. The VNA is operated in the response measurement mode, where PORT 1 is the transmitter port (TX) and PORT 2 is the receiver port (RX). The biconical antennas with the maximum diameter of 65.3 mm and the length of 37 mm are used at both the transmitter and the receiver. The antenna has typically an omni-directional radiation pattern, with a linearly phase response. Table 1 lists the main parameters of the experiments.

CM39

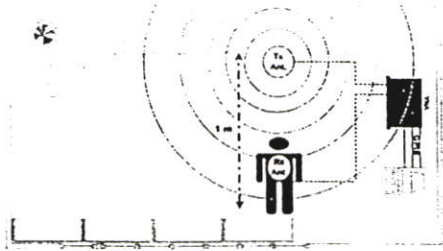
[Back to content](#)
[Back to main](#)


Fig. 1. The measurement setup.

## 2.2 Measurement Setup

The UWB radio channel transfer function is measured as  $S_{21}$  in frequency domain by using the VNA. In the experiment, the antennas are placed at the height of 1.5 m and the separation distance of 1 m with the vertical polarization. The receiver antenna is placed near the human body. For each measured channel, the receiver antenna is rotated by the increment step of  $5^\circ$  from  $0^\circ$  to  $360^\circ$  while acquiring the received power on computer via GPIB interface. The measurement is carried out in the laboratory environment. Fig. 1 shows the measurement setup in the indoor environment.

## 2.3 UWB Signal Model

In order to investigate the power delay profile, the mean excess delay, the RMS delay spread, and the angular signal loss, the UWB signal model for transmitted pulse is required. Defining the UWB transmitted signal waveform assumed in the simulation is the passband rectangular pulse,  $v_t(t)$ , which have expression in time domain [8]. The UWB transmitted signal is set in the full UWB spectrum bandwidth. The maximum and minimum frequencies are  $f_{min} = 3.1$  GHz and  $f_{max} = 10.6$  GHz, respectively. Then, the spectral bandwidth is  $f_b = 7.5$  GHz. This UWB transmitted signal is shown in Fig. 2 and its equation is

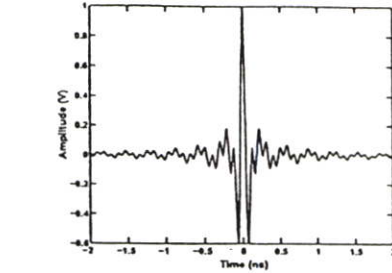


Fig. 2. The transmitted UWB signal waveform.

tion is

$$v_t(t) = \frac{1}{f_b} [f_{max} \text{sinc}(2f_{max}t) - f_{min} \text{sinc}(2f_{min}t)], \quad (1)$$

where  $f_{min}$  and  $f_{max}$  is the minimum and maximum frequencies, respectively,  $f_b = f_{max} - f_{min}$  is the spectral bandwidth,  $f_c = (f_{max} + f_{min})/2$  is the center frequency and  $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$ .

## 2.4 Data Processing and Analysis

The inverse discrete Fourier transform (IDFT) is used to convert the frequency domain channel response into the time domain channel response. Hamming window is applied before transformation to make it easier to locate line-of-sight component of the signal. This filtering procedure reduce the side lobes of the impulse response and broadened the main lobe. Therefore, the UWB channel characteristics can be analyzed statistically.

## 3. Investigation Parameters

### 3.1 Power Delay Profile

The mean relative powers of the taps are specified by the power delay profile (PDP) for the channel, defined as the variation of mean power in the channel with delay, thus

$$P(\tau) = \frac{E\{|h(\tau)|^2\}}{2}, \quad (2)$$

where  $h(t)$  is the impulse response of the channel.

### 3.2 Mean and RMS Delay Spread

In order to investigate the effects of the human body shadowing on time dispersion, we considered the time delay of the arrived signal at the receiver, which the multiple reflections of the transmitted signal may arrive at the receiver at different times, this can result in intersymbol interference (ISI, or bits into one another) which the receiver cannot sort out. The time dispersion can be characterized by using the mean excess delay,  $\tau_m$ , and the RMS delay spread,

Table 1 Experiment parameters.

| Parameter                  | Value                 |
|----------------------------|-----------------------|
| Frequency range            | 3.0~11.0 GHz          |
| Number of frequency point  | 801                   |
| Dynamic range              | 80 dB                 |
| Tx antenna height          | 1.5 m.                |
| Rx antenna height          | 1.5 m.                |
| Distance between Tx and Rx | 1.0 m.                |
| Pointing angle             | 0~360 degrees         |
| Rotation                   | $5^\circ/\text{step}$ |
| Antenna gain               | 0 dBi                 |

Back to content

Back to main

$\tau_{rms}$ , to illustrate the effects of human body shadowing. The mean excess delay which is the first central moment of  $|h(t)|^2$  and the RMS delay spread which is the square root of the second central moment of  $|h(t)|^2$  take into account the relative powers of the taps as well as their delays, making it a better indicator of system performance than the other parameters. The mean excess delay,  $\tau_m$ , is defined as [7]

$$\tau_m = \frac{\int_0^{\infty} \tau \cdot |h(\tau)|^2 d\tau}{\int_0^{\infty} |h(\tau)|^2 d\tau}, \quad (3)$$

and the RMS delay spread,  $\tau_{rms}$ , can be defined by

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - \tau_m)^2 \cdot |h(\tau)|^2 d\tau}{\int_0^{\infty} |h(\tau)|^2 d\tau}}. \quad (4)$$

### 3.3 Path Loss

The UWB path loss  $PL_{UWB}$  can be defined as the ratio between the maximum amplitude of the transmitted and received signal waveforms [8]

$$PL_{UWB}(d)[dB] = 20 \log \left[ \frac{v_t(0)}{\max |v_r(t)|} \right], \quad (5)$$

where  $v_t(0)$  is the maximum amplitude of the transmitted signal waveform and  $v_r(t)$  is maximum amplitude of the received signal waveform.

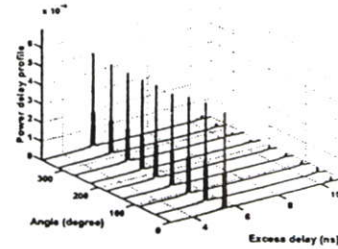
## 4. Experiment and Post-Processing Results

By using the VNA, the measured frequency transfer functions with the number of frequency points of 801 are taken in the laboratory environment. The time domain impulse responses of the UWB channel are analyzed by the procedures described in the previous section.

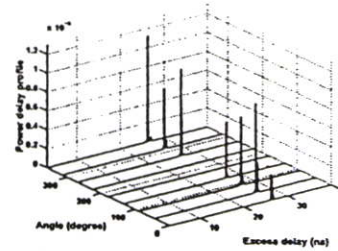
Fig. 3 shows the comparison of the power delay profile (PDP) between with and without the human body shadowing at the arbitrary angle (0~360°). From Fig. 3 (b), we can see that the received signal is attenuated by the human body between 180 and 225 degree, which is more than at the other angle.

The comparison of the mean excess delay ( $\tau_m$ ) and the RMS delay spread ( $\tau_{rms}$ ) between with and without the human body shadowing at the arbitrary angle (0~360°) are shown in Fig. 4 and Fig. 5, respectively. As the results, we can observe that the mean excess delay and RMS delay spread of the signal between 120 and 190 degree (in the case of human body shadowing) with peak of 32 and 24 ns, respectively is more than that of the signal at the other angle. These results are indicated in the reduction of data rate of this system for the human body shadowing case.

The path loss at distance of 1 m between the transmit and the receive antenna, which is included the effect of the human body shadowing, the environment effect and the antenna effect are shown in Fig. 6. As



(a) without human body shadowing



(b) with human body shadowing

Fig. 3. The power delay profile of the measured UWB channel.

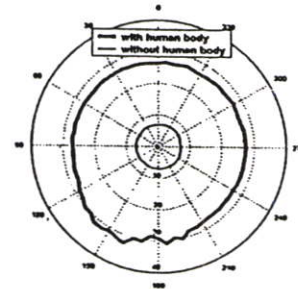


Fig. 4. The mean excess delay,  $\tau_m$ , with and without the human body shadowing.

the results, we can see that the human body shadowing are involved the angular power loss of 24 dB between 150 to 225 degree, which is more than that of the power signal at the other angle.

## 5. Conclusion

The channel measurements are performed from 3 GHz to 11 GHz in the laboratory environment. The measurement results clearly indicate that the human body shadowing are effected to the time dispersion characteristics. As the results, when propagated wave is shadowed by human body, the mean excess delay

[Back to content](#)

[Back to main](#)

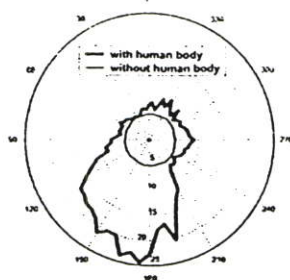


Fig. 5. The RMS delay spread,  $T_{RMSE}$ , with and without the human body shadowing.

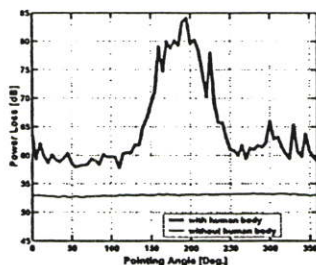


Fig. 6. The angular power loss, with and without the human body shadowing.

and the RMS delay spread increase to 32 ns and 24 ns, respectively. Moreover, the angular power loss of 24 dB is occurred when fully shadowing by the human body. Therefore, the UWB communication system design must consider the effects of human body shadowing in the real environment when high data transmission rate is required.

#### References

- [1] Federal communications commission "Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems", First Report and Order, ET Docket 98-153, FCC 02-48, April 2002. On line available at [http://www.fcc.gov].
- [2] K. Siwiak, "Ultra-wide radio: Introducing a new technology," *Proc. 2001 Spring IEEE Veh. Tech. Conf.(VTC)*, vol. 2, pp. 1088-1093, May 2001.
- [3] K. Siwiak, "Ultra-wide radio: The emergence of an important RF technology," *Proc. 2001 Spring IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC)*, vol. 2, pp. 1169-1172, May 2001.
- [4] T. B. Welch, R. L. Musselman, B. A. Emesienne, P. D. Gift, D. K. Choudhury, D. N. Cassadine, and S. M. Yano, "The effects of the human body on UWB signal propagation in an indoor environment," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 20, no. 9, pp. 1778-1782, Dec. 2002.
- [5] M. Sanchez, L. de Haro, A. Pino, and M. Calvo, "Human operator effect on wide-band radio channel characteristics," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 45 no. 8, pp. 1318-1320, Aug. 1997.
- [6] T. Znosowski, F. Althaus, M. Stager, A. Wittneben, and G. Troster, "UWB for noninvasive wireless body area networks: channel measurements and results," *IEEE Conf. (UWBST)*, pp. 285-289, Nov. 2003.
- [7] A. Pradabphon, S. Promwong, M. Chamchoy, P. Supanakoon, and J. Takada, "Influence of human body shadowing on Ultra-wideband propagation channel," *Proc. IC-CAS'04*, Aug. 2004. (To be published).
- [8] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon, and P. Tangtisanon, "Path loss and matched filter gain for UWB system," *Proc. ISAP'04*, Sendai, Japan, Aug. 2004. (To be published).



Apichit Pradabphon received the B. E. degree in Telecommunication from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, in 2002. He is currently pursuing the M. E. degree in Department of Information Engineering, Faculty of Engineering, at the same university. His research interests include wireless communication focus in ultra wideband (UWB) communication system and transmission technology.



Monchai Chamchoy received the B. E. (with honors) degree in Electronics Technology and M. E. degree in Electrical Engineering both from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, in 1996 and 2000, respectively. Since 1997, he was a Faculty Member at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang. His main research interests are channel modeling, MIMO transmission, and UWB communication.



Pichaya Supanakoon received the B.E. degree in Telecommunication Engineering and M.E. degree in Electrical Engineering both from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, in 1998 and 2000, respectively. Since 1999, he has been with the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang. His research interests are in electromagnetic field computation and radio wave propagation.



Sathaporn Promwong received the B.E. degree in Electronics Engineering and M.E. degree in Electrical Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, in 1994 and 1999, respectively. He is currently working toward the Ph.D. degree in Tokyo Institute of Technology, Tokyo, Japan. Since 1995, he has joined in the department of Information Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang. His research is interested in the area of Ultra Wideband (UWB) communications and antenna propagation. He is presently a member of the IEICE.



Jun-ichi Takada was born in Tokyo, Japan in 1964. He received the B.E., M.E. and D.E. degrees from Tokyo Institute of Technology, Japan, in 1987, 1989 and 1992, respectively. From 1992 to 1994, he has been a Research Associate at Chiba University, Chiba, Japan. From 1994, he has been an Associate Professor at Tokyo Institute of Technology, Tokyo, Japan. His current interested are mobile propagation and channel modeling, array signal processing and numerical simulation of waves. Dr. Takada received the Excellent Paper Award and Young Engineer Award from IEICE, Japan in 1993 and 1994, respectively. He is a member of the IEICE, ACES, SIAM and AGU.

# ISCIT 2005

## PROCEEDINGS

International Symposium on Communications  
and Information Technologies 2005

October 1-4, 2005

Fragrant Hill Hotel, Beijing, China

Sponsored by:

The National Natural Science Foundation of China

K.C. Wong Education Found., Hong Kong

IEEE Circuits and Systems Society

IEEE Communication Society Beijing Chapter

Beijing Association for Science and Technology

Beijing University of Posts and Telecommunications

Technical Co-Sponsored by

IEICE Japan

ECTI Thailand

Official Web site: <http://iscit.bupt.cn>



PUBLISHING HOUSE, BUPT  
[www.buptpress.com](http://www.buptpress.com)

## Experimental Evaluation Scheme of UWB Radio Propagation Channel with Human Body

Apichit Pradabphon, Noppon Kaewboonruean, Monchai Chamchoy,  
Pichaya Supanakoon, and Sathaporn Promwong  
Faculty of Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
Chalongkrung Rd., Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand  
Email: s6064613@kmitl.ac.th

**Abstract**—This paper presents the evaluation scheme to investigate the pulse distortion, propagation loss due to human body shadowing. The matched filter is employed at the UWB receiver to maximize the SNR. The propagation loss and matched filter gain of the passband rectangular pulse are simulated for comparing with the experiment results. The experimental channels are taken for several T-R separation distances in an indoor environment. The frequency responses of the radio channels are acquired by using a vector network analyzer (VNA) over the frequency bandwidth of 3 GHz to 11 GHz. From the results, the distortion and the propagation loss of the UWB pulse increase as the T-R separation distance increases, especially when the fully shadowing is occurred.

**Keywords:** UWB, pulse distortion, body shadowing

### I. INTRODUCTION

The world of ultra-wideband (UWB) has changed dramatically in very recent history. In the past 20 years, UWB was used for radar, sensing, military communications and niche applications. A substantial change occurred in February 2002, when the FCC issued a ruling that UWB could be used for data communications as well as for radar and safety applications [1]. Fortunately, the FCC UWB rulings went ahead. The concession was, however, that available power levels would be very low. If the entire 7.5 GHz band is optimally utilized, the maximum power available to a transmitter is approximately 0.5 mW. This effectively relegates UWB to indoor, short-range, communications for high data rates, or very low data rates for substantial link distances. Application such as wireless UWB and personal area network (WPAN) have been proposed, with hundreds of Mbps to several Gbps and distances of 1 to 10 metres. For ranges of 20 metres or more, the achievable data rates are very low compared with existing wireless local area network (WLAN) systems. Hence, the characterization of the indoor radio channel is very important part, especially when propagated signal is shadowed by the human body operated around the

transmitter and/or the receiver. Therefore, the human body shadowing and distance affected to the pulse distortion quality should be investigated.

Recently, the power pattern of the UWB antenna using traditional anechoic-chamber measurement techniques are proposed to characterize the effects of body shadowing [2]. While the analytical results of human operator effect on the wideband and narrowband channel are presented [3]. Consequently, the UWB channel measurements from 3 GHz to 6 GHz for a body area network (BAN) in an anechoic chamber and typical office room have been investigated [4]. However, these researches do not consider the impacts of the human body shadowing over the fully FCC bandwidth on the propagation loss and the pulse distortion characteristics.

In this paper, we investigated the effects of the human body shadowing on UWB propagation in the indoor environment over the frequency bandwidth of 3 GHz to 11 GHz. Unfortunately, the characteristics of the transmitter/receiver antennas are included in the measured channel. In our experiment, the biconical antennas [5] are used for transmitter and receiver. In order to investigate the effect of UWB pulse distortion and the propagation loss under the real environment condition by with and without human body shadowing for several T-R separation distances, the match filter is introduced at the receiver to maximize the SNR.

### II. DESCRIPTION OF MEASUREMENT

There are two possible domains for performing the channel sounding to measure the UWB radio channel. First, the channel can be measured in the frequency domain (FD) using a frequency sweeping technique. With FD channel sounders, a wide frequency band is swept using a set of narrow-band signals, and the channel frequency response is recorded using a vector network analyzer (VNA). This corresponds to  $S_{21}$  parameter measurement setup, where the device under test (DUT) is a radio propagation channel

Second, the channel can be measured in the time domain (TD) by using channel sounders which based on impulse transmission or direct sequence spread spectrum signalling. However, UWB technology is proposed for short-range wireless applications. Therefore, the frequency domain approach is a good candidate to measure the UWB channel characteristics in the indoor environment [6].

#### A. Measurement Location

The measurement campaign has been conducted in the conference room at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand. The walls are made of typical concrete shielded with an acoustic absorption sheet. Several glass windows are used at the outside walls of the room. The ceilings are made of chipboard. The doors and the furniture inside the room are made of wood. The room is 12 m long, 6 m wide, and 3.5 m high, where the transmitter and the receiver are located in the same room.

#### B. Measurement Equipments

The radio channel measurement system consists of the VNA model HP-8510C, the S-parameter test set (HP-8514B), the frequency synthesized sweeper (HP-83620A), the biconical antennas pair and the personal computer. The VNA is operated in the response measurement mode, where PORT 1 is the transmitter port (Tx) and PORT 2 is the receiver port (Rx). The synthesized sweeper was set to sweep from 3 GHz to 7 GHz and 7 GHz to 11 GHz with each sub-band of 801 frequency tones. Thus, the 1601 total frequency resolutions for the FCC band can be obtained. The transmitter and the receiver antennas were connected to the VNA via double-shielded low-loss cables, which extend the channel length up to 10 m. The limitation of the dynamic range for the measurement system was 80 dB, including separation distance between antennas and cable losses. The biconical antenna has the maximum diameter of 65.34 mm and the length of 37 mm. The antenna has typically an omni-directional radiation pattern, with a linearly phase response. Table I lists the main parameters of the experiments.

#### C. Measurement Procedure

The UWB radio channel transfer function is measured as  $S_{21}$  in frequency domain by using the VNA. In the experiment, the antennas are placed at the height of 1.5 m for vertical polarization. The measurements are made between 2 m to 10 m with intervals of 2 m, which used pair of the biconical antennas. In the case of without body shadowing, the transmitter antenna is fixed and the receiver antenna is moved within the room. For the body shadowing condition, the measurement procedure is similar to the previous one, but the propagation between the transmitter and the receiver is obstructed by the human body.

TABLE I  
EXPERIMENT PARAMETERS

| Parameter            | Value               |
|----------------------|---------------------|
| Frequency Range      | 3.0~11.0 GHz        |
| Frequency Resolution | 1601                |
| Tx Antenna Height    | 1.5 m               |
| Rx Antenna Height    | 1.5 m               |
| T-R Separation       | 2, 4, 6, 8 and 10 m |
| Polarization         | Vertical            |

### III. SIGNAL PROCESSING

#### A. UWB Signal Model

In order to investigate the distortion of UWB pulse, the UWB signal model for transmitted pulse is required. Defining the UWB transmitted signal waveform assumed in the simulation is the passband rectangular pulse,  $v_t(t)$  which have expression in time domain [7]. The UWB transmitted signal is set in the full UWB spectrum bandwidth. The maximum and minimum frequencies are  $f_{\min} = 3.1$  GHz and  $f_{\max} = 10.6$  GHz, respectively. Then, the spectral bandwidth is  $f_b = 7.5$  GHz. This UWB transmitted signal can be express by

$$v_t(t) = \frac{1}{f_b} [f_{\max} \text{sinc}(2f_{\max}t) - f_{\min} \text{sinc}(2f_{\min}t)], \quad (1)$$

where  $f_{\min}$  and  $f_{\max}$  is the minimum and maximum frequencies, respectively,  $f_b = f_{\max} - f_{\min}$  is the spectral bandwidth,  $f_c = (f_{\max} + f_{\min})/2$  is the center frequency and  $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$ .

#### B. Data Processing and Analysis

The inverse fast Fourier transform (IFFT) is used to convert the frequency domain channel response into the time domain channel response. After that, the pulse distortion is analyzed by using the correlation coefficient, which is computed from the received signal of the measured channel and the received signal of Friis' transmission channel. Therefore, the pulse distortion due to the UWB channel characteristics can be analyzed.

### IV. FRIIS' TRANSMISSION FORMULA FOR ULTRA WIDEBAND SYSTEM

For the UWB free space channel, the complex form Friis' transmission formula is used [8]. The transmitting (Tx) and the receiving (Rx) antennas are considered to be the isotropic antennas. Then, the free space transfer function  $H_f$  can be written as

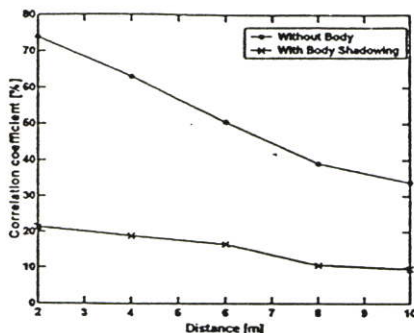


Fig. 1. Percentage of correlation coefficient with and without human body shadowing.

$$H_f(f, d) = \frac{c}{4\pi|f|d} \exp(-j2\pi fd/c), \quad (2)$$

$$= \frac{1}{4\pi|f|t_0} \exp(-j2\pi ft_0),$$

where  $d$  is the transmitter-receiver (T-R) separation distance,  $c$  is the velocity of light and  $t_0 = d/c$  is the delayed time. The spectral density function  $V_{r,f}$  and the waveform in the time domain  $v_{r,f}$  and  $v_{r,iso}$  of the received signal can be expressed as

$$V_{r,f}(f, d) = V_t(f) \cdot H_c(f, d), \quad (3)$$

$$V_{r,iso}(f, d) = V_t(f) \cdot H_i(f, d), \quad (4)$$

$$v_{r,f}(t, d) = F^{-1}\{V_{r,f}(f, d)\}, \quad (5)$$

$$v_{r,iso}(t, d) = F^{-1}\{V_{r,iso}(f, d)\}, \quad (6)$$

where  $F^{-1}\{\cdot\}$  is the inverse Fourier transform operator and  $H_c$  is the measurement channel. At the receiver, the matched filter is introduced to maximize the (SNR) of the receiver output, as defined by

$$H_{MF}(f) = \frac{\sqrt{2f_b} \cdot V_{r,f}^*(f, d)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |V_{r,f}(f, d)|^2 df}}, \quad (7)$$

and for the isotropic case

$$H_{MF,iso}(f) = \frac{\sqrt{2f_b} \cdot V_{r,iso}^*(f, d)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |V_{r,iso}(f, d)|^2 df}}, \quad (8)$$

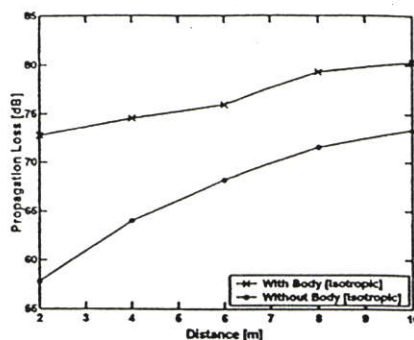


Fig. 2. Propagation loss of the signal at the matched filter output (Isotropic) with and without human body shadowing.

The spectral density function  $V_{MF,f}$ ,  $V_{MF,iso}$  of the signal and time domain waveform  $v_{MF,f}$ ,  $v_{MF,iso}$  at the matched filter output can be written as

$$V_{MF,f}(f, d) = V_{r,f}(f, d) \cdot H_{MF}(f), \quad (9)$$

$$V_{MF,iso}(f, d) = V_{r,iso}(f, d) \cdot H_{MF,iso}(f), \quad (10)$$

$$v_{MF,f}(t, d) = F^{-1}\{V_{MF,f}(f, d)\}, \quad (11)$$

$$v_{MF,iso}(t, d) = F^{-1}\{V_{MF,iso}(f, d)\}. \quad (12)$$

Defining the UWB propagation loss,  $PL$ , as the maximum amplitude of the output signal waveform of the matched filter. Therefore, the UWB transmission loss in dB can be derived as

$$PL(d)[dB] = -20 \log(\max\{v_{MF}\}). \quad (13)$$

where  $v_{MF}$  represents the signal in the time domain waveform at the matched filter output.

## V. EXPERIMENT RESULTS

By using the VNA, the measured frequency transfer functions with the number of frequency points of 1601 are taken in the indoor environment. The time domain impulse responses of the UWB channels are analyzed by the procedures described in the previous section.

The UWB pulse distortion due to the human body shadowing for several T-R separation distances by using the biconical antenna is investigated. Fig. 1 shows the percentage of the correlation coefficient in with and without human body shadowing case by using biconical

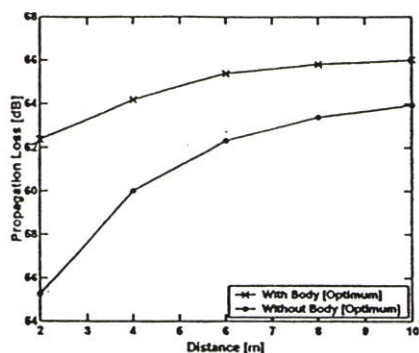


Fig. 3. Propagation loss of the signal at the matched filter output (Optimum) with and without human body shadowing.

antennas for each T-R separation distance. The distortion of the received signal from the measured channel can be observed when compared with the received signal from Friis' channel. As the results, the correlation coefficient of with human body case decreases from 21.4% to 9.65% and without human body case decreased from 73.96% to 33.77% at the distance of 2 m to 10 m. Table II list that the maximum, average and minimum values of the correlation coefficient in two case, respectively.

Fig. 2 and Fig. 3 show the propagation loss of the signal in the with and without human body shadowing case for isotropic matched filter and optimum matched filter, respectively. From the without human body case, we can observe the propagation loss is increased from 57.86 dB to 73.38 dB for the isotropic matched filter and it is increased from 55.24 dB to 63.95 dB for the optimum matched filter. In the with human body case the propagation loss is increased from 72.75 dB to 80.32 dB for the isotropic matched filter and it is increased from 62.36 dB to 66.03 dB for the optimum matched filter. Table III and Table IV list the maximum, average and minimum values of the propagation loss of the signal at the output of the isotropic and the optimum matched filter case, respectively.

## VI. CONCLUSION

This paper presents the distortion and propagation loss of the UWB pulse by using the matched filter at the receiver in the case of with and without human body shadowing effects in the indoor environment. The distortion and the propagation loss are investigated by using the biconical antenna for several T-R separation distances. The percentage of pulse distortion is determined by using the correlation coefficient between the received signal from measured channel and the received signal from Friis' propagation. From the results, we can observe the strong impact of the human body shadowing to the received pulse waveform and the power level for each

distance. Therefore, it must be taken into account for UWB receiver design to achieve the high accuracy of link budget estimation.

TABLE II  
PERCENTAGE OF CORRELATION COEFFICIENT

|      | body shadowing | without body shadowing |
|------|----------------|------------------------|
| Max  | 21.40          | 73.96                  |
| Avt. | 15.49          | 52.05                  |
| Min  | 9.65           | 33.77                  |

TABLE III  
POWER LOSS OF OUTPUT SIGNAL (ISOTROPIC)

|           | body shadowing | Without body shadowing |
|-----------|----------------|------------------------|
| Max [dB]  | 80.32          | 73.38                  |
| Avt. [dB] | 75.71          | 63.38                  |
| Min [dB]  | 72.75          | 57.86                  |

TABLE IV  
POWER LOSS OF OUTPUT SIGNAL (OPTIMUM)

|           | body shadowing | Without body shadowing |
|-----------|----------------|------------------------|
| Max [dB]  | 66.03          | 63.95                  |
| Avt. [dB] | 64.53          | 59.64                  |
| Min [dB]  | 62.36          | 55.24                  |

## References

- [1] Federal communications commission "Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems." First Report and Order, ET Docket 98-153, FCC 02-48, April 2002.
- [2] T. B. Welch, R. L. Musselman, B. A. Emessienc, P. D. Gift, D. K. Choudhury, D. N. Cassadine, and S. M. Yano, "The effects of the human body on UWB signal propagation in an indoor environment," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 20, no. 9, pp. 1778-1782, Dec. 2002.
- [3] M. Sanchez, L. de Haro, A. Pino, and M. Calvo, "Human operator effect on wide-band radio channel characteristics," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 45 no. 8, pp. 1318-1320, Aug. 1997.
- [4] T. Zasowski, F. Althaus, M. Stager, A. Wittneben, and G. Troster, "UWB for noninvasive wireless body area networks: channel measurements and results," *IEEE Conf. (UWBST)*, pp. 285-289, Nov. 2003.
- [5] S. Promwong, W. Hachitani, and J. Takada, "Free space link budget evaluation of UWB-IR systems," in *Proc. Joint UWBST & IWUWBS2004*, pp. 312-316, May 18-21, 2004.
- [6] I. Oppermann, M. Hamalainen, and J. Linatti, *UWB Theory and Applications*, John Wiley and Sons, Ltd., 2004.
- [7] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon, and P. Tangtisanon, "Path loss and matched filter gain for UWB system," in *Proc. ISAP'04*, pp. 97-100, 2004.
- [8] P. Supanakoon, S. Tanchotikul, P. Tangtisanon, S. Promwong, and J. Takada, "Accuracy of free path loss and matched filter gain approximated by using passband rectangular pulse for ultra wideband radio systems," in *Proc. ICCAS'04*, pp. 223-226, 2004.



# การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 28

## 28<sup>th</sup> Electrical Engineering Conference (EECON 28)



ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์

### สารบัญบทความ

สารสนเทศอิเล็กทรอนิกส์/คอมพิวเตอร์/ระบบคอมพิวเตอร์และภาวะฉุกเฉิน (CT)

การวิเคราะห์ความเสถียรของระบบกำลังไฟฟ้า (PE)

บทความพิเศษ

วิศวกรรมระบบพลังงาน (PW)

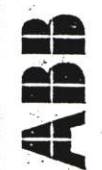
Author Index

วิศวกรรมพลังงานทดแทนและพลังงานทดแทน (GP)

การประเมินผลพลังงานทดแทน (PS)

พลังงานทดแทน (EL)

เทคโนโลยีและการประยุกต์ใช้ของวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)



## Characteristics of UWB Pulse Distortion and Propagation Loss Due to Human Body Shadowing

Apichit Pradubphon, Noppon Kaewboonruen, Monchai Chamchoy,  
Pichaya Supanakoon, and Sathaporn Promwong

Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
Chalongkrung Road, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.  
Phone: +66 2 7372500-47 ext. 5040, Fax: +66 2 3264176  
E-mail: s6064613@kmitl.ac.th

### Abstract

This paper presents an evaluation scheme to investigate the pulse distortion, propagation loss due to human body shadowing for UWB communication. The matched filter is employed at the receiver to maximize the SNR. The propagation loss and matched filter gain of the passband rectangular pulse are simulated for comparing with the experiment results. The experimental channels are taken for several T-R separation distances in the indoor environment. The frequency responses of the radio channels are acquired by using a vector network analyzer (VNA) over the frequency bandwidth of 3 GHz to 11 GHz. From the results, the distortion and the propagation loss of the UWB pulse increase as the T-R separation distance increases, especially when the fully shadowing is occurred.

**Keywords:** ultra wideband (UWB), human body shadowing, pulse distortion

### 1. Introduction

The world of ultra-wideband (UWB) has changed dramatically in very recent history. In the past 20 years, UWB was used for radar, sensing, military communications and niche applications. A substantial change occurred in February 2002, when the FCC issued a ruling that UWB could be used for data communications as well as for radar and safety applications [1]. The band allocated to communications is a staggering 7.5 GHz, by far the largest allocation of bandwidth to any commercial terrestrial system. Fortunately, the FCC UWB rulings went ahead. The concession was, however, that available power levels would be very low.

Recently, the power pattern of the UWB antenna using traditional anechoic-chamber measurement techniques are proposed to characterize the effects of body shadowing [2]. While the analytical results of human operator effect on the wideband and narrowband channel are presented in [3]. Consequently, the UWB channel measurements from 3 GHz to 6 GHz for a body area network (BAN) in an anechoic chamber and typical office room have been in-

vestigated [4]. However, these researches do not consider the impacts of the human body shadowing over the fully FCC bandwidth on the propagation loss and the pulse distortion characteristics.

In this paper, we investigated the effects of the human body shadowing on UWB propagation in the indoor environment over the frequency bandwidth of 3 GHz to 11 GHz. Unfortunately, the characteristics of the transmitter/receiver antennas are included in the measured channel. In our experiment, the Meander Line antennas (MLAs) [5] are used for transmitter and receiver. In order to investigate the effect of UWB pulse distortion and the propagation loss under the real environment condition, the matched filter is introduced at the receiver to maximize the SNR.

### 2. Description of Measurement

There are two possible domains for performing the channel sounding to measure the UWB radio channel. First, the channel can be measured in the frequency domain (FD) using a frequency sweeping technique. With FD channel sounders, a wide frequency band is swept using a set of narrow-band signals, and the channel frequency response is recorded using a vector network analyzer (VNA). This corresponds to  $S_{21}$ -parameter measurement set-up, where the device under test (DUT) is a radio propagation channel. Second, the channel can be measured in the time domain (TD) by using channel sounders which based on impulse transmission or direct sequence spread spectrum signalling. However, UWB technology is proposed for short-range wireless applications. Therefore, the frequency domain approach is a good candidate to measure the UWB channel characteristics in the indoor environment [6].

#### 2.1 Measurement Location

The measurement campaign has been conducted in the typical conference room. Fig. 1 shows a simple layout of the room. The walls are made of typical concrete shielded with an acoustic absorption sheet. Several glass windows are used at the outside walls of the room. The ceilings are made of chipboard. The doors and the furniture inside the room are made of

Table 1 Experiment parameters

| Parameter            | Value               |
|----------------------|---------------------|
| Frequency Range      | 3.0~11.0 GHz        |
| Frequency Resolution | 1601                |
| Tx Antenna Height    | 1.5 m               |
| Rx Antenna Height    | 1.5 m               |
| T-R Separation       | 2, 4, 6, 8 and 10 m |
| Polarization         | Vertical            |

wood. The room is 12 m long, 6 m wide, and 3.5 m high, where the transmitter and the receiver are located in the same room.

## 2.2 Measurement Equipments

The radio channel measurement system consists of the VNA model HP-8510C, the  $S$ -parameter test set (HP-8514B), the frequency synthesized sweeper (HP-83620A), the MLAs pair and the personal computer. The VNA is operated in the response measurement mode, where PORT 1 is the transmitter port (Tx) and PORT 2 is the receiver port (Rx). The synthesized sweeper was set to sweep from 3 GHz to 7 GHz and 7 GHz to 11 GHz with each sub-band of 801 frequency tones. Thus, the 1601 total frequency resolutions for the FCC band can be obtained. The transmitter and the receiver antennas were connected to the VNA via the double-shielded low-loss cables, which extend the channel length up to 10 m. The limitation of the dynamic range for the measurement system was 80 dB, including separation distance between antennas and cable losses. Fig. 2 shows the MLA has the length of 13.6 mm, the wide of 16 mm, the height of 3 mm. The antenna has typically an omnidirectional radiation pattern, with a linearly phase response. Table 1 lists the main parameters of the experiments.

## 2.3 Measurement Procedure

The UWB radio channel transfer function is measured as  $S_{21}$  in frequency domain by using the VNA. In the experiment, the antennas are placed at the height of 1.5 m for vertical polarization. The measurements are made between 2 m to 10 m with intervals of 2 m, which the pair of MLA are used. In the case of without body shadowing, the transmitter antenna is fixed and the receiver antenna is moved within the room. For the body shadowing condition, the measurement procedure is similar to the previous one, but the propagation between the transmitter and the receiver is obstructed by the human body. The separation distances between the human body and the Tx antenna are varied between 1 to 9 m with intervals of 2 m and the Rx antenna is 1 m far from the obstructed one.

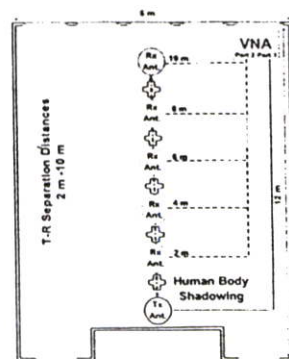


Fig. 1. Room layout and measurement setup.

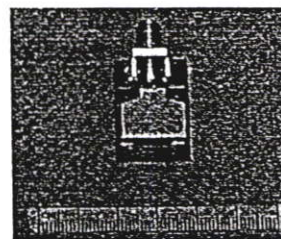


Fig. 2. The meander line antennas are used at transmitter and receiver.

## 3. Signal Processing

### 3.1 UWB Signal Model

In order to investigate the distortion of UWB pulse, the UWB signal model for transmitted pulse is required. Defining the UWB transmitted signal waveform assumed in the simulation is the passband rectangular pulse,  $v_t(t)$ , which have expression in time domain [7]. The UWB transmitted signal is set in the full UWB spectrum bandwidth. The maximum and minimum frequencies are  $f_{\min} = 3.1$  GHz and  $f_{\max} = 10.6$  GHz, respectively. Then, the spectral bandwidth is  $f_b = 7.5$  GHz. This UWB transmitted signal is shown in Fig. 3 and its equation is

$$v_t(t) = \frac{1}{f_b} [f_{\max} \text{sinc}(2f_{\max}t) - f_{\min} \text{sinc}(2f_{\min}t)], \quad (1)$$

where  $f_{\min}$  and  $f_{\max}$  is the minimum and maximum frequencies, respectively,  $f_b = f_{\max} - f_{\min}$  is the spectral bandwidth,  $f_c = (f_{\max} + f_{\min})/2$  is the center frequency and  $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$ .

### 3.2 Data Processing and Analysis

The inverse fast Fourier transform (IFFT) is used to convert the frequency domain transfer function into the time domain channel response. After that,

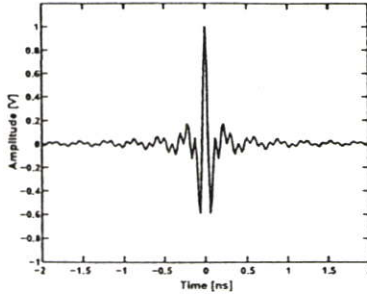


Fig. 3. The transmitted UWB signal waveform.

the pulse distortion is analyzed by using the correlation coefficient, which is computed from the received signal of the measured channel and the received signal of Friis' transmission channel. Therefore, the pulse distortion due to the UWB channel characteristics can be analyzed.

#### 4. Friis' Transmission Formula for Ultra Wideband System

For the UWB free space channel, the complex form Friis' transmission formula is used [8]. The transmitting (Tx) and the receiving (Rx) antennas are considered to be the isotropic radiators. Then, the free space transfer function,  $H_f$ , can be written as

$$H_f(f, d) = \frac{c}{4\pi|f|d} \exp(-j2\pi f d/c), \quad (2)$$

$$= \frac{1}{4\pi|f|t_0} \exp(-j2\pi f t_0),$$

where  $d$  is the transmitter-receiver (T-R) separation distance,  $c$  is the velocity of light and  $t_0 = d/c$  is the delayed time. The spectral density function  $V_{r,f}$  and the waveform in the time domain  $v_{r,f}$  and  $v_{r,lan}$  of the received signal can be expressed as

$$V_{r,f}(f, d) = V_t(f) \cdot H_c(f, d), \quad (3)$$

$$V_{r,lan}(f, d) = V_t(f) \cdot H_f(f, d), \quad (4)$$

$$v_{r,f}(t, d) = \mathcal{F}^{-1}\{V_{r,f}(f, d)\}, \quad (5)$$

$$v_{r,lan}(t, d) = \mathcal{F}^{-1}\{V_{r,lan}(f, d)\}, \quad (6)$$

where  $\mathcal{F}^{-1}\{\cdot\}$  is the inverse Fourier transform operator and  $H_c$  is the measurement channel. At the receiver, the matched filter is introduced to maximize the SNR of the receiver output, as defined by

$$H_{MF}(f) = \frac{\sqrt{2f_b} \cdot V_{r,f}^*(f, d)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |V_{r,f}(f, d)|^2 df}}, \quad (7)$$

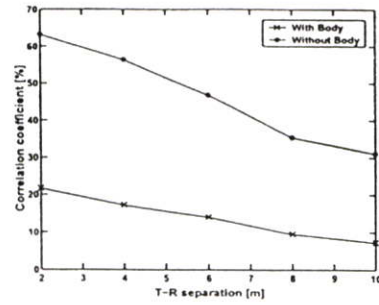


Fig. 4. Percentage of correlation coefficient with and without human body shadowing.

and for the isotropic case,

$$H_{MF,lan}(f) = \frac{\sqrt{2f_b} \cdot V_{r,lan}^*(f, d)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |V_{r,lan}(f, d)|^2 df}}. \quad (8)$$

The spectral density function  $V_{MF,f}$ ,  $V_{MF,lan}$  of the signal and time domain waveform  $v_{MF,f}$ ,  $v_{MF,lan}$  at the matched filter output can be written as

$$V_{MF,f}(f, d) = V_{r,f}(f, d) \cdot H_{MF}(f), \quad (9)$$

$$V_{MF,lan}(f, d) = V_{r,lan}(f, d) \cdot H_{MF,lan}(f), \quad (10)$$

$$v_{MF,f} = \mathcal{F}^{-1}\{V_{MF,f}(f, d)\}, \quad (11)$$

$$v_{MF,lan} = \mathcal{F}^{-1}\{V_{MF,lan}(f, d)\}. \quad (12)$$

Defining the UWB propagation loss,  $PL$ , as the maximum amplitude of the output signal waveform. Therefore, the UWB transmission loss in dB can be derived as

$$PL(d)[dB] = -20 \log(\max|v_{MF}|), \quad (13)$$

where  $v_{MF}$  represents the signal in the time domain waveform at the matched filter output.

#### 5. Experiment Results

The UWB pulse distortion due to the human body shadowing for several T-R separation distances by using the MLAs are investigated. Fig. 4 shows the percentage of the correlation coefficient in with and without human body shadowing by using the MLAs for each T-R separation distance. The distortion of the received signal from the measured channel can be observed when compared with the received signal from the Friis' channel. As the results, the correlation coefficient of with human body decreases from 21.7% to 7.51% and without human body case decreased from 63.24% to 31.08% at the T-R separation of 2 m to 10 m. Table 2 lists that the maximum, average and

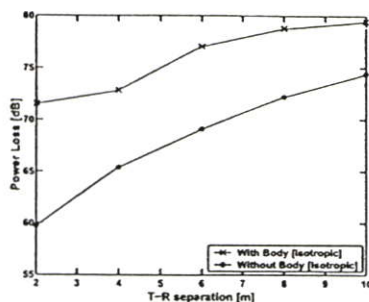


Fig. 5. Propagation loss of the signal at the matched filter output (isotropic) with and without human body shadowing.

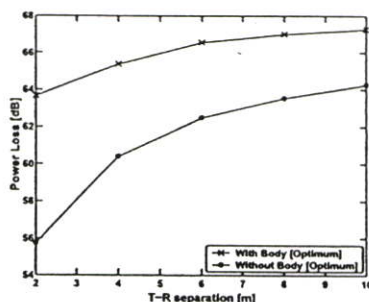


Fig. 6. Propagation loss of the signal at the matched filter output (optimum) with and without human body shadowing.

minimum values of the correlation coefficient in two case, respectively.

Fig. 5 and Fig. 6 show the propagation loss of the signal for the with and without human body shadowing in the case of the isotropic matched filter and the optimum matched filter, respectively. From the without human body case, we can observe the propagation loss increases from 59.71 dB to 74.42 dB for the isotropic matched filter and it increases from 55.73 dB to 64.27 dB for the optimum matched filter. In the with human body case, the propagation loss increases from 71.53 dB to 79.45 dB for the isotropic matched filter and it increases from 63.66 dB to 67.27 dB for the optimum matched filter. Table 3 and Table 4 list the maximum, average and minimum values of the propagation loss of the signal at the output of the isotropic and the optimum matched filter case, respectively.

## 6. Conclusion

This paper presents the pulse distortion and propagation loss of the UWB pulse in the case of with and

without human body shadowing effects in the indoor environment. The pulse distortion and the propagation loss are investigated by using the MLAs. The percentage of the pulse distortion is determined by using the correlation coefficient between the received signal from measured channel and the received signal from Friis' propagation. From the results, we can observe the strong impact of the human body shadowing to the received pulse waveform and the propagation loss. Therefore, it must be taken into account for UWB receiver design to achieve the high accuracy of link budget estimation.

Table 2 Percentage of correlation coefficient

|      | body shadowing | without body shadowing |
|------|----------------|------------------------|
| Max  | 21.70          | 63.24                  |
| Avr. | 13.99          | 46.57                  |
| Min  | 7.51           | 31.08                  |

Table 3 Power loss of output signal (Isotropic)

|           | body shadowing | without body shadowing |
|-----------|----------------|------------------------|
| Max [dB]  | 79.45          | 74.42                  |
| Avr. [dB] | 74.77          | 65.01                  |
| Min [dB]  | 71.53          | 59.71                  |

Table 4 Power loss of output signal (optimum)

|           | body shadowing | without body shadowing |
|-----------|----------------|------------------------|
| Max [dB]  | 67.27          | 64.27                  |
| Avr. [dB] | 65.71          | 60.03                  |
| Min [dB]  | 63.66          | 55.73                  |

## References

- [1] Federal communications commission "Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems," First Report and Order, ET Docket 98-153, FCC 02-48, April 2002.
- [2] T. B. Welch, R. L. Musselman, B. A. Emescenc, P. D. Gift, D. K. Choudhury, D. N. Cassadine, and S. M. Yano, "The effects of the human body on UWB signal propagation in an indoor environment," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 20, no. 9, pp. 1778-1782, Dec. 2002.
- [3] M. Sanchez, L. de Haro, A. Pino, and M. Calvo, "Human operator effect on wide-band radio channel characteristics," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 45 no. 8, pp. 1318-1320, Aug. 1997.
- [4] T. Zasowski, F. Althaus, M. Stager, A. Wittneben, and G. Troster, "UWB for noninvasive wireless body area networks: channel measurements and results," *IEEE Conf. (UWBST)*, pp. 285-289, Nov. 2003.
- [5] SkyCross Company Ltd., "3.1-10 GHz UWB antenna for commercial UWB applications,"
- [6] I. Oppermann, M. Hamalainen, and J. Iinatti, *UWB Theory and Applications*, John Wiley and Sons, Ltd., 2004.
- [7] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon, and P. Tangtisanon, "Path loss and matched filter gain for UWB system," in *Proc. ISAP'04*, pp. 97-100, 2004.
- [8] P. Supanakoon, S. Tanchotikul, P. Tangtisanon, S. Promwong, and J. Takada, "Accuracy of free path loss and matched filter gain approximated by using passband rectangular pulse for ultra wideband radio systems," in *Proc. ICCAS'04*, pp. 223-226, 2004.

P R O C E E D I N G S

2005 Fifth International Conference on  
Information, Communications and Signal Processing

# ICICS 2005

6-9 December 2005, Bangkok, Thailand

© 2005 IEEE. Personal use of this material is permitted. However, permission to reprint / republish this material for advertising or promotional purposes or for creating new collective works for resale or redistribution to servers or lists, or to reuse any copyrighted component of this work in other works must be obtained from the IEEE.

Introduction

Program at a Glance

Session Index

Author Index

Technical Support: ICICS 2005 Secretariat  
Email: [secretaria@icics.org](mailto:secretaria@icics.org)

ISBN: 0-7803-9283-3 IEEE Catalog Number: 05EX1118C

# Investigation of Ultra-Wideband Pulse Distortion Due to the Body Shadowing

Apichit Pradabphon, Worawoot Doungdeun, Monchai Chamchoy,  
Pichaya Supanakoon, and Sathaporn Promwong  
Faculty of Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
Chalongkrung Rd., Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand  
Email: s6064613@kmitl.ac.th

**Abstract**— In this paper, the distortion of ultra-wideband (UWB) pulse due to the human body shadowing is investigated. The frequency responses of the radio channels are acquired by using a vector network analyzer (VNA) over the frequency bandwidth of 3 GHz to 11 GHz. The experimental channels are taken for several T-R separation distances in the indoor environment. Consequently, the characteristics of the UWB pulse distortion including the effect of transmitter/receiver antennas and human body are examined. The pulse distortion is considered by using the percentage of the correlation coefficient between the transmitted signal and the received signal. As the results, the distortion of UWB pulse increases as the T-R separation distance increases, especially when the fully shadowing is observed.

**Keywords**— ultra wideband (UWB), human body shadowing, pulse distortion

## I. INTRODUCTION

Ultra Wideband (UWB) technology, a revolutionary approach to radio communications, allows systems to operate across a range of frequency bands (3.1GHz - 10.6 GHz) defined by FCC [1] with negligible interference to existing systems in that band. This is because UWB uses very low power spectral density, while maintaining a high data rate. The UWB techniques can also provide reliable location information, high-resolution imaging and works efficiently in a cluttered environment. The UWB technology is an ideal candidate that can be utilized for commercial, short-range, low power, and low cost indoor communication systems such as Wireless Personal Area Networks (WPANs) [2]-[3]. Hence, the characterization of the indoor radio channel is very important part, especially when propagated signal is shadowed by the human body operated around the transmitter and/or the receiver. Therefore, the human body shadowing and distance affected to the pulse distortion quality should be investigated.

Recently, the power pattern of the UWB antenna using traditional anechoic-chamber measurement techniques are proposed to characterize the effects of body shadowing [4]. While the analytical results of human operator effect on the wideband and narrowband channel are presented [5]. Consequently, the UWB channel measurements from 3.1 GHz to 10.6 GHz for a body area network (BAN) in an anechoic chamber

and typical office room have been investigated [6]. However, these researches do not consider the impacts of the human body shadowing over the full FCC bandwidth on the pulse distortion of the received signal.

In this paper, we investigated the effects of the human body shadowing on UWB propagation in the indoor environment over the frequency bandwidth of 3-GHz to 11-GHz. Unfortunately, the characteristics of the transmitter/receiver antennas are included in the measured channels. In our experiment, the biconical antennas [7] and the Meander Line antennas (MLA) [8] are used for transmitter and receiver, respectively. In order to investigate the effect of UWB pulse distortion under the real environment condition, the measured wireless channels with and without human body shadowing for several T-R separation distances are considered.

## II. DESCRIPTION OF MEASUREMENT

There are two possible domains for performing the channel sounding to measure the UWB radio channel. First, the channel can be measured in the frequency domain (FD) using a frequency sweeping technique. With FD channel sounders, a wide frequency band is swept using a set of narrow-band signals, and the channel frequency response is recorded using a vector network analyzer (VNA). This corresponds to  $S_{21}$ -parameter measurement set-up, where the device under test (DUT) is a radio propagation. Second, the channel can be measured in the time domain (TD) using channel sounders that are based on impulse transmission or direct sequence spread spectrum signalling. However, UWB technology is proposed for short-range wireless applications. Therefore, the frequency domain approach is a good candidate to measure the UWB channel characteristics in an indoor environment.

### A. Measurement Location

The measurement campaign has been conducted in the conference room at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand. Figure 1 shows a simple layout of the room. The walls are made of typical concrete shielded with an acoustic absorption sheet. Several glass windows are used at the outside walls of the room. The ceilings are made of

chipboard. The doors and the furniture inside the room are made of wood. The room is 12 m length, 6 m width, and 3.5 m height, where the transmitter and the receiver are located in the same room.

TABLE I. EXPERIMENT PARAMETERS

| Parameters               | Values              |
|--------------------------|---------------------|
| Frequency Range          | 3.0 GHz – 11.0 GHz  |
| Frequency Resolution     | 1601                |
| Tx Antenna Height        | 1.5 m               |
| Rx Antenna Height        | 1.5 m               |
| T-R Separation Distances | 2, 4, 6, 8 and 10 m |
| Polarization             | Vertical            |

### B. Measurement Equipments

The radio channel measurement system consists of the VNA model HP-8510C, the S-parameter test set (HP-8514B), the frequency synthesized sweeper (HP-83620A), the biconical antenna pair, the MLA pair and the personal computer. The VNA is operated in the response measurement mode, where PORT 1 is the transmitter port (Tx) and PORT 2 is the receiver port (Rx). The sweep time of the analyzer depends on the bandwidth, and on the number of frequency resolution within the sweeping band. Figure 2 shows the biconical antenna with the maximum diameter of 65.3 mm, the length of 37 mm and the MLA with the length of 13.6 mm, the width of 16 mm, the height of 3 mm. The antenna has typically been an omnidirectional radiation pattern, with a linearly phase response and antenna gain is specified by the manufacturer. Table I list the main parameters of the experiments.

### C. Measurement Procedure

The UWB radio channel transfer function is measured as  $S_{21}$  in frequency domain by using the VNA. In the experiment, the antennas are placed at the height of 1.5 m for vertical polarization. The measurements are made between 2 m to 10 m with intervals of 2 m, which used the pair of the biconical antennas in the first case and used the pair of the MLAs in second case. In the case of without body shadowing, the transmitter antenna is fixed and the receiver antenna is moved within the room while acquiring the received power on computer via GPIB interface. For the body shadowing condition, the measurement procedure is similar to the previous one, but the propagation between the transmitter and the receiver is obstructed by the human body.

## III. SIGNAL PROCESSING

### A. UWB Signal Model

In order to investigate the distortion of UWB pulse, the UWB signal model for transmitted pulse is required. Defining the UWB transmitted signal waveform assumed in the simulation is the rectangular passband pulse,  $v_r(t)$ , which

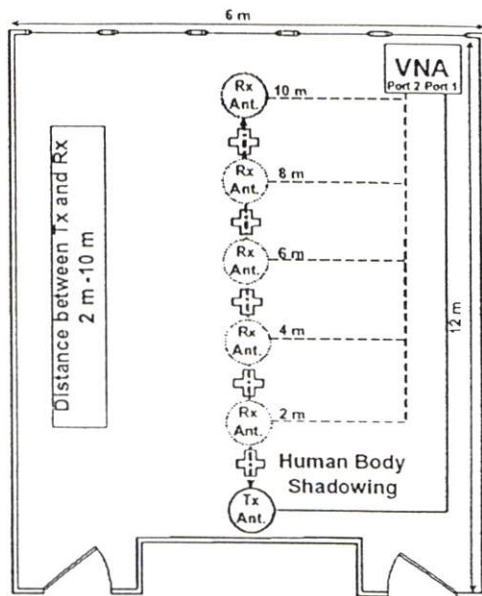


Figure 1. Room layout and measurement setup.

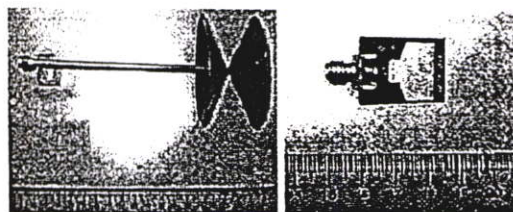


Figure 2. The biconical antenna and meander line antenna are used at transmitter and receiver, respectively.

have expression in time domain [9]. The UWB transmitted signal is set in the full UWB spectrum bandwidth. The maximum and minimum frequencies are  $f_{\min} = 3.1$  GHz and  $f_{\max} = 10.6$  GHz, respectively. Then, the spectral bandwidth is  $f_b = 7.5$  GHz. This UWB transmitted signal is shown in Fig. 3 and its equation is

$$v_r(t) = \frac{1}{f_b} [f_{\max} \text{sinc}(2f_{\max}t) - f_{\min} \text{sinc}(2f_{\min}t)], \quad (1)$$

where  $f_{\min}$  and  $f_{\max}$  is the minimum and maximum frequencies, respectively,  $f_b = f_{\max} - f_{\min}$  is the spectral bandwidth.  $f_c = (f_{\max} + f_{\min})/2$  is the center frequency and  $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$ .

### B. Data Processing and Analysis

The inverse fast Fourier transform (IFFT) is used to convert the frequency domain channel response into the time domain channel response. After that, the pulse distortion is analyzed by using the correlation coefficient, which is computed from the received signal of the measured channel and the received signal of Friis

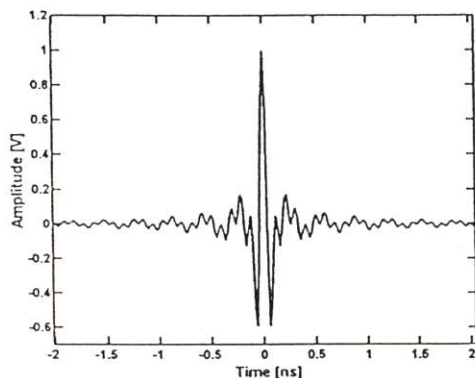


Figure 3. The transmitted UWB signal waveform.

distortion due to the UWB channel characteristics can be analyzed. The block diagram of measurement setup used in the study is shown in Fig. 4.

### IV. DISTORTION ANALYSIS

The pulse distortion is the changing effect of the signal (shape) when the signal is transmitted to the receiver. For the distortion quantity of the pulse waveform, the correlation coefficient,  $\rho$ , of the transmitted and received pulse waveforms for each T-R separation distances is used. The percentage of correlation coefficient is defined by

$$\rho = \frac{\max |r_{v_t, v_r}(\tau)|}{\max \left| \sqrt{r_{v_t}(\tau)} r_{v_r}(\tau) \right|} \times 100. \quad (2)$$

The cross-correlation function between the signal  $v_t(t)$  and  $v_r(t)$  is defined as [10]

$$r_{v_t, v_r}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} v_t(t) v_r(t + \tau) dt. \quad (3)$$

The auto-correlation functions of signal  $v_t(t)$  and  $v_r(t)$  can be written as

$$r_{v_t}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} v_t(t) v_t(t + \tau) dt, \quad (4)$$

$$r_{v_r}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} v_r(t) v_r(t + \tau) dt. \quad (5)$$

### V. EXPERIMENT RESULTS

By using the VNA, the measured frequency transfer functions with the number of frequency points of 1601 are taken in the indoor environment. The time domain impulse responses of the UWB channels are analyzed by the procedures described in the previous section.

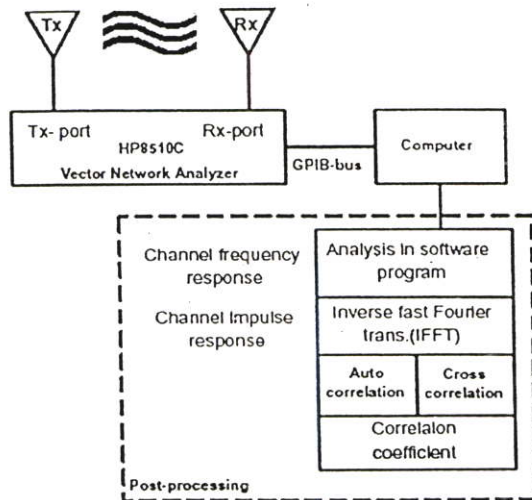


Figure 4. Block diagram of measurement system.

The UWB pulse distortion due to the human body shadowing for several T-R separation distances by using the biconical antennas and the MLAs are investigated. Figure 5 shows the received pulses by using biconical antennas for each T-R separation distance without human body shadowing. The distortion of the received signal can be observed when compared with the transmitted waveform. As the results, the distortion increases as the antenna separation distance increases. In the case of body shadowing, observed by using biconical antenna, the received signals are distorted by the human body and environment as shown in Fig. 6. Therefore, we can observe that the distortion is larger than the received signals in Fig. 5. Table II shows the percentage of pulse distortion by using biconical antennas for each T-R separation distance.

Figure 7 and 8 show the received pulses by using MLAs for without and with human body shadowing, respectively. From these figures, we can observe that the received signal for each T-R separation distance is distorted due to the human body shadowing similar to the previous case. In the case of without human body shadowing, the distortion of the received signal is occurred due to environment.

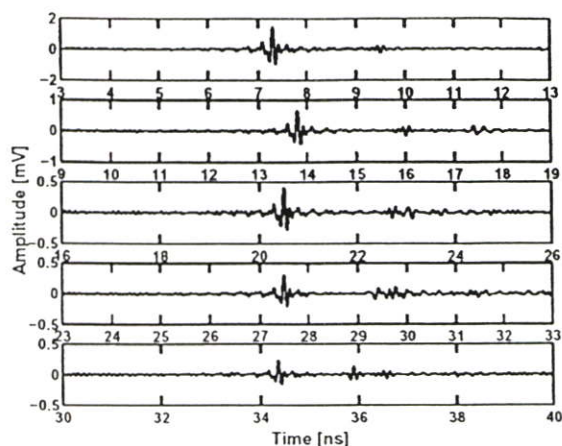


Figure 5. Received pulses without human body shadowing of 2, 4, 6, 8 and 10 m T-R separation distances, respectively (biconical antenna)

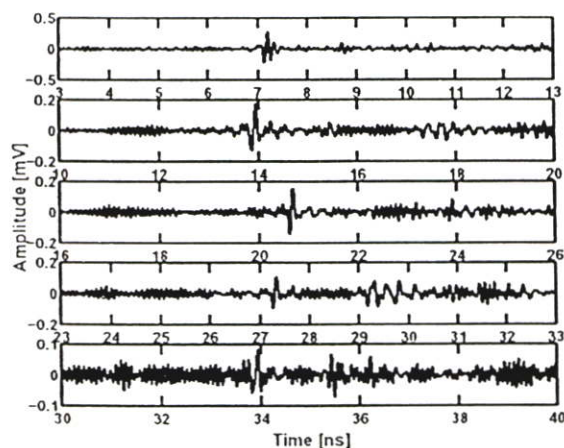


Figure 6. Received pulses with human body shadowing of 2, 4, 6, 8 and 10 m T-R separation distances, respectively (biconical antenna)

Therefore, the pulse distortion increases as the T-R separation distance increases. On the other hand, the distortion quantity can consider by employing the percentage of correlation coefficient between the received signal and the transmitted signal waveform. Table III lists the percentage of pulse distortion by using the MLA at the receiver.

## VI. CONCLUSION

This paper presents the distortion investigation of the UWB pulse in the case of with and without human body shadowing effects in the indoor environment. The distortion is investigated by using biconical antennas and MLAs for several T-R separation distances. The percentage of pulse distortion is

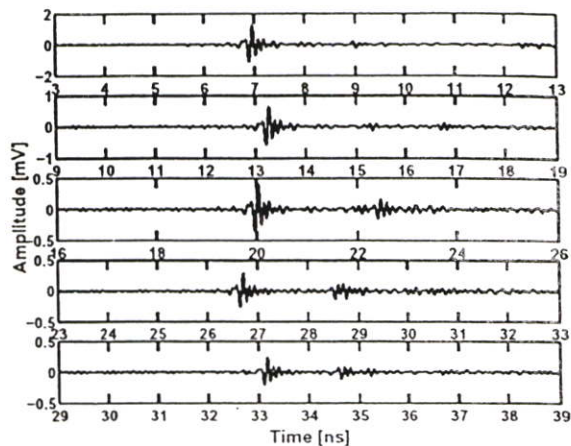


Fig. 7. Received pulses without human body shadowing of 2, 4, 6, 8 and 10 m T-R separation distances, respectively (MLA)

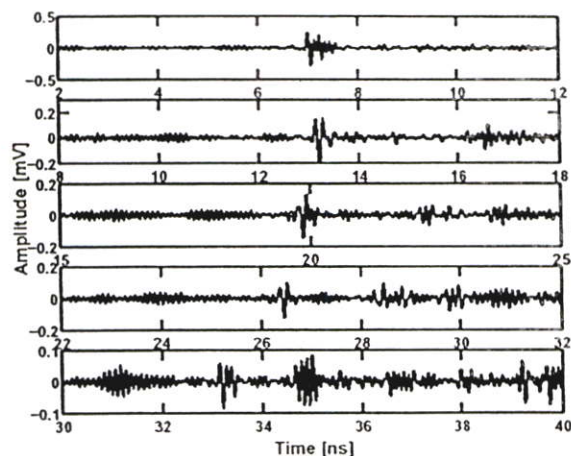


Fig. 8. Received pulses with human body shadowing of 2, 4, 6, 8 and 10 m T-R separation distances, respectively (MLA)

determined by using correlation coefficient between the received signal and transmitted signal waveforms. From the results, we can observe the influence of the human body shadowing to the received pulse waveform. For example, the 25.09 % of correlation coefficient is observed at the separation distance of 2 m and became 13.65 % for 10 m by using biconical antennas. Similarly, the 24.51 % of correlation coefficient decreases to 16.61 % when MLA is moved from 2 m to 10 m. Therefore, the distortion due to the body shadowing and environment must be taken into account for UWB receiver design to achieve the high accuracy of link budget estimation.

TABLE II. PERCENTAGE OF CORRELATION COEFFICIENT (BICONICAL ANTENNA)

| Distance (m) | Body shadowing | Without body shadowing |
|--------------|----------------|------------------------|
| 2            | 25.09          | 83.02                  |
| 4            | 17.59          | 65.07                  |
| 6            | 16.04          | 51.94                  |
| 8            | 12.14          | 45.05                  |
| 10           | 13.65          | 35.32                  |

TABLE III. PERCENTAGE OF CORRELATION COEFFICIENT (MLA)

| Distance (m) | Body shadowing | Without body shadowing |
|--------------|----------------|------------------------|
| 2            | 24.51          | 73.43                  |
| 4            | 18.27          | 65.81                  |
| 6            | 15.07          | 54.61                  |
| 8            | 14.03          | 43.67                  |
| 10           | 16.61          | 37.34                  |

## REFERENCES

- [1] Federal communications commission "Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems", First Report and Order, ET Docket 98-153, FCC 02-48, April 2002.
- [2] K. Siwiak, "Ultra-wide radio: Introducing a new technology," in Proc. 2001 Spring IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC), vol. 2, pp. 1088-1093, May 2001.
- [3] K. Siwiak, "Ultra-wide radio: The emergence of an important RF technology," in Proc. 2001 Spring IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC), vol. 2, pp. 1169-1172, May 2001.
- [4] T. B. Welch, R. L. Musselman, B. A. Emessiene, P. D. Gift, D. K. Choudhury, D. N. Cassadine, and S. M. Yano, "The effects of the human body on UWB signal propagation in an indoor environment," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 20, no. 9, pp. 1778-1782, Dec. 2002.
- [5] M. Sanchez, L. de Haro, A. Pino, and M. Calvo, "Human operator effect on wide-band radio channel characteristics," IEEE Trans. Antennas and Propag., vol. 45 no. 8, pp. 1318-1320, Aug. 1997.
- [6] T. Zasowski, F. Althaus, M. Stager, A. Wittneben, and G. Troster, "UWB for noninvasive wireless body area networks: channel measurements and results," in Proc. IEEE Conf. (UWBST), pp. 285-289, Nov. 2003.
- [7] S. Promwong, W. Hachitani, and J. Takada, "Free space link budget evaluation of UWB-IR systems," in Proc. Joint UWBST & IWUWBS 2004, pp. 312-316, May 18-21, 2004.
- [8] SkyCross Company Ltd., "3.1-10 GHz UWB antenna for commercial UWB applications."
- [9] S. Promwong, J. Takada, P. Supanakoon, and P. Tangtisanon, "Path loss and matched filter gain for UWB system," in Proc. ISAP'04, pp. 97-100, 2004.
- [10] A. Pradubphon, S. Promwong, M. Chamchay, P. Supanakoon, and J. Takada, "Influence of human body shadowing on Ultra-wideband propagation channel," in Proc. ICCAS'04, pp. 219-222, 2004.
- [11] J. D. Taylor, Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems, CRC Press, Inc., 1995.

## ประวัติผู้เขียน

|                  |   |
|------------------|---|
| ชื่อ-นามสกุล     | นายอภิชาติ ประดับผล   |
| วัน เดือน ปีเกิด | 31 มีนาคม 2522 ที่ อ.เมือง จ.พะเยา  |
| ที่อยู่          | 459/79 หมู่ 3 หมู่บ้านพุดสุข ต.ท่าวังทอง อ.เมือง<br>จ.พะเยา 56000   |
| ประวัติการศึกษา  | 2545 อดุสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม<br>สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง   |
| ผลงานวิจัย       |   |
| พ.ศ.2547         | <b>Characterization of Body Shadowing Effects on Ultra-Wideband Propagation Channel</b> , ICCAS2004, August 25-27, The Shangri-La Hotel, Bangkok, Thailand<br><b>The Impact of Body Shadowing on UWB Propagation in an Indoor Environment</b> , งานประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 27 ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น  |
| พ.ศ.2548         | <b>Experimental Evaluation Scheme of UWB Radio Propagation Channel</b> , Internation Symposium on Communications and InformationTechnologies 2005 (ISCIT2005), October 12-14, Fragrant Hill Hotel, Beijing, China.<br><b>Characteristics of UWB Pulse Distortion and Propagation Loss Due to Human Body Shadowing</b> , งานประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 28 ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์<br><b>Investigation of Ultra-Wideband Pulse Distortion Due to the Body Shadowing</b> , International Conference on Information, Communications and Signal Processing (ICICS 2005) , December 6-9, Grand Hotel, Bangkok, Thailand. |