

การประเมินผลรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นวิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่งใน
สภาวะแวดล้อมภายในอาคารโดยใช้ RAY TRACING
EVALUATION OF ULTRA WIDEBAND IMPULSE RADIO PROPAGATION
IN AN INDOOR ENVIROMENT BY USING RAY TRACING



T119149



โดย
ประเมษฐ์ เชี่ยวชาญ
ปรัชญา พาลี
ปวรศักดิ์ ตะกรุดคง

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 119149
วัน,เดือน,ปี..... 6 S.A. 2554

b.....
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2553

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประเมินผลรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นวิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่งใน
สภาวะแวดล้อมภายในอาคารโดยใช้ RAY TRACING
EVALUATION OF ULTRA WIDEBAND IMPULSE RADIO PROPAGATION
IN AN INDOOR ENVIROMENT BY USING RAY TRACING



ผศ.พิชญ สุพรรณกุล

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ผ่านการตรวจรับงานแล้ว

(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

ผ่านการตรวจรูปเล่มแล้ว

(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2553

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การประเมินผลรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นวิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่งในสภาวะ
แวดล้อมภายในอาคารโดยใช้

EVALUATION OF ULTRA WIDEBAND IMPULSE RADIO PROPAGATION IN AN
INDOOR ENVIROMENT BY USING RAY TRACING

ผู้จัดทำ

- | | | |
|-----------------|----------|----------|
| 1. นายปรเมษฐ์ | เชียวชาญ | 50010898 |
| 2. นายปรัชญา | พาลี | 50010914 |
| 3. นายปวรศักดิ์ | ตะกรุดคง | 50010935 |



..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร.สถาพร พรหมวงศ์)



..... อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม

(ผศ.พิชญ์ สุพรรณกุล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสมบูรณ์เป็นรูปเล่มขึ้นมาได้ ก็เพราะอาศัยความรู้จากคณาจารย์หลายท่าน ผู้เขียนเอกสารอ้างอิงต่าง ๆ ทุกท่าน คุณความดีทั้งหลายของปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้จัดทำขอมอบเป็นเครื่องสักการะต่อท่านเหล่านั้น

อนึ่ง แม้ว่าผู้จัดทำได้พยายามที่จะจัดทำปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ด้วยความใส่ใจเป็นอย่างดี แต่ก็ยังมีสิ่งจำเป็นที่จะต้องแก้ไขอยู่ ความสมบูรณ์ต่าง ๆ ของปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ จะมียุ่อย่างที่เป็นไม่ได้ ถ้าขาดความช่วยเหลือจากหลายท่านที่ให้ความรู้ต่าง ๆ ในการจัดทำ ซึ่งผู้จัดทำต้องขอขอบพระคุณไว้ด้วยใจจริงคือท่านอาจารย์ที่ปรึกษา โดยเฉพาะดร.สถาพร พรหมวงศ์ และ ผศ.พิชญ์ สุพรรณกุล ซึ่งท่านได้ให้คำแนะนำ รวมทั้งอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการทดลอง โดยเฉพาะอย่างยิ่ง โปรแกรม RapLap V.4 ซึ่งศาสตราจารย์ Takada Jun-ichi ได้นำมาให้ทดลองใช้ จึงได้ขอขอบพระคุณมา ณ ที่นี้ นอกจากนี้ผู้จัดทำต้องขอขอบคุณ คณาจารย์และเจ้าหน้าที่ประจำภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศทุกท่านที่คอยให้ความช่วยเหลือในการจัดทำปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้

ท้ายที่สุด ผู้จัดทำต้องขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และญาติพี่น้อง ซึ่งเป็นบุคคลที่สำคัญที่สุดที่คอยให้การสนับสนุนในทุก ๆ ด้าน จึงกราบขอบพระคุณมา ณ ที่นี้

นาย ประเมษฐ์ เชี่ยวชาญ
นาย ปรัชญา พาลี
นาย ปวรงค์ ตะกรุดคง
ผู้จัดทำ

การประเมินผลรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นวิทยุอิมพัลส์
แบบแถบกว้างยิ่งในสภาวะแวดล้อมภายในอาคารโดยใช้
RAY TRACING EVALUATION OF ULTRA
WIDEBAND IMPULSE RADIO PROPAGATION IN
AN INDOOR ENVIROMENT BY USING RAY
TRACING

โดย นายปรเมษฐ์ เชี่ยวชาญ 50010898

นายปรัชญา พาลี 50010914

นายปวรงค์ ตะกรุดคง 50010935

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร.สถาพร พรหมวงศ์
ผศ.พิชญ์ สุพรรณกุล

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอรูปแบบของการแพร่กระจายคลื่นวิทยุอิมพัลส์แบบกว้างยิ่งในสภาวะแวดล้อมภายในอาคารเนื่องจากคุณลักษณะจำเพาะของการแพร่กระจายคลื่นมีความจำเป็นอย่างยิ่งต่อประสิทธิภาพของการรับส่งคลื่นสัญญาณวิทยุอัตราเร็วการประวิงเวลาและการสูญเสียพลังงานการประเมินผลรูปแบบการแพร่กระจายของคลื่นวิทยุจะใช้คอมพิวเตอร์กราฟฟิก RAYTRACING ซึ่งมีความแม่นยำสูงมีความถูกต้องในการวัดและง่ายต่อการวิเคราะห์มาช่วยในการทำงานนอกจากนี้ยังทำการนำผลการวัดค่าจากพื้นที่จริงกับค่าที่ได้จากการจำลองมาวิเคราะห์หาค่าความแตกต่างจากการประเมินผลสามารถนำผลลัพธ์ที่ได้ไปใช้ในการออกแบบจริงเพื่อให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุดในการใช้งานภายในอาคาร

ABSTRACT

This thesis describes about evaluation of ultra-wide band radio propagation in an indoor environment by using ray-tracing. Characteristic of propagation are very important to the performance of the transmission of the radio wave, bit rate, delay time and loss. In the evaluation using computer graphic ray tracing which high accuracy, correct and simple for analysis. The simulation results are compared with measurement results for real design for maximum efficiency in an indoor environment.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	I
บทคัดย่อ	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	V
สารบัญตาราง	XI
บทที่ 1	
บทนำ	1
1.1 กล่าวนำ	1
1.2 วัตถุประสงค์	2
1.3 ขอบเขตของโครงการ	2
1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน	3
1.5 อุปกรณ์ที่ใช้ในการดำเนินโครงการ	3
บทที่ 2	
ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง	5
2.1 RADIO WAVE PROPAGATION	5
2.2 RAY-TRACING	44
2.3 เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์	47
2.4 วิวัฒนาการสายอากาศ	50
บทที่ 3	
แบบจำลองและรูปแบบการทดลอง	59
3.1 แบบแผนการทดลอง	59
3.2 การออกแบบสายอากาศ	61
3.3 รูปแบบการจำลองช่องสัญญาณภายในอาคาร	65

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.4 แบบจำลองรูปแบบห้องสำหรับการทดลอง	67
3.5 รูปแบบการทดลอง	72
บทที่ 4 ผลการจำลองและการวัด	73
4.1 ผลการทดสอบสายอากาศ	73
4.2 ผลจากการจำลองและผลจากการวัดจริง	75
4.3 ค่าการสูญเสียเชิงวิถีของสัญญาณกรณี LOS	85
4.4 สัญญาณที่รับ ได้แล้วนำมาผ่านวงจรกรองแบบเมตซ์ที่มีค่าดีที่สุดในกรณี LOS	86
4.5 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงเวลาของสัญญาณกรณี LOS	86
4.6 ค่าอัตราบิดผิดพลาดกรณี LOS	87
4.7 ค่าการสูญเสียเชิงวิถีของสัญญาณกรณี NLOS	93
4.8 สัญญาณที่รับ ได้แล้วนำมาผ่านวงจรกรองแบบเมตซ์ที่มีค่าดีที่สุดในกรณี NLOS	93
4.9 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงเวลาของสัญญาณ กรณี LOS	94
4.10 ค่าอัตราบิดผิดพลาด กรณี NLOS	95
บทที่ 5 สรุปผลและข้อเสนอแนะ	96
5.1 วิเคราะห์ผลการวัดจากแบบจำลองและผลที่ได้จากการวัดจริง	96
5.2 สรุป	97
5.3 ปัญหาและแนวทางการแก้ไข	97
5.4 แนวทางในการพัฒนาต่อในอนาคต	97
บรรณานุกรม	98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การจางหายของสัญญาณในรูปแบบสเกลขนาดเล็กและขนาดใหญ่	6
2.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบการส่งผ่านโดยการประยุกต์ใช้สูตรการส่งผ่านสัญญาณของฟรีสในการส่งผ่านสัญญาณสำหรับวิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่ง	13
2.3 รูปแบบเรขาคณิตสำหรับการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนระหว่าง 2 ทิศทาง	16
2.4 แกนสำหรับองค์ประกอบกร โพลาริเซชัน แนวขนานและตั้งฉากอ้างอิงถึงจุดเฉพาะในแนวตั้งและแนวนอน คลื่นแสดงการแพร่กระจายโดยมีทิศทางเข้าหาผู้อ่าน	18
2.5 แบบจำลองการสะท้อนจากพื้นดิน	20
2.6 METHOD OF IMAGE ใช้ในการหาความสัมพันธ์ของความแตกต่างระหว่างระยะทางของ LOS และเส้นทางที่สะท้อนจากพื้นดิน	21
2.7 PHASOR DIAGRAM แสดงถึงองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าของ A และคลื่นสะท้อน และผลรวมของสนามไฟฟ้าที่รับได้ จากสมการที่ 2.66	23
2.8 รูปแบบของ KNIFE-EDGE	26
2.9 รูปแบบของ KNIFE-EDGE DIFFRACTION ตัวรับ, R อยู่ในฝั่ง SHADOW REGION	27
2.10 กำลังขยาย KNIFE-EDGE DIFFRACTION ในรูปฟังก์ชันของ FRESNEL DIFFRACTION พารามิเตอร์ v	28
2.11 รูปแบบของ KNIFE-EDGE ที่เกิดจากสิ่งกีดขวางหลายตัว	29
2.12 รูปของผลกระทบจาก DOPPLER	33
2.13 ช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่ในรูปของฟังก์ชันของเวลาและพื้นที่	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.14 (A) แบบจำลองผลการตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบนพาส; (B) แบบจำลองผลการตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณเทียบเท่าแบนพาส	36
2.15 ตัวอย่างกราฟแสดงแบบจำลองผลตอบสนองอิมพัลส์ ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ ระหว่างผลตอบสนองอิมพัลส์ เวลา และ ดีเลย์	36
2.16 โดเมนความถี่ของระบบการวัดช่องสัญญาณผลตอบสนองอิมพัลส์	38
2.17 ค่าที่วัดได้ของ MULTIPATH POWER DELAY PROFILES: (A) จากระบบเซลลูลาร์ 900 MHZ ใน SAN FRANCISCO; (B) ในร้านขายของชำที่ 4 GHZ.	39
2.18 ตัวอย่างของ POWER DELAY PROFILE แบบภายในอาคาร แสดงค่า RMS DELAY SPREAD, MEAN EXCESS DELAY, MAXIMUM EXCESS DELAY (10DB), และค่าระดับ THRESHOLD.	42
2.19 การแพร่กระจายคลื่นในสถานะแวดล้อมของระบบการสื่อสาร	46
3.1 แบบแผนการศึกษาทดลอง	60
3.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำสายอากาศ UWB	60
3.3 สายอากาศโมโนโพลที่สร้างขึ้นมา	61
3.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ (F) กับค่า S11 (DB) ที่ได้จากการ คำนวณผลในโปรแกรม CST	62
3.5 ผลการ SIMULATED ของ โปรแกรม CST เพื่อค่า INPUT IMPEDANCE ของแต่ละความถี่	62
3.6 ค่า VSWR จากการ SIMULATED	63
3.7 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากการ SIMULATED แบบ 3D	63
3.8 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กที่มุม PHI = 90	64
3.9 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กที่มุม THETA = 90	64

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.10 ตัวอย่าง INTERFACE ของโปรแกรม RAPLAP	66
3.11 แสดงเส้นทางของคลื่นในรูปแบบสองมิติ	66
3.12 ภาพสามมิติแสดงเส้นทางของคลื่นจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ	67
3.13 สเกลทางเดิน E12 ชั้น 12 อาคาร 12 ชั้น คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง	68
3.14 รูปแสดงขั้นตอนเตรียมการทดลอง	69
3.15 รูปแบบโมเดลที่ใช้ในการวัด แบบ LOS	69
3.16 วัดสัญญาณ โดยใช้เครื่อง VNA กรณี LOS	70
3.17 รูปแบบโมเดลที่ใช้ในการวัด แบบ NLOS	70
3.18 วัดสัญญาณ โดยใช้เครื่อง VNA กรณี NLOS	71
3.19 ความสูงของสายอากาศฝั่งส่ง และ ฝั่งรับ	71
4.1 การเปรียบเทียบผลการทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ	74
4.2 ค่า INPUT IMPEDANCE ของแต่ละความถี่ ที่วัดจากเครื่อง VNA	74
4.3 ค่า VSWR ที่ได้จากการวัดด้วยเครื่อง VNA	74
4.4 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ LOS ระยะห่างระหว่าง TX และ RX 0.5 เมตร	75
4.5 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (POWER DELAY PROFILE) ที่ระยะห่างระหว่าง TX และ RX 0.5 เมตร	76
4.6 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ LOS ระยะห่างระหว่าง TX และ RX 1 เมตร	76
4.7 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (POWER DELAY PROFILE) ที่ระยะห่างระหว่าง TX และ RX 1 เมตร	77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.8 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ LOS ระยะห่างระหว่าง TX และ RX 1.5 เมตร	77
4.9 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (POWER DELAY PROFILE) ที่ระยะห่างระหว่าง TX และ RX 1.5 เมตร	78
4.10 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ LOS ระยะห่างระหว่าง TX และ RX 2 เมตร	78
4.11 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (POWER DELAY PROFILE) ที่ระยะห่างระหว่าง TX และ RX 2 เมตร	79
4.12 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ LOS ระยะห่างระหว่าง TX และ RX 2.5 เมตร	79
4.13 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (POWER DELAY PROFILE) ที่ระยะห่างระหว่าง TX และ RX 2.5 เมตร	80
4.14 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ LOS ระยะห่างระหว่าง TX และ RX 3 เมตร	80
4.15 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (POWER DELAY PROFILE) ที่ระยะห่างระหว่าง TX และ RX 3 เมตร	81
4.16 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ LOS ระยะห่างระหว่าง TX และ RX 3.5 เมตร	81
4.17 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (POWER DELAY PROFILE) ที่ระยะห่างระหว่าง TX และ RX 3.5 เมตร	82
4.18 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ LOS ระยะห่างระหว่าง TX และ RX 4 เมตร	82

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.19 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (POWER DELAY PROFILE) ที่ระยะห่างระหว่าง TX และ RX 4 เมตร	83
4.20 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ LOS ระยะห่างระหว่าง TX และ RX 4.5 เมตร	83
4.21 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (POWER DELAY PROFILE) ที่ระยะห่างระหว่าง TX และ RX 4.5 เมตร	84
4.22 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ LOS ระยะห่างระหว่าง TX และ RX 5 เมตร	84
4.23 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (POWER DELAY PROFILE) ที่ระยะห่างระหว่าง TX และ RX 5 เมตร	85
4.24 ค่าการสูญเสียเชิงวิถีในระยะต่างๆ ของการส่งสัญญาณจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ LOS	85
4.25 ขนาดของสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองแบบแมตซ์ที่มีค่าดีที่สุดของช่องสัญญาณการแพร่กระจายวิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่ง กรณี LOS	86
4.26 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงเวลากำลังงานในแต่ละระยะทาง	87
4.27 อัตราความผิดพลาดบิตของแต่ละระยะทางของช่องสัญญาณการแพร่กระจายวิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่ง	87
4.28 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ NLOS ที่ระยะห่างจากจุดอ้างอิง 0.5 เมตร	88
4.29 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (POWER DELAY PROFILE) ที่จากจุดอ้างอิง 0.5 เมตร	88
4.30 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ NLOS ที่ระยะห่างจากจุดอ้างอิง 1 เมตร	89

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.31 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (POWER DELAY PROFILE) ที่จากจุดอ้างอิง 1 เมตร	89
4.32 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ NLOS ที่ระยะห่างจากจุดอ้างอิง 1.5 เมตร	90
4.33 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (POWER DELAY PROFILE) ที่จากจุดอ้างอิง 1.5 เมตร	90
4.34 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ NLOS ที่ระยะห่างจากจุดอ้างอิง 2 เมตร	91
4.35 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (POWER DELAY PROFILE) ที่จากจุดอ้างอิง 2 เมตร	91
4.36 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ NLOS ที่ระยะห่างจากจุดอ้างอิง 2.5 เมตร	92
4.37 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (POWER DELAY PROFILE) ที่จากจุดอ้างอิง 2.5 เมตร	92
4.38 ค่าการสูญเสียเชิงวิถีในระยะต่างๆ ของการส่งสัญญาณจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ NLOS	93
4.39 ขนาดของสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองแบบแมตซ์ที่มีค่าดีที่สุดของช่องสัญญาณการแพร่กระจายวิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่ง กรณี NLOS	94
4.40 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงเวลากำลังงานในแต่ละระยะทาง	95
4.41 อัตราความผิดพลาดบิตของแต่ละระยะทาง	95

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 ตารางขั้นตอนการดำเนินงาน	3
2.2 พารามิเตอร์ของวัสดุที่ความถี่ต่าง ๆ	17
2.3 ค่า PATH LOSS EXPONENTS สำหรับสิ่งแวดล้อมที่แตกต่างกันไป	31
2.3 ตารางค่า RMS DELAY SPREAD ตามแบบฉบับการวัดค่า	41
3.1 ตารางค่าพารามิเตอร์ที่กำหนดเพื่อการทดลอง	65



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันระบบการสื่อสารไร้สายได้เข้ามามีบทบาทในชีวิตประจำวันมากขึ้น ทำให้มีการพัฒนาอย่างรวดเร็ว โดยที่การพัฒนาเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายนั้นมีจุดประสงค์เพื่อที่จะตอบสนองความต้องการของผู้ใช้ในด้านต่างๆ รวมแล้ว 5 ประการ คือ

1. จำนวนข้อมูลที่สามารถส่งได้
2. อัตราเร็วในการส่งข้อมูล
3. จำนวนผู้ใช้ของระบบ
4. ระยะทางที่สามารถส่งได้
5. ความสามารถในการทำงานร่วมกัน

เพื่อรองรับสื่อแบบมัลติมีเดียที่เพิ่มขึ้น ทำให้ระบบการสื่อสารแบบนี้มีความต้องการต่ออัตราการรับส่งข้อมูลที่สูงและข้อมูลที่ส่งไปในปริมาณมาก จึงได้มีการพัฒนาระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง (UWB communication systems) โดยที่จะทำการจำลองช่องสัญญาณภายในอาคารขึ้นมาโดยใช้ Ray Tracing

วิธี Ray Tracing ถือเป็นหัวข้อสำคัญใน Computer graphics (ซึ่งต่อไปจะเรียกว่า CG) เนื่องจากการแพร่กระจายของแสงและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูก Simulate ลงใน CG ทำให้สามารถเห็นภาพการเดินทางของรังสีหรือคลื่น ได้อย่างชัดเจน Ray Tracing เป็นวิธีการจำลองเส้นทางการเดินทางของรังสีที่มีทั้งการสะท้อนและการเลี้ยวเบน เพื่อใช้ในการตรวจสอบทิศทางของคลื่นที่แพร่กระจายออกมาจากภาคส่งไปยังภาครับแล้วนำไปพัฒนาต่อไป เนื่องจากวิธีการ Ray-Tracing ได้รวมเอาความรู้ทั้งทางด้านสายอากาศและ UWB เข้าด้วยกัน จึงทำให้สามารถนำไปใช้ในการพัฒนาระบบการสื่อสารไร้สายในชีวิตประจำวันได้ ยกตัวอย่างเช่น ระบบการรับส่งข้อมูลของเครื่องคอมพิวเตอร์แต่ละเครื่องในอนาคต ซึ่งแน่นอนว่าจะจะเป็นระบบแบบไร้สาย ซึ่งเครื่องคอมพิวเตอร์แต่ละเครื่องจะสามารถสื่อสารและรับส่งข้อมูลได้โดยไม่ต้องใช้สายเชื่อมต่อ เป็นต้น

Ray-Tracing เป็นอีกเทคโนโลยีที่สำคัญและควรค่าแก่การนำมาศึกษาทดลอง โดยที่โครงการนี้ได้ทำการศึกษาโปรแกรม RapLap V.4 ซึ่งเป็นโปรแกรมของทางประเทศญี่ปุ่น ซึ่งเป็นโปรแกรม Ray-Tracing ที่ทางห้อง Lap ในประเทศญี่ปุ่นได้มีการพัฒนาขึ้นมา รวมทั้งได้

ทำการศึกษาค่าการส่งสัญญาณของสายอากาศภายในบริเวณอาคาร โดยจะเริ่มจากภายในห้องทดลองจนภายในอาคารต่อไป เพื่อศึกษาการเปลี่ยนแปลงและผลกระทบต่างแล้วนำไปวิเคราะห์เปรียบเทียบกับผลลัพธ์จากโปรแกรม RapLap V.4 เพื่อนำไปอ้างอิงในการออกแบบใช้งานจริงให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุด

โดยทั่วไปสายอากาศที่ใช้ในระบบสื่อสารแบบไร้สายจะเป็นสายอากาศแบบรอบทิศทางเพื่อให้ครอบคลุมพื้นที่ให้บริการ เช่น สายอากาศโมโนโพล (Monopole) ที่ถูกป้อนที่เหมาะสม ซึ่งอาจมีข้อจำกัดทางความกว้างของย่านความถี่ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาสายอากาศดังกล่าวเพื่อให้ทำงานครอบคลุมความถี่กว้าง ตัวอย่าง สายอากาศโมโนโพลย่านความถี่กว้างสำหรับระบบสื่อสารไร้สายหลายย่านความถี่ ซึ่งเป็นสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นบนแผ่นสะท้อน โดยอาศัยหลักการที่ว่า เมื่อนำโมโนโพลเชิงพื้นผิวมาป้อนแทนโมโนโพลแบบเชิงเส้น กระแสไฟฟ้าที่ไหลบนพื้นผิวของโมโนโพลชนิดแผ่นนั้นจะมีจำนวนมากกว่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลบนพื้นผิวโมโนโพลเชิงเส้น ก่อให้เกิดช่วงความถี่ที่กว้างขึ้น

1.2 วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาช่องสัญญาณการแพร่กระจายของคลื่นและเส้นทางการเดินทางของคลื่นในสภาวะแวดล้อมภายในอาคาร โดยการใช้โปรแกรม RapLap V.4
2. ศึกษาผลที่ได้และวิเคราะห์การวัดโดยใช้โปรแกรม RapLap V.4
3. สามารถอธิบายถึงความสามารถของโปรแกรม RapLap v.4
4. ผลที่ได้จากการศึกษาในโครงการนี้จะเป็นพื้นฐานในการศึกษาวิจัยระบบโครงข่ายการสื่อสารแบบไร้สายและนำไปอ้างอิงในการออกแบบเพื่อใช้งานจริงได้

1.3 ขอบเขตของโครงการ

1. ศึกษาทฤษฎีทางด้าน การแพร่กระจายคลื่น, Ray Tracing และ UWB
2. ศึกษาการใช้โปรแกรม RapLap V.4 เพื่อทำการจำลองโมเดลภายในตัวอาคารและทำการทดลอง โดยแบ่งเป็น 2 กรณี LOS, NON-LOS
3. วัดค่าจากพื้นที่โดยการใช้โปรแกรม Raplap V.4 จำลองพื้นที่จริง
4. เปรียบเทียบและวิเคราะห์ผลลัพธ์ที่ได้จากการวัดค่าจริง กับค่าที่ได้จากโปรแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน

ตารางที่ 1.1 ตารางขั้นตอนการดำเนินงาน

Task Name	2010					2011			
	Jun	Jul	Aug	Sept	Oct	Nov	Dec	Jan	Feb
1 ศึกษาทฤษฎี									
2 ศึกษาโปรแกรม RapLap V.4									
3 ออกแบบ โมเดลและแสดงผล									
4 ออกแบบสายอากาศ									
5 สร้างสายอากาศ									
6 วัดสัญญาณจากเครื่อง VNA									
7 เปรียบเทียบผลการทดลอง									
8 สรุปผล									

1.5 อุปกรณ์ที่ใช้ในการดำเนินโครงการ

1. เครื่องคอมพิวเตอร์ที่มี Hardware ดังนี้

1.1 OS : Microsoft Windows XP

1.2 CPU : Intel Pentium 4 2 GHz ขึ้นไป

1.3 RAM : 1 GB ขึ้นไป

1.4 HDD : 60 GB ขึ้นไป

1.5 Resolution : 1027x768

2. โปรแกรม RapLap v.4

3. โปรแกรม Sketch Up

4. โปรแกรม Matlab

5. ห้องที่ใช้ในจำลองแบบจำลอง

6. ฮาร์ดแวร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะที่ห้องเรียนศึกษาวิจัย ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- สายอากาศแบบโมโนโพล 2 ตัว
- ชุดเครื่องมือการปรับเทียบ (Calibration Kits)
- สายเคเบิล
- ขาตั้งกล้อง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

2.1 Radio Wave Propagation

ช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่เป็นพื้นฐานการจำกัดประสิทธิภาพของระบบตัวกลางสารไร้สาย เส้นทางการส่งสัญญาณระหว่างตัวส่งสัญญาณและตัวรับสัญญาณ สามารถมีได้ทั้งอยู่ในระดับสายตา (Line-Of-Sight : LOS) ไปจนถึงเส้นทางที่เกิดจากการกระทบสิ่งกีดขวางอย่างเช่นตึกรามบ้านช่อง หรือภูเขา ไม่เหมือนกับช่องสัญญาณแบบสายที่มีค่าคงที่และสามารถทำนายหรือคาดคะเนได้ แต่ช่องสัญญาณวิทยุเป็นรูปแบบสุ่มและยากต่อการวิเคราะห์ แม้ผลกระทบต่อการเคลื่อนไหว ระดับของสัญญาณจะห่างจากการเคลื่อนที่ในพื้นที่นั้นๆ การจำลองแบบของช่องสัญญาณวิทยุก็ยังเป็นส่วนที่ยากที่สุดของระบบการออกแบบวิทยุเคลื่อนที่ที่ดี และส่วนมากจะทำในรูปแบบของการเก็บสถิติที่ได้จากการวัดที่ได้มีการกำหนดระบบการตัวกลางสารหรือสเปกตรัมที่จัดสรรไว้ให้โดยเฉพาะเท่านั้น

2.1.1 ทฤษฎีเบื้องต้นของการแพร่กระจายคลื่นวิทยุ

กลไกเบื้องหลังการแพร่กระจายคลื่นของแม่เหล็กไฟฟ้านั้นมีมากมาย สามารถแบ่งได้เป็นรูปแบบต่างๆ ได้ คือ การสะท้อน การเลี้ยวเบนและการกระจัดกระจาย ระบบวิทยุแบบเซลลูลาร์ส่วนใหญ่อยู่ในเมือง ที่ซึ่งจะไม่มี LOS โดยตรงระหว่างตัวส่งและตัวรับ และเป็นพื้นที่ซึ่งมีตึกสูงที่ก่อให้เกิดการสูญเสียที่เกิดจากการเลี้ยวเบนของคลื่น เนื่องจากเกิดการสะท้อนหลายครั้งจากหลายวัตถุ คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะเดินทางตามเส้นทางที่แตกต่างกันและความยาวของเส้นทางก็แตกต่างกันด้วย ปฏิติริยาที่คลื่นเหล่านี้ที่ต่อกันก่อให้เกิดการจางหายของสัญญาณเนื่องจากเกิดเส้นทางหลายเส้นทางที่พื้นที่เฉพาะ และกำลังของคลื่นจะลดลงตามระยะระหว่างตัวส่งกับตัวรับที่เพิ่มขึ้น

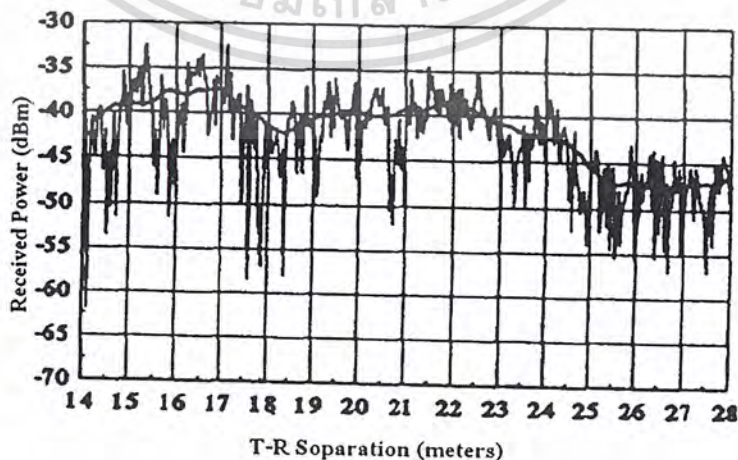
แบบจำลองช่องสัญญาณถูกคิดขึ้นมาเพื่อการทำนายกำลังของสัญญาณเฉลี่ยที่ได้รับที่ระยะไกลจากตัวส่ง ตลอดจนกำลังของสัญญาณที่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ในพื้นที่เฉพาะที่เราสนใจ แบบจำลองในรูปแบบสเกลขนาดใหญ่ (Large-scale model) คือการจำลองช่องสัญญาณบนพื้นที่ที่ใหญ่กว่าหลายร้อยเมตรเพื่อใช้ในการทำนายความเข้มของสัญญาณ โดยเฉลี่ยและใช้คำนวณพื้นที่ครอบคลุมของสถานีฐาน (Base station) ส่วนแบบจำลองบนพื้นที่สเกลขนาดเล็ก (Small-scale

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

model) หรือแบบจำลองการจางหายของสัญญาณ (Fading model) จะมีรูปแบบของสัญญาณที่รับได้ เป็นแบบขึ้นๆลงๆในระยะที่สั้นหรือในช่วงเวลาที่สั้นมาก

จากการที่โมบายเคลื่อนที่ในระยะทางขนาดเล็ก กำลังของสัญญาณที่ได้รับจะเป็นแบบ ขึ้นๆลงๆซึ่งทำให้เกิดการจางหายของสัญญาณเพิ่มขึ้น เพราะว่ากำลังของสัญญาณที่รับได้คือผลรวม ของเส้นทางทั้งหมด แต่เนื่องจากเฟสนั้นเป็นแบบสุ่ม ผลรวมของกำลังจึงค่อนข้างจะกว้างและไม่สามารถคาดเดาได้ง่าย ยกตัวอย่างเช่น การจางหายของสัญญาณที่แพร่กระจายของเรเลย์ (Rayleigh fading) ในรูปแบบการจางหายของสัญญาณในสเกลขนาดเล็ก พลังงานของสัญญาณที่ได้รับอาจจะมีค่ามากถึงแมกนิจูด (Magnitude) ลำดับสามหรือสี่สิบเมื่อตัวรับเคลื่อนที่ไปไม่มากเมื่อเทียบกับ ความยาวคลื่นเลยทีเดียว (ประมาณ 30 หรือ 40 dB) ถ้าโมบายเคลื่อนที่ออกจากตัวส่งเป็นระยะทางที่ ไกลจนถึงว่าเป็นสเกลขนาดใหญ่แล้ว ระดับสัญญาณเฉลี่ยที่ได้รับจะค่อยๆลดลง และมันคือการ ทำนายระดับของสัญญาณที่รับได้ของแบบจำลองในรูปแบบสเกลขนาดใหญ่ ส่วนใหญ่แล้วระดับ ของสัญญาณเฉลี่ยที่รับได้จะถูกคำนวณขึ้นจากการวัดจริงที่ความยาวคลื่น 5 – 40 λ สำหรับความถี่ ของระบบเซลลูลาร์และระบบพีซีเอส (Personal communications service : PCS) จะอยู่ในแถบ ความถี่ 1 GHz – 2 GHz และจะวัดค่าของกำลังสัญญาณเฉลี่ยที่รับได้ที่การเคลื่อนที่ตั้งแต่ 1 เมตรถึง 10 เมตร

ในรูปที่ 2.1 จะแสดงให้เห็นถึงระดับของสัญญาณที่รับได้ทั้งในสเกลขนาดใหญ่และ สเกลขนาดเล็กในระบบการตัวกลางสารภายในอาคาร จากในรูปของสเกลขนาดเล็กจะเห็นได้ว่า ระดับของสัญญาณมีการเฟสขึ้นๆลงๆอยู่ตลอดเวลา แต่ในสเกลขนาดใหญ่จะค่อยๆ ลดลงไปอย่าง ช้าๆ



รูปที่ 2.1 การจางหายของสัญญาณในรูปแบบสเกลขนาดเล็กและขนาดใหญ่ [Rappaport Wireless

Communication]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 แบบจำลองการแพร่กระจายในอวกาศว่าง

แบบจำลองการแพร่กระจายในอวกาศว่าง (Free space) จะใช้ในการทำนายกำลังของสัญญาณที่รับได้เมื่อระหว่างตัวส่งกับตัวรับไม่มีสิ่งกีดขวางใดๆ เลย ซึ่งแบบจำลองนี้จะใช้ในระบบการตัวกลางสารแบบแซทเทลไลท์ (Satellite) และระบบคลื่นวิทยุไมโครเวฟ ในแบบจำลองการแพร่กระจายคลื่นวิทยุสเกลขนาดใหญ่ แบบจำลองอวกาศว่างจะทำนายระดับของสัญญาณที่รับได้เนื่องจากระยะทางระหว่างตัวรับกับตัวส่งแตกต่างกันไป สายอากาศฝั่งรับจะเป็นตัวรับพลังงานของอวกาศว่าง ที่ซึ่งสายอากาศส่งออกมาด้วยระยะทาง d จะได้ออกมาเป็นสมการของฟรีส (Friis free space equation)

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (2.1)$$

โดยที่

P_t : กำลังงานที่ส่งได้ (อยู่ในรูปของฟังก์ชันการแยกของ T-R)

$P_r(d)$: กำลังงานรับ

G_t : กำลังขยายของสายอากาศภาคส่ง (ไม่มีหน่วย)

G_r : กำลังขยายของสายอากาศภาครับ (ไม่มีหน่วย)

d : ระยะห่างระหว่างตัวรับกับตัวส่ง

L : ค่าการสูญเสียของระบบ ($L \geq 1$)

λ : ความยาวคลื่น

กำลังงานที่รับได้และกำลังงานที่ส่งจะต้องใช้หน่วยเดียวกัน ค่าของการสูญเสียของระบบ (Loss) โดยส่วนมากแล้วจะขึ้นอยู่กับ การลดทอนของสายส่งสัญญาณ, การสูญเสียเนื่องจากฟิลเตอร์และการสูญเสียที่เกิดจากสายอากาศในระบบตัวนำกลาง โดยจะกำหนดในค่าการสูญเสียนี้มีค่าเท่ากับ 1 เมื่อไม่มีการสูญเสียอันเนื่องมาจากฮาร์ดแวร์ ส่วนกำลังขยายของสัญญาณสามารถเขียนได้ในอีกรูปแบบดังนี้

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (2.2)$$

โดยที่ A_e คือ พื้นที่ที่สามารถรับสัญญาณได้ของสายอากาศ (Effective aperture) และ λ มีสูตรดังนี้

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{2\pi c}{\omega_c} \quad (2.3)$$

โดยที่

f : ความถี่ (Hz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ω_c : ความถี่ในรูปเรเดียนต่อวินาที

c : ความเร็วแสง มีค่า 3×10^8 m/s

สมการของฟรีส (สมการที่ 2.1) แสดงให้เห็นว่าค่าของกำลังงานแปรผันตามกำลังสองของระยะห่างระหว่างตัวส่งและตัวรับ ซึ่งทำให้เรารู้ว่ากำลังงานที่รับได้จะลดลงในอัตรา 20 dB/decade

EIRP หรือ Effective Isotropic Radiated Power เป็นตัววัดว่ามีตัวส่งที่ใช้ส่งกำลังงานได้มากที่สุดเท่าไร หรือก็คือใช้วัดกำลังที่ทิศทางที่มีกำลังขยายสูงสุดนั่นเอง โดยจะเทียบกับสายอากาศแบบไอโซโทรปิก

$$EIRP = P_t G_t \quad (2.4)$$

การสูญเสียเนื่องจากระยะทาง แสดงในรูปของสัญญาณที่มีการลดทอนตามระยะทางที่เปลี่ยนแปลงไป โดยวัดด้วยหน่วย dB ซึ่งสามารถหาได้จากความแตกต่างระหว่างกำลังงานส่งและกำลังงานที่รับได้ หรืออาจจะคิดรวมไปถึงกำลังขยายของสายอากาศด้วยก็ได้ โดยที่สมการที่พิจารณากำลังขยายของสายอากาศมีดังนี้

$$PL(dB) = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = -10 \log \left[\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right] \quad (2.5)$$

เมื่อไม่ได้พิจารณากำลังขยายของสายอากาศ ค่าของการสูญเสียเนื่องจากระยะทางจะหาได้ดังนี้

$$PL(dB) = -10 \log \frac{P_t}{P_r} \left[\frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right] \quad (2.6)$$

แบบจำลองของฟรีสจะใช้ได้ต่อเมื่อสัญญาณที่ใช้ส่งอยู่ในระยะ Far-field (Fraunhofer region) เท่านั้น ระยะ d_f เป็นระยะที่เกินออกไปจากระยะ Far-field สามารถหาได้จาก

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.7a)$$

เมื่อ D คือระยะที่มากที่สุดของสายอากาศ ระยะ Far-field จะต้องเป็นไปตามกฎดังนี้

$$d_f \gg D \quad (2.7b)$$

และ

$$d_f \gg \lambda \quad (2.7c)$$

จากสมการที่ 2.1 เราไม่สามารถคำนวณค่าโดยที่ $d = 0$ ได้ เพราะฉะนั้นในแบบจำลองการแพร่กระจายในสเกลขนาดใหญ่จะใช้ระยะที่ใกล้เคียงกัน คือ d_0 ซึ่งใช้เป็นจุดอ้างอิงกำลังงานที่รับได้ สามารถเขียนสมการใหม่ที่ระยะ $d > d_0$ ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_r(d) = P_r(d_0) \left(\frac{d_0}{d} \right)^2 \quad d \geq d_0 \geq d_f \quad (2.8)$$

เนื่องจากในระบบการค้ำกลางสารในปัจจุบันมีการใช้หน่วย dBm กันอย่างแพร่หลาย จึงเขียนสมการในรูปแบบ dBm ได้ดังนี้

$$P_r(d) \text{ dBm} = 10 \log \left[\frac{P_r(d_0)}{0.001 \text{ W}} \right] + 20 \log \left(\frac{d_0}{d} \right) \quad d \geq d_0 \geq d_f \quad (2.9)$$

โดยที่ $P_r(d_0)$ มีหน่วยเป็น วัตต์ (Watt)

การสูญเสียเชิง วิถี เป็นอัตราส่วนระหว่างการสูญเสียของกำลังงานทางด้านส่ง (Power of transmitter) เทียบกับกำลังงานทางด้านรับ (Power of receiver) เพื่อแสดงว่าระบบที่ใช้งานอยู่มีการเปลี่ยนแปลงค่าของระดับสัญญาณเป็นอย่างไร

$$P_L(\text{dB}) = 20 \log \left[\max \frac{|v_t(t)|}{|v_r(t)|} \right] \quad (2.10)$$

กำหนดให้

$P_L(\text{dB})$ = การสูญเสียเชิงวิถี

$v_t(t)$ = สัญญาณทางด้านส่ง

$v_r(t)$ = สัญญาณทางด้านรับ

2.1.3 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์

ในการตรวจสอบหาความผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณที่รับได้นั้น สามารถวิเคราะห์และแสดงให้เห็น โดยพิจารณาจากค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient) ดังแสดงนิยามตาม สมการที่ (2.11) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างค่าสูงสุดของค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross correlation) ที่เป็นฟังก์ชันของสัญญาณส่งและสัญญาณที่รับได้กับค่าสูงสุดของค่าสัมบูรณ์ของผลคูณระหว่างค่าอัตสหสัมพันธ์ (Auto correlation) ของสัญญาณส่งและสัญญาณที่รับได้โดยสมการที่นิยามถึงค่าดังกล่าวแสดงให้เห็นตามสมการที่ (2.12) ถึงสมการที่ (2.14) ตามลำดับ

$$\rho(d) = \frac{\max |r_{ab}(\tau)|}{\max \sqrt{r_a(\tau)r_b(\tau)}} \quad (2.11)$$

โดยสมการที่นิยามค่าสหสัมพันธ์ข้าม คือ

$$r_{ab}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} v_t(\tau)v_r(t+\tau)dt \quad (2.12)$$

และสมการที่นิยามค่าอัตสหสัมพันธ์ คือ

$$r_a(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} v_t(\tau)v_t(t+\tau)dt \quad (2.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_b(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} v_r(\tau)v_r(t+\tau)dt \quad (2.14)$$

โดยที่

$v_t(t)$ คือ สัญญาณด้านส่ง

$v_r(t)$ คือ สัญญาณด้านรับ

2.1.4 อัตราความผิดพลาด (Bit error rate:BER)

ในหัวข้อนี้กล่าวถึงพารามิเตอร์อีกตัวหนึ่งที่นิยมนำมาวิเคราะห์เพื่อแสดงให้เห็นถึงระดับอัตราความผิดพลาดบิตที่เข้ามายังภาครับ ซึ่งเป็นค่าที่บอกถึงประสิทธิภาพในการส่งผ่านข้อมูลในแต่ละจุดที่ได้ทำการวิเคราะห์ โดยพิจารณาจากสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างสัญญาณที่รับได้กับค่าสัญญาณที่ใช้ในการส่งดังแสดงในสมการที่ (2.15)

$$C_c = \frac{\int_0^{\infty} |V_{MF}(f, d)| df}{\int_0^{\infty} |V_r(f, d)|^2 df \cdot \int_0^{\infty} |H_{MF}(f, d)|^2 df} \quad (2.15)$$

การทดลองนี้ได้ใช้แบบแผนการมอดูเลตแบบขั้วต่างกันซึ่งเป็นการมอดูเลตทางแอมพลิจูดของพัลส์ไบนารี (Bi-phase pulse amplitude modulation:BPAM) ในการวิเคราะห์ช่องสัญญาณการส่งผ่านของระบบแบบแถบกว้างยิ่ง สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.16)

$$C_c = \frac{\int_0^{\infty} |V_{MF}(f, d)| df}{\int_0^{\infty} |V_r(f, d)|^2 df \cdot \int_0^{\infty} |H_{MF}(f, d)|^2 df} \quad (2.16)$$

การทดลองนี้ได้ใช้แบบแผนการมอดูเลตแบบขั้วต่างกันซึ่งเป็นการมอดูเลตทางแอมพลิจูดของพัลส์ไบนารี (Bi-phase pulse amplitude modulation; BPAM) ในการวิเคราะห์ช่องสัญญาณการส่งผ่านของระบบแบบแถบกว้างยิ่ง สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.17)

$$BER_m = Q\left[\sqrt{2(E_b/N_o)C_c}\right] \quad (2.17)$$

และฟังก์ชัน $Q(x)$ หาได้จาก

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt, x \geq 0 \quad (2.18)$$

โดยที่

E_b/N_o = energy = อัตราบิตข้อมูลต่อสัญญาณรบกวน

C_c = ฟังก์ชันสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์

f_b = ความถี่ของแถบความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.5 วงจรกรองแบบแมตช์ (Matched filter)

ทางด้านเครื่องรับวงจรกรองแบบแมตช์ จะเป็นตัวที่ทำให้ค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to noise ratio; SNR) ของเอาต์พุตทางด้านเครื่องรับสูงที่สุดดังที่ได้

$$H_{MF}(f) = \frac{H_{e-Friis}^*(f)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |H_{e-Friis}^*|^2 df}} \quad (2.19)$$

จากสมการที่ได้จะทำให้กำลังงานเอาต์พุตของสัญญาณรบกวนที่ได้มีค่าคงที่ ดังสมการที่ (2.20)

$$\int_{-\infty}^{\infty} |H_{MF}(f)|^2 df = 1 \quad (2.20)$$

ในกรณี $E_i = 1$ รูปคลื่นเอาต์พุตและสเปกตรัมของเอาต์พุตด้านเครื่องรับ คือ $h_{e-Friis}(t)$ และ $H_{e-Friis}(f)$ ตามลำดับ รูปคลื่นเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกรองแบบแมตช์ $v_{MF}(t)$ และสเปกตรัมของเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกรองแบบแมตช์ $V_{MF}(f)$ แสดงดังสมการที่ (2.21) และ (2.22) ตามลำดับ

$$v_{MF}(t) = h_{e-Friis}(t) * h_{MF}(-t) \quad (2.21)$$

$$= \frac{h_{e-Friis}(t) * h_{MF}(-t)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |h_{e-Friis}(t)|^2 dt}} \quad (2.22)$$

$$V_{MF}(f) = H_{e-Friis}(f) * H_{MF}(f) \quad (2.23)$$

$$= \frac{|H_{e-Friis}(f)|^2}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |H_{e-Friis}(f)|^2 df}} \quad (2.24)$$

และสำหรับกรณีแบบไอโซทรอปิก

$$V_{MF,Iso}(f) = H_{e-Friis,Iso}(f) * H_{MF}(f) \quad (2.25)$$

$$= \frac{|H_{e-Friis,Iso}(f)|^2}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |H_{e-Friis,Iso}(f)|^2 df}} \quad (2.26)$$

ซึ่งจะทำให้มีค่าสูงสุด ณ เวลา

$$\max_t v_{MF}(t) = v_{MF}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} V_{MF}(f) df = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |H_{e-Friis}(f)|^2 df} \quad (2.27)$$

สมการที่ (2.27) คือ การประยุกต์สูตรการส่งผ่านสัญญาณของฟรีสสำหรับระบบแบบแถบกว้างยิ่งซึ่งประกอบไปด้วยสามส่วน กล่าวคือ คุณสมบัติความถี่ของสายอากาศ, คุณสมบัติเอกสารที่เป็นเอกสารที่ส่งวงไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ความถี่ของการแพร่กระจายในอวกาศว่างและสเปกตรัมของสัญญาณที่ส่ง จากสมการที่ (2.27) เห็นได้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ชี้ว่าอัตราการส่งผ่านของช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยังไม่สามารถที่จะระบุถึงผลคูณของอัตราขยายของสายอากาศและช่องสัญญาณของอวกาศว่างตามสูตรของฟรีสในสมการที่ 1 เพราะอัตราการขยายการส่งผ่านของช่องสัญญาณโดยรวมจะประกอบไปด้วยผลกระทบจากรูปคลื่น

สำหรับการนอร์มัลไลซ์เซชันสายอากาศแบบไอโซทรอปิกที่ใช้อ้างอิง ซึ่งจะมีค่า $H_{\text{Iso}}(f) = 1$ การหาค่าอัตราการขยายการส่งผ่านแบบแถบกว้างยังสามารถแสดงดังสมการที่ (2.28)

$$G_{\text{UWB}} = \frac{\max_t v_{\text{MF}}(t)}{\max_t v_{\text{MF,Iso}}(t)} \quad (2.28)$$

2.1.6 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function)

เป็นการแสดงความน่าจะเป็นในเชิงสถิติของการที่เกิดของสัญญาณ โดยที่ดูจากความหนาแน่นที่เกิด โดยจุดที่มีความหนาแน่นสูงจะกำหนดให้มีความน่าจะเป็นสูง โดยที่ค่าสูงสุดจะไม่เกิน 1 สำหรับฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นสามารถได้จาก

$$p(r) = \left\{ \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \right\} \quad (0 \leq r \leq \infty) \quad (2.29)$$

2.1.7 ฟังก์ชันแสดงการกระจายแบบสะสม (Cumulative Distribution Function)

ฟังก์ชันแสดงการกระจายที่รวมกันเป็นการกระจายที่รวมกัน โดยจะดูที่ความชันของเส้นกราฟซึ่งในทางทฤษฎีเส้นกราฟจะมีความเป็นเชิงเส้น (Linea) แต่ในความเป็นจริงเป็นอย่างไรนั้นต้องดูจากผลการทดลองซึ่งค่าของฟังก์ชันแสดงการกระจายที่รวมกันสามารถหาได้จาก

$$P(R) = \Pr(r \leq R) = \int_0^R p(r) dr = 1 - \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.30)$$

สำหรับสมการฟังก์ชันแสดงการกระจายที่รวมกันและฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นนั้นเป็นส่วนกลับกัน ซึ่งเมื่อทราบตัวใดตัวหนึ่งก็จะสามารถหาอีกตัวหนึ่งได้ อย่างเช่นเมื่อเราทราบฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น เมื่อทำการอินทิเกรตสมการของฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นก็จะได้ค่าของฟังก์ชันแสดงการกระจายที่รวมกัน

ในระบบแบบแถบแคบ ค่าลึกลับัดเจทของการสูญเสียการแพร่กระจายในอวกาศว่างปกติถูกประเมินค่าโดยสูตรการส่งผ่านสัญญาณของฟรีส แต่เราไม่สามารถที่จะนำมาใช้ได้โดยตรงกับระบบการส่งผ่านวิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่ง ดังที่มีการแสดงด้วยฟังก์ชันของความถี่ ยิ่งไปกว่านั้นรูปคลื่นอาจเกิดความผิดเพี้ยนเนื่องจากคุณสมบัติความถี่ของสายอากาศ ซึ่งเป็นกรณีพิเศษที่มีอัตราการขยายคงที่และอะเพอร์เจอร์คงที่ แต่ไม่มีการกล่าวถึง แม้ว่ามีการแนะนำเกี่ยวกับการใช้

เอกสารความรู้ของสายอากาศนี้ในทางวิศวกรรมที่การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูตรการส่งผ่านสัญญาณของฟรีสได้ถูกนำมาใช้อย่างกว้างขวาง และสามารถนำไปประยุกต์ใช้ ในการคำนวณสำหรับช่องสัญญาณในระดับสายตา ครั้งนี้ด้วย

$$G_{\text{Friis}}(f, d) = \frac{p_r(f)}{p_t(f)} = G_r(f, d)G_r(f)G_t(f) \quad (2.31)$$

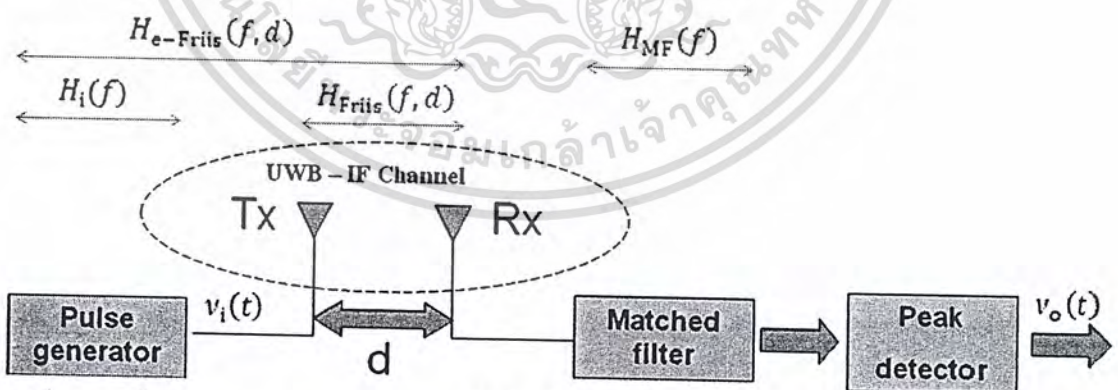
โดยที่ $G_r(f)$ และ $G_t(f)$ เป็นอัตรการขยายของสายอากาศทางด้านรับ (Rx) และด้านส่ง (Tx)

$$G_r(f, d) = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.32)$$

$G_r(f, d)$ เป็นอัตรการขยายของการแพร่กระจายในอวกาศว่าง (ซึ่งจะน้อยกว่าหน่วยในการปฏิบัติจริง) โดย $\lambda = \frac{c}{f}$ เป็นความยาวคลื่น, c เป็นค่าความเร็วแสง, f เป็นค่าความถี่ที่ใช้ทดลอง และ d เป็นระยะห่างระหว่างสายอากาศด้านส่งและสายอากาศด้านรับ

ซึ่งจะสังเกตได้ว่าอย่างไรก็ตามในสมการที่ 1 จะเหมาะกับค่าความถี่บางช่วงเท่านั้น และไม่สามารถนำมาใช้กับระบบแบบแถบกว้างยิ่งได้โดยตรง สูตรการส่งผ่านสัญญาณของฟรีสได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการพิจารณารูปคลื่นของสัญญาณที่ใช้ส่งผ่านและการผิดเพี้ยนของมันได้อีกด้วย

สัญญาณอินพุตแทนด้วย $v_i(t)$ และทำการคอนโวลูชันสัญญาณอินพุตด้วยสัญญาณที่ใช้ในการกรองความถี่ที่แทนด้วย $h_i(t)$ ดังนี้



รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบการส่งผ่านโดยการประยุกต์ใช้สูตรการส่งผ่านสัญญาณของฟรีสในการส่งผ่านสัญญาณสำหรับวิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่ง

$$v_i(t) = E_i \delta(t) * h_i(t) \quad (2.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง

$$\int_{-\infty}^{\infty} h_i^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} |H_i(f)|^2 df = 1 \quad (2.34)$$

การปรับปรุง Friis' formula เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการส่งข้อมูลเป็น จะได้เป็นดังนี้

$$H_{e\text{-Friis}}(f, d) = \frac{V_r(f)}{E_i} = H_f(f, d) H_i(f) H_r(f) \cdot H_t(f) \quad (2.35)$$

เมื่อ

$H_f(f, d)$ คือ ฟังก์ชันการถ่ายโอนในอวกาศว่าง

$H_i(f)$ คือ ฟังก์ชันการถ่ายโอนของ pulse generation function

$H_r(f)$ คือ ฟังก์ชันการถ่ายโอนของสายอากาศตัวรับ

$H_t(f)$ คือ ฟังก์ชันการถ่ายโอนของสายอากาศตัวส่ง

$$H_a(f) = H_a(\theta_a, \varphi_a, f) = \hat{\theta}_a H_{a\theta}(\theta_a, \varphi_a, f) + \hat{\varphi}_a H_{a\varphi}(\theta_a, \varphi_a, f) \quad (2.36)$$

สมการที่ 2.36 เป็นฟังก์ชันของเวกเตอร์ที่ใช้ส่งผ่านแบบจับซ้อนของสายอากาศ และสัมพันธ์กับสายอากาศแบบไอโซทรอปิก (Isotropic)

$$H_f(f, d) = \frac{\lambda}{4\pi d} \exp(-jkd) \quad (2.37)$$

สมการที่ 2.37 เป็นฟังก์ชันการส่งผ่านแบบอวกาศว่าง โดย

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.38)$$

เป็นค่าคงที่ของการแพร่กระจาย ส่วนเวกเตอร์หนึ่งหน่วย $\hat{\theta}_a$, $\hat{\varphi}_a$ แสดงถึงค่าโพลาริซและเป็นตัวจำกัดความระบพพิกัด (Coordinates) ของสายอากาศแต่ละตัว จากความสัมพันธ์ที่กล่าวมาสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_t \quad (2.39)$$

$$\hat{\varphi}_r = -\hat{\varphi}_t \quad (2.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านกำไรค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.8 กลไกเบื้องต้นของการแพร่กระจาย

การสะท้อน, การเลี้ยวเบน และการกระจัดกระจาย เป็นกลไกเบื้องต้นของการแพร่กระจายที่ส่งผลกระทบต่อระบบตัวกลางการเคลื่อนที่ กำลังงานที่รับได้เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญที่สุดที่ถูกทำนายจากแบบจำลองการแพร่กระจายคลื่น โดยจะอธิบายได้จากการอ้างอิงกลไกทั้งสามกลไกนี้

การสะท้อนกลับ (Reflection) เกิดเมื่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเดินทางไปตกกระทบกับวัตถุที่มีขนาดใหญ่กว่าเมื่อเทียบกับความยาวของคลื่นที่ตกกระทบนั้น จะเกิดกับการสะท้อนกลับที่ เกิดจากพื้นผิวของ โลห อากาศ หรือจากกำแพง

การเลี้ยวเบน (Diffraction) เกิดจากเส้นทางของคลื่นระหว่างตัวส่งและตัวรับถูกบดบังด้วยวัตถุซึ่งมีพื้นผิวซึ่งมีขอบแหลม คลื่นรองที่เกิดหลังจากวัตถุนั้นจะมีการเลี้ยวของเส้นทางของคลื่น จะเกิดจากขอบของภูเขา

การกระจัดกระจาย (Scattering) เกิดจากการที่คลื่นเดินทางไปกระทบวัตถุที่มีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น ทำให้เกิดการกระจัดกระจายของคลื่นที่วัตถุนั้นๆ จะเกิดจากป้ายบนถนน เสาไฟฟ้า ซึ่งจะพบมากในระบบตัวกลางสารเคลื่อนที่

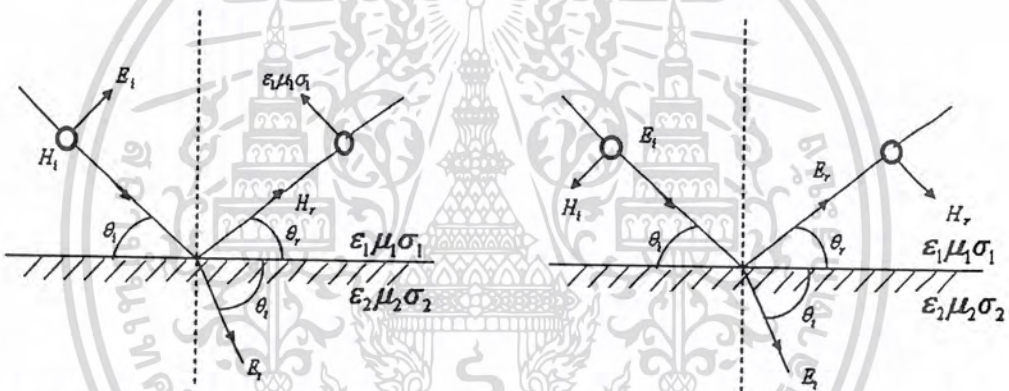
2.1.9 การสะท้อน (Reflection)

เมื่อคลื่นวิทยุกระทบกับวัตถุ บางส่วนจะถูกสะท้อนกลับไป และบางส่วนก็จะไปยังตัวรับ ถ้าระนาบคลื่นตกกระทบตัวกลางที่เป็นฉนวนไฟฟ้า คลื่นจะถูกส่งต่อไปยังตัวกลางที่สอง และพลังงานจะถูกสะท้อนกลับมายังตัวกลางแรก และจะไม่มี การสูญเสียของพลังงานจากการดูดกลืน ถ้าตัวกลางที่สองเป็นตัวนำไฟฟ้าที่ดีที่สุด แล้วพลังงานทั้งหมดจะถูกสะท้อนกลับไปยังตัวกลางแรกโดยที่ไม่มีการสูญเสีย สนามไฟฟ้าที่เพิ่มขึ้นเนื่องจากคลื่นที่ถูกสะท้อนและถูกส่งไปยังตัวรับอาจจะเชื่อมโยงกับคลื่นในตัวกลางผ่านสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Fresnel Reflection Coefficient: Γ) ซึ่งสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับนี้เป็นฟังก์ชันของคุณสมบัติของวัสดุและโดยทั่วไปแล้วจะขึ้นกับการโพลาไรเซชันของคลื่น มุมและความถี่ของการแพร่กระจายคลื่น

โดยทั่วไปแล้วคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกโพลาไรซ์ หมายความว่ามันจะมีองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าตั้งฉากกับพื้นที่ คลื่นที่ถูกโพลาไรซ์อาจจะแสดงออกมาเป็น 2 องค์ประกอบเฉพาะคือเป็นโพลาไรซ์เชิงเส้นแบบแนวตั้งและแนวนอน หรือเป็นองค์ประกอบโพลาไรซ์แบบหมุนซ้ายหรือขวา สำหรับการตัดสินใจการโพลาไรซ์นั้นตำแหน่งที่ดีที่สุดจะใช้ในการคำนวณสนามที่ถูกสะท้อนจากผิวสะท้อน

2.1.9.1 การสะท้อนจากฉนวนไฟฟ้า

รูปที่ 2.4 แสดงถึงคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ตกกระทบบนที่มุม θ_i ด้วยระนาบของเขตแดนระหว่างฉนวนไฟฟ้าสองตัวกลาง ดังที่แสดงในรูป ส่วนของพลังงานถูกสะท้อนกลับไปยังตัวกลางแรกที่มีมุม θ_r และส่วนของพลังงานที่ถูกส่งออกไปยังตัวกลางที่สองด้วยมุม θ_t โดยธรรมชาติของการสะท้อนจะแตกต่างกันไปตามเส้นทางการโพลาไรเซชันของสนามไฟฟ้า คุณสมบัติของมันสามารถศึกษาได้จากความแตกต่างของทั้งสองรูปที่แสดงในรูปที่ 2.4 ระนาบการเกิดถูกแสดงให้เห็นอย่างชัดเจนด้วยระนาบที่รวมการตกกระทบบ การสะท้อนและรังสีที่ถูกส่งออกไป ในรูป 2.4a โพลาไรเซชันของสนามไฟฟ้าเป็นแบบขนานด้วยระนาบการตกกระทบบและในรูป 2.4b โพลาไรเซชันในสนามไฟฟ้าตั้งฉากกับระนาบการตกกระทบบ



(a) โพลาไรเซชันของสนามไฟฟ้าเป็นแบบขนานด้วยระนาบการตกกระทบบ

(b) โพลาไรเซชันในสนามไฟฟ้าตั้งฉากกับระนาบการตกกระทบบ

รูปที่ 2.3 รูปแบบเรขาคณิตสำหรับการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนระหว่าง 2 ทิศทาง ในรูปที่ 2.3 ตัวห้อย i, r, t นั้นอ้างอิงถึงการตกกระทบบ การสะท้อนและสนามส่งตามลำดับ

พารามิเตอร์ $\epsilon_1, \mu_1, \sigma_1$ และ $\epsilon_2, \mu_2, \sigma_2$ แสดงถึงสภาพความยอม, สภาพการซึม และค่าความนำไฟฟ้าของตัวกลางทั้งสองตามลำดับ โดยปกติแล้วฉนวนไฟฟ้าที่ดีจะไม่มีค่าการสูญเสียซึ่งอ้างอิงไปถึงค่า ϵ_r ดังเช่น $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ ที่ซึ่ง ϵ_0 คือค่าคงที่มีค่า $8.85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$ ถ้าวัสดุฉนวนไฟฟ้าไม่สามารรถใช้สมการด้านล่างอธิบายโครงสร้างที่ซับซ้อนได้

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r - j\epsilon \quad (2.41)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ซึ่ง

$$\epsilon = \frac{\sigma}{2\pi f} \tag{2.42}$$

และ σ คือ ค่าความนำไฟฟ้าของวัสดุที่ใช้วัดในหน่วย Siemens/meter เทอมของ ϵ_r และ σ จะมีค่าสูงเมื่อวัสดุเป็นตัวกลางนำไฟฟ้าที่ดี ($f < \sigma/(\epsilon_0\epsilon_r)$) สำหรับพวกฉนวนไฟฟ้าที่ไม่ดี ϵ_0 และ ϵ_r จะคงที่เนื่องจากความถี่ แต่ค่าความนำไฟฟ้าอาจจะเปลี่ยนแปลงได้ง่ายถ้าความถี่เปลี่ยนแปลงไป ดังที่แสดงในตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของไฟฟ้าในขอบเขตที่กว้างของวัสดุถูกจำกัดเฉพาะบนขอบเขตของความถี่กว้างโดย Von Hippel

ความสัมพันธ์ของความเข้มสนามไฟฟ้าที่สะท้อนกลับกับความเข้มของสนามไฟฟ้าที่ส่งผ่าน สามารถแสดงได้ด้วย สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ เมื่อพิจารณาสองกรณี

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 \sin \theta_i - \eta_1 \sin \theta_t}{\eta_2 \sin \theta_i + \eta_1 \sin \theta_t} \tag{2.43}$$

$$\Gamma_{\perp} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 \sin \theta_i - \eta_1 \sin \theta_t}{\eta_2 \sin \theta_i + \eta_1 \sin \theta_t} \tag{2.44}$$

ที่ η_i คือความนำไฟฟ้าที่แท้จริงของตัวกลาง $i(i = 1,2)$ ที่ซึ่ง $\sqrt{\mu_i/\epsilon_i}$ และอัตราส่วนของสนามไฟฟ้ากับสนามแม่เหล็ก สำหรับรูปแบบของระนาบในตัวกลางเฉพาะ ความเร็วของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งคือ $1/\sqrt{\mu\epsilon}$ และจะให้ความสัมพันธ์

$$\sqrt{\mu_1\epsilon_1} \sin(90-\theta_i) = \sqrt{\mu_2\epsilon_2} \sin(90-\theta_t) \tag{2.45}$$

ตารางที่ 2.1 พารามิเตอร์ของวัสดุที่ความถี่ต่างๆ

Material	Relative Permittivity ϵ_r	Conductivity σ (s/m)	Frequency (MHz)
Poor Ground	4	0.001	100
Typical Ground	15	0.005	100
Good Ground	25	0.02	100
Sea Water	81	5.0	100
Fresh Water	81	0.001	100
Brick	4.44	0.001	400
Limestone	7.51	0.028	4000

เอกสารนี้ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 พารามิเตอร์ของวัสดุที่ความถี่ต่างๆ (ต่อ)

Glass, Corning 707	4	0.00000018	1
Glass, Corning 707	4	0.000027	100
Glass, Corning 707	4	0.005	10

จากเงื่อนไขขอบเขตของสมการแมกซ์เวลล์ (Maxwell) จะนำมาใช้ในการแก้สมการเพื่อหาคำตอบของสมการที่ 2.46 - 2.47 จะได้ความสัมพันธ์ของสมการดังต่อไปนี้

$$\theta_i = \theta_r \quad (2.46)$$

และ

$$E_r = \Gamma E_i \quad (2.47a)$$

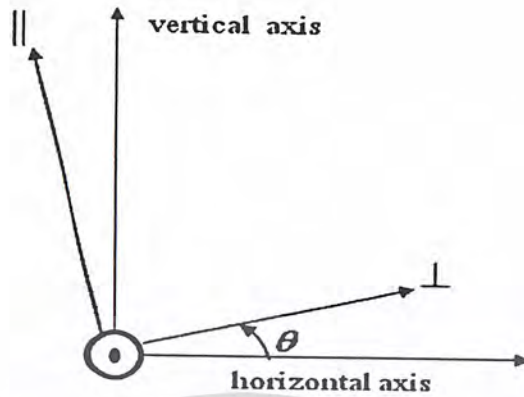
$$E_t = (1 + \Gamma) E_i \quad (2.47b)$$

เมื่อ Γ สามารถเป็นได้ทั้ง Γ_{\parallel} และ Γ_{\perp} ขึ้นอยู่กับสนามไฟฟ้าอยู่ในระนาบแนวนอนหรือแนวตั้ง สำหรับกรณีในตัวกลางแรกคืออวกาศว่าง และ $\mu_1 = \mu_2$ สัมประสิทธิ์การสะท้อนสำหรับสองกรณีของการโพลาไรเซชันแบบแนวนอนหรือแนวตั้งสามารถลดรูปได้ดังนี้

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{-\epsilon_r \sin \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}}{\epsilon_r \sin \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}} \quad (2.48)$$

และ

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\sin \theta_i - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}}{\sin \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}} \quad (2.49)$$



รูปที่ 2.4 แกนสำหรับองค์ประกอบการโพลาไรเซชัน แนวขนานและตั้งฉากอ้างอิงถึงจุดเฉพาะในแนวตั้งและแนวนอน คลื่นแสดงการแพร่กระจายโดยมีทิศทางเข้าหาผู้อ่าน

2.1.9.2 Brewster Angle

Brewster Angle คือมุมตกกระทบที่ไม่ทำให้เกิดการสะท้อนกลับไปยังตัวกลางเดิม โดยที่มุมตกกระทบ θ_B ซึ่งทำให้ Γ เท่ากับศูนย์ สมการของ Brewster Angle มีดังนี้

$$\sin(\theta_B) = \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_1 + \epsilon_2}} \quad (2.50)$$

กรณีที่ตัวกลางแรกเป็นอวกาศว่างและตัวกลางที่สองมีค่าสภาพความยอมเท่ากับ ϵ_r

สมการที่ 2.50 สามารถแปลงได้เป็น

$$\sin(\theta_B) = \frac{\sqrt{\epsilon_r - 1}}{\sqrt{\epsilon_r^2 - 1}} \quad (2.51)$$

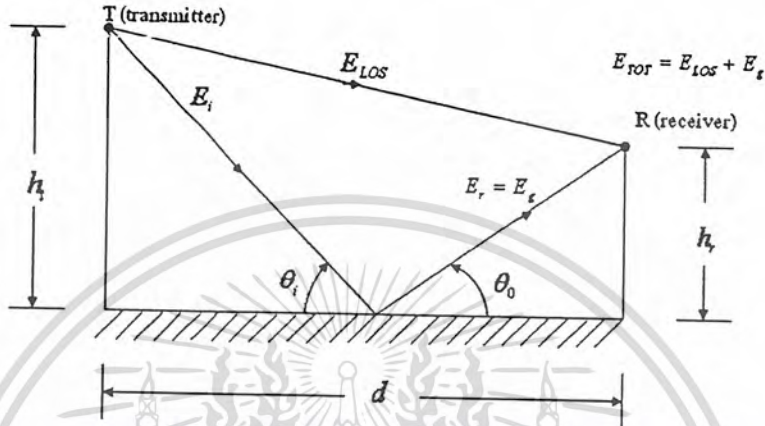
จำไว้ว่า Brewster Angle จะเกิดในกรณีโพลาไรเซชันแนวตั้งเท่านั้น

2.1.10 แบบจำลองการสะท้อนจากพื้นดิน (Two-Ray)

ในช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่ การใช้สมการของอวกาศว่างนั้นไม่เพียงพอ จึงมีการจำลองแบบจำลองการสะท้อนจากพื้นดินขึ้นมาด้วย ดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.5 ทั้งนี้เพื่ออธิบายการแพร่กระจายคลื่นที่มีทั้งเส้นทางตรงและเส้นทางการสะท้อน แบบจำลองนี้ใช้ได้กับพื้นที่ที่ไม่กี่ตารางกิโลเมตรซึ่งเป็นสเกลขนาดใหญ่ในระบบวิทยุเคลื่อนที่ที่ใช้ถี่สูง ที่เกิน 50 เมตร เช่นเดียวกับใช้เพื่อหา LOS ของช่องสัญญาณไมโครเซลล์ในสภาวะแวดล้อมในเมือง

ในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ส่วนใหญ่ ระยะห่างระหว่างตัวส่งกับตัวรับที่มากที่สุดนั้นจะไม่เกินกิโลเมตร และโลกจะคิดว่าเป็นผิวราบคือไม่มีผลกระทบมากนัก ผลรวมของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สนามไฟฟ้า, E_{TOT} คือผลลัพท์ขององค์ประกอบ LOS, E_{LOS} และองค์ประกอบการสะท้อนจากพื้นดิน, E_g



รูปที่ 2.5 แบบจำลองการสะท้อนจากพื้นดิน

อ้างอิงจากรูป 2.5, h_t คือความสูงของตัวส่ง และ h_r คือความสูงของตัวรับ ถ้า E_0 คือสนามไฟฟ้าของอากาศในหน่วย V/m ที่ระยะอ้างอิง d_0 จากตัวส่ง แล้ว $d > d_0$, การแพร่กระจายสนามไฟฟ้าของอากาศจะเขียนออกมาในรูปความสัมพันธ์ได้โดย

$$E(d,t) = \frac{E_0 d_0}{d} \cos\left(\omega_c \left(t - \frac{d}{c}\right)\right) \quad (d > d_0) \tag{2.52}$$

ที่ $|E(d,t)| = E_0 d_0 / d$ แสดงถึงขนาดของสนามไฟฟ้าที่ระยะห่างจากตัวส่งเท่ากับ d

คลื่นที่แพร่กระจายสองคลื่นมาถึงตัวรับ คลื่นตรงจะเดินทางเข้ามาด้วยระยะ d' และคลื่นสะท้อนจะเข้ามาด้วยระยะ d'' สมการของ LOS คือ

$$E_{LOS}(d',t) = \frac{E_0 d_0}{d'} \cos\left(\omega_c \left(t - \frac{d'}{c}\right)\right) \tag{2.53}$$

และสมการของ NLOS คือ

$$E_g(d'',t) = \Gamma \frac{E_0 d_0}{d''} \cos\left(\omega_c \left(t - \frac{d''}{c}\right)\right) \tag{2.54}$$

จากกฎการสะท้อน

$$\theta_i = \theta_0 \tag{2.55}$$

และ

$$E_g = \Gamma E_i \tag{2.56a}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_r = (1 + \Gamma)E_i \quad (2.56b)$$

เมื่อ Γ คือสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่พื้นดิน ดังนั้นสนามไฟฟ้ารวมคือ

$$|E_{TOT}| = |E_{LOS} + E_g| \quad (2.57)$$

และสนามไฟฟ้ารวมที่รับได้ที่ตัวรับในการโพลาริซชันแนวอน, $E_{TOT}(d, t)$ (สะท้อนสมบูรณ์แบบ) แสดงได้โดย

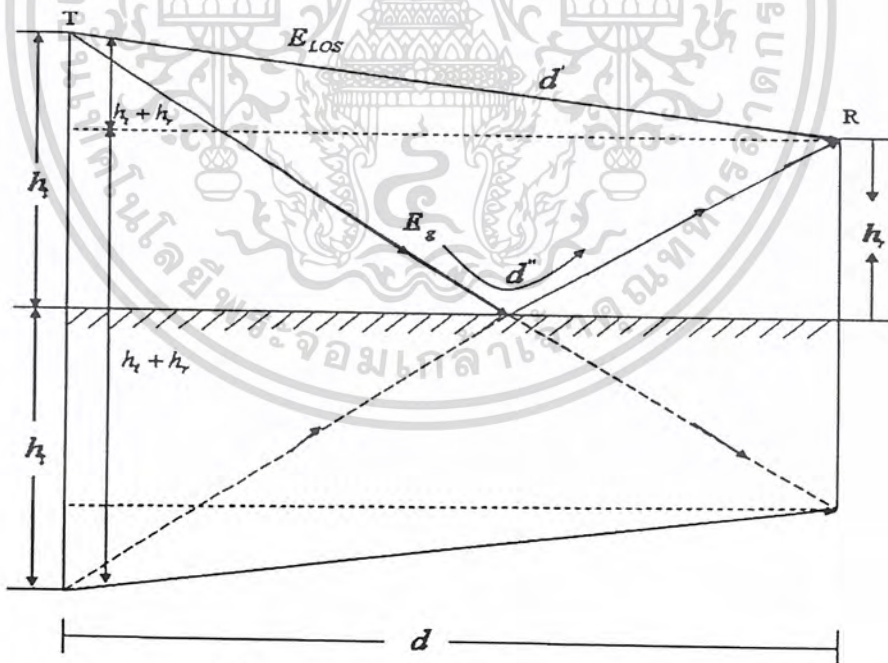
$$E_{TOT}(d, t) = \frac{E_0 d_0}{d'} \cos\left(\omega_c \left(t - \frac{d'}{c}\right)\right) + (-1) \frac{E_0 d_0}{d''} \cos\left(\omega_c \left(t - \frac{d''}{c}\right)\right) \quad (2.58)$$

เมื่อใช้ “Method of Image” ดังรูปที่ 2.8 แล้ว จะได้ความสัมพันธ์ของความแตกต่างระหว่างระยะทางของ LOS และเส้นทางที่สะท้อนจากพื้นดิน ดังนี้

$$\Delta = d'' - d' = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} - \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} \quad (2.59)$$

แต่เมื่อ $d \gg h_t + h_r$ แล้ว สามารถใช้การประมาณโคไซน์ใช้กฎของเทเลอร์ (Taylor series) ได้ดังนี้

$$\Delta = d'' - d' \approx \frac{2h_t h_r}{d} \quad (2.60)$$



รูปที่ 2.6 Method of image ใช้ในการหาความสัมพันธ์ของความแตกต่างระหว่างระยะทางของ LOS และเส้นทางที่สะท้อนจากพื้นดิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อรู้ระยะห่างระหว่างตัวส่งและตัวรับ ความต่างเฟส θ_Δ ระหว่างองค์ประกอบสนามแม่เหล็กทั้งสองและค่าความหน่วงเวลา (time delay) τ_d ระหว่างคลื่นทั้งสองที่มาถึงจะสามารถคำนวณหาได้ง่ายจากสมการ

$$\theta_\Delta = \frac{2\pi\Delta}{\lambda} = \frac{\Delta\omega_c}{c} \quad (2.61)$$

และ

$$\tau_d = \frac{\Delta}{c} = \frac{\theta_\Delta}{2\pi f_c} \quad (2.62)$$

ถ้าค่า d มาก ความต่างระหว่างค่า d' กับ d'' จะน้อยมาก และขนาดของ E_{LOS} และ E_g จะมีค่าแตกต่างกันออกไป ดังสมการ

$$\left| \frac{E_0 d_0}{d} \right| \approx \left| \frac{E_0 d_0}{d'} \right| \approx \left| \frac{E_0 d_0}{d''} \right| \quad (2.63)$$

ถ้าสนามไฟฟ้าที่รับได้ถูกประเมินที่บางเวลา ยกตัวอย่างเช่น $t = d''/c$ สมการที่ 2.63 สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$\begin{aligned} E_{TOR} \left(d, t = \frac{d''}{c} \right) &= \frac{E_0 d_0}{d'} \cos \left(\omega_c \left(\frac{d'' - d'}{c} \right) \right) - \frac{E_0 d_0}{d''} \cos 0^\circ \\ &= \frac{E_0 d_0}{d'} \angle \theta_\Delta - \frac{E_0 d_0}{d''} \\ &= \frac{E_0 d_0}{d} [\angle \theta_\Delta - 1] \end{aligned} \quad (2.64)$$

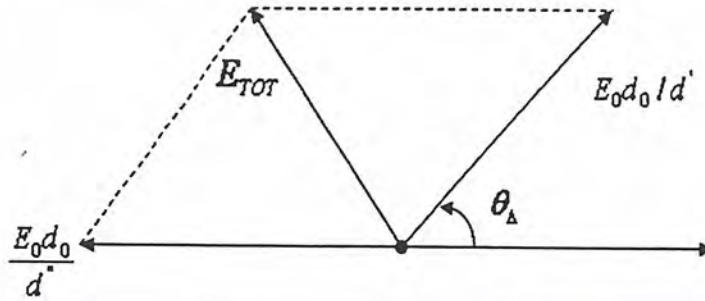
ที่ซึ่ง d คือระยะระหว่างสถานีฐานกับสายอากาศฝั่งรับ อ้างอิงไปยังรูปที่ 2.6 ที่แสดงถึงคลื่นที่ตกกระทบและ LOS สนามไฟฟ้าที่ฝั่งรับที่ระยะทาง f_d เขียนเป็นความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$|E_{TOR}(d)| = \sqrt{\left(\frac{E_0 d_0}{d} \right)^2 (\cos \theta_\Delta - 1)^2 + \left(\frac{E_0 d_0}{d} \right)^2 \sin^2 \theta_\Delta} \quad (2.65)$$

หรือ

$$|E_{TOR}(d)| = \frac{E_0 d_0}{d} \sqrt{2 - 2 \cos \theta_\Delta} \quad (2.66)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 Phasor Diagram แสดงถึงองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าของ LOS และคลื่นสะท้อนและผลรวมของสนามไฟฟ้าที่รับได้ จากสมการที่ 2.66

ถ้าสนามไฟฟ้าคือระนาบที่คลื่นตกกระทบแล้ว $\Gamma_{\parallel} = 1$ และสมการที่ 2.66 จะต้องเป็น “+” แทนที่จะเป็น “-”

เมื่อใช้กฎปีทาโกรัส สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$|E_{TOT}(d)| = 2 \frac{E_0 d_0}{d} \sin\left(\frac{\theta_{\Delta}}{2}\right) \quad (2.67)$$

สมการที่ 2.48 เป็นสมการที่สำคัญ เนื่องจากมันให้ค่าสนามไฟฟ้าที่แน่นอนสำหรับแบบจำลองการสะท้อนจากพื้นดิน และการเพิ่มขึ้นของระยะทางทำให้ผลรวมของสนามไฟฟ้าลดลงด้วยค่าที่มากที่สุด 6 dB ซึ่งมากกว่าค่าของอวกาศว่าง และค่าที่น้อยที่สุดลดลงไปได้ถึง $-\infty\text{ dB}$ เมื่อระยะ d นั้นเยอะเพียงพอ θ_{Δ} จะ $\leq \pi$ และสนามไฟฟ้าที่รับได้, $E_{TOT}(d)$ จะลดลงเมื่อระยะทางเพิ่มขึ้น สามารถแปลงสมการที่ 2.67 ในรูปแบบที่ง่ายขึ้นได้ เมื่อ $\sin(\theta_{\Delta}/2) \approx \theta_{\Delta}/2$ ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อ $\theta_{\Delta}/2$ น้อยกว่า 0.3 เรเดียน โดยการแปลงจากสมการที่ 2.41 กับ 2.42 มาเป็น

$$\frac{\theta_{\Delta}}{2} \approx \frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d} < 0.3\text{ rad} \quad (2.68)$$

ซึ่งทำให้รู้ว่าสมการที่ 2.68 จะง่ายขึ้นต่อเมื่อ

$$d > \frac{20\pi h_t h_r}{3\lambda} \approx \frac{20h_t h_r}{\lambda} \quad (2.69)$$

ดังนั้น ทรานเซอที่ระยะ d กว้างเพียงพอ สามารถประมาณค่าสนามไฟฟ้าได้ดังนี้

$$E_{TOT}(d) \approx \frac{2E_0 d_0}{d} \frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d} \approx \frac{k}{d^2} \text{ V/m} \quad (2.70)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ซึ่ง k คือค่าคงที่อ้างอิงจาก E_0 , ความสูงของสายอากาศและความยาวคลื่น ซึ่งมีคุณสมบัติเชิงเส้นที่แสดงถึงสนามไฟฟ้าทั้งในระนาบตกกระทบและระนาบปกติ กำลังงานที่รับได้ในอวกาศว่างที่ระยะ d อ้างอิงไปถึงสนามไฟฟ้าในสมการที่ 2.15 เมื่อรวมสมการที่ 2.2, 2.15 และ 2.69 และจัดรูปสมการใหม่จะได้ กำลังงานรับได้ที่ระยะทาง d สำหรับแบบจำลองการสะท้อนจากพื้นดิน ดังนี้

$$P_r = P_t G_t G_r \frac{h_t^2 h_r^2}{d^4} \quad (2.71)$$

ข้อสังเกตคือ เมื่อ d มีค่ามากๆ แล้ว กำลังที่รับได้และค่าความสูญเสียเชิงวิถีจะเพิ่มขึ้นอยู่กับความถี่ ซึ่งค่าความสูญเสียเชิงวิถี (Path Loss) สำหรับแบบจำลองการสะท้อนจากพื้นดินสามารถแสดงได้ในหน่วย dB ดังนี้

$$PL(dB) = 40 \log d - (10 \log G_t + 10 \log G_r + 20 \log h_t + 20 \log h_r) \quad (2.72)$$

2.1.11 การเลี้ยวเบน (Diffraction)

การเลี้ยวเบนคือการที่สัญญาณวิทยุแพร่กระจายผ่านพื้นผิวของโลกเหนือแนวแกนนอนและแพร่กระจายหลังสิ่งขวางกั้น กล่าวคือเมื่อมีสิ่งกีดขวางมากขึ้นการเคลื่อนที่ของคลื่น คลื่นจะเกิดการสะท้อน แต่ถ้าสิ่งกีดขวางนั้นกั้นการเคลื่อนที่ของคลื่นเพียงบางส่วน จะพบว่ามีความถี่คลื่นส่วนหนึ่งแผ่จากขอบสิ่งกีดขวางไปทางด้านหลังของสิ่งกีดขวางนั้น การที่มีคลื่นปรากฏอยู่ทางด้านหลังของแผ่นกั้นคลื่นในบริเวณนอกทิศทางเดิมของคลื่นเช่นนี้ จะเรียกว่าการเลี้ยวเบนของคลื่น

ในการอธิบายเลี้ยวเบนของคลื่นต้องใช้หลักของฮอยเกนส์ (Huygen's principle) ซึ่งกล่าวไว้ว่า แต่ละจุดบนหน้าคลื่นสามารถถือได้ว่าเป็นแหล่งกำเนิดของคลื่นใหม่ที่ให้กำเนิดคลื่น ซึ่งเคลื่อนที่ออกไปทุกทิศทางด้วยอัตราเร็วเท่ากับอัตราเร็วของคลื่นเดิมนั้น ข้อดีของการเลี้ยวเบนคือผลของการเลี้ยวเบนจะทำให้บริเวณหลังสิ่งกีดขวาง ("Shadow" of obstacles) สามารถรับสัญญาณคลื่นวิทยุได้ ถึงแม้ว่าระดับของสัญญาณจะอ่อน แต่ก็ยังสามารถรับได้ ซึ่งสามารถประยุกต์ใช้ในการติดตั้งระบบการสื่อสารในพื้นที่ชนบทที่ล้อมรอบด้วยภูเขาได้

2.1.11.1 รูปแบบของเฟรสเนลโซน

หลักของ Fresnel zone คือเป็นบริเวณที่ใช้ในการพิจารณาถึงการสูญเสียเนื่องจากการเลี้ยวเบนของคลื่น กล่าวคือพิจารณาถึงบริเวณใดๆที่สิ่งกีดขวางทำให้เกิดคลื่นที่มีการกลับเฟสหรือมีเฟสที่เหมือนเดิม ถ้าบริเวณใดๆไม่มีสิ่งกีดขวาง คลื่นวิทยุจะสามารถเดินทางเป็นเส้นตรงได้จากตัวส่งไปยังตัวรับ แต่ถ้าบริเวณใดๆสิ่งกีดขวางระหว่างตัวส่งและตัวรับอยู่ สัญญาณที่รับได้ที่ตัวรับจะเกิดจากการรวมกันของหลายๆ สัญญาณซึ่งอาจจะมีเฟสที่ต่างกัน ทำให้กำลังงานที่ได้ลดลง ในทางเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับผูกมัดให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กลับกันถ้าสัญญาณที่ได้รับมีเฟสเหมือนกันจะทำให้กำลังงานที่รับได้สูงขึ้นไปด้วย จากการกำหนดให้ Δ คือความแตกต่างของระยะทางนับจากตัวส่งไปยังตัวรับของเส้น LOS และของเส้นที่เกิดจากการเลี้ยวเบน นั้น สามารถคำนวณทางเรขาคณิตได้จากรูปที่ 2.10b

$$\Delta \approx \frac{h^2 (d_1 + d_2)}{2 d_1 d_2} \quad (2.73)$$

และความต่างเฟสระหว่างทั้งสองเส้นทางหาได้จาก

$$\phi = \frac{2\pi\Delta}{\lambda} = \frac{2\pi h^2 (d_1 + d_2)}{\lambda 2 d_1 d_2} \quad (2.74)$$

และจากรูปที่ 2.10c จากการประมาณค่ามุมจะได้ $\alpha = \beta + \gamma$ แล้ว

$$\alpha \approx h \left(\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right) \quad (2.75)$$

สมการที่ 2.55 มักจะแสดงในรูปของการนอร์มอลไลซ์ (Normalized) ด้วยพารามิเตอร์การเลี้ยวเบนของ Fresnel-kirchoff, v ซึ่งนิยามโดย

$$v = h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} = \alpha \sqrt{\frac{2d_1 d_2}{\lambda (d_1 + d_2)}} \quad (2.76)$$

เมื่อ α คือมุมที่แสดงในรูป 2.10b-c มีหน่วยเป็นเรเดียน ดังนั้นค่าความต่างเฟสสามารถแสดงได้ในเทอมของ v ดังนี้

$$\phi = \frac{\pi}{2} v^2 \quad (2.77)$$

กำหนดให้ Δ คือความแตกต่างของระยะทาง นับจากตัวส่งไปยังตัวรับของเส้นทาง LOS และเส้นทางที่เกิดจากการเลี้ยวเบน Fresnel zone คือบริเวณที่ $\Delta = n\lambda/2, n = 1, 2, 3, \dots$

รัศมีของ Fresnel zone circle ลำดับที่ n หาได้จาก

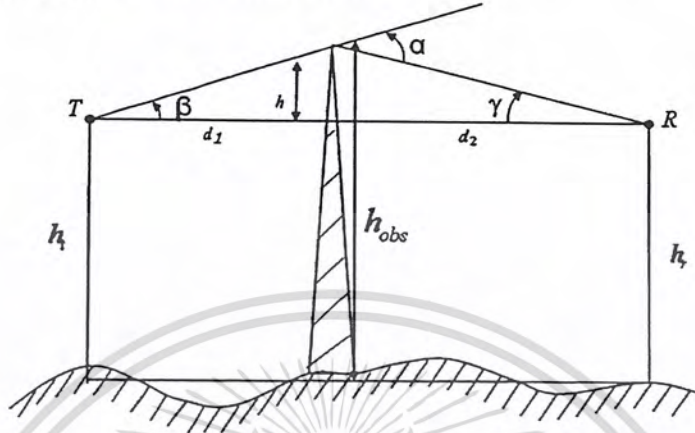
$$r_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad (2.78)$$

เมื่อ $d_1, d_2 \gg r_n$

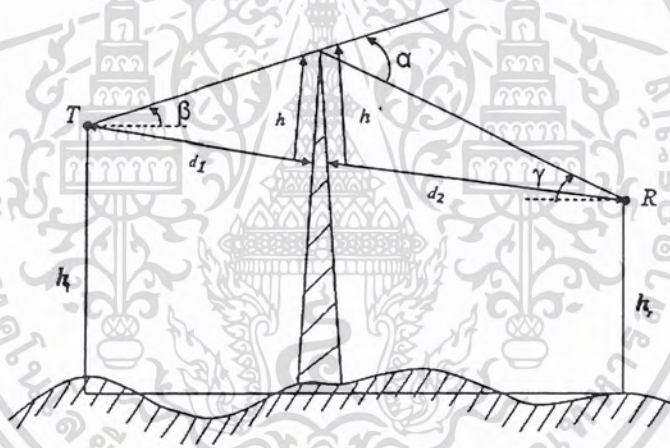
โดยทั่วไปแล้วถ้าไม่มีสิ่งกีดขวางอยู่ภายใน First fresnel zone แล้ว การสูญเสียเนื่องจากการเลี้ยวเบนจะน้อยมาก สามารถละไว้ไม่ต้องพิจารณาได้ สำหรับการออกแบบ LOS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

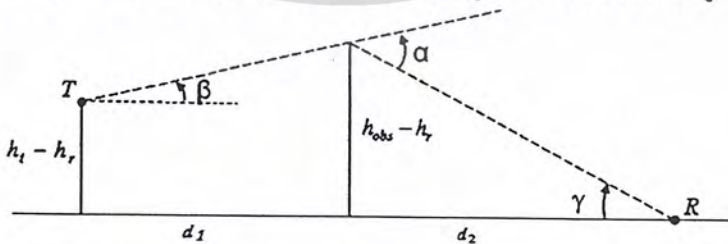
microwave link ถ้า 55% ของเฟสเนล โซน (First fresnel zone) ปราศจากสิ่งกีดขวางแล้วจะถือว่าไม่มีผลกระทบจากการสูญเสียเนื่องจากการเลี้ยวเบน



(a) รูปแบบของ Knife-edge โดยที่ T คือตัวส่งและ R คือตัวรับ โดยที่มีสิ่งกีดขวางเส้นทาง LOS



(b) รูปแบบ knife-edge เมื่อตัวส่งและตัวรับมีความสูงไม่เท่ากัน, จำไว้ว่าถ้า α กับ β มีขนาดเล็ก และ $h \ll d_1$ และ d_2 แล้ว h กับ h' สามารถคิดได้ว่ามันสูงเท่ากันดังแสดงในรูป 2.10c



(c) รูปแบบ Knife-edge เมื่อความสูงของตัวรับ สูงน้อยกว่าความสูงอื่นมาก ๆ

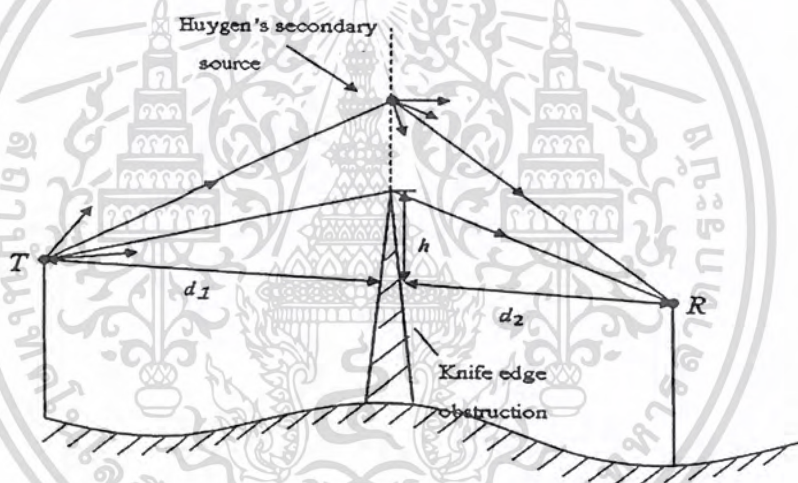
รูปที่ 2.8 รูปแบบของ Knife-edge

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.11.2 Knife-edge diffraction model

การหาค่าของการลดทอนของสัญญาณอันเนื่องมาจากการเลี้ยวเบนของคลื่นสัญญาณ มีความจำเป็นต่อการหาค่าความเข้มของระดับสัญญาณในบริเวณนั้น ๆ ซึ่งเป็นการยากที่จะหาค่า การสูญเสียอันเนื่องมาจากการเลี้ยวเบนซึ่งเกิดจากวัตถุที่มีลักษณะซับซ้อนหรือมีรูปทรงที่ไม่ แน่นนอน เนื่องจากการยากในการจำลองทางคณิตศาสตร์

การจำลองการเลี้ยวเบน (Diffraction model) ที่ง่ายที่สุดคือ Knife-edge diffraction model ซึ่งสามารถใช้ได้เฉพาะกรณีที่มีวัตถุขนาดใหญ่เพียงวัตถุเดียวเท่านั้นที่กั้นระหว่าง Tx และ Rx ซึ่ง Diffraction loss สามารถหาได้จากแบบจำลองนี้ จากผลเฉลย Fresnel ของสัญญาณที่อยู่ ด้านหลังของสิ่งกีดขวาง



รูปที่ 2.9 รูปแบบของ Knife-edge diffraction. ตัวรับ, R อยู่ในฝั่ง Shadow region

จากรูปที่ 2.9 พิจารณาว่า Rx อยู่ในบริเวณเงา (Shadowed region) หรือ Diffraction zone โดยความเข้มของสนามไฟฟ้าที่ Rx คือผลรวมทางเวกเตอร์ของสนามไฟฟ้าซึ่งเกิดจาก Secondary Huygen's source ทุก ๆ ตัว ที่อยู่ในระนาบที่เหนือกว่า Knife edge ซึ่งความเข้มของ สนามไฟฟ้าของคลื่นซึ่งเลี้ยวเบนจาก Knife edge E_d แสดงได้ดังนี้

$$\frac{E_d}{E_0} = F(v) = \frac{(1+j)}{2} \int_v^{\infty} \exp((-j\pi t^2)/2) dt \quad (2.79)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ E_0 คือ ความเข้มของสนามไฟฟ้าใน Free space

และ $F(v)$ คือ Complex fresnel integral ซึ่งเป็นฟังก์ชันของ Fresnel-kirchoff diffraction parameter v (จากสมการ (2.78)) (ค่านี้มักจะหาได้จากตารางหรือกราฟ)

Diffraction gain ซึ่งหาได้จากสนามไฟฟ้าที่เกิดจาก knife edge เมื่อเทียบกับสนามไฟฟ้าใน Free space หาได้จาก

$$G_d(dB) = 20 \log |F(v)| \quad (2.80)$$

โดยทั่วไปสามารถหาได้จากกราฟของ Diffraction gain เทียบกับ v (แสดงดังรูปที่ 2.81) หรือหาได้จากการประมาณค่าจากสมการผลเฉลยต่อไปนี้

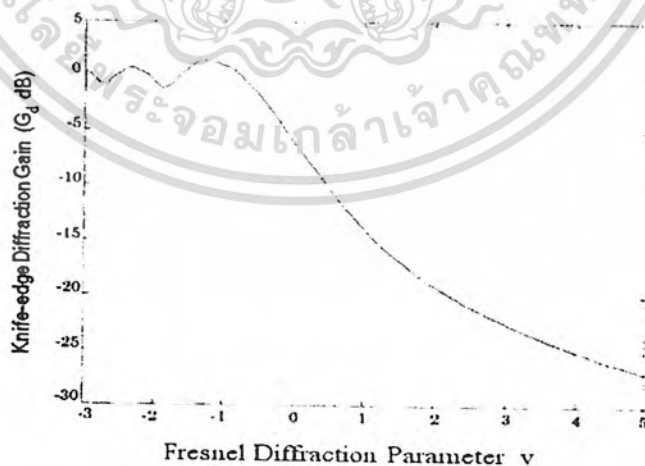
$$G_d(dB) = 0 \quad v \leq -1 \quad (2.81a)$$

$$G_d(dB) = 20 \log(0.5 - 0.62v) \quad -1 \leq v \leq 0 \quad (2.81b)$$

$$G_d(dB) = 20 \log(0.5 \exp(-0.95v)) \quad 0 \leq v \leq 1 \quad (2.81c)$$

$$G_d(dB) = 20 \log(0.4 - \sqrt{0.1184 - (0.38 - 0.1v)^2}) \quad 1 \leq v \leq 2.4 \quad (2.81d)$$

$$G_d(dB) = 20 \log\left(\frac{0.225}{v}\right) \quad v > 2.4 \quad (2.81e)$$



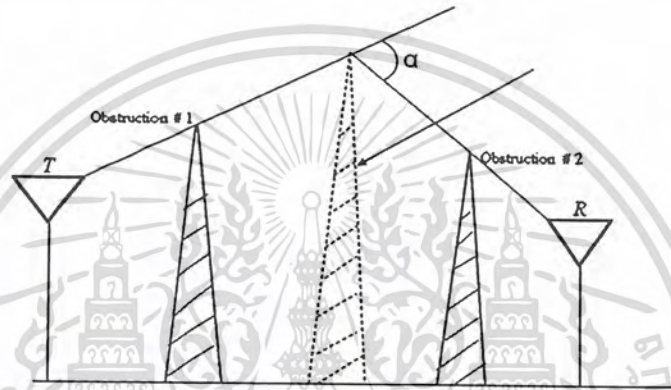
รูปที่ 2.10 กำลังขยาย Knife-edge diffraction ในรูปฟังก์ชันของ Fresnel diffraction พารามิเตอร์ v .

[Rappaport Wireless Communication]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.11.3 Multiple knife-edge diffraction

ในสภาพแวดล้อมจริงนั้น เส้นทางการแพร่กระจายคลื่นมักจะเกิดในบริเวณที่มีมากกว่าหนึ่งสิ่งกีดขวาง ในกรณีนี้ diffraction loss จะต้องคำนวณจากสิ่งกีดขวางทุกตัว ซึ่งยากต่อการคำนวณมาก ดังนั้น Bullington จึงได้เสนอว่า Diffraction loss ที่เกิดจากสิ่งกีดขวางหลายตัวสามารถใช้ “Single knife-edge diffraction model” ได้ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 รูปแบบของ Knife-edge ที่เกิดจากสิ่งกีดขวางหลายตัว

2.1.12 การกระจัดกระจาย (Scattering)

ความเข้มของสัญญาณที่รับได้จริงทางด้านการรับ มักจะมีค่ามากกว่าความเข้มของสัญญาณที่คำนวณจากแบบจำลองการสะท้อน (Reflection model) หรือแบบจำลองการเลี้ยวเบน (Diffraction model) โดยคลื่นที่ไปตกกระทบกับวัตถุ ซึ่งมีผิวไม่เรียบ เช่นเสาไฟ หรือต้นไม้ จะเกิดจากการกระจัดกระจายในทุกทิศทาง คลื่นส่วนนี้สามารถรับได้ที่ Rx ทำให้พลังงานรวมที่รับได้จริงมีค่ามากกว่าการคำนวณ

พื้นผิวที่ดูเหมือนพื้นผิวเรียบ เมื่อมีขนาดใหญ่มากเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสามารถใช้ แบบจำลองการสะท้อนในการคำนวณได้ อย่างไรก็ตาม ความขรุขระเพียงเล็กน้อยของพื้นผิวดังกล่าวอาจจะทำให้การแพร่กระจายคลื่นไม่เป็นไปตามกฎการสะท้อน ดังนั้นแต่ละพื้นผิวจำเป็นต้องมีมาตรฐานเพื่อตรวจสอบความขรุขระของพื้นผิว เพื่อให้สามารถเลือกกฎการแพร่กระจายคลื่นและแบบจำลองที่เหมาะสม เช่น Rayleigh criterion นิยามโดย h_c คือ ความสูงของส่วนนูนของพื้นผิว

$$h_c = \frac{\lambda}{8 \sin \theta_i} \quad (2.82)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย θ_i คือ มุมตกกระทบ

พื้นผิวที่พิจารณาว่ามีลักษณะเรียบ คือพื้นผิวที่ซึ่งความสูง นับจากเนินที่เตี้ยที่สุดไปยังเนินที่สูงที่สุด h มีค่าน้อยกว่า h_c

พื้นผิวที่พิจารณาว่ามีลักษณะหยาบ คือพื้นผิวที่ซึ่งความสูง นับจากเนินที่เตี้ยที่สุดไปยังเนินที่สูงที่สุด h มีค่ามากกว่า h_c

สนามไฟฟ้าสะท้อนกลับ (Reflected E-field) กรณี $h > h_c$ กล่าวคือ กรณีพื้นผิวหยาบ สามารถหาได้เมื่อใช้สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับต่อไปนี้

$$\Gamma_{rough} = \rho_s \Gamma \quad (2.83)$$

เมื่อ ρ_s คือ Scattering loss factor ซึ่งหาค่าได้จากการนำเสนอของ Ament คือ

$$\rho_s = \exp \left[-8 \left(\frac{\pi \sigma_h \sin \theta_i}{\lambda} \right)^2 \right] \quad (2.84)$$

เมื่อ σ_h คือ Standard deviation ของความสูงของพื้นผิว

ค่าของ Scattering loss factor ได้มีการปรับปรุงเพื่อให้มีผลสอดคล้องกับการวัดมากขึ้น นำเสนอโดย Boithias ซึ่งมีสมการดังนี้

$$\rho_s = \exp \left[-8 \left(\frac{\pi \sigma_h \sin \theta_i}{\lambda} \right)^2 \right] I_0 \left[8 \left(\frac{\pi \sigma_h \sin \theta_i}{\lambda} \right)^2 \right] \quad (2.85)$$

เมื่อ I_0 คือ Bessel function of the first kind and zero order

2.1.13 การออกแบบลิงค์บัตต์เจ็ทโดยใช้แบบจำลองการสูญเสียทางระยะทาง

แบบจำลองการแพร่กระจายคลื่น โดยทั่วไป มักจะใช้ทั้งแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ และแบบจำลองจากการวัดร่วมกัน ซึ่งแบบจำลองจากการวัด จะทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ซึ่งสัมพันธ์กับสัญญาณที่รับได้จริง (ข้อเสียคือ ต้องทำการวัดหรือทดลองหลาย ๆ ครั้ง)

แบบจำลองการแพร่กระจายคลื่น ที่ใช้งานบ่อยคือ Path loss model ซึ่งสามารถใช้ในการประมาณค่าของระดับสัญญาณที่รับได้ เทียบกับระยะทางใด ๆ นอกจากนี้ยังสามารถใช้ทำนายค่า SNR ได้ด้วย

2.1.13.1 แบบจำลองค่าการสูญเสียทางระยะทางแบบ Log-distance

ทั้งแบบจำลองทางทฤษฎีและแบบจำลองจากการวัด ซึ่งให้เห็นว่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณที่รับ จะลดลงแบบ Logarithm เมื่อระยะทางเพิ่มขึ้น ไม่ว่าจะป็นช่องสัญญาณภายในหรือภายนอกอาคาร

สำหรับบริเวณกว้าง ๆ (Large scale) ค่าของ Path loss เฉลี่ย คือ

$$\overline{PL}(d) \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad (2.86)$$

หรือ

$$\overline{PL}(dB) = \overline{PL}(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2.87)$$

เมื่อ n คือ Path loss exponent ซึ่งระบุอัตราการเพิ่มขึ้นของ Path loss เมื่อสัมพันธ์กับระยะทาง d_0

และ d_0 คือระยะทางอ้างอิง ได้มาจากการวัด เทียบกับ Tx

และ d คือระยะห่างระหว่าง Tx-Rx

โดยเครื่องหมาย ขีดบน ในสมการ (2.85) และ (2.86) หมายถึงการหาค่าเฉลี่ย

ตารางที่ 2.2 ค่า Path loss exponents สำหรับสิ่งแวดล้อมที่แตกต่างกันไป

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

2.1.13.2 การจางหายคลื่นวิทยุเคลื่อนที่ : แบบ Small-scale และ มัลติพาท

การจางหายของสัญญาณแบบ Small-scale หรือ การจางหายอย่างง่าย ถูกใช้อธิบายการเปลี่ยนแปลงของคลื่นอย่างรวดเร็วของ แอมพลิจูด เฟส หรือ มัลติพาท ความล่าช้าของสัญญาณวิทยุในช่วงเวลาสั้นๆ หรือในระยะทางสั้นๆ ดังนั้น ผลของการสูญเสียเส้นทางของ large-scale จึงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้หาประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่นำมาคิด การจางหายของสัญญาณเกิดจากการแทรกสอดของสัญญาณจากเครื่องส่งตั้งแต่สองสัญญาณขึ้นไปซึ่งไปถึงยังเครื่องรับในเวลาที่แตกต่างกัน คลื่นเหล่านี้ถูกเรียกว่าคลื่นมัลติพาธ ถูกนำมารวมยังเสาสัญญาณเครื่องรับซึ่งผลจากสัญญาณซึ่งสามารถแปรปรวนอย่างกว้างใน แอมพลิจูด และ เฟส ขึ้นอยู่กับการรบกวนของความเข้มข้นของความสัมพันธ์ระหว่างการจางเวลาของคลื่น และ แบนด์วิดท์ของสัญญาณเครื่องส่ง

2.1.13.3 การกระจายมัลติพาธของ Small-scale

มัลติพาธในช่องสัญญาณคลื่นวิทยุส่งผลให้เกิดการจางหาย Small-scale ได้จากสามสาเหตุสำคัญ คือ การเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วของกำลังของสัญญาณผ่านระยะทางสั้นๆ หรือ ช่วงเวลาสั้น การสุมความถี่ที่ถูกปรับเปลี่ยนอันเนื่องจากการแปรปรวนของ Doppler shifts บนสัญญาณมัลติพาธที่แตกต่างกันการแพร่กระจายทางเวลาเกิดจากความล่าช้าของการกระจายคลื่นแบบมัลติพาธภายในพื้นที่ของเมืองที่เต็มไปด้วยสิ่งก่อสร้าง กระจางหายที่เกิดขึ้นเพราะ ความสูงของสายอากาศเคลื่อนที่อยู่ต่ำกว่าสิ่งก่อสร้าง ดังนั้นจึงทำให้ไม่เกิดคลื่นในแนวสายตา (LOS) มัลติพาธไปยังสถานีฐาน ถึงแม้ยังคงมีคลื่นในแนวสายตา มัลติพาธที่ปรากฏอันเนื่องจากการสะท้อนจากพื้นและสิ่งก่อสร้างรอบๆ การเข้ามาของคลื่นวิทยุจากทิศทางที่แตกต่างกันกับความแตกต่างของความล่าช้าของการกระจาย สัญญาณที่รับมาโดยการเคลื่อนที่ในจุดใดก็ตามในพื้นที่ประกอบจากแนวระนาบคลื่นจำนวนมากที่มีการสุมการกระจายแอมพลิจูด เฟส และมุมที่เดินทางมาถึง มัลติพาธที่เข้ามาถึงสายอากาศด้านรับจะเป็นเวกเตอร์ มีผลทำให้สัญญาณที่ได้รับเกิดความผิดเพี้ยน โดยการเคลื่อนที่ที่ผิดรูปแบบหรือจางหาย แม้ว่าเมื่อเครื่องรับเคลื่อนที่เป็นสถานที่ประจำในการรับสัญญาณอาจจะยังคงมีการจางหายอันเนื่องจากการเคลื่อนที่ไปรอบๆ วัตถุในสัญญาณวิทยุ

ถ้าวัตถุในช่องสัญญาณวิทยุไม่มีการเคลื่อนที่ การเคลื่อนไหวถูกพิจารณาเฉพาะการเคลื่อนที่ ดังนั้นจึงพิจารณาเฉพาะการกระจายของวัตถุในอากาศเพียงอย่างเดียว การเปลี่ยนแปลงในอากาศเป็นผลของสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงชั่วคราวโดยเครื่องรับที่มีการเคลื่อนที่ผ่านพื้นที่มัลติพาธอันเนื่องจาก โครงสร้างและเพื่อทำลายผลของคลื่นมัลติพาธที่นำมารวมกัน ณ จุดที่มีความแตกต่างกันในอากาศ เครื่องรับเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสูงสามารถจางหายในระยะทางสั้นๆ ในกรณีที่สำคัญ เครื่องรับอาจจะหยุดในที่ต่างๆที่ซึ่งสัญญาณรับมีการจางหายมาก ถ้าการบำรุงรักษาการติดต่อสื่อสารที่ดีย่อมมีความยาก ถึงแม้ผ่านยานพาหนะหรือผู้คนที่เดินในละแวกใกล้เคียงของการเคลื่อนที่สามารถเกินการรบกวนที่บ่อยในพื้นที่ที่สนใจ ด้วยวิธีนั้นทำให้เกิดการลดลงที่มีความเป็นไปได้ของสัญญาณรับที่เหลืออยู่ในส่วนลึกจากระยะเวลานาน สายอากาศที่หลากหลายจะป้องกันการจางหายได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อันเนื่องมาจากความสัมพันธ์การเคลื่อนไหวที่เกิดระหว่างสถานีเคลื่อนที่และสถานีฐาน ทุกๆคลื่นมัลติพาธจากปรากฏขึ้นในการเคลื่อนย้ายของความถี่ การเคลื่อนย้ายในการรับสัญญาณ ความถี่อันเนื่องมาจาก Doppler shift และสัดส่วนทิศทางไปยังความเร็วและทิศทางของสถานีเคลื่อนที่ กับประเด็นของทิศทางที่มาถึงของคลื่นมัลติพาธด้านรับ

2.1.13.4 Doppler shift

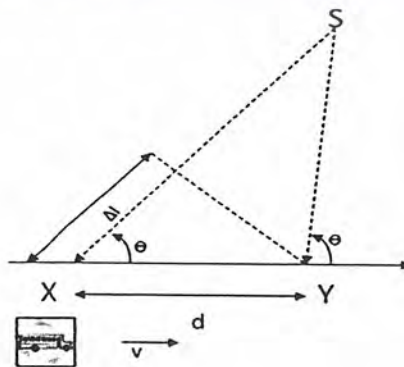
พิจารณาโมบายเคลื่อนที่ไปด้วยความเร็วคงที่ v , และระยะห่างระหว่างจุด X และ Y เป็น d เมตร ระหว่างที่รับสัญญาณจากแหล่งกำเนิดระยะไกล S ดังที่แสดงในรูปที่ 2.20 ระยะห่างระหว่างเส้นทางจากแหล่งกำเนิด S ไปยังโมบายที่จุด X และ Y คือ $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$ โดยที่ Δt คือเวลาที่ต้องการจากการเคลื่อนที่ไปถึงจุด X และ Y และ θ เป็นมุมที่จุด X และ Y เช่นกัน เนื่องจากเรากำหนดว่าแหล่งกำเนิดนั้นอยู่ในระยะที่ห่างไกลมาก เฟสที่ฝั่งรับจะเปลี่ยนไปเมื่อความยาวของเส้นทางเปลี่ยนไป ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (2.88)$$

และความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปหรือ Doppler shift, f_d จะสามารถเขียนในรูปสมการ

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cdot \cos \theta \quad (2.89)$$

สมการที่ 2.88 เป็นสมการของ Doppler shift ที่แปรผันตามความเร็วและมุมระหว่างทิศทางของการเคลื่อนที่ของ โมบายและทิศทางที่คลื่นเข้ามา จะเห็นได้ว่าโมบายเคลื่อนที่ไปในทิศทางเดียวกับทิศทางที่คลื่นเข้ามา ค่า Doppler shift จะเป็นบวก และถ้าโมบายเคลื่อนที่ออกจากทิศทางที่คลื่นเข้ามา ค่า Doppler shift จะเป็นลบ



รูปที่ 2.12 รูปของผลกระทบจาก Doppler

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.13.5 แบบจำลองผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมัลติพาธ

ค่าต่างๆ ที่ใช้ในสเกลขนาดเล็กนี้ส่วนใหญ่แล้วอ้างอิงจากผลการตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่ ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์นี้มีคุณสมบัติของช่องสัญญาณแบบกว้าง และมีข้อมูลจำเป็นครบถ้วนเพื่อใช้สำหรับการจำลองหรือวิเคราะห์การส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณ ในแง่ของความเป็นจริงที่ว่าช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่อาจจะถูกจำลองด้วยตัวกรองแบบเชิงเส้นด้วยเวลาของผลตอบสนองอิมพัลส์ที่แตกต่างกันไป โดยที่เวลาที่แตกต่างกันนี้จะขึ้นอยู่กับความเร็วของการเคลื่อนที่ของตัวรับ โดยธรรมชาติการกรองสัญญาณของช่องสัญญาณของผลรวมของขนาดและเวลาของคลื่นที่เข้ามา ณ เวลาใดๆนั้น ผลตอบสนองของสัญญาณมีคุณสมบัติที่มีประโยชน์ของช่องสัญญาณ เนื่องจากสามารถใช้ในการทำนายหรือเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ที่ที่แตกต่างกันได้

ในรูป 2.12 ตัวรับเคลื่อนที่ไปตามพื้นดินด้วยความเร็วคงที่ v สำหรับตำแหน่งที่กำหนดไว้ที่ d , ช่องสัญญาณระหว่างตัวส่งและตัวรับสามารถจำลองโดยใช้ระบบเวลาเชิงเส้น(เวลาเพิ่มขึ้นหรือลดลงเป็นเชิงเส้น) อย่างไรก็ตาม เนื่องจากคลื่นที่เข้ามานั้นแตกต่างกันและมีค่าหน่วงเวลาการแพร่กระจายคลื่นที่ตำแหน่งต่างๆ กันที่ตัวรับ ผลตอบสนองอิมพัลส์ที่ระยะทาง d ใดๆ สามารถแทนได้ด้วย $h(d,t)$ โดยที่ $x(t)$ คือสัญญาณส่ง และ $y(d,t)$ คือสัญญาณที่รับได้ ที่จุด d ใดๆ และสามารถเขียนได้ด้วยการคอนโวลูชันระหว่าง $x(t)$ กับ $h(d,t)$

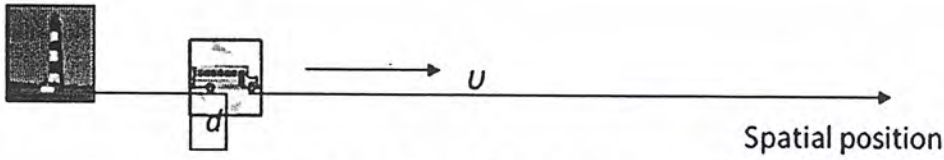
$$y(d,t) = x(t) \otimes h(d,t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(d,t-\tau)d\tau \quad (2.90)$$

สำหรับระบบที่ $h(d,t) = 0$ และ $t < 0$ แล้วจะสามารถเขียนสมการ 2.90 ได้ใหม่เป็น

$$y(d,t) = \int_{-\infty}^t x(\tau)h(d,t-\tau)d\tau \quad (2.91)$$

ตั้งแต่ตัวรับเคลื่อนที่ไปตามพื้นดินด้วยความเร็วคงที่ v , แล้วตำแหน่งของตัวรับสามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้โดย

$$d = vt \quad (2.92)$$



รูปที่ 2.13 ช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่ในรูปของฟังก์ชันของเวลาและพื้นที่

เมื่อแทนสมการที่ 2.92 ในสมการที่ 2.91 จะได้

$$y(vt, t) = \int_{-\infty}^t x(\tau) h(vt, t - \tau) d\tau \quad (2.93)$$

เนื่องจาก v เป็นค่าคงที่ $y(vt, t)$ เป็นเพียงแค่ฟังก์ชันของ t ดังนั้น สมการที่ 2.93 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$y(t) = \int_{-\infty}^t x(\tau) h(vt, t - \tau) d\tau = x(t) \otimes h(vt, t) = x(t) \otimes h(d, t) \quad (2.94)$$

จากสมการที่ 2.93 จะเห็นได้ชัดว่าช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่ที่ถูกจำลองด้วยเวลาเชิงเส้นที่มีค่าแตกต่างกันไปในแต่ละช่องสัญญาณ โดยที่ช่องสัญญาณจะเปลี่ยนไปเรื่อยๆ ขึ้นกับเวลาและระยะทาง

เนื่องจาก v เป็นค่าคงที่ของช่วงระยะเวลาสั้นๆ อาจจะให้ $x(t)$ แทนรูปแบบคลื่นแบนด์พาสที่ถูกส่งไป $y(t)$ คือรูปแบบคลื่นที่ได้รับ และ $h(t, \tau)$ คือผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่วงเวลามัลติพาสที่แตกต่างกันไปของช่องสัญญาณวิทยุ ผลตอบสนองอิมพัลส์ $h(t, \tau)$ เป็นคุณสมบัติของช่องสัญญาณที่เขียนในรูปของฟังก์ชัน t และ τ ค่า t คือเวลาที่แตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับเคลื่อนที่ และ τ คือค่าหน่วงเวลามัลติพาสของช่องสัญญาณสำหรับค่าของ t ที่กำหนดให้

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h(t, \tau) d\tau = x(t) \otimes h(t, \tau) \quad (2.95)$$

$x(t)$	\triangleright	$h(t, \tau) = \text{Re}\{h_b(t, \tau)e^{j\omega_c t}\}$ (a)	\triangleright	$y(t)$ $y(t) = \text{Re}\{r(t)e^{j\omega_c t}\}$ $y(t) = x(t) \otimes h(t)$
$c(t)$	\triangleright	$\frac{1}{2}h_b(t, \tau)$ (b)	\triangleright	$r(t)$ $r(t) = c(t) \otimes \frac{1}{2}h_b(t)$

รูปที่ 2.14 (a) แบบจำลองผลการตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบนพาซ; (b) แบบจำลองผลการตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณเทียบเท่าแบนพาซ

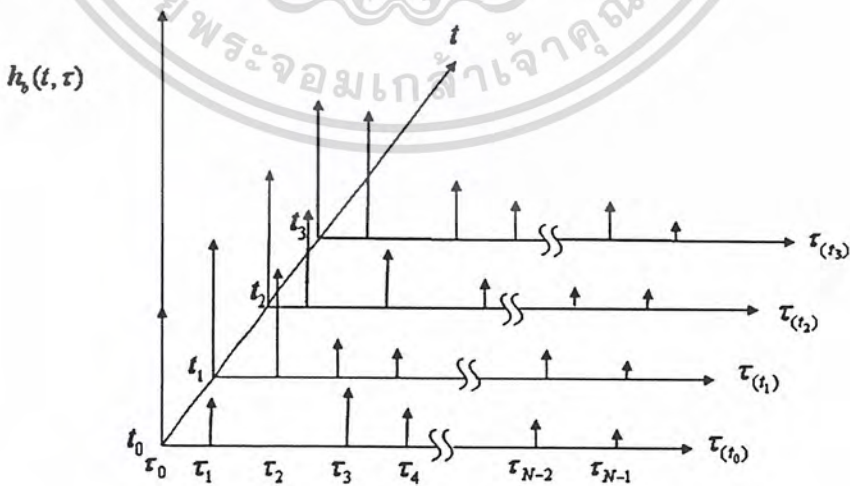
ระบบใดๆ ที่มีการเปลี่ยนแปลงไปตามเวลา ในลักษณะเชิงเส้น จะเรียกว่าเป็น (Linear Time Varying :LTV) System

ในกรณีของ Baseband impulse response,

$$h_b(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t, \tau) \exp[j(2\pi f_c \tau_i(t) + \phi_i(t, \tau))] \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (2.96)$$

ถ้าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณไม่มีการเปลี่ยนแปลงไปตามเวลา (Time invariant) แล้ว สมการที่ 2.96 สามารถลดรูปได้ดังนี้

$$h_b(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i) \delta(\tau - \tau_i) \quad (2.97)$$



รูปที่ 2.15 คือตัวอย่างกราฟแสดงแบบจำลองผลตอบสนองอิมพัลส์ ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างผลตอบสนองอิมพัลส์ เวลา และ คีเลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Power delay profile (PDP) หาได้จาก

$$P(\tau) \approx k |h_b(t, \tau)|^2 \quad (2.98)$$

เมื่อ k คือ อัตราขยายของกำลังงานซึ่งเป็นค่าคงที่ โดยที่มีความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานส่งของสัญญาณพัลส์ และกำลังงานที่รับได้จาก PDP

2.1.13.6 Small-scale fading

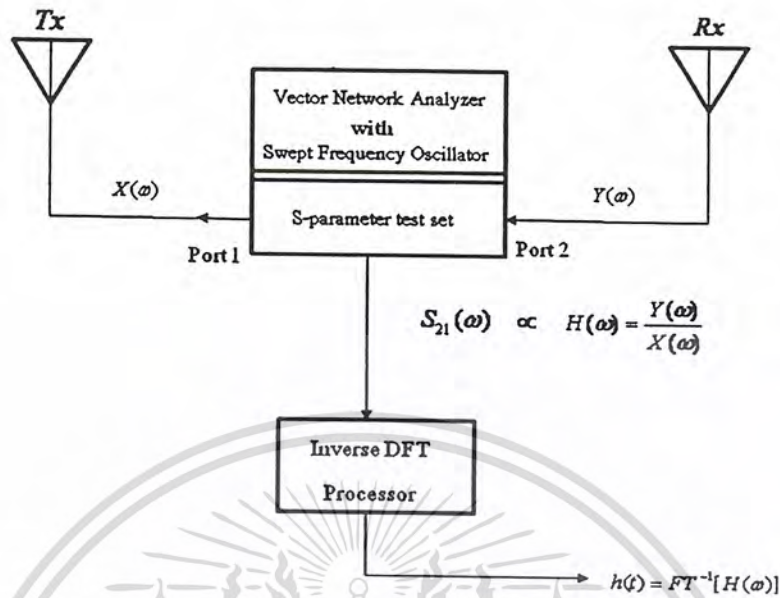
อธิบายการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว (Rapid fluctuation) ของขนาด (Amplitude) เฟส (Phase) หรือ Multipath delays ของสัญญาณคลื่นวิทยุเมื่อพิจารณาในช่วงเวลาสั้น ๆ หรือในระยะทางสั้น ๆ ซึ่งเกิดจากการแทรกสอดกันระหว่างสัญญาณสองสัญญาณหรือจำนวนมากกว่าสองสัญญาณ (ซึ่งเกิดจากสัญญาณที่ส่งมาเพียงสัญญาณเดียว) ที่เดินทางมาถึงเครื่องรับในเวลาที่แตกต่างกันเล็กน้อย โดยสัญญาณต่าง ๆ ที่เกิดจากสัญญาณส่งเพียงตัวเดียว ซึ่งเดินทางมาถึง Rx ณ เวลาที่ต่างกันนี้จะเรียกว่า “Multipath waves” และสัญญาณรวมทางด้านรับ ที่เกิดจากการรวมกันของ Multipath waves นี้ อาจจะมีขนาดหรือเฟสแตกต่างไปจากสัญญาณด้านส่ง

- Small-scale multipath propagation

Multipath ในช่องสัญญาณคลื่นวิทยุ จะทำให้เกิดผลกระทบหลัก ๆ คือ

- การเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วของความเข้มของสัญญาณ บนช่วงเวลาหรือระยะทางสั้น ๆ ในการเดินทางของคลื่น
- การมอดูเลตทางความถี่แบบสุ่ม (Random frequency modulation) เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของ Doppler shift ของ Multipath signal ที่แตกต่างกัน
- การแพร่กระจายทางเวลา (Time dispersion : echo ซึ่งเกิดจาก Multipath propagation delays)

- Frequency domain channel sounding



รูปที่ 2.16 โดเมนความถี่ของระบบการวัดช่องสัญญาณผลตอบสนองอิมพัลส์

จากรูปที่ 2.16 แสดงให้เห็นถึงขั้นตอนการทำ Frequency domain channel sounding โดยเริ่มจาก

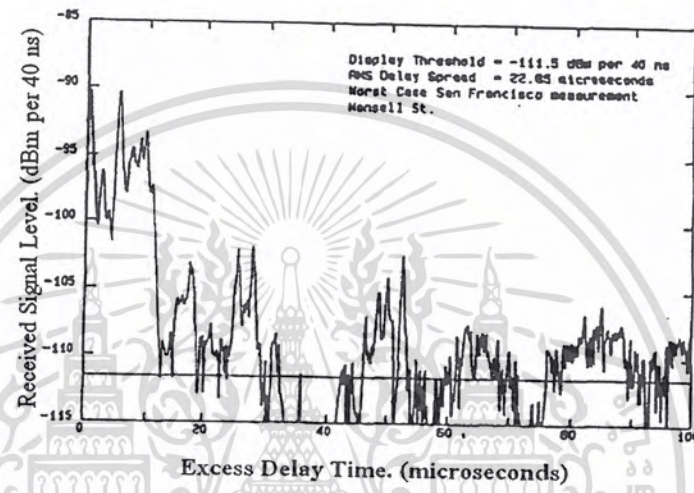
- วัด Channel impulse response ในโดเมนความถี่
- การควบคุมระบบเครือข่ายเวกเตอร์ (Vector network analyzer: VNA) จะควบคุมการกวาดความถี่ที่ต้องการวิเคราะห์ และ กลุ่มของ S-parameter จะใช้ในการมอนิเตอร์ Frequency response ของช่องสัญญาณ
- การวัดค่าจะกระทำแต่ละความถี่ โดยจะต้องป้อนอินพุตที่ Port 1 และสังเกตสัญญาณที่รับได้ที่ Port 2
- ค่า S21 จะแทนค่า Channel impulse response ในโดเมนความถี่
- แปลงให้อยู่ในโดเมนเวลาด้วย (Inverse discrete fourior transform : IDFT)

ข้อเสีย คือ จำเป็นต้องทำการ Clibration อุปกรณ์ก่อนทำการวัด และทำได้ในบริเวณไม่กว้าง (เหมาะสำหรับการวัดภายในอาคาร)

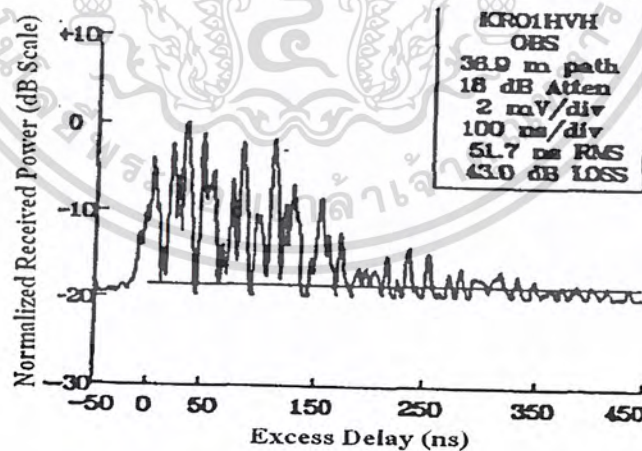
2.1.13.7 พารามิเตอร์สำหรับช่องสัญญาณมัลติพาทเคิลอื่นที่

พารามิเตอร์ของช่องสัญญาณมัลติพาทเคิลอื่นที่ได้จาก Power delay profile ที่ได้ โดยใช้เทคนิคการวัดที่จะบอกต่อไปโดยจะแสดงในรูปแบบกราฟที่พล็อตระหว่างกำลังงานที่รับได้ในฟังก์ชันของ Excess delay โดยอ้างอิงกับค่าหน่วยเวลาที่กำหนดขึ้น Power delay profile หากจากเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญูยตราหน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าเฉลี่ยของการวัดในสเกลขนาดเล็ก ขึ้นอยู่กับช่องสัญญาณที่ศึกษา นักวิจัยมักจะเลือกใช้เพียงแค่ว่าหนึ่งส่วนของความยาวคลื่นด้วยระยะไม่เกิน 6 เมตรในการศึกษาช่องสัญญาณภายนอกและไม่เกิน 2 เมตรในการศึกษาช่องสัญญาณภายในอาคาร ด้วยขอบเขตความถี่ 450 MHz ถึง 6 GHz ในรูป 2.17 แสดงผลของ Power delay profile ทั้งในช่องสัญญาณภายในและภายนอกอาคาร



(a)



(b)

รูปที่ 2.17 ค่าที่วัดได้ของ Multipath power delay profiles: (a) จากระบบเซลลูลาร์ 900 MHz ใน San Francisco; (b) ในร้านขายของชำที่ 4 GHz. [Rappaport Wireless Communication]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.13.8 พารามิเตอร์การกระจายของเวลา (Time dispersion parameters)

การที่จะเปรียบเทียบช่องสัญญาณมัลติพาธที่แตกต่างกันและการพัฒนาการออกแบบช่องสัญญาณสำหรับระบบไวร์เลสนั้น จำเป็นต้องใช้พารามิเตอร์ที่สามารถหาค่าเกี่ยวกับช่องสัญญาณมัลติพาธได้ พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องคือ Mean excess delay, RMS delay spread และ Excess delay ซึ่งสามารถหาได้จาก Power delay profile คุณสมบัติของเวลาการกระจายของช่องสัญญาณมัลติพาธแบบกว้างสามารถหาได้จาก Mean excess delay ($\bar{\tau}$) กับ RMS delay spread (σ_τ) ค่า Mean excess delay หาได้จาก

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.99)$$

ส่วนค่า RMS delay spread หาได้จาก

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (2.100)$$

โดยที่

$$\tau^2 = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.101)$$

ค่าหน่วยเวลาเหล่านี้ถูกวัดขึ้นอ้างอิงจากสัญญาณที่ได้รับสัญญาณแรก ที่ $\tau_0 = 0$ สมการที่ 2.99-2.101 ไม่ได้ใช้ค่าสัมบูรณ์ของระดับกำลังงาน $P(\tau)$ โดยตรง เพียงแต่อ้างอิงถึงเท่านั้น ค่าของ RMS delay spread มีหน่วยเป็น ไมโครวินาที (Microsecond) ในช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่ภายนอก และมีหน่วยเป็นนาโนวินาที (Nanosecond) ในช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่ภายในอาคาร ตารางที่ 2.3 แสดงให้เห็นถึงการวัดค่า RMS delay spread

การหาค่า RMS delay spread กับค่า Excess delay หาได้จากภาพตัดขวางการประวิงกำลัง (Power delay profile) เพียงหนึ่งตัวเท่านั้น โดยปกติแล้วการวัดมักจะทำในหลายๆ พื้นที่เพื่อที่จะทำออกมาในรูปแบบขอบเขตสถิติของพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณมัลติพาธสำหรับระบบการสื่อสารเคลื่อนที่บนพื้นที่สเกลขนาดใหญ่

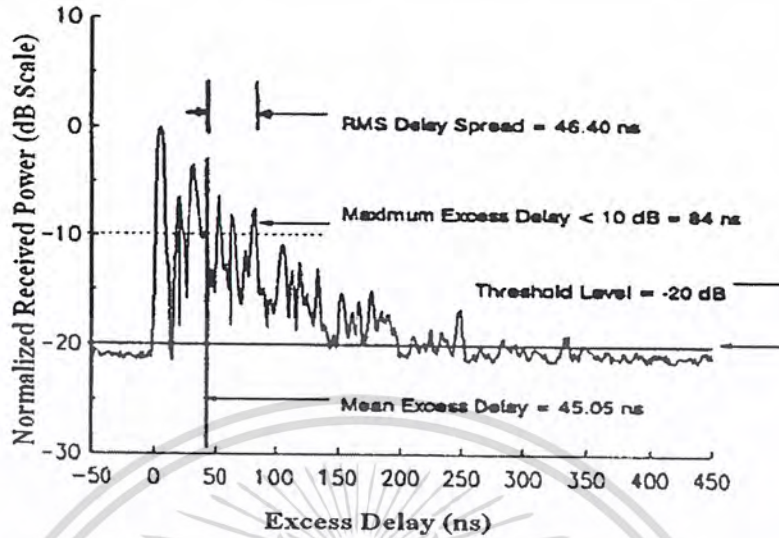
ค่าสูงสุดของ Excess delay (X dB) ของ Power delay profile ถูกกำหนดให้เป็นค่าหน่วยเวลา (Time delay) ระหว่างพลังงานมัลติพาธที่ตกลงจาก X dB ซึ่งก็คือค่าสูงสุด หรืออธิบายได้ว่า ค่าสูงสุดของ Excess delay ถูกกำหนดให้เป็น $\tau_x - \tau_0$ ที่ซึ่ง τ_0 คือสัญญาณแรกที่รับได้ และ τ_x คือค่าหน่วยเวลาสูงสุดที่องค์ประกอบมัลติพาธที่มีค่าไม่เกิน X dB เป็นสัญญาณที่แรงที่สุดที่รับได้ (ซึ่งไม่จำเป็นต้องเข้ามาที่เวลา τ_0) รูปที่ 2.20 แสดงให้เห็นถึงการคำนวณค่าสูงสุดของ Excess

delay สำหรับมัลติพาธภายใน 10 dB ของค่าสูงสุด ค่าสูงสุด Excess delay (X dB) กำหนดขอบเขตชั่วคราวของมัลติพาธที่สูงกว่าค่า Threshold บางครั้งจะเรียกค่าของ τ_x ว่า Excess delay spread ของ Power delay profile แต่ในกรณีทั้งหมดจะต้องมีค่า threshold ซึ่งอ้างอิงจาก Noise floor ไปจนถึงจำนวนมัลติพาธที่รับได้มากที่สุด

ตารางที่ 2.3 ตารางค่า RMS delay spread ตามแบบฉบับการวัดค่า

Environment	Frequency (MHz)	RMS Delay Spread (σ_r)	Notes	Reference
Urban	910	1300 ns avg. 600 ns st. dev. 3500 ns max.	New York City	[Cox75]
Urban	892	10-25 μ s	Worst case San Francisco	[Rap90]
Suburban	910	200-310 ns	Averaged typical case	[Cox72]
Suburban	910	1960-2110 ns	Averaged extreme case	[Cox72]
Indoor	1500	10-50 ns 25 ns median	Office building	[Sa187]
Indoor	850	270 ns max.	Office building	[Dev90a]
Indoor	1900	70-94 ns avg. 1470 ns max.	Three San Francisco buildings	[Sei92a]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.18 ตัวอย่างของ Power delay profile แบบภายในอาคาร แสดงค่า RMS delay spread, mean Excess delay, Maximum excess delay (10dB), และค่าระดับ Threshold. [Rappaport Wireless Communication]

ค่าของ Power delay profile และขนาดของความถี่จะอยู่ในรูปของ Fourier transform ซึ่งสามารถใช้ลักษณะเฉพาะของผลตอบสนองทางความถี่ได้ พารามิเตอร์ Delay spread ในโดเมนของเวลา, coherence bandwidth ใช้ในการบอกลักษณะเฉพาะในโดเมนความถี่ ค่า RMS delay spread และ Coherence bandwidth เป็นส่วนกลับของกันและกัน แม้ว่าความสัมพันธ์ของทั้งสองจะเป็นฟังก์ชันของโครงสร้างมัลติพาทก็ตาม

2.1.13.9 Coherence bandwidth

ในขณะที่ Delay spread เป็นผลที่เกิดการสะท้อนและการกระจัดกระจายของเส้นทางการแพร่กระจายในช่องสัญญาณวิทยุ Coherence bandwidth, B_c ถูกกำหนดให้หาจาก RMS delay spread ซึ่งมันเป็นการวัดทางสถิติของขอบเขตของความถี่ที่ช่องสัญญาณมองว่าพื้นที่นั้นราบเรียบหรืออธิบายได้อีกอย่าง คือ Coherence bandwidth คือขอบเขตของความถี่ของสององค์ประกอบที่มีศักยภาพดีสำหรับขนาดการคอร์เรชัน ถ้า Coherence bandwidth ถูกกำหนดให้มีค่ามากกว่าฟังก์ชันคอร์เรชันความถี่ที่มีค่า 0.9 แล้วเราสามารถประมาณค่าได้ดังนี้

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_r} \quad (2.102)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ถ้ามีค่ามากกว่า 0.5 จะสามารถประมาณค่าได้ดังนี้

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_r} \quad (2.103)$$

ความสัมพันธ์ระหว่าง Coherence bandwidth และ RMS delay spread เป็นฟังก์ชันของผลตอบสนองอิมพัลส์และสัญญาณที่ใช้ และในสมการที่ 2.101 และ 2.102 ถูกเรียกว่า Ball park estimates เทคนิคการวิเคราะห์สเปกตรัมและการจำลองแบบจะต้องใช้ผลกระทบที่เวลานั้นๆ ต่อมัลติพาทหนึ่งๆ ที่มีสัญญาณส่งแน่นอน เพราะฉะนั้นแบบจำลองช่องสัญญาณจะต้องใช้ในการออกแบบ โมเด็มเฉพาะของแอปพลิเคชันของระบบไร้สาย

2.1.13.10 Doppler spread และ Coherence time

Doppler spread และ Coherence time เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้อธิบายธรรมชาติของช่องสัญญาณในพื้นที่นั้นๆ อย่างไรก็ตามมันไม่ได้แสดงให้เห็นถึงค่าเวลาที่แตกต่างกันไปของช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นจากการเคลื่อนที่ระหว่าง โมบายกับสถานีฐาน หรือจากการเคลื่อนที่ของวัตถุในช่องสัญญาณนั้นๆ Doppler spread และ Coherence time เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้อธิบายค่าของเวลาต่างๆ ในระบบที่มีสเกลขนาดเล็ก

Doppler spread, B_D เป็นการวัดค่าจากสเปกตรัมของอัตราเวลาของช่องสัญญาณการเคลื่อนที่ และถูกกำหนดให้มีขอบเขตของความถี่ซึ่งมี Doppler spectrum ใกล้เคียงศูนย์มาก เมื่อสัญญาณเสียงรูปไซน์ของความถี่ f_c ถูกส่งมา สเปกตรัมของสัญญาณที่รับได้ซึ่งเรียกว่า Doppler spectrum จะมีขอบเขตอยู่ที่ $f_c - f_d$ ถึง $f_c + f_d$ โดยที่ f_d คือ Doppler shift ค่าของสเปกตรัมขึ้นอยู่กับ f_d ซึ่งเป็นฟังก์ชันที่เกี่ยวข้องกับความเร็วของโมบาย และมุม θ ระหว่างทิศทางของโมบายและทิศทางของคลื่นที่เข้ามา ถ้าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์มากกว่า B_D มากๆ แล้วผลกระทบจาก Doppler spread เล็กน้อยที่ด้านรับเป็นการจางหายของช่องสัญญาณแบบช้า

Coherence time เป็นโคเมนเวลาที่มีค่าทวีคูณของ Doppler spread และใช้บอกคุณลักษณะเฉพาะของเวลาที่แตกต่างกันไปตามความถี่ของช่องสัญญาณในโคเมนของเวลา ความสัมพันธ์ของ Doppler spread กับ Coherence time คือ

$$T_c \approx \frac{1}{f_m} \quad (2.104a)$$

Coherence time ถูกวัดได้และเก็บแบบสถิติในรูปแบบของระยะเวลาของผลตอบสนองอิมพัลส์ที่มีค่าแตกต่างกันไปตามเวลานั้นๆ หรืออธิบายได้อีกอย่างว่า Coherence time

เป็นช่วงของเวลาของสัญญาณที่รับได้สองสัญญาณที่มีศักยภาพดีที่สุดสำหรับขนาดของการลดแอกสาร์เป็นแอกสาร์ทงวนเวลาด้วยการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเห็นแบบฉบับะเอียดในการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รีเรชั่น ถ้าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์นั้นมากกว่า Coherence time ของช่องสัญญาณแล้ว ช่องสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงไปตามการส่งข้อมูลของเบสแบนด์ ดังนั้นจะทำให้เกิดการลอคทอนที่ฝั่งรับ ถ้า Coherence time ถูกกำหนดให้อยู่ในฟังก์ชันของคอรีเรชั่นที่มากกว่า 0.5 แล้ว สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$T_C \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (2.104b)$$

ที่ซึ่ง f_m คือค่าสูงสุดของ Doppler shift โดยที่ $f_m = v/\lambda$ กฎทั่วไปที่นิยมใช้ในระบบการสื่อสารสมัยใหม่คือการกำหนดให้ Coherence time เป็นค่ากลางของสมการที่ 2.104a และ 2.104b นั่นคือ

$$T_C = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m} \quad (2.104c)$$

นิยามของ Coherence time บอกว่าสัญญาณสองสัญญาณที่เข้ามาในเวลาที่แตกต่างกันมีค่ามากกว่า T_C จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามช่องสัญญาณ ยกตัวอย่างเช่นในการเดินทางโดยพาหนะด้วยความเร็ว 60 mph ที่ความถี่ 900 MHz ค่าของ T_C จะมีค่าเป็น 2.22 ms จากสมการที่ 2.104b ถ้าระบบการส่งแบบดิจิทัลถูกใช้แล้ว トラบเท่าที่ Symbol rate มีค่ามากกว่า $1/T_C = 454 \text{ bps}$ ช่องสัญญาณจะไม่เปลี่ยนแปลงไปเนื่องจากการเคลื่อนที่ ถ้าใช้สมการที่ 2.104c แล้ว $T_C = 6.77 \text{ ms}$ และ symbol rate จะมากกว่า 150 bits/s เพื่อที่จะห้ามไม่ให้เกิดการลอคทอนเนื่องจากความถี่ถูกลอคทอน

2.2 Ray-Tracing

จากการใช้ความถี่มากกว่า 2 GHz สำหรับ IMT-2000 หรือจะมากกว่า 5 GHz ถึง 8 GHz สำหรับ MMAC และระบบโทรศัพท์มือถือรุ่นที่ 4 โครงสร้างพื้นฐานของ Micro-cell และ Pico-cell เป็นสิ่งที่จะเป็นที่ต้องการมากที่สุดในอนาคต อย่างไรก็ตาม การลดขนาดของเซลล์นี้ ทำให้วิธีการควบคุมแบบแผนของแบบจำลองทางสถิติเพื่อที่จะออกแบบเซลล์และเลียนแบบการส่งสัญญาณเป็นไปได้ยาก เพราะวิธีการเหล่านี้ถูกออกแบบมาเพื่อใช้ในสภาพแวดล้อมที่เป็นแบบ Macro-cellular สำหรับการวิเคราะห์และการประเมินค่าประสิทธิภาพของการทำงานในระบบในสภาพแวดล้อมแบบ Macro-, Micro- และ Pico-cellular สิ่งสำคัญคือการใส่แบบจำลองลงไป ในสภาพแวดล้อมแบบ Micro- และ Pico-cellular การทำแบบจำลองนี้เราจะใช้วิธี Ray Tracing ซึ่งเป็นวิธีการคิดว่าคลื่นวิทยุคือรังสีที่เดินทางไป เพราะว่ามันใหญ่กว่าความยาวคลื่นมากในกรณีของระบบสื่อสารที่ทันสมัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธี Ray Tracing ค่อยๆเป็นที่นิยมมากขึ้นในการเข้าถึงสำหรับการคาดเดาการแพร่กระจายและการจำลองแบบจำลองตั้งแต่ปี 1990, Ray Tracing เป็นวิธีการที่นำคอมพิวเตอร์กราฟฟิคกับทฤษฎีเกี่ยวกับแม่เหล็กไฟฟ้ามารวมกันเพื่อที่จะตรวจสอบการทำงานของ การแพร่กระจายคลื่นในช่องสัญญาณได้อย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุด โดยพื้นฐานรังสีเริ่มจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ สลับกับการแพร่กระจายของวัตถุเช่นการสะท้อนของพื้นผิว (Reflection) การแตกกระจายของคลื่น (Diffraction) และการแพร่กระจาย (Scattering) และการส่งข้อมูลภายใน (Transmission indoor) ด้วยรูปแบบข้อมูลของการแพร่กระจายวัตถุ รังสีที่ได้รับอาจถูกตามและขอบเขตของรังสีจะถูกคำนวณ โดยใช้ทฤษฎีของ Geometrical Optics (GO) และ Uniform Theory of diffraction (UTD) และอื่นๆ

2.2.1 ประเภทของ Ray-Tracing

2.2.1.1 Ray-launching method

รังสีถูกปล่อยออกไปตามแต่ละทิศทางจากเครื่องส่งและจะถูกติดตามเส้นทางไปจนกว่ามันจะไปถึงเส้นทางที่วนเป็นวงกลม (วนกลับมาที่เดิมหรือเป็นลูบ) หรือไปถึงขอบเขตของเครื่องรับ ซึ่งจะใช้ตรวจจับรังสีที่ได้รับเข้ามา เมื่อรังสีไปตกกระทบมุมจะเกิดการปล่อยรังสีออกมาอีกครั้ง ปริมาณการคำนวณจะเพิ่มมากขึ้นเมื่อรังสีที่ปล่อยออกไปเพิ่มขึ้นและเมื่อการตกกระทบเพิ่มขึ้นด้วย

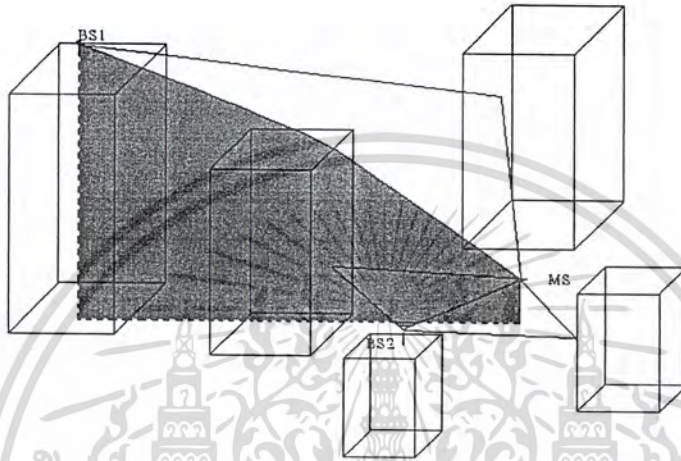
2.2.1.2 Image method

เราจะใช้วิธีติดตามรังสีโดยอ้างอิงจาก Image theory ทำให้สามารถหาแหล่งกำเนิดของรูปจำลองของเครื่องส่งได้ คือจากการที่รังสีตกกระทบวัตถุแล้วแตกกระจายออกทำให้เราคำนวณหาเส้นทางของรังสีได้ วิธีนี้เมื่อมีรังสีมากก็จะต้องใช้เวลาในการคำนวณมาก และยังต้องใช้หน่วยความจำที่มากอีกด้วย

ในการพัฒนาการคาดเดาการแพร่กระจายและแบบแผนการจำลองช่องสัญญาณ สภาพแวดล้อมการแพร่กระจายของคลื่นจะต้องถูกพิจารณาอย่างถี่ถ้วน อย่างเช่นในรูปที่ 2.19 สภาพแวดล้อมการแพร่กระจายถูกแบ่งออกเป็น

1. สภาพแวดล้อมแบบ Macro-cellular ซึ่งสายอากาศแบบ BS ถูกนำมาติดตั้งในที่ที่สูงกว่าสิ่งก่อสร้างรอบๆเพื่อที่จะให้บริการได้ในระยะกว้างไกล (โดยปกติแล้วเซลล์จะมีรัศมีใหญ่กว่า 1 km เช่น “BS1” ที่ถูกมาร์กไว้ในรูปนี้)

2. สภาพแวดล้อมแบบ Macro-cellular และ Pico-cellular ที่ซึ่งสายอากาศแบบ BS จะถูกติดตั้งในที่ที่ต่ำกว่าสิ่งก่อสร้างรอบข้าง (โดยปกติแล้วรัศมีของเซลล์จะเล็กกว่า 1 Km เช่น “BS2” ในรูป 2.25)



รูปที่ 2.19 การแพร่กระจายคลื่นในสภาวะแวดล้อมของระบบการสื่อสาร

ในความเป็นจริงกลไกการทำงานที่มีลักษณะเฉพาะตัวของการแพร่กระจายเปลี่ยนแปลงไปตามสภาพแวดล้อม ในสภาพแวดล้อมแบบ Macro-cellular รัศมีของสัญญาณมักจะแพร่กระจายออกไปมากกว่าบริเวณหลังคาโดยการตกกระทบและตกกระทบลงไปยัง Mobile station (MS) บนถนน จุดสูงสุดของการเชื่อมต่อระหว่าง BS และ MS อย่างที่แสดงให้ดูในรูป 2.31 แสดงให้เห็นถึงขอบเขตการแพร่กระจายสัญญาณที่มีลักษณะเด่นเฉพาะตัว การสะท้อนที่ไกลหรือการกระจายของการตกกระทบที่เห็น ได้ชัดจากการเพิ่มขึ้นของตึกสูงและผลกระทบของการแพร่กระจายรอบๆ MS นั้น สำคัญและจะต้องทำการจำลองขึ้นมาเช่นกัน ในสภาพแวดล้อมแบบ Micro-cellular และ Pico-cellular การสะท้อนจากกำแพงและการแตกกระจายตามมุมของถนนเป็นกลไกการทำงานเฉพาะตัว ซึ่งมุมของถนนทำให้เกิดผลกระทบเช่นเดียวกับ Waveguide ตามที่กล่าวมาเราอาจจะนำได้แนวความคิดใหม่โดยการนำความแตกต่างของกลไกการทำงานมาวิเคราะห์และสร้างแบบจำลองสำหรับหลายๆสภาพแวดล้อมได้ วิธี Ray Tracing ของเรามีทั้งการจำลองแบบจำลองแบบ 2D และ 3D ผสมกันในการใช้ในสภาพแวดล้อมแบบ Micro-cellular และ Pico-cellular และแบบ Vertical-plane-tracing (VTP) ในสภาพแวดล้อมแบบ Macro-cellular

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในปัจจุบันวิธีการ Ray Tracing จะโฟกัสไปที่การคาดเดา Path loss และการคำนวณขนาดของเซลล์ ซึ่งเป็นที่ต้องการในอนาคต และมีความยากพอสมควร เนื่องจากการที่จะหาค่า Angle-of-arrival (AOA) ออกมาได้โดยการวัดนั้นไม่ง่ายเท่าใดนัก สายอากาศที่มีทิศทางที่สูงสามารถหาค่า AOA นี้ออกมาได้แต่ค่าที่ได้มานั้นจะมีเรื่องเกี่ยวกับ Antenna side lobe มาเกี่ยวข้องทำให้ค่าคลาดเคลื่อน จะต้องใช้ Fourier Limit ในการคำนวณหาค่าที่แม่นยำออกมา Super resolution algorithms (SRA) ได้ถูกเสนอเพื่อให้หาค่า AOA ออกมาได้ ส่วน Time-of-arrival (TOA) หาได้จากสายอากาศแบบอะเรย์ แม้ว่า SRA จะเป็นเทคนิคที่ทำให้เรามีความหวัง แต่จะต้องการการปรับค่าอะเรย์ที่แน่นอน และจะต้องทำการตั้งค่างระหว่างส่วนประกอบของสายอากาศ อย่างไรก็ตามการได้มาของค่า AOA และ TOA ที่ยากมากนั้นทำให้ยากต่อการตรวจสอบค่าความแม่นยำของการคาดเดา Ray tracing บนค่าของมุมเป็นประเด็นสำคัญ

2.2.2 ข้อดีของ Ray-Tracing

Ray-Tracing เป็นเครื่องมืออย่างหนึ่งที่สามารถใช้ในการวิเคราะห์รังสีได้ง่าย และสามารถมองเห็นภาพได้แบบสามมิติเนื่องจากวิธีนี้เป็นการนำเอา CG เข้ามาเกี่ยวข้อง ทำให้ง่ายต่อการพัฒนาแบบจำลองเพื่อใช้ในการสนับสนุนการทดลอง อีกทั้งยังทำให้ประหยัดเวลาอีกด้วย

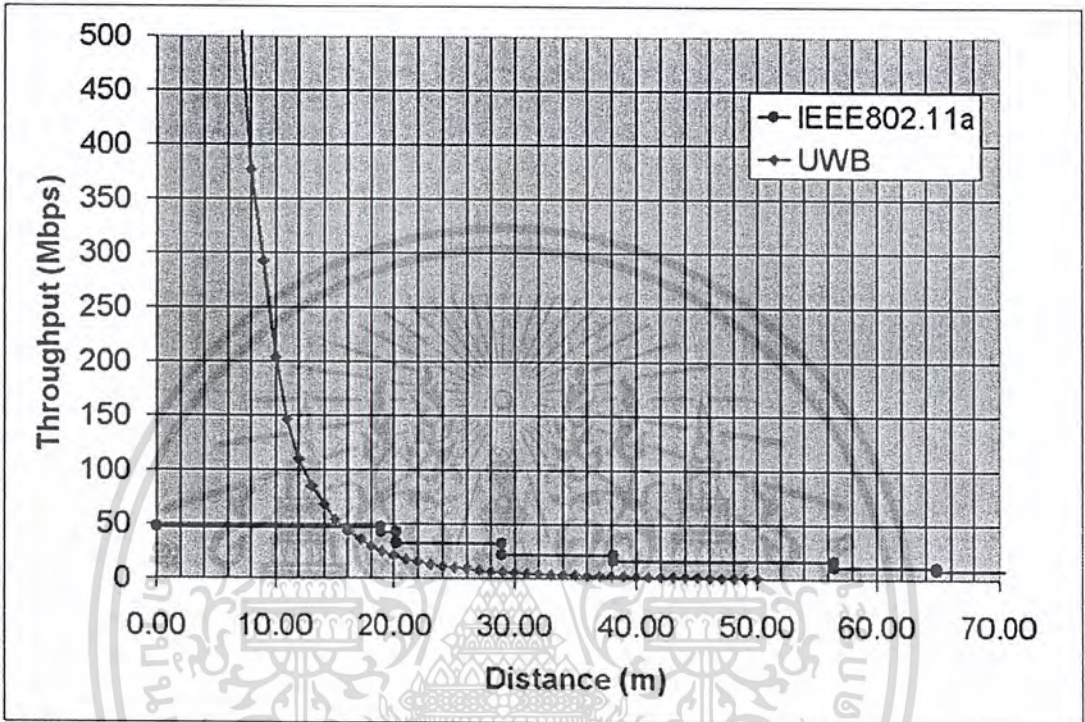
2.2.3 ข้อเสียของวิธี Ray-Tracing

วิธีนี้มีข้อเสียอยู่เล็กน้อยคือ ถ้าเลือกที่จะใช้ Image method จะทำให้สิ้นเปลืองเนื้อที่ความจำ และเนื่องจากไม่สามารถหาค่าที่แน่ชัดของ AOA และ TOA ได้ ขณะนี้จึงมีการใช้ Graphical user interface (GUI) ในการจำลองทางภาคปฏิบัติเพื่อใช้ในการพัฒนาแอปพลิเคชันต่อไป

2.3 เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์

อัลตราไวด์แบนด์ (UWB) เป็นเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายรูปแบบใหม่ที่ได้รับการสนับสนุนจากกลุ่มพันธมิตร MBOA (MultiBand OFDM alliance) ที่ได้เริ่มก่อตั้งเมื่อเดือนมิถุนายน 2003 และปัจจุบันมีสมาชิกมากกว่า 50 ราย นำโดย Texas Instrument (TI), Intel, Samsung Electronics, Mitsubishi Electric, Nokia, Sony และ Infineon Technology เป็นต้น โดยในปัจจุบันเทคโนโลยีดังกล่าวจะแตกต่างจากเทคโนโลยีไร้สายที่มีอยู่ในปัจจุบันไม่ว่าจะเป็น Wi-Fi หรือ Bluetooth ที่เป็นการส่งผ่านคลื่นวิทยุความถี่แคบ ขณะที่อัลตราไวด์แบนด์จะเป็นการส่งผ่านข้อมูลเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบพัลส์ (Pulse) สั้นๆ ผ่านคลื่นวิทยุความถี่กว้าง ทำให้สามารถถ่ายโอนข้อมูลจำนวนมากได้ในระยะทางสั้นๆ แต่กลับใช้พลังงานในระดับต่ำเพียง 0.0001 มิลลิวัตต์ต่อเมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 2.20 กราฟเปรียบเทียบเทคโนโลยีของอัลตราไวด์แบนด์กับเทคโนโลยีอื่นๆ [Rappaport Wireless Communication]

นอกจากนี้ ภายในระยะทาง 10 เมตร อัลตราไวด์แบนด์ ยังสนับสนุนการสร้างพื้นที่โครงข่ายส่วนบุคคลที่เรียกว่า Personal Area Network (PAN) ซึ่งช่วยให้เราสามารถจัดการข้อมูลระหว่างอุปกรณ์ต่างๆ ที่เคลื่อนที่ไปมาได้อย่างหลากหลายและนอกเหนือจากคุณสมบัติข้างต้นแล้ว อัลตราไวด์แบนด์ หนึ่งในฐานะเทคโนโลยีที่สามารถใช้ประสิทธิภาพของคลื่นความถี่ได้คุ้มค่าที่สุด (โดย FCC) หรือคณะกรรมการบริหารความถี่ของสหรัฐอเมริกา ตั้งความหวังไว้ว่า อัลตราไวด์แบนด์ จะเข้ามาช่วยลดปัญหาการขาดแคลนของช่องสัญญาณที่อาจเกิดขึ้นในอนาคต เนื่องจากการแบ่งสรรความถี่ในช่วงปัจจุบัน จะมีการกำหนดคลื่นสูงสุดและต่ำสุด และจะต้องมีคลื่นความถี่อีกช่วงหนึ่งซึ่งทำหน้าที่เป็นส่วนป้องกันไม่ให้คลื่นในแต่ละย่านความถี่รบกวนซึ่งกันและกัน ปัจจัยดังกล่าวส่งผลให้ทุกครั้งที่มีการจัดย่านความถี่ใหม่ ก็จะมีช่วงความถี่ที่ต้องสูญเสียไปมากขึ้นด้วย

เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ ได้รับการกำหนดให้อยู่ในมาตรฐาน IEEE 802.15.3a โดยมีย่านความถี่ที่ถูกกำหนดโดย FCC อยู่ที่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz ซึ่งเป็นย่านความถี่เดียวกันกับ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสื่อสารผ่านดาวเทียม ทั้งนี้ การกำหนดความถี่ในย่านดังกล่าวจะช่วยป้องกันปัญหาการรบกวนของสัญญาณวิทยุกับเทคโนโลยีสื่อสารภาคพื้นอื่นๆที่มีการใช้งานกันอยู่ในปัจจุบัน อย่างไรก็ตามเทคโนโลยีดังกล่าวเคยถูกห้ามนำมาใช้งานในช่วงเวลาหนึ่ง อันเนื่องมาจากในช่วงแรกเทคโนโลยีดังกล่าวได้รับการพัฒนาเพื่อการใช้งานในหน่วยงานทางทหารของสหรัฐอเมริกา รวมถึงความกังวลอันเนื่องมาจากความถี่ของอัลตราไวด์แบนด์ ที่แตกต่างจากความถี่วิทยุทั่วไป ซึ่งได้ส่งผลให้หลายฝ่ายกังวลว่า อัลตราไวด์แบนด์จะไปรบกวนระบบสื่อสารที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน อย่างระบบ Global positioning system (GPS), ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ และระบบการบิน เป็นต้น

2.3.1 คุณสมบัติของอัลตราไวด์แบนด์

ทั้งนี้ หากเราเปรียบเทียบ อัลตราไวด์แบนด์ กับเทคโนโลยีอย่าง Wi-Fi หรือ บลูทูธแล้วก็จะพบว่า อัลตราไวด์แบนด์ มีประสิทธิภาพเหนือกว่าเทคโนโลยีดังกล่าวทั้งด้านความเร็วในการรับ-ส่งข้อมูล, การใช้พลังงานที่ต่ำ รวมถึงความสามารถในการรับส่งข้อมูลทะลุทะลวงผ่านสิ่งกีดขวางได้ดีกว่าเทคโนโลยีอื่นๆ โดยอัลตราไวด์แบนด์ จะมีความเร็วในการรับ-ส่งข้อมูลสูงสุดถึง 480 Mbps ที่ระยะทางประมาณ 2 เมตรและความเร็ว 110 Mbps ที่ระยะทางประมาณ 10 เมตร ขณะที่ Wi-Fi สามารถรับส่งข้อมูลสูงสุดที่ 54 Mbps และหากเปรียบเทียบกับ Bluetooth ซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่กำลังได้รับความนิยมสำหรับเครือข่ายไร้สายส่วนบุคคลในปัจจุบัน อัลตราไวด์แบนด์ จะให้ความสามารถในการรับ-ส่งข้อมูลสูงกว่าบลูทูธ ถึง 100 เท่าเลยทีเดียว ซึ่งด้วยความเร็วในระดับดังกล่าว อัลตราไวด์แบนด์ จึงเป็นเทคโนโลยีที่เหมาะสมอย่างยิ่งสำหรับใช้ในการเชื่อมต่ออุปกรณ์ประเภท โฮมเอนเตอร์เทนเมนต์ภายในบ้าน โดยตัวอย่างที่เราจะเห็นได้ในอนาคตอันใกล้นี้ก็คือ การที่โทรศัพท์สามารถส่งรายการไปยังหน้าจอโทรทัศน์เครื่องอื่นๆ ได้แบบไร้สาย โดยไม่มีปัญหาการกระตุกของสัญญาณภาพ, การเชื่อมต่อเพื่อถ่ายโอนภาพจากกล้องวิดีโอไปยังคอมพิวเตอร์แบบไร้สาย และหากเป็นการใช้งานภายในสำนักงาน อัลตราไวด์แบนด์ ก็จะเข้ามาช่วยลดความยุ่งยากในการติดตั้งสายเคเบิลต่างๆ ได้เป็นอย่างมาก

จากที่กล่าวมา สามารถสรุปคุณสมบัติของเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ได้ดังต่อไปนี้

- มีแบนด์วิด์ที่ขนาดใหญ่เมื่อเทียบกับความถี่ต่ำ
- มีอัตราการใช้พลังงานต่ำ
- ไม่รบกวนการทำงานของระบบอื่น
- โอกาสที่ตรวจพบหรือการสกัดกั้นต่ำ
- ใช้พลังงานต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 การนำไปใช้งานของระบบสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์

อัลตราไวด์แบนด์ใช้ในเทคนิคที่ทำให้แบนด์วิดท์กว้าง การสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์เชื่อมต่อกันกลายเป็นสิ่งที่เป็นไปได้ แบนด์วิดท์ที่นำมาใช้เปรียบเทียบกับความถี่ต่ำ โดยจะทำให้บ่อยลงเพื่อให้เหมาะสมกับการใช้งานในอาคาร เป็นความสำคัญของการส่งของอัลตราไวด์แบนด์สำหรับทำให้คลื่นมีขนาดเล็กลงแต่มีแบนด์วิดท์สูง โดยใช้พลังงานที่ต่ำในส่วนของ การสูญเสีย (Losses) ก็จะทำให้เกิดน้อยที่สุดและต้องการที่จะแพร่กำลังงาน

อัลตราไวด์แบนด์สามารถทำงานในระดับที่มีการรบกวนสูงได้โดยส่งข้อมูลระดับที่มีการขยาย คุณสมบัติของการแพร่กระจายกำลังงานต่ำและแบนด์วิดท์ของสัญญาณกว้างเป็นผลให้เกิดความหนาแน่นของกำลังงานต่ำของสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์ ด้วยวิธีนี้คลื่นวิทยุอัลตราไวด์แบนด์ จึงสามารถทำงานในสเปกตรัมเดียวกันกับคลื่นวิทยุแวนโรตแบนด์ได้โดยไม่รบกวนกัน

ทำการจำกัดหรือลด โลกที่ไม่ต้องการในส่วนของความห่างของอารีย์สายอากาศเมื่อใช้ร่วมกับการส่งแบบแวนโรตแบนด์และรวมกับรูปคลื่น (Waveform) อัลตราไวด์แบนด์ ด้วยเหตุนี้จึงใช้สเปกตรัมได้เกิดประสิทธิภาพมากที่สุดเหมือนกับการนำสเปกตรัมกลับมาใช้อีกครั้งหนึ่ง

2.4 วิวัฒนาการสายอากาศ

ในปัจจุบันมีงานวิจัยที่เน้นการพัฒนาตัวสายอากาศเป็นจำนวนมากเพื่อให้ระบบการสื่อสารไร้สายนั้นสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพและสอดคล้องกับความต้องการของผู้ใช้มากที่สุด ซึ่งสายอากาศแต่ละตัวก็มีข้อดีและข้อด้อยแตกต่างกันไป ขึ้นอยู่กับลักษณะโครงสร้างและการนำไปประยุกต์ใช้งาน การศึกษาค้นคว้าถึงข้อดีและข้อเสียของสายอากาศแต่ละชนิดและนำข้อมูลดังกล่าวมาปรับปรุงเพื่อนำไปใช้ประยุกต์กับงานที่ต้องการได้อย่างเหมาะสม ดังนั้นจึงมีการคิดค้นสายอากาศเป็นจำนวนมาก สำหรับสายอากาศสี่เหลี่ยม โดยป็อน โมโน โพลชนิดแผ่นเองก็ได้มีการพัฒนามาเช่นกัน

2.4.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern)

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น คือ รูปภาพที่ใช้เพื่อแสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งเป็นฟังก์ชันของสเปซโคออดิเนท (Space coordinate) ส่วนใหญ่แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นนี้มักจะคิดในบริเวณที่เป็นสนามระยะไกล (Far field)

การอธิบายคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น จะอาศัยคุณสมบัติต่างๆดังต่อไปนี้ คือ ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation intensity) ความเข้มของสนาม (Field strength) เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Phase) หรือ โพลาริเซชัน (Polarization) ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ใช้เพื่อแสดงการแจกแจงรูปของพลังงาน เป็นฟังก์ชันของตำแหน่งสามมิติที่สังเกตที่มีรัศมีคงที่

รูปที่ 2.21 แสดงระบบ โคออดิเนทที่ใช้แสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น เพื่อแสดงกำลังงานที่สายอากาศรับได้ตามแนวรัศมีที่มีค่าคงที่ มีชื่อเรียกว่า แบบรูปกำลังงาน (Power pattern) ของสายอากาศ และกราฟที่แสดงการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าในทิศทางต่างๆ ที่มีรัศมีคงที่ มีชื่อเรียกว่า แบบรูปสนาม (Field pattern) ของสายอากาศ นั้น

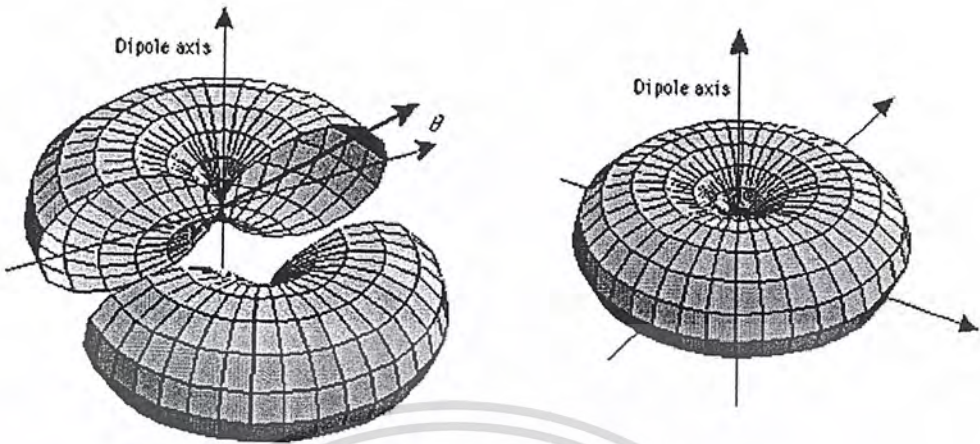


2.4.2 แพทเทิร์นแบบไอโซโทรปิก ไคเรชันแนล และออมนิไดเรชันแนล

ตัวแพร่คลื่นไอโซโทรปิก (Isotropic radiator) คือสายอากาศที่ถูกสมมุติขึ้น โดยมีคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นเท่ากันในทุกทิศทาง ยกตัวอย่างเช่น พอยท์ซอร์ส (Point source) เป็นสายอากาศแบบหนึ่งที่ไม่สามารถสร้างได้จริง แต่มักจะใช้เพื่อเป็นตัวเปรียบเทียบกับสายอากาศจริงเกี่ยวกับการแสดงคุณสมบัติ แสดงทิศทางของสายอากาศ

สายอากาศชี้ทิศทาง (Directional antenna) เป็นสายอากาศซึ่งมีคุณสมบัติของการส่งหรือรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดี ในเฉพาะทิศทางที่กำหนดเท่านั้น ตัวอย่างหนึ่งของสายอากาศที่มีคุณสมบัติดังกล่าวคือ สายอากาศแบบออมนิไดเรชันแนล (Omni directional antenna) คุณสมบัติของสายอากาศแบบนี้มีดังแสดงในรูป 2.22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



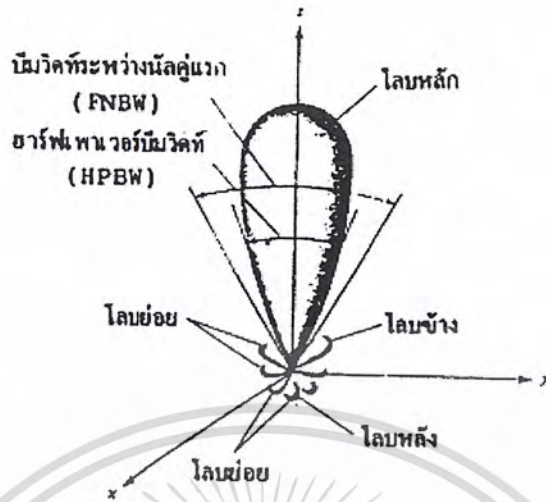
รูปที่ 2.22 แพทเทิร์นของสายอากาศขั้วทิศทาง (ออมนีไดเรกชันแนล)

2.4.3 แพทเทิร์นหลัก

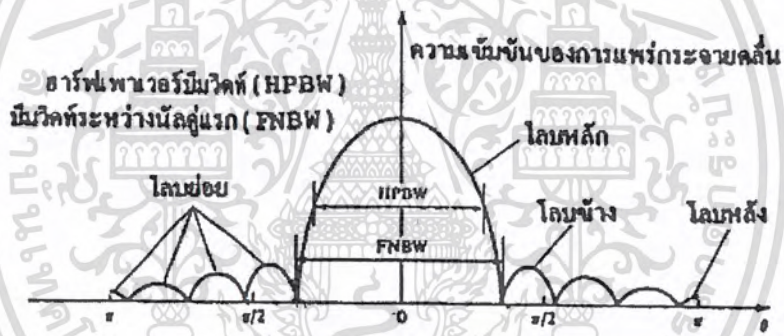
เรามักจะอธิบายคุณสมบัติของสายอากาศในเทอมของแพทเทิร์นหลัก (Principal pattern) ของสนามไฟฟ้า E และสนามแม่เหล็ก H สำหรับสายอากาศลิเนียร์โพลาริเซชัน (Linearly polarization) แพทเทิร์นในระนาบ E จะเป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์สนามไฟฟ้า และทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ส่วนแพทเทิร์นในระนาบ H จะเป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์สนามแม่เหล็ก และทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นที่แรง

2.4.4 โลบของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (Radiation lobe)

โlobของการแพร่กระจายคลื่น เป็นส่วนหนึ่งของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เกิดเป็นบริเวณ โดยการปิดล้อมของส่วนที่มีความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นต่ำ รูป 2.18 แสดงแบบรูปแบบโพลาร์ (Polar pattern) แบบสามมิติ ซึ่งแบ่งเป็นโlobต่างๆ ดังนี้



รูปที่ 2.23 โลบต่างๆและเบีมวิดท์ของแบบรูปสายอากาศ



รูปที่ 2.24 แบบรูปในแบบเชิงเส้น

2.4.4.1 โลบหลัก (Major lobe หรือ Main lobe)

เป็นโลบของการแผ่กระจายคลื่นซึ่งอยู่ในทิศทางที่มีการแผ่กระจายคลื่นแรงที่สุดตามรูป 2.16 มีโลบหลักอยู่ในทิศทาง = 0 สำหรับสายอากาศบางชนิด อาจมีโลบหลักมากกว่าหนึ่งโลบ เช่น สายอากาศแยกเบีม (Split beam antenna)

2.4.4.2 โลบย่อย (Minor lobe)

ได้แก่โลบอื่นๆนอกเหนือไปจากโลบหลัก

2.4.4.3 โลบข้างหรือไซด์โลบ (Side lobe)

เป็นโลบย่อยที่อยู่ติดกับโลบหลัก และอยู่ในทิศทางบนครึ่งวงกลมซีกเดียวกับ โลบ

หลัก

2.4.4.4 โลบล้าง (Back lobe)

เป็นโบล้อยที่อยู่ใต้วงกลมตรงข้ามกับโบลหลัก ปกติแล้วโบล้อยจะเกิดจากการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่ไม่ต้องการ

ดังนั้นสำหรับสายอากาศที่ดีจะต้องกำจัดโบลเหล่านี้ให้น้อยที่สุด ระดับของโบล้อยมักแสดงเป็นอัตราส่วนของความหนาแน่นของพลังงานใน โบลที่กำลังคิดต่อความหนาแน่นของพลังงานในโบลหลัก ซึ่งเรียกว่า อัตราส่วนของไซด์โบล (Side lobe ratio) หรือระดับของไซด์โบล (Side lobe level: SLL) ในทางปฏิบัติโดยทั่วไปนั้นมักจะต้องการให้ระดับของไซด์โบลน้อยกว่า -20 dB

2.4.5 ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Intensity)

คำจำกัดความของคำว่าความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่กำหนดให้คือ กำลังงานที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศต่อหน่วยมุมตัน ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญอย่างหนึ่งในการแสดงคุณสมบัติของสายอากาศ เกี่ยวกับสนามระยะไกล ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น สามารถหาได้จากผลคูณของความหนาแน่นของการแพร่กระจายคลื่น และผลจากการกำลังสองของระยะทาง ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้ คือ

$$U = r^2 W_{\text{rad}} \quad (2.105)$$

เมื่อ U = ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (W/หน่วยมุมตัน)

W_{rad} = ความหนาแน่นของการแพร่กระจายคลื่น (W/m^2)

ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น ถ้าจะเขียนแสดงความสัมพันธ์กับสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกลได้คือ

$$U(\theta, \phi) = \frac{r^2}{2 \cdot \eta} \cdot \left[|E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2 \right] \quad (2.106)$$

เมื่อ E_θ, E_ϕ = ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกล

N = อินทริเนติกอิมพีแดนซ์ (Intrinsic impedance) ของตัวกลาง

ดังนั้นแบบรูปของกำลังงานที่ใช้เพื่อแสดงถึง ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นได้เช่นกัน กำลังงานทั้งหมดนี้ หาได้โดยอินทิเกรตความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นตาม (2.105) และ (2.106) ตลอดมุมตัน 4 ทั้งหมดซึ่งจะได้

$$P_{\text{rad}} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.107)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น มิใช่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ใด ๆ ภายใต้อะไรก็ตาม ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.6 ค่าสภาพเจาะงทิศทาง (Directivity)

ค่าสภาพเจาะงทิศทาง คือ อัตราส่วนระหว่างความเข้มการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศในทิศทางต่างๆ เทียบกับสายอากาศไอโซทรอปิก ซึ่งวัดในหน่วยของ dBi เขียนเป็นสมการได้ว่า

$$D_0(\text{dBi}) = 10 \cdot \log\left(\frac{4\pi U_{\max}}{P_{\text{rad}}}\right) \approx 10 \cdot \log\left(\frac{4\pi(180/\pi)^2}{\theta_E \theta_H}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{41253}{\theta_E \theta_H}\right) \quad (2.108)$$

เมื่อ U_{\max} = ค่าสูงสุดของความเข้มการแผ่กระจายคลื่น

P_{rad} = กำลังงานที่แผ่กระจายทั้งหมด

$$P_{\text{rad}} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin(\theta) d\theta d\phi \quad (2.109)$$

2.4.7 บีมวิทท์ (Beamwidth)

บีมวิทท์ คือ จัดเป็นการวัดความกว้างของลำคลื่น เพื่ออธิบายถึงโคเรลิตีวิตี้ของสายอากาศได้ดี โดยกำหนดให้มีหน่วยเป็นมุมที่คิดจากกรณีดังนี้

- ที่จุดซึ่งค่าพลังงานในการแผ่คลื่นลดลงเหลือครึ่งหนึ่งจากค่าสูงสุด
- หรือจุดที่ค่าความเข้มสนามเหลือ $1/\sqrt{2}$ หรือ 0.707 เท่าของแรงดันไฟฟ้าสูงสุด
- หรือจุด 3 dB บนรูปแบบการแผ่คลื่นจะได้สมการดังนี้

$$\theta_{\text{BH}} = 2 \cos^{-1} \left(\frac{1}{2 \left(1 + \frac{k_0 w}{2} \right)} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.110)$$

$$\theta_{\text{BE}} = 2 \cos^{-1} \left(\frac{7.03}{(3k_0^2 L^2 + k_0 h^2)} \right)^{-1} \quad (2.111)$$

เมื่อ θ_{BH} คือ มุมที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งของบีมหลักในแนวระนาบของสนามแม่เหล็ก

θ_{BE} คือ มุมที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งของบีมหลักในแนวระนาบของสนามไฟฟ้า

2.4.8 แบนด์วิดท์ (Bandwidth: BW)

แบนด์วิดท์ของสายอากาศถูกกำหนดให้เป็นช่วงของความถี่ที่สายอากาศในมาตรฐานที่กำหนดให้อาจคิดว่าเป็นช่วงของความถี่ที่สายอากาศมีคุณสมบัติต่างๆ ได้แก่ ประสิทธิภาพของการแพร่พลังงาน อัตราการขยาย อิมพีแดนซ์ รูปแบบการแพร่พลังงาน ความกว้างลำ (Beamwidth) การโพลาไรซ์เซชัน และระดับพลูข้าง (Side Lobe) เป็นต้น ให้อยู่ในค่าที่ใช้งานได้ในช่วงความถี่ที่สายอากาศมีคุณสมบัติที่ความถี่ที่ออกแบบไว้ จนทำให้คุณสมบัติเหล่านั้นผิดไปจากข้อกำหนด หรือมาตรฐาน สำหรับสายอากาศแบนด์กว้าง มักจะคิดเป็นอัตราส่วนของความถี่ใช้งานได้ทางด้านสูงต่อความถี่ที่ใช้งานได้ทางด้านต่ำ แบนด์วิดท์มักจะคิดเป็นเปอร์เซ็นต์ของความแตกต่างของความถี่ (ความถี่ด้านสูงลบด้วยความถี่ด้านต่ำ)หารด้วยความถี่กลางของแบนด์วิดท์นั้นดังสมการ

$$\%BW = \left(\frac{f_H - f_L}{f_r} \right) \times 100 \quad (2.112)$$

เมื่อ BW คือ แบนด์วิดท์ของสายอากาศ

f_H คือ ความถี่ที่ใช้งานได้ทางด้านสูง

f_L คือ ความถี่ที่ใช้งานได้ทางด้านต่ำ

f_r คือ ความถี่กลางของแบนด์วิดท์

2.4.9 บริเวณต่างๆ ของสนามจากสายอากาศ

โดยทั่วไปมักจะแบ่งบริเวณที่ล้อมรอบสายอากาศเป็น 3 ส่วน คือสนามรีแอกทีฟระยะใกล้ (Reactive – near field) สนามกระจายระยะใกล้ (Radiating – near field) และสนามระยะไกล (Far field)

2.4.9.1 บริเวณสนามรีแอกทีฟระยะใกล้

เป็นบริเวณสนามที่ล้อมรอบใกล้สายอากาศมากที่สุด และมีสนามเป็นชนิดรีแอกทีฟเป็นส่วนใหญ่ บริเวณนี้จะมีระยะทาง $R < 0.62 < D^2$ จากผิวของสายอากาศเมื่อ เป็นความยาวคลื่น และ D เป็นมิติที่ยาวที่สุดของสายอากาศ

2.4.9.2 บริเวณสนามกระจายระยะใกล้

เป็นบริเวณสนามของสายอากาศที่อยู่ระหว่างบริเวณของสนามรีแอกทีฟระยะใกล้กับบริเวณสนามระยะไกล โดยมีสนามที่กระจายอยู่เป็นส่วนใหญ่ และการกระจายของสนามตามมุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่าง ๆ นั้น แปรผันตามระยะทางจากสายอากาศเมื่อสายอากาศมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสนามในบริเวณนี้อาจไม่เกิดขึ้น ในบริเวณนี้จะมีระยะทาง $0.62\sqrt{D^3/\lambda} \leq R \leq 2D^2/\lambda$

2.4.9.3 บริเวณสนามระยะไกล

เป็นบริเวณสนามของสายอากาศซึ่งการแพร่ของสนามของสายอากาศตามมุมต่าง ๆ ไม่ขึ้นกับระยะทางจากสายอากาศ ถ้าสายอากาศมีมิติใหญ่ที่สุดเท่ากับ D บริเวณสนามระยะไกลจะเกิดขึ้นที่ระยะทาง R มากกว่า $2D^2/\lambda$ จากสายอากาศ

2.4.10 อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR)

อัตราส่วนคลื่นนิ่งคือ อัตราส่วนของแรงดันสูงสุดและแรงดันต่ำสุดของรูปคลื่นนิ่ง อัตราส่วนนี้เป็นค่าวัดปริมาณที่โหดผิดไปจากสภาวะที่โหดแมตซ์กันมากน้อยเพียงใดเรหาค่าของอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ได้จากสูตร

$$VSWR = \frac{|V|_{\max}}{|V|_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|} \quad (2.113)$$

เมื่อ Γ_L คือสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนมีค่าเท่ากับ

$$\Gamma_L = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (2.114)$$

เมื่อ $Z_1 \cdot Z_2$ คืออิมพีแดนซ์ของคลื่น

2.4.11 S-พารามิเตอร์ (S-PARAMETER)

เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับหาสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับเราสามารถเขียน S-พารามิเตอร์ได้ดังนี้

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ \quad (2.115)$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ \quad (2.116)$$

เมื่อ V_1^+ แรงดันที่จ่ายที่พอร์ต์ 1 และ V_1^- คือแรงดันที่สะท้อนกลับที่พอร์ต์ 1

เมื่อ V_2^+ แรงดันที่จ่ายที่พอร์ต์ 2 และ V_2^- คือแรงดันที่สะท้อนกลับที่พอร์ต์ 2

โดยที่ความหมายของ S-พารามิเตอร์แต่ตัวคือ S_{11} และ S_{22} เป็นสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนที่วัดที่พอร์ต์ 1 และพอร์ต์ 2 สำหรับ S_{12} และ S_{21} ก็จะเป็นสัมประสิทธิ์ของการส่งผ่านจากพอร์ต์ 2มายังพอร์ต์ 1 และจากพอร์ต์ 1 ไปยังพอร์ต์ 2 ตามลำดับเราจะสามารถหาค่า S_{ij} ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการวัดคลื่นที่สะท้อนกลับมายังพอร์ต 1 และจากที่ได้กล่าวไปแล้วว่า S_{ij} ก็คือสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับและภายใต้เงื่อนไขเดียวกันนี้ V_j^+ จะเขียนได้ดังนี้

$$V_j^+ = S_{ij}V_1^+ \quad (2.117)$$

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \quad (2.118)$$

ดังนั้น

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \quad (2.119)$$

และเช่นเดียวกันกับค่า S_{22} ได้ดังนี้

$$S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+} \quad (2.120)$$

และแทน S_{12} กับ S_{21} จะได้

$$S_{12} = S_{21} = \frac{V_1^-}{V_2^+} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \quad (2.121)$$

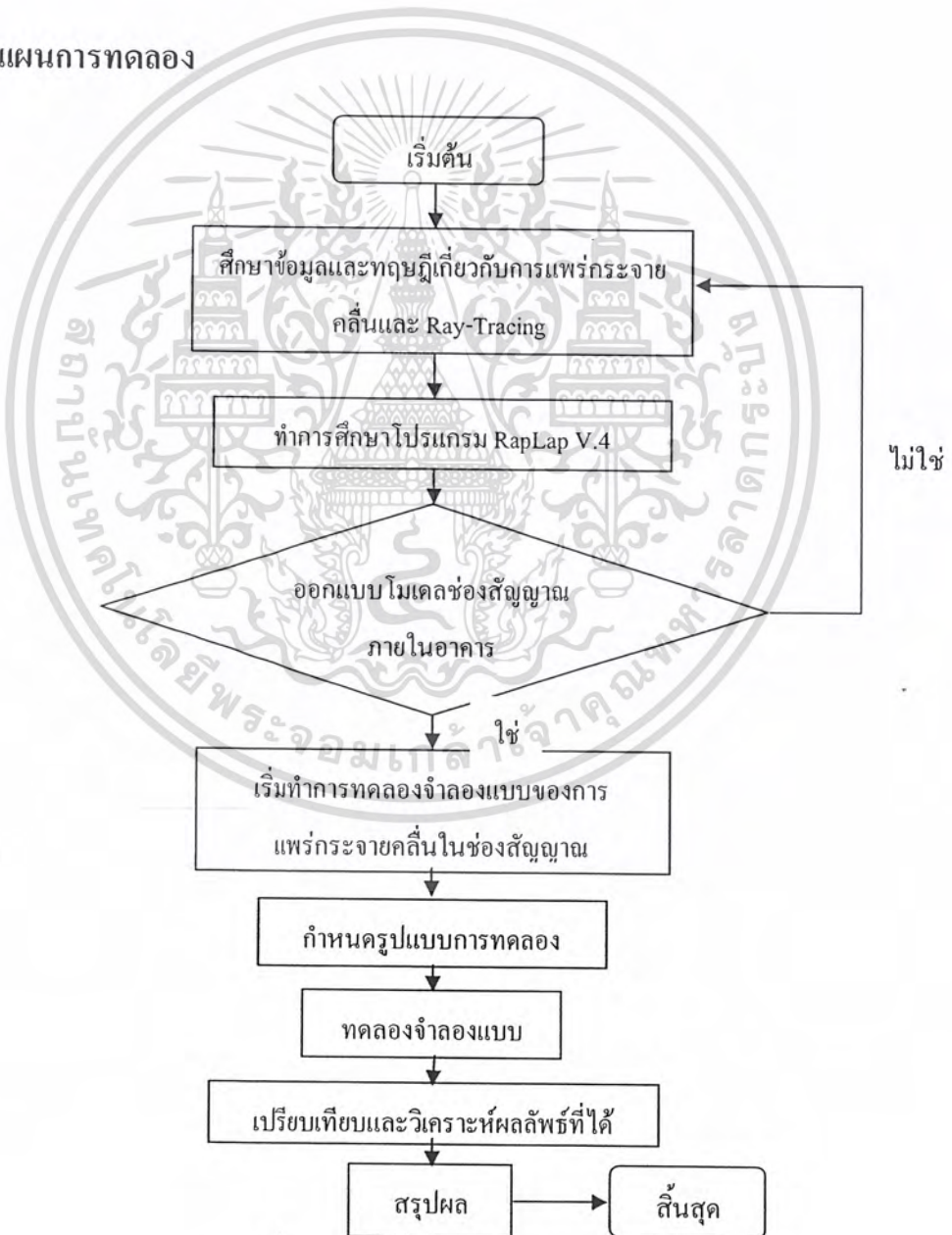


บทที่ 3

แบบจำลองและรูปแบบการทดลอง

ในบทนี้จะกล่าวถึงแบบจำลองขั้นตอนการทดลอง ลักษณะของสายอากาศ ค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการทดลองรูปตัวอย่างโปรแกรม รวมทั้ง ตัวอย่างโมเดลที่ใช้ในการทดลอง ทั้งแบบ 2 มิติ และ 3 มิติ

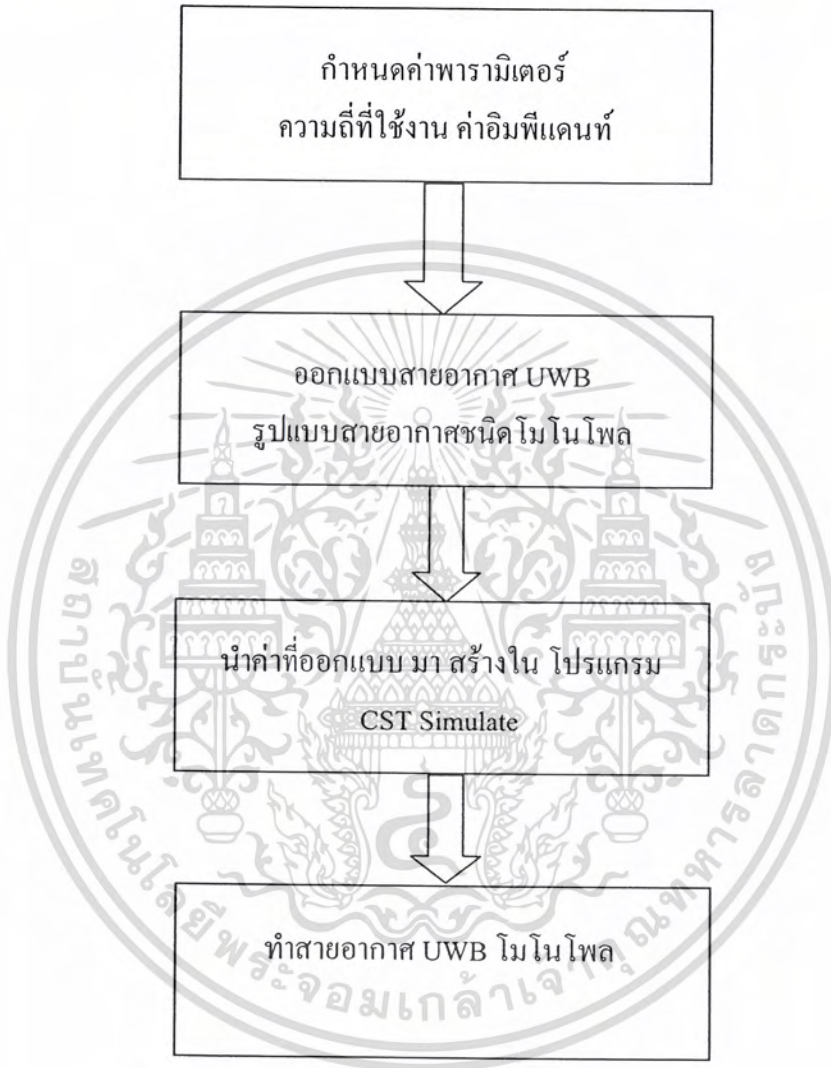
3.1 แบบแผนการทดลอง



รูปที่ 3.1 แบบแผนการศึกษาทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบสายอากาศ UWB จะประกอบไปด้วยสองส่วน คือการออกแบบสายอากาศ และกระบวนการสร้าง โดยจะมีขั้นตอนของการปฏิบัติงานดังที่แสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำสายอากาศ UWB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การออกแบบสายอากาศ

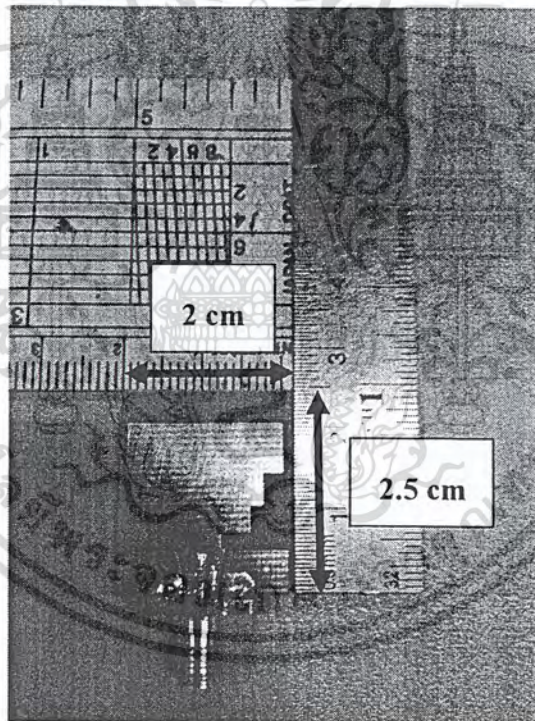
ในการออกแบบสายอากาศโมนโพลชั้นตอนแรกเราจะต้องมีการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการออกแบบก่อนโดยใช้โปรแกรม CST จากนั้นจึงทำการออกแบบสายอากาศแล้วจึงนำไปสู่กระบวนการสร้างสายอากาศ

สำหรับการออกแบบสายอากาศโมนโพล เลือกใช้การจำลองของวัสดุฐานรอง (Substrate) แบบ epoxy ซึ่งใช้พารามิเตอร์ดังนี้

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.0

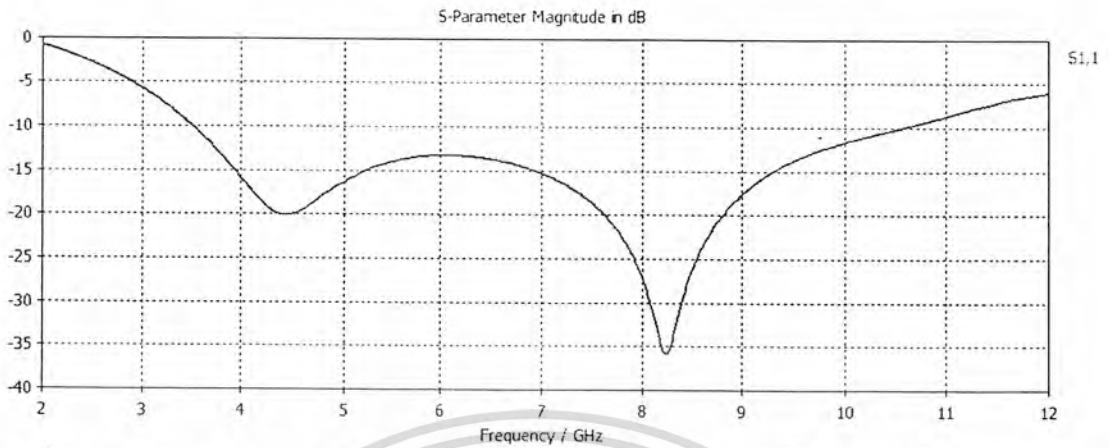
ความหนาวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 0.8 mm

ค่าความหนาของแผ่นตัวนำ เท่ากับ 0.05 mm



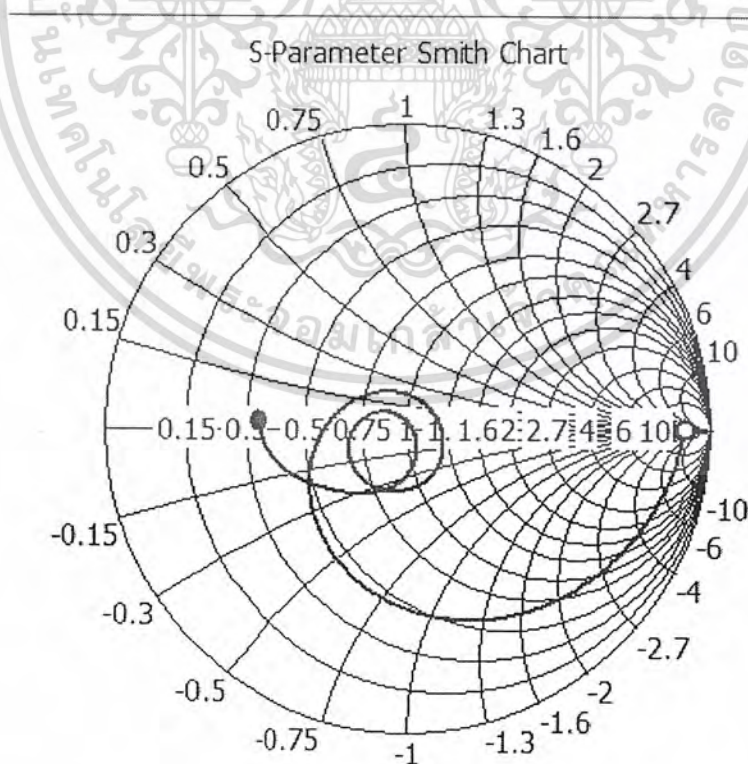
รูปที่ 3.3 สายอากาศโมนโพลที่สร้างขึ้นมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ (f) กับค่า S11 (dB) ที่ได้จากการคำนวณผลในโปรแกรม CST

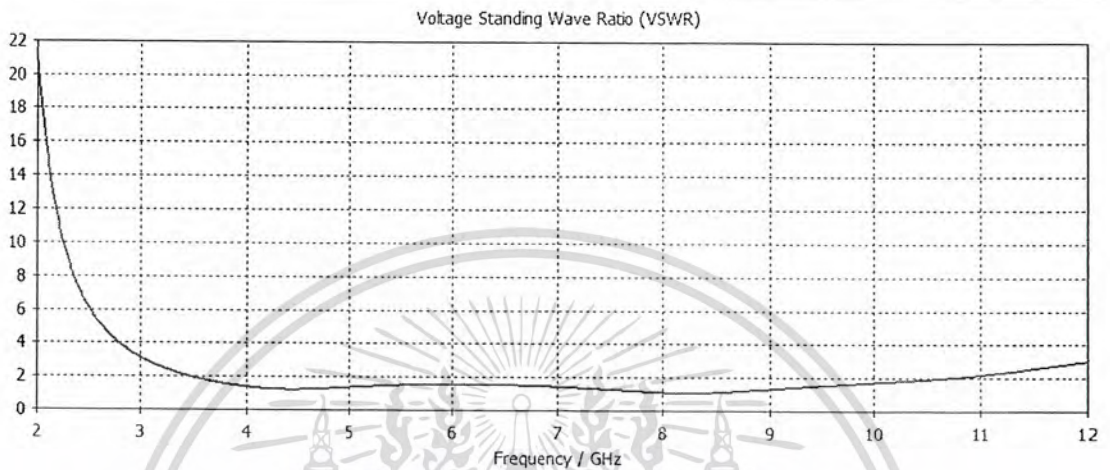
เมื่อได้ S11 ตรงตามเป้าหมาย คำนวณจึงไปดูผล Simulated ของ Input Impedance ของแต่ละความถี่ ในทางอุดมคติเราต้องการ Input Impedance 50 โอห์ม ทุกย่านความถี่ที่ต้องการ แต่ในทางปฏิบัติเราไม่สามารถทำให้ Input Impedance 50 โอห์ม ได้ในทุกย่านความถี่ที่เราต้องการได้



รูปที่ 3.5 ผลการ Simulated ของโปรแกรม CST เพื่อดูค่า Input Impedance ของแต่ละความถี่

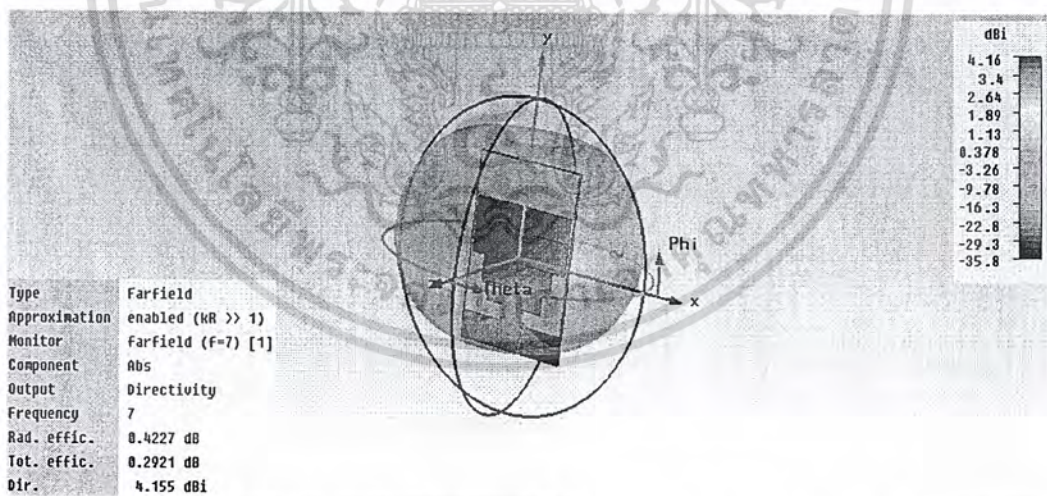
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลจากการ Simulated ของ VSWR ซึ่งค่าที่ได้จากสมการ Simulated มีค่าต่ำกว่า 2 ตลอดย่านความถี่ที่เราต้องการ ดังรูปที่ 3.6



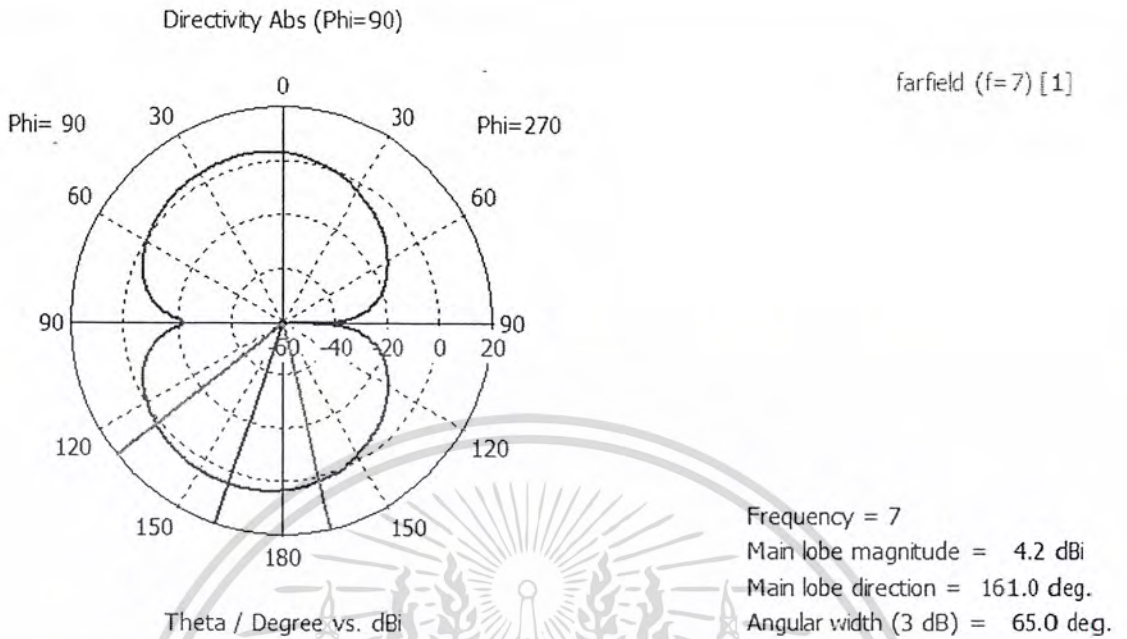
รูปที่ 3.6 ค่า VSWR จากการ Simulated

ผลจากการ Simulated ของรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระยะ Far field ดังรูปที่ 3.7

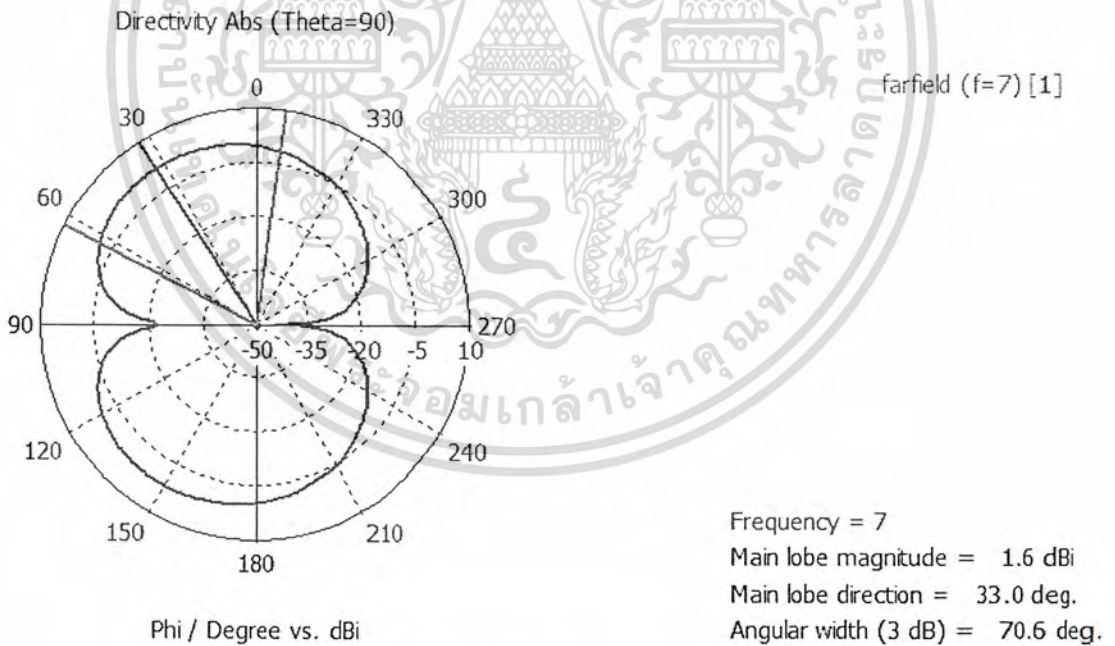


รูปที่ 3.7 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากการ Simulated แบบ 3D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กที่มุม Phi = 90



รูปที่ 3.9 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กที่มุม Theta = 90

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 รูปแบบการจำลองช่องสัญญาณภายในอาคาร

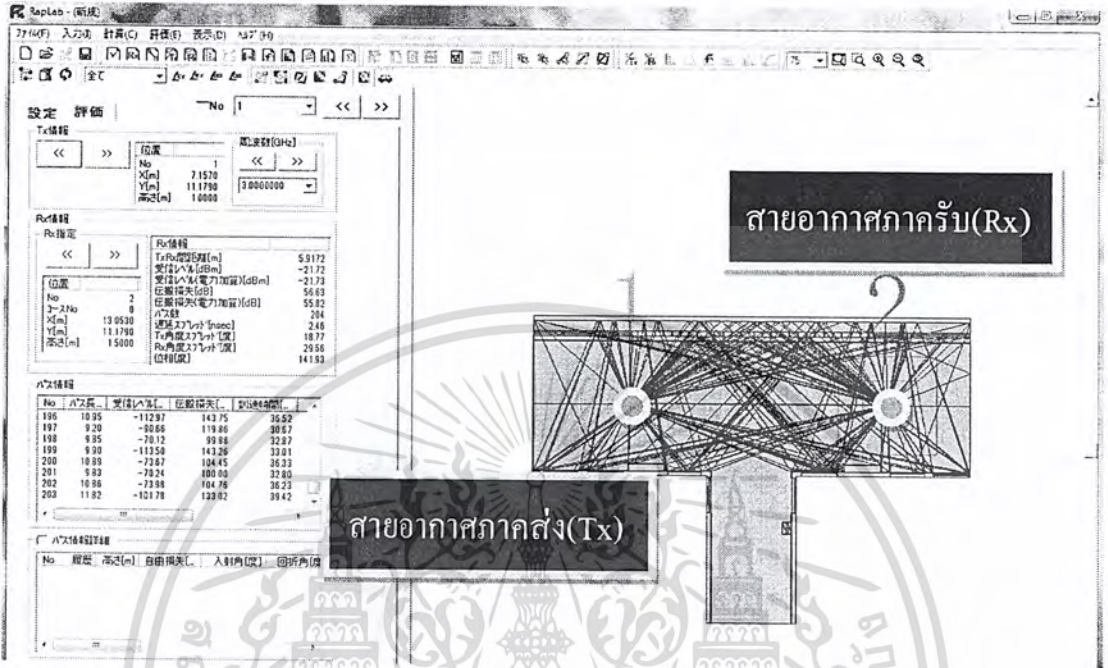
จากการศึกษาโปรแกรม RabLab 4.0 ทำให้ทราบถึงวิธีการของ Ray-Tracing โครงการนี้เป็นการศึกษาช่องสัญญาณภายในอาคาร จากที่ได้ทำการทดลอง สามารถยิง Ray ออกมาได้จากการวางสายอากาศด้านส่งและด้านรับไว้ตรงจุดที่กำหนดไว้ โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงไว้ดังนี้

ตารางที่ 3.1 ตารางค่าพารามิเตอร์ที่กำหนดเพื่อการทดลอง

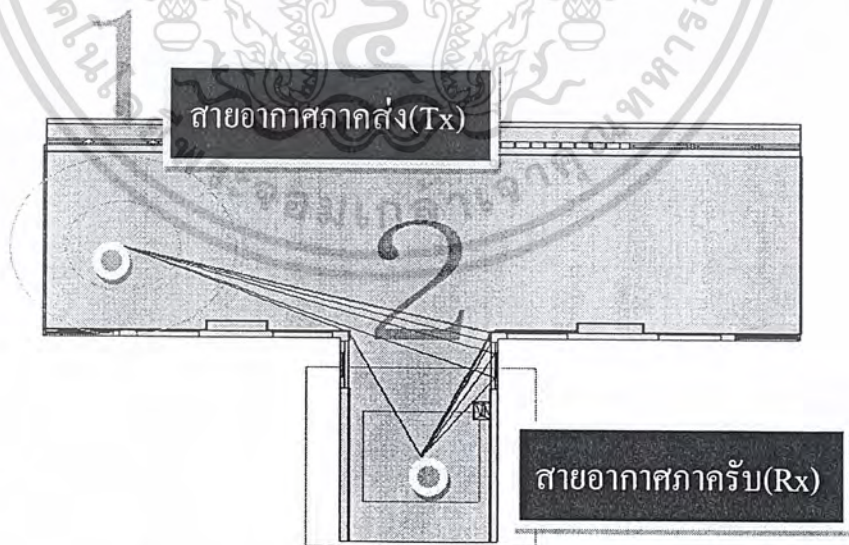
พารามิเตอร์ที่กำหนด	ค่าของพารามิเตอร์
กำลังงานส่ง (Pt)	0 วัตต์
จำนวนจุดของความถี่	801
ช่วงความถี่	3 GHz – 11 GHz
กำลังขยายของสายอากาศภาคส่ง (Gt)	4.15 dBi
กำลังขยายของสายอากาศภาครับ (Gr)	4.15 dBi
ชนิดของสายอากาศส่ง (Tx)	monopole
ชนิดของสายอากาศรับ (Rx)	monopole
การวางสายอากาศส่ง	แนวตั้ง
การวางสายอากาศรับ	แนวตั้ง
ความสูงของเสาอากาศส่ง (Tx)	3 เมตร
ความสูงของเสาอากาศรับ (Rx)	1 เมตร
ระยะทางระหว่างสายอากาศส่งและรับ	เพิ่มจุดละ 0.5 เมตร (ระยะทางทั้งหมด 5 เมตร)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจำลองแบบออกมาให้เห็นเป็นเส้นทางของคลื่นที่ถูกส่งออกไป จากนั้นจึงให้โปรแกรมแสดงผลกราฟระหว่างค่าต่างๆออกมา



รูปที่ 3.10 ตัวอย่าง Interface ของ โปรแกรม RapLab

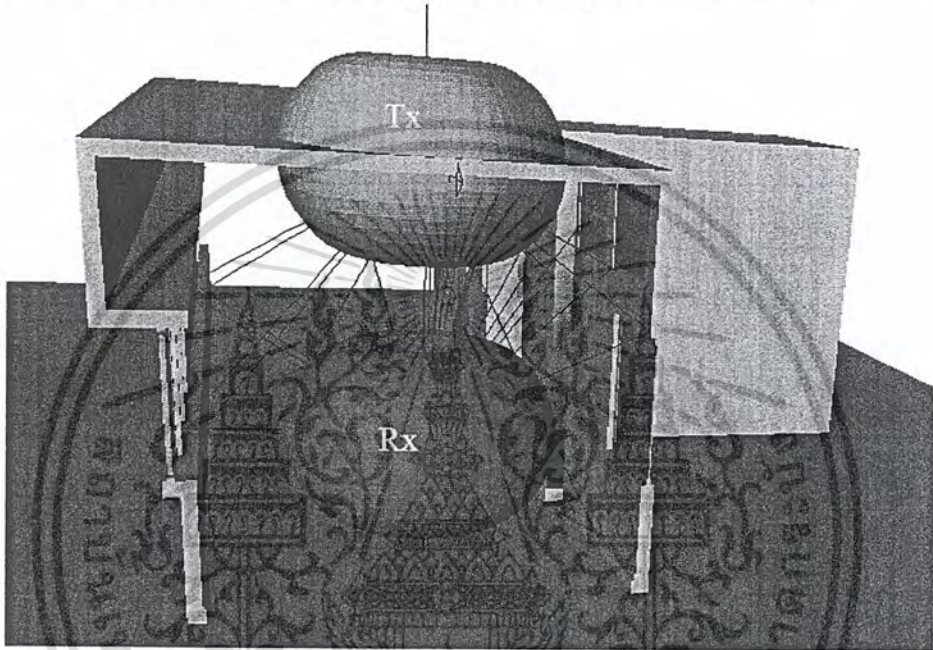


รูปที่ 3.11 แสดงเส้นทางของคลื่นในรูปแบบสองมิติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแสดงการ Ray-Tracing จากสายอากาศภาคส่งไปยังภาครับ รูปนี้เป็นการแสดงภาพแบบ Top-view 2D ซึ่งเป็นการมองจากด้านบนลงมา จะเห็นว่าคลื่นมีการสะท้อนไปถึงภาครับ โดยสะท้อนไปตามผนังกำแพง

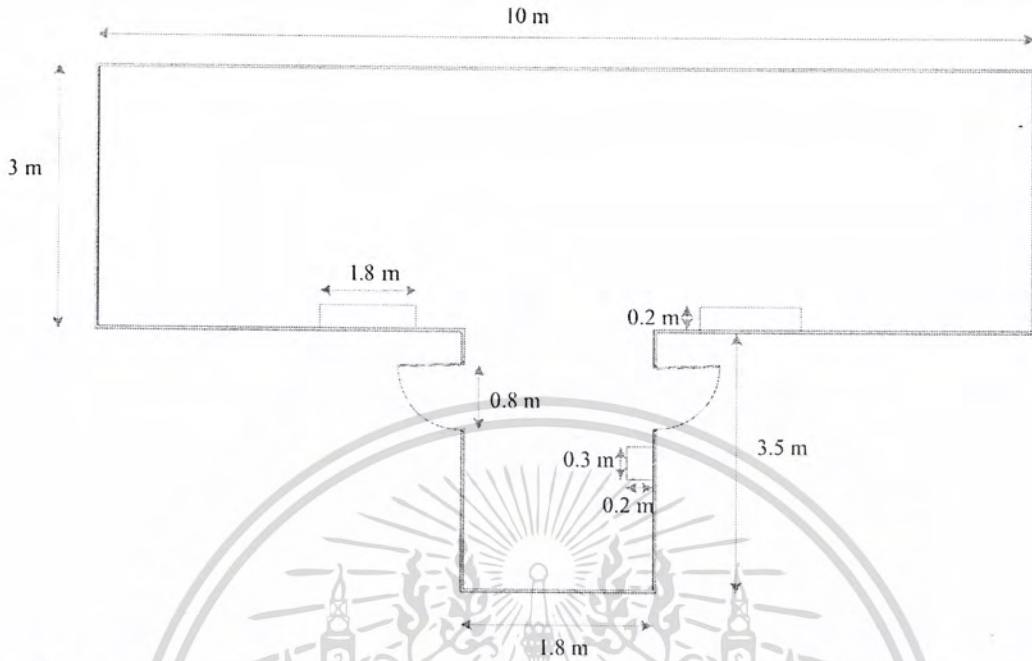
รูปต่อไปนี้เป็น การแสดงการ Ray-Tracing จากสายอากาศภาคส่งไปยังภาครับ โดยที่สี่เหลี่ยมคือสายอากาศภาคส่งและสี่เหลี่ยมคือสายอากาศภาครับในรูปแบบ Side-View 3D



รูปที่ 3.12 ภาพสามมิติแสดงเส้นทางของคลื่นจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ

3.4 แบบจำลองรูปแบบห้องสำหรับการทดลอง

ห้องที่ใช้สำหรับการจำลองแบบจำลองคือทางเดินตึก E12 ชั้น 12 อาคาร 12 ชั้น คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง โดยมีสเกลดังนี้



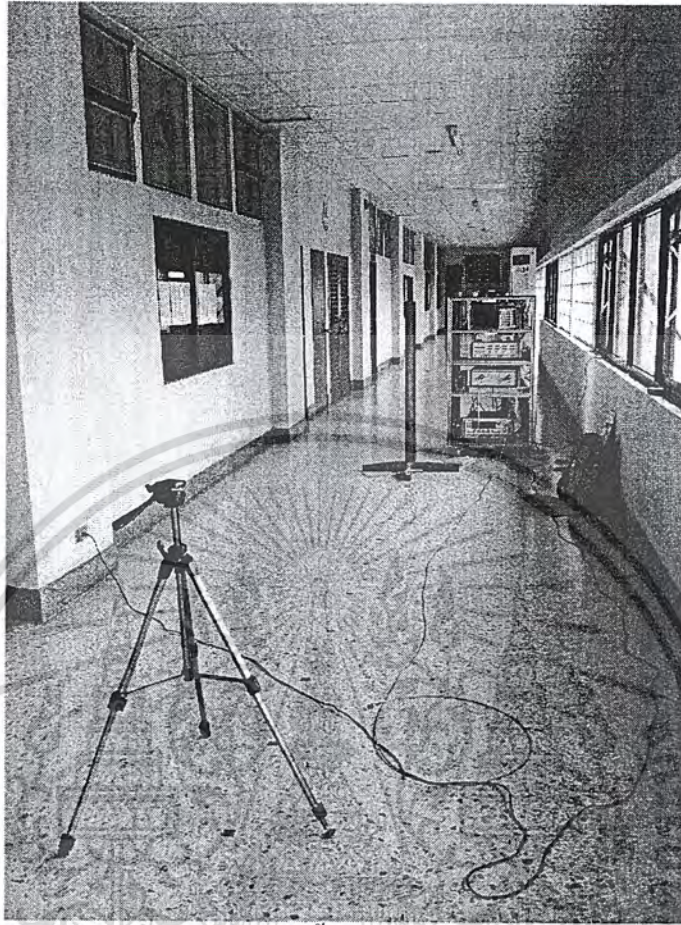
รูปที่ 3.13 สเกลทางเดิน E12 ชั้น 12 อาคาร 12 ชั้น คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

แบบจำลองที่ใช้ในการวัดสัญญาณ โดยใช้เครื่อง Vector network analyzer (VNA) มี 2 รูปแบบคือ กรณี LOS ดังรูป 3.15 และกรณี NLOS ดังรูป 3.17 ความสูงของสายอากาศฝั่งส่ง และความสูงของสายอากาศฝั่งรับ ดังรูป 3.19

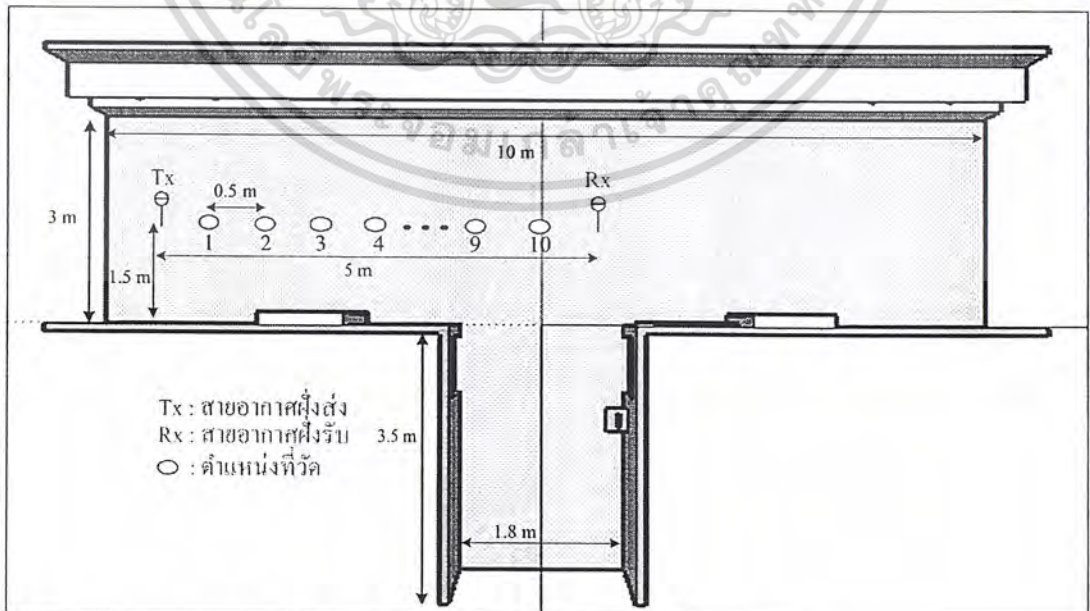
แบบจำลองห้องที่ใช้ในการทดลองมีทั้งหมด 2 กรณี

3.3.1 กรณีที่ 1 LOS ระยะห่างระหว่างสายอากาศ 5 เมตร

3.3.2 กรณีที่ 2 NLOS

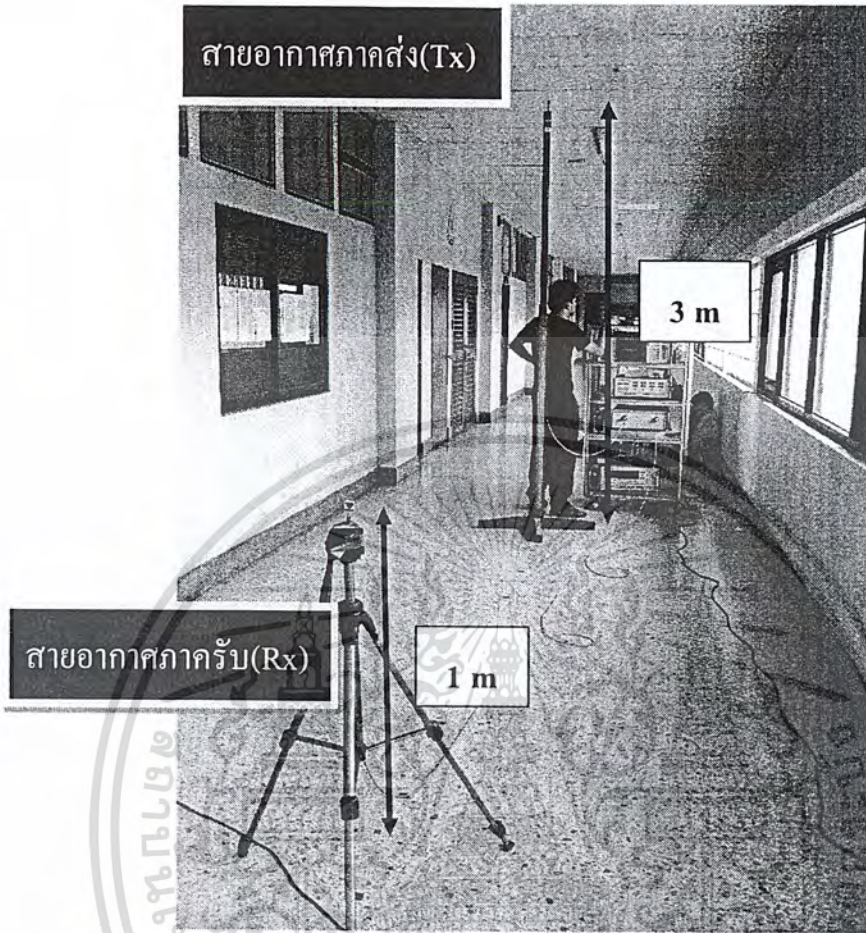


รูปที่ 3.14 รูปแสดงขั้นตอนเตรียมการทดลอง

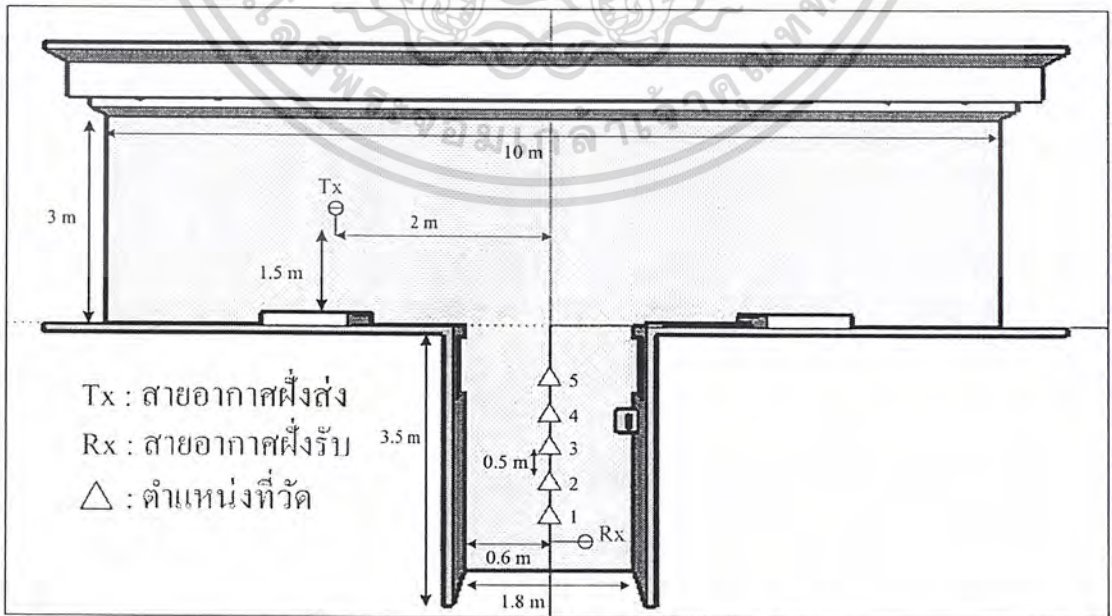


รูปที่ 3.15 รูปแบบโมเดลที่ใช้ในการวัด แบบ LOS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

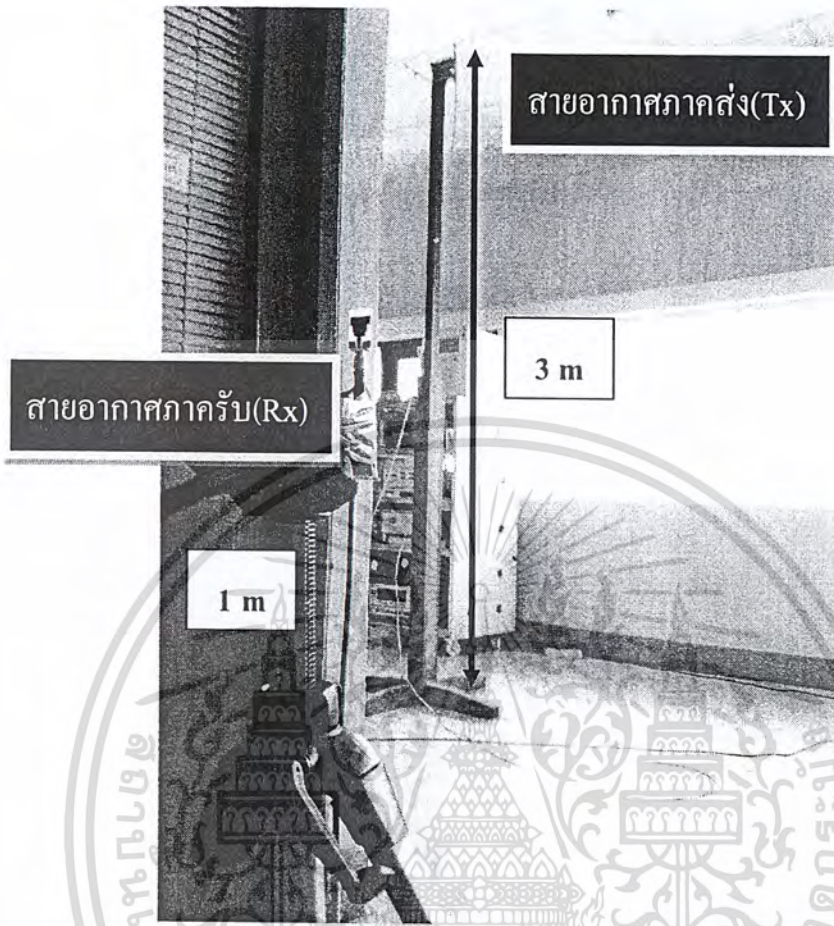


รูปที่ 3.16 วัดสัญญาณ โดยใช้เครื่อง VNA กรณี LOS



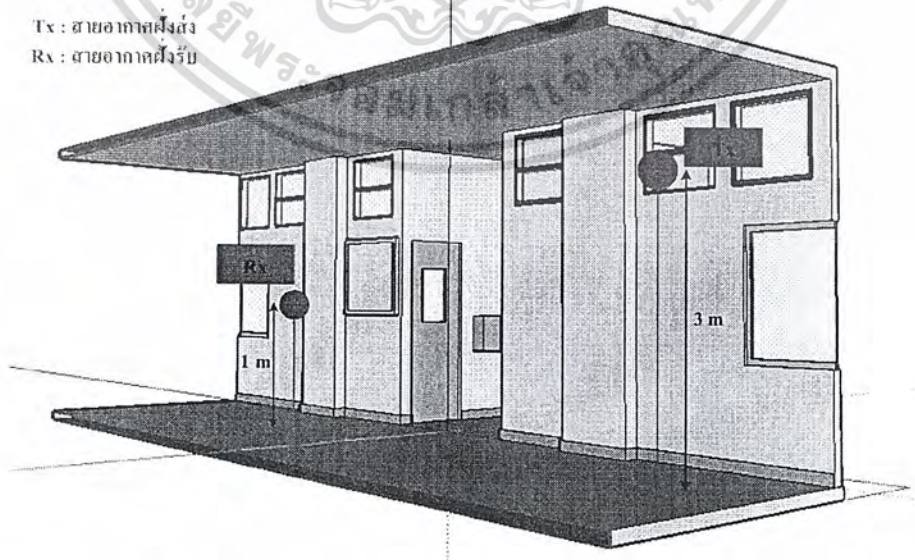
รูปที่ 3.17 รูปแบบโมเดลที่ใช้ในกาวัด แบบ NLOS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.18 วัดสัญญาณ โดยใช้เครื่อง VNA กรณี NLOS

Tx : สายอากาศฝั่งส่ง
Rx : สายอากาศฝั่งรับ



รูปที่ 3.19 ความสูงของสายอากาศฝั่งส่ง และ ฝั่งรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 รูปแบบการทดลอง

3.4.1 การทดลองโดยการจำลองช่องสัญญาณด้วยโปรแกรม RapLap V.4

3.4.2 การวิเคราะห์การทดลองการจำลองช่องสัญญาณจากโปรแกรม RapLap V.4

3.4.3 นำผลการทดลองที่ได้จากโปรแกรม RapLap V.4 มาเปรียบเทียบกับผลการทดลองที่ได้จากการวัดค่าจริง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

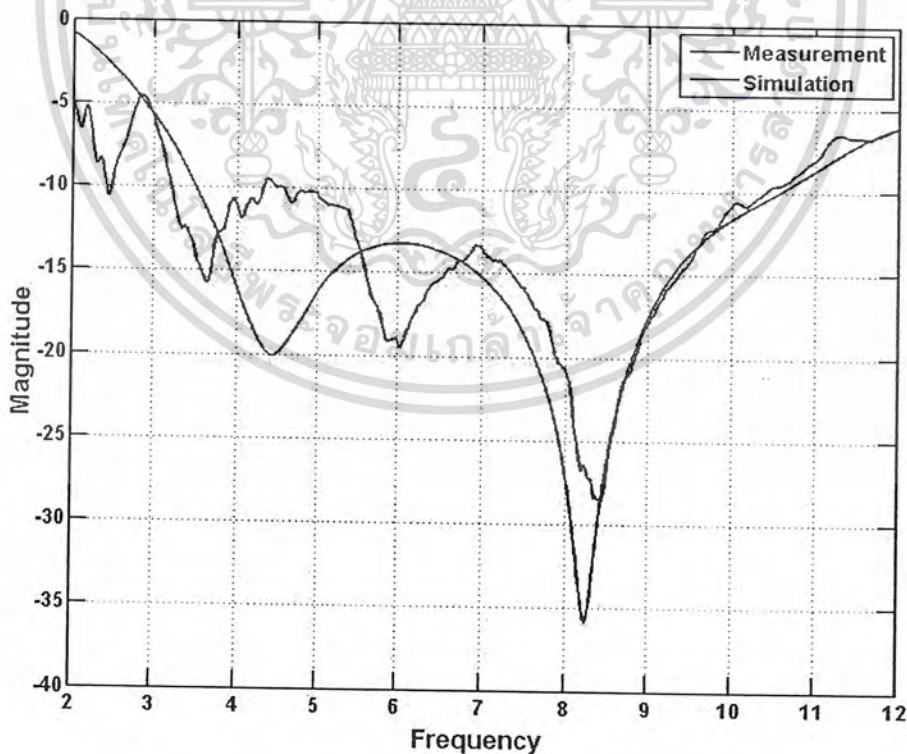
บทที่ 4

ผลการจำลองและผลการวัด

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลที่ได้จากการทดลองวัดจริงและการผลจากการวิเคราะห์ข้อมูลจากโปรแกรม Raplap ในสภาพแวดล้อมระเบียบทางเดินชั้น 12 ตึก 12 ชั้น คณะวิศวกรรมศาสตร์ ตามแบบการทดลองวัดทั้ง 2 แบบ โดยแสดงค่าพารามิเตอร์ต่างๆเช่น ขนาดและเฟสของฟังก์ชันการถ่ายโอน, การสูญเสียเชิงวิสัยสัญญาณที่รับได้, สัญญาณที่รับได้และสัญญาณที่ผ่านการกรองแมตซ์ฟิลเตอร์ซึ่งจะกล่าวเป็นหัวข้อย่อยๆดังนี้

4.1 ผลการทดสอบสายอากาศ

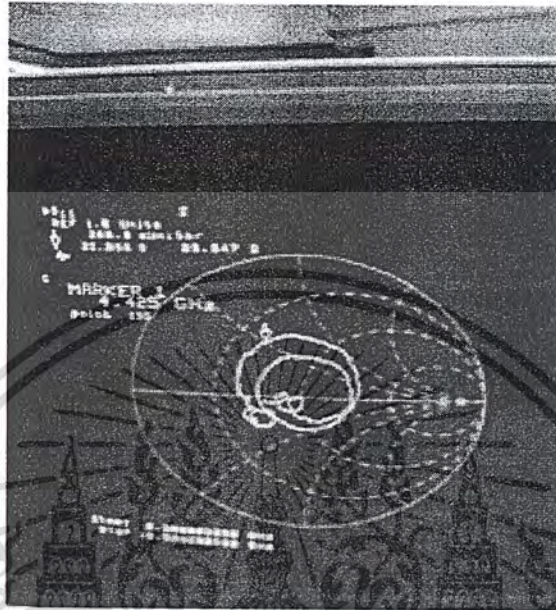
สำหรับรูป 4.1 จะแสดงการเปรียบเทียบผลการทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return loss) ของค่าที่ได้จากการ Simulated ด้วยโปรแกรม CST และ ค่าที่ได้จากการวัดที่เครื่อง VNA ของสายอากาศโมโนโพลแผ่นสี่เหลี่ยม



รูปที่ 4.1 การเปรียบเทียบผลการทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ

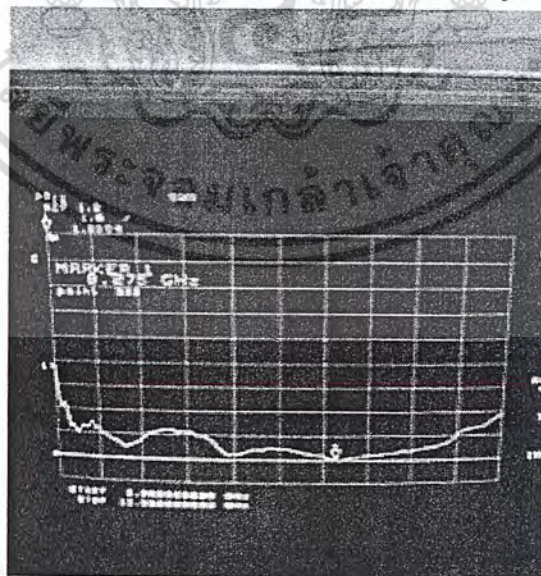
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 4.2 จะแสดงค่า Input Impedance ของแต่ละความถี่ จะอยู่ในช่วง 50 โอห์ม



รูปที่ 4.2 ค่า Input Impedance ของแต่ละความถี่ ที่วัดจากเครื่อง VNA

ผลจากการวัดค่าของ VSWR จากเครื่อง VNA ในย่านความถี่ 2 GHz – 12 GHz ซึ่งค่าที่ได้จากสมการวัดมีค่าต่ำกว่า 2 ตลอดย่านความถี่ที่เราต้องการ ดังรูป 4.3



รูปที่ 4.3 ค่า VSWR ที่ได้จากการวัดด้วยเครื่อง VNA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

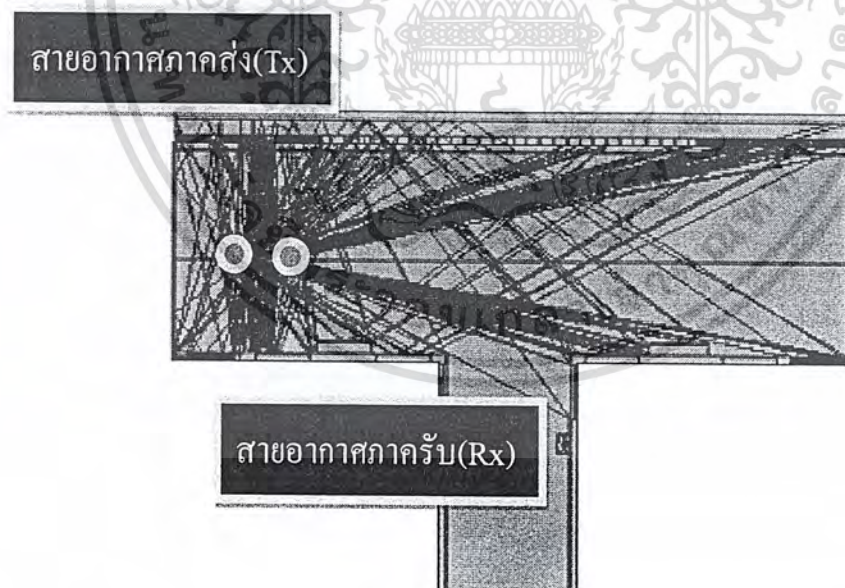
4.2 ผลจากการจำลองและผลจากการวัดจริง

ในการทดลองการแพร่กระจายคลื่นโดยใช้วิธีการ Ray Tracing ผ่านโปรแกรม Raplab V.4 เพื่อจำลองรูปแบบของการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับ ซึ่งจะเปรียบเทียบค่าผลการทดลองจากการจำลองด้วยโปรแกรม และผลที่ได้จากการวัดจริงตามแบบจำลองที่สร้างขึ้นมา โดยที่แบ่งออกเป็น 2 กรณีดังต่อไปนี้

4.2.1 กรณีที่ 1 Line of sight : LOS

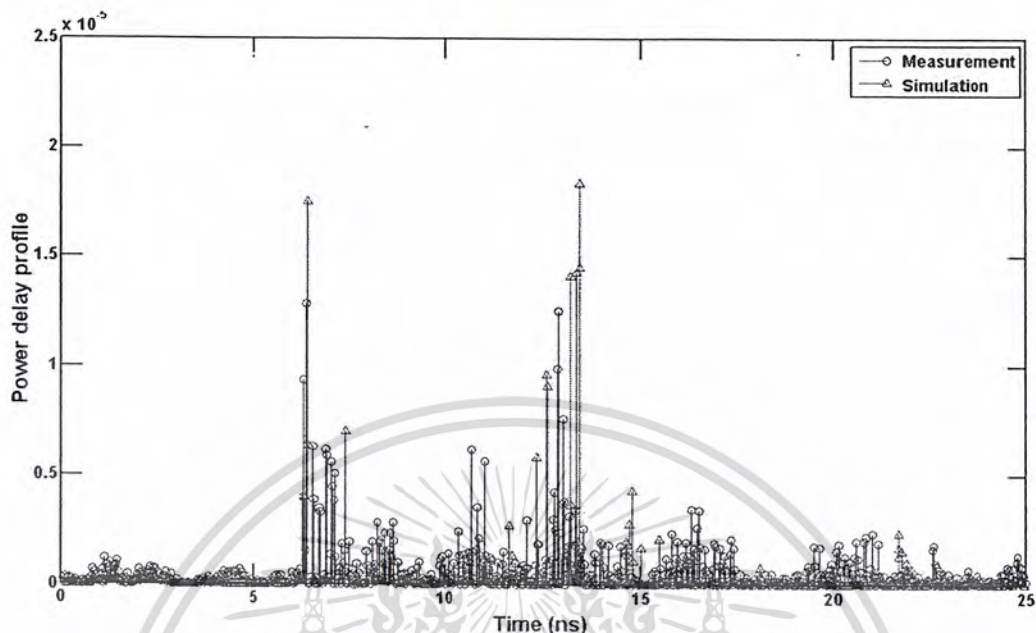
4.2.2 กรณีที่ 2 None line of sight : NLOS

กรณีที่ 1 LOS ทำการทดลองเป็นระยะทางทั้งหมด 5 เมตร จากภาคส่งไปยังภาครับ โดยเริ่มต้นที่ระยะห่าง 0.5 เมตรไปจนถึงระยะทาง 5 เมตร ดังรูป จะเป็นเส้นทางการเดินทางของคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ 2 มิติ ทั้งหมด 10 รูปแบบ และกราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (Power delay profile) ที่ได้จากการ simulated จาก โปรแกรม Raplab กับค่าที่ได้กับการวัดจริง

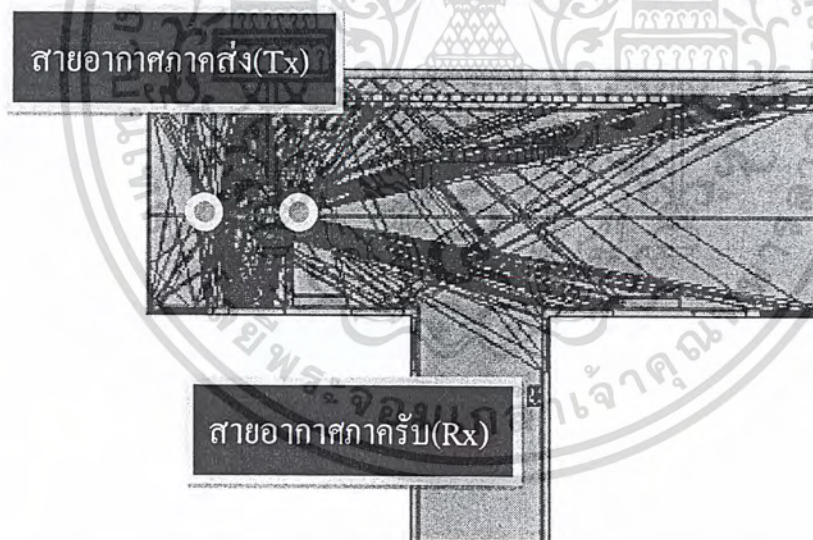


รูปที่ 4.4 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ LOS
ระยะห่างระหว่าง Tx และ Rx 0.5 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

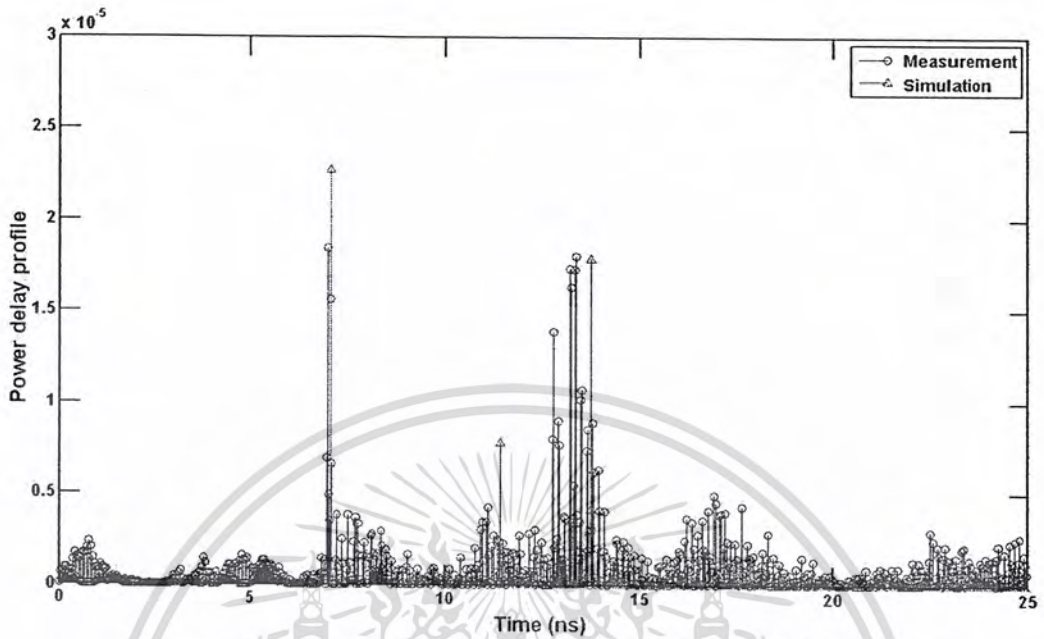


รูปที่ 4.5 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน
(Power delay profile) ที่ระยะห่างระหว่าง Tx และ Rx 0.5 เมตร

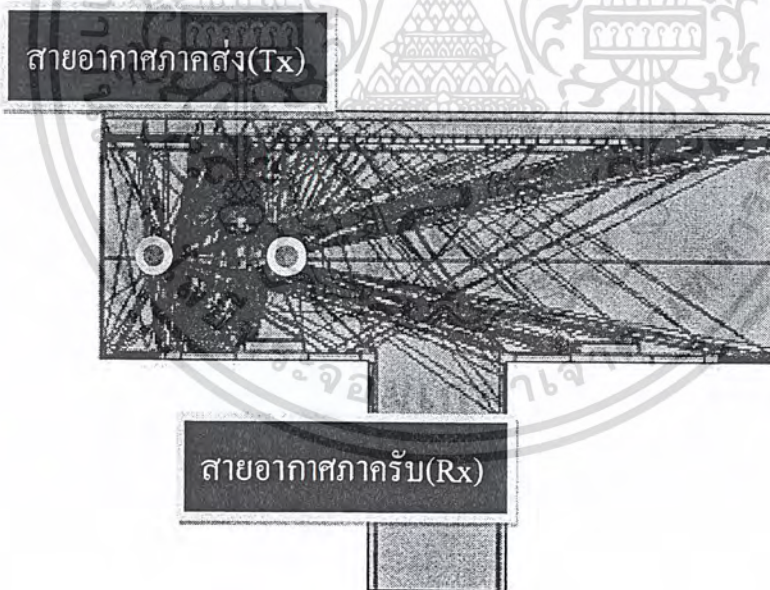


รูปที่ 4.6 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ LOS
ระยะห่างระหว่าง Tx และ Rx 1 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

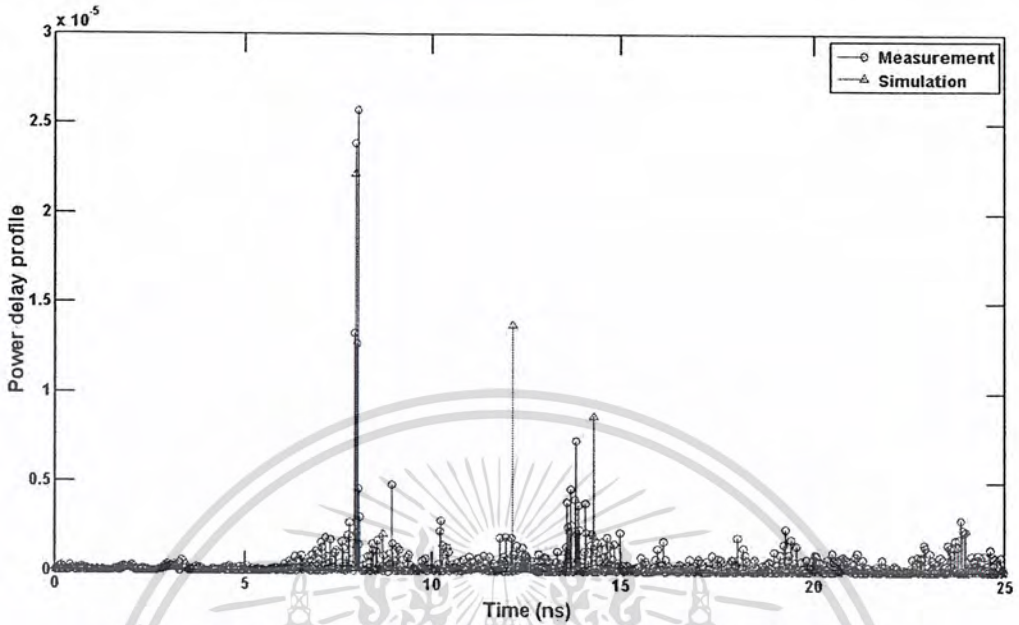


รูปที่ 4.7 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (Power delay profile) ที่ระยะห่างระหว่าง Tx และ Rx 1 เมตร

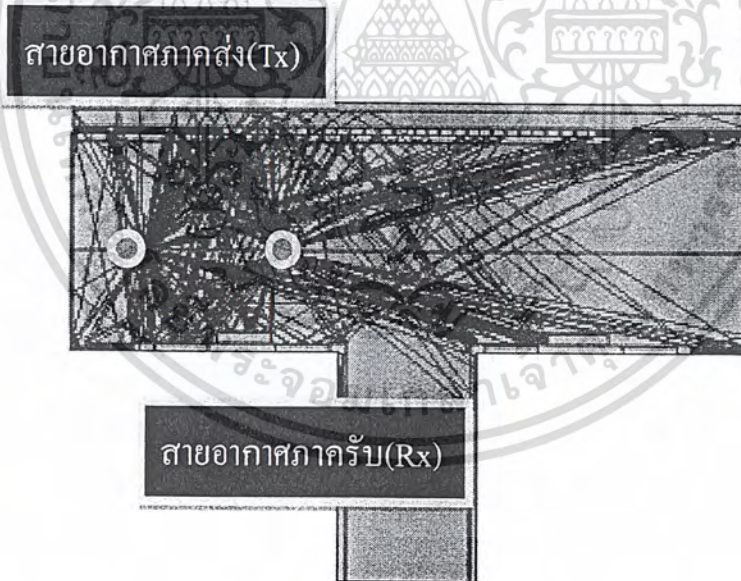


รูปที่ 4.8 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ LOS ระยะห่างระหว่าง Tx และ Rx 1.5 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

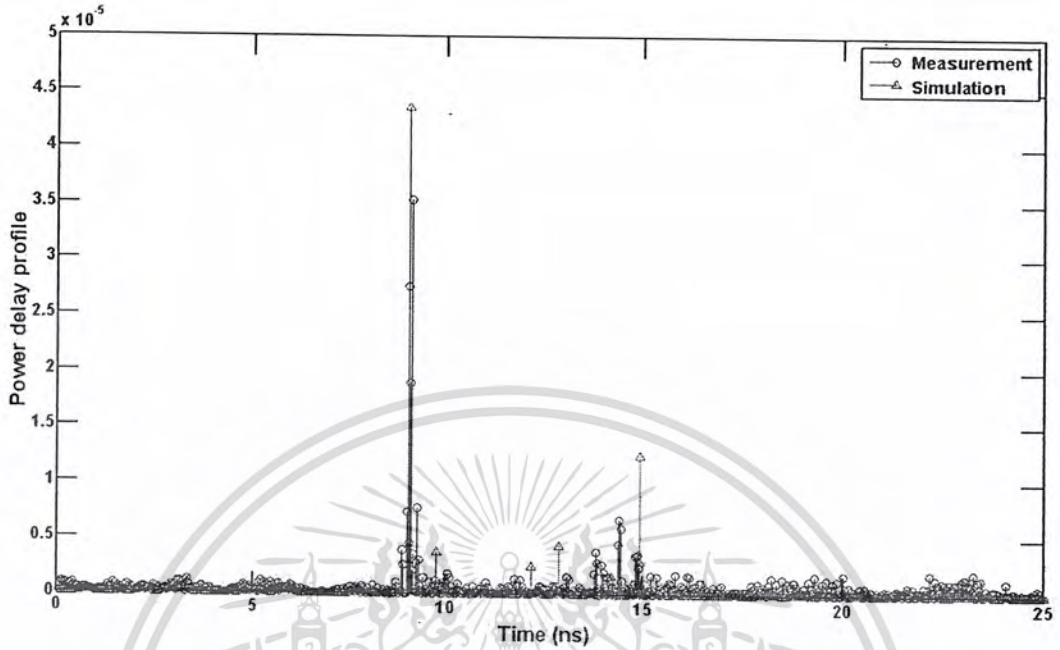


รูปที่ 4.9 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (Power delay profile) ที่ระยะห่างระหว่าง Tx และ Rx 1.5 เมตร



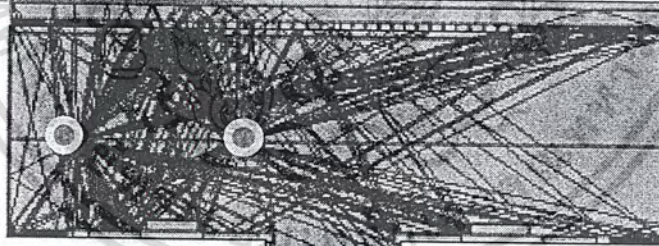
รูปที่ 4.10 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ LOS ระยะห่างระหว่าง Tx และ Rx 2 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (Power delay profile) ที่ระยะห่างระหว่าง Tx และ Rx 2 เมตร

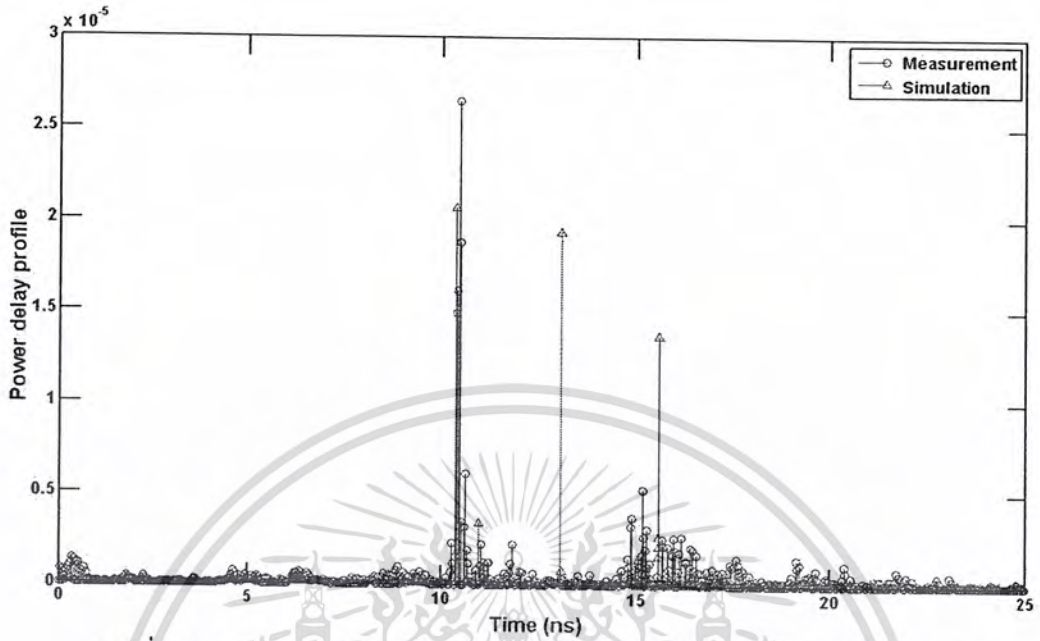
สายอากาศภาคส่ง(Tx)



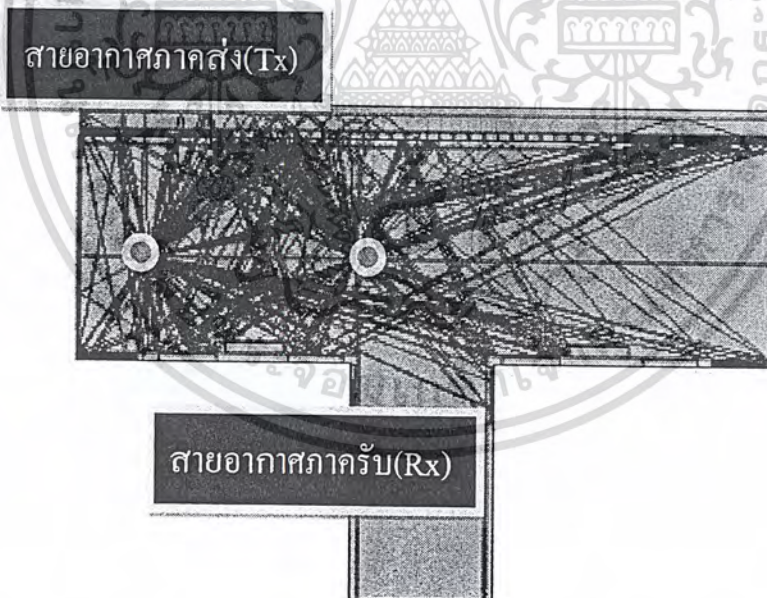
สายอากาศภาครับ(Rx)

รูปที่ 4.12 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ LOS ระยะห่างระหว่าง Tx และ Rx 2.5 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

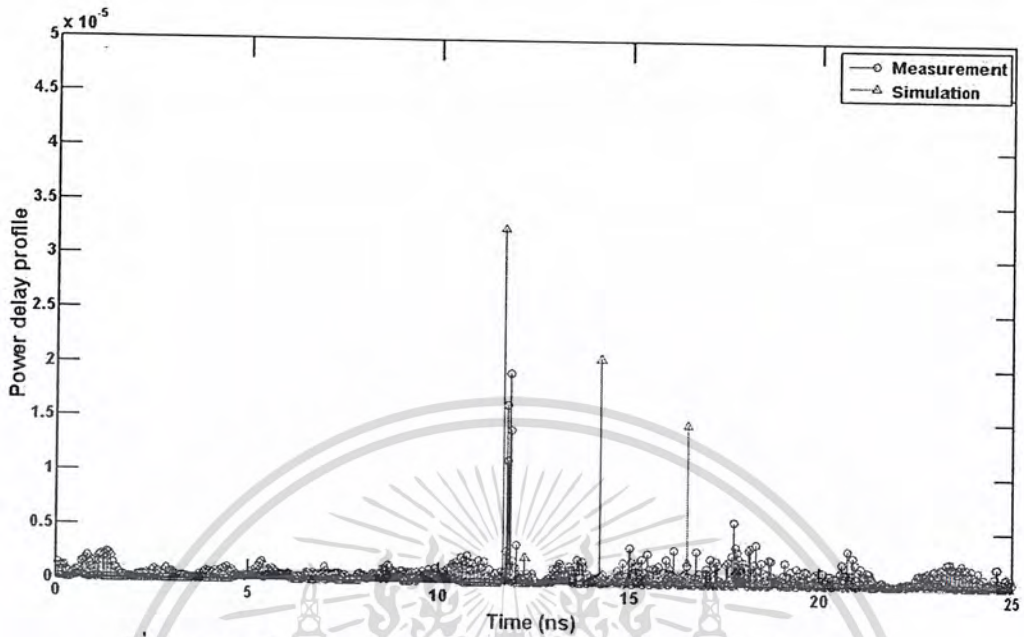


รูปที่ 4.13 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (Power delay profile) ที่ระยะห่างระหว่าง Tx และ Rx 2.5 เมตร

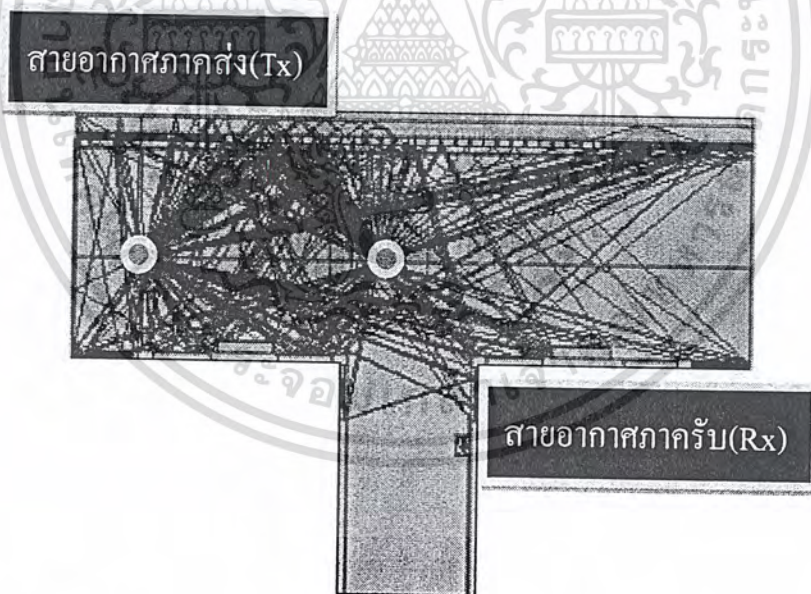


รูปที่ 4.14 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ LOS ระยะห่างระหว่าง Tx และ Rx 3 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

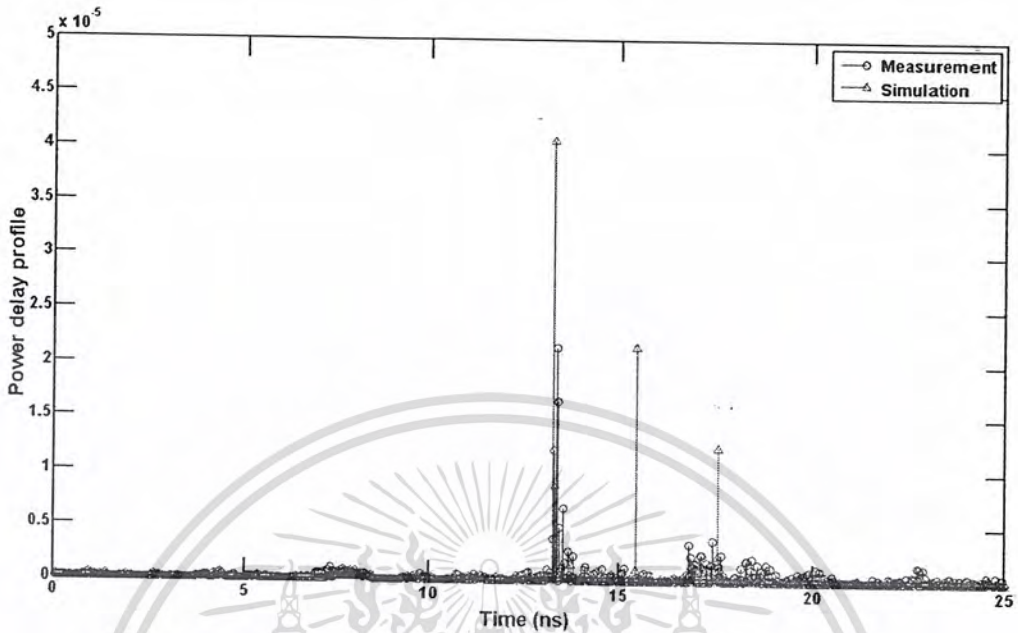


รูปที่ 4.15 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (Power delay profile) ที่ระยะห่างระหว่าง Tx และ Rx 3 เมตร

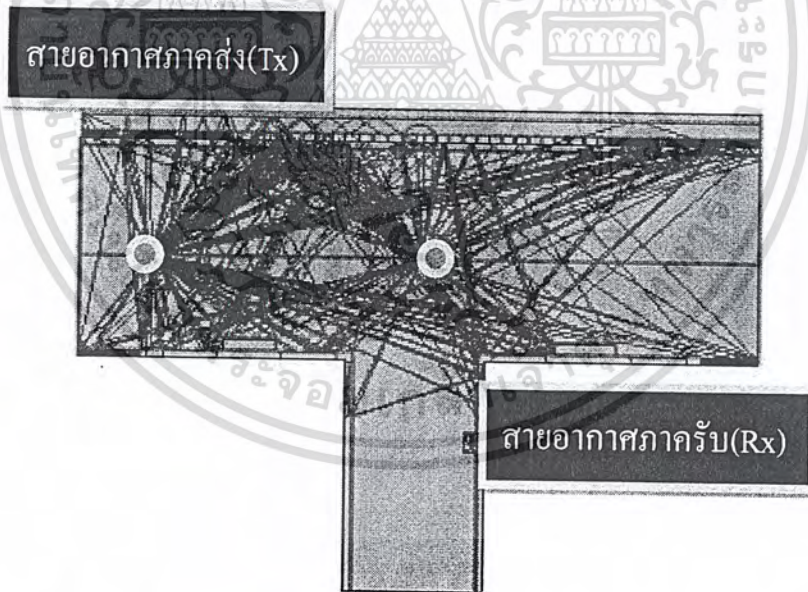


รูปที่ 4.16 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาคกรับแบบ LOS ระยะห่างระหว่าง Tx และ Rx 3.5 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

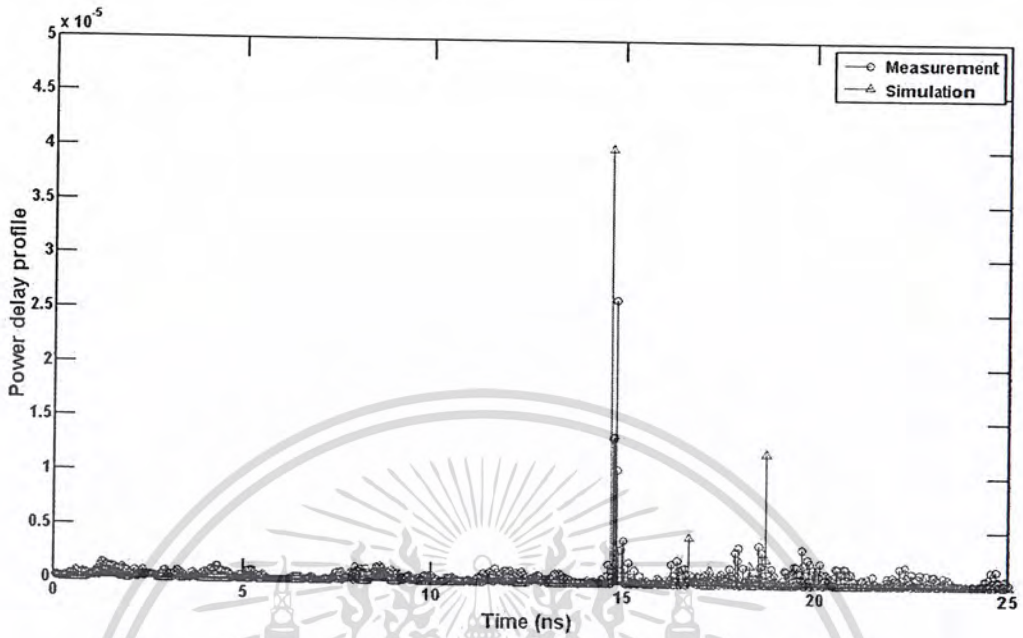


รูปที่ 4.17 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (Power delay profile) ที่ระยะห่างระหว่าง Tx และ Rx 3.5 เมตร

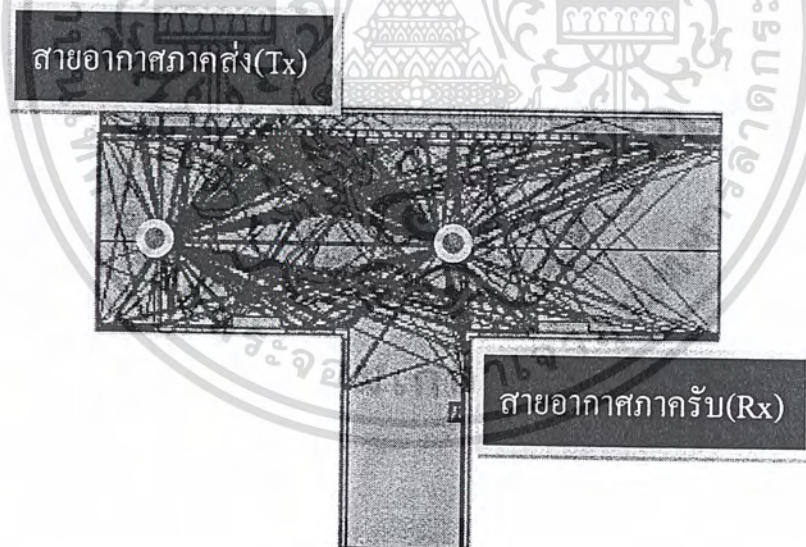


รูปที่ 4.18 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ LOS ระยะห่างระหว่าง Tx และ Rx 4 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

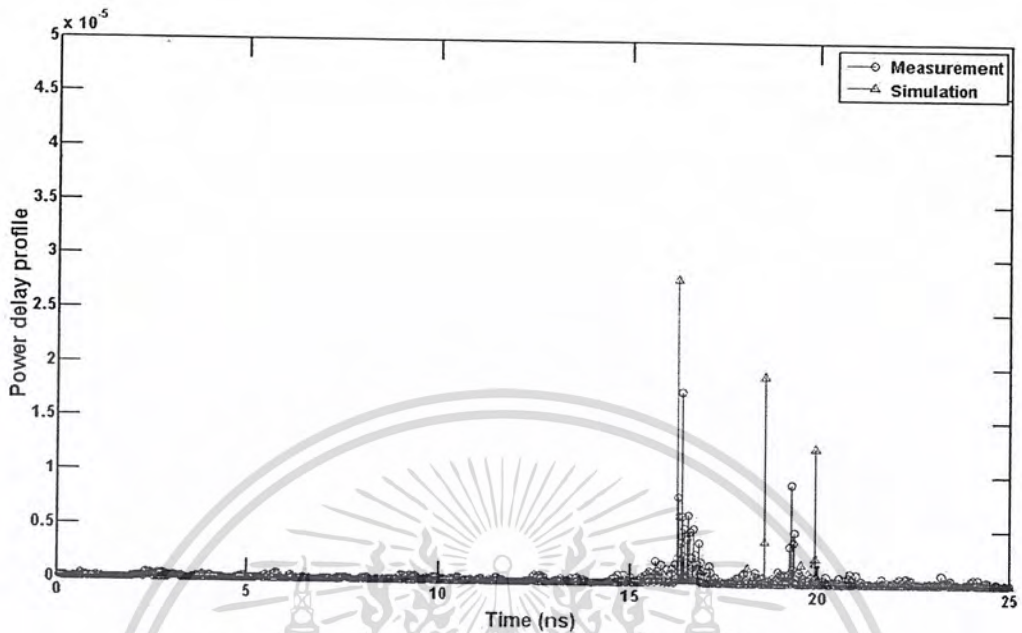


รูปที่ 4.19 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (Power delay profile) ที่ระยะห่างระหว่าง Tx และ Rx 4 เมตร

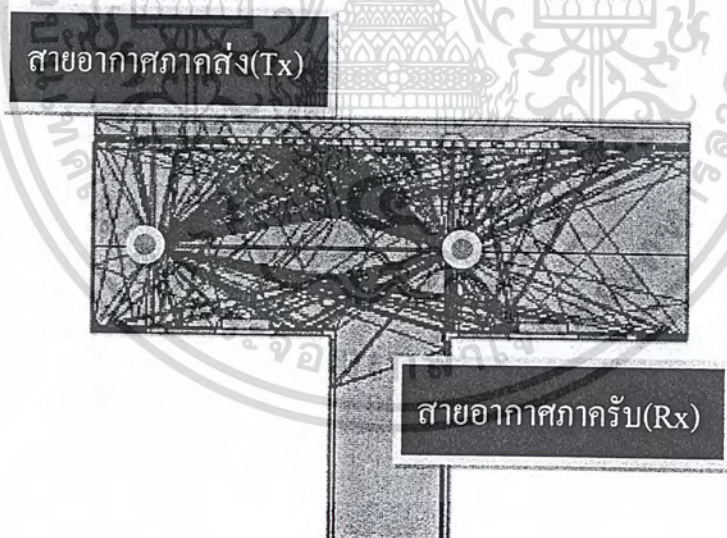


รูปที่ 4.20 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ LOS ระยะห่างระหว่าง Tx และ Rx 4.5 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

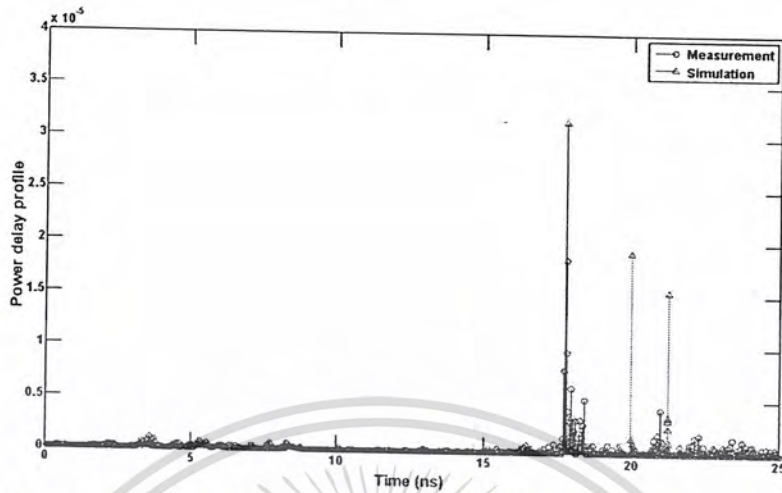


รูปที่ 4.21 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (Power delay profile) ที่ระยะห่างระหว่าง Tx และ Rx 4.5 เมตร



รูปที่ 4.22 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ LOS ระยะห่างระหว่าง Tx และ Rx 5 เมตร

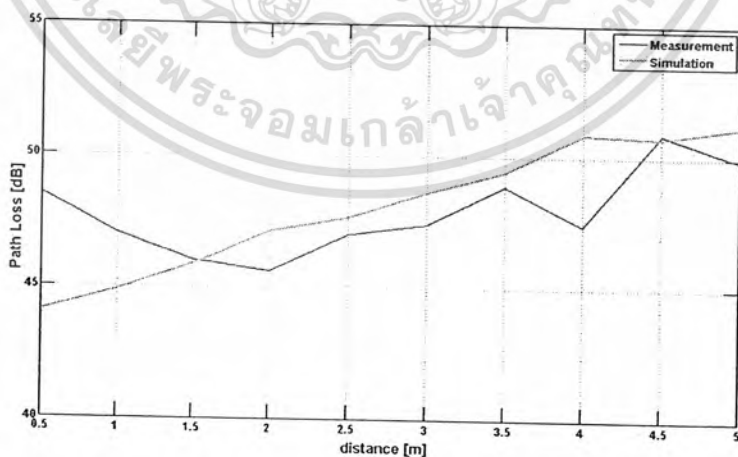
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.23 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (Power delay profile) ที่ระยะห่างระหว่าง Tx และ Rx 5 เมตร

4.3 ค่าการสูญเสียเชิงวิถีของสัญญาณกรณี LOS

การสูญเสียเชิงวิถีของสัญญาณที่วัดได้จากในสภาพแวดล้อมภายในอาคารจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะทางของสายอากาศที่ตั้งห่างกันซึ่งอาจจะมีผลกระทบอย่างอื่นเช่น ผนัง เพดาน เป็นต้น จะพบว่าค่าการสูญเสียที่ได้จากการ simulated ด้วยโปรแกรม Raplap, ค่าการสูญเสียที่ได้จากการคำนวณ และค่าที่ได้จากการวัดจริง มีค่าใกล้เคียงกัน ดังรูป



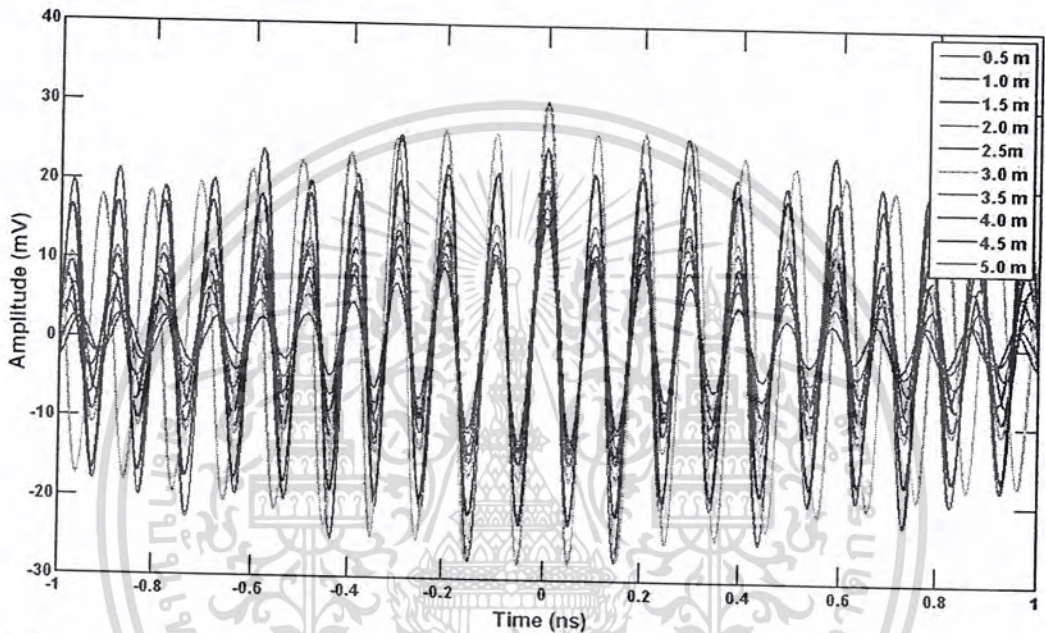
รูปที่ 4.24 ค่าการสูญเสียเชิงวิถีในระยะต่างๆ ของการส่งสัญญาณจากภาคส่งไปยังภาครับ

แบบ LOS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 สัญญาณที่รับได้แล้วนำมาผ่านวงจรกรองแบบเมตซ์ที่มีค่าดีที่สุด กรณี LOS

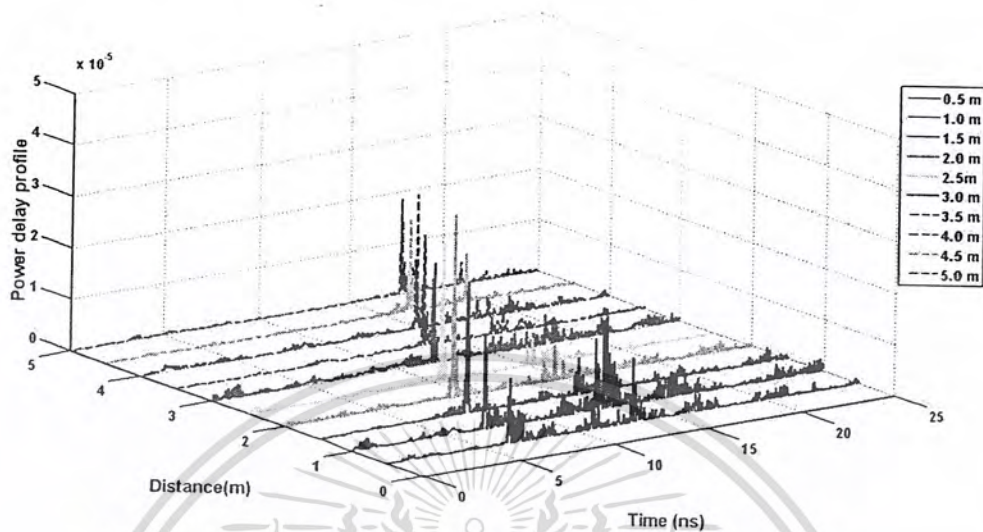
สัญญาณที่รับได้เมื่อผ่านวงจรกรองแบบเมตซ์ที่แสดงค่าสัญญาณที่รับได้ดีที่สุดในรูปแบบของกราฟ 2 แกนคือ ค่าของเวลาที่สัญญาณมาถึงยังด้านรับแสดงในแกนนอนและค่าแอมพลิจูดของสัญญาณในแกนตั้ง ที่ระยะต่างๆ ดังรูป



รูปที่ 4.25 ขนาดของสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองแบบเมตซ์ที่มีค่าดีที่สุดของช่องสัญญาณการแพร่กระจายวิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่ง กรณี LOS

4.5 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงเวลาของสัญญาณ กรณี LOS

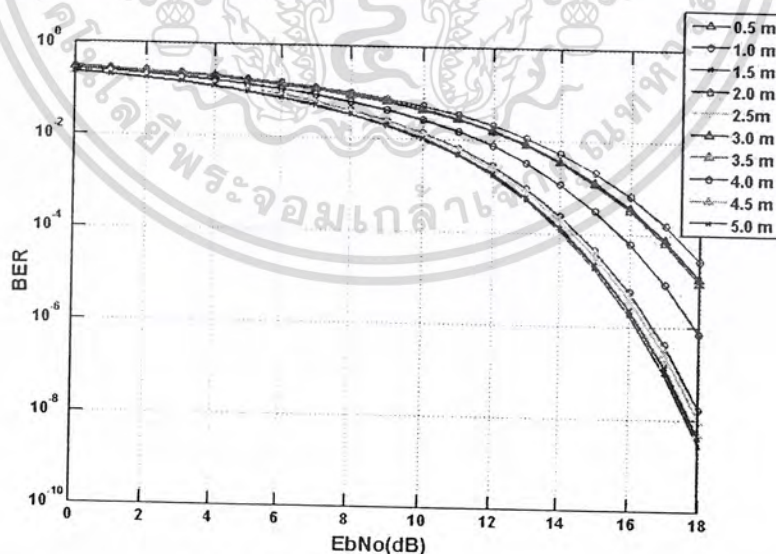
ในการแสดงผลภาพหน้าตัดข้างการประวิงเวลาของสัญญาณนั้นจะแสดงในรูปแบบของกราฟ 3 แกนคือ เวลาที่ใช้ในการเดินทาง ระยะทางที่ใช้ในการวัดสัญญาณและระดับกำลังงานของสัญญาณที่รับได้ และที่ระยะทางต่างกันนั้นก็ให้ผลของกำลังที่ลดลงตามระยะทางด้วย



รูปที่ 4.26 ภาพหน้าตัดข้างการประจิงเวลากำลังงานในแต่ละระยะทาง

4.6 ค่าอัตราบิตผิดพลาด กรณี LOS

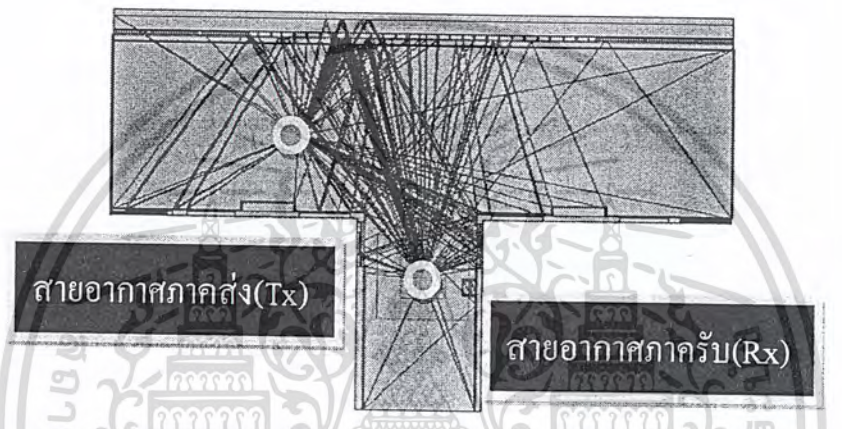
จากรูปที่ 4.27 เป็นการแสดงค่าอัตราบิตผิดพลาดของแต่ละระยะทางที่ทำการวัดสัญญาณ



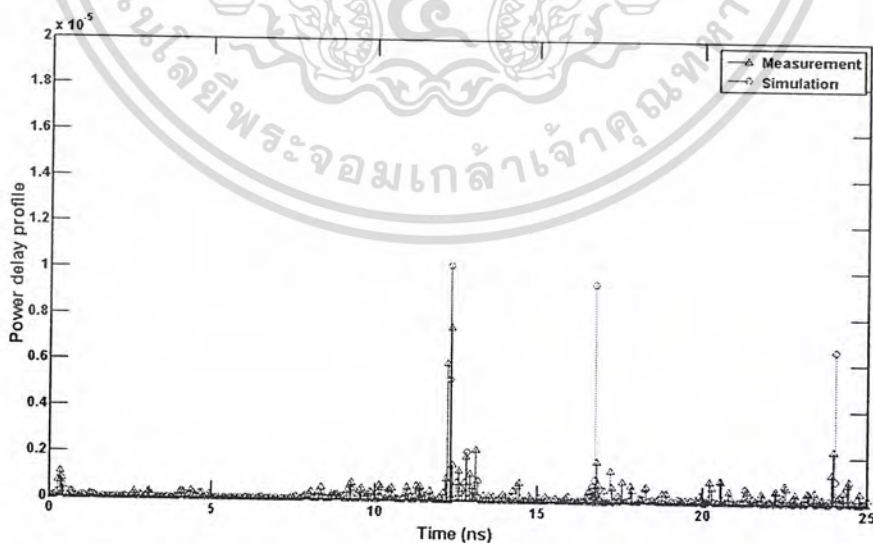
รูปที่ 4.27 อัตราความผิดพลาดบิตของแต่ละระยะทางของช่องสัญญาณการแพร่กระจาย วิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีที่ 2 NLOS ทำการทดลองเป็นระยะทางทั้งหมด 4 เมตร จากภาคส่งไปยังภาครับ โดยเริ่มต้นที่ระยะห่าง 0.5 เมตร ไปจนถึงระยะทาง 4 เมตร ดังรูป จะเป็นเส้นทางการเดินทางของคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ 2 มิติ ทั้งหมด 5 รูปแบบ และกราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (Power delay profile) ที่ได้จากการ simulated จาก โปรแกรม Raplap กับค่าที่ได้กับการวัดจริง

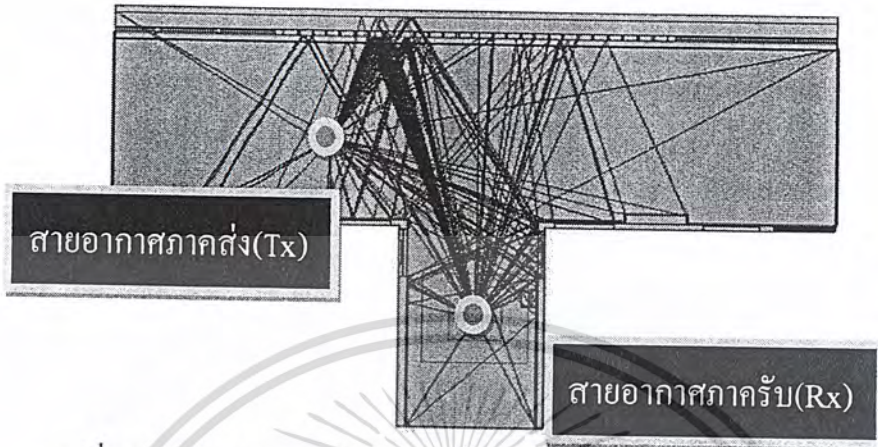


รูปที่ 4.28 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ NLOS ที่ระยะห่างจากจุดอ้างอิง 0.5 เมตร



รูปที่ 4.29 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (Power delay profile) ที่จากจุดอ้างอิง 0.5 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

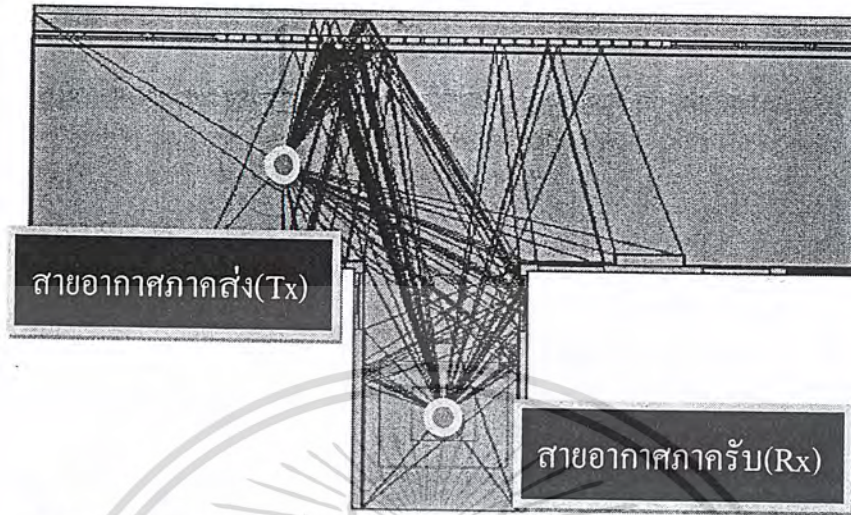


รูปที่ 4.30 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ NLOS ที่ระยะห่างจากจุดอ้างอิง 1 เมตร

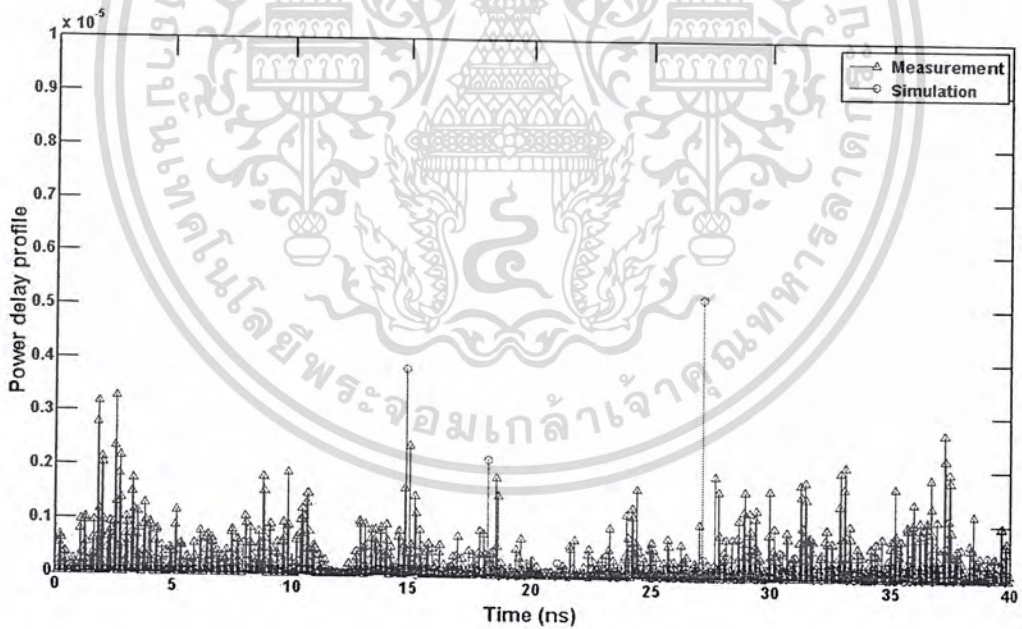


รูปที่ 4.31 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (Power delay profile) ที่จากจุดอ้างอิง 1 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

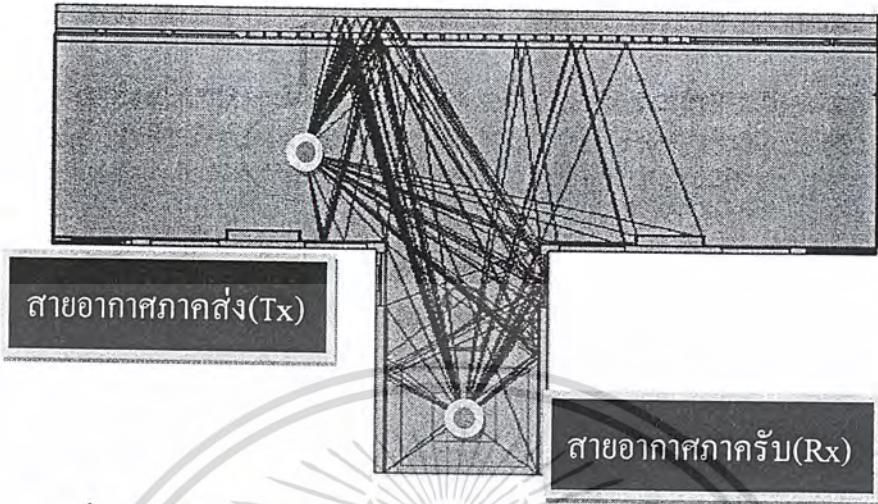


รูปที่ 4.32 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ NLOS ที่ระยะห่างจากจุดอ้างอิง 1.5 เมตร

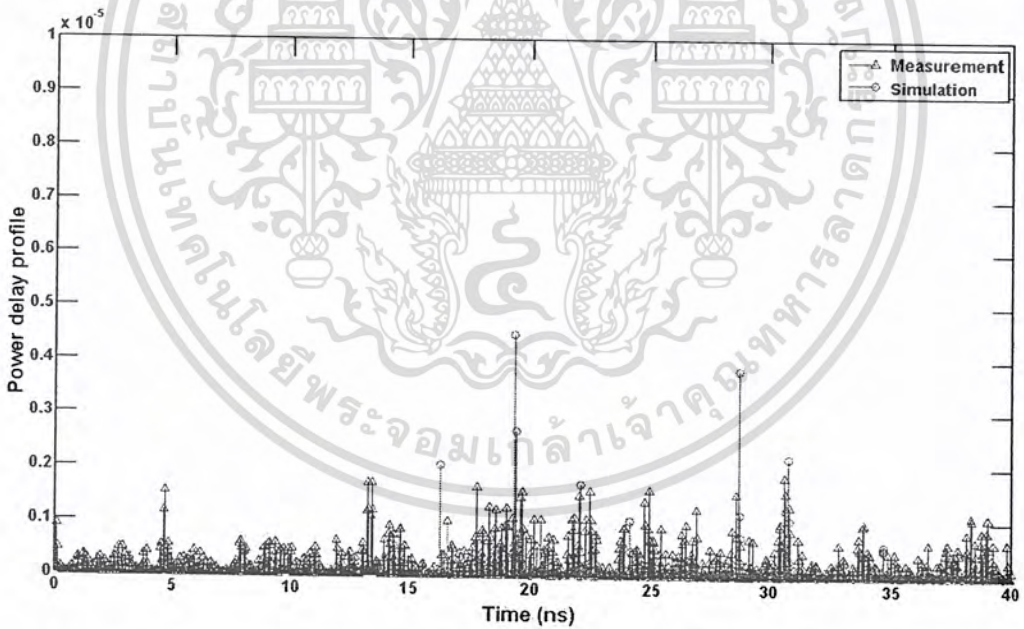


รูปที่ 4.33 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (Power delay profile) ที่จากจุดอ้างอิง 1.5 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

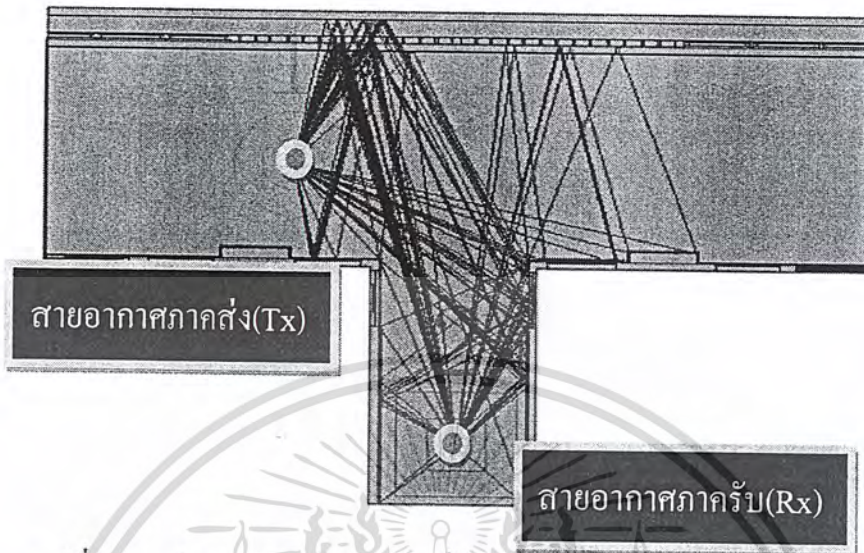


รูปที่ 4.34 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ NLOS ที่ระยะห่างจากจุดอ้างอิง 2 เมตร

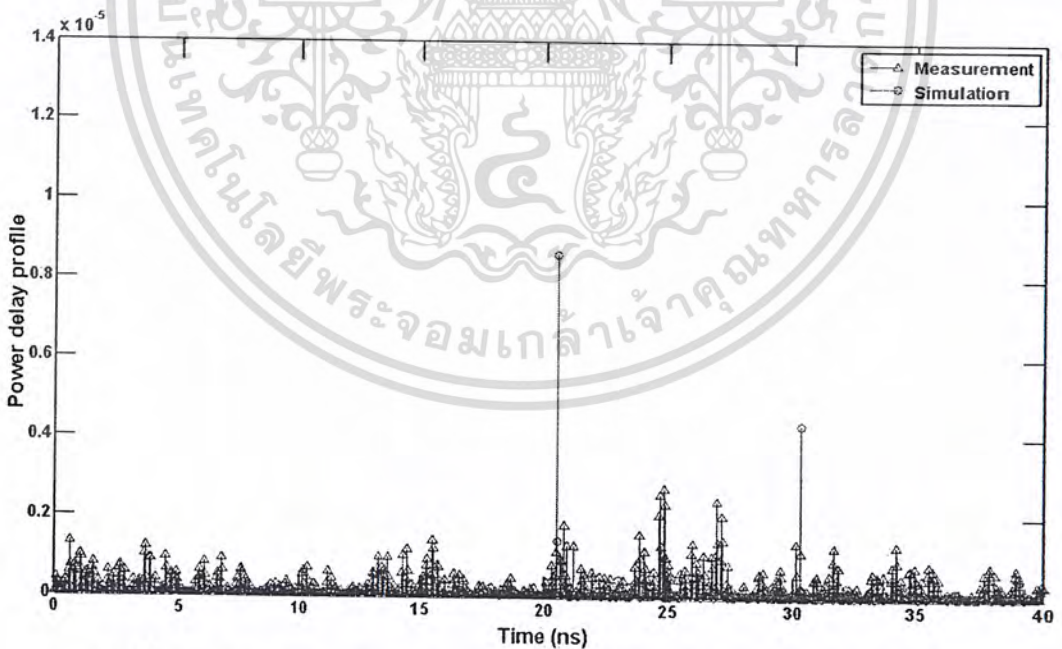


รูปที่ 4.35 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (Power delay profile) ที่จากจุดอ้างอิง 2 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.36 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ NLOS ที่ระยะห่างจากจุดอ้างอิง 2.5 เมตร

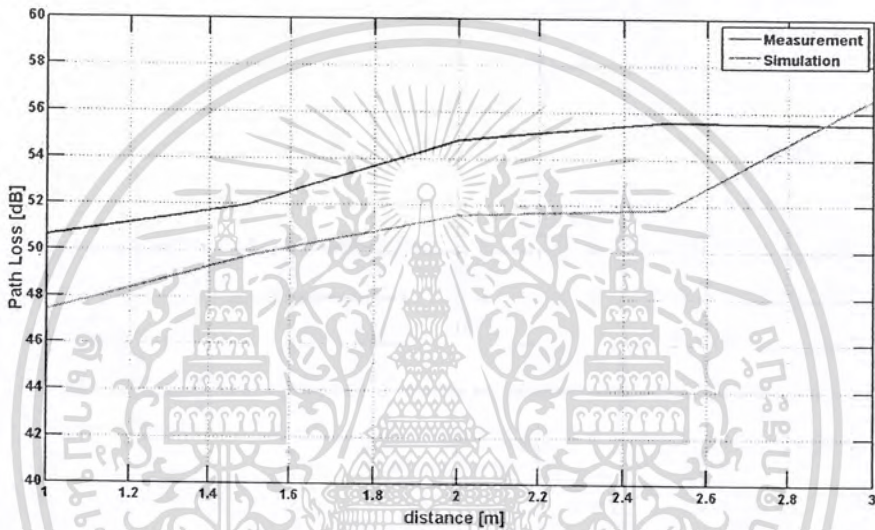


รูปที่ 4.37 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (Power delay profile) ที่จากจุดอ้างอิง 2.5 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.7 ค่าการสูญเสียเชิงวิถีของสัญญาณกรณี NLOS

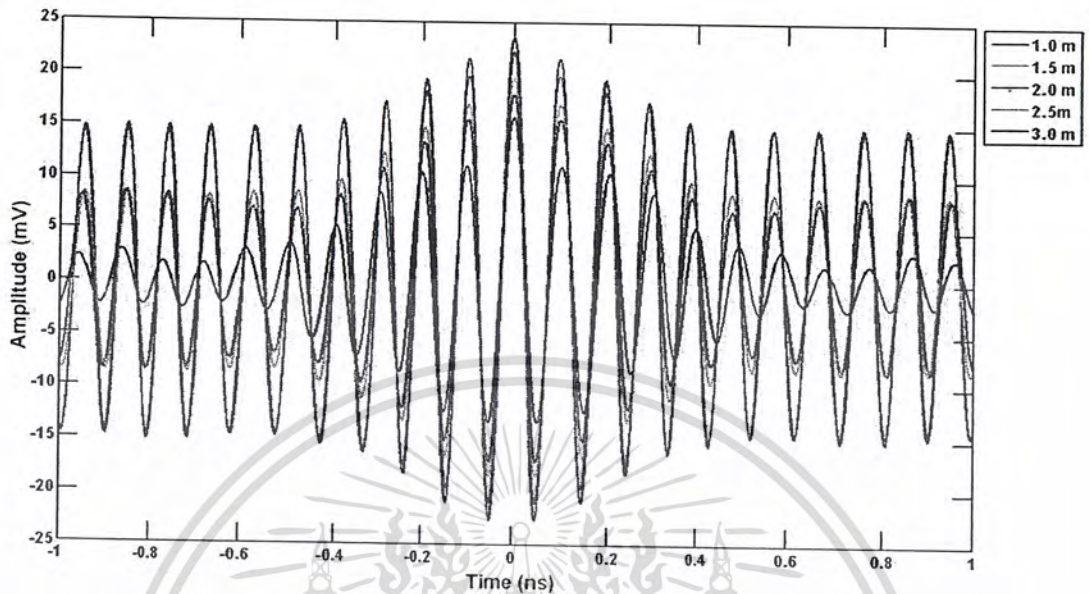
การสูญเสียเชิงวิถีของสัญญาณที่วัดได้จากในสภาพแวดล้อมภายในอาคารจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะทางของสายอากาศที่ตั้งห่างกันซึ่งอาจจะมีผลกระทบอย่างอื่นเช่น ผนัง เพดาน กำแพง เป็นต้น จะพบว่าค่าการสูญเสียที่ได้จากการ simulated ด้วยโปรแกรม Raplap , ค่าการสูญเสียที่ได้จากการคำนวณ และค่าที่ได้จากการวัดจริง มีค่าใกล้เคียงกัน ดังรูป



รูปที่ 4.38 ค่าการสูญเสียเชิงวิถีในระยะต่างๆ ของการส่งสัญญาณจากภาคส่งไปยังภาครับแบบ NLOS

4.8 สัญญาณที่รับได้แล้วนำมาผ่านวงจรกรองแบบแมตซ์ที่มีค่าดีที่สุด กรณี NLOS

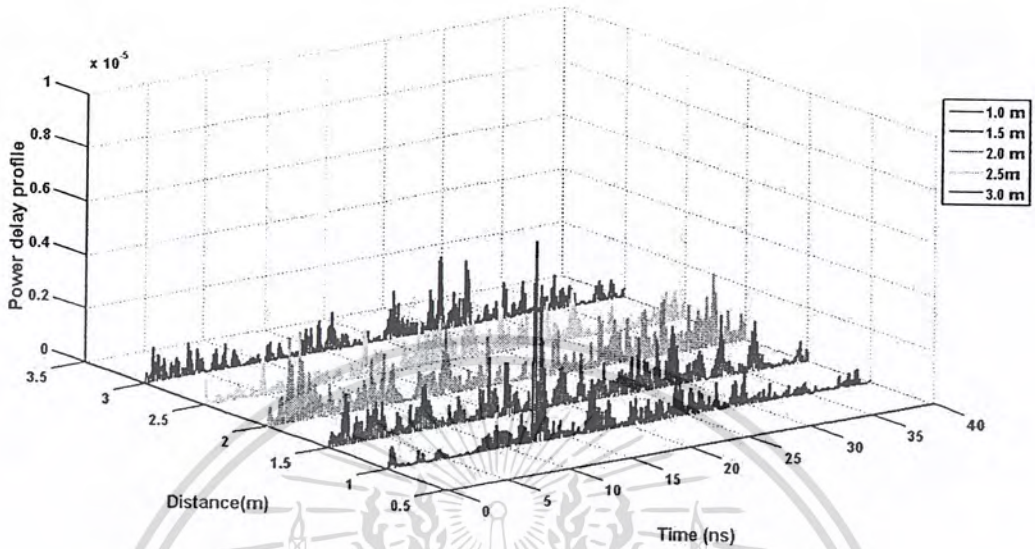
สัญญาณที่รับได้เมื่อผ่านวงจรกรองแบบแมตซ์ที่แสดงค่าสัญญาณที่รับได้ดีที่สุดในรูปแบบของกราฟ 2 แกนคือ ค่าของเวลาที่สัญญาณมาถึงยังด้านรับแสดงในแกนนอนและค่าแอมพลิจูดของสัญญาณในแกนตั้ง ที่ระยะต่างๆ ดังรูป



รูปที่ 4.39 ขนาดของสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองแบบเมตซ์ที่มีค่าดีที่สุดของช่องสัญญาณการแพร่กระจายวิทยุอิมพัลส์แบบแถบกว้างยิ่ง กรณี NLOS

4.9 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงเวลาของสัญญาณ กรณี LOS

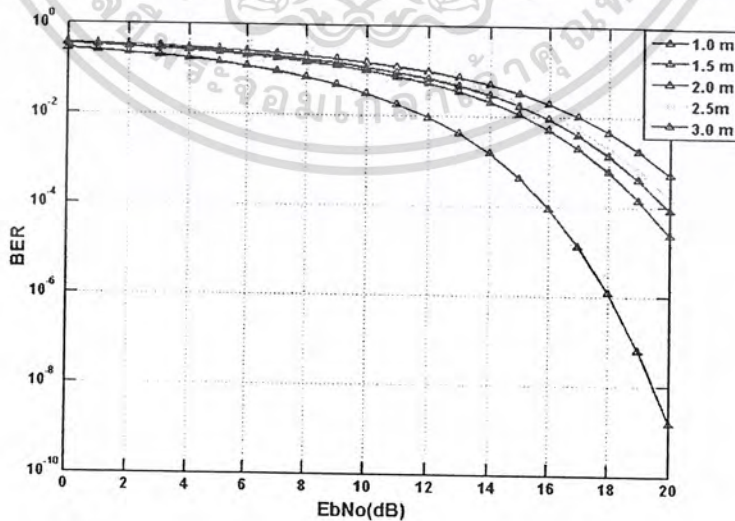
ในการแสดงผลภาพหน้าตัดข้างการประวิงเวลาของสัญญาณนั้นจะแสดงในรูปแบบของกราฟ 3 แกนคือ เวลาที่ใช้ในการเดินทาง ระยะทางที่ใช้ในการวัดสัญญาณและระดับกำลังงานของสัญญาณที่รับได้ และที่ระยะทางต่างกันนั้นก็ให้ผลของกำลังที่ลดลงตามระยะทางด้วย



รูปที่ 4.40 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงเวลาคำถึงงานในแต่ละระยะทาง

4.10 ค่าอัตราบิดผิดพลาด กรณี NLOS

ค่าอัตราบิดผิดพลาดของแต่ละระยะทางที่ได้รับ พบว่าที่ระยะไกลที่สุดจะมีอัตราบิดผิดพลาดน้อยสุด ดังรูป



รูปที่ 4.41 อัตราความผิดพลาดบิดของแต่ละระยะทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุป

5.1 วิเคราะห์ผลการวัดจากแบบจำลองและผลที่ได้จากการวัดจริง

จากผลการทดลองการแพร่กระจายคลื่นโดยใช้วิธีการ Ray Tracing เพื่อดูเส้นทางการเดินทางของคลื่น ค่าการสูญเสียเชิงวิถี เวลาการเดินทางของคลื่น พบว่าระยะทางมีผลต่อการแพร่กระจายคลื่น

เนื่องจากเป็นแบบจำลองภายในตัวอาคารหรือ Indoor Channel Model ค่าประวิงเวลา (Delay time) ที่ได้จึงมีค่าค่อนข้างสูง เป็นเพราะสภาพแวดล้อมภายใน เนื่องจากแบบจำลองเป็นห้อง จึงมีการสะท้อนไปมาของคลื่นทำให้เกิดค่าหน่วงเวลาที่มาก เช่นเดียวกับการสูญเสียเนื่องจากคลื่นเดินทางไปกระทบสิ่งกีดขวาง เช่น ประตู ผนัง บอร์ดติดผนัง ผนังกำแพง จึงทำให้กำลังงานที่ส่งออกไปมีค่าลดลงเมื่อไปถึงสายอากาศฝั่งรับ

5.2 สรุป

โครงการนี้ได้ทำการประเมินผลการจำลองช่องสัญญาณภายในอาคารของวิทยุแถบกว้างยิ่งโดยใช้วิธีการแบบ Ray-Tracing ซึ่งนำไปใช้ในการจำลองรูปแบบของการแพร่กระจายของคลื่นในรูปแบบต่างๆ โดยการเขียนแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (Raplabs) และผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์จะนำไปเปรียบเทียบกับผลจากการวัดจริงเพื่อเปรียบเทียบว่าผลที่ได้นั้นมีค่าใกล้เคียงกันมากน้อยแค่ไหน จากผลการทดลองค่าการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากการเขียนแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และค่าการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากการวัดจริงนั้นมีค่าความแตกต่างโดยคิดเป็นเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนในกรณีของ LOS 3.27 % และในกรณีของ NLOS 6.13 % ทำให้ทราบได้ว่าในการออกแบบระบบสื่อสารระยะใกล้โดยการเขียนแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ มาใช้ในการหาตำแหน่งของอุปกรณ์สื่อสารที่จะสามารถรับสัญญาณได้ดีที่สุด ไม่ว่าจะเป็น ทีวี โนตบุ๊ก เครื่องปริ้นเตอร์ หรืออุปกรณ์อื่นๆ ซึ่งจะทำให้เราทราบว่ารูปแบบของการแพร่กระจายคลื่น เช่น การสะท้อน การเลี้ยวเบน เป็นอย่างไร และนอกจากนี้โครงสร้างทางกายภาพภายใน เช่น กำแพง บอร์ดไม้ ปูน กระจก เป็นต้น ในตัวอาคารนั้นจะมีผลต่อการรับส่งสัญญาณมากแค่ไหน

5.3 ปัญหาและแนวทางการแก้ไข

ปัญหาที่เกิดขึ้นระหว่างดำเนินโครงการสามารถแบ่งได้ดังนี้

5.3.1 ปัญหาในการใช้โปรแกรม

5.3.2 ปัญหาในการเซตค่า Parameter

เนื่องจากปัญหาทางด้านภาษาทำให้เกิดความล่าช้าในการทำงาน อินเทอร์เน็ตของโปรแกรม RapLap เป็นภาษาญี่ปุ่นทั้งหมด ทำให้ยากต่อการเข้าใจ อีกทั้งค่าพารามิเตอร์ที่มีให้เลือกใช้มากมายหลายชนิด และบางชนิดเป็นค่าที่ผู้ดำเนินโครงการไม่ทราบ จึงทำให้เกิดปัญหาในการใช้โปรแกรมและผลที่ได้จากการจำลองอาจมีการคลาดเคลื่อน

แนวทางการแก้ไขปัญหาคือใช้ Japanese Dictionary ในการช่วยแปลคำศัพท์ให้มากขึ้น หรือหาผู้เชี่ยวชาญทางด้านภาษาญี่ปุ่น และควรมีการติดต่อไปทางผู้พัฒนาโปรแกรม หรือผู้ที่สามารถใช้โปรแกรมได้ เพื่อขอคำแนะนำในการใช้งานต่อไป

5.5 แนวทางในการพัฒนาต่อไปในอนาคต

ประเมินค่าประสิทธิภาพของสัญญาณการส่งผ่านของระบบแบบแถบกว้างยิ่ง โดยใช้อัลกอริทึมต่างๆ เช่น TOA, DOA หรือ AOA

ศึกษาคุณลักษณะของช่องสัญญาณการแพร่กระจายแบบแถบกว้างยิ่งโดยพิจารณาที่ย่านความถี่แถบต่ำ (Low band) และ ย่านความถี่แถบสูง (High band) เพื่อนำมาประยุกต์ใช้งานร่วมกับโครงข่ายพื้นที่ส่วนบุคคลแบบไร้สาย

บรรณานุกรม

- [1] พีรณัฐ ตั้งขจรธรรมวงศ์, และคณะ, “การจำลองช่องสัญญาณภายในอาคารของวิทยุแถบกว้างยิ่ง โดยใช้ Ray-Tracing,” ปรินิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2551.
- [2] พิษณุ สมบัติคลัง, “สายอากาศอัลตรา-ไวด์แบนด์ชนิดโมโนโพล (Ultra-wideband planar monopole antenna),” ปรินิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2551.
- [3] J. JEMAI, “On the Applicability of Deterministic Modelling to Indoor UWB Channels,” proceedings of the 3rd workshop on positioning, navigation and communication (wpnc’06), page : 139 – 148, 2006.
- [4] Christophe Roblin and Amir Yousuf, “A “Generic” Design of Planar UWB Antennas for Parametric or Statistical Analysis,” Universal Electronics Inc., Ecole Nationale Suprieure de Techniques Avances.