

สายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ขับเคลื่อนด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบ  
สำหรับการประยุกต์ใช้งานช่วงความถี่กว้างยิ่งยวด

RECTANGULAR APERTURE ANTENNA FED BY PLANAR-PLATE  
MONOPOLE FOR ULTRA-WIDEBAND APPLICATIONS

รุ่งโรจน์ บุตตะจิน  
RUNGROD BUTTACHIN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

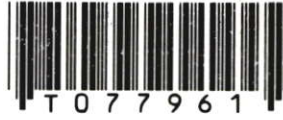
พ.ศ. 2550

KHITL-2007-EN-M-010-106

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

สายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบ  
สำหรับการประยุกต์ใช้งานช่วงความถี่กว้างยิ่งยวด

RECTANGULAR APERTURE ANTENNA FED BY PLANAR-PLATE  
MONOPOLE FOR ULTRA-WIDEBAND APPLICATIONS



รุ่งโรจน์ บุตตะจีน

RUNGROD BUTTACHIN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

KMITL-2007-EN-M-010-106

**RECTANGULAR APERTURE ANTENNA FED BY PLANAR-PLATE  
MONOPOLE FOR ULTRA-WIDEBAND APPLICATIONS**

**RUNGROD BUTTACHIN**

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

**2007**

**KMITL-2007-EN-M-010-106**

**COPYRIGHT 2007**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

<b>หัวข้อวิทยานิพนธ์</b>	สายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนด้วยโมโนโพลชนิด แผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานช่วงความถี่กว้างยิ่งยวด
<b>นักศึกษา</b>	นาย รุ่งโรจน์ บุคตะจีน
<b>รหัสประจำตัว</b>	48060927
<b>ปริญญา</b>	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
<b>สาขาวิชา</b>	วิศวกรรมโทรคมนาคม
<b>พ.ศ.</b>	2550
<b>อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์</b>	ผศ. ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานในช่วงความถี่กว้างยิ่งยวด ช่วงความถี่กว้างยิ่งยวดจะอยู่ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.1 - 10.6 GHz ตามมาตรฐาน FCC เป็นผู้กำหนดในปี 2002 ในการพิจารณาหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เหมาะสมของสายอากาศจะใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO ในการจำลองผลโดยพิจารณาจากค่าการสูญเสียย้อนกลับ จากนั้นทำการวิเคราะห์แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น และอัตราการขยาย รวมทั้งทำการพิจารณาสัญญาณอิมพัลส์ของสายอากาศทางด้านส่งและสัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้ของสายอากาศทางด้านรับ โดยจำลองผลของสัญญาณอิมพัลส์ในโดเมนเชิงเวลา สัญญาณอิมพัลส์ในโดเมนเชิงความถี่ เฟส และตัวประกอบสหสัมพันธ์ ผลที่ได้จากการจำลอง พบว่าที่ความถี่ 7 GHz, 9 GHz และ 10.6 GHz ลำคลื่นของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเกิดการเลื่อนไปเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของโหมด สัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้ที่มุม 0° มีค่าการผิดเพี้ยนของสัญญาณน้อยที่สุดเมื่อเทียบกับมุมอื่นๆที่ทำการพิจารณา จากนั้นจะนำค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ได้จากการจำลองผลนำไปสร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อนำผลที่ได้มาทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองเพื่อยืนยันอันความถูกต้องของผลที่ได้จากการจำลอง พบว่าผลการเปรียบเทียบของค่าการสูญเสียย้อนกลับ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น และอัตราการขยายมีแนวโน้มที่สอดคล้องกันเป็นอย่างดี ผลการวิจัยจะเป็นประโยชน์ในการออกแบบและสร้างสายอากาศที่มีลักษณะเป็นท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากที่มีการปิดปลายไว้ด้าน หนึ่งโดยนำไปประยุกต์ใช้งานในช่วงความถี่กว้างยิ่งยวด

<b>Thesis Title</b>	Rectangular Aperture Antenna Fed by Planar-Plate Monopole for Ultra-Wideband Applications
<b>Student</b>	Mr. Rungrod Buttachin
<b>Student ID.</b>	48060927
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Telecommunication Engineering
<b>Year</b>	2007
<b>Thesis Advisor</b>	Asst. Prof.Dr. Chuwong Phongcharoenpanich

## **ABSTRACT**

This thesis presents the rectangular aperture antenna fed by planar-plate monopole for ultra-wideband applications along the frequency range between 3.1 - 10.6 GHz according to FCC (Federal Communications Commission) standard in 2002. CST MICROWAVE STUDIO program was used to obtain the suitable parameters analyzed for antenna that has good return loss. Then, radiation pattern and gain as well as both transmitter and receiver impulse signals were considered using impulse wave in time domain and frequency domain, phase and correlation factor. The simulation results revealed that frequency at 7 GHz, 9 GHz and 10.6 GHz, the radiation pattern beams shifted due to mode distribution. Received impulse signals at  $0^\circ$  is the least distortion compared to any other angle. Subsequently, parameters obtained from simulation result were used to fabricate antenna prototype. The measured results were compared with the simulated results in order to confirm the antenna performance. When compared return loss radiation pattern and gain, the obtained results tended to be agreeable. Above all, this thesis will be useful to design the rectangular aperture antenna which can be applied to ultra-wideband communication system.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีด้วยความสนับสนุนของ ผศ. ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษาที่คอยให้ความช่วยเหลือ ชี้แนะ ให้แนวความคิดและคำปรึกษาที่มีประโยชน์อย่างยิ่งและขอขอบพระคุณ รศ. ดร. สมผล โกศลวิศิษฐ์ สำหรับคำแนะนำต่างๆทั้งทางด้านทฤษฎีและด้านเทคนิคในทางปฏิบัติที่ใช้ในงานวิจัยของข้าพเจ้า ขอขอบคุณ คุณไพโรจน์ วุ่นชุม คุณกฤตยา ชวานนท์พิทักษ์ และคุณสัญญาชัย เอียดปราบ ผู้ซึ่งให้แนวคิดในการวิจัย คำแนะนำต่างๆในการวิเคราะห์และทดสอบ รวมทั้งคุณกิตติศักดิ์ แพบัว และคุณรัฐพงษ์ สุวลักษณ์ ผู้ซึ่งคอยให้ความช่วยเหลือและคำปรึกษา ในทั้งเรื่องส่วนตัว การเรียน และงานวิจัย

ขอขอบพระคุณ คุณฐปณีย์ เขมานวงค์ ที่คอยให้กำลังใจและความช่วยเหลือในทุกๆเรื่อง รวมทั้งเพื่อนๆ ทุกคนที่คอยถามไถ่และให้กำลังใจในการเรียนและการทำวิจัยตลอดเวลาที่ข้าพเจ้าได้ศึกษาในระดับปริญญาโท

สุดท้ายขอกราบพระคุณบิดา มารดา ที่ให้ความความรักความห่วงใยตลอดจนให้การสนับสนุนทางด้านการศึกษาและอบรมบ่มนิสัยด้วยดีตลอดมา คุณความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ขอมอบแด่ บิดา มารดา และญาติพี่น้อง ซึ่งเป็นที่รักยิ่งของข้าพเจ้า ตลอดจนอาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ให้แก่ข้าพเจ้า

รุ่งโรจน์ บุตตะจิน



## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.3.1.2 แบนวิคท์ของสายอากาศ (Antenna bandwidth).....	22
2.3.1.3 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางและอัตราขยาย (Directivity and gain).....	22
2.3.2 ปัญหาในการออกแบบสายอากาศ UWB.....	23
2.4 สรุป.....	24
บทที่ 3 วิวัฒนาการของสายอากาศ.....	25
3.1 ท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉาก (Rectangular Waveguide).....	25
3.1.1 คลื่นสนามไฟฟ้าตามขวาง (Transverse Electric: $TE^z$ ).....	26
3.2 สายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มี รูปร่างแบบสามก้าน.....	34
3.2.1 สายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส.....	34
3.2.2 วิวัฒนาการของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยม.....	35
3.2.2.1 การตัดต่อบางส่วนของสายอากาศโมโนโพลชนิด แผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส.....	35
3.2.2.2 สายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแผ่นกระตุ้น ที่มีรูปร่างลักษณะต่างๆ.....	39
3.3 สรุป.....	42
บทที่ 4 ผลการจำลองสายอากาศ.....	43
4.1 การจำลองผลของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแผ่น กระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้านเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เหมาะสม.....	43
4.1.1 การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระยะห่างของก้าน โมโนโพลแต่ละก้าน ( $r$ ).....	45
4.1.2 การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศโมโนโพล ชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยม ( $w \times l$ ).....	46
4.1.3 การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของความสูงก้านโมโนโพล ทั้งสามก้าน ( $h$ ).....	47

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.2 การจำลองผลของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนกระแสด้วยโมโนโพล	
ชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เหมาะสม.....	48
4.2.1 การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของขนาดหน้าตัดของ	
ช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉาก ( $a \times b$ ).....	50
4.2.2 การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของความยาวของ	
ท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉาก ( $c$ ).....	51
4.2.3 การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของตำแหน่งของโมโนโพล	
ชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้าน ( $p$ ).....	52
4.2.4 การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของความสูงของโมโนโพล	
ชนิดแผ่นระนาบ ( $i$ ).....	53
4.2.5 การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของความกว้างของโมโนโพล	
ชนิดแผ่นระนาบ ( $w$ ).....	54
4.2.6 การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระยะห่างของก้าน	
โมโนโพลแต่ละก้าน ( $r$ ).....	55
4.2.7 การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของความสูงก้านโมโนโพล	
ทั้งสามก้าน ( $h$ ).....	56
4.3 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและอัตรากรวยของสายอากาศ	
ที่ได้จากการจำลองผล.....	58
4.3.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ความถี่ต่างๆ.....	58
4.3.2 อัตรากรวยของสายอากาศตลอดย่านความถี่ที่ต้องการ.....	62
4.4 สัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้ที่มุมต่างๆ.....	63
4.4.1 สัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้ที่มุมต่างๆในโดเมนเชิงเวลา.....	64
4.4.2 สัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้ที่มุมต่างๆในโดเมนเชิงความถี่.....	67
4.4.3 ผลตอบสนองทางเฟสของสัญญาณที่รับได้ที่มุมต่างๆ.....	69
4.4.4 ค่าสหสัมพันธ์ของสัญญาณอิมพัลส์.....	70
4.5 สรุป.....	72

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 ผลการทดสอบ.....	73
5.1 สายอากาศค้นแบบ.....	73
5.2 การเปรียบเทียบผลของสายอากาศ.....	74
5.2.1 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ.....	74
5.2.2 อัตราการขยาย.....	75
5.2.3 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น.....	76
5.3 สรุป.....	82
บทที่ 6 สรุปและวิจารณ์.....	83
6.1 สรุปเนื้อหาของวิทยานิพนธ์.....	83
6.2 วิจารณ์ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางในการพัฒนา.....	85
เอกสารอ้างอิง.....	86
ประวัติผู้เขียน.....	88

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ตัวอย่างความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานของระบบการสื่อสารแบบไร้สายแบบต่างๆ.....	11
2.2 การเปรียบเทียบของความจุทางตำแหน่งและสเปกตรัมของระบบไร้สายภายในอาคาร แบบต่างๆ .....	19
2.3 การเปรียบเทียบของอัตราบิตของ UWB กับมาตรฐานของระบบไร้สายและไร้สายอื่น.....	20
2.4 การบริโภคกำลังงานของชิปเซต UWB และชิปเซตสื่อสารแบบเคลื่อนที่แบบต่างๆ.....	21
3.1 อัตราส่วนของความถี่ตัดของโหมด $TE_{mn}^z$ กับโหมด $TE_{10}^z$ .....	32
3.2 แบนด์วิดท์ของอิมพีแดนซ์สำหรับการเปลี่ยนแปลงค่าของ $L$ และขอบเขตของความถี่ ที่มีค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่า 10 dB .....	35
3.3 การทดสอบแบนด์วิดท์ของอิมพีแดนซ์ของแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่ทำมุมทแยงทั้งแบบ ไม่สมมาตรและแบบสมมาตรเทียบกับการเปลี่ยนแปลงมุมทแยง.....	37
3.4 ผลการทดสอบของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแผ่นกระตุ้น ทั้งสามแบบที่ได้จากรูปที่ 3.8.....	41
4.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศโมโนโพลที่ได้จากการจำลองผล.....	48
4.2 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของสายอากาศ.....	49
4.3 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เหมาะสมของสายอากาศที่ได้จากการจำลองผล.....	57
5.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการสร้างสายอากาศต้นแบบ.....	74

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 สายอากาศรูปทรงกรวยคู่ของ Lodge.....	1
1.2 สายอากาศรูปทรงกรวยคู่และ โมโนโพลรูปทรงกรวย.....	2
1.3 สายอากาศ Cross-section ของ Lindenblad.....	2
1.4 สายอากาศไดโพลรูปเพชรของ Masters.....	3
1.5 สายอากาศโมโนโพลและไดโพลทรงกลมของ Stohr.....	3
1.6 (ก) สายอากาศช่องบากชนิดแผ่นระนาบของ Farzin Lalezari และ คณะ.....	4
1.6 (ข) สายอากาศไดโพลวงกลมชนิดแผ่นระนาบของ Mike Thomas และ คณะ.....	4
1.7 ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนกระแส ด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้าน.....	5
2.1 ระบบความหนาแน่นพลังงานต่ำและความหนาแน่นพลังงานสูง .....	11
2.2 (ก) รูปร่างสัญญาณพัลส์ UWB ที่รับได้เชิงอุดมคติ ( $w_{rx}$ ) และ (ข) สเปกตรัมเชิงอุดมคติของสัญญาณพัลส์ UWB เดียวที่รับได้ .....	13
2.3 แบบจำลองวงจรในโปรแกรม Matlab อย่างง่ายเพื่อจะสร้าง Gaussian doublet .....	14
2.4 รายละเอียดของสัญญาณพัลส์ที่สร้างในระบบสื่อสาร UWB โดยทั่วไป .....	15
2.5 (ก) ขบวนการสัญญาณพัลส์ UWB และ (ข) สเปกตรัมของขบวนการสัญญาณพัลส์ UWB.....	16
2.6 สเปกตรัมของขบวนการสัญญาณได้รับการดีเทอร์มิน์โดยการเลื่อนสัญญาณพัลส์ไปข้างหน้าและ ไปข้างหลังของตำแหน่งเดิม .....	17
2.7 กรอบสเปกตรัมที่กำหนดโดย FCC 15.517 (b, c) สำหรับระบบ UWB ภายในอาคาร.....	18
3.1 ลักษณะ โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณ ด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้าน.....	25
3.2 ลักษณะของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉาก.....	26
3.3 ลักษณะทางเรขาคณิตของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส.....	34
3.4 (ก) โมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่ทำมุมทแยงแบบไม่สมมาตร.....	36
3.4 (ข) โมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่ทำมุมทแยงแบบสมมาตร.....	36
3.5 การทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับของแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่มีขนาด เท่ากับ 25 mm ทำมุมทแยง $\alpha = 0^\circ, 10^\circ, 20^\circ$ และ $30^\circ$ .....	37
3.6 โมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแท่นลัดวงจร.....	38

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.7 การทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับของแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่มีขนาดเท่ากับ 25 mm ที่ไม่มีแผ่นลัดวงจรและมีแผ่นลัดวงจร.....	38
3.8 (ก) แผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้าน.....	39
3.8 (ข) แผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสองก้าน.....	39
3.8 (ค) แผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบก้านเดียว.....	40
3.9 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแผ่นกระตุ้นทั้งสามแบบ.....	41
4.1 สายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปแบบสามก้าน.....	43
4.2 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปแบบสามก้าน.....	44
4.3 ค่าการสูญเสียย้อนกลับเทียบกับความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงระยะห่างของก้านโมโนโพลแต่ละก้าน.....	45
4.4 ค่าการสูญเสียย้อนกลับเทียบกับความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยม.....	46
4.5 ค่าการสูญเสียย้อนกลับเทียบกับความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความสูงของก้านโมโนโพลทั้งสามก้าน.....	47
4.6 เปรียบเทียบผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากบทความ [6] กับผลที่ได้จากการจำลอง.....	48
4.7 สายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนกระแสด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้าน.....	49
4.8 ค่าการสูญเสียย้อนกลับเทียบกับความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาดหน้าตัดของช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉาก.....	50
4.9 ค่าการสูญเสียย้อนกลับเทียบกับความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความยาวของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉาก.....	51
4.10 ค่าการสูญเสียย้อนกลับเทียบกับความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้าน.....	52

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.11 ค่าการสูญเสียย้อนกลับเทียบกับความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความสูง ของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยม.....	53
4.12 ค่าการสูญเสียย้อนกลับเทียบกับความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความกว้าง ของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยม.....	54
4.13 ค่าการสูญเสียย้อนกลับเทียบกับความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงระยะห่าง ของก้านโมโนโพลแต่ละก้าน.....	55
4.14 ค่าการสูญเสียย้อนกลับเทียบกับความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความสูง ของก้านโมโนโพลทั้งสามก้าน.....	56
4.15 การเปรียบเทียบผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการป้อนสัญญาณด้วย โมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านและป้อนสัญญาณด้วยโพรบ.....	57
4.16 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 3.1 GHz .....	58
4.17 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 5 GHz .....	59
4.18 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 7 GHz .....	59
4.19 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 9 GHz .....	60
4.20 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 10.6 GHz .....	60
4.21 แบบรูปของสนามที่ช่องเปิดที่ความถี่ต่างๆ.....	61
4.22 อัตราการขยายเทียบกับความถี่.....	62
4.23 ลักษณะของสายอากาศที่ใช้ในการส่งและรับสัญญาณอิมพัลส์.....	63
4.24 สัญญาณอินพุทของสายอากาศ.....	64
4.25 สัญญาณที่โพรบเสมือนจริงรับได้ที่มุมต่างๆในระนาบการยกระดับขึ้น.....	65
4.26 สัญญาณที่โพรบเสมือนจริงรับได้ที่มุมต่างๆในระนาบเส้นวางราบ.....	66
4.27 สัญญาณอินพุทของสายอากาศในโดเมนเชิงความถี่.....	67
4.28 สัญญาณรับได้ที่มุมต่างๆในโดเมนเชิงความถี่ที่ระนาบการยกระดับขึ้น.....	68
4.29 สัญญาณรับได้ที่มุมต่างๆในโดเมนเชิงความถี่ที่ระนาบเส้นวางราบ.....	68
4.30 ผลตอบสนองทางเฟสที่มุมต่างๆในระนาบการยกระดับขึ้น.....	69
4.31 ผลตอบสนองทางเฟสที่มุมต่างๆในระนาบเส้นวางราบ.....	70
4.32 ค่าหสัมพันธ์ที่มุมต่างๆในระนาบการยกระดับขึ้น.....	71
4.33 ค่าหสัมพันธ์ที่มุมต่างๆในระนาบเส้นวางราบ.....	71

## สารบัญรูป (ต่อ)

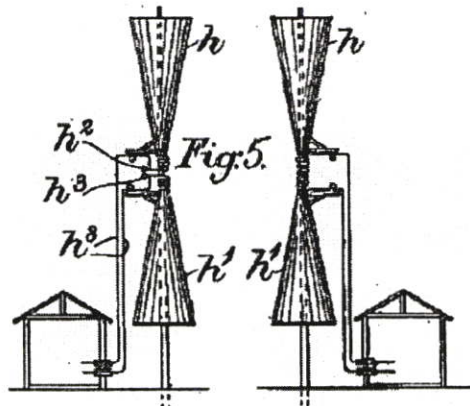
รูปที่	หน้า
5.1 ลักษณะ โครงสร้างของสายอากาศต้นแบบ.....	74
5.2 การเปรียบเทียบผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการทดสอบและการจำลอง.....	75
5.3 การเปรียบเทียบผลของอัตราการขยายที่ได้จากการทดสอบและการจำลอง.....	76
5.4 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 3.1 GHz .....	77
5.5 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5 GHz .....	77
5.6 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 7 GHz .....	78
5.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 9 GHz .....	78
5.8 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 10.6 GHz .....	79
5.9 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 3.1 GHz .....	79
5.10 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 5 GHz .....	80
5.11 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 7 GHz .....	80
5.12 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 9 GHz .....	81
5.13 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 10.6 GHz .....	81

# บทที่ 1

## บทนำ

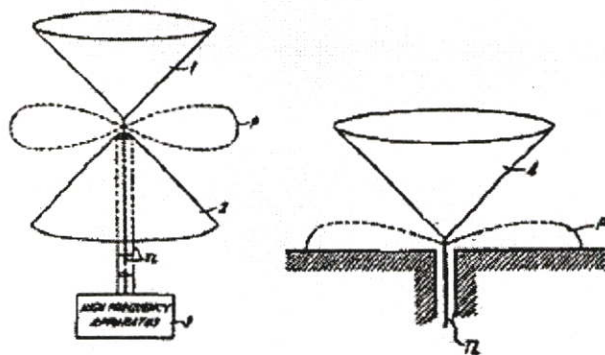
### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ย่านความถี่กว้างยิ่งยวด (Ultra-wideband: UWB) เป็นสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์กว้างมาก ซึ่งการสื่อสารในย่านความถี่กว้างยิ่งยวดได้เริ่มเป็นที่สนใจอย่างกว้างขวางตั้งแต่ปี 2000 ในความเป็นจริงแล้วต้นกำเนิดของ UWB นั้นมีมากกว่า 100 ปี ในปลายคริสต์ศตวรรษที่ 18 วิธีที่ง่ายที่สุดของการกำเนิดสัญญาณทางแม่เหล็กไฟฟ้า คือการกำเนิดสัญญาณที่เป็นพัลส์สั้น (short pulse) โดยใช้ตัวกำเนิดสัญญาณแบบ spark-gap ตัวอย่างเช่นการทดลองที่มีชื่อเสียงของ Hertz และ Marconi ในเรื่องการสื่อสารข้อมูลทางแม่เหล็กไฟฟ้า [1] ซึ่งมีการทดลองเป็นครั้งแรก ในปี 1898 Oliver Lodge ได้นำเสนอหลักการของระบบที่ทำให้เกิดเสียง โดยมีแนวคิดที่ว่าเครื่องส่งและเครื่องรับควรที่จะให้ความถี่ที่เหมือนกันเพื่อให้ได้สัญญาณที่รับได้มีค่ามากที่สุด ในรูปที่ 1.1 แสดงสายอากาศรูปทรงกรวยคู่ของ Lodge ซึ่งใช้ในการรับ-ส่ง โดยใช้หลักการพื้นฐานของสายอากาศโมโนโพลที่มีกราวด์เป็นพื้นโลก



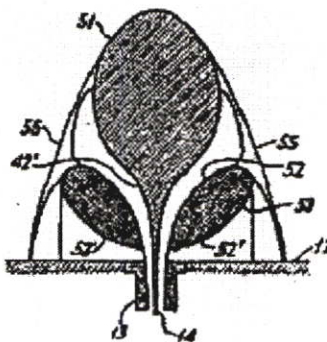
รูปที่ 1.1 สายอากาศรูปทรงกรวยคู่ของ Lodge

ในปี 1939 Carter ได้ทำการออกแบบสายอากาศที่มีช่วงความถี่กว้าง โดยลักษณะของสายอากาศจะเป็นแบบกรวยคู่และโมโนโพลรูปทรงกรวย แสดงดังรูปที่ 1.2 โดยสายอากาศทั้งสองจะถูกพัฒนามาจากสายอากาศรูปทรงกรวยของ Lodge โดยมีการกระตุ้นที่ตรงจุดยอดของกรวย



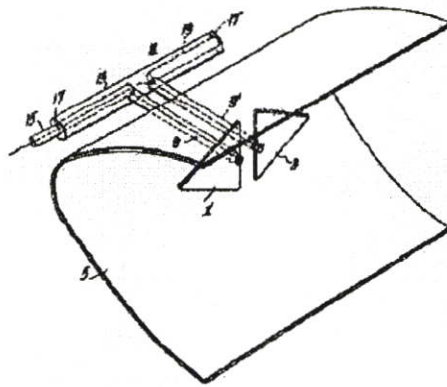
รูปที่ 1.2 สายอากาศรูปทรงกรวยคู่และโมนิโพลรูปทรงกรวย

สายอากาศช่วงความถี่กว้างที่มีบทบาทมากในปี 1941 คือสายอากาศ Cross-section ของ Lindenblad แสดงในรูปที่ 1.3 โดย Lindenblad มีแนวความคิดเริ่มต้นมาจากไดโพลที่มีลักษณะเป็นท่อ ซึ่งทาง The Radio Corporation of America (RCA) ได้นำสายอากาศตัวนี้มาทำการทดสอบในการส่งสัญญาณโทรทัศน์ แนวคิดของทาง RCA มีอยู่ว่าในการแพร่สัญญาณโทรทัศน์จะต้องอยู่ภายใต้การควบคุมที่ศูนย์กลางเพียงอย่างเดียว โดยสายอากาศ UWB สามารถที่จะส่งสัญญาณวิดีโอหลายสัญญาณพร้อมๆกันในเวลาเดียวกันได้ซึ่งเป็นสิ่งที่จำเป็นที่สุดในแนวคิดของทาง RCA ในการทดสอบการส่งสัญญาณโทรทัศน์ สายอากาศจะวางอยู่บนยอดของตึก Empire State ในประเทศสหรัฐอเมริกา



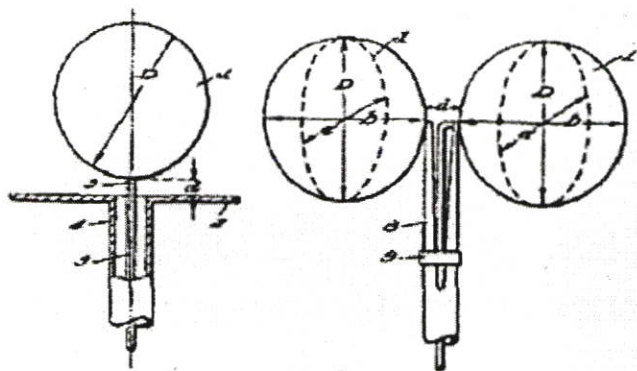
รูปที่ 1.3 สายอากาศ Cross-section ของ Lindenblad

ต่อมาในปี 1947 Robert W. Masters ได้นำเสนอสายอากาศไดโพลรูปสามเหลี่ยมกลับกันหรือที่เรียกกันว่า “สายอากาศไดโพลรูปเพชร” ซึ่งใช้กับเครื่องรับโทรทัศน์ย่าน UHF โดยสายอากาศนี้จะให้คุณสมบัติที่มีช่วงความถี่ที่กว้าง ลักษณะของสายอากาศไดโพลรูปเพชร แสดงได้ดังรูปที่ 1.4



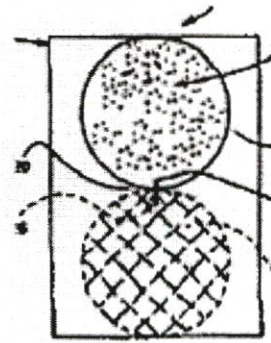
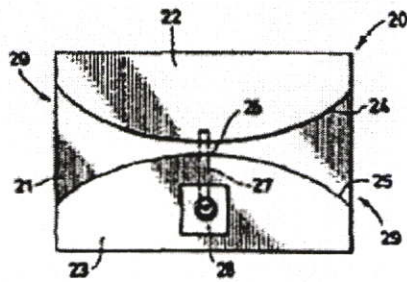
รูปที่ 1.4 สายอากาศไดโพลรูปเพชรของ Masters

ในปี 1968 Walter Stohr ได้นำเสนอสายอากาศอย่างง่ายอีกทั้งยังให้คุณสมบัติที่มีช่วงความถี่กว้างอีกด้วย คือสายอากาศไดโพลและโมโนโพลทรงกลม แสดงดังรูปที่ 1.5 ซึ่งข้อดีของสายอากาศแบบนี้ คือราคาถูก สร้างง่าย ง่ายต่อการสร้างสายอากาศแบบแถวลำดับ และการปรับปรุงสมรรถนะของสายอากาศสามารถทำได้



รูปที่ 1.5 สายอากาศโมโนโพลและไดโพลทรงกลมของ Stohr

ในปี 1989 Farzin Lalezari และ คณะ ได้นำเสนอสายอากาศช่องบากชนิดแผ่นระนาบ แสดงดังรูปที่ 1.6 (ก) สายอากาศนี้จะมีข้อจำกัดในเรื่องสมรรถนะของสายอากาศเนื่องจากความไม่ต่อเนื่องที่ตรงจุดปลายของ taper การสะท้อนที่มาจากความไม่ต่อเนื่องนี้จะทำให้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ทำได้ยาก ต่อในปี 1994 Mike Thomas และ คณะ ได้นำเสนอสายอากาศที่มีความต่อเนื่องกันที่ตรง taper คือสายอากาศไดโพลวงกลมชนิดแผ่นระนาบ สายอากาศชนิดนี้จะสามารถแมตซ์อิมพีแดนซ์ได้ดีกว่าเนื่องจากที่ตรง taper มีความต่อเนื่องกัน ในรูปที่ 1.6 (ข) จะเป็นสายอากาศไดโพลวงกลมชนิดแผ่นระนาบของ Mike Thomas



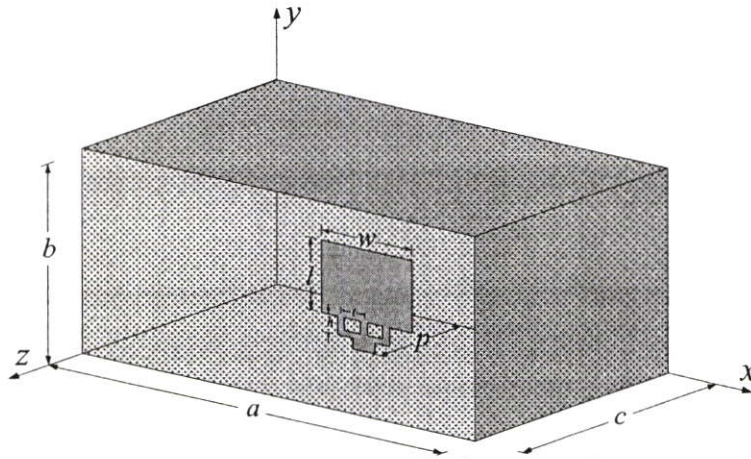
**รูปที่ 1.6 (ก)** สายอากาศช่องปากชนิดแผ่นระนาบ **รูปที่ 1.6 (ข)** สายอากาศไดโพลวงกลมชนิดแผ่น  
ของ Farzin Lalezari และ คณะ ระยะเวลาของ Mike Thomas และ คณะ

ต่อมาในปี 2002 FCC (Federal Communication Commission) ได้ตีพิมพ์กฎของ UWB สำหรับนำไปใช้ในการสื่อสารข้อมูลและเรดาร์รวมทั้งอุปกรณ์รักษาความปลอดภัย โดยกำหนดให้อยู่ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.1 - 10.6 GHz หรือมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 7.5 GHz ซึ่งเป็นการกำหนดแบนด์วิดท์ที่กว้างที่สุดสำหรับระบบการสื่อสารบนพื้นโลกที่เกี่ยวกับทางด้านการค้า [2] ตั้งแต่ปี 2002 เป็นต้นมาการสื่อสาร UWB ได้ทำการศึกษาและวิจัยในวิธีที่แตกต่างกัน โดยในเรื่องของ time-hopping impulse radio เป็นหัวข้อแรกๆ ที่ได้รับความสนใจกันอย่างกว้างขวาง [3], [4]

ในระบบการสื่อสาร UWB สายอากาศจัดเป็นอุปกรณ์สำคัญอย่างหนึ่งที่ใช้ในการรับส่งสัญญาณ ซึ่งในปัจจุบันการประยุกต์ใช้งานในระบบเหล่านี้ได้มีการเติบโตอย่างรวดเร็ว ดังนั้นจึงต้องมีการพัฒนาสายอากาศ UWB ให้มีความสอดคล้องกับระบบและการใช้งานตามความต้องการของผู้ใช้ โดยที่มียกย่องจำนวนมากได้ทำการศึกษาและวิจัยสายอากาศ UWB เพื่อให้มีประสิทธิภาพในการใช้งานสูงที่สุดและสอดคล้องกับความต้องการของผู้ใช้งานมากที่สุด งานที่เกี่ยวข้องกับเรื่องสายอากาศ UWB ได้มีมานานกว่า 100 ปีแล้ว สายอากาศในช่วงแรกๆ เป็นสายอากาศแบบกรวยคู่ (biconical antenna) และสายอากาศไดโพลแบบทรงกลม (spherical dipole) ซึ่งมีคุณลักษณะของสายอากาศที่ดีคือมีแบนด์วิดท์ที่กว้าง ต่อมาสายอากาศขนาดเล็ก (small antenna) ก็ได้รับความสนใจ ดังนั้นจึงมีนักวิจัยจำนวนหนึ่งได้ทำการการศึกษาและวิจัยเกี่ยวกับสายอากาศขนาดเล็กโดยให้มีคุณสมบัติเป็นสายอากาศที่มีแบนด์วิดท์ที่กว้าง ตัวอย่างเช่น สายอากาศแบบร่อง (slot antenna) และสายอากาศแบบพิมพ์ (printed antenna) ในปัจจุบันสายอากาศ UWB ได้มีการวิจัยกันอย่างมากโดยมีลักษณะโครงสร้างของสายอากาศที่แตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับความต้องการในการใช้งาน ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านสำหรับการประยุกต์ใช้งานในช่วงความถี่กว้างยิ่งยวด

## 1.2 วัตถุประสงค์และขอบเขตของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานในช่วงความถี่กว้างยิ่งยวด โดยโครงสร้างของสายอากาศมีลักษณะเป็นท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากที่มีการปิดปลายไว้ด้านหนึ่ง [5] แล้วป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมร่วมกับแผ่นที่มีรูปร่างแบบสามก้าน [6] ดังแสดงในรูปที่ 1.7 โดยนำไปประยุกต์ใช้งานในช่วงความถี่กว้างยิ่งยวด



รูปที่ 1.7 ลักษณะ โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้าน

การจำลองสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานในช่วงความถี่กว้างยิ่งยวดจะใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO ในการจำลองผลเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เหมาะสมของสายอากาศ โดยทำการพิจารณาจากผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return loss) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (Radiation pattern) และอัตราขยาย (Gain) จากนั้นก็ทำการพิจารณาสัญญาณอิมพัลส์ของสายอากาศทางด้านส่งและสัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้ของสายอากาศทางด้านรับ โดยสายอากาศทางด้านส่งเป็นสายอากาศที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้และสายอากาศทางด้านรับเป็นโพรบเสมือนจริง โดยพิจารณาจากผลของสัญญาณอิมพัลส์ในโดเมนเชิงเวลา สัญญาณอิมพัลส์ในโดเมนเชิงความถี่ เฟส (Phase) และตัวประกอบสหสัมพันธ์ (Correlation factor) จากนั้นเป็นการทดสอบสายอากาศเพื่อยืนยันความถูกต้องของผลที่ได้จากการจำลอง วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ก็เพื่อทำการศึกษาสายอากาศที่มีช่วงความถี่กว้างยิ่งยวด ซึ่งอยู่ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.1 GHz – 10.6 GHz ตามมาตรฐานของทาง FCC ที่กำหนดไว้ โดยให้มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางเดียว อีกทั้งยังทำการศึกษาเกี่ยวกับสัญญาณอิมพัลส์ทั้งทางด้านส่งและสัญญาณที่รับได้ที่มุมต่างๆ ว่ามีความ



## บทที่ 2

# ทฤษฎีและหลักการการสื่อสารช่วงความถี่กว้างยิ่งยวด

ในบทนี้จะนำเสนอทฤษฎีและหลักการของการสื่อสารช่วงความถี่กว้างยิ่งยวดหรือที่เรียกกันว่า UWB โดยจะเริ่มที่ความเป็นมา รวมทั้งระบบและสัญญาณ UWB ที่จะกล่าวในหัวข้อถัดมา ซึ่งกล่าวถึงคุณสมบัติต่างๆของUWB ไม่ว่าจะเป็นความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงาน รวมทั้งลักษณะรูปร่างของสัญญาณพัลส์ที่ทำให้เกิดเป็นระบบ UWB และคุณสมบัติอื่นๆที่ทำให้ระบบ UWB ได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก

### 2.1 ความเป็นมาของการสื่อสาร UWB

การสื่อสาร UWB นั้นได้เริ่มเป็นที่สนใจอย่างกว้างขวาง เมื่อประมาณ ปี ค.ศ. 2000 ได้รับการขนานนามจากนิตยสารต่างๆว่าเป็นหนึ่งในหลายเทคโนโลยีที่จะเปลี่ยนโฉมหน้าของโลกของเรา แต่ในความเป็นจริงแล้วต้นกำเนิดของ UWB มีมาตั้งแต่เมื่อกว่าร้อยปีมาแล้วหรือกล่าวได้ว่าการสื่อสารทางแม่เหล็กไฟฟ้านั้นเริ่มต้นมาพร้อมกับ UWB ในปลายคริสต์ศตวรรษที่ 18 วิธีที่ง่ายที่สุดสำหรับการสร้างสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าก็คือการสร้างพัลส์สั้นๆ (Short pulse) ขึ้นมา โดยการใช้แหล่งกำเนิดแบบ Spark-gap ตัวอย่างเช่น ข้อมูลที่เป็นแม่เหล็กไฟฟ้าครั้งแรกในการทดลองของ Hertz รวมทั้งการทดลองของ Marconi ด้วยเหตุนี้เองทำให้ระบบUWB ที่นำมาใช้งานจริงครั้งแรกเกิดขึ้นเมื่อ 100 ปีมาแล้ว และยังมีนักทฤษฎีที่สำคัญคนหนึ่งชื่อว่า Sommerfield ได้ทำวิเคราะห์การเลี้ยวเบนของพัลส์สั้นที่เกิดจากแผ่นระนาบ (Half-plane) ซึ่งได้มาเป็นหลักการพื้นฐานของการแพร่กระจายคลื่นของ UWB [7]

อย่างไรก็ตาม หลังจากปี ค.ศ. 1910 เป็นต้นมา ความสนใจส่วนใหญ่จะมุ่งเน้นไปยังการพัฒนาการสื่อสารแบบช่วงความถี่แคบ (Narrowband) เนื่องจากการสื่อสารช่วงความถี่กว้างจะให้ประสิทธิภาพสเปกตรัม (Spectral efficiency) ของสัญญาณที่เกิดจากตัวส่งแบบ Spark-gap นั้นต่ำ และยังมีอัตราบิต (Bit rate) ที่ต่ำอีกด้วย หรืออาจจะกล่าวได้ว่าสัญญาณเหล่านี้มีตัวประกอบการแผ่กระจายออก (Spreading factor) ที่กว้าง ซึ่งในเวลานั้นยังไม่มีใครรู้วิธีที่จะนำการแผ่กระจายออกของสัญญาณมาใช้งานอย่างไร ทำให้ดูเหมือนว่าจะไม่เพียงพอสำหรับการใช้งาน ในทางกลับกัน การสื่อสารแบบช่วงความถี่แคบซึ่งได้นำมาใช้ในการมัลติเพลกซ์แบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiplex) ได้แสดงให้เห็นว่าเป็นการเรื่องง่ายที่จะส่งสัญญาณหลายสัญญาณพร้อมกันในช่วงความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัด ด้วยเหตุนี้จึงทำให้ในตอนนั้นการศึกษาค้นคว้า UWB ไม่มีความก้าวหน้ามากนัก

จากนั้นในปี ค.ศ. 1960 ได้มีการศึกษาวิจัย UWB อย่างจริงจังอีกครั้ง โดยได้นำมาใช้สำหรับเรดาร์ทางการทหารซึ่งในครั้งนี้นี้ประเด็นสำคัญไม่ได้อยู่ที่ประสิทธิภาพสเปกตรัมแต่จะมุ่งเน้นพัฒนาความละเอียดทางด้านตำแหน่ง (Spatial resolution) หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าต้องการเพิ่มความแม่นยำของเวลาที่ใช้งาน (Runtime) สำหรับการส่งสัญญาณจากเรดาร์ตัวส่งไปยังวัตถุที่ระบุและส่งกลับมายังตัวรับ ในการศึกษาจะเริ่มจากการพิจารณาองค์ประกอบทางฟูริเยร์ (Elementary Fourier) พบว่าต้องส่งสัญญาณเรดาร์แบบพัลส์ที่สั้นกว่าเดิม ส่วนประกอบสำคัญของระบบเรดาร์แบบ UWB คือการออกแบบกำลังสูง (High power) และเครื่องกำเนิดพัลส์สั้น (Short-pulse Generator)

การสื่อสารแบบ UWB เริ่มได้รับความสนใจอีกครั้งในปี ค.ศ 1970 [8] เวลานั้นจะเรียกว่า การสื่อสารแบบช่วงความถี่ฐาน (Baseband) หรือแบบคลื่นพาห่ออิสระ (Carrier-free) และประมาณปี ค.ศ.1973 ได้มีการยอมรับกันว่า สัญญาณแบบพัลส์สั้นที่แผ่ขยายสัญญาณตลอดสเปกตรัมที่กว้างนั้นไม่ได้รับผลกระทบจากการแทรกสอดของสัญญาณช่วงความถี่แคบและไม่ได้แทรกสอดสัญญาณช่วงความถี่แคบเหล่านั้นด้วย แต่มีปัญหาในเรื่องการแทรกสอดแบบ Multiple-access (Multiple-Access Interference (MAI)) ของการไม่เข้ากัน (Unsynchronized) ของผู้ใช้ ทำให้ในปี ค.ศ 1970 ถึง 1980 การสื่อสาร UWB ยังคงได้รับการศึกษาค้นคว้าอย่างต่อเนื่องในส่วนของด้านการทหาร และในปี ค.ศ. 1990 ปัญหาเรื่อง MAI ก็ได้รับการแก้ไขโดยการริเริ่มของหลักการวิทยุอิมพัลส์แบบ time-hopping (Time-Hopping Impulse Radio (TH-IR)) โดย Win และ Scholtz [9], [10], [11] ที่แสดงให้เห็นว่าสัญญาณวิทยุอิมพัลส์สามารถยังคงรองรับจำนวนผู้ใช้จำนวนมากไว้ได้โดยใช้การกำหนดเวลาการส่งผ่านแบบ pseudorandom ไปยังพัลส์จากผู้ใช้ที่แตกต่างกัน จากการศึกษาดังกล่าวบวกกับความก้าวหน้าในการออกแบบชิ้นส่วนทางอิเล็กทรอนิกส์ทำให้เกิดความสนใจที่จะนำ UWB มาใช้ในเชิงพาณิชย์

อุปสรรคที่สำคัญสำหรับการนำ UWB ไปใช้ในเชิงพาณิชย์ก็คือความถี่ที่มีอยู่ในธรรมชาติที่จัดสรรให้ใช้อยู่ทั่วโลกนั้นจะกำหนดให้เป็นแบบช่วงความถี่แคบสำหรับการใช้งานอย่างไรอย่างหนึ่ง แต่ระบบ UWB ได้ฝ่าฝืนข้อกำหนดดังกล่าวเนื่องจากการแพร่กระจายคลื่นตลอดช่วงความถี่ที่กว้างอาจจะครอบคลุมช่วงความถี่ที่มีการกำหนดใช้งานอย่างอื่นด้วย ดังนั้นจึงมีการขออนุญาตให้สามารถใช้งาน UWB ได้โดยที่การใช้งาน UWB ไม่ไปแทรกสอดกับการใช้งานอย่างอื่น จนในที่สุด ในปี ค.ศ. 2002 ทาง FCC (Federal Communication Commission) ได้อนุญาตให้การใช้ UWB สามารถใช้ได้ที่ย่านความถี่ระหว่าง 3.1 ถึง 10.6 GHz นอกจากนี้ยังมีการกำหนดมาตรฐาน IEEE 802.15.3a ของชั้นกายภาพสำหรับการสื่อสารไร้สายที่มีค่า throughput สูงบนพื้นฐานของ UWB ขึ้นมา รวมทั้งมาตรฐาน IEEE 802.15.4a สำหรับการพัฒนาข้อกำหนดเชิงคุณลักษณะที่ใช้ร่วมกันสำหรับอุปกรณ์ UWB

ตั้งแต่ปี ค.ศ. 2000 เป็นต้นมา งานวิจัยเกี่ยวกับการสื่อสาร UWB ได้มีจำนวนมากขึ้นซึ่งมีหัวข้อที่ทำการวิจัยที่แตกต่างกันออกไป เช่น การประเมินช่องสัญญาณและการเข้ากันได้ (synchronization) [12], [13] การติดตั้งเพื่อนำไปงานจริงของระบบวิทยุอิมพัลส์และการติดตั้งอื่นที่เกี่ยวข้อง [14], [15], [16] การใช้งาน UWB ร่วมกับ MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) [17], [18] นอกจากนี้งานวิจัยทางด้านสายอากาศ UWB ก็ได้รับความสนใจเช่นเดียวกันเพื่อที่จะสามารถนำไปใช้งานได้ตรงกับความต้องการของผู้ใช้งาน

## 2.2 ระบบและสัญญาณ UWB

ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงคุณสมบัติพื้นฐานของระบบและสัญญาณ UWB อย่างแรกที่จะพูดถึงจะเป็นรูปร่างพื้นฐานของสัญญาณพัลส์ในระบบ UWB ในโดเมนทางเวลาและสเปกตรัมของสัญญาณพัลส์ด้วย โดยทั่วไปแล้ว สัญญาณพัลส์ที่สั้นมากๆซึ่งเวลาของสัญญาณขึ้นและลงอย่างรวดเร็วจะมีสเปกตรัมกว้างและมีพลังงานที่ต่ำมาก จะเห็นได้ว่าสัญญาณพัลส์ UWB ที่สั้นมากๆจะสามารถถูกรองไว้ และยังพร้อมที่จะถูกแยกออกจากการสะท้อนของสัญญาณหลายเส้นทางที่ไม่ต้องการได้เพราะว่าความละเอียดทางเวลาที่ดี (Fine Time Resolution) ซึ่งจะนำไปสู่คุณลักษณะของการไม่ถูกรบกวนจากสัญญาณหลายเส้นทาง ยิ่งไปกว่านั้น ส่วนประกอบความถี่ต่ำของสัญญาณพัลส์ UWB ทำให้สัญญาณแพร่กระจายคลื่นผ่านวัสดุอย่างเช่น อิฐหรือปูนซีเมนต์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ภาคส่งและภาครับของ UWB ไม่ต้องการส่วนประกอบที่ใหญ่และมีราคาแพง ทำให้สามารถลดต้นทุน ขนาด น้ำหนักและการสิ้นเปลืองกำลังงานของระบบ UWB เมื่อเปรียบเทียบกับระบบการสื่อสารแบบช่วงความถี่แคบโดยทั่วไป

### 2.2.1 The FCC Report and Order

ในปี 2002 FCC (Federal Communication Commission) ได้ตีพิมพ์กฎของ UWB สำหรับนำไปใช้ในการสื่อสารข้อมูลและเรดาร์รวมทั้งอุปกรณ์รักษาความปลอดภัย โดย The FCC Report and Order จะเป็นตัวกำหนดพื้นฐานสำหรับกฎตามมาตรฐานของทาง FCC ซึ่งจะถูกกำหนดไว้ดังนี้ [2]

- แบนวิดท์ของ UWB : แถบความถี่จะกำหนดขอบเขตโดยให้มีค่าเท่ากับ 10 dB ลงมาจากค่าที่มากที่สุดของพลังงานการแพร่กระจายคลื่น
- ความถี่กลางจะถูกกำหนดให้  $f_c = (f_H + f_L)/2$
- แบนวิดท์จะถูกกำหนดให้  $BW = 2(f_H - f_L)/(f_H + f_L)$  โดยแบนวิดท์ของ UWB จะต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz (UWB bandwidth  $\geq$  500 MHz)
- EIRP : Equivalent Isotropically Radiated Power เป็นตัวกำหนดพลังงานไปยังสายอากาศและอัตราการขยายของสายอากาศที่มีทิศทางจะมีความสัมพันธ์กับสายอากาศไอโซทรอปิก

- สำหรับระบบภายในอาคารและระบบเคลื่อนที่ (ตัวอย่างเช่น Laptop Computer หรือ PDA) แบนวิคท์ของระบบ UWB ต้องอยู่ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.1 GHz – 10.6 GHz และต้องมีค่า EIRP เท่ากับ  $-43$  dBm

## 2.2.2 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงาน (Power Spectral Density)

โดยทั่วไปความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานของระบบ UWB จะพิจารณาให้มีค่าต่ำมาก ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในการประยุกต์ทางด้านการสื่อสาร ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง (PSD) กำหนดให้เป็น [19]

$$\text{PSD} = \frac{P}{B} \quad (2.1)$$

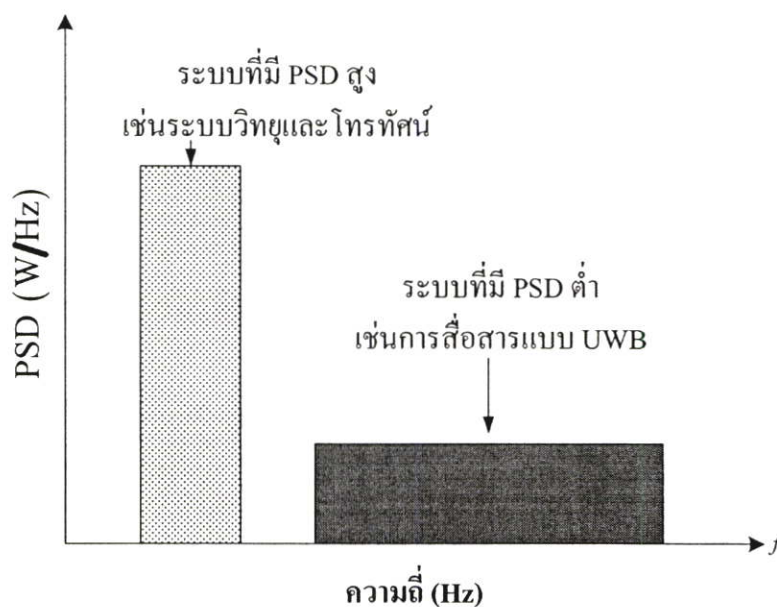
โดยที่  $P$  เป็นกำลังส่งมีหน่วยเป็นวัตต์ (W) และ  $B$  เป็นแบนวิคท์ของสัญญาณมีหน่วยเป็นเฮิรตซ์ (Hz) ส่วนความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานจะมีหน่วยเป็นวัตต์ต่อเฮิรตซ์ (W/Hz)

ตามประวัติศาสตร์ที่ผ่านพบว่าการสื่อสารไร้สายจะมีใช้เฉพาะช่วงความถี่แคบซึ่งจะมีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานที่สูง หรือจะกล่าวได้อีกนัยหนึ่งว่า เนื่องจากเรารู้ว่าความถี่และเวลาจะเป็นสัดส่วนที่ตรงข้ามกัน (Inversely proportional) ระบบสัญญาณไซนูซอยด์จะมี  $B$  แคบและระยะเวลา ( $t$ ) นาน สำหรับระบบ UWB แล้ว สัญญาณพัลส์จะมีเวลา  $t$  สั้น และช่วงความถี่  $B$  ที่กว้างมาก เพื่อให้เห็นความแตกต่างของความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานของระบบแบบต่างๆ ดังนั้นตารางที่ 2.1 จะแสดงค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานของระบบการสื่อสารไร้สายต่างๆ เห็นได้ว่ากำลังงานที่ใช้ไปในการส่งสัญญาณในระบบไร้สายจะใช้กำลังงานน้อยมาก โดยทั่วไปควรจะต่ำที่สุดเท่าที่จะทำได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้กันในทุกวันนี้ ถ้าจำกัดปริมาณพลังงานได้ก็จะสามารถส่งความหนาแน่นพลังงานที่สูงมากตลอดช่วงความถี่แคบหรือไม่ก็ส่งความหนาแน่นพลังงานที่ต่ำตลอดช่วงความถี่สูง การเปรียบเทียบของค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานของระบบทั้งสองจะแสดงในรูปที่ 2.1 ปริมาณกำลังงานทั้งหมดสามารถคำนวณได้จากพื้นที่ใต้กราฟของความถี่และความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงาน

**ตารางที่ 2.1** ตัวอย่างความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานของระบบการสื่อสารแบบไร้สายแบบต่างๆ

ระบบ	กำลังส่ง (W)	แบนวิคท์ (Hz)	ความหนาแน่นกำลังงาน (W/Hz)	ประเภทของช่วงความถี่
วิทยุ	50 kW	75 kHz	666,600	ช่วงแคบ
โทรทัศน์	100 kW	6 MHz	16,700	ช่วงแคบ
เซลดูลาร์ 2G	10 mW	8.33 kHz	1.2	ช่วงแคบ
802.11a	1 W	20 MHz	0.05	ช่วงกว้าง
UWB	1 mW	7.5 GHz	0.013	ช่วงกว้างยิ่งยวด

สำหรับระบบ UWB โดยทั่วไปจะมีความหนาแน่นกำลังงานสเปกตรัมกำลังงานที่ต่ำมากๆ ประโยชน์ของความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานที่ต่ำคือ ความน่าจะเป็นในการตรวจจับได้ต่ำ (low probability of detection) ซึ่งเป็นที่น่าสนใจการประยุกต์ใช้ในทางทหาร ยกตัวอย่างเช่น การแปลงทางด้านการสื่อสารและเรดาร์ นอกจากนี้ยังจะเกี่ยวข้องกับการประยุกต์การใช้งานในระบบไร้สายที่ต้องการความปลอดภัยของข้อมูลสูง



**รูปที่ 2.1** ระบบความหนาแน่นพลังงานต่ำและความหนาแน่นพลังงานสูง

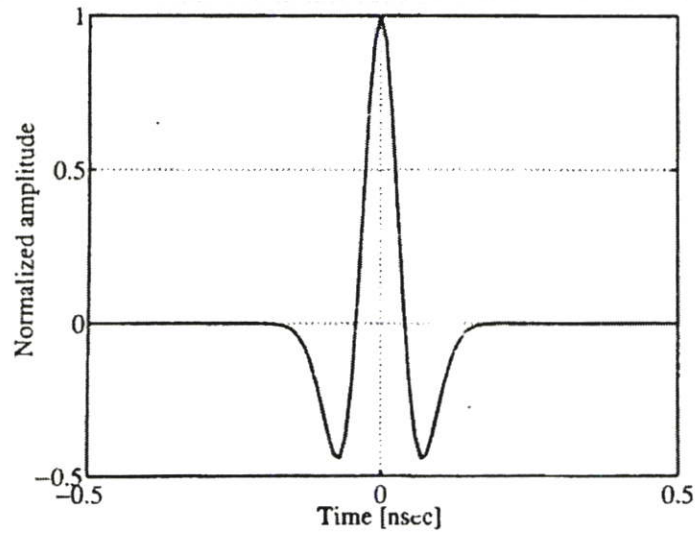
### 2.2.3 รูปร่างสัญญาณพัลส์ (Pulse Shape)

รูปร่างสัญญาณพัลส์ UWB ที่รับได้โดยทั่วไป บางทีอาจจะเรียกว่า Gaussian doublet แสดงได้ดังรูปที่ 2.2 สัญญาณพัลส์ดังกล่าวมักจะนำมาใช้ในระบบ UWB เพราะว่ามีรูปร่างที่ง่ายต่อการสร้าง โดยจะสร้างเป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมจัตุรัส จากเวลาสัญญาณพัลส์ขึ้นและลงที่จำกัดและผลของการกรองสัญญาณของสายอากาศส่งและรับจึงทำให้รูปร่างสัญญาณพัลส์ UWB ที่รับได้จึงเป็นสัญญาณในรูปที่ 2.2 สัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมจัตุรัสสามารถสร้างขึ้นอย่างง่ายโดยการสวิตซ์การเปิดปิดตัวทรานซิสเตอร์อย่างรวดเร็ว

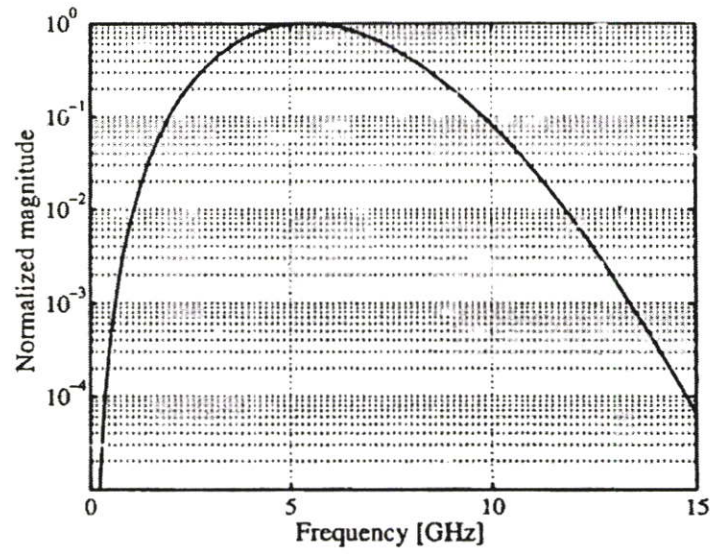
รูปแบบการสร้างสัญญาณอย่างง่าย ๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.3 และ 2.4 ซึ่งทำให้เห็นถึงการเกิด Gaussian doublet ที่ภาคส่ง ผลกระทบของสายอากาศ และ ภาครับ จากรูปที่ 2.4 (ก) สัญญาณพัลส์ UWB จะอยู่ในระดับนาโนวินาทีหรือพิโควินาที การสวิตซ์เปิดปิดอย่างรวดเร็วจะทำให้เกิดรูปร่างของสัญญาณพัลส์ที่ไม่ได้เป็นสี่เหลี่ยมผืนผ้า แต่จะมีลักษณะเป็นเหลี่ยมๆที่ถูกทำให้ราบลง รูปร่างสัญญาณพัลส์จะมีลักษณะคล้ายกับเส้นโค้งของฟังก์ชันแบบเกาส์ สำหรับฟังก์ชันแบบเกาส์  $G(x)$  สามารถเขียนได้ดังสมการ

$$G(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-x^2/\sqrt{2\sigma^2}} \quad (2.2)$$

โดยที่สมการที่ 2.2 จะสมมติให้เป็นค่าเฉลี่ยศูนย์ (zero-mean) จึงเป็นที่มาของคำว่า สัญญาณพัลส์แบบเกาส์ (Gaussian pulse) วงเดี่ยว (Monocycle) หรือ Doublet วงจรอย่างง่ายสำหรับการสร้าง Gaussian doublet สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.3 การส่งสัญญาณพัลส์โดยตรงไปยังสายอากาศทำให้สัญญาณพัลส์ถูกกรองเนื่องจากคุณสมบัติของสายอากาศนั่นเอง การกรองนี้จะสามารถจำลองโดยการหาอนุพันธ์ [20] จะมีการกรองแบบเดียวกันนี้ที่สายอากาศรับด้วย ในที่นี้จะจำลองช่องสัญญาณให้ถูกเลื่อนออกไปและสมมติให้สัญญาณพัลส์ถูกขยายที่ภาครับ

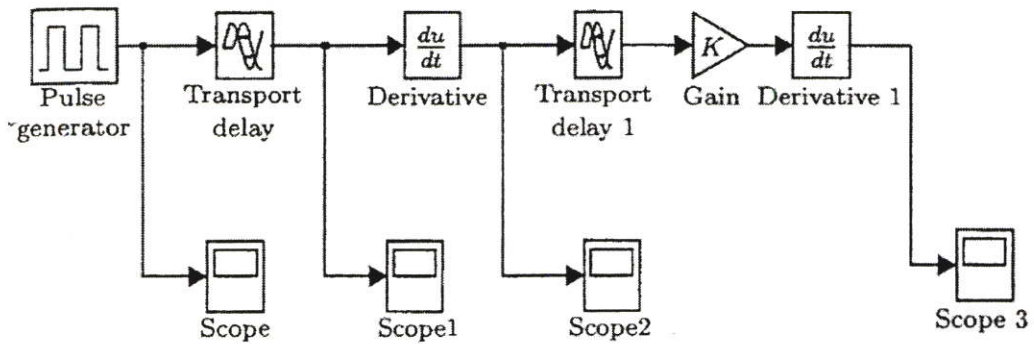


(ก)



(ข)

**รูปที่ 2.2** (ก) รูปร่างสัญญาณพัลส์ UWB ที่รับได้เชิงอุดมคติ ( $w_{rx}$ ) และ  
 (ข) สเปกตรัมเชิงอุดมคติของสัญญาณพัลส์ UWB เดียวที่รับได้



รูปที่ 2.3 แบบจำลองวงจรใน โปรแกรม MATLAB อย่างง่ายเพื่อจะสร้าง Gaussian doublet

รูปร่างสัญญาณพัลส์ที่รับได้ในเชิงอุดมคติ ( $p_{rx}$ ) สามารถเขียนได้เป็น

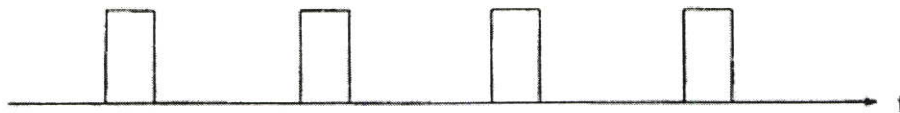
$$p_{rx} = \left[ 1 - 4\pi \left( \frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] e^{-2\pi(t/\tau_m)^2} \quad (2.3)$$

ซึ่งเป็นสมการที่นำมาใช้เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ในรูปที่ 2.2 (ก) ในที่นี้  $\tau_m$  จะสมมติให้มีค่าเท่ากับ 0.15 นาจะกล่าวได้ว่า  $\tau_m$  เป็นพารามิเตอร์ตัวเดียวของสมการที่ 2.3 และสามารถกำหนดคุณลักษณะทางเวลาและความถี่ของ Gaussian doublet ให้มีรูปแบบไม่ซ้ำกัน

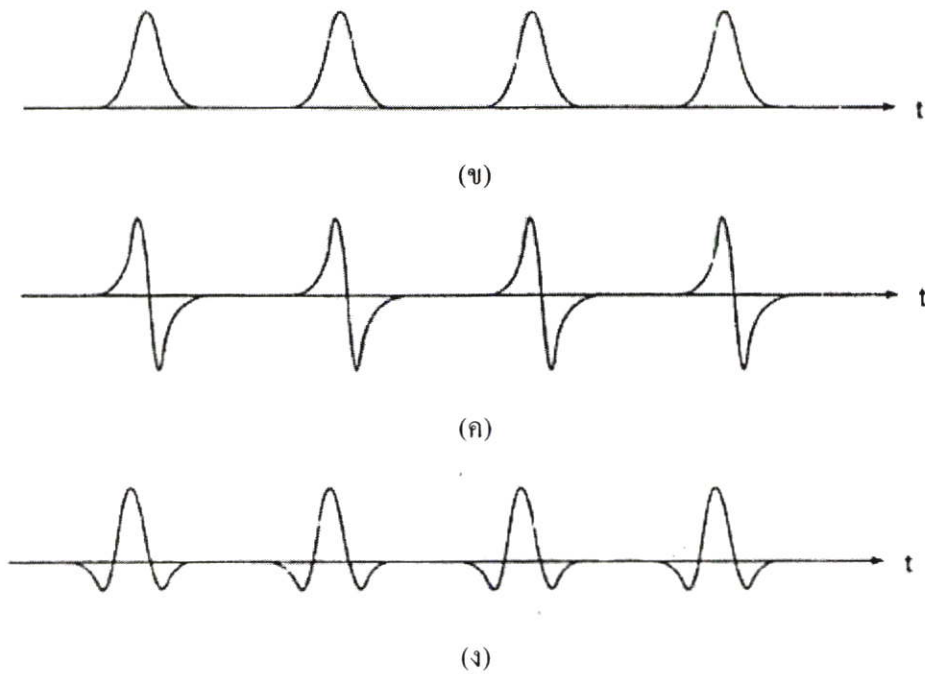
สเปกตรัมของ Gaussian doublet สามารถแสดงดังรูปที่ 2.2 (ข) ความถี่กลาง (Center frequency) สามารถประมาณจากรูปได้อยู่ที่ 5 GHz และมีช่วงความถี่ 3 dB ครอบคลุมความถี่หลาย GHz เมื่อเปรียบเทียบกับระบบสื่อสารแบบช่วงความถี่แคบหรือแม้แต่วงความถี่กว้างเองก็ตามจะเห็นได้ว่าระบบ UWB จะมีช่วงความถี่ที่กว้างมาก จึงเป็นที่มาของชื่อ UWB

#### 2.2.4 ขบวนสัญญาณพัลส์

สัญญาณพัลส์อันเดียวนั้นไม่สามารถจะสื่อสารข้อมูลจำนวนมากได้ ดังนั้นข้อมูลจึงจำเป็นที่จะผ่านการมอดูเลตกับลำดับของสัญญาณพัลส์ที่เรียกว่าขบวนสัญญาณพัลส์ (Pulse train)



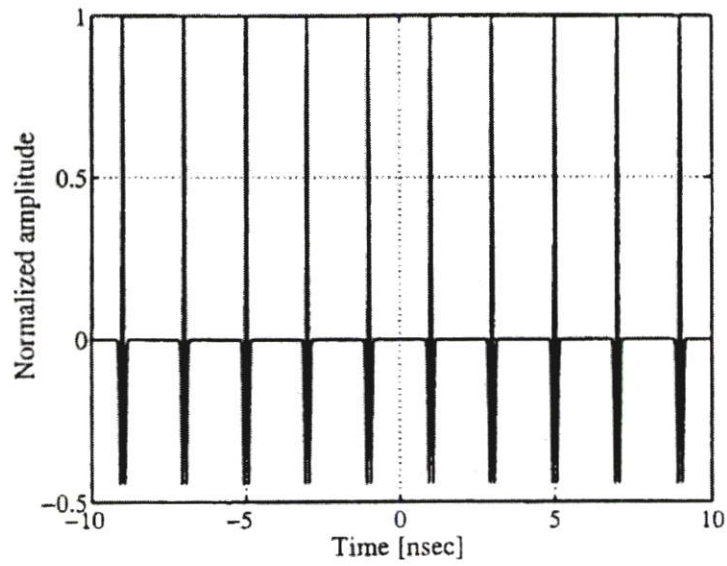
(ก)



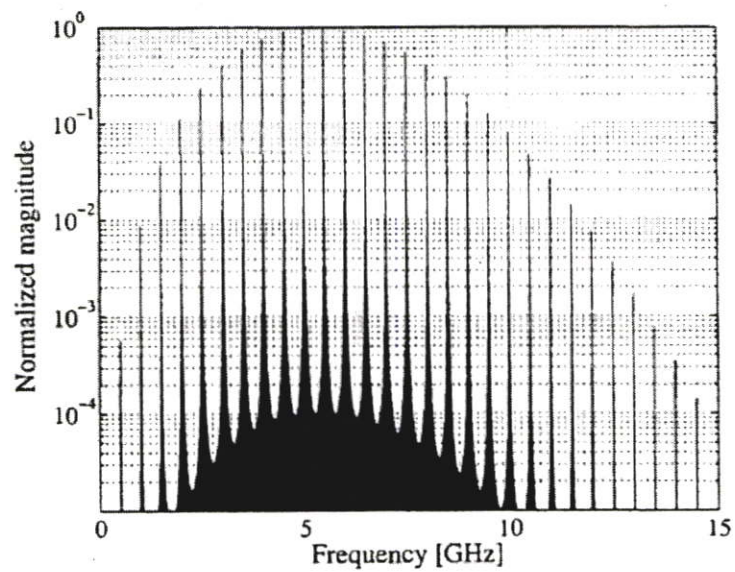
**รูปที่ 2.4** รายละเอียดของสัญญาณพัลส์ที่สร้างในระบบสื่อสาร UWB โดยทั่วไป

- (ก) ขบวนสัญญาณพัลส์ (pulse train)
- (ข) สัญญาณพัลส์แบบเหมือน Gaussian (Gaussian-like pulse)
- (ค) สัญญาณพัลส์อนุพันธ์ครั้งที่ 1 (First-derivative pulses)
- (ง) Gaussian Doublet ที่รับได้

เมื่อส่งสัญญาณพัลส์ไปจะมีช่องว่างเวลาระหว่างสัญญาณที่มีเป็นระยะ บางทีจะเรียกว่าอัตราการส่งสัญญาณพัลส์ซ้ำ (Pulse repetition) หรือรอบการทำงาน (Duty Cycle) ซึ่งจะทำให้สเปกตรัมของสัญญาณประกอบไปด้วยขอบสูงสุดของกำลังงานที่ความถี่ที่แน่นอน ความถี่เหล่านี้จะเป็นส่วนกลับของอัตราการส่งสัญญาณพัลส์ซ้ำ และเส้นขอบสูงสุดของกำลังงานเหล่านี้จะเรียกว่า ซีหวี (Comb lines) เนื่องจากมีลักษณะเหมือนกับหวี ดังแสดงในรูปที่ 2.5



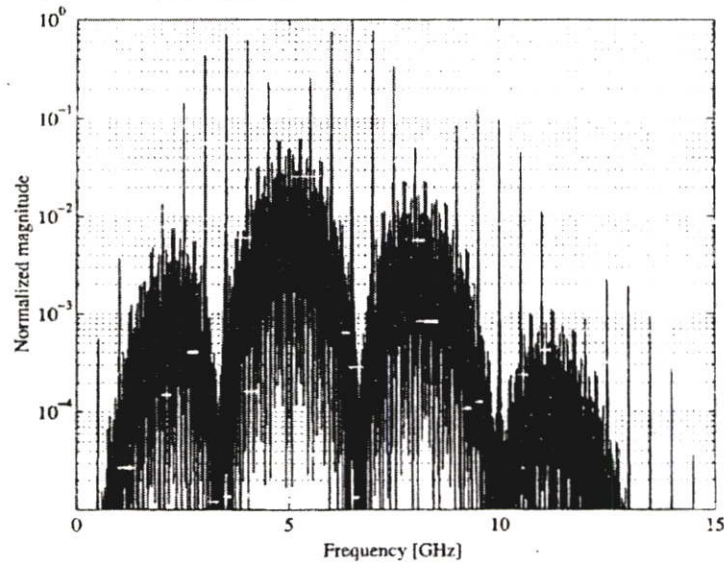
(ก)



(ข)

**รูปที่ 2.5** (ก) ขบวนสัญญาณพัลส์ UWB และ (ข) สเปกตรัมของขบวนสัญญาณพัลส์ UWB

ยอดสูงสุดเหล่านี้จะจำกัดกำลังส่งรวมทั้งหมดที่ไม่ต้องการได้ วิธีหนึ่งก็คือการดิเทอร์ (dither) สัญญาณโดยการเพิ่มตำแหน่ง Offset สั้นๆแบบสุ่มไปในสัญญาณพัลส์แต่ละสัญญาณ สเปกตรัมที่เป็นผลมาจาก offset แบบสุ่มจะแสดงได้ดังรูปที่ 2.6



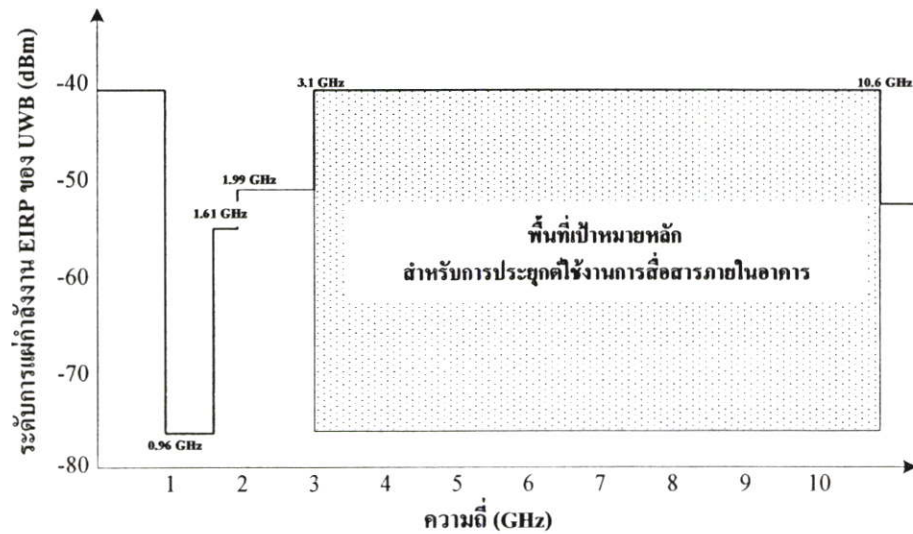
**รูปที่ 2.6** สเปกตรัมของขบวนสัญญาณได้รับการคิเทอร์โดยการเลื่อนสัญญาณพัลส์ไปข้างหน้าและไปข้างหลังของตำแหน่งเดิม

### 2.2.5 กรอบสเปกตรัม (Spectral Masks)

สเปกตรัมของสัญญาณ UWB เป็นหนึ่งในประเด็นหลักที่ต้องผ่านการพิจารณาทั้งทางด้านภาคอุตสาหกรรมและรัฐบาลเพื่อให้สามารถนำ UWB ไปใช้ในเชิงพาณิชย์ได้ ซึ่งเรื่องสเปกตรัมถือเป็นหัวใจหลักของเทคโนโลยี UWB

การสื่อสารทางวิทยุทั้งหมดจะอยู่ภายใต้กฎหมายที่แตกต่างกันและข้อกำหนดเกี่ยวกับเอาต์พุตของกำลังงานในช่วงความถี่ใดช่วงความถี่หนึ่ง เพื่อจะป้องกันการแทรกสอดไปยังผู้ใช้พื้นที่ใช้ช่วงความถี่ใกล้เคียงกันหรือความถี่เดียวกัน

ระบบ UWB จะครอบคลุมสเปกตรัมที่กว้างมากและสามารถแทรกสอดกับผู้ใช้ที่มีอยู่แล้ว เพื่อให้การแทรกสอดเหล่านั้นมีค่าน้อยที่สุด ดังนั้นทาง FCC และองค์กรต่างๆจึงจำเป็นต้องระบุกรอบของสเปกตรัมสำหรับการประยุกต์ใช้งานในด้านอื่นๆซึ่งจะแสดงเอาต์พุตกำลังงานที่อนุญาตให้ใช้สำหรับความถี่ที่ใดระบุไว้



รูปที่ 2.7 กรอบสเปกตรัมที่กำหนดโดย FCC 15.517 (b, c) สำหรับระบบ UWB ภายในอาคาร

จากรูปที่ 2.7 เป็นตัวอย่างของกรอบสเปกตรัมที่ FCC กำหนดไว้สำหรับระบบ UWB ภายในอาคาร ซึ่งกำหนดให้ใช้งานได้ในช่วงความถี่กว้าง 7.5 GHz จะเริ่มต้นที่ 3.1 GHz ไปจนถึง 10.6 GHz โดยที่จะต้องมียอดกำลังงานมากที่สุดเท่ากับ  $-41.3 \text{ dBm/MHz}$

เหตุผลหลักสำหรับเอาต์พุตกำลังงานที่อนุญาตในช่วงความถี่ 0.96 GHz ถึง 1.61 GHz มีค่าต่ำที่สุดเนื่องจากแรงกีดกันจากกลุ่มที่เป็นตัวแทนของผู้ให้บริการที่มีอยู่แล้ว อย่างเช่น โทรศัพท์เคลื่อนที่ ระบบระบุตำแหน่งบนพื้นโลก (Global Positioning System (GPS)) และกลุ่มที่ใช้งานทางการทหาร

## 2.2.6 ความจุทางตำแหน่งและสเปกตรัม (Spatial and Spectral Capacities)

คุณสมบัติพื้นฐานของระบบ UWB อีกอย่างก็คือมีความจุทางตำแหน่งที่สูง (Spatial Capacity) มีหน่วยเป็นบิตต่อวินาทีต่อตารางเมตร ( $\text{bps/m}^2$ ) [21] ความจุทางตำแหน่งสามารถคำนวณได้เป็นอัตราข้อมูลสูงสุด (Maximum data rate) ของระบบ หากด้วยพื้นที่ที่ครอบคลุมการส่งของระบบ พื้นที่ในการส่ง (Transmission area) สามารถคำนวณจากพื้นที่วงกลมที่สมมติให้ตัวส่งอยู่ที่ตำแหน่งศูนย์กลาง โดยความจุทางตำแหน่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\text{ความจุทางตำแหน่ง (bps/m}^2\text{)} = \text{อัตราข้อมูลมากที่สุด (bps)} / \text{พื้นที่ในการส่ง (m}^2\text{)} \quad (2.4)$$

$$\text{พื้นที่ในการส่ง (m}^2\text{)} = \pi \times (\text{ระยะในการส่ง (Transmission distance)})^2 \quad (2.5)$$

สำหรับระบบช่วงความถี่แคบการวัดความจุที่นิยมมากที่สุดก็คือ ความจุทางสเปกตรัม (Spectral Capacity) มีหน่วยเป็นบิตต่อวินาทีต่อเฮิรตซ์ ( $\text{bps/Hz}$ ) ก็เพราะสเปกตรัมเป็นแหล่ง

ทรัพยากรที่ถูกจำกัดมากที่สุด โดยทั่วไป กำลังงานจะถูกจำกัดโดยเหตุผลทางความปลอดภัยและในเชิงพาณิชย์ อย่างเช่น อายุของแบตเตอรี่ของอุปกรณ์แบบเคลื่อนที่ ความจุทางสเปกตรัมสามารถเขียนได้เป็น

$$\text{ความจุทางสเปกตรัม (bps/Hz)} = \text{อัตราข้อมูลมากที่สุด (bps)} / \text{แบนวิดท์ (Hz)} \quad (2.6)$$

สำหรับระบบ UWB ที่ทำงานในสเปกตรัมของระบบอื่น ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีกำลังงานที่ต่ำมาก ๆ เป็นการชดเชยสำหรับการใช้งานที่มีช่วงความถี่กว้างยิ่งยวด ตามปกติแล้ว ระบบ UWB จะมีความจุทางสเปกตรัมที่ต่ำเมื่อเทียบกับระบบอื่นๆ แต่อย่างไรก็ตาม เมื่อเปรียบเทียบความจุทางตำแหน่งกันแล้ว ระบบ UWB จะมีประสิทธิภาพมากที่สุด ดังแสดงในตารางที่ 2.2 ที่แสดงการเปรียบเทียบของความจุทางตำแหน่งและสเปกตรัมของระบบไร้สายภายในอาคารแบบต่างๆ

**ตารางที่ 2.2** การเปรียบเทียบของความจุทางตำแหน่งและสเปกตรัมของระบบไร้สายภายในอาคารแบบต่างๆ

ระบบ	อัตราข้อมูลมากที่สุด (Mbps)	ระยะในการส่ง (m)	ความจุทางตำแหน่ง (kbps/m <sup>2</sup> )	ความจุทางสเปกตรัม (bps/Hz)
<b>UWB</b>	100	10	318.3	0.013
<b>IEEE802.11a</b>	54	50	6.9	2.7
<b>Bluetooth</b>	1	10	3.2	0.012
<b>IEEE802.11b</b>	11	100	0.350	0.1317

### 2.2.7 ความเร็วของการส่งข้อมูล

ข้อได้เปรียบอีกอย่างหนึ่งของการส่ง UWB สำหรับการสื่อสารก็คือ อัตราข้อมูลที่สูง การประยุกต์ใช้งานในทางการสื่อสาร UWB มีเป้าหมายความเร็วการส่งข้อมูลอยู่ในช่วง 100 Mbps ถึง 500 Mbps [22] ซึ่งจะมากกว่าความเร็วของการส่งข้อมูลในระบบ Bluetooth 100 ถึง 500 เท่า และประมาณ 50 เท่าเมื่อเปรียบเทียบกับความเร็วของการส่งข้อมูลของมาตรฐาน 802.11b หรือ 10 เท่าของมาตรฐาน 802.11 a WLAN (Wireless Local area network)

จากตารางที่ 2.3 จะเห็นได้ว่าอัตราข้อมูลสำหรับการส่ง UWB ไร้สายภายในอาคารจะอยู่ระหว่าง 110 Mbps และ 480 Mbps และเปรียบเทียบกับมาตรฐานแบบใช้สายและไร้สายในปัจจุบันในความจริงแล้ว ความเร็วของการส่งจะถูกกำหนดมาตรฐานไว้ที่ 3 ความเร็ว ดังนี้

- 110 Mbps สำหรับระยะการส่งที่น้อยที่สุดเท่ากับ 10 m

- 200 Mbps สำหรับระยะการส่งที่น้อยที่สุดเท่ากับ 4 m
- 480 Mbps สำหรับระยะการส่งไม่จำกัดระยะที่น้อยที่สุด

**ตารางที่ 2.3** การเปรียบเทียบของอัตราบิตของ UWB กับมาตรฐานของระบบไร้สายและไร้สายอื่น

ความเร็ว (Mbps)	มาตรฐาน
480	UWB และ USB 2.0
200	UWB (ระยะที่น้อยที่สุด 4 เมตร) และ 1394a (4.5 m)
110	UWB (ระยะที่น้อยที่สุด 10 เมตร)
90	อีเทอร์เน็ตความเร็วสูง (Fast Ethernet)
54	802.11a
20	802.11g
11	802.11b
10	อีเทอร์เน็ต
1	Bluetooth

### 2.2.8 ราคา (Cost)

ข้อดีอีกอย่างหนึ่งของเทคโนโลยี UWB ก็คือเป็นระบบที่ไม่ซับซ้อนและมีต้นทุนที่ต่ำ เนื่องจากระบบ UWB สามารถสร้างขึ้นจากส่วนประกอบที่เป็นแบบดิจิทัลเกือบทั้งหมด โดยมีส่วนประกอบทางด้านความถี่วิทยุ (RF) หรือชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์ที่เป็นไมโครเวฟที่น้อยที่สุด ส่วนประกอบของระบบที่น้อยจะนำไปสู่การลดลงของต้นทุน ภาคส่ง UWB ที่ง่ายที่สุดจะประกอบไปด้วยเครื่องกำเนิดพัลส์ วงจรทางเวลา และตัวสายอากาศ

อย่างไรก็ตาม ถ้าต้องการอัตราข้อมูลที่สูงกว่า ก็จำเป็นที่จะใช้วงจรทางเวลาที่มีความซับซ้อนมากขึ้นเพื่อให้สามารถเข้าถึงได้หลายรูปแบบจึงจำเป็นที่ต้องเพิ่มในส่วนนี้เข้าไป ซึ่งก็ทำให้ต้นทุนเพิ่มขึ้นไปด้วย ยิ่งไปกว่านั้นราคาของชิปเซตก็ขึ้นอยู่กับจำนวนของการผลิตอย่างมาก

### 2.2.9 ขนาด (Size)

ขนาดที่เล็กของภาคส่ง UWB เป็นความต้องการที่จะรวมเข้าไปกับชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์ที่มีใช้กันในปัจจุบัน ในกลุ่มทำงานของมาตรฐาน 802.15 บริษัทอิเล็กทรอนิกส์ได้กำหนดเป้าหมายขนาดของวงจรไร้สายให้มีขนาดเล็กพอที่จะนำไปบรรจุลงในตัวเก็บข้อมูลแบบ SD

เหตุผลหลักที่ต้องการให้ภาคส่งและรับของ UWB มีขนาดเล็กเนื่องจากการลดลงของส่วนประกอบแบบพาสซีฟ (passive) อย่างไรก็ตาม ขนาดและรูปร่างของสายอากาศ ก็เป็นตัวประกอบที่จำเป็นต้องพิจารณาเช่นเดียวกัน

### 2.2.10 การสูญเสียกำลังงาน (Power Consumption)

ด้วยการออกแบบทางวิศวกรรมที่เหมาะสมทำให้การสูญเสียกำลังงานของ UWB มีค่าที่ต่ำลงทีเดียว ไม่ว่าจะเป็นเทคโนโลยีใดก็ตาม ต่างก็คาดหวังว่ามีการสูญเสียกำลังงานที่ลดลงและมีวงจรที่มีประสิทธิภาพรวมทั้งสามารถประมวลผลสัญญาณได้มากขึ้นบนชิปขนาดเล็กที่ใช้แรงดันในการทำงานต่ำ

ในปัจจุบันได้ตั้งเป้าหมายสำหรับการสูญเสียกำลังงานของชิปเซต UWB ให้น้อยกว่า 100 mW ส่วนตารางที่ 2.4 จะแสดงค่าการสูญเสียกำลังงานของชิปเซตที่มีใช้กันในปัจจุบัน

**ตารางที่ 2.4** การสูญเสียกำลังงานของชิปเซต UWB และชิปเซตการสื่อสารแบบ เคลื่อนที่แบบต่างๆ

ชิปเซตตามการประยุกต์ใช้งาน	การสูญเสียกำลังงาน (mW)
802.11a	1500-2000
400 Mbps 1394 LSI	700
โทรศัพท์เคลื่อนที่แบบ RISC 32-bit MPU	200
ตัวแปลง A/D ของกล้องดิจิทัล 12-bit	150
UWB (เป้าหมาย)	100
โทรศัพท์เคลื่อนที่แบบหน้าจอสี TFT	75
ตัวถอดรหัส MPEG-4 LSI	50
โทรศัพท์เคลื่อนที่เข้ารหัสเสียง LSI	19

## 2.3 สายอากาศ UWB

การใช้งานจริงในปัจจุบันเทคโนโลยีสัญญาณพัลส์สั้นในระบบ UWB จะถูกพิจารณาเพียงการนำไปประยุกต์ใช้งานในกำลังงานที่ต่ำและระยะที่สั้นเนื่องจากข้อจำกัดของวงจรสร้างพัลส์ (pulse-forming) การสร้างระบบการสื่อสาร UWB ต้องการทฤษฎีพื้นฐานสำหรับการคำนวณและการประเมินพารามิเตอร์ของการออกแบบสายอากาศซึ่งเป็นสิ่งสำคัญในการออกแบบสายอากาศ โดยจะกำหนดประสิทธิภาพของความถูกต้องแม่นยำ ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงสายอากาศ UWB ซึ่งจะถูกรออกแบบสำหรับสัญญาณพัลส์ที่มีระยะเวลาที่สั้นทั้งทางด้านส่งและรับ การออกแบบสายอากาศ UWB ยังคงเป็นหนึ่งในประเด็นสำคัญหลักในความก้าวหน้าของเทคโนโลยี UWB

### 2.3.1 หลักการของสายอากาศ

สายอากาศเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญอย่างหนึ่งสำหรับการสื่อสารซึ่งใช้ในการรับ-ส่งคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โดยในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานต่างๆของสายอากาศ ตัวอย่างเช่น ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง แบนวิทท์ของสายอากาศ และอัตราขยายของสายอากาศ ฯลฯ

#### 2.3.1.1 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งและกำลังงานการสะท้อน (SWR and reflected power)

ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio :SWR) เป็นตัวบ่งบอกว่าการแมตซ์อิมพีแดนซ์ดีแค่ไหนและเป็นตัวบ่งบอกว่าคุณสมบัติจะถูกสะท้อนกลับก่อนที่จะแพร่กระจายคลื่นโดยสายอากาศมากแค่ไหน ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งและกำลังงานการสะท้อนมีแนวทางในการวัดที่ต่างกัน ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่มีค่า 2:1 หรือน้อยกว่าจะถูกพิจารณาว่าดี อย่างไรก็ตามสายอากาศในทางการค้าส่วนใหญ่จะถูกกำหนดให้มีความถี่อัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ 1.5:1 หรือน้อยกว่าในบางแบนวิทท์ สมมุติว่าพลังงาน 100 วัตต์ ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่มีค่า 1.5:1 จะมีพลังงานที่สามารถส่งผ่านได้เท่ากับ 96 วัตต์ และพลังงานที่ถูกสะท้อนกลับมีค่าเท่ากับ 4 วัตต์ หรือมีพลังงานที่ถูกสะท้อนกลับเท่ากับ 4.2% ของพลังงานที่สามารถส่งผ่านได้

#### 2.3.1.2 แบนวิทท์ของสายอากาศ (Antenna bandwidth)

โดยทั่วไป แบนวิทท์ของสายอากาศจะถูกกำหนดอยู่ในเทอมของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งและบ่อยครั้งที่แบนวิทท์จะถูกแสดงอยู่ในเทอมของเปอร์เซ็นต์หรือ Fractional Bandwidth (FB) ซึ่ง FB ของสัญญาณเป็นอัตราส่วนของแบนวิทท์กับความถี่กลาง แสดงได้ดังนี้

$$FB = \frac{f_h - f_l}{(f_h + f_l)/2} \times 100\% \quad (2.7)$$

เมื่อ  $f_h$  และ  $f_l$  เป็นองค์ประกอบของความถี่ที่สูงที่สุดและต่ำที่สุดของสัญญาณ สำหรับสายอากาศ UWB แบนวิทท์ของสายอากาศจะอยู่ในช่วงที่มีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งต่ำกว่า 2:1 สำหรับช่วงความถี่กว้างจะถูกออกแบบให้ FB มีค่ามากกว่า 25% สำหรับ UWB จะต้องถูกออกแบบให้ FB มีค่า 25% ถึง 200%

#### 2.3.1.3 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางและอัตราขยาย (Directivity and gain)

ค่าสภาพเจาะจงทิศทางเป็นการอธิบายความสามารถของสายอากาศในทิศทางที่เจาะจง อัตราขยายของสายอากาศมีความสัมพันธ์กับค่าสภาพเจาะจงทิศทางกันอย่างใกล้ชิด สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\text{Gain} = \eta \times \text{Directivity} \quad (2.8)$$

เมื่อ  $\eta$  เป็นค่าประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ เราสามารถเห็นพฤติกรรมของค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่เพิ่มขึ้นโดยการเปรียบเทียบแสงของหลอดไฟกับแสงสปอตไลท์ โดยแสงสปอตไลท์ 100 วัตต์ จะให้แสงในทิศทางที่เจาะจงมากกว่าแสงของหลอดไฟ 100 วัตต์ ซึ่งสามารถพูดได้ว่าแสงสปอตไลท์มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่มากกว่าแสงของหลอดไฟ สำหรับอัตราขยายของสายอากาศจะถูกอ้างอิงกับสายอากาศมาตรฐาน สายอากาศที่ถูกอ้างอิงคือสายอากาศไอโซทรอปิก และสายอากาศไดโพลแบบครึ่งคลื่นเรโซแนนซ์ โดยสายอากาศไอโซทรอปิกจะมีการแพร่กระจายคลื่นทุกทิศทางเท่ากันหมด สายอากาศไอโซทรอปิกเป็นสายอากาศในทางอุดมคติซึ่งไม่มีอยู่จริงแต่มีประโยชน์ในการนำมาเปรียบเทียบหรืออ้างอิงกับสายอากาศที่มีอยู่จริง สมมติว่าอัตราขยายของสายอากาศมีค่าเท่ากับ 2 หรือ 3 dB เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศไอโซทรอปิกจะสามารถเขียนได้เป็น 3 dBi สำหรับสายอากาศไดโพลแบบครึ่งคลื่นเรโซแนนซ์มีประโยชน์สำหรับนำมาเปรียบเทียบกับสายอากาศอื่นๆที่มีความถี่เดียวหรือมีแถบของความถี่ที่แคบมากๆ สมมติว่าอัตราขยายของสายอากาศมีค่าเท่ากับ 1 หรือ 0 dB เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศไดโพลจะสามารถเขียนได้เป็น 0 dBd

### 2.3.2 ปัญหาในการออกแบบสายอากาศ UWB

ในระบบ UWB สายอากาศเป็นตัวรองรับการจذبรูปพัลส์ ความผิดเพี้ยนของสัญญาณในโดเมนเชิงความถี่เป็นสาเหตุที่ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของรูปพัลส์ที่ส่งไป ดังนั้นจึงทำให้เพิ่มความยุ่งยากซับซ้อนของการตรวจจับเชิงกลที่เครื่องรับ สายอากาศ UWB ต้องการจุดศูนย์กลางเฟสและอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่คงที่ครอบคลุมแบนวิดท์ทั้งหมดที่ปฏิบัติการ การเปลี่ยนในจุดศูนย์กลางเฟสอาจเป็นสาเหตุให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณพัลส์ที่ส่งไปและสมรรถนะที่ต่ำลงของเครื่องรับ ดังนั้นการออกแบบสายอากาศสำหรับการแพร่กระจายคลื่นของสัญญาณ UWB คือหนึ่งในความท้าทายสำหรับระบบ UWB โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องมีราคาถูก โครงสร้างกระทัดรัดและประสิทธิภาพสูงจะเป็นที่ต้องการสำหรับผู้ใช้โดยทั่วไปในเรื่องเกี่ยวกับการสื่อสาร

สายอากาศดั้งเดิมจะถูกออกแบบเพื่อนำมาใช้ในช่วงความถี่แคบๆของความถี่ที่ถูกใช้งานในระบบช่วงความถี่แคบดั้งเดิมเท่านั้นและสายอากาศเรโซแนนซ์ไม่เหมาะสำหรับระบบ UWB เนื่องจากมันสามารถแพร่กระจายคลื่นรูปไซน์ที่ความถี่เรโซแนนซ์เท่านั้น ในด้านอื่นๆการทำสายอากาศไม่เรโซแนนซ์ให้มีประสิทธิภาพนั้นไม่ง่ายเลย วิธีการหนึ่งคือการทำสายอากาศ UWB ให้มีความถี่การเรโซแนนซ์ของสายอากาศที่เหนือกว่าแถบความถี่ UWB อย่างไรก็ตามขนาดที่ลดลงของสายอากาศจะทำให้สายอากาศสูญเสียความมีประสิทธิภาพไป อีกวิธีการหนึ่งคือการสร้าง

สายอากาศโดยให้มีตัวประกอบคุณภาพ (Quality factor) ที่ต่ำลงซึ่งจะทำให้ช่วงความถี่กว้างขึ้นแต่ประสิทธิภาพจะลดลง

## 2.4 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอทฤษฎีและหลักการของ UWB โดยจะเริ่มที่ประวัติความเป็นมาและถัดมาได้กล่าวถึงระบบและสัญญาณ UWB ซึ่งกล่าวถึงคุณสมบัติต่างๆของUWB ไม่ว่าจะเป็นความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงาน รวมทั้งลักษณะรูปร่างของสัญญาณพัลส์ที่ทำให้เกิดเป็นระบบ UWB และคุณสมบัติอื่นๆที่ทำให้ระบบ UWB ได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก

การสื่อสาร UWB นั้นได้เริ่มเป็นที่สนใจอย่างกว้างขวาง เมื่อประมาณ ปี ค.ศ. 2000 แต่ในความเป็นจริงแล้วต้นกำเนิดของ UWB มีมาตั้งแต่เมื่อกว่าร้อยปีมาแล้ว โดยปลายคริสต์ศตวรรษที่ 18 วิธีที่ง่ายที่สุดสำหรับการสร้างสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าก็คือการสร้างพัลส์สั้นๆ (Short pulse) ขึ้นมา โดยการใช้แหล่งกำเนิดแบบ Spark-gap ในช่วงแรกๆการศึกษา UWB ไม่ค่อยมีความก้าวหน้ามากนัก แต่ก็การสื่อสารแบบ UWB เริ่มได้รับความสนใจอีกครั้งในช่วงปี 1970-1973 เนื่องจากมีการยอมรับกันว่า สัญญาณแบบพัลส์สั้นที่แผ่ขยายสัญญาณตลอดสเปกตรัมที่กว้างนั้นไม่ได้รับผลกระทบจากการแทรกสอดของสัญญาณช่วงความถี่แคบและไม่ได้แทรกสอดสัญญาณช่วงความถี่แคบเหล่านั้นด้วย จนปัจจุบันจึงมีการศึกษาวิจัย และพัฒนาเกี่ยวกับการสื่อสาร UWB ได้มีจำนวนมากขึ้นซึ่งมีหัวข้อที่ทำการวิจัยที่แตกต่างกันออกไป รวมทั้งงานวิจัยทางด้านสายอากาศ UWB ก็ได้รับความสนใจเช่นกันเพื่อนำไปใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

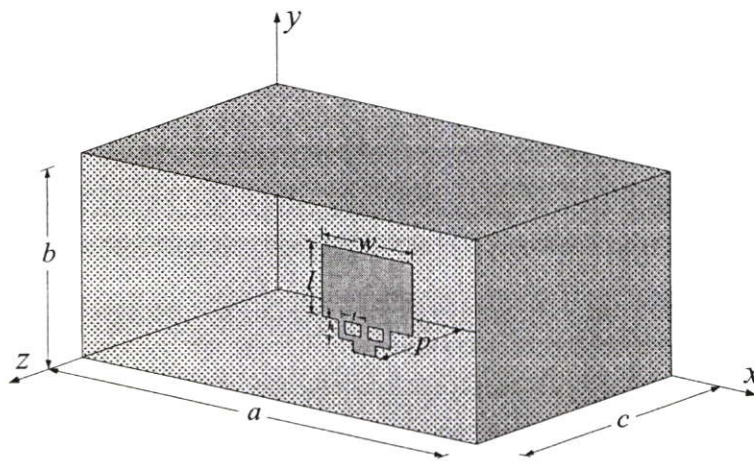
คุณสมบัติพื้นฐานของระบบและสัญญาณ UWB อย่างแรกที่ได้พูดถึงจะเป็นรูปร่างพื้นฐานของสัญญาณพัลส์ในระบบ UWB ในโดเมนทางเวลาและสเปกตรัมของสัญญาณพัลส์ด้วย โดยทั่วไปแล้ว สัญญาณพัลส์ที่สั้นมากๆซึ่งเวลาของสัญญาณขึ้นและลงอย่างรวดเร็วจะมีสเปกตรัมกว้างและมีพลังงานที่ต่ำมาก นอกจากนี้ภาคส่งและภาครับของ UWBไม่ต้องการส่วนประกอบที่ใหญ่และมีราคาแพง ทำให้สามารถลดต้นทุน ขนาด น้ำหนักและการสิ้นเปลืองกำลังงานของระบบ UWB เมื่อเปรียบเทียบกับระบบการสื่อสารแบบช่วงความถี่แคบโดยทั่วไป

ส่วนสุดท้ายจะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานต่างๆของสายอากาศ ตัวอย่างเช่น ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง แบนวิดท์ของสายอากาศ และอัตราขยายของสายอากาศ ฯลฯ โดยสายอากาศ UWB จะถูกออกแบบสำหรับสัญญาณพัลส์ที่มีระยะเวลาที่สั้นทั้งทางด้านส่งและรับ และกล่าวถึงปัญหาในการออกแบบสายอากาศ UWB

## บทที่ 3

### วิวัฒนาการของสายอากาศ

ในบทนี้เป็นการนำเสนอวิวัฒนาการและหลักการในการออกแบบสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานในช่วงความถี่กว้างยิ่งยวด โดยโครงสร้างของสายอากาศมีลักษณะเป็นท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากที่มีการปิดปลายไว้ด้านหนึ่ง แล้วป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมร่วมกับแผ่นที่มีรูปร่างแบบสามก้าน ดังแสดงในรูปที่ 3.1 โดยนำไปประยุกต์ใช้งานในช่วงความถี่กว้างยิ่งยวด



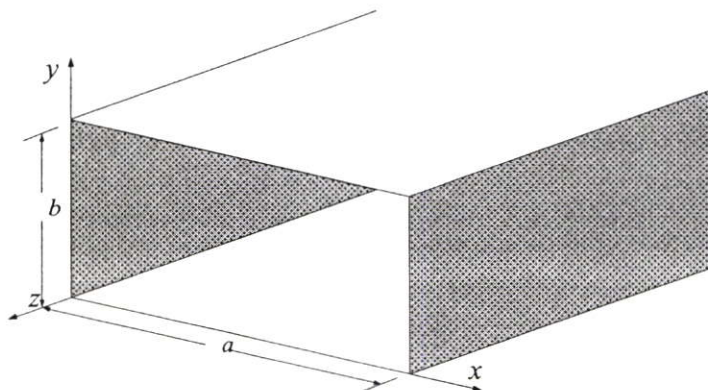
**รูปที่ 3.1** ลักษณะ โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้าน

ในการพิจารณาสายอากาศที่ได้นำเสนอนี้สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วนหลักๆคือ ท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากที่มีการปิดปลายท่อนำคลื่นไว้หนึ่งด้านและสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้าน โดยในหัวข้อแรกเป็นการอธิบายถึงหลักการของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากและในหัวข้อต่อไปจะเป็นการอธิบายถึงวิวัฒนาการของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้าน

#### 3.1 ท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉาก (Rectangular Waveguide)

ในหัวข้อนี้เป็นการกล่าวนำและวิเคราะห์ท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากเพื่อศึกษาถึงคุณลักษณะเฉพาะของการแพร่กระจายคลื่น โดยพารามิเตอร์ที่น่าสนใจก็คือโหมดต่างๆ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับโครงสร้างและความถี่ตัด ความยาวคลื่นภายในท่อนำคลื่น และองค์ประกอบอื่นๆ โดยทั่วไป

ลักษณะ โครงสร้างที่เป็นท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากจะใช้ระบบพิกัดมุมฉากในการวิเคราะห์ ซึ่งรูปร่างของสนามจะขึ้นอยู่กับโครงสร้างเหล่านั้น โดยต้องเป็นไปตามสมการแมกซ์เวลล์หรือสมการคลื่นและเงื่อนไขขอบเขตที่เกี่ยวข้อง



รูปที่ 3.2 ลักษณะของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉาก

ในการพิจารณาท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากที่มีขนาดหน้าตัด  $a \times b$  ดังแสดงในรูปที่ 3.2 โดยเริ่มต้นจะสมมติให้ท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากมีความยาวเป็นอนันต์และภายในท่อนำคลื่นปราศจากสิ่งใดๆ เพื่อที่จะหาโหมดต่างๆที่อยู่ภายในท่อนำคลื่น ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะพิจารณาเฉพาะโหมด  $TE^z$  เท่านั้น

### 3.1.1 คลื่นสนามไฟฟ้าตามขวาง (Transverse Electric: $TE^z$ )

ระบบพิกัดสี่เหลี่ยมมุมฉากในโหมด  $TE^z$  ที่ได้มาจากวิธีตัดย์เวกเตอร์ [23] สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจะมีองค์ประกอบของสมการดังนี้

$$\begin{aligned} E_x &= -\frac{1}{\epsilon} \frac{\partial F_z}{\partial y} & H_x &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 F_z}{\partial x \partial z} \\ E_y &= \frac{1}{\epsilon} \frac{\partial F_z}{\partial x} & H_y &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 F_z}{\partial y \partial z} \\ E_z &= 0 & H_z &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + \beta^2 \right) F_z \end{aligned} \quad (3.1)$$

เมื่อ  $F_z(x, y, z)$  เป็นฟังก์ชันศักย์สเกลาร์ซึ่งแทนที่องค์ประกอบ Z ของฟังก์ชันตัดย์เวกเตอร์  $\vec{F}$  แสดงได้ดังสมการที่ 3.2 ก

$$\nabla^2 F_z(x, y, z) + \beta^2 F_z(x, y, z) = 0 \quad (3.2 \text{ ก})$$

ซึ่งสามารถลดรูปได้เป็น

$$\frac{\partial^2 F_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 F_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 F_z}{\partial z^2} + \beta^2 F_z = 0 \quad (3.2 \text{ ข})$$

สมการที่ (3.2 ก) หรือ (3.2 ข) สามารถหาได้จากวิธีการแยกตัวแปร โดยทั่วไป  $F_z(x, y, z)$  สามารถเขียนสมการเริ่มต้นได้เป็น

$$F_z(x, y, z) = f(x)g(y)h(z) \quad (3.3)$$

เนื่องจากท่อนำคลื่นในทิศทาง  $x$  และ  $y$  ถูกกำหนดขอบเขตด้วยผนังของท่อนำคลื่น ดังนั้นรูปแบบของ  $f(x)$  และ  $g(y)$  จึงถูกแทนที่ด้วยคลื่นนิ่งซึ่งอยู่ในรูปแบบของสมการดังนี้

$$f(x) = C_1 \cos(\beta_x x) + D_1 \sin(\beta_x x) \quad (3.4 \text{ ก})$$

$$g(y) = C_2 \cos(\beta_y y) + D_2 \sin(\beta_y y) \quad (3.4 \text{ ข})$$

และท่อนำคลื่นในทิศทาง  $z$  มีความยาวเป็นอนันต์ ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงของสนามในทิศทาง  $z$  จึงถูกแทนที่ด้วยคลื่นจรซึ่งอยู่ในรูปแบบของสมการดังนี้

$$h(z) = A_3 e^{-j\beta_z z} + B_3 e^{+j\beta_z z} \quad (3.5)$$

แทนสมการที่ (3.4 ก) ถึง (3.5) ลงในสมการที่ (3.3) ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$F_z(x, y, z) = [C_1 \cos(\beta_x x) + D_1 \sin(\beta_x x)] [C_2 \cos(\beta_y y) + D_2 \sin(\beta_y y)] \\ \times [A_3 e^{-j\beta_z z} + B_3 e^{+j\beta_z z}] \quad (3.6)$$

โดยพจน์เอ็กซ์โพเนนเชียลพจน์แรกในสมการที่ (3.6) จะเป็นคลื่นจรที่เดินทางในทิศทาง  $+z$  และเอ็กซ์โพเนนเชียลพจน์ในพจน์ที่สองจะเป็นคลื่นจรที่เดินทางในทิศทาง  $-z$  เพื่อให้ง่ายต่อ

การวิเคราะห์ ดังนั้นจึงสมมติว่าแหล่งกำเนิดจลุมวางอยู่ตรงตำแหน่งที่คลื่นเดินทางในทิศทาง  $+z$  เท่านั้น จึงทำให้ในเทอมที่สองหายไป

จากสมการที่ (3.6) สมการคลื่นที่เดินทางในทิศทาง  $+z$  สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$F_z(x, y, z) = [C_1 \cos(\beta_x x) + D_1 \sin(\beta_x x)] [C_2 \cos(\beta_y y) + D_2 \sin(\beta_y y)] A_3 e^{-j\beta_z z} \quad (3.7 ก)$$

โดยที่

$$\beta_x^2 + \beta_y^2 + \beta_z^2 = \beta^2 = \omega^2 \mu \epsilon \quad (3.7 ข)$$

$C_1, D_1, C_2, D_2, A_3, \beta_x, \beta_y$  และ  $\beta_z$  เป็นค่าคงที่ซึ่งสามารถหาได้โดยการนำสมการที่ (3.7 ก) ลงในสมการที่ (3.1) และประยุกต์ใช้กับเงื่อนไขขอบเขตที่เหมาะสมบนผนังของท่อนำคลื่น

สำหรับโครงสร้างของท่อนำคลื่นในรูปที่ 3.2 เงื่อนไขขอบเขตที่จำเป็นจึงทำให้องค์ประกอบของสนามไฟฟ้าบนผนังของท่อนำคลื่นนั้นสูญหายไป ดังนั้นผนังด้านล่างและด้านบนของท่อนำคลื่นแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$E_x(0 \leq x \leq a, y = 0, z) = E_x(0 \leq x \leq a, y = b, z) = 0 \quad (3.8 ก)$$

$$E_z(0 \leq x \leq a, y = 0, z) = E_z(0 \leq x \leq a, y = b, z) = 0 \quad (3.8 ข)$$

และผนังด้านซ้ายและด้านขวาของท่อนำคลื่น

$$E_y(x = 0, 0 \leq y \leq b, z) = E_y(x = a, 0 \leq y \leq b, z) = 0 \quad (3.8 ค)$$

$$E_z(x = 0, 0 \leq y \leq b, z) = E_z(x = a, 0 \leq y \leq b, z) = 0 \quad (3.8 ง)$$

สำหรับโหมด  $TE_z$   $E_z$  จะมีค่าเท่ากับศูนย์ ( $E_z = 0$ ) เมื่อนำสมการที่ (3.7 ก) ลงในสมการที่ (3.1) จะสามารถเขียนองค์ประกอบ  $x$  ของสนามไฟฟ้าได้เป็น

$$E_x^+(x, y, z) = -A_3 \frac{\beta_y}{\varepsilon} [C_1 \cos(\beta_x x) + D_1 \sin(\beta_x x)] [-C_2 \sin(\beta_y y) + D_2 \cos(\beta_y y)] e^{-j\beta_z z} \quad (3.9)$$

การปฏิบัติการบนสมการที่ (3.9) โดยมีเงื่อนไขขอบเขตของผนังด้านล่างของท่อนำคลื่นในสมการที่ (3.8 ก) สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$E_x^+(0 \leq x \leq a, y = 0, z) = -A_3 \frac{\beta_y}{\varepsilon} [C_1 \cos(\beta_x x) + D_1 \sin(\beta_x x)] [-C_2(0) + D_2(1)] e^{-j\beta_z z} = 0 \quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.10) พบว่า  $D_2 = 0$  และจากสมการที่ (3.9) โดยมีเงื่อนไขขอบเขตของผนังด้านบนของท่อนำคลื่นในสมการที่ (3.8 ก) และ  $D_2 = 0$  สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$E_x^+(0 \leq x \leq a, y = b, z) = -A_3 \frac{\beta_y}{\varepsilon} [C_1 \cos(\beta_x x) + D_1 \sin(\beta_x x)] [-C_2 \sin(\beta_y b)] e^{-j\beta_z z} = 0 \quad (3.11)$$

จากสมการที่ (3.11) พบว่า

$$\sin(\beta_y b) = 0 \quad (3.12 ก)$$

ดังนั้น

$$\beta_y b = \sin^{-1}(0) = n\pi \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.12 ข)$$

หรือ

$$\beta_y = \frac{n\pi}{b} \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.12 ค)$$

โดยทั่วไปสมการที่ (3.12 ก) จะถูกเรียกว่าฟังก์ชันเจาะจง (eigenfunction) และสมการ (3.12 ค) จะถูกเรียกว่าค่าเจาะจง (eigenvalue)

ในการทำนองเดียวกันเงื่อนไขขอบเขตบนผนังด้านซ้ายและด้านขวาของท่อนำคลื่นในสมการที่ (3.8 ค) ทำให้  $D_1 = 0$  และ

$$\beta_x = \frac{m\pi}{a} \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (3.13)$$

เมื่อ  $D_2 = 0$  และ  $D_1 = 0$  และจากสมการที่ (3.12 ก) และ (3.13) สามารถลดรูปสมการที่ (3.7) ได้เป็น

$$F_z^+(x, y, z) = A_{mn} \cos(k_x x) \cos(k_y y) e^{-jk_z z} \quad (3.14 ก)$$

โดยที่

$$A_{mn} = C_1 C_2 A_3 \quad (3.14 ข)$$

$$\left. \begin{aligned} \beta_x &= \frac{m\pi}{a} = \frac{2\pi}{\lambda_x} \Rightarrow \lambda_x = \frac{2a}{m} & m &= 0, 1, 2, \dots \\ \beta_y &= \frac{n\pi}{b} = \frac{2\pi}{\lambda_y} \Rightarrow \lambda_y = \frac{2b}{n} & n &= 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \right\} m = n \neq 0 \quad (3.14 ค)$$

ในสมการที่ (3.14 ค)  $m = n = 0$  จะไม่ถูกนำมาคิดเนื่องจาก  $F_z$  ของสมการที่ (3.14 ก) เป็นค่าคงที่และองค์ประกอบทั้งหมดของ  $\bar{E}$  และ  $\bar{H}$  ในสมการที่ (3.1) จะสูญหายไป เนื่องจาก  $C_1$ ,  $C_2$  และ  $A_3$  เป็นค่าคงที่ ดังนั้น  $A_{mn}$  ก็เป็นค่าคงที่เช่นกัน สำหรับตัวห้อย  $m$  และ  $n$  จะถูกใช้เป็นตัวแสดงค่าเจาะจงของ  $\beta_x$  และ  $\beta_y$  และโหมดต่างๆ ดังนั้น  $m$  และ  $n$  ในสมการ (3.14 ค) จะเป็นตัวแสดงโหมด  $TE_{mn}^z$

ในสมการที่ (3.14 ค)  $\beta_x$  และ  $\beta_y$  เป็นตัวแสดงจำนวนคลื่นของโหมดหรือค่าเจาะจงในทิศทาง  $x$  และ  $y$  โดยมีความสัมพันธ์กับจำนวนคลื่นในทิศทาง  $z$  ( $\beta_z$ ) และตัวกลางที่ไม่มีขอบเขต ( $\beta$ ) โดยสมการที่ (3.7 ข) ในสมการที่ (3.14 ค)  $\lambda_x$  และ  $\lambda_y$  จะเป็นความยาวคลื่นภายในที่นำคลื่นในทิศทาง  $x$  และ  $y$  โดยมีความสัมพันธ์ความยาวคลื่นในทิศทาง  $z$  ( $\lambda_z = \lambda_g$ ) และตัวกลางที่ไม่มีขอบเขต ( $\lambda$ ) โดยสมการที่ (3.7 ข) ซึ่งสามารถแสดงได้เป็น

$$\frac{1}{\lambda_x^2} + \frac{1}{\lambda_y^2} + \frac{1}{\lambda_z^2} = \frac{1}{\lambda^2} \quad (3.14 ง)$$

เนื่องจากสมการที่ (3.1) (3.14 ก) และ (3.14 ค) ทำให้ได้เทอมที่เหมาะสมสำหรับโหมด  $TE_{mn}^z$  ซึ่งแสดงได้ดังต่อไปนี้

$$E_x^+ = A_{mn} \frac{\beta_y}{\epsilon} \cos(\beta_x x) \sin(\beta_y y) e^{-j\beta_z z} \quad (3.15 \text{ ก})$$

$$E_y^+ = -A_{mn} \frac{\beta_x}{\epsilon} \sin(\beta_x x) \cos(\beta_y y) e^{-j\beta_z z} \quad (3.15 \text{ ข})$$

$$E_z^+ = 0 \quad (3.15 \text{ ค})$$

$$H_x^+ = A_{mn} \frac{\beta_x \beta_z}{\omega \mu \epsilon} \sin(\beta_x x) \cos(\beta_y y) e^{-j\beta_z z} \quad (3.15 \text{ ง})$$

$$H_y^+ = A_{mn} \frac{\beta_y \beta_z}{\omega \mu \epsilon} \cos(\beta_x x) \sin(\beta_y y) e^{-j\beta_z z} \quad (3.15 \text{ จ})$$

$$H_z^+ = -j A_{mn} \frac{\beta_c^2}{\omega \mu \epsilon} \cos(\beta_x x) \cos(\beta_y y) e^{-j\beta_z z} \quad (3.15 \text{ ฉ})$$

เมื่อ

$$\beta_c^2 \equiv \left( \frac{2\pi}{\lambda_c} \right)^2 = \beta^2 - \beta_z^2 = \beta_x^2 + \beta_y^2 = \left( \frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left( \frac{n\pi}{b} \right)^2 \quad (3.15 \text{ ช})$$

โดยค่าคงที่  $\beta_c$  เป็นค่าของ  $\beta$  เมื่อ  $\beta_z = 0$  ซึ่งเรียกว่าจำนวนคลื่นตัด (cutoff wave number) ดังนั้น

$$\beta_c = \beta|_{\beta_z=0} = \omega \sqrt{\mu \epsilon} |_{\beta_z=0} = \omega_c \sqrt{\mu \epsilon} = 2\pi f_c \sqrt{\mu \epsilon} = \sqrt{\left( \frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left( \frac{n\pi}{b} \right)^2}$$

หรือ

$$(f_c)_{mn} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\mu \epsilon}} \sqrt{\left( \frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left( \frac{n\pi}{b} \right)^2} \quad \begin{array}{l} m = 0, 1, 2, \dots \\ n = 0, 1, 2, \dots \end{array} \quad (3.16)$$

โดยที่  $(f_c)_{mn}$  เป็นความถี่ตัดในโหมด TE<sub>mn</sub>  $a$  คือความกว้างของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉาก และ  $b$  คือความสูงของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉาก

ค่าของ  $(f_c)_{mn}$  สำหรับการรวม  $m$  และ  $n$  ที่แตกต่างกันแต่ค่าของ  $\epsilon$ ,  $\mu$ ,  $a$  และ  $b$  จะถูกกำหนดไว้สำหรับหาความถี่ตัดและลำดับของการเกิดแต่ละโหมดซึ่งสอดคล้องกับความถี่ตัด สมมติให้  $a > b$  ทำให้โหมดที่มีความถี่ตัดที่ต่ำที่สุดคือโหมด  $TE_{10}$  ดังนั้นความถี่ตัดในโหมด  $TE_{10}$  จะมีสมการดังนี้

$$(f_c)_{10} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \frac{\pi}{a} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (3.17)$$

โดยทั่วไปโหมดที่มีความถี่ตัดที่ต่ำที่สุดจะถูกเรียกว่าโหมดเป็นใหญ่ (dominant mode) ดังนั้นก่อนนำคลื่นที่มีขนาด  $a > b$  ทำให้โหมดเป็นใหญ่คือโหมด  $TE_{10}$

อัตราส่วน  $R_{mn} = (f_c)_{mn}^{TE} / (f_c)_{10}^{TE}$  สามารถเขียนได้เป็น

$$R_{mn} = \frac{(f_c)_{mn}^{TE}}{(f_c)_{10}^{TE}} = \sqrt{(m)^2 + \left(\frac{na}{b}\right)^2} \quad \begin{matrix} m = 0, 1, 2, 3, \dots \\ n = 0, 1, 2, 3, \dots \end{matrix} \quad (3.18)$$

ในตารางที่ 3.1 เป็นการแสดงอัตราส่วนความถี่ตัดของโหมด  $TE_{mn}^z$  ต่อโหมด  $TE_{10}^z$  โดยที่ค่าของ  $a/b = 10, 5, 2.25, 2$  และ  $1$  ค่าอัตราส่วนของ  $R_{mn}$  แสดงถึงช่วงความถี่สัมพัทธ์

**ตารางที่ 3.1** อัตราส่วนของความถี่ตัดของโหมด  $TE_{mn}^z$  กับโหมด  $TE_{10}^z$

$a/b$	10	5	2.25	2	1
$m, n$	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0 : 0,1
$R_{mn}$	1	1	1	1	1
$m, n$	2,0	2,0	2,0	2,0 : 0,1	1,1
$R_{mn}$	2	2	2	2	1.414
$m, n$	3,0	3,0	0,1	1,1	2,0
$R_{mn}$	3	3	2.25	2.236	2
$m, n$	4,0	4,0	1,1	2,1	2,1 : 1,2
$R_{mn}$	4	4	2.462	2.828	2.236
$m, n$	5,0	5,0 : 0,1	3,0	3,0	2,2
$R_{mn}$	5	5	3	3	2.828
$m, n$	6,0	1,1	2,1	3,1	3,0 : 0,3
$R_{mn}$	6	5.099	3.010	3.606	3
$m, n$	7,0	2,1	3,1	4,0 : 0,2	3,1 : 1,3
$R_{mn}$	7	5.385	3.75	4	3.162
$m, n$	8,0	3,1	4,0	1,2	3,2 : 2,3
$R_{mn}$	8	5.831	4	4.123	3.606
$m, n$	9,0	6,0	0,2	4,1 : 2,2	4,0 : 0,4
$R_{mn}$	9	6	4.5	4.472	4
$m, n$	10,0 : 0,1	4,1	4,1	5,0 : 3,2	4,1 : 1,4
$R_{mn}$	10	6.403	4.589	5	4.123

จากสมการที่ (3.16) โหมดที่เป็นใหญ่สำหรับ  $a > b$  เป็นโหมด  $TE_{10}$  ดังนั้นความถี่ตัดในโหมด  $TE_{10}$  สามารถเขียนได้เป็น

$$(f_c)_{10} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}}$$

สำหรับโหมดที่มีความถี่ตัดสูงกว่าถัดไปเป็นโหมด  $TE_{20}$  และโหมด  $TE_{01}$  ซึ่งความถี่ตัดในโหมดดังกล่าวสามารถเขียนได้เป็น

$$(f_c)_{20} = \frac{1}{a\sqrt{\mu\epsilon}} = 2(f_c)_{10}$$

$$(f_c)_{01} = \frac{1}{2b\sqrt{\mu\epsilon}}$$

ดังนั้นแบนด์วิดท์ที่กว้างที่สุดของโหมด  $TE_{10}$  จะเป็น

$$(f_c)_{10} \leq f \leq 2(f_c)_{10} = (f_c)_{20} \leq (f_c)_{01} \quad (3.19)$$

และจะเกิดเงื่อนไขว่า

$$2b \leq a \Rightarrow b \leq a/2 \Rightarrow 2 \leq a/b \quad (3.20)$$

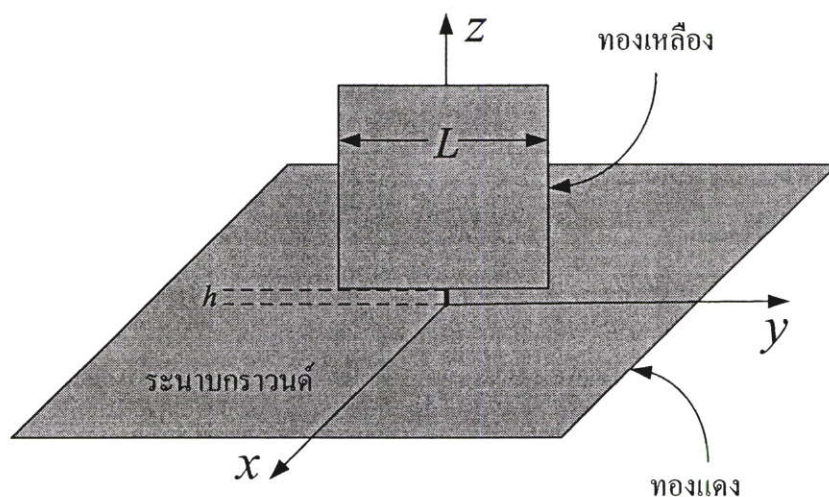
จากสมการที่ 3.20 เห็นได้ว่าแบนด์วิดท์ที่กว้างที่สุดของโหมด  $TE_{10}$  จะมีขนาดหน้าตัดของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากเท่ากับ  $2b \leq a$  ดังนั้นการจำลองผลของสายอากาศในวิทยานิพนธ์กำหนดให้ขนาดหน้าตัดของสายอากาศช่องเปิดมีขนาดเท่ากับ  $a = 2b$  เพื่อให้สายอากาศอยู่ในโหมด  $TE_{10}$  มากที่สุดและง่ายต่อการจำลองผลของสายอากาศ

## 3.2 สายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้าน

ในหัวข้อนี้เป็นการอธิบายถึงวิวัฒนาการของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้าน โดยการออกแบบจะเริ่มต้นจากสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส แล้วทำการพัฒนาสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสให้มีแบนด์วิดท์กว้างขึ้นโดยการตัดต่อบางส่วนของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสหรือไม่ก็นำสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสมาใช้ร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างลักษณะต่างๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่ใช้ร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้านซึ่งจะให้แบนด์วิดท์ที่กว้างมาก

### 3.2.1 สายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส

ในการพิจารณาสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส [23] จะทำการพิจารณาจากค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้มาจากการทดสอบ โดยเริ่มจากการเปลี่ยนแปลงขนาดของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส ( $L$ ) โดยเริ่มจากขนาดของ  $L = 60$  mm ไปจน  $20$  mm โดยมีการเปลี่ยนแปลงทีละ  $5$  mm สายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสวางอยู่บนแผ่นระนาบกราวด์ที่มีขนาดเท่ากับ  $100 \times 100$  mm<sup>2</sup> โดยใช้วัสดุที่เป็นทองแดง ในตรงส่วนของแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมจะใช้วัสดุที่เป็นทองเหลืองโดยมีความหนาเท่ากับ  $0.5$  mm ขอบเขตของความถี่จะสอดคล้องกับขอบที่ต่ำกว่าและสูงกว่าของแบนด์วิดท์ที่มีค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่า  $10$  dB ความถี่ของขอบที่ต่ำกว่าและสูงกว่า แบนด์วิดท์และช่องว่างของการกระตุ้นที่เหมาะสมแสดงได้ดังตารางที่ 3.3



รูปที่ 3.3 ลักษณะทางเรขาคณิตของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส

**ตารางที่ 3.2** แบนด์วิดท์ของอิมพีแดนซ์สำหรับการเปลี่ยนแปลงค่าของ  $L$  และขอบเขตของความถี่ที่มีค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่า 10 dB

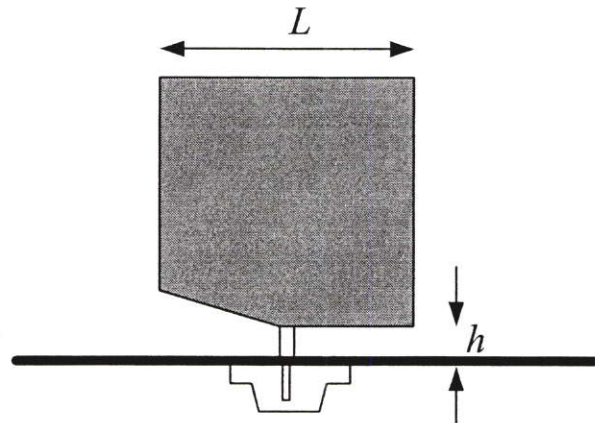
ขนาดของแผ่นระนาบ $L$ (mm)	ขอบเขตของความถี่ (GHz)	แบนด์วิดท์ (MHz)	ช่องว่างของการกระตุ้น ที่เหมาะสม (mm)
60	1.16 – 2.08	920	3
55	1.23 – 2.19	960	3
50	1.34 – 2.35	1010	3
45	1.44 – 2.59	1150	2.5
40	1.59 – 2.96	1370	2.5
35	1.86 – 3.53	1670	2.5
30	1.98 – 4.05	2090	2.5
25	2.38 – 5.20	2820	2.5
20	2.68 – 6.50	3820	2.2

### 3.2.2 วิวัฒนาการของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยม

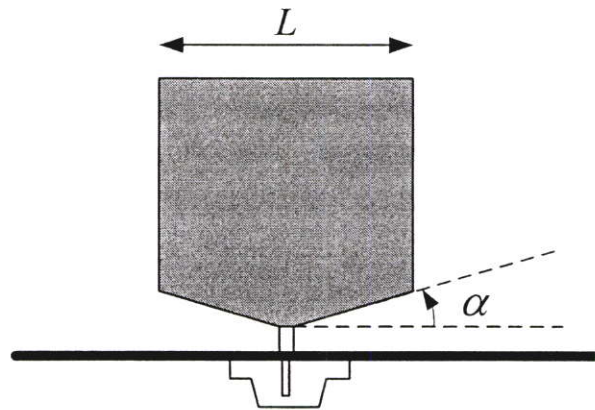
ในการปรับปรุงสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสให้มีช่วงความถี่กว้างขึ้นสามารถทำได้หลายวิธี ซึ่งวิธีที่จะนำมาเสนอนี้ก็เป็นวิธีที่ทำให้สายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสมีช่วงความถี่ที่กว้างขึ้นคือ การตัดต่อบางส่วนของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสและการนำสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสมาใช้ร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างลักษณะต่างๆ

#### 3.2.2.1 การตัดต่อบางส่วนของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส

การทำให้ช่วงความถี่ตอบสนองกว้างขึ้นสามารถทำได้โดยการตัดตรงขอบของแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสใกล้กับระนาบกราวด์ ซึ่งส่งผลทำให้โมโนโพลมีลักษณะเป็นห้าเหลี่ยมทั้งแบบสมมาตรและไม่สมมาตร [24] แสดงได้ดังรูปที่ 3.4 (ก) และ 3.4 (ข) ส่วนประกอบเหล่านี้จะถูกกำหนดรูปแบบโดยการทำมุมทแยงบนแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสด้านหนึ่งหรือทั้งสองด้าน



รูปที่ 3.4 (ก) โมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่ทำมุมทแยงแบบไม่สมมาตร



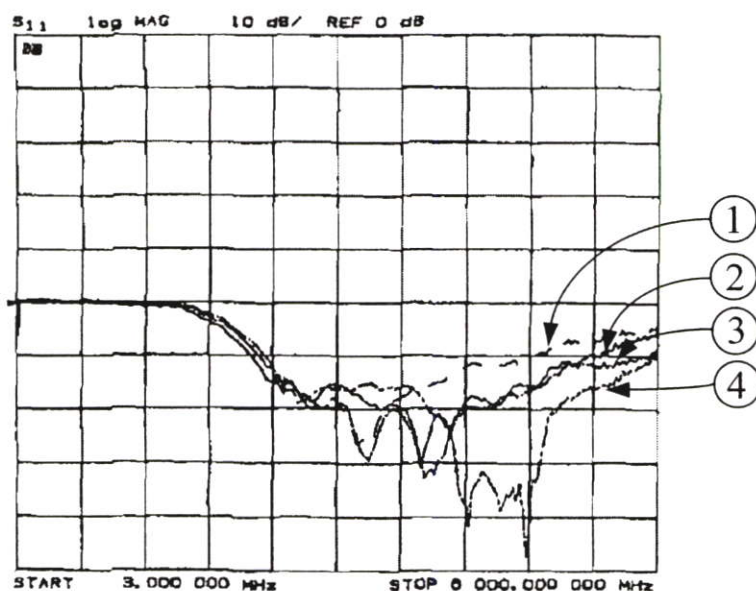
รูปที่ 3.4 (ข) โมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่ทำมุมทแยงแบบสมมาตร

การควบคุมแบนด์วิดท์ของอิมพีแดนซ์สามารถทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงมุมที่ทำการตัดขอบ อัตราส่วนของอิมพีแดนซ์ต่อแบนด์วิดท์เปลี่ยนแปลงจาก 2.4:1 สำหรับส่วนประกอบของแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสแบบธรรมดาไปจนถึง 6.6:1 สำหรับส่วนประกอบของรูปทรงทางเรขาคณิตแบบห้าเหลี่ยมที่เหมาะสม ค่าความถี่ของขอบที่ต่ำกว่าและสูงกว่าที่ได้จากการทดสอบของโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่ทำการเปลี่ยนแปลงมุมทแยง ( $\alpha$ ) ด้านหนึ่งและทั้งสองด้าน แสดงดังตารางที่ 3.3

**ตารางที่ 3.3** การทดสอบแบนด์วิดท์ของอิมพีแดนซ์ของแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่ทำมุมทแยงทั้งแบบ  
ไม่สมมาตรและแบบสมมาตรเทียบกับการเปลี่ยนแปลงมุมทแยง

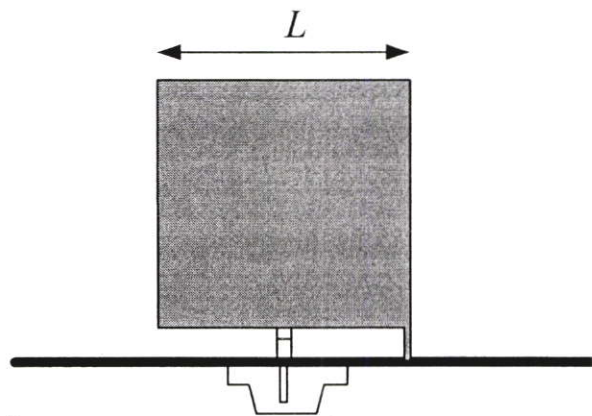
มุมการตัด $\alpha$ (degree)	2:1 SWR แบนด์วิดท์ (GHz) ที่คัลแบบไม่สมมาตร	2:1 SWR แบนด์วิดท์ (GHz) ที่คัลแบบสมมาตร
ไม่มีกรตัด	2.35 – 4.95	2.35 – 4.95
10	2.20 – 5.30	2.12 – 5.95
20	2.19 – 5.75	2.11 – 6.75
30	2.17 – 5.97	2.10 – 7.25
40	2.17 – 6.00	2.10 – 12.50

จากตารางที่ 3.3 แสดงการควบคุมที่ดีของความถี่ของขอบที่สูงกว่า กล่าวคือความถี่ของขอบที่ต่ำกว่ามีค่าคงที่ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.10 – 2.35 GHz แต่ความถี่ของขอบที่สูงกว่าสามารถที่จะถูกเปลี่ยนแปลงจากความถี่ตั้งแต่ 4.95 – 12.5 GHz โดยขึ้นอยู่กับค่าของมุมทแยง ผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการทดสอบสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.5 ซึ่งทำการเปลี่ยนแปลงมุมทแยงจาก  $0^\circ$  ถึง  $30^\circ$  โดยมีการเปลี่ยนแปลงทีละ  $10^\circ$

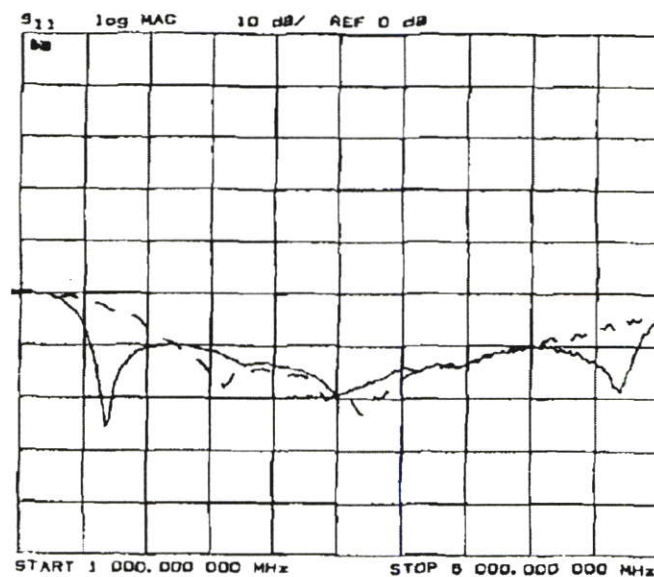


**รูปที่ 3.5** การทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับของแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่มีขนาดเท่ากับ 25 mm  
ทำมุมทแยง  $\alpha = 0^\circ$  (เส้นที่ 1),  $10^\circ$  (เส้นที่ 2),  $20^\circ$  (เส้นที่ 3) และ  $30^\circ$  (เส้นที่ 4)

การใช้แท่นลัดวงจร (shorting post) จะช่วยให้ความถี่ของขอบที่ต่ำกว่ามีค่าลดลงโดยการมีโหนดพิเศษขึ้นมาและทำให้สายอากาศเล็กลงในส่วนของความสูง แผ่นลัดวงจรจะถูกวางอยู่ตรงมุมหนึ่งของโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยม ซึ่งแผ่นลัดวงจรมีความกว้างเท่ากับ 2 mm สายอากาศดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 3.6 การแยกช่องว่างของการกระตุ้นจำเป็นต้องลดลงเพื่อให้ได้แบนด์วิดท์ของอิมพีแดนซ์ที่เหมาะสมและการโค้งงอของคุณลักษณะของค่าการสูญเสียย้อนกลับจะเห็นได้ชัดเจนที่ตรงแถบความถี่กลาง มันเป็นไปได้ที่จะรักษาค่าการสูญเสียย้อนกลับให้ต่ำกว่า 10 dB ตลอดบริเวณของการโค้งงอ และความไม่สมมาตรทำให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเกิดความผิดเพี้ยนโดยเฉพาะที่ช่วงความถี่สูง



รูปที่ 3.6 โมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแท่นลัดวงจร

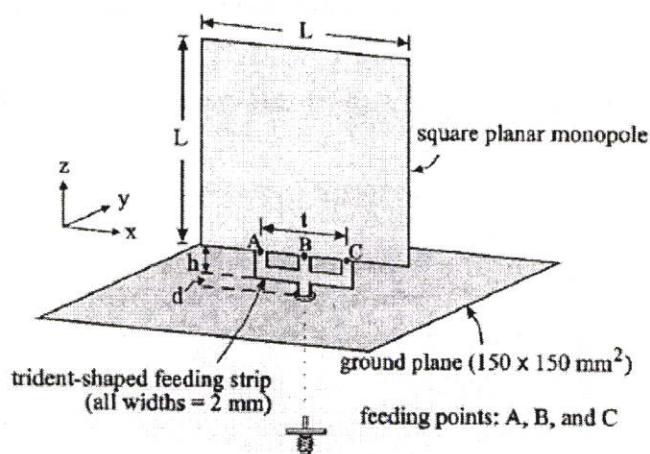


รูปที่ 3.7 การทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับของแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่มีขนาดเท่ากับ 25 mm ที่ไม่มีแผ่นลัดวงจร (เส้นประ) และมีแผ่นลัดวงจร (เส้นทึบ)

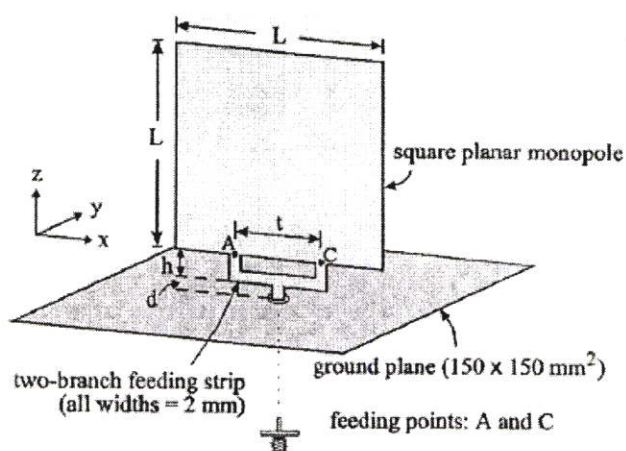
จากรูปที่ 3.7 แสดงให้เห็นค่าการสูญเสียย้อนกลับของโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่มีขนาดเท่ากับ  $25 \times 25 \text{ mm}^2$  ที่มีแผ่นลวดจรกับไม่มีแผ่นลวดจรส่งผลทำให้แบนด์วิดท์ของอิมพีแดนซ์เท่ากับ 114% และ 76% ตามลำดับ

### 3.2.2.2 สายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างลักษณะต่างๆ

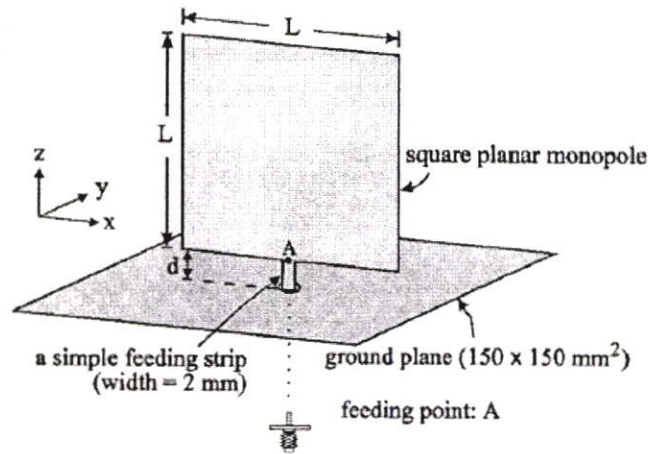
นอกจากวิธีที่ได้กล่าวไว้ข้างต้นยังมีอีกวิธีหนึ่งที่ทำให้ช่วงความถี่ตอบสนองกว้างมากขึ้น คือ การนำสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสมาใช้ร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างลักษณะต่างๆ โดยในหัวข้อนี้เป็นการนำเสนอสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้าน สองก้าน และก้านเดียว [6] แสดงได้ดังรูปที่ 3.8 (ก), 3.8 (ข) และ 3.8 (ค) สายอากาศทั้งสามแบบนี้จะให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับที่แตกต่างกันออกไป



รูปที่ 3.8 (ก) แผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้าน

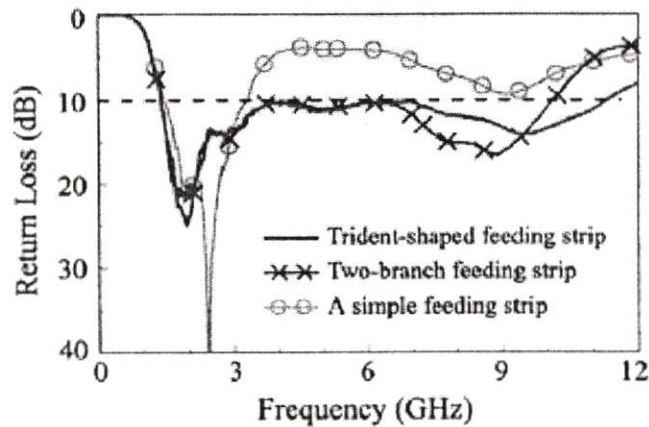


รูปที่ 3.8 (ข) แผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสองก้าน



รูปที่ 3.8 (ก) แผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบก้านเดียว

จากรูปที่ 3.8 (ก) แสดงลักษณะ โครงสร้างทางเรขาคณิตของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้าน โดยวางอยู่บนระนาบกราวด์ที่มีขนาดเท่ากับ  $150 \times 150 \text{ mm}^2$  ในการออกแบบโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสและแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้านนี้จะถูกรวมให้เป็นชิ้นเดียวกัน โดยโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสจะมีความยาวเท่ากับ  $L$  และจะถูกกระตุ้นที่ตรงจุดป้อนสามจุดคือ A, B และ C ความกว้างของแผ่นกระตุ้นทั้งสามก้านมีขนาดเท่ากับ  $2 \text{ mm}$  ในการศึกษาสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสจะมีขนาดเท่ากับ  $40 \times 40 \text{ mm}^2$  สำหรับความสูงของแผ่นกระตุ้นทั้งสามก้าน ( $h$ ) มีค่าเท่ากับ  $3.5 \text{ mm}$  สำหรับการเปรียบเทียบในกรณีของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสองก้านและแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบก้านเดียวจะถูกสร้างขึ้นและทำการศึกษา จากรูปที่ 3.8 (ข) แผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสองก้านประกอบด้วยก้านสองข้างซึ่งจะถูกต่ออยู่ตรงจุด A และ C โดยมีระยะห่างระหว่างทั้งสองก้านเท่ากับ  $t$  สำหรับการกระตุ้นโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส สำหรับพารามิเตอร์อื่นก็เหมือนกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้าน และแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบก้านเดียวแสดงได้ดังรูปที่ 3.8 (ก) โดยมีความกว้างของก้านเท่ากับ  $2 \text{ mm}$  และความยาวของก้านเท่ากับ  $d$  โดยจะถูกต่ออยู่ตรงกึ่งกลางของโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสสำหรับการกระตุ้น



**รูปที่ 3.9** ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแผ่น  
กระตุ้นทั้งสามแบบ

**ตารางที่ 3.4** ผลการทดสอบของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแผ่นกระตุ้น  
ทั้งสามแบบที่ได้จากรูปที่ 3.9

ชนิดของแผ่นกระตุ้น	$t, h, d$ (mm)	แบนด์วิดท์ $f_L, f_U$ (GHz)	อัตราส่วนความถี่ $f_U/f_L$
แผ่นกระตุ้นแบบสามก้าน	15, 3.5, 1.0	10.072, 1.376 – 11.448	8.32
แผ่นกระตุ้นแบบสองก้าน	15, 3.5, 1.0	8.828, 1.354 – 10.182	7.52
แผ่นกระตุ้นแบบก้านเดียว	..., ..., 2.5	1.831, 1.455 – 3.286	2.26

รูปที่ 3.9 แสดงการเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้าน ( $t = 15$  mm,  $h = 3.5$  mm,  $d = 1.0$  mm) สายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสองก้าน ( $t = 15$  mm,  $h = 3.5$  mm,  $d = 1.0$  mm) และสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบก้านเดียว ( $d = 2.5$  mm) ซึ่งสามารถสรุปผลการเปรียบเทียบได้ดังตารางที่ 3.4 เห็นได้ว่าในกรณีของแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้านมีอัตราส่วนของความถี่เท่ากับ 8.32 ( $f_U/f_L$ ) สำหรับแบนด์วิดท์ของอิมพีแดนซ์ซึ่งจะกว้างกว่าในกรณีของแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสองก้านซึ่งมีค่าอัตราส่วนของความถี่เท่ากับ 7.52 และกว้างกว่ามากเมื่อเทียบกับในกรณีของแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบก้านเดียวซึ่งมีค่าอัตราส่วนของความถี่เท่ากับ 2.26

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้สายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้านในการจำลองผลเนื่องจากให้แบนด์วิดท์ของอิมพีแดนซ์หรือช่วงความถี่ที่กว้างมากเหมาะแก่การนำไปประยุกต์ใช้กับสายอากาศที่ได้ทำการพิจารณาในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

### 3.3 สรุป

ในบทนี้เป็นการนำเสนอวิวัฒนาการและหลักการในการออกแบบสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานในช่วงความถี่กว้างยิ่งยวดซึ่งสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วนคือ ส่วนแรกเป็นท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากที่มีการบิดปลายท่อนำคลื่นไว้หนึ่งด้านซึ่งในส่วนนี้จะเป็นการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากและอีกส่วนเป็นการกล่าวถึงวิวัฒนาการของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้าน โดยเริ่มต้นจากสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสแล้วทำการพัฒนาสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสให้มีแบนด์วิดท์กว้างขึ้นโดยการตัดต่อบางส่วนของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสหรือไม่ก็นำสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสมาใช้ร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างลักษณะต่างๆ พบว่าสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้านให้แบนด์วิดท์ของอิมพีแดนซ์หรือช่วงความถี่ที่กว้างมาก ดังนั้นจึงใช้สายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้านในการจำลองผลสำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

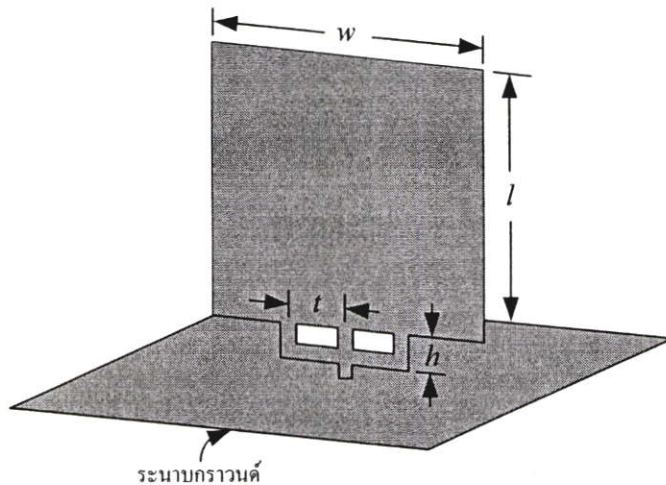
## บทที่ 4

### ผลการจำลองสายอากาศ

ในบทนี้จะแสดงการจำลองสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านสำหรับการประยุกต์ใช้งานในช่วงความถี่กว้างยิ่งยวด และทำการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เหมาะสมเพื่อนำไปใช้ในการสร้างสายอากาศต้นแบบ โดยพิจารณาจากค่าการสูญเสียย้อนกลับ ค่าอัตราขยาย และ ค่าเฟสเทียบกับย่านความถี่ตอบสนองที่ต้องการ จากนั้นทำการพิจารณาสัญญาณอิมพัลส์ โดยพิจารณาจากผลการแปลงฟูริเยร์ ค่าเฟส และค่าสหสัมพันธ์เทียบกับย่านความถี่ตอบสนองที่ต้องการ ซึ่งในการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เหมาะสมของสายอากาศที่ได้จากการจำลองนั้นจะนำไปใช้ในการสร้างสายอากาศต้นแบบต่อไป

#### 4.1 การจำลองผลของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปแบบสามก้านเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เหมาะสม

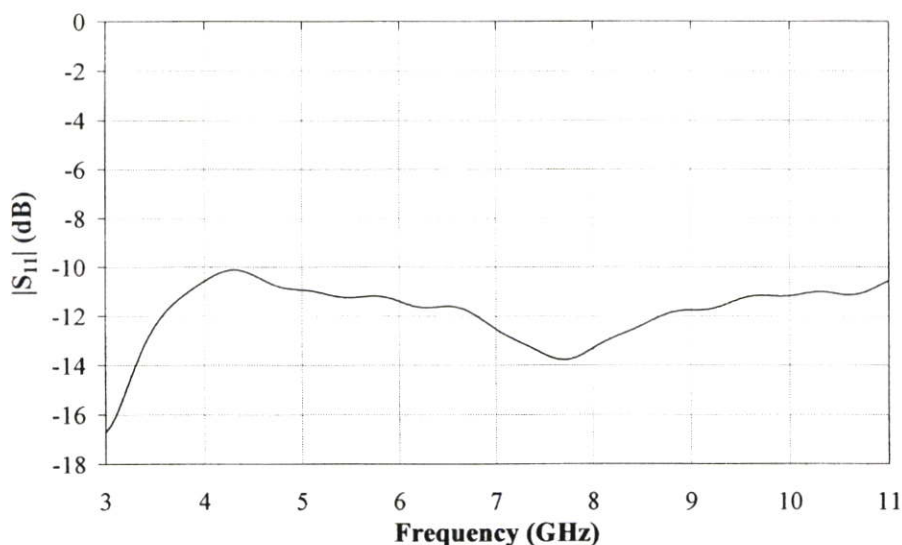
การหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เหมาะสมเพื่อนำไปสร้างสายอากาศต้นแบบนั้น เริ่มจากการนำค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศจากบทความที่เคยมีมาก่อน [6] มาเป็นเงื่อนไขเริ่มต้นในการพิจารณา ซึ่งลักษณะโครงสร้างสายอากาศจะเป็นสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปแบบสามก้าน ดังแสดงในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 สายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปแบบสามก้าน

โดยค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นที่ใช้ในการจำลองสายอากาศ ได้แก่ สายอากาศโมนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมจัตุรัส ( $w \times l$ ) มีขนาดเท่ากับ  $40 \times 40 \text{ mm}^2$  ความสูงของก้านโมนโพลทั้งสามก้าน ( $h$ ) มีขนาดเท่ากับ 3.5 mm ระยะของก้านโมนโพลแต่ละก้าน ( $r$ ) มีขนาดเท่ากับ 7.5 mm ความหนาของสายอากาศมีขนาดเท่ากับ 0.2 mm และระนาบกราวด์มีขนาดเท่ากับ  $150 \times 150 \text{ mm}^2$  เป็นสายอากาศที่นำไปประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่กว้างยิ่งยวด ซึ่งอยู่ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.1 GHz - 10.6 GHz

ในการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เหมาะสมเพื่อนำไปสร้างสายอากาศต้นแบบสามารถทำได้ โดยการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศ โดยพิจารณาจากค่าการสูญเสียย้อนกลับเป็นอันดับแรก ในรูปที่ 4.2 เป็นตัวอย่างของค่าการสูญเสียย้อนกลับ ซึ่งได้จากบทความที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น พบว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่า 10 dB ตลอดย่านความถี่ตอบสนองที่ต้องการ



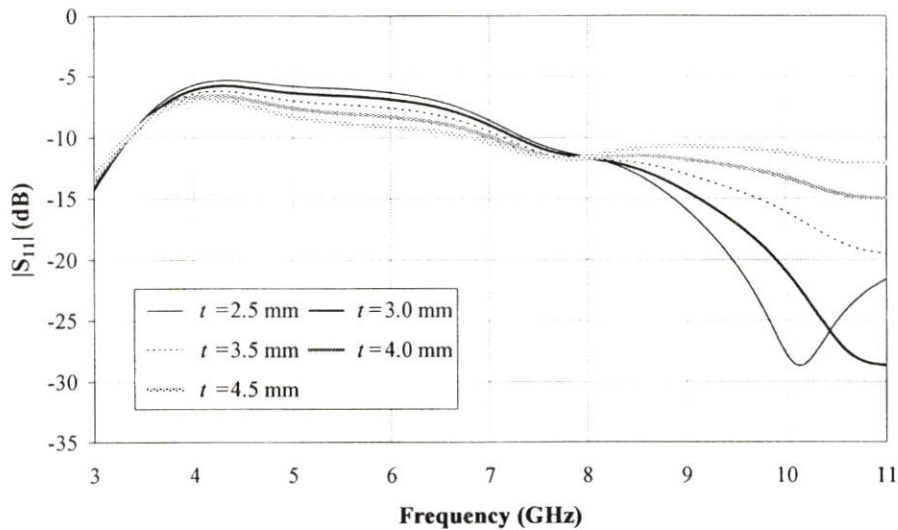
**รูปที่ 4.2** ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศโมนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมร่วมกับแผ่นกราวด์ที่มีรูปแบบสามก้าน

การออกแบบสายอากาศนั้นเราจำเป็นต้องทำการกำหนดเงื่อนไขขอบเขตในการออกแบบเพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบ ซึ่งกำหนดเงื่อนไขดังนี้

- ทำให้โครงสร้างของสายอากาศมีขนาดเล็กที่สุด
- ทำให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่า 10 dB ตลอดย่านความถี่ที่ต้องการ
- ทำให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าใกล้เคียงกันตลอดย่านความถี่ที่ต้องการ

#### 4.1.1 การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระยะห่างของก้านโมนโพลแต่ละก้าน ( $t$ )

ในขั้นตอนแรกเป็นการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระยะห่างของก้านโมนโพลแต่ละก้าน โดยค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นมีค่าเท่ากับ 7.5 mm ผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระยะห่างของก้านโมนโพลแต่ละก้านเทียบกับช่วงความถี่ตั้งแต่ 3 GHz - 11 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 4.3

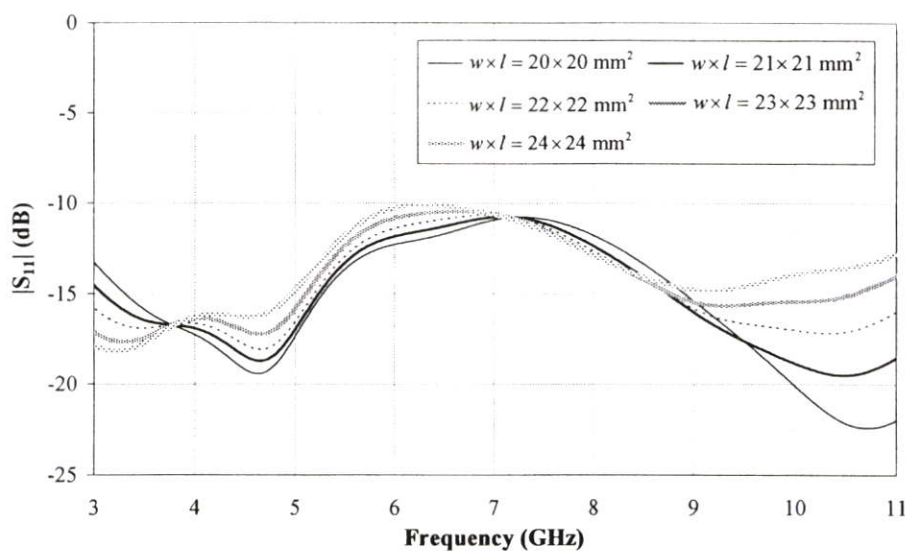


**รูปที่ 4.3** ค่าการสูญเสียย้อนกลับเทียบกับความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงระยะห่างของก้านโมนโพลแต่ละก้าน

จากรูปที่ 4.3 พบว่าการเปลี่ยนแปลงระยะห่างของก้านโมนโพลแต่ละก้านจะมีผลกระทบต่อค่าการสูญเสียย้อนกลับอย่างเห็นได้ชัด กล่าวคือเมื่อทำการลดระยะห่างของก้านโมนโพลแต่ละก้าน โดยเริ่มจากค่าเริ่มต้นของระยะห่างของก้านโมนโพล ทำให้ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 3 GHz - 8 GHz ค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าสูงขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.35 GHz - 7.2 GHz ค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าสูงกว่า 10 dB แต่ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 8 GHz - 11 GHz ค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าต่ำลง และจากผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงระยะห่างของก้านโมนโพลแต่ละก้านที่ได้จากการจำลอง เราจะใช้ระยะห่างของก้านโมนโพลที่มีค่าเท่ากับ 3.5 mm ในการจำลองผลต่อไป เนื่องจากค่าการสูญเสียย้อนกลับตลอดย่านความถี่มีค่าที่ไม่สูงและไม่ต่ำจนเกินไปและมีระยะห่างของก้านโมนโพลที่ไม่น้อยเกินไปจนไม่สามารถสร้างสายอากาศได้

#### 4.1.2 การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศโมนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยม ( $w \times l$ )

ในขั้นตอนนี้เป็นการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศโมนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมจัตุรัส โดยค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นมีค่าเท่ากับ  $40 \times 40 \text{ mm}^2$  และทำการกำหนดระยะห่างของก้านโมนโพลแต่ละก้านให้มีค่าเท่ากับ  $3.5 \text{ mm}$  ซึ่งได้ผลมาจากการพิจารณาในหัวข้อที่ 4.1.1 ผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศโมนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมจัตุรัส แสดงได้ดังรูปที่ 4.4

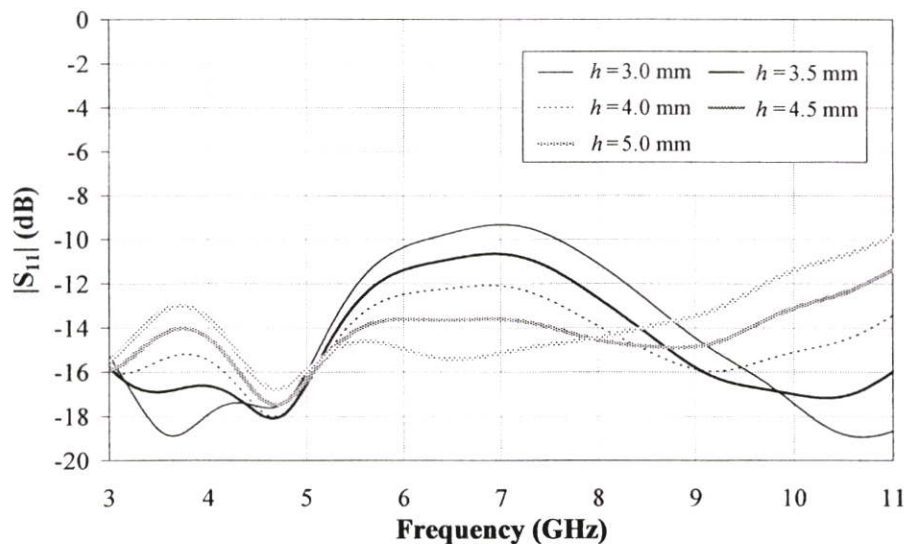


**รูปที่ 4.4** ค่าการสูญเสียย้อนกลับเทียบกับความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าของสายอากาศก้านโมนโพลแต่ละก้าน

จากรูปที่ 4.4 พบว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าที่ดีขึ้นอย่างเห็นได้ชัดเมื่อเทียบกับรูปที่ 4.3 กล่าวคือเมื่อทำการลดค่าของสายอากาศโมนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยม ทำให้ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 3 GHz - 8 GHz ค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าต่ำลง โดยเฉพาะอย่างยิ่งช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.35 GHz - 7.2 GHz ค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าต่ำกว่า 10 dB ดังนั้นค่าการสูญเสียย้อนกลับจึงมีค่าต่ำกว่า 10 dB ตลอดย่านความถี่ตอบสนองที่ต้องการ และจากผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาดของสายอากาศโมนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมที่ได้จากการจำลอง เราจะใช้ขนาดของสายอากาศโมนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมที่มีค่าเท่ากับ  $21 \times 21 \text{ mm}^2$  ในการจำลองผลต่อไป เนื่องจากค่าการสูญเสียย้อนกลับที่สูงที่สุดของแต่ละขนาดของสายอากาศโมนโพล ขนาดที่มีค่าเท่ากับ  $21 \times 21 \text{ mm}^2$  มีค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ต่ำที่สุดเมื่อเทียบกับขนาดอื่นๆ

### 4.1.3 การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของความสูงก้านโมโนโพลทั้งสามก้าน ( $h$ )

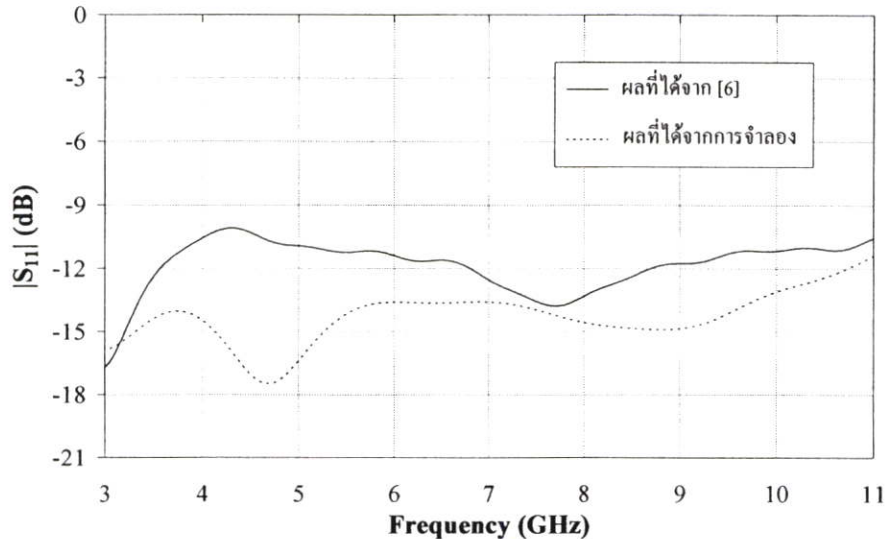
ในขั้นตอนสุดท้ายของการหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปแบบสามก้าน คือทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของความสูงของก้านโมโนโพลทั้งสามก้าน โดยค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นมีค่าเท่ากับ 3.5 mm และทำการกำหนดขนาดของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมจัตุรัสให้มีค่าเท่ากับ  $21 \times 21 \text{ mm}^2$  ซึ่งได้ผลมาจากการพิจารณาในหัวข้อที่ 4.1.2 ผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของความสูงของก้านโมโนโพลทั้งสามก้านเทียบกับช่วงความถี่ตั้งแต่ 3 GHz - 11 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 4.5



**รูปที่ 4.5** ค่าการสูญเสียย้อนกลับเทียบกับความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความสูงของก้านโมโนโพลทั้งสามก้าน

จากรูปที่ 4.5 พบว่าการเปลี่ยนแปลงความสูงของก้านโมโนโพลทั้งสามก้านจะมีผลกระทบต่อค่าการสูญเสียย้อนกลับอย่างเห็นได้ชัดและมีค่าที่ดีขึ้นเมื่อเทียบกับรูปที่ 4.4 กล่าวคือเมื่อทำการเพิ่มความสูงของก้านโมโนโพลทั้งสามก้าน ทำให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับที่มีค่าสูงที่สุด (อยู่ในช่วงความถี่ประมาณ 7 GHz) เมื่อเทียบกับความถี่มีค่าลดลงอย่างเห็นได้ชัด ซึ่งทำให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าต่ำกว่า 10 dB และมีค่าใกล้เคียงกันตลอดย่านความถี่ และจากผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความสูงของก้านโมโนโพลทั้งสามก้านที่ได้จากการจำลอง เราจะใช้ความสูงของก้านโมโนโพลทั้งสามก้านที่มีค่าเท่ากับ 4.5 mm ในการจำลองผลต่อไป เนื่องจากมีค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่า 10 dB ตลอดย่านความถี่ตอบสนองที่ต้องการและมีค่าใกล้เคียงกันตลอดย่านความถี่ตอบสนองที่ต้องการมากที่สุดเมื่อเทียบกับค่าพารามิเตอร์อื่นๆ

จากการจำลองผลของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปแบบสามก้านจะได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศ ดังแสดงในตารางที่ 4.1 ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลองผลสายอากาศจะนำไปทำการพิจารณาในขั้นตอนต่อไป



**รูปที่ 4.6** เปรียบเทียบผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากบทความ [6] กับผลที่ได้จากการจำลอง

จากรูปที่ 4.6 เป็นการเปรียบเทียบผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากบทความที่เคยมีมาก่อน [6] กับผลของการจำลองที่ได้จากค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม พบว่าผลที่ได้จากการจำลองมีค่าต่ำกว่าผลที่ได้จาก [6] ตลอดย่านความถี่ที่ต้องการและโครงสร้างของสายอากาศที่ได้จากการจำลองผลจากค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมยังมีขนาดเล็กกว่าด้วย

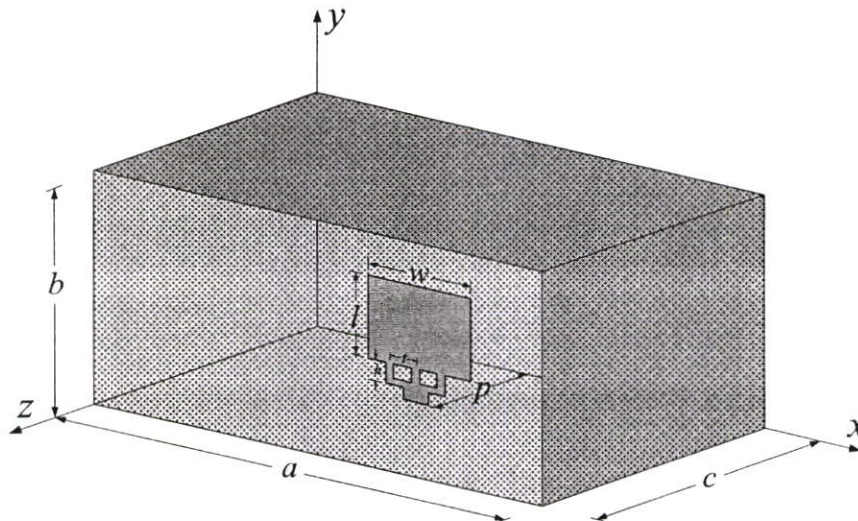
**ตารางที่ 4.1** ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศโมโนโพลที่ได้จากการจำลองผล

พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ
$w \times l$	$21 \times 21 \text{ mm}^2$
$t$	3.5 mm
$h$	4.5 mm

## 4.2 การจำลองผลของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เหมาะสม

ในหัวข้อนี้จะเป็นการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เหมาะสมของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้าน ซึ่งมีลักษณะเป็นท่อ

นำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากที่มีการปิดปลายท่อนำคลื่นไว้หนึ่งด้าน โดยมีการป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้าน ดังแสดงในรูปที่ 4.7 เป็นสายอากาศที่นำไปประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่กว้างยิ่งยวด ซึ่งอยู่ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.1 GHz - 10.6 GHz



**รูปที่ 4.7** สายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้าน

สำหรับการจำลองผลของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านนั้น เริ่มจากการกำหนดค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของสายอากาศ โดยที่ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้าน ได้จากการพิจารณาในหัวข้อที่ 4.1 ส่วนค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่มีการปิดปลายท่อนำคลื่นไว้หนึ่งด้านจะกำหนดให้ ขนาดของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากมีขนาดเล็กที่สุด โดยคำนึงถึงขนาดของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านเป็นหลัก ซึ่งค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของสายอากาศแสดงได้ดังตารางที่ 4.2

**ตารางที่ 4.2** ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของสายอากาศ

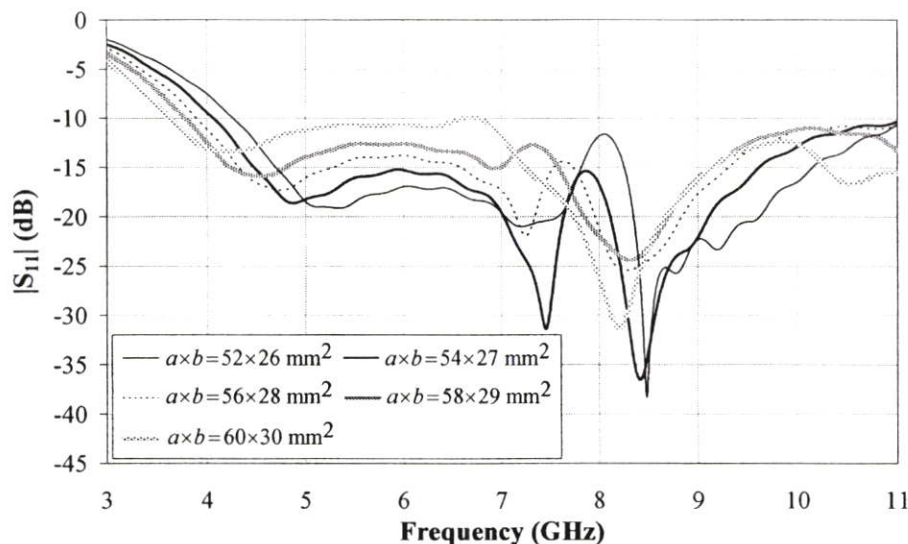
พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ
$w$	21 mm
$l$	21 mm
$t$	3.5 mm
$h$	4.5 mm
$a \times b$	$52 \times 26 \text{ mm}^2$
$c$	6 mm
$p$	3 mm

โดยที่  $a \times b$  คือขนาดหน้าตัดของช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉาก  $c$  คือความยาวของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉาก และ  $p$  คือตำแหน่งของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้าน ต่อไปเป็นการพิจารณาหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เหมาะสมของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้าน

#### 4.2.1 การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของขนาดหน้าตัดของช่องเปิดสี่เหลี่ยม

##### มุมฉาก ( $a \times b$ )

การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของขนาดหน้าตัดของช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉาก จะกำหนดให้  $a = 2b$  แล้วทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์  $a$  ให้มีค่าต่างๆ สำหรับเงื่อนไขขนาดของพารามิเตอร์  $a$  ที่สอดคล้องกับโหมคเป็นใหญ่มากที่สุดสำหรับท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากที่มีขนาด  $a = Rb$  โดยที่  $R = 2$  จะสอดคล้องกับโหมคเป็นใหญ่มากที่สุด และกำหนดให้พารามิเตอร์เริ่มต้นของขนาดหน้าตัดของช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากมีค่าเท่ากับ  $52 \times 26 \text{ mm}^2$  ผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของขนาดหน้าตัดของช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากเทียบกับช่วงความถี่ตั้งแต่ 3 GHz - 11 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 4.8



**รูปที่ 4.8** ค่าการสูญเสียย้อนกลับเทียบกับความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาดหน้าตัดของช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉาก

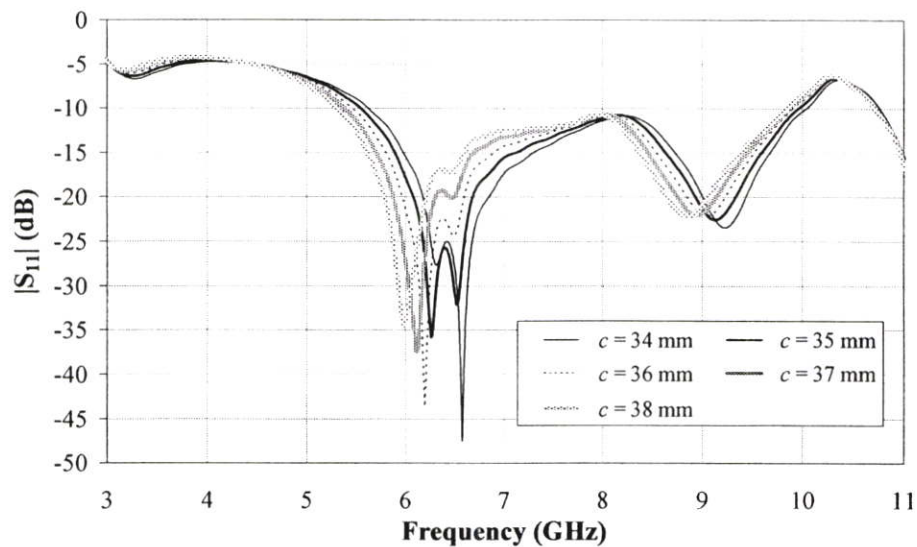
จากรูปที่ 4.8 พบว่าการเปลี่ยนแปลงขนาดหน้าตัดของช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากมีผลกระทบต่อค่าการสูญเสียย้อนกลับอย่างเห็นได้ชัดและมีผลที่ค่อนข้างดี กล่าวคือค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าต่ำกว่า 10 dB เกือบตลอดย่านความถี่ตอบสนองยกเว้นที่ย่านความถี่ต่ำที่มีค่าสูงกว่า 10 dB สังเกตว่าเมื่อทำการเพิ่มขนาดหน้าตัดของช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉาก ทำให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ตรงย่าน

ความถี่ต่ำมีค่าต่ำลง แต่ก็ทำให้ย่านความถี่บางย่านความถี่โดยเฉพาะช่วงความถี่ตั้งแต่ 5 GHz - 7 GHz มีค่าการสูญเสียย้อนกลับที่สูงขึ้น จนทำให้มีค่าสูงกว่า 10 dB และจากผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาดหน้าตัดของช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ได้จากการจำลอง เราจะใช้ขนาดหน้าตัดของช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่มีค่าเท่ากับ  $a \times b = 54 \times 27 \text{ mm}^2$  ในการจำลองผลต่อไป เนื่องจากมีค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ต่ำในหลายความถี่เมื่อเทียบกับความถี่อื่นๆ

#### 4.2.2 การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของความยาวของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม

##### มุมฉาก (c)

ในขั้นตอนนี้เป็นการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของความยาวของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉาก โดยค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นมีค่าเท่ากับ 6 mm และทำการกำหนดขนาดหน้าตัดของช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากให้มีค่าเท่ากับ  $a \times b = 54 \times 27 \text{ mm}^2$  ซึ่งได้ผลมาจากการพิจารณาในหัวข้อที่ 4.2.1 ผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของความยาวของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากเทียบกับช่วงความถี่ตั้งแต่ 3 GHz - 11 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 4.9



**รูปที่ 4.9** ค่าการสูญเสียย้อนกลับเทียบกับความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความยาวของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉาก

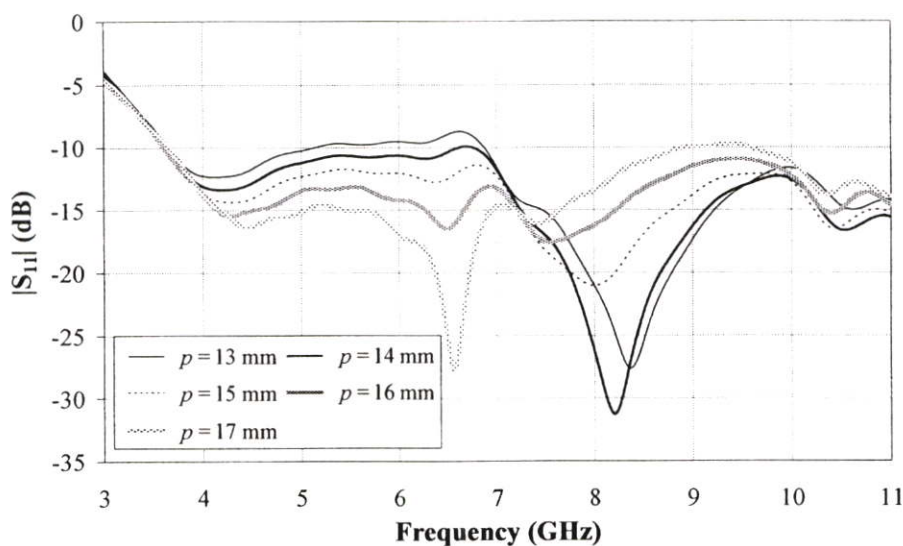
จากรูปที่ 4.9 พบว่าการเปลี่ยนแปลงความยาวของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากทำให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าที่ต่ำลงเมื่อเทียบกับรูปที่ 4.8 โดยเฉพาะช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.0 GHz - 5.5 GHz และ 10 GHz - 11.0 GHz ซึ่งมีค่าการสูญเสียย้อนกลับสูงกว่า 10 dB สาเหตุเนื่องจากว่าในการเปลี่ยนแปลงความยาวของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากนั้น จะต้องทำการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านควบคู่กันไปด้วย เพราะการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของโม

โมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านมีผลกระทบต่อความยาวของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากอย่างมาก ซึ่งการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านจะถูกนำเสนอในหัวข้อต่อไป และจากผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความยาวของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ได้จากการจำลอง เราจะใช้ความยาวของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากที่มีค่าเท่ากับ  $c = 36$  mm ในการจำลองผลต่อไป เนื่องจากได้ทำการพิจารณาหาค่าการสูญเสียย้อนกลับควบคู่ไปกับการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้าน พบว่าเป็นค่าพารามิเตอร์ที่ดีที่สุดเมื่อเทียบกับค่าอื่นๆ

#### 4.2.3 การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของตำแหน่งของโมโนโพลชนิดแผ่น

##### ระนาบแบบสามก้าน ( $p$ )

ในขั้นตอนนี้เป็นการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของตำแหน่งของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้าน ซึ่งเป็นตำแหน่งของโมโนโพลที่อยู่ห่างจากด้านที่ปิดปลายไว้ของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉาก โดยค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นมีค่าเท่ากับ 3 mm และทำการกำหนดความยาวของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากให้มีค่าเท่ากับ  $c = 36$  mm ซึ่งได้ผลมาจากการพิจารณาในหัวข้อที่ 4.2.2 ผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของตำแหน่งของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านเทียบกับช่วงความถี่ตั้งแต่ 3 GHz - 11 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 4.10



**รูปที่ 4.10** ค่าการสูญเสียย้อนกลับเทียบกับความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้าน

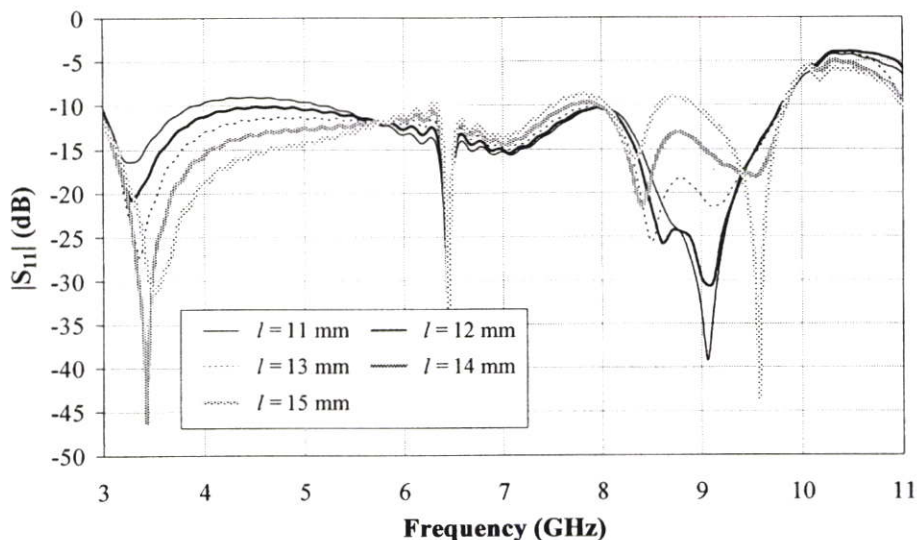
จากรูปที่ 4.10 พบว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าที่ดีขึ้นอย่างมากเมื่อเทียบกับรูปที่ 4.9 เนื่องจากได้ทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของความยาวของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉาก

ไว้ใน การจองผล ทำให้เห็นว่าความยาวของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากมีผลกระทบต่อตำแหน่งของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านเป็นอย่างมากดังที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 4.2.2 และยังทำให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับในช่วงความถี่ต่ำมีค่าที่ดิ่งขึ้นเล็กน้อยเมื่อเทียบกับรูปที่ 4.8 กล่าวคือในรูปที่ 4.8 ค่าการสูญเสียย้อนกลับที่มีค่าต่ำกว่า 10 dB อยู่ใน ช่วงความถี่ตั้งแต่ 4.1 GHz - 11GHz เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของความยาวของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากและตำแหน่งของโมโนโพล ค่าการสูญเสียย้อนกลับที่มีค่าต่ำกว่า 10 dB อยู่ใน ช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.6 GHz - 11GHz จึงทำให้ความกว้างของแถบความถี่ที่ต้องการกว้างขึ้นเล็กน้อย และจากผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านที่ได้จากการจำลองเราจะใช้ตำแหน่งของโมโนโพลที่มีค่าเท่ากับ  $p = 15$  mm ในการจำลองผลต่อไป เนื่องจากค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าใกล้เคียงกันตลอดย่านความถี่เมื่อเทียบกับค่าพารามิเตอร์อื่นๆ

#### 4.2.4 การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของความสูงของโมโนโพลชนิดแผ่น

##### ระนาบ ( $l$ )

ในขั้นตอนนี้เป็นการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของความสูงของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยม โดยค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นมีค่าเท่ากับ 21 mm และทำการกำหนดตำแหน่งของโมโนโพลให้มีค่าเท่ากับ  $p = 15$  mm ซึ่งได้ผลมาจากการพิจารณาในหัวข้อที่ 4.2.3 ผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของความสูงของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมเทียบกับช่วงความถี่ตั้งแต่ 3 GHz - 11 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 4.11



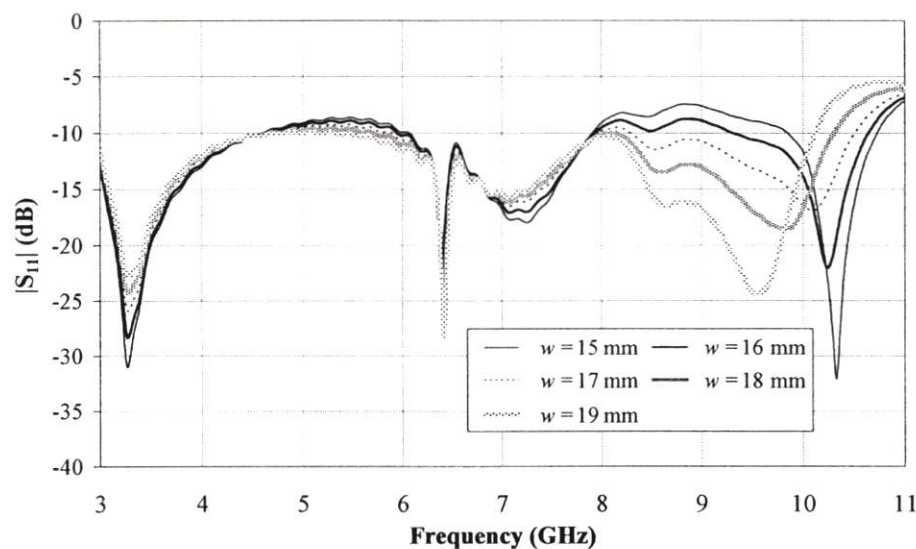
รูปที่ 4.11 ค่าการสูญเสียย้อนกลับเทียบกับความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความสูงของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยม

จากรูปที่ 4.11 พบว่าการเปลี่ยนแปลงความสูงของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมมีผลกระทบต่อค่าการสูญเสียย้อนกลับอย่างเห็นได้ชัดเมื่อเทียบกับรูปที่ 4.10 กล่าวคือค่าการสูญเสียย้อนกลับในช่วงความถี่ 3.0 GHz - 3.6 GHz มีค่าต่ำกว่า 10 dB แต่ทำให้ในย่านความถี่ 9.8 GHz - 11.0 GHz มีค่าการสูญเสียย้อนกลับสูงกว่า 10 dB ซึ่งสามารถแก้ไขปัญหานี้ได้โดยการพิจารณาในหัวข้อต่อไป และจากผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความสูงของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมที่ได้จากการจำลอง เราจะใช้ความสูงของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมที่มีค่าเท่ากับ  $l = 13$  mm ในการจำลองผลต่อไป เนื่องจากมีค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ต่ำกว่า 10 dB และมีค่าใกล้เคียงกันตลอดช่วงความถี่ที่สามารถพิจารณาได้ในหัวข้อนี้ (ช่วงความถี่ตั้งแต่ 3 GHz - 9.8 GHz) เมื่อเทียบกับค่าพารามิเตอร์อื่นๆ

#### 4.2.5 การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของความกว้างของโมโนโพลชนิดแผ่น

##### ระนาบ ( $w$ )

ในขั้นตอนนี้เป็นการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของความกว้างของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยม โดยค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นมีค่าเท่ากับ 21 mm และทำการกำหนดความสูงของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมให้มีค่าเท่ากับ  $l = 13$  mm ซึ่งได้ผลมาจากการพิจารณาในหัวข้อที่ 4.2.4 ผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของความกว้างของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมเทียบกับช่วงความถี่ตั้งแต่ 3 GHz - 11 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 4.12



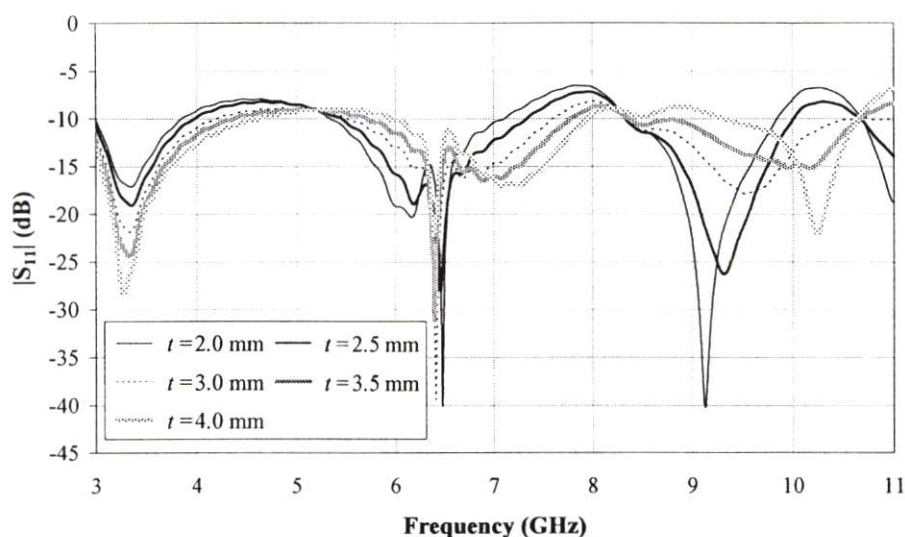
รูปที่ 4.12 ค่าการสูญเสียย้อนกลับเทียบกับความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความกว้างของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยม

จากรูปที่ 4.12 พบว่าเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความกว้างของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมโดยการลดขนาดความกว้างของโมโนโพล ค่าการสูญเสียย้อนกลับในช่วงความถี่ตั้งแต่ 9.8 GHz - 11.0 GHz มีค่าต่ำลงเมื่อเทียบกับรูปที่ 4.11 แต่ก็ทำให้มีบางความถี่ที่ค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าสูงกว่า 10 dB ซึ่งสามารถแก้ไขปัญหานี้ได้โดยการพิจารณาในหัวข้อต่อไป และจากผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความกว้างของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมที่ได้จากการจำลอง เราจะใช้ความกว้างของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมที่มีค่าเท่ากับ  $w = 17$  mm ในการจำลองผลต่อไป เนื่องจากมีค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ดีที่สุดและมีค่าที่ใกล้เคียงกันตลอดช่วงความถี่เมื่อเทียบกับค่าพารามิเตอร์อื่นๆ

#### 4.2.6 การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระยะห่างของก้านโมโนโพลแต่ละ

##### ก้าน ( $t$ )

ในขั้นตอนนี้เป็นการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระยะห่างของก้านโมโนโพลแต่ละก้าน โดยค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นมีค่าเท่ากับ 3.5 mm และทำการกำหนดความกว้างของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมให้มีค่าเท่ากับ  $w = 17$  mm ซึ่งได้ผลมาจากการพิจารณาในหัวข้อที่ 4.2.5 ผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระยะห่างของก้านโมโนโพลแต่ละก้านเทียบกับช่วงความถี่ตั้งแต่ 3 GHz - 11 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 4.13



**รูปที่ 4.13** ค่าการสูญเสียย้อนกลับเทียบกับความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงระยะห่างของก้านโมโนโพลแต่ละก้าน

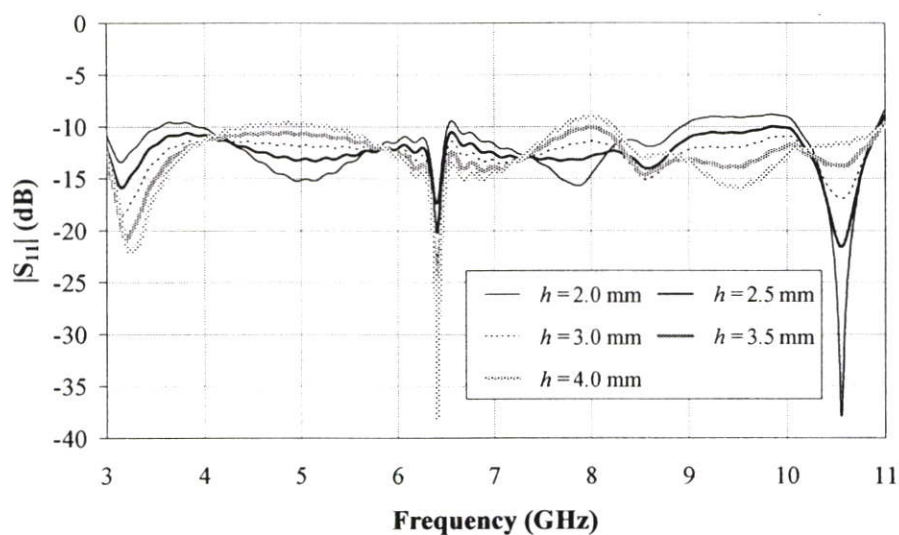
จากรูปที่ 4.13 พบว่าการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระยะห่างของก้านโมโนโพลแต่ละก้านมีผลกระทบต่อค่าการสูญเสียย้อนกลับอย่างเห็นได้ชัด และการพิจารณาหาค่าพารามิเตอร์ที่

เหมาะสมของระยะห่างของก้านโมโนโพลแต่ละก้าน เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่าการสูญเสียย้อนกลับบ่อยครั้งดังนั้นจึงทำการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ของความสูงของก้านโมโนโพลทั้งสามก้านควบคู่กันไปเพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาซึ่งจะพิจารณาในหัวข้อต่อไป ซึ่งพบว่าระยะห่างของก้านโมโนโพลแต่ละก้านที่มีค่าเท่ากับ  $t = 3.5$  mm เป็นค่าที่เหมาะสมที่สุดเมื่อทำการพิจารณาควบคู่ไปกับความสูงของก้านโมโนโพลทั้งสามก้าน ดังนั้นเราจึงใช้ระยะห่างของก้านโมโนโพลแต่ละก้านที่มีค่าเท่ากับ 3.5 mm ในการจำลองผลต่อไป

#### 4.2.7 การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของความสูงของก้านโมโนโพลทั้งสาม

##### ก้าน ( $h$ )

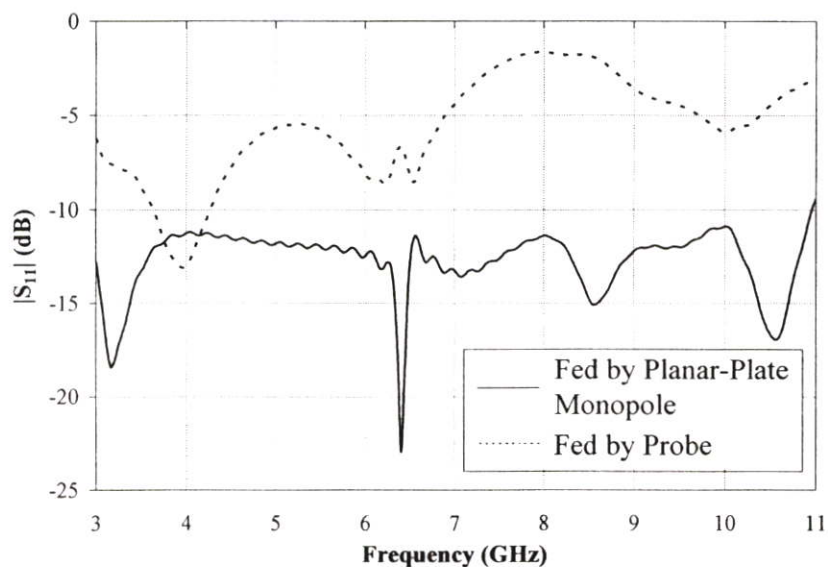
ในขั้นตอนสุดท้ายของการหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้าน คือการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของความสูงของก้านโมโนโพลทั้งสามก้าน โดยค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นมีค่าเท่ากับ 4.5 mm และทำการกำหนดระยะห่างของก้านโมโนโพลแต่ละก้านให้มีค่าเท่ากับ  $t = 3.5$  mm ซึ่งได้ผลมาจากการพิจารณาในหัวข้อที่ 4.2.6 ผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของความสูงของก้านโมโนโพลทั้งสามก้านเทียบกับช่วงความถี่ตั้งแต่ 3 GHz - 11 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 4.14



**รูปที่ 4.14** ค่าการสูญเสียย้อนกลับเทียบกับความถี่เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความสูงของก้านโมโนโพลทั้งสามก้าน

จากรูปที่ 4.14 พบว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความสูงของก้านโมโนโพลทั้งสามก้าน มีเพียงความสูงของก้านโมโนโพลทั้งสามก้านที่มีค่าเท่ากับ 3 mm เท่านั้นที่มีค่า

การสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่า 10 dB ตลอดย่านความถี่ตอบสนองที่ต้องการ ดังนั้นเราจึงใช้ความสูงของก้านโมโนโพลทั้งสามก้านที่มีค่าเท่ากับ 3 mm ในการจำลองผลต่อไป



**รูปที่ 4.15** การเปรียบเทียบผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านและป้อนสัญญาณด้วยโพรบ

จากรูปที่ 4.15 เป็นการเปรียบเทียบผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านที่ได้จากค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมกับสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโพรบที่ได้จากการจำลองผล ซึ่งโพรบมีความยาวเท่ากับ 17 mm พบว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านจะมีแบนวิดท์ที่กว้างมากเมื่อเทียบกับผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโพรบ

จากการจำลองผลของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านจะได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศ ดังแสดงในตารางที่ 4.3 ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลองผลสายอากาศจะนำไปทำการพิจารณาในขั้นตอนต่อไป

**ตารางที่ 4.3** ค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เหมาะสมของสายอากาศที่ได้จากการจำลองผล

พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ
$w$	17 mm
$l$	13 mm
$t$	3.5 mm

$h$	3 mm
$a \times b$	$54 \times 27 \text{ mm}^2$
$c$	36 mm
$P$	15 mm

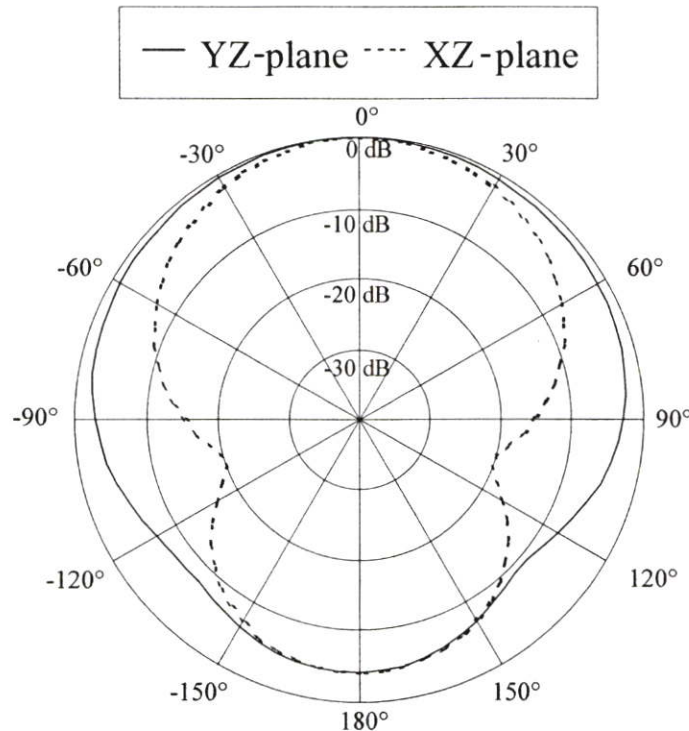
### 4.3 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและอัตรการขยายของสายอากาศที่ได้จากการ

#### จำลองผล

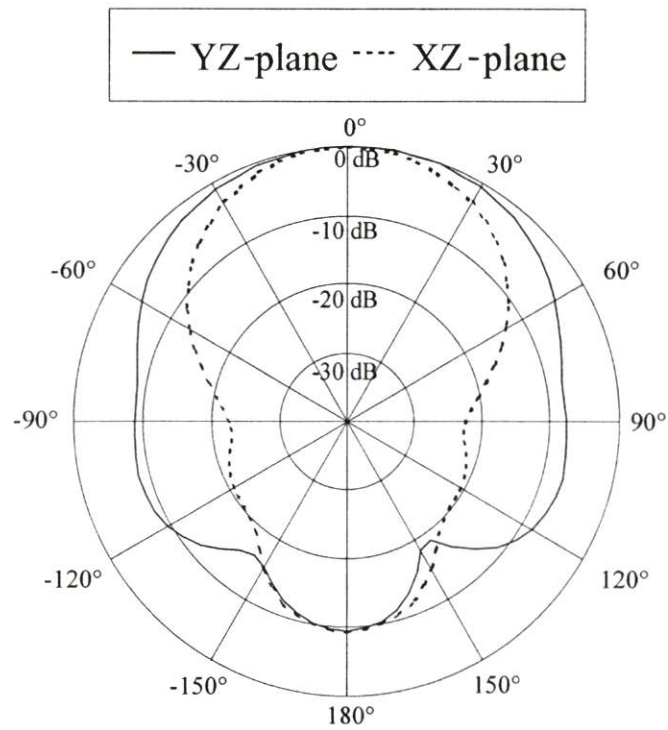
เมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านแล้ว จากนั้นนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้มาทำการจำลองผลเพื่อพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและอัตรการขยายของสายอากาศ

#### 4.3.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ความถี่ต่างๆ

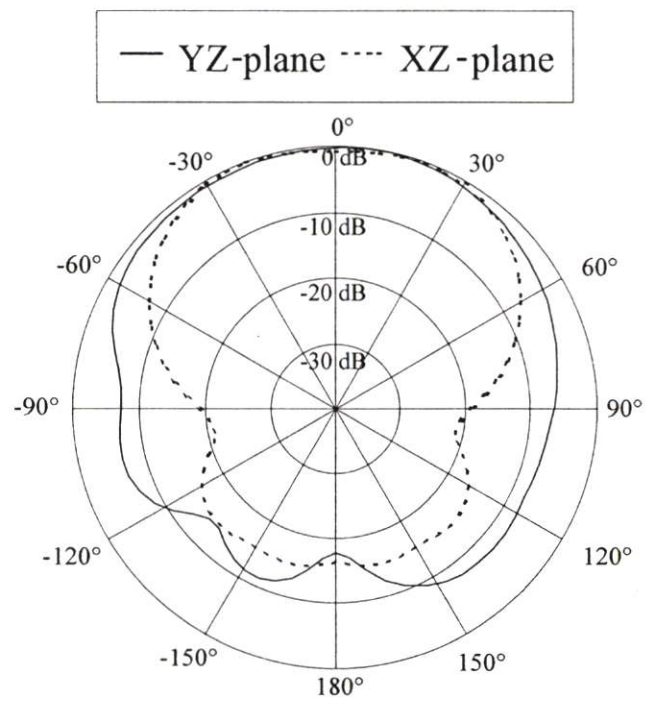
ในหัวข้อนี้เป็นการพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านที่ได้จากการจำลองผล โดยที่สายอากาศวางอยู่ที่ทิศทางแกน Z ดังแสดงในรูปที่ 4.7 การพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศจะทำการพิจารณาทั้งระนาบสนามไฟฟ้าซึ่งอยู่ในระนาบ YZ และระนาบสนามแม่เหล็กซึ่งอยู่ในระนาบ XZ ที่ความถี่ต่างๆ



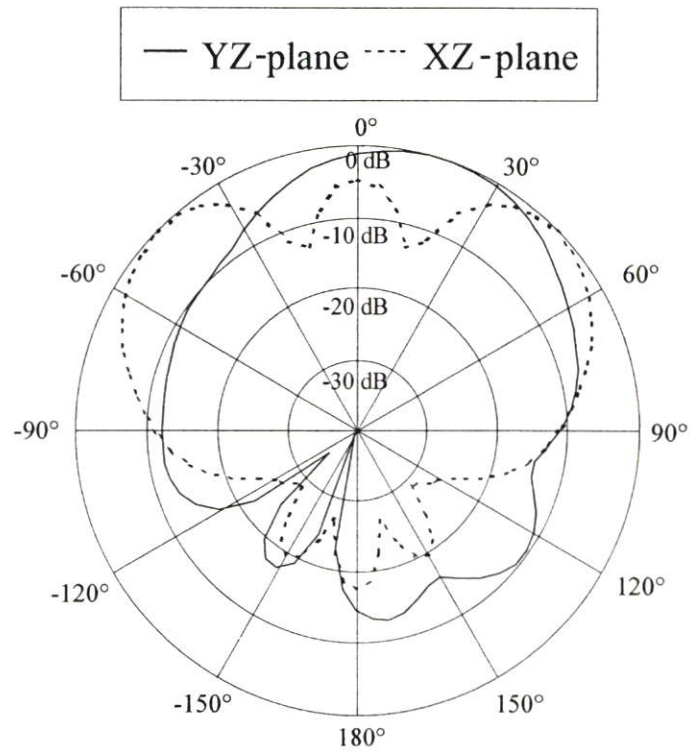
รูปที่ 4.16 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 3.1 GHz



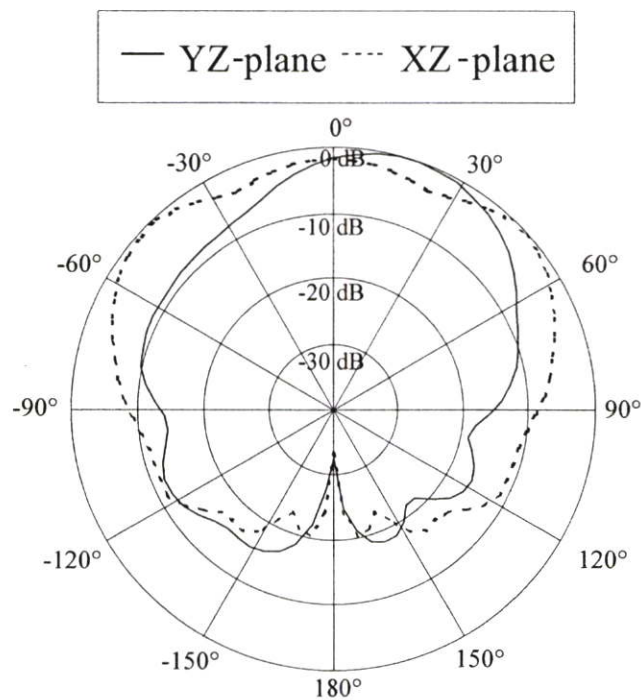
รูปที่ 4.17 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 5 GHz



รูปที่ 4.18 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 7 GHz

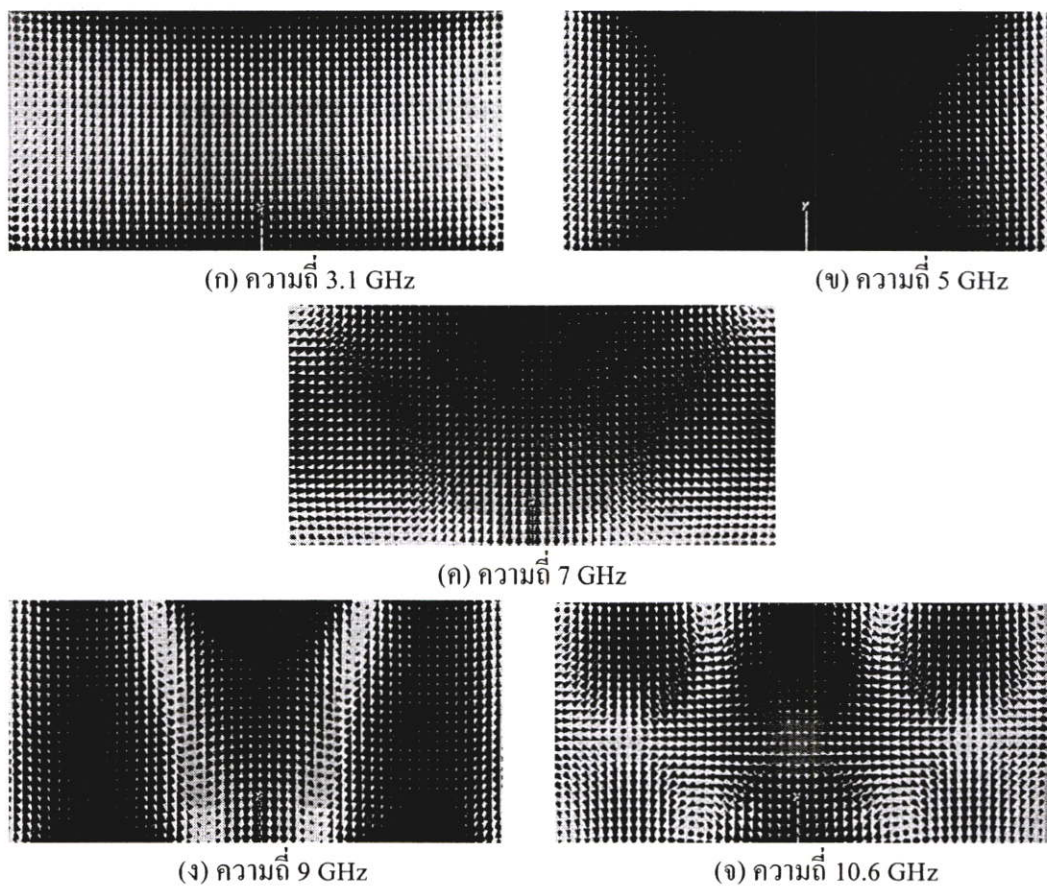


**รูปที่ 4.19** แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 9 GHz



**รูปที่ 4.20** แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 10.6 GHz

จากรูปที่ 4.16 ถึงรูปที่ 4.20 เป็นแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ต่างๆ พบว่ามีลักษณะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียวเนื่องจากสายอากาศที่ทำการพิจารณามีลักษณะเป็นท่อนำคลื่นที่มีการปิดปลายไว้หนึ่งด้าน และยังพบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ YZ มีความไม่สมมาตรกัน ซึ่งเกิดจากลักษณะโครงสร้างของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านที่ทำให้โครงสร้างของสายอากาศไม่สมมาตรในระนาบ YZ และยังสังเกตได้ว่าในแต่ละความถี่มีลักษณะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่แตกต่างกันทั้งระนาบ YZ และระนาบ XZ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อความถี่สูงขึ้น (ความถี่ 5 GHz, 7 GHz และ 10.6 GHz) ขนาดของสนามที่สูงที่สุดของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ YZ จะไม่อยู่ที่มุม 0 องศา เนื่องจากโหมดได้มีการเปลี่ยนแปลง แบบรูปของสนามที่ช่องเปิดของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านที่ความถี่ต่างๆ แสดงได้ดังรูปที่ 4.20 โดยขนาดของสนามของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ YZ ที่มุม 0 องศาที่ความถี่ 5 GHz, 7 GHz และ 10.6 GHz จะมีค่าเท่ากับ -0.687 dB, -1.22 dB และ -1.61 dB ตามลำดับ

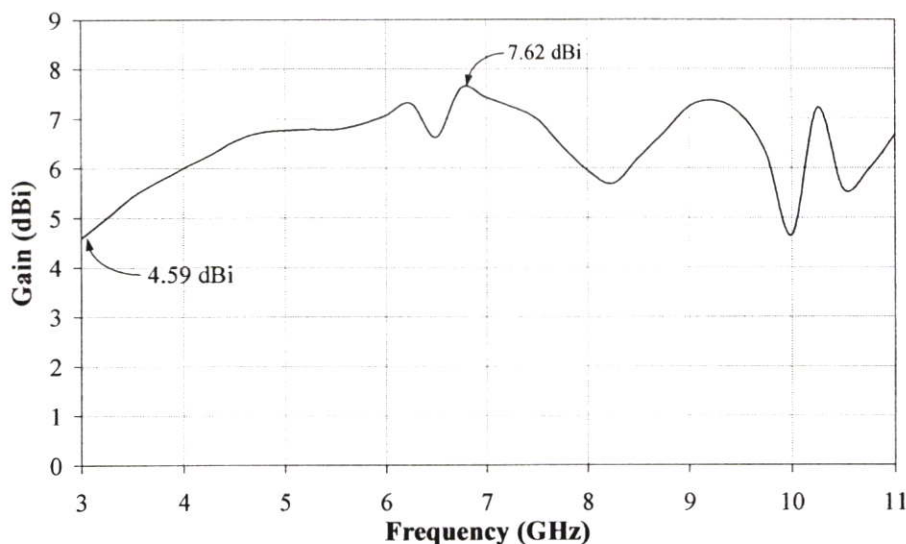


**รูปที่ 4.21** แบบรูปของสนามที่ช่องเปิดที่ความถี่ต่างๆ

จากรูปที่ 4.21 เป็นแบบรูปของสนามตรงช่องเปิดของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านที่ความถี่ 3.1 GHz, 5 GHz, 7 GHz, 9 GHz และ 10.6 GHz พบว่าแบบรูปของสนามที่ความถี่ 3.1 GHz และ 5 GHz มีแบบรูปของสนามที่แรงที่สุดอยู่ตรงกึ่งกลางของช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉาก ดังนั้นทำให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 3.1 GHz และ 5 GHz มีสนามที่แรงที่สุดอยู่ที่มุม 0 องศา แต่ที่ความถี่ 7 GHz, 9GHz และ 10.6 GHz โหมดได้เกิดการเปลี่ยนแปลง โดยจะเห็นได้ว่าแบบรูปของสนามที่แรงที่สุดที่ตรงช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากมีการเลื่อนขึ้นไปด้านบนช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉาก ดังนั้นจึงทำให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 7 GHz, 9GHz และ 10.6 GHz มีสนามที่แรงที่สุดไม่ได้อยู่ที่มุม 0 องศา

### 4.3.2 อัตราการขยายของสายอากาศตลอดย่านความถี่ที่ต้องการ

ในหัวข้อนี้เป็นการพิจารณาอัตราการขยายของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านที่ได้จากการจำลองผล โดยทำการพิจารณาค่าอัตราการขยายที่ตรงมุม 0 องศา ซึ่งเป็นมุมที่ใช้ในการติดต่อสื่อสาร อัตราการขยายของสายอากาศตลอดย่านความถี่ตั้งแต่ 3 GHz - 11 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 4.22



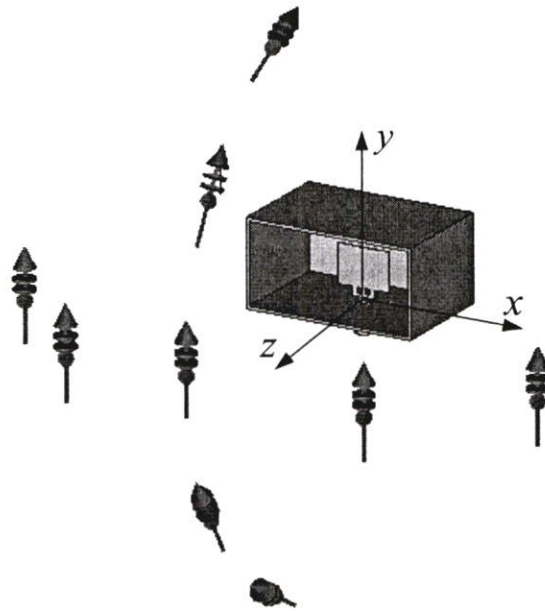
รูปที่ 4.22 อัตราการขยายเทียบกับความถี่

จากรูปที่ 4.22 พบว่าอัตราการขยายมีการเปลี่ยนแปลงตลอดย่านความถี่ตอบสนอง เนื่องจากความถี่มีการเปลี่ยนแปลงในขณะที่ทำการกำหนดขนาดของสายอากาศ โดยเฉพาะในช่วงความถี่ตั้งแต่ 9 GHz - 11 GHz มีการเปลี่ยนแปลงของอัตราการขยายอย่างมาก เนื่องจากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของทั้งสองระนาบมีการเปลี่ยนแปลงอย่างเห็นได้ชัด ซึ่งสามารถพิจารณาได้ในหัวข้อที่ 4.3.1 และการเปลี่ยนแปลงของอัตราการขยาย พบว่าค่าอัตราการขยายที่สูงที่สุดมีค่าเท่ากับ

7.62 dBi อยู่ที่ความถี่ 6.75 GHz และค่าอัตราการขยายที่ต่ำที่สุดมีค่าเท่ากับ 4.59 dBi อยู่ที่ความถี่ 3 GHz แสดงว่ามีการเปลี่ยนแปลงของอัตราการขยายตลอดย่านความถี่ตอบสนองอยู่ในช่วง 3.03 dB ซึ่งถือว่าอยู่ในระดับที่พอใช้

#### 4.4 สัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้ที่มุมต่างๆ

ในการส่งสัญญาณอิมพัลส์จากสายอากาศทางด้านส่งไปยังสายอากาศทางด้านรับ เพื่อพิจารณาว่าสัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้ของสายอากาศทางด้านรับมีความผิดเพี้ยนมากหรือน้อยแค่ไหน โดยที่สายอากาศทางด้านส่งเป็นสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านที่ได้จากการจำลองผลและสายอากาศทางด้านรับกำหนดเป็นโพรบ ซึ่งถูกจำลองให้เสมือนกับเป็นโพรบจริง แสดงดังรูปที่ 4.23 ซึ่งมีระยะทางในการส่งสัญญาณอิมพัลส์จากสายอากาศส่งไปยังโพรบเท่ากับ 30 เซนติเมตร



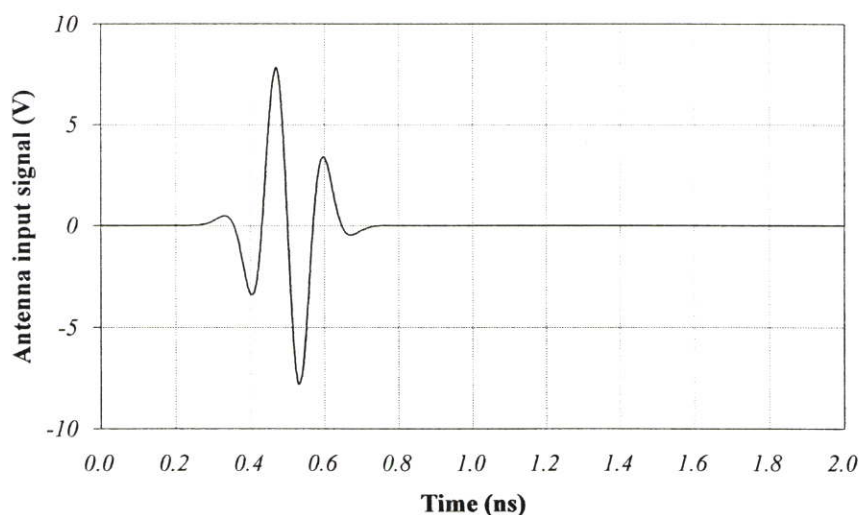
รูปที่ 4.23 ลักษณะของสายอากาศที่ใช้ในการส่งและรับสัญญาณอิมพัลส์

#### 4.4.1 สัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้ที่มุมต่างๆในโดเมนเชิงเวลา

สัญญาณอิมพัลส์ที่นำมาใช้ในการพิจารณาเป็นสัญญาณพัลส์แบบเกาส์ [25], [26] ที่ใช้ในแถบช่วงความถี่กว้างยิ่งยวด เนื่องจากสัญญาณพัลส์แบบเกาส์จะให้อัตราการส่งข้อมูลที่สูง ซึ่งสัญญาณแบบเกาส์จะถูกกำหนดตามมาตรฐานของทาง FCC สำหรับระบบภายในอาคาร [27] โดยสัญญาณอิมพัลส์แบบเกาส์จะเป็นพัลส์แบบเกาส์ที่เป็นอนุพันธ์อันดับที่ 5 แสดงดังสมการที่ 4.1

$$s_1(t) = c \left( -\frac{t^5}{\sqrt{2\pi}\sigma^{11}} + \frac{10t^3}{\sqrt{2\pi}\sigma^9} - \frac{15t}{\sqrt{2\pi}\sigma^7} \right) \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4.1)$$

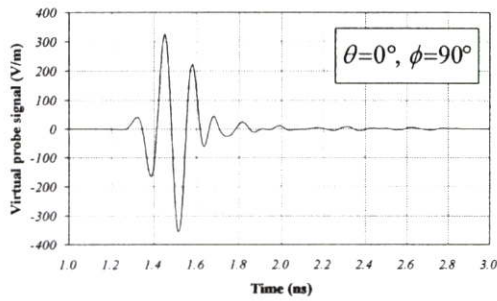
โดย  $c$  เป็นค่าคงที่ที่ทาง FCC เป็นผู้กำหนดซึ่งมีค่าเท่ากับ  $10^{-7}$  และ  $\sigma$  มีค่าเท่ากับ 51 ps เพื่อให้ทำให้รูปร่างของสเปกตรัมเป็นไปตามที่ FCC กำหนด แสดงได้ดังรูปที่ 4.24 โดยสัญญาณอิมพัลส์ที่ทำการศึกษาจะเป็นสัญญาณอินพุตของสายอากาศ



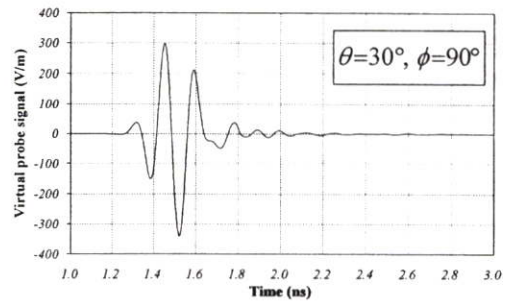
รูปที่ 4.24 สัญญาณอินพุตของสายอากาศ

จากรูปที่ 4.24 เป็นสัญญาณอินพุตของสายอากาศที่เป็นพัลส์แบบเกาส์ที่ได้จากสมการที่ 4.1 พบว่าสัญญาณพัลส์แบบเกาส์ที่ได้เป็นพัลส์สั้นซึ่งทำให้สเปกตรัมทางความถี่มีความกว้างจนครอบคลุมถึงช่วงความถี่กว้างยิ่งยวด

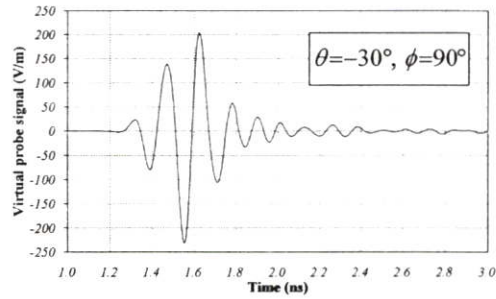
สัญญาณอินพุตที่ได้จะถูกส่งสัญญาณจากสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านที่ได้จากการจำลองผลไปยังโพรบเสมือนจริงสัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้ของโพรบเสมือนจริงที่มุมต่างๆ แสดงดังรูปที่ 4.25 และรูปที่ 4.26



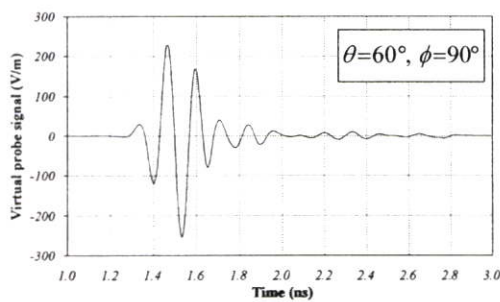
(ก)



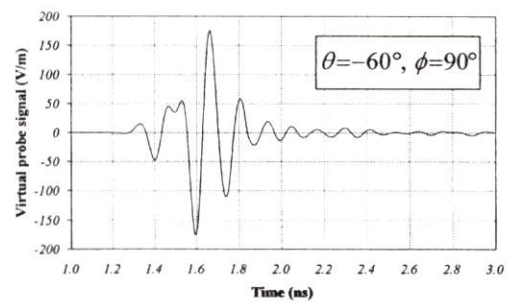
(ข)



(ค)



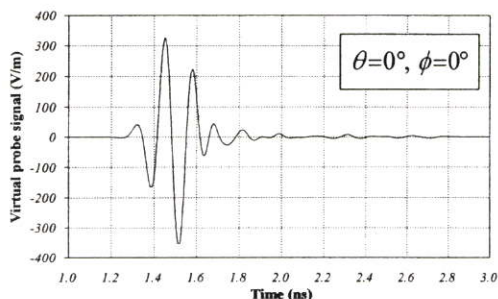
(ง)



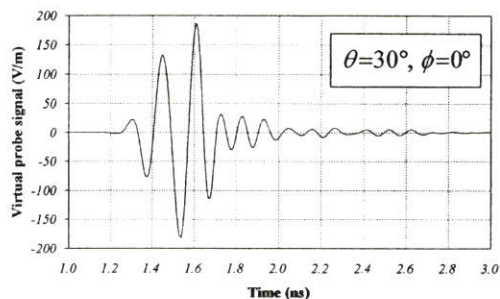
(จ)

**รูปที่ 4.25** สัญญาณที่โพรบเสมือนจริงรับได้ที่มุมต่างๆ ในระนาบการยกระดับขึ้น

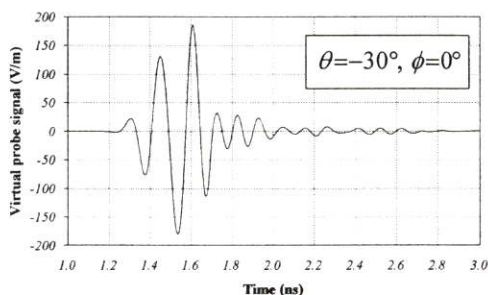
จากรูปที่ 4.25 เป็นสัญญาณที่โพรบเสมือนจริงรับได้ในระนาบการยกระดับขึ้น ( $\phi = 90^\circ$ ) ที่มุม  $\theta = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, -30^\circ$  และ  $-60^\circ$  พบว่าสัญญาณที่โพรบเสมือนจริงรับได้ที่มุม  $\theta = 0^\circ$  มีการผิดเพี้ยนของสัญญาณน้อยที่สุดเมื่อเทียบกับมุมอื่นๆ และยังพบอีกว่าลักษณะของสัญญาณที่โพรบรับได้ในแต่ละมุมมีลักษณะความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่แตกต่างกันเนื่องจากความไม่สมมาตรของโครงสร้างสายอากาศในแนวระนาบการยกระดับขึ้นและขึ้นอยู่กับมุมในการรับสัญญาณที่มีองศาต่างกัน



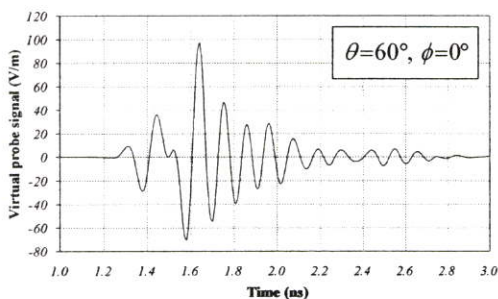
(ก)



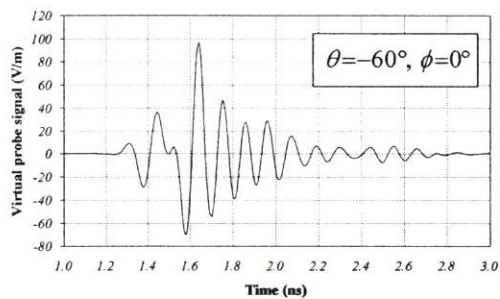
(ข)



(ค)



(ง)



(จ)

**รูปที่ 4.26** สัญญาณที่โพรบเสมือนจริงรับได้ที่มุมต่างๆในระนาบเส้นวางราบ

จากรูปที่ 4.26 เป็นสัญญาณที่โพรบเสมือนจริงรับได้ในระนาบเส้นวางราบ ( $\phi = 0^\circ$ ) ที่มุม  $\theta = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, -30^\circ$  และ  $-60^\circ$  พบว่าสัญญาณที่โพรบเสมือนจริงรับได้ที่มุม  $\theta = 0^\circ$  มีการผิดเพี้ยนของสัญญาณน้อยที่สุดเมื่อเทียบกับมุมอื่นๆ และยังพบอีกว่าลักษณะของสัญญาณที่โพรบรับได้ที่มุม  $\theta = 30^\circ$  กับมุม  $-30^\circ$  และมุม  $\theta = 60^\circ$  กับมุม  $-60^\circ$  มีลักษณะความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่เหมือนกัน เนื่องจากความสมมาตรของโครงสร้างสายอากาศในแนวระนาบเส้นวางราบ และมุมในการรับสัญญาณมีองศาที่เท่ากัน

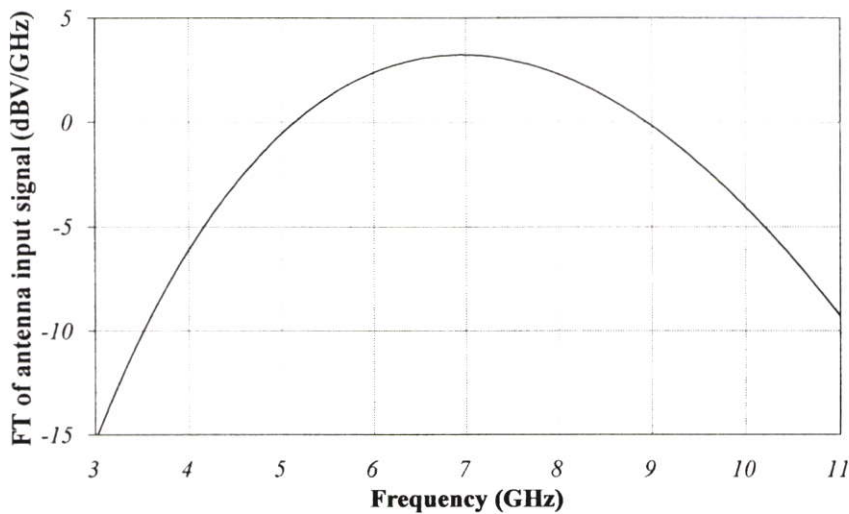
#### 4.4.2 สัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้ที่มุมต่างๆในโดเมนเชิงความถี่

ในหัวข้อนี้เป็นการพิจารณาสัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้ของโพรบเสมือนจริงในโดเมนเชิงความถี่ที่มุมต่างๆ โดยสัญญาณอิมพัลส์ในโดเมนเชิงความถี่สามารถหาได้โดยการแปลงฟูรีเยร์จากสัญญาณอิมพัลส์ในโดเมนเชิงเวลา สำหรับสมการการแปลงฟูรีเยร์และการแปลงฟูรีเยร์ผกผันสามารถแสดงได้ดังสมการที่ 4.2 และ 4.3 ตามลำดับ

$$S_k = \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{-\frac{2\pi i}{N} kn} \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (4.2)$$

$$s_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{\frac{2\pi i}{N} kn} \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (4.3)$$

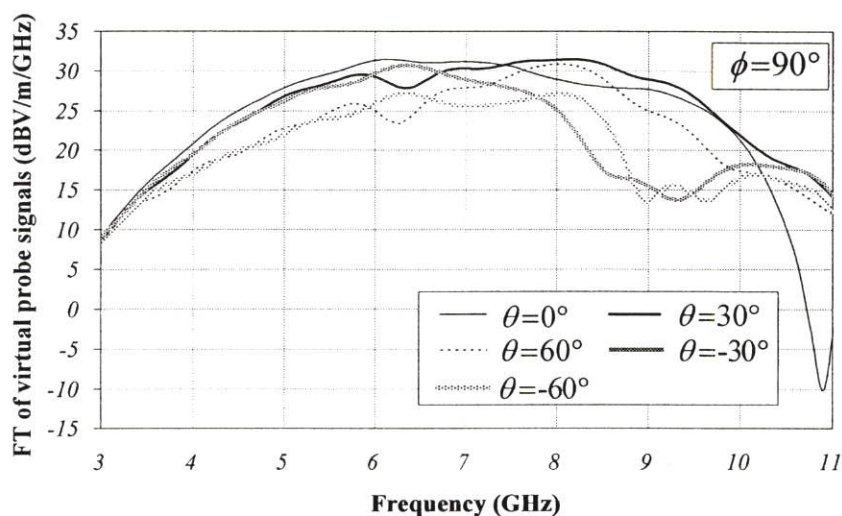
โดยที่  $N$  เป็นจำนวนเชิงซ้อน และ  $i$  เป็นหน่วยจินตภาพ สำหรับสัญญาณอิมพัลส์ในโดเมนเชิงความถี่ แสดงดังรูปที่ 4.27



รูปที่ 4.27 สัญญาณอินพุตของสายอากาศในโดเมนเชิงความถี่

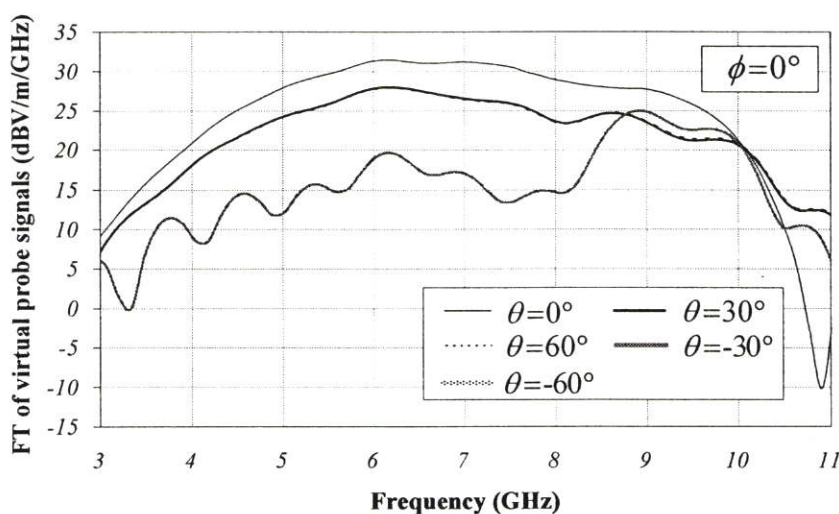
จากรูปที่ 4.27 เป็นสัญญาณอินพุตของสายอากาศในโดเมนเชิงความถี่ ซึ่งสามารถหาได้โดยการแปลงฟูรีเยร์ของสมการที่ 4.2 และ 4.3 จากสัญญาณอิมพัลส์ในโดเมนเชิงเวลาที่เป็นสัญญาณอินพุตของสายอากาศที่ได้จากสมการที่ 4.1

สัญญาณอินพุตของสายอากาศจะถูกส่งไปยังโพรบเสมือนจริง สัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้ของโพรบเสมือนจริงที่มุมต่างๆในโดเมนเชิงความถี่ แสดงดังรูปที่ 4.28 และรูปที่ 4.29



รูปที่ 4.28 สัญญาณรับได้ที่มุมต่างๆ ในโดเมนเชิงความถี่ที่ระนาบการยกระดับขึ้น

จากรูปที่ 4.28 เป็นสัญญาณที่โพรบเสมือนจริงรับได้ในระนาบการยกระดับขึ้น ( $\phi = 90^\circ$ ) ที่มุม  $\theta = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, -30^\circ$  และ  $-60^\circ$  ในโดเมนเชิงความถี่ พบว่าสัญญาณที่โพรบเสมือนจริงรับได้ที่มุม  $\theta = 0^\circ$  มีการบิดเบี้ยวของสัญญาณน้อยที่สุดเมื่อเทียบกับมุมอื่นๆ และยังพบอีกว่าลักษณะของสัญญาณที่โพรบรับได้ในแต่ละมุมมีลักษณะความบิดเบี้ยวของสัญญาณที่แตกต่างกันเนื่องจากความไม่สมมาตรของโครงสร้างสายอากาศในแนวระนาบการยกระดับขึ้นและขึ้นอยู่กับมุมในการรับสัญญาณที่มีองศาต่างกัน



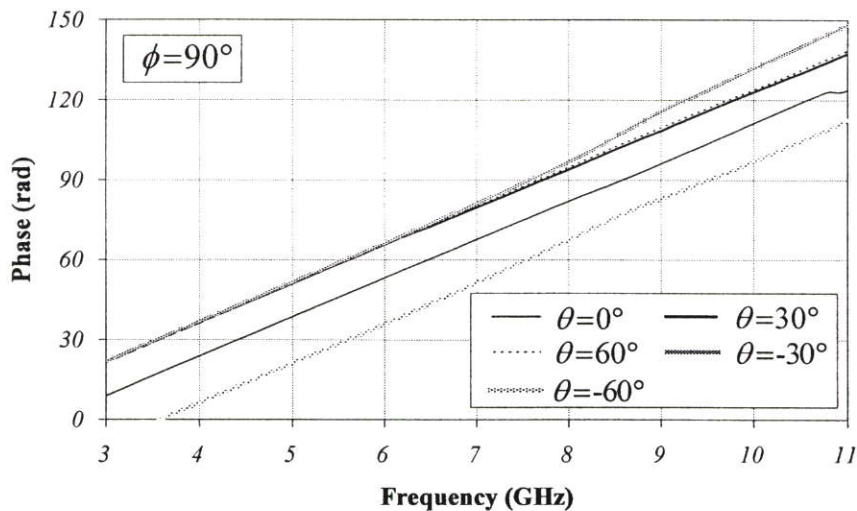
รูปที่ 4.29 สัญญาณรับได้ที่มุมต่างๆ ในโดเมนเชิงความถี่ที่ระนาบเส้นวางราบ

จากรูปที่ 4.29 เป็นสัญญาณที่โพรบเสมือนจริงรับได้ในระนาบเส้นวางราบ ( $\phi = 0^\circ$ ) ที่มุม  $\theta = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, -30^\circ$  และ  $-60^\circ$  ในโดเมนเชิงความถี่ พบว่าสัญญาณที่โพรบเสมือนจริงรับได้ที่มุม

$\theta = 0^\circ$  มีการผิดเพี้ยนของสัญญาณน้อยที่สุดเมื่อเทียบกับมุมอื่นๆ และยังพบอีกว่าลักษณะของสัญญาณที่โพรบรับได้ที่มุม  $\theta = 30^\circ$  กับมุม  $-30^\circ$  และมุม  $\theta = 60^\circ$  กับมุม  $-60^\circ$  มีลักษณะความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่เหมือนกัน เนื่องจากความสมมาตรของโครงสร้างสายอากาศในแนวระนาบเส้นวางราบและมุมในการรับสัญญาณมีองศาที่เท่ากัน

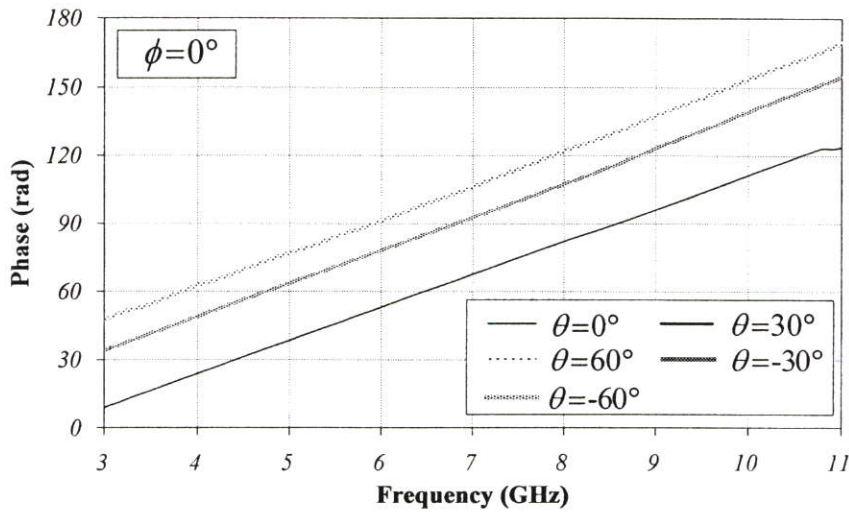
#### 4.4.3 ผลตอบสนองทางเฟสของสัญญาณที่รับได้ที่มุมต่างๆ

ในหัวข้อนี้เป็นการพิจารณาผลตอบสนองทางเฟสเทียบกับความถี่ที่รับได้ที่มุมต่างๆ การส่งสัญญาณอิมพัลส์จากสายอากาศส่งไปยังสายอากาศรับ แน่แน่นอนว่าสัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้ทางด้านสายอากาศรับต้องมีการผิดเพี้ยนของสัญญาณเนื่องจากระบบ การพิจารณาผลตอบสนองทางเฟสก็เป็นวิธีการหนึ่งในการพิจารณาว่าสัญญาณมีการผิดเพี้ยนมากหรือน้อยแค่ไหน ถ้าผลตอบสนองทางเฟสมีลักษณะที่เป็นเชิงเส้นก็แสดงว่าไม่มีการผิดเพี้ยนของสัญญาณ โดยผลตอบสนองทางเฟสเทียบกับความถี่ที่มุมต่างๆ แสดงดังรูปที่ 4.30 และ 4.31



รูปที่ 4.30 ผลตอบสนองทางเฟสที่มุมต่างๆ ในระนาบการยกระดับขึ้น

จากรูปที่ 4.30 เป็นผลตอบสนองทางเฟสในระนาบการยกระดับขึ้น ( $\phi = 90^\circ$ ) ที่มุม  $\theta = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, -30^\circ$  และ  $-60^\circ$  ที่ระยะทางในการรับ - ส่งเท่ากับ 30 เมตร พบว่าผลตอบสนองทางเฟสในระนาบการยกระดับขึ้นในทุกๆ มุมที่ทำการศึกษา มีลักษณะที่เป็นเชิงเส้น แสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองทางเฟสที่มุมดังกล่าว ไม่มีผลต่อการผิดเพี้ยนของสัญญาณอิมพัลส์ และยังพบอีกว่าผลตอบสนองทางเฟสในแต่ละมุมที่ทำการศึกษาจะมีเฟสที่ต่างกันเล็กน้อย เนื่องจากความไม่สมมาตรของโครงสร้างสายอากาศในแนวระนาบการยกระดับขึ้นและขึ้นอยู่กับมุมในการรับสัญญาณที่มีองศาต่างกัน



รูปที่ 4.31 ผลตอบสนองทางเฟสที่มุมต่างๆในระนาบเส้นวางราบ

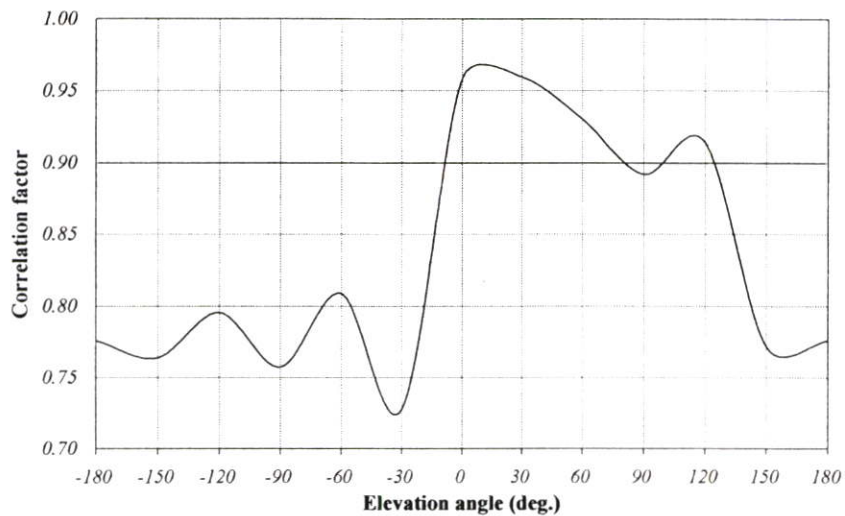
จากรูปที่ 4.31 เป็นผลตอบสนองทางเฟสในระนาบเส้นวางราบ ( $\phi = 0^\circ$ ) ที่มุม  $\theta = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, -30^\circ$  และ  $-60^\circ$  พบว่าผลตอบสนองทางเฟสในระนาบเส้นวางราบในทุกๆมุมที่ทำให้การพิจารณามีลักษณะที่เป็นเชิงเส้นเหมือนกับการพิจารณาในรูปที่ 4.30 แสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองทางเฟสที่มุมดังกล่าวไม่มีผลต่อการคิดเฟสของสัญญาณอิมพัลส์ และยังพบอีกว่าผลตอบสนองทางเฟสที่มุม  $\theta = 30^\circ$  กับมุม  $-30^\circ$  และมุม  $\theta = 60^\circ$  กับมุม  $-60^\circ$  มีผลตอบสนองทางเฟสที่เหมือนกัน เนื่องจากความสมมาตรของโครงสร้างสายอากาศในแนวระนาบเส้นวางราบและมุมในการรับสัญญาณมีองศาที่เท่ากัน

#### 4.4.4 ค่าตัวประกอบสหสัมพันธ์ของสัญญาณอิมพัลส์

ในหัวข้อนี้เป็นการพิจารณาค่าตัวประกอบสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านที่ได้จากการจำลองผลกับสัญญาณที่โพรบเสมือนจริงรับได้ที่มุมต่างๆ ซึ่งมีสมการดังนี้

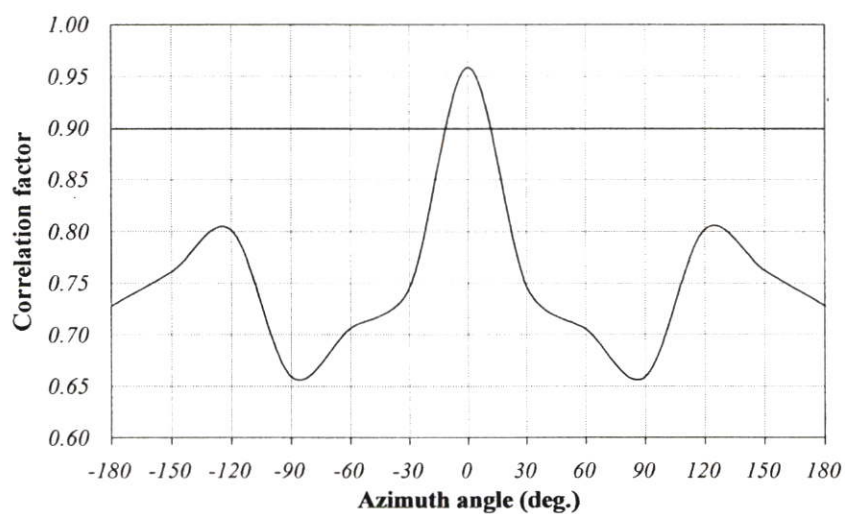
$$\rho = \max_{\tau} \left\{ \frac{\int s_1(t) s_2^*(t-\tau) dt}{\sqrt{\int s_1^2(t) dt} \sqrt{\int s_2^2(t-\tau) dt}} \right\} \quad (4.4)$$

โดยที่  $s_1(t)$  เป็นสัญญาณอินพุตของสายอากาศ  $s_2(t)$  เป็นสัญญาณที่รับได้ของโพรบเสมือนจริง โดยค่าของสัญญาณที่รับได้จะได้อาจมาจากการจำลองผล และ  $\tau$  เป็นเวลาที่ประวิงไป ค่าสหสัมพันธ์ระหว่างทั้งสองสัญญาณที่มุมต่างๆ แสดงดังรูปที่ 4.32 และ 4.33 โดยค่าตัวประกอบสหสัมพันธ์ที่ดีควรที่จะมีค่ามากกว่า 0.9



**รูปที่ 4.32** ค่าตัวประกอบสหสัมพันธ์ที่มุมต่างๆ ในระนาบการยกระดับขึ้น

จากรูปที่ 4.32 เป็นค่าตัวประกอบสหสัมพันธ์ที่มุมต่างๆ ในระนาบการยกระดับขึ้น พบว่า ในระนาบการยกระดับขึ้นที่มุม  $10^\circ$  มีค่าตัวประกอบสหสัมพันธ์ที่สูงที่สุดเมื่อเทียบกับมุมอื่นซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.9714 ก็แสดงว่าสัญญาณที่ได้รับได้ของโพรบเสมือนจริงที่มุม  $10^\circ$  มีลักษณะคล้ายกับสัญญาณอินพุตของสายอากาศมากที่สุด และค่าตัวประกอบสหสัมพันธ์ที่มุม  $0^\circ$  มีค่าเท่ากับ 0.9597 และยังพบอีกว่าค่าตัวประกอบสหสัมพันธ์ในระนาบการยกระดับขึ้นระหว่างมุมทางด้านบวกกับทางด้านลบมีค่าไม่เท่ากัน เนื่องจากความไม่สมมาตรของโครงสร้างสายอากาศในแนวระนาบการยกระดับขึ้นและขึ้นอยู่กับมุมในการรับสัญญาณที่มีองศาต่างกัน



**รูปที่ 4.33** ค่าตัวประกอบสหสัมพันธ์ที่มุมต่างๆ ในระนาบเส้นวางราบ

จากรูปที่ 4.33 เป็นค่าตัวประกอบสหสัมพันธ์ที่มุมต่างๆ ในระนาบเส้นวางราบ พบว่าในระนาบเส้นวางราบที่มุม  $0^{\circ}$  มีค่าตัวประกอบสหสัมพันธ์ที่สูงที่สุดเมื่อเทียบกับมุมอื่นซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.9597 ก็แสดงว่าสัญญาณที่ได้รับได้ของโพรบเสมือนจริงที่มุม  $0^{\circ}$  มีลักษณะคล้ายกับสัญญาณอินพุตของสายอากาศมากที่สุด และยังพบอีกว่าค่าตัวประกอบสหสัมพันธ์ในระนาบเส้นวางราบระหว่างมุมทางด้านบวกกับทางด้านลบที่มีองศาเดียวกันจะมีค่าเท่ากัน เนื่องจากความสมมาตรของโครงสร้างสายอากาศในแนวระนาบเส้นวางราบและมุมในการรับสัญญาณมีองศาที่เท่ากัน

#### 4.4 สรุป

ในบทนี้เป็นการอธิบายถึงขั้นตอนในการจำลองผลของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศซึ่งพิจารณาจากค่าการสูญเสียย้อนกลับโดยกำหนดเงื่อนไขขอบเขตดังนี้

- ทำให้โครงสร้างของสายอากาศมีขนาดเล็กที่สุด
- ทำให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่า 10 dB ตลอดย่านความถี่ที่ต้องการ
- ทำให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าใกล้เคียงกันตลอดย่านความถี่ที่ต้องการ

เมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมแล้วจากนั้นทำการพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและอัตราการขยาย พบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ YZ มีความไม่สมมาตรกันซึ่งเกิดจากลักษณะโครงสร้างของสายอากาศที่ไม่สมมาตรในระนาบ YZ ในแต่ละความถี่จะมีลักษณะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ไม่เหมือนกันและอัตราการขยายจะมีการเปลี่ยนแปลงตลอดย่านความถี่ตอบสนอง เนื่องจากได้ทำการกำหนดขนาดของสายอากาศไว้ในขณะที่ความถี่เปลี่ยนแปลงไปจากนั้นจะทำการพิจารณาสัญญาณอิมพัลส์ที่ได้รับได้ของโพรบเสมือนจริงที่มุมต่างๆ โดยพิจารณาผลจากการแปลงฟูริเยร์ ค่าเฟส และ ค่าตัวประกอบสหสัมพันธ์เทียบกับย่านความถี่ตอบสนองที่ต้องการ พบว่า สัญญาณอิมพัลส์ที่ได้รับได้ที่มุม  $0^{\circ}$  มีค่าการผิดเพี้ยนของสัญญาณน้อยที่สุดเมื่อเทียบกับมุมอื่นๆ ที่ทำการพิจารณา ดังนั้นเพื่อยืนยันความถูกต้องของผลที่ได้จากการจำลองโดยจะนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลองผลนำไปสร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อนำผลที่ได้มาทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองซึ่งจะกล่าวในบทต่อไป

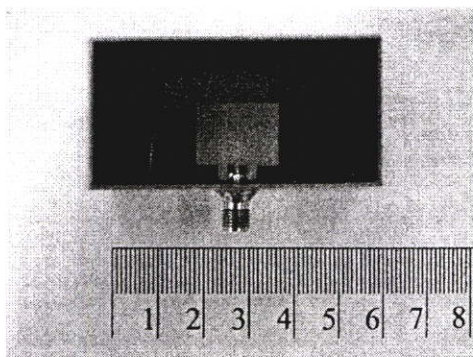
## บทที่ 5

### ผลการทดสอบ

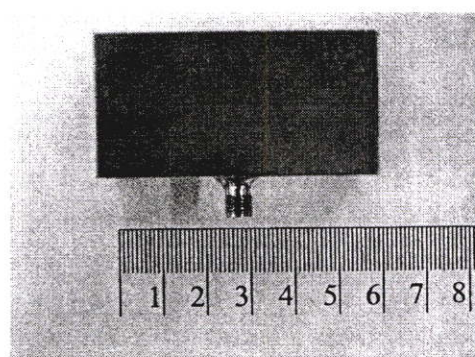
ในบทนี้จะเป็นการแสดงผลการทดสอบสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านสำหรับการประยุกต์ใช้งานในช่วงความถี่กว้างยิ่งยวด โดยนำผลที่ได้จากการทดสอบมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 4 เพื่อยืนยันความถูกต้องของผลที่ได้จากการจำลอง ซึ่งผลที่นำมาเปรียบเทียบมีผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับ อัตราการขยายและแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

#### 5.1 สายอากาศต้นแบบ

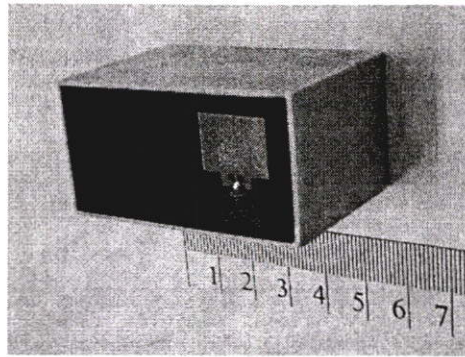
ในหัวข้อนี้เป็นการนำเสนอสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านสำหรับการประยุกต์ใช้งานในช่วงความถี่กว้างยิ่งยวดต้นแบบ สำหรับใช้ในการทดสอบเพื่อยืนยันความถูกต้อง โดยสายอากาศที่ได้นำเสนอนี้ใช้งานที่ความถี่ตั้งแต่ 3.1 GHz - 10.6 GHz ซึ่งเป็นความถี่ในย่าน UWB ที่ทาง FCC เป็นผู้กำหนด วัสดุที่นำมาใช้ในการสร้างสายอากาศต้นแบบจะใช้วัสดุที่เป็นทองเหลืองเนื่องจากไม่เป็นสนิม มีความแข็งแรงทนทานและสามารถเชื่อมได้ง่าย ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศต้นแบบแสดงได้ดังรูปที่ 5.1 ส่วนค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการสร้างสายอากาศต้นแบบ แสดงในตารางที่ 5.1 ซึ่งได้มาจากการจำลองผลในบทที่ 4



(ก) ด้านหน้า



(ข) ด้านหลัง



(ค) ด้านข้าง

รูปที่ 5.1 ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศต้นแบบ

ตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการสร้างสายอากาศต้นแบบ

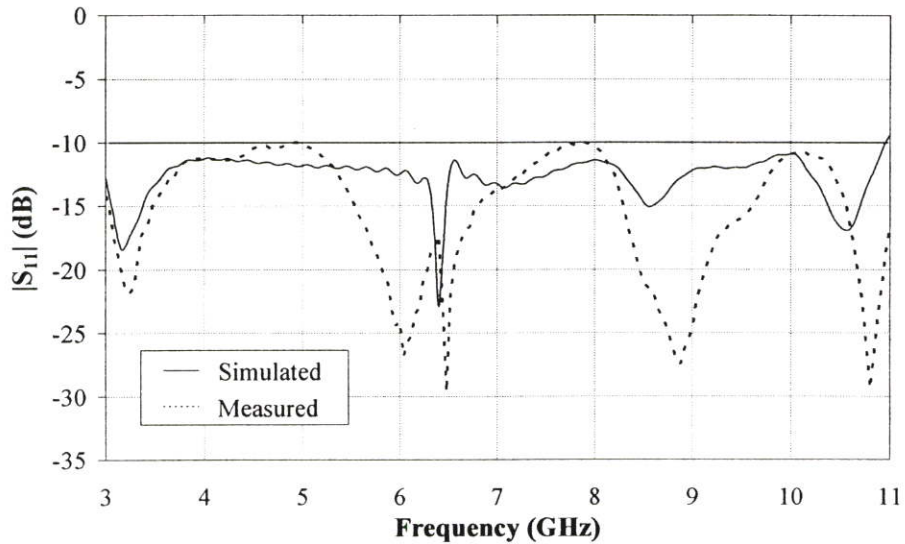
พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ
$w$	17 mm
$l$	13 mm
$t$	3.5 mm
$h$	3 mm
$a \times b$	$54 \times 27 \text{ mm}^2$
$c$	36 mm
$p$	15 mm

## 5.2 ผลการทดสอบของสายอากาศ

เมื่อได้ทำการสร้างสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านสำหรับการประยุกต์ใช้งานในช่วงความถี่กว้างยิ่งยวดต้นแบบเป็นที่เรียบร้อยแล้ว จากนั้นเป็นการนำสายอากาศต้นแบบที่ได้มาทำการทดสอบแล้วนำผลที่ได้มาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลอง โดยมีการเปรียบเทียบผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับและอัตราการขยายตลอดย่านความถี่ตอบสนองที่ต้องการ รวมทั้งแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ต่างๆ

### 5.2.1 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ

ในหัวข้อนี้เป็นการเปรียบเทียบผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับระหว่างผลที่ได้จากการทดสอบกับผลที่ได้จากการจำลอง ซึ่งแสดงดังรูปที่ 5.2 ผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับทั้งสองจะทำการเทียบกับย่านความถี่ตอบสนองตั้งแต่ 3.1 GHz - 10.6 GHz

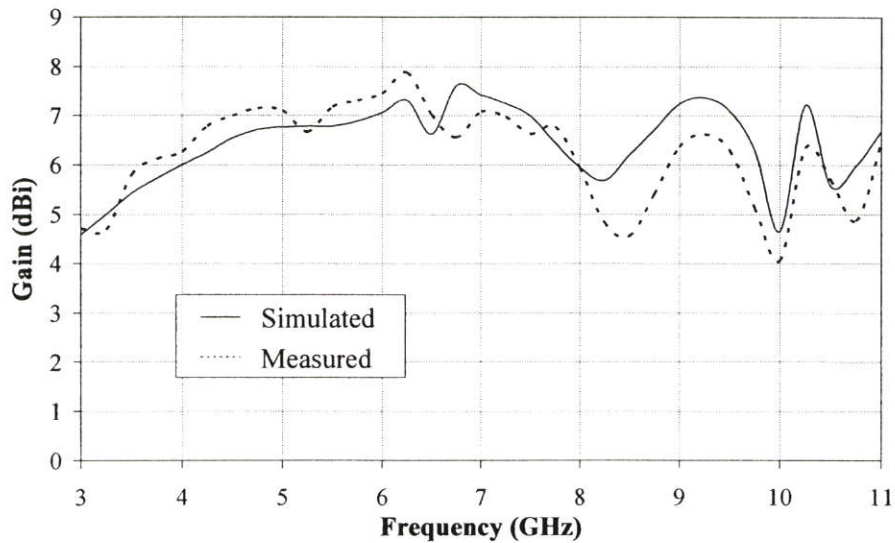


**รูปที่ 5.2** การเปรียบเทียบผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการทดสอบและการจำลอง

จากรูปที่ 5.2 พบว่าผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการทดสอบกับผลที่ได้จากการจำลองมีแนวโน้มเดียวกันแต่ก็มีความผิดเพี้ยน สาเหตุเนื่องจากค่าพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศต้นแบบมีความคลาดเคลื่อนไปจากค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลองผล โดยเฉพาะอย่างยิ่งค่าพารามิเตอร์ต่างๆของโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านซึ่งมีขนาดบางและเล็กมาก ดังนั้นจึงเป็นการยากที่จะสร้างสายอากาศต้นแบบให้มีค่าพารามิเตอร์ตรงตามที่ได้ทำการจำลองผลไว้ และยังพบอีกว่าผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการทดสอบและผลที่ได้จากการจำลองมีค่าต่ำกว่า 10 dB ตลอดย่านความถี่ตอบสนองที่ต้องการ

### 5.2.2 อัตราการขยาย

ในหัวข้อนี้เป็นการเปรียบเทียบผลของอัตราการขยายตลอดย่านความถี่ตอบสนองที่ต้องการระหว่างผลที่ได้จากการทดสอบกับผลที่ได้จากการจำลอง ในการทดสอบเพื่อหาค่าอัตราการขยายจะใช้สายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านทั้งทางด้านส่งและด้านรับ โดยมีระยะห่างในการรับ-ส่งเท่ากับ 30 เซนติเมตร ผลการเปรียบเทียบของอัตราการขยายสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.3

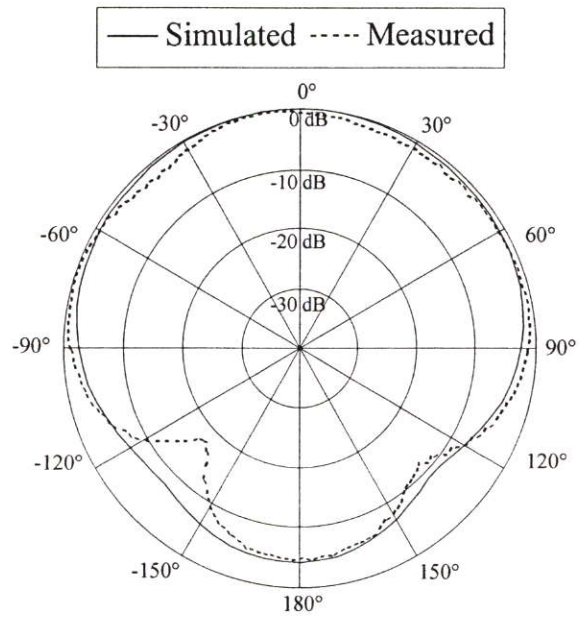


**รูปที่ 5.3** การเปรียบเทียบผลของอัตราขยายที่ได้จากการทดสอบและการจำลอง

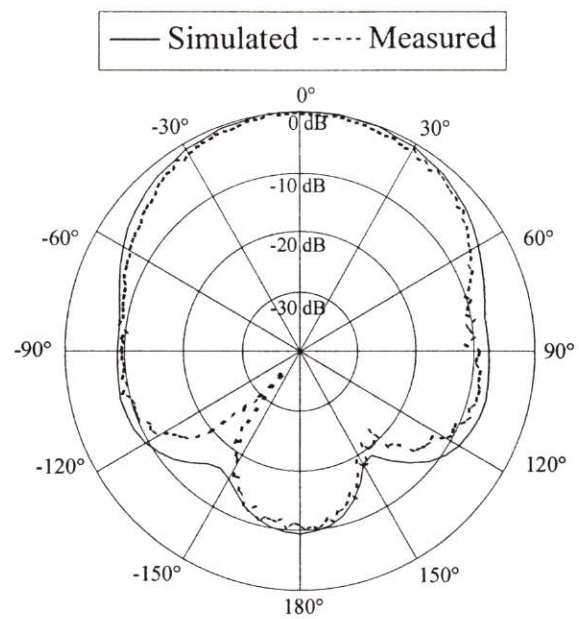
จากรูปที่ 5.3 พบว่าผลของอัตราขยายที่ได้จากการทดสอบกับผลที่ได้จากการจำลองมีแนวโน้มเดียวที่สอดคล้องกันเป็นอย่างดีแต่ก็มีความคลาดเคลื่อน กล่าวคือในแต่ละความถี่ผลของอัตราขยายที่ได้จากการทดสอบมีค่าไม่เท่ากับผลที่ได้จากการจำลอง สาเหตุเนื่องมาจากในการทดสอบสายอากาศต้นแบบอาจมีผลของสภาพแวดล้อมเข้ามาเกี่ยวข้อง ในขณะที่การจำลองผลของสายอากาศไม่มีผลของสภาพแวดล้อมเข้ามาเกี่ยวข้อง ดังนั้นจึงทำให้ผลของอัตราขยายที่ได้จากการทดสอบมีความคลาดเคลื่อนไป

### 5.2.3 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

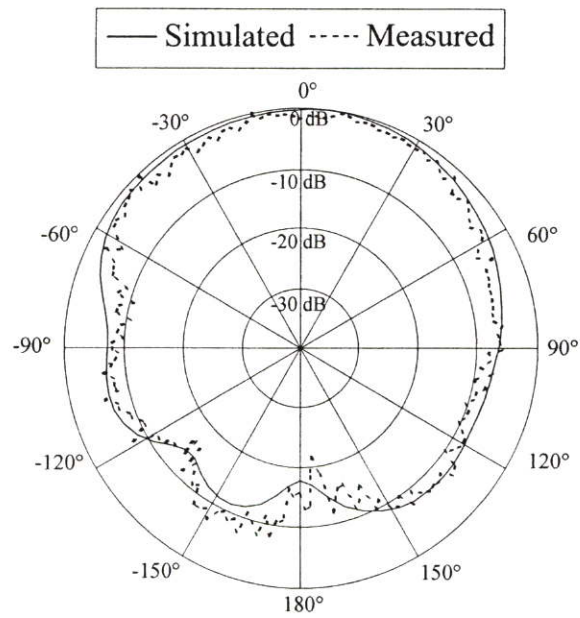
ในหัวข้อนี้เป็นการเปรียบเทียบผลของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ต่างๆ ซึ่งผลที่นำมาเปรียบเทียบจะมีผลของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าซึ่งอยู่ในระนาบ YZ และระนาบสนามแม่เหล็กซึ่งอยู่ในระนาบ XZ ที่ความถี่ 3.1 GHz, 5 GHz, 7GHz, 9 GHz และ 10.6 GHz ซึ่งแสดงได้ดังรูปต่อไปนี้



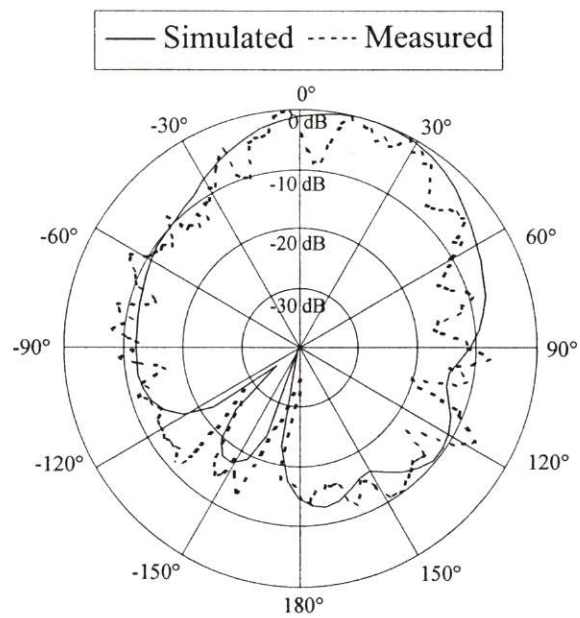
รูปที่ 5.4 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ YZ ที่ความถี่ 3.1 GHz



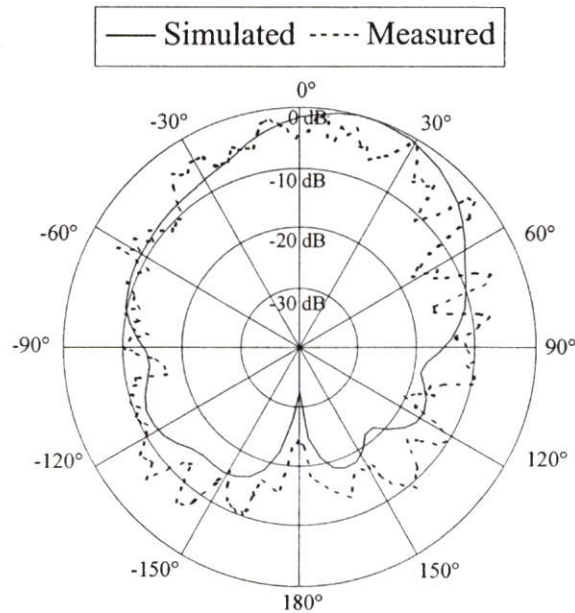
รูปที่ 5.5 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ YZ ที่ความถี่ 5 GHz



รูปที่ 5.6 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ YZ ที่ความถี่ 7 GHz

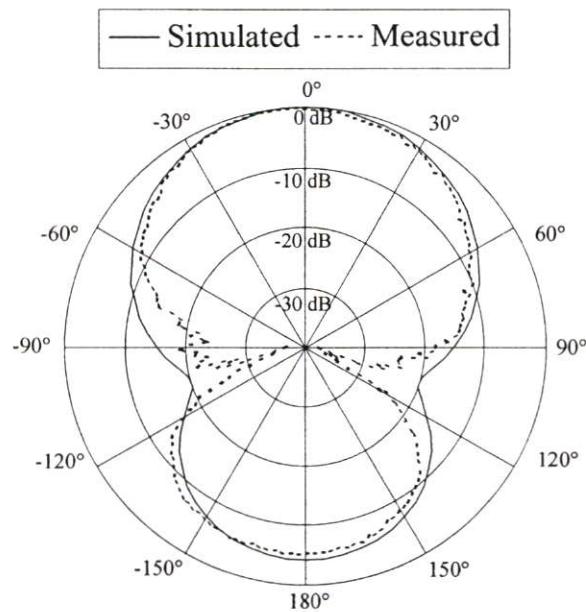


รูปที่ 5.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ YZ ที่ความถี่ 9 GHz

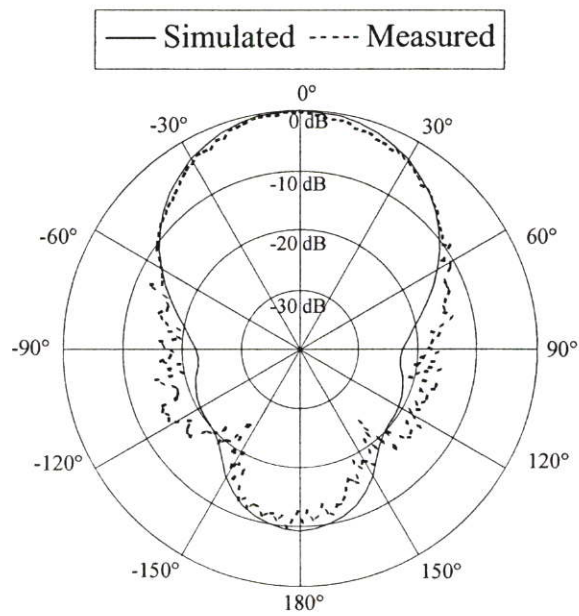


**รูปที่ 5.8** แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ YZ ที่ความถี่ 10.6 GHz

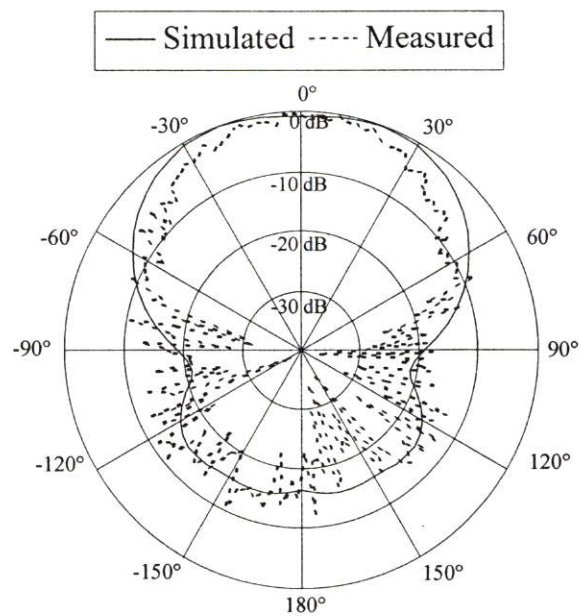
จากรูปที่ 5.4 – 5.8 เป็นการเปรียบเทียบผลของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ YZ ที่ความถี่ต่างๆ ซึ่งพบว่าผลที่ได้จากการทดสอบกับผลที่ได้จากการจำลองมีแนวโน้มที่สอดคล้องกันเป็นอย่างดีแต่ก็มีความผิดเพี้ยน โดยเฉพาะอย่างยิ่งผลที่ได้จากการทดสอบที่ความถี่ 7 GHz, 9 GHz และ 10.6 GHz มีความผิดเพี้ยนอย่างมาก แต่ก็มีแนวโน้มที่สอดคล้องกันเมื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลอง



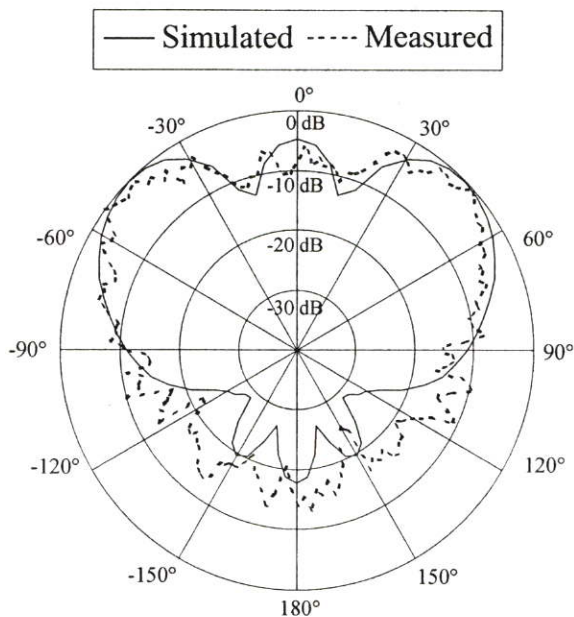
**รูปที่ 5.9** แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ XZ ที่ความถี่ 3.1 GHz



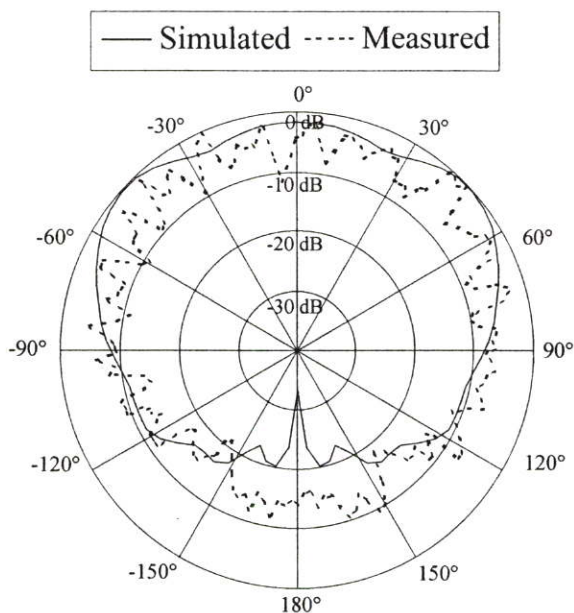
**รูปที่ 5.10** แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ XZ ที่ความถี่ 5 GHz



**รูปที่ 5.11** แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ XZ ที่ความถี่ 7 GHz



รูปที่ 5.12 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ XZ ที่ความถี่ 9 GHz



รูปที่ 5.13 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ XZ ที่ความถี่ 10.6 GHz

จากรูปที่ 5.9 – 5.13 เป็นการเปรียบเทียบผลของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ XZ ที่ความถี่ต่างๆ พบว่าผลที่ได้จากการทดสอบกับผลที่ได้จากการจำลองมีแนวโน้มที่สอดคล้องกันเป็นอย่างดีแต่ก็มีความผิดเพี้ยน โดยมีความผิดเพี้ยนเหมือนกับผลของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ YZ กล่าวคือที่ความถี่ 7 GHz, 9 GHz และ 10.6 GHz ผลที่ได้จากการทดสอบมีความ

ผิดเพี้ยนอย่างมาก แต่เห็นได้ว่าผลที่ได้จากการทดสอบมีแนวโน้มที่สอดคล้องกันเมื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลอง

### 5.3 สรุป

สำหรับบทนี้เป็นการเปรียบเทียบผลการทดสอบของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วย โมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านสำหรับการประยุกต์ใช้งานในช่วงความถี่กว้างยิ่งยวดกับผลที่ได้จากการจำลองที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 4 เพื่อยืนยันความถูกต้องของผลที่ได้จากการจำลอง ซึ่งผลการเปรียบเทียบของค่าการสูญเสียย้อนกลับมีแนวโน้มที่สอดคล้องกัน แต่ก็มีความคลาดเคลื่อนอันเนื่องมาจากการสร้างสายอากาศต้นแบบที่ไม่ได้ขนาดตามที่ได้จำลองผลไว้ ผลการเปรียบเทียบของอัตราการขยายตลอดย่านความถี่ตอบสนองที่ต้องการก็มีแนวโน้มที่สอดคล้องกันและก็มีความผิดเพี้ยนเช่นเดียวกันเพราะว่าในการทดสอบสายอากาศต้นแบบอาจมีผลของสภาพแวดล้อมเข้ามาเกี่ยวข้อง ในขณะที่การจำลองผลของสายอากาศไม่มีผลของสภาพแวดล้อมเข้ามาเกี่ยวข้อง และสุดท้ายเป็นการเปรียบเทียบผลของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ต่างๆ ซึ่งผลที่ได้มีแนวโน้มที่สอดคล้องกัน แต่ที่ความถี่ 7 GHz , 9 GHz และ 10.6 GHz ผลที่ได้จากการทดสอบมีความผิดเพี้ยนอย่างมากทั้งระนาบ YZ และระนาบ XZ

## บทที่ 6

# สรุปและวิจารณ์

### 6.1 สรุปเนื้อหาของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานในช่วงความถี่กว้างยิ่งยวด โดยกำหนดให้อยู่ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.1 GHz - 10.6 GHz หรือมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 7.5 GHz ซึ่งเป็นการกำหนดแบนด์วิดท์ที่กว้างที่สุดสำหรับระบบการสื่อสารบนพื้นโลกที่เกี่ยวกับทางด้านการค้า โครงสร้างของสายอากาศมีลักษณะเป็นท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากที่มีการปิดปลายไว้ด้านหนึ่งแล้วป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้าน

ในการพิจารณาสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานในช่วงความถี่กว้างยิ่งยวดนั้นจะแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วน ส่วนแรกเป็นการอธิบายถึงหลักการในการออกแบบท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉาก ในการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากเพื่อศึกษาถึงคุณลักษณะเฉพาะของการแพร่กระจายคลื่น โดยพารามิเตอร์ที่น่าสนใจก็คือโหมดต่างๆ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับโครงสร้างและความถี่ตัด ความยาวคลื่นภายในท่อนำคลื่น และองค์ประกอบอื่นๆ และส่วนที่สองอธิบายถึงวิวัฒนาการของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้าน โดยการออกแบบจะเริ่มค้นจากสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสโดยพิจารณาจากค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้มาจากการทดสอบ ในการปรับปรุงสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสให้มีช่วงความถี่กว้างขึ้นสามารถทำได้โดยการตัดต่อบางส่วนของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสและการนำสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสมาใช้ร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างลักษณะต่างๆ ในการการตัดต่อบางส่วนของสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสนั้นสามารถทำได้โดยการตัดตรงขอบของแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสใกล้กับระนาบกราวนด์ ซึ่งส่งผลทำให้โมโนโพลมีลักษณะเป็นห้าเหลี่ยมทั้งแบบสมมาตรและไม่สมมาตรหรือไม่ก็การใช้แท่นลัดวงจร (shorting post) ซึ่งจะช่วยให้ความถี่ของขอบที่ต่ำกว่ามีค่าลดลง โดยการมีโหมดพิเศษขึ้นมาและทำให้สายอากาศเล็กกลงในส่วนของความสูงแผ่นลัดวงจรจะถูกวางอยู่ตรงมุมหนึ่งของโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมและในการสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสมาใช้ร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างลักษณะต่างๆ สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอเพียงสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้าน สองก้าน และก้านเดียวเท่านั้น พบว่าสายอากาศโมโนโพลชนิดแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้านให้แบนด์วิดท์ของอิมพีแดนซ์หรือช่วงความถี่ที่กว้าง

มาก ดังนั้นจึงใช้สายอากาศโมนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้านในการจำลองผลสำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

สำหรับการจำลองสายอากาศจะใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO ในการจำลองผลเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เหมาะสมของสายอากาศ เริ่มจากการนำค่าพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศโมนโพลชนิดแผ่นระนาบสี่เหลี่ยมร่วมกับแผ่นกระตุ้นที่มีรูปร่างแบบสามก้านมาเป็นเงื่อนไขเริ่มต้นในการพิจารณา จากนั้นทำการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เหมาะสมของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้าน ในการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เหมาะสมของสายอากาศจะพิจารณาจากผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return loss) เมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เหมาะสมของสายอากาศแล้ว จากนั้นทำการพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (Radiation pattern) และอัตราขยาย (Gain) พบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้ามีความไม่สมมาตรกันซึ่งเกิดจากลักษณะโครงสร้างของสายอากาศที่ไม่สมมาตรในระนาบสนามไฟฟ้า ในแต่ละความถี่จะมีลักษณะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ไม่เหมือนกันและอัตราขยายจะมีการเปลี่ยนแปลงตลอดย่านความถี่ตอบสนอง เนื่องจากได้ทำการกำหนดขนาดของสายอากาศไว้ในขณะที่ความถี่เปลี่ยนแปลงไป จากนั้นจะทำการพิจารณาสัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้ของโพรบเสมือนจริงที่มุมต่างๆ โดยพิจารณาผลจากการแปลงฟูรีเยร์ ค่าเฟส และ ค่าสหสัมพันธ์เทียบกับย่านความถี่ตอบสนองที่ต้องการ พบว่าสัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้ที่มุม  $0^\circ$  มีค่าการผิดเพี้ยนของสัญญาณน้อยที่สุดเมื่อเทียบกับมุมอื่นๆที่ทำการพิจารณา จากนั้นก็ทำการพิจารณาสัญญาณอิมพัลส์ของสายอากาศทางด้านส่งและสัญญาณอิมพัลส์ที่รับได้ของสายอากาศทางด้านรับ โดยสายอากาศทางด้านส่งเป็นสายอากาศที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้และสายอากาศทางด้านรับเป็นโพรบเสมือนจริง โดยพิจารณาจากผลของสัญญาณอิมพัลส์ในโดเมนเชิงเวลา สัญญาณอิมพัลส์ในโดเมนเชิงความถี่ เฟส (Phase) และค่าตัวประกอบสหสัมพันธ์ (Correlation factor) เพื่อยืนยันความถูกต้องของผลที่ได้จากการจำลองโดยจะนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลองผลนำไปสร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อนำผลที่ได้มาทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลอง ซึ่งผลที่นำมาเปรียบเทียบมีผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับ อัตราขยายและแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ พบว่าผลการเปรียบเทียบของค่าการสูญเสียย้อนกลับมีแนวโน้มที่สอดคล้องกันแต่ก็มีความคลาดเคลื่อนอันเนื่องมาจากการสร้างสายอากาศต้นแบบที่ไม่ได้ขนาดตามที่ได้จำลองผลไว้ ผลการเปรียบเทียบของอัตราขยายตลอดย่านความถี่ตอบสนองที่ต้องการก็มีแนวโน้มที่สอดคล้องกันและก็มีความผิดเพี้ยนเช่นเดียวกัน เพราะว่าการทดสอบสายอากาศต้นแบบอาจมีผลของสภาพแวดล้อมเข้ามาเกี่ยวข้อง ในขณะที่การจำลองผลของสายอากาศไม่มีผลของสภาพแวดล้อมเข้ามาเกี่ยวข้อง และสุดท้ายเป็นการเปรียบเทียบผลของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ต่างๆ ซึ่งผลที่ได้มีแนวโน้มที่สอดคล้องกัน แต่ที่

ความถี่ 9 GHz และ 10.6 GHz ผลที่ได้จากการทดสอบมีความผิดเพี้ยนอย่างมากทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก

## 6.2 วิจารณ์ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางในการพัฒนา

สำหรับปัญหาที่เกิดขึ้นของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานในช่วงความถี่กว้างยิ่งยวดที่ได้จากการจำลองพบว่าในการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศให้เหมาะสมโดยพิจารณาจากค่าการสูญเสียย้อนกลับมีความยากเล็กน้อย เนื่องจากท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากมีการบิดปลายไว้หนึ่งด้านซึ่งมีผลต่อค่าการสูญเสียย้อนกลับและเมื่อทำการพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นพบว่าในแต่ละความถี่ลักษณะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นมีการเปลี่ยนแปลง โดยเฉพาะที่ความถี่สูงจึงทำให้อัตราการขยายมีการแปลงเปลี่ยนแปลงตลอดย่านความถี่ที่ต้องการ สำหรับปัญหาที่เกิดขึ้นเมื่อทำการทดสอบพบว่าในการสร้างสายอากาศต้นแบบให้ได้ขนาดตามที่จำลองผลไว้เป็นสิ่งที่ยากเนื่องจากสายอากาศมีขนาดเล็กและบาง รวมทั้งไม่มีเครื่องมือที่สามารถสร้างสายอากาศต้นแบบให้ได้ขนาดตามที่ต้องการและยังพบอีกว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการทดสอบโดยเฉพาะอย่างยิ่งในช่วงความถี่สูงจะมีความผิดเพี้ยนมาก

สำหรับแนวทางในการพัฒนาสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนด้วย โมโนโพลชนิดแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานในช่วงความถี่กว้างยิ่งยวดนั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการพิจารณาการส่งสัญญาณอิมพัลส์จากสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วยโมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านที่ได้จากการจำลองผลไปยังสายอากาศทางด้านรับซึ่งจะกำหนดให้เป็นโพรบเสมือนจริง ดังนั้นในการพัฒนานั้นควรที่จะทำการพิจารณาการส่งสัญญาณอิมพัลส์แบบทั้งระบบ กล่าวคือทำการพิจารณาการส่งสัญญาณอิมพัลส์โดยที่สายอากาศทั้งทางด้านส่งและด้านรับเป็นสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ป้อนสัญญาณด้วย โมโนโพลชนิดแผ่นระนาบแบบสามก้านและควรที่หาวิธีการที่ทำให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นมีอัตราการขยายที่สูงที่สุดอยู่มุม  $0^\circ$

## เอกสารอ้างอิง

- [1] H. Schantz, *The art and science of ultrawideband antennas*, Artech House INC, 2005.
- [2] First Report and Order, "Revision of Part 15 of Commission's Rule Regarding Ultra wide band Transmission System," Fed Commun. FCC 02-48. Apr. 22, 2002.
- [3] F. Ramirez-Mireles, "Performance of ultra-wideband SSMA using time hopping and M-ary PPM," *IEEE J. Selected Areas Comm.*, 19(6), 1186-96, 2001.
- [4] X. Chu and R. D. Murch, "The effect of nbi on UWB time-hopping systems," *IEEE Trans. Wireless Comm.*, 3, 1431-6, 2004.
- [5] S. Eardprab and C. Phongchareonpanich, "Parametric study of a rectangular aperture antenna excited by probe inside cavity," *Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation*, Seoul, Korea, pp. 1129-1132, Aug. 2005.
- [6] K. L. Wong, C. H. Wu and S. W. (Stephen) Su, "Ultrawide-band square planar metal-plate monopole antenna with a trident-shaped feeding strip," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 4, April 2005, pp. 1262 - 1269.
- [7] R. Qiu, Propagation effects, in M. G. Di Benedetto et al., (ed.), *UWB Communications Systems: A Comprehensive Overview*, EURASIP publishing, 2005.
- [8] H. F. Harmuth, *Nonsinusoidal Waves for Radar and Radio Communication*, Academic Press, 1981.
- [9] R. A. Scholtz, "Multiple access with time-hopping impulse modulation," *Proc. IEEE MILCOM*, 447-50, 1993.
- [10] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse radio: how it works," *IEEE Comm. Lett.*, 2, 36-8, 1998.
- [11] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications," *IEEE Trans. Comm.*, 48, 679-91, 2000.
- [12] V. Lottici, A. D. Andrea and U. Mengali, "Channel estimation for ultra-wideband communications," *IEEE J. Selected Areas Comm.*, 20, 1638-45, 2002.
- [13] Y. G. Li, A. F. Molisch and J. Zhang, "Practical approaches to channel estimation and interference suppression for OFDM-based UWB communications," *Proc. IEEE 6<sup>th</sup> Circuits and Systems Symposium on Emerging Technologies*, 21-4, 2004.

- [14] C. J. Le Martret and G. B. Giannakis, "All-digital impulse radio with multiuser detection for wireless cellular systems," *IEEE Trans. Comm.*, 50, 1440-50, 2002.
- [15] A. Batra, J. Balakrishnan, G. R. Aiello, J. R. Foerster and A. Dabak, "Design of a multiband OFDM system for realistic UWB channel environments," *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, 52, 2123-38, 2004.
- [16] R. J. Fontana, "Recent system applications of short-pulse ultra-wideband (UWB) technology," *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, 52, 2087-104, 2004.
- [17] W. P. Siriwoongpairat, M. Olfat and K. J. R. Liu, "Performance analysis of time hopping and direct sequence UWB space-time systems," *IEEE Globecom 2004*, 3526-30, 2004.
- [18] N. Kumar and R. M. Buehrer, "Application of layered space-time processing to ultra-wideband communication," *Proc. 45<sup>th</sup> Midwest Symp. Circuits Systems*, 597-600, 2002.
- [19] M. Ghavami, L. B. Michael and R. Kohno, *Ultra wideband signals and systems in communication engineering*, John Wiley & Sons, 2004.
- [20] F. Ramirez-Mireles and R. A. Scholtz. "Wireless multiple-access using SS time-hopping and block waveform pulse position modulation, part 2: Multiple-access performance." In *Proceedings ISITA Symposium*, October 1998.
- [21] D. G. Leeper. Wireless data blaster. *Scientific American*, May 2002.
- [22] H. Kikuchi. UWB arrives in Japan. *Nikkei Electronics*, pages 95-122, February 2003.
- [23] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons, 1989.
- [24] Naffall Herscovici and Christos Christodoulou, "Wideband monopole antennas for multi-band wireless systems," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 45, No. 2, April 2003.
- [25] H. Sheng, P. Orlik, A. M. Haimovich, L. J. Cimini, and J. Zhang, "On the spectral and power requirements for ultra-wideband transmission," in *Proc IEEE Int. Conf. on Communications*, Anchorage, AL, Mar. 2003, vol. 1, pp. 738-742.
- [26] H. Kim, D. Park, and Y. Joo, "All-digital low-power CMOS pulse generator for UWB system," *Electron. Lett.*, vol. 40, no. 24, pp. 1534-1535, Nov. 25, 2004.
- [27] New Public Safety Applications and Broadband internet access among uses envisioned by FCC authorization of Ultra-wideband Technology First Report Order (FCC 02-48), Feb. 14, 2002, Action by the Commission.

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นาย รุ่งโรจน์ บุคตะจีน  
 วัน เดือน ปีเกิด 26 สิงหาคม 2522 ที่จังหวัดสงขลา  
 ประวัติการศึกษา 2546 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
 บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

1. R.Buttachin and C.Phongcharoenpanich, "Method of Moments Analysis of Rectangular Aperture Antenna Fed by Probe," *Proceedings of the 2006 Electrical Engineering/Electronics Computer, Telecommunications, and Information Technology (ECTI) International Conference*, Ubonratchatani, vol.2, pp.493-496, May 2006.
2. R.Buttachin and C.Phongcharoenpanich, "Parametric Study of Rectangular Aperture Antenna Excited by Probe," *Proceedings of the 2006 International Technical Conference on Circuits/Systems Computers and Communications (ITC-CSCC 2006)*, Chiangmai, vol.3, pp.125-128, July 2006.