

สายอากาศบรอดแบนด์แถวลำดับไดโพลระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัวซี  
แบบคู่สำหรับการแพร่สัญญาณโทรทัศน์ดิจิตอลภาคพื้นดิน

A BROADBAND PLANAR DIPOLE ARRAY ANTENNA WITH DOUBLE C-SHAPE  
SLIT ELEMENTS FOR TERRESTRIAL DIGITAL VIDEO BROADCASTING



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2559

KMITL-2016-EN-D-018-040

สายอากาศบรอดแบนด์แถวลำดับไดโพลระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัวซี  
แบบคู่สำหรับการแพร่สัญญาณโทรทัศน์ดิจิทัลภาคพื้นดิน

A BROADBAND PLANAR DIPOLE ARRAY ANTENNA WITH DOUBLE C-SHAPE  
SLIT ELEMENTS FOR TERRESTRIAL DIGITAL VIDEO BROADCASTING



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2559

KMITL-2016-EN-D-018-040

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A BROADBAND PLANAR DIPOLE ARRAY ANTENNA WITH DOUBLE C-SHAPE  
SLIT ELEMENTS FOR TERRESTRIAL DIGITAL VIDEO BROADCASTING



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG  
2016  
KMITL-2016-EN-D-018-040

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2016

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ สายอากาศบรอดแบนด์แถวลำดับไดโพลระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัวซีแบบคู่  
สำหรับการแพร่สัญญาณโทรทัศน์ดิจิตอลภาคพื้นดิน

Thesis Title A Broadband Planar Dipole Array Antenna with Double C-Shape Slit  
Elements for Terrestrial Digital Video Broadcasting

นักศึกษา นายประชา โอษคลัง

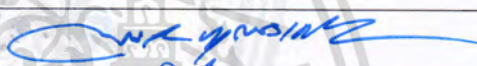

รหัสประจำตัว 54610129

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

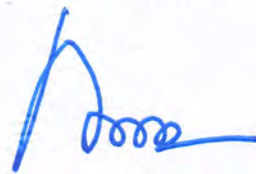
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2016-EN-D-018-040

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ลายมือชื่อ
รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง	
ผศ.ดร.ศรวัฒน์ ชิวปรีชา	
ผศ.ดร.ทับทิม อ่างแก้ว	
ดร.สถาพร พรหมวงศ์	
รศ.ดร.ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพฤหัสบดีที่ 19 พฤษภาคม พ.ศ. 2559 เวลา 10.00-12.00 น.  
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 4

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ณ วันที่ 19 พฤษภาคม พ.ศ. 2559

หัวข้อวิทยานิพนธ์	สายอากาศบรอดแบนด์แกลวลำดับไดโพลระนาบที่มืองค์ประกอบ ร่องตัดรูปตัวซีแบบคู่สำหรับการแพร่สัญญาณโทรทัศน์ดิจิทัล ภาคพื้นดิน
นักศึกษา	นายประชา โยชคลัง
รหัส	54610129
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2559
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอสายอากาศไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผาระนาบที่ล้อมรอบด้วยองค์ประกอบร่องตัดพาราซิติกรูปตัวซีแบบคู่ (องค์ประกอบตัวแผ่พลังงาน) สำหรับขยายแบนด์วิดท์ ซึ่งวางเหนือตัวสะท้อนที่มีมุมพับขอบทั้ง 2 ขง ในการศึกษาขั้นแรกเป็นการกำหนดพารามิเตอร์ของตัวแผ่พลังงานที่เหมาะสม จากนั้นสรุจตมแบบขององค์ประกอบตัวแผ่พลังงานที่วางเหนือตัวสะท้อนแบบอะลูมิเนียมที่มีมุมพับขอบทั้ง 2 ข้าง (สายอากาศองค์ประกอบ) ซึ่งมีผลจำลองและทดสอบ  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  ตลอดความถี่ย่าน 451–901MHz (66.6%) และ 455–886MHz (64.3%) ตามลำดับ สำหรับการเพิ่มอัตราขยายโดยการนำตัวแผ่พลังงานมาต่อแกลวลำดับเพื่อสร้างสายอากาศแกลวลำดับ 4 องค์ประกอบในแนวตั้งที่วางเหนือตัวสะท้อนที่มีมุมพับตามแนวยาวทั้ง 2 ขง ซึ่งมีผลจำลองและทดสอบ  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  ครอบคลุมความถี่ย่าน 410–991MHz (82.9%) และ 415–886MHz (72.4%) สายอากาศที่นำเสนอแผ่พลังงานแบบทิศทางเดียวครอบคลุมความถี่ย่านโทรทัศน์ดิจิทัล โดยมีผลทดสอบอัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลังและโพลาไรซ์ไขว้  $\Rightarrow 20\text{dB}$  และ  $< -23\text{dB}$  ตามลำดับ ผลจำลองและทดสอบความกวางลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก มีค่า  $56^\circ \pm 13^\circ$  และ  $20^\circ \pm 6^\circ$ ;  $60^\circ \pm 14^\circ$  และ  $25^\circ \pm 7^\circ$  ตามลำดับ ผลจำลองและทดสอบอัตราขยายของสายอากาศแกลวลำดับที่นำเสนอ มีค่า 12.8–16.4dBi และ 11.3–15.8dBi ตลอดความถี่ย่าน 470–862MHz

<b>Thesis Title</b>	A Broadband Planar Dipole Array Antenna with Double C-Shape Slit Elements for Terrestrial Digital Video Broadcasting
<b>Student</b>	Mr. Pracha Osklang
<b>Student ID.</b>	54610129
<b>Degree</b>	Doctor of Engineering
<b>Program</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2016
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Chuwong Phongcharoenpanich

### ABSTRACT

This thesis presents a planar rectangular dipole antenna enclosed in double C-shaped parasitically slit elements (i.e. radiator element) on a double-cornered reflector for bandwidth enhancement (i.e. antenna element). In the study, simulations were first carried out to determine the optimal parameters of the radiator element and then a radiator element prototype was fabricated and mounted onto a double-cornered aluminum reflector. The simulated and measured  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  of the antenna element covered the frequency ranges of 451–901MHz (66.6%) and 455–886MHz (64.3%), respectively. The gain was enhanced by the subsequent deployment of multiple radiator elements to fabricate a four-element vertically array antenna on an elongated double-cornered reflector. The simulated and measured  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  of the array antenna respectively covered the 410–991MHz (82.9%) and 415–886MHz (72.4%) frequency ranges. The proposed array antenna radiates unidirectionally across the DTV frequency band with a measured front-to-back ratio and cross polarization  $>20\text{dB}$  and  $<-23\text{dB}$ , respectively. The simulated and measured half-power beam widths in the E and H planes were respectively  $56^\circ \pm 13^\circ$  and  $20^\circ \pm 6^\circ$ ; and  $60^\circ \pm 14^\circ$  and  $25^\circ \pm 7^\circ$ . In addition, the simulated and measured gains of the array antenna were 12.8–16.4dBi and 11.3–15.8dBi along the 470–862MHz frequency range.

## กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่คอยให้คำปรึกษา ข้อเสนอแนะ ข้อมูลทางวิชาการที่มีประโยชน์ในการวิจัย ตลอดจนแนวทางในการแก้ปัญหาต่างๆ ทั้งในเวลาและนอกเวลาราชการ รวมทั้งคณะกรรมการผู้ทรงคุณวุฒิในการสอบวิทยานิพนธ์ คือ รองศาสตราจารย์ ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ศรววัฒน์ ชิวปรีชา ดร.สถาพร พรหมวงศ์ ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ทับทิม ออองแก้ว ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ที่ได้ให้ข้อคิดเห็นและคำแนะนำในรายละเอียดที่เป็นประโยชน์ สำหรับวิทยานิพนธ์ให้สมบูรณ์ยิ่งขึ้น

ขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.สมผล โกศลวิตร ที่ให้คำแนะนำทางเทคนิค วิศวกรรมสายอากาศ ที่เป็นประโยชน์อย่างมากสำหรับวิทยานิพนธ์นี้

ขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังและขอขอบคุณสมาชิกห้องปฏิบัติการวิจัยสายอากาศและการประยุกต์แม่เหล็กไฟฟ้าทุกทอนที่ให้การช่วยเหลือและสนับสนุนงานวิจัยของผู้วิจัยด้วยดีเสมอมา

ขอขอบคุณสำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ (สวทช.) ที่ให้การสนับสนุนทุนการศึกษาบางส่วนและทุนอุดหนุนการวิจัยบางส่วนจากบัณฑิตศึกษา สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

นอกจากนี้ต้องขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ สมใจ อารยวัฒน์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี วิทยาเขตขอนแก่น ที่ให้คำแนะนำ พร้อมทั้งการสนับสนุนเครื่องมือและอุปกรณ์ทดสอบบางส่วนสำหรับวิทยานิพนธ์นี้

สุดท้ายนี้ ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัย ที่ให้การอบรมเลี้ยงดูและการสนับสนุนในทุกๆด้านแก่ผู้วิจัยเป็นอย่างดีมาโดยตลอด ทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา สำหรับคุณพ่อและคุณแม่ความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยขอมอบให้กับบิดา มารดา ญาติพี่น้องซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ทุกทอนที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ด้านต่างๆและการถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้กับผู้วิจัยจนสำเร็จการศึกษา

ประชา โอชคลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูปภาพ.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	9
1.3 สมมุติฐานของการวิจัย.....	9
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	10
1.5 การดำเนินการวิจัย.....	10
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	11
1.7 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์.....	11
บทที่ 2 ตัวแปรพลังงานไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่.....	13
2.1 ไดโพลทรงกระบอกและไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบ.....	13
2.2 ตัวแปรพลังงานไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่.....	18
2.2.1 ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบ.....	19
2.2.2 ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่.....	21
2.2.2.1 อินพุตอิมพีแดนซ์ของตัวแปรพลังงานไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้า ระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่.....	24
2.2.2.2 การกระจายกระแสเชิงผิวบนตัวแปรพลังงานไดโพล สี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่...	27
2.3 การประยุกต์ใช้องค์ประกอบร่องตัดบนตัวแปรพลังงาน.....	30
2.4 สรุป.....	34
บทที่ 3 สายอากาศองค์ประกอบ.....	35
3.1 ทฤษฎีภาพเสมือนและสายอากาศตัวสะท้อนไดโพลแนวนอน.....	35
3.2 สายอากาศองค์ประกอบ.....	39
3.2.1 สายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนแบบแบนเรียบ.....	39
3.2.2 สายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนแบบมุมพับ.....	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สร้างขึ้นสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2.2.1 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนมุมพับ.....	45
3.2.2.2 อัตราขยายของสายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนมุมพับ.....	46
3.3 สรุป.....	47
บทที่ 4 สายอากาศบรอดแบนด์แกลวลำดับไดโพลระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่.....	48
4.1 สายอากาศบรอดแบนด์แกลวลำดับไดโพลระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่.....	48
4.1.1 ผลกระทบจากระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ.....	55
4.1.2 พารามิเตอร์ $ S_{11} $ ของสายอากาศแกลวลำดับที่นำเสนอ.....	59
4.1.3 คุณลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแกลวลำดับที่นำเสนอ.....	60
4.1.4 ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังและอัตราขยายของสายอากาศแกลวลำดับที่นำเสนอ.....	62
4.2 กำลังงานที่รองรับได้ของสายอากาศแกลวลำดับที่นำเสนอ.....	63
4.3 ราโดมสายอากาศแกลวลำดับที่นำเสนอ.....	66
4.3.1 ความหนาของราโดม ( $t_m$ ).....	69
4.3.2 ระยะห่างระหว่างราโดมและตัวแผ่พลังงาน ( $d_m$ ).....	70
4.4 สรุป.....	72
บทที่ 5 การทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศ.....	73
5.1 การทดสอบสายอากาศองค์ประกอบ.....	73
5.1.1 การทดสอบพารามิเตอร์ $ S_{11} $ ของสายอากาศองค์ประกอบ.....	73
5.1.2 การทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศองค์ประกอบ.....	74
5.1.3 การทดสอบอัตราขยายของสายอากาศองค์ประกอบ.....	77
5.2 การทดสอบคุณลักษณะสายอากาศแกลวลำดับที่นำเสนอ.....	77
5.2.1 การทดสอบพารามิเตอร์ $ S_{11} $ ของสายอากาศแกลวลำดับที่นำเสนอ.....	78
5.2.2 การทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศแกลวลำดับที่นำเสนอ.....	79
5.2.3 การทดสอบความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังและอัตราขยายของสายอากาศแกลวลำดับที่นำเสนอ.....	81
5.3 สรุป.....	82

เอกสารนี้เป็นเอกสารต้นฉบับที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด 84

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.1 สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์1.....	84
6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา.....	85
เอกสารอ้างอิง.....	86
ภาคผนวก.....	91
บทความที่ได้รับการตีพิมพ์1.....	92
ประวัติผู้เขียน.....	93



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
1.1	สรุปคุณลักษณะสายอากาศของงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1	พารามิเตอร์ที่เหมาะสมขององค์ประกอบตัวแผ่นพลังงาน.....	30
3.1	ผลเปรียบเทียบคุณลักษณะการแผ่พลังงานเมื่อตัวสะท้อนแบบแผ่นเรียบมีขนาดต่างกัน..	41
3.2	ผลเปรียบเทียบคุณลักษณะการแผ่พลังงานเมื่อตัวสะท้อนมีขนาดมุมพับ( $\alpha$ ) ต่างกัน.....	44
3.3	ผลจำลองคุณลักษณะของสายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนแบบมุมพับ.....	47
4.1	ผลจำลองคุณลักษณะการแผ่พลังงานเมื่อมีระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ $d_1$ ที่ต่างกัน...	58
4.2	พารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ.....	59
4.3	ความเข้มสนามไฟฟ้าสูงสุดและกำลังงานสูงสุดที่รองรับได้ของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ (ความหนาของตัวแผ่นพลังงาน $t=1\text{mm}$ ).....	65
4.4	คุณลักษณะทางไฟฟ้าของวัสดุ [53].....	67
4.5	อัตราขยายของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ เมื่อเราโตมมีขนาดความหนา $t_m$ ต่างกัน.....	70
4.6	อัตราขยายของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ เมื่อระยะห่าง $d_m$ ต่างกัน .....	71
4.7	พารามิเตอร์ที่เหมาะสมของเรโซนาเตอร์สำหรับสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ.....	71
4.8	ผลจำลองคุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ.....	72
5.1	สรุปผลจำลองและทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศองค์ประกอบ.....	83
5.2	สรุปผลจำลองและทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ.....	83

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูปภาพ

รูปที่		หน้า
1.1	โครงสร้างสายอากาศองค์ประกอบ.....	8
1.2	โครงสร้างสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ.....	9
2.1	สายอากาศไดโพลทรงกระบอก [38].....	13
2.2	โครงสร้างโลหะทรงกระบอกและรัศมีเทียบเท่า [44].....	17
2.3	เปรียบเทียบผลจำลองของโครงสร้างไดโพลทรงกระบอกและไดโพลแบบระนาบ.....	18
2.4	วิวัฒนาการตัวแผ่พลังงานของสายอากาศองค์ประกอบ.....	19
2.5	ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าและผลจำลอง $ S_{11}  < -10\text{dB}$ เมื่อเปลี่ยนแปลงระยะห่างจุดป้อน (g).....	19
2.6	ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าและผลจำลอง $ S_{11}  < -10\text{dB}$ เมื่อเปลี่ยนแปลงความยาว( $L_p$ ).....	20
2.7	ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าและผลจำลอง $ S_{11}  < -10\text{dB}$ เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้าง( $W_p$ ).....	20
2.8	พารามิเตอร์ของขนาดไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เหมาะสม.....	21
2.9	ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีร่องตัดรูปตัวC <sub>1</sub> แบบคู่และผลจำลอง $ S_{11}  < -10\text{dB}$ เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้างและความยาวของร่องตัด( $W_p \times L_p$ ).....	21
2.10	ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีร่องตัดรูปตัวC <sub>2</sub> แบบคู่และผลจำลอง $ S_{11}  < -10\text{dB}$ เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้างระหว่างขอบขององค์ประกอบร่องตัดพาราซิติกรูปตัวC แบบคู่( $w_{s1}$ ).....	22
2.11	ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีร่องตัดรูปตัวC แบบคู่และผลจำลอง $ S_{11}  < -10\text{dB}$ เมื่อเปลี่ยนแปลง ความกว้างระหว่างขอบถึงขอบขององค์ประกอบร่องตัดพาราซิติกรูปตัวC แบบคู่( $w_{s2}$ ).....	23
2.12	ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีร่องตัดรูปตัวC แบบคู่และผลจำลอง $ S_{11}  < -10\text{dB}$ เมื่อเปลี่ยนแปลง ความกว้างร่องตัด( $g_c$ ).....	23
2.13	ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัวC แบบคู่และผลจำลอง $ S_{11}  < -10\text{dB}$ เมื่อเปลี่ยนแปลง ความหนาของตัวแผ่พลังงาน(t).....	24
2.14	เปรียบเทียบผลจำลอง $ S_{11} $ และอินพุตอิมพีแดนซ์ของวิวัฒนาการตัวแผ่พลังงานที่นำเสนอ.....	26
2.15	ผลจำลองการกระจายกระแสเชิงผิวของไดโพลระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัวC แบบคู่.....	28
2.16	เปรียบเทียบผลจำลองการกระจายกระแสเชิงผิวของไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบและไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัวC แบบคู่.....	29
2.17	การประยุกต์ใช้องค์ประกอบร่องตัดบนตัวแผ่พลังงานวงกลมระนาบ.....	31
2.18	การประยุกต์ใช้องค์ประกอบร่องตัดบนตัวแผ่พลังงานวงรีระนาบ.....	32
2.19	การประยุกต์ใช้องค์ประกอบร่องตัดบนตัวแผ่พลังงานห้าเหลี่ยมระนาบ.....	33
3.1	ไดโพลไฟฟ้าแวนอนเหนือตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ที่มีขนาดอนันต์และแบนเรียบ[38]....	35
3.2	ไดโพลไฟฟ้าแวนอนเหนือระนาบกราวด์ไฟฟ้าสมบูรณ์ขนาดอนันต์1[38].....	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปร่างภาพ (ต่อ)

รูปที่		หน้า
3.3	โครงสร้างสายอากาศองค์ประกอบตัวสะท้อนสี่เหลี่ยมจัตุรัสแบบแบนเรียบ.....	40
3.4	แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศองค์ประกอบตัวสะท้อนสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบแบนเรียบ เมื่อมีขนาดความกว้าง ( $W_{r1}$ ) ต่างกัน.....	41
3.5	โครงสร้างสายอากาศองค์ประกอบตัวสะท้อนแบบมุม.....	42
3.6	แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศองค์ประกอบตัวสะท้อนแบบมุม เมื่อมีขนาดมุมพับ( $\alpha$ ) ต่างกัน.....	44
3.7	ผลจำลองพารามิเตอร์ $ S_{11} $ เมื่อเปลี่ยนแปลงขนาดมุมพับ $\alpha$ ของตัวสะท้อน.....	44
3.8	ผลจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศองค์ประกอบ.....	46
3.9	ผลจำลองอัตราขยายของสายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนแบบมุมพับ.....	47
4.1	การจัดวางแถวลำดับสององค์ประกอบ ตามแนวแกน z [38].....	49
4.2	การจัดวางที่สนามระยะไกลและแผนผังเฟสเซอร์ของแถวลำดับจำนวน N องค์ประกอบของแหล่งกำเนิดไอโซทรอปิก ตามแนวแกน z [38].....	51
4.3	โครงสร้างสายอากาศบรอดแบนด์แถวลำดับไดโพลระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่.....	55
4.4	แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก เมื่อมีระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ $d_1$ ต่างกัน.....	57
4.5	ผลจำลองพารามิเตอร์ $ S_{11} $ ของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ.....	60
4.6	ผลจำลองและทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ.....	61
4.7	ผลจำลองและทดสอบความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังและอัตราขยายของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ.....	63
4.8	ผลคำนวณกำลังงานสูงสุดที่รองรับได้ของสายอากาศแถวลำดับ เมื่อเปลี่ยนแปลงขนาดความหนาของตัวแผ่พลังงาน( $t$ ).....	64
4.9	ผลจำลองการกระจายสนามไฟฟ้าของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ (ความหนาของตัวแผ่พลังงาน $t=1\text{mm}$ ).....	65
4.10	โครงสร้างราโดมสำหรับสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ.....	68
4.11	ผลจำลองกำลังงานที่แผ่กระจาย เมื่อราโดมมีขนาดความหนาต่างกัน( $t_m$ ).....	70
4.12	ผลจำลองกำลังงานที่แผ่กระจาย เมื่อราโดมมีระยะห่างระหว่างราโดมและตัวแผ่พลังงาน ต่างกัน( $d_m$ ).....	71
5.1	สายอากาศองค์ประกอบต้นแบบ.....	73
5.2	เปรียบเทียบผลจำลองและทดสอบ $ S_{11} $ ของสายอากาศองค์ประกอบ.....	74
5.3	การทดสอบคุณลักษณะการแผ่พลังงานของสายอากาศองค์ประกอบ.....	75
5.4	ผลจำลองและทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศองค์ประกอบ.....	76
5.5	ผลจำลองและทดสอบอัตราขยายของสายอากาศองค์ประกอบ.....	77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปร่าง (ต่อ)

รูปที่		หน้า
5.6	ต้นแบบสายอากาศบรอดแบนด์แวลวลำดับไดโพลระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่.....	78
5.7	ผลจำลองและทดสอบ $ S_{11} $ ของสายอากาศแวลวลำดับที่นำเสนอ.....	78
5.8	การทดสอบคุณลักษณะการแผ่พลังงานของสายอากาศแวลวลำดับที่นำเสนอ.....	79
5.9	ผลจำลองและทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแวลวลำดับที่นำเสนอ....	80
5.10	ผลจำลองและทดสอบความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังและอัตราขยายของสายอากาศแวลวลำดับที่นำเสนอ.....	82



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

รายละเอียดในบทนี้อธิบายถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา เหตุจูงใจ สำหรับวิทยานิพนธ์เล่มนี้ วัตถุประสงค์ของการวิจัย สมมุติฐานการวิจัย ขอบเขตของการวิจัย การดำเนินการวิจัย ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ และส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์'

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันเทคโนโลยีมีการเปลี่ยนแปลงและพัฒนาจากระบบแอนะล็อกไปสู่ดิจิทัล ซึ่งการเปลี่ยนแปลงนี้ ก่อให้เกิดธุรกิจและโอกาสใหม่ๆ ในหลายด้าน ได้แก่ (ด้านการแพทย์ การเกษตรกรรม การขนส่ง การสื่อสาร เป็นต้น) นอกจากนี้ยังส่งผลต่อการพัฒนาทางเศรษฐกิจและสังคมโดยรวม ในหลายประเทศทั่วโลก เนื่องจากในสังคมปัจจุบัน เทคโนโลยีดิจิทัลมีอิทธิพลต่อการดำเนินชีวิตของประชากรโดยตรง

สำหรับเทคโนโลยีโทรทัศน์ดิจิทัลถือได้ว่าเป็นอีกหนึ่งเทคโนโลยีที่มีอิทธิพลต่อการใช้ชีวิตประจำวัน ทำให้ประชากรสามารถรับรู้ เข้าถึงข้อมูลข่าวสารได้สะดวกและหลากหลายมากขึ้น มีโอกาสในการพัฒนาทางความคิด ความเข้าใจต่อสังคม ความเป็นอยู่ มีโอกาสที่จะเลือกในสิ่งที่เหมาะสมและตรงกับความต้องการของตนเองมากยิ่งขึ้น ตลอดจนการมีส่วนร่วมในการพัฒนาสังคมและประเทศต่อไป

โทรทัศน์ดิจิทัลมีคุณภาพของสัญญาณภาพและเสียงที่ดีกว่ามากเมื่อเทียบกับโทรทัศน์แอนะล็อกแบบเดิมและยังสามารถปรับปรุงการไหลเวียนความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ [1] ในขณะที่หลายประเทศอยู่ในระหว่างการพัฒนาเปลี่ยนจากโทรทัศน์แอนะล็อกไปสู่ดิจิทัล โดยให้บริการแพร่สัญญาณโทรทัศน์ทั้งแอนะล็อกและดิจิทัลควบคู่กันและหลายประเทศในภูมิภาคต่างๆของโลก ยังได้เลือกใช้มาตรฐานการแพร่สัญญาณโทรทัศน์ดิจิทัลที่แตกต่างกัน [2-6]

การให้บริการแพร่สัญญาณโทรทัศน์สามารถทำได้หลายช่องทาง ได้แก่ (การแพร่สัญญาณผ่านดาวเทียม (Satellite) เคเบิล (Cable) และภาคพื้นดิน (Terrestrial) สำหรับการแพร่สัญญาณโทรทัศน์ดิจิทัลภาคพื้นดิน มาตรฐาน DVB-T2 (The second-generation digital video broadcasting for terrestrial) ถูกนำมาใช้กันอย่างแพร่หลายมากที่สุดในกลุ่มประเทศยุโรป ในความถี่ย่าน UHF (Ultra high frequency) แบนด์ IV, V (470-862MHz) [2] ซึ่งการแพร่สัญญาณโทรทัศน์ดิจิทัลภาคพื้นดินเป็นช่องทางหนึ่งที่มีวิวัฒนาการทางเทคโนโลยีมาจากโทรทัศน์แอนะล็อกภาคพื้นดิน

สำหรับการแพร่สัญญาณโทรทัศน์ทั้งในแบบแอนะล็อกและดิจิทัลใช้เทคโนโลยีการส่งออกอากาศผ่านระบบสายอากาศไปยังเครื่องรับโทรทัศน์ที่ใส่สายอากาศรับสัญญาณ แทนการใช้สายรับสัญญาณดาวเทียมหรือตัวเชื่อมต่อสัญญาณสายเคเบิล สายอากาศจึงเป็นองค์ประกอบหนึ่งที่มีความสำคัญในการเพิ่มประสิทธิภาพของสัญญาณหรือข้อมูลที่ต้องการสื่อสารออกไป

สายอากาศที่ใช้สำหรับแพร่สัญญาณวิทยุและโทรทัศน์ จำเป็นต้องตอบสนองครอบคลุมย่านความถี่ที่ต้องการ มีอัตราขยายสูง และคุณลักษณะการแผ่พลังงานในทิศทางที่ต้องการส่งสัญญาณ สายอากาศแถบกว้างแบบทิศทางเดียว จึงเหมาะกับลักษณะการใช้งาน โดยทั่วไปสายอากาศที่ใช่แพร่ (เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณโทรทัศน์ต้องการแบนด์วิดท์กว้างกว่าสายอากาศที่ใช่แพร่สัญญาณวิทยุ FM (Frequency modulation) ดังนั้นการออกแบบสายอากาศแพร่สัญญาณโทรทัศน์จึงค่อนข้างยุ่งยากกว่าสายอากาศแพร่สัญญาณวิทยุ FM

ในปี ค.ศ.1946 สายอากาศซูเปอร์เทิร์นสไตล'(Super-turnstile antenna) [7] ถูกออกแบบและพัฒนา นำมาใช้เช่นกันอย่างยาวนาน ซึ่งได้นำเอาลักษณะพิเศษของสายอากาศแบบปีกคางคาว (Batwing antenna) และสายอากาศแบบเทิร์นสไตล'(Turnstile antenna) รวมเข้าด้วยกัน โดยโครงสร้างแบบปีกคางคาวเป็นการนำเอาไดโพลขนาดความยาวตึงกัน มาใช้ร่วมกัน ซึ่งทำให้แบนด์วิดท์ของสายอากาศกว้างขึ้น สำหรับโครงสร้างแบบเทิร์นสไตล'เป็นการนำเอาไดโพลมาวางตั้งฉากกัน โดยใช้จุดกึ่งกลางร่วมกัน ซึ่งได้แบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง เพื่อนำมาใช้สำหรับแพร่สัญญาณวิทยุ FM และโทรทัศน์ย่าน VHF (Very high frequency)

นอกจากนั้น ยังมีการนำสายอากาศปีกคางคาวมาประยุกต์หรือดัดแปลงโดยใช้การป้อนอินพุตแบบสมดุล (Balance) เพื่อให้สายอากาศมีคุณสมบัติแถบกว้าง สำหรับใช้แพร่สัญญาณโทรทัศน์ความถี่ย่าน UHF [8, 9] ซึ่งรองรับความถี่ย่าน 300–700MHz โดยมีอัตราขยาย 2–3.7dBi และในรายงานวิจัย [10] สายอากาศปีกคางคาวแบบทิศทางเดียว รองรับความถี่ย่าน 470–770MHz โดยมีอัตราขยาย 10–12dBi

ในรายงานวิจัย [11] เป็นการวิจารณ์สายอากาศปีกคางคาวชนิดดัดแปลงใน [8–10] และ [12–13] ซึ่งใช้สำหรับให้บริการแพร่สัญญาณโทรทัศน์ในประเทศญี่ปุ่น ผู้เขียนชี้ให้เห็นว่าการใช้สนามจริงของสายอากาศ [8–10] จำเป็นต้องมีบาลูน (Balun) และวงจรแมตซ์ (Matching circuit) เพื่อทำการแมตซ์อิมพีแดนซ์ ดังนั้นจึงมีระบบการป้อนที่ซับซ้อน เป็นผลให้เกิดการสูญเสียจากการป้อนและมีค่าใช้จ่ายสูง จึงมีการนำเสนอสายอากาศปีกคางคาวชนิดดัดแปลง 4 องค์ประกอบ ในงานวิจัย [12–13] ที่ใช้การป้อนสัญญาณแบบไม่สมดุล (Un-balance) ซึ่งไม่ได้ใช้บาลูนและวงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์ ทำให้ได้ผลแบนด์วิดท์กว้างและอัตราขยายสูง ซึ่งรองรับความถี่ย่าน 400–600MHz มีอัตราขยาย 11–14dBi และความถี่ย่าน 400–680MHz มีอัตราขยาย 11.2–11.7dBd ตามลำดับ แต่เหมาะสมสำหรับใช้ในการแพร่สัญญาณโทรทัศน์ในประเทศญี่ปุ่นเท่านั้น ซึ่งทำงานในความถี่ย่าน UHF แบนด์ IV (470–770MHz)

สายอากาศโครงสร้างแบบใหม่ที่มีโพลารไรซ์แบบวงกลม ถูกพัฒนาขึ้นสำหรับเป็นสายอากาศบรอดแบนด์สำหรับแพร่สัญญาณ DVB-T [14] บนพื้นฐานโครงสร้างสายอากาศร่องเรียบแบบเส้นโคไซน์เอกซ์โพเนนเชียล (Vivaldi exponentially tapered slotline) แต่สายอากาศนี้รองรับความถี่ย่าน 470–750MHz เท่านั้น ซึ่งไม่ครอบคลุมตลอดความถี่ย่าน 470–862MHz และมีอัตราขยาย 5.4–10.4dB ซึ่งยังไม่เหมาะที่จะนำมาใช้สำหรับสายอากาศแพร่สัญญาณของสถานีโทรทัศน์ดิจิทัลภาคพื้นดิน

ในงานวิจัย [15] ได้นำเสนอสายอากาศสองซึ่งได้ปรับปรุงประสิทธิภาพสายอากาศ โดยการใส่ไดโพลทุกระยะแทนไดโพลทรงกระบอก ทำให้ได้ผล  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  ครอบคลุมความถี่ย่าน 470–862MHz โดยมีอัตราขยาย 11.2–12.3dBi แต่อย่างไรก็ตาม ผลที่ได้ล้าหลังมีระดับของโหลบข้างสูง

นอกจากนั้นในปัจจุบันยังมี สายอากาศบรอดแบนด์แบบแผง (Panel) ถูกนำมาใช้กันอย่างแพร่หลายเนื่องจากสามารถกำหนดการแผ่ลำคลื่นในทิศทางที่ต้องการและติดตั้งในแนวคานของเสา/จาน เหมือนกับการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง ดังนั้นระบบสายอากาศแบบแผงประกอบด้วยสายอากาศแผงเรียบจำนวนหลายตัวซึ่งถูกติดตั้งรอบหอคอย โดยมีระบบการป้อนที่เหมาะสม เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อให้การแผ่ลำคลื่นมีประสิทธิภาพตามที่ต้องการ สายอากาศแผงจะถูกวางเป็นระยะห่าง  $\lambda/4$  จากแผงตัวสะท้อน ซึ่งจะให้ผลโพลาไรซ์แนวอน มีโหลหลังลดลงและพลังงานถูกส่งตรงออกไป ทำให้ได้อัตราขยายสูง ความกว้างลำคลื่นแคบ [16] และสายอากาศแบบแผง บรอดแบนด์'ความถี่ย่าน UHF ได้ถูกนำมาใช้ในยุโรปและอเมริกา มากกว่า 30 ปี

ในปี ค.ศ. 2015 มีการพัฒนาสายอากาศที่ใช้แพร่สัญญาณสำหรับโทรทัศน์ดิจิทัลภาคพื้นดิน DVB-T2 [17] สายอากาศนี้ใช้เทคนิคการขยายแบนด์วิดท์โดยใช้ช่องว่างร่องยัด (Incision gap) ซึ่งสามารถรองรับความถี่ย่าน 450–1014MHz และมีอัตราขยาย 13.4–16.1dBi ตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ อย่างไรก็ตามสายอากาศนี้มีตัวสะท้อนขนาดใหญ่( ตัวแผ่พลังงานมีความยาวค่อนข้างมาก และระยะห่างระหว่างตัวแผ่พลังงานและตัวสะท้อน มากกว่า  $\lambda/4$  ซึ่งมีรูปสัณฐานค่อนข้างสูง

นอกจากนั้นในการวิจัยเพื่อออกแบบและพัฒนาใช้ในระบบสื่อสารไร้สายที่ต้องการแถบกว้างสายอากาศแถบกว้างมีความจำเป็นในการใช้งาน สายอากาศไดโพลเป็นอีกประเภทที่ได้รับความนิยมมากที่สุด ในการนำมาประยุกต์ใช้สนามต่าง ๆ เนื่องจากมีโครงสร้างไม่ซับซ้อน ง่ายในการสร้างต้นแบบ ตัวอย่างการนำไปประยุกต์ใช้ในสายอากาศทิศทางเดียวแบบต่างๆ โดม(สายอากาศโพลเดดไดโพลระนาบองค์ประกอบคู่ที่มีตัวสะท้อน ซึ่งรวมเอารูปทรงของโพลเดดไดโพลสตรีปคู่ระนาบร่วม [18] เพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ที่ใช้งานให้กว้างขึ้น ซึ่งรองรับความถี่ย่าน 1.15–3.3GHz โดยมีอัตราขยาย 8.2–11dB

สายอากาศบรอดแบนด์ระนาบ แบบใหม่สำหรับสถานีฐาน 2G/3G/LTE โดยมีโครงสร้างโพลเดดไดโพลคู่ ถูกคัปปลิงด้วยเส้นไมโครสตรีป วางเหนือตัวสะท้อน [19] ซึ่งมีโพลาริเซชัน  $\pm 45^\circ$  สามารถตอบสนองความถี่ย่าน 1.6–2.9GHz โดยมีอัตราขยาย 15–16dBi

สายอากาศบรอดแบนด์ไดโพลรูปตัว T ออกแบบบนแผ่นปริ้นซ์ ซึ่งได้รวมบาลันสำหรับแมตซ์' โดยการปรับตำแหน่งจุดป้อนของบาลัน และนำมาต่อแถวลำดับ 8 องค์ประกอบ โดยป้อนผ่านโครงข่ายของตัวแยกสัญญาณ [20] สามารถตอบสนองความถี่ย่าน 1.7–2.5GHz และมีอัตราขยาย 15–16dBi

ในรายงานวิจัย [21] เป็นการวิเคราะห์สายอากาศโครงสร้างไดโพล 2 แบบ คือไดโพลบนระนาบกราวด์แบบไม่มีช่องแถบวงแม่เหล็กไฟฟคะและไดโพลรูปเพชรแบบช่องแถบวงแม่เหล็กไฟฟคะ (Electromagnetic bandgap) ซึ่งสามารถตอบสนองความถี่ย่าน 4.5–12.2GHz โดยมีอัตราขยาย  $>7\text{dBi}$

สายอากาศไดโพลที่มีตัวสะท้อนแบบลูกฟูก (Finite periodically corrugated reflector) สายอากาศปริ้นซ์ไดโพลที่มีตัวสะท้อนแบบลูกฟูกสำหรับใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่งยวด (Ultra-wideband) [22] ซึ่งสามารถตอบสนองความถี่ย่าน 2.75–8.35GHz โดยมีอัตราขยาย  $>6\text{dB}$  ตลอดความถี่ย่าน 2.75–6GHz

สายอากาศบรอดแบนด์ที่ใช้ไดโพลหลายตัวที่มีความกว้างลำคลื่นคงที่ประกอบด้วยไดโพลแบบยาว 2 ตัว และไดโพลแบบสั้น 2 ตัว วางเหนือตัวสะท้อนแบบผนังตั้งฉากทั้ง 2 ข้าง [23] ซึ่งสายอากาศที่นำเสนอนี้ รองรับความถี่ย่าน 1.55–2.87GHz โดยมีอัตราขยาย 8.4–9.6dBi

สายอากาศสี่เหลี่ยมจัตุรัส 4 สอดชนิดดัดแปลงแบบทิศทางเดียวสำหรับความถี่กว้างยิ่งยวด [24] ซึ่งประกอบด้วยตัวแผ่พลังงานแบบบ่วงและแพทช์พาราซิติคที่มีการตัด โดยใช้ไมโครสตรีปและเส้นสตรีปเป็นเหมือนการไขว้กันที่ป้อนให้กับตัวแผ่พลังงานแบบบ่วง ซึ่งมีตัวสะท้อนแบบโพรง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ใดๆ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สี่เหลี่ยมจัตุรัสทำให้เกิดการแผ่พลังงานแบบทิศทางเดียว และสามารถตอบสนองความถี่ย่าน 2.68–8.44GHz โดยมีอัตราขยาย 6.9–11.3dBi

ในรายงานวิจัย [25] ผู้วิจัยได้นำเสนอสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม โดยใช้เส้นสตริปในการปรับจูนสลับ ซึ่งสายอากาศวางเหนือตัวสะท้อนแบบต่างๆ ให้ผลแถบกว้างมีความกว้างลาคี่นคั้งที่ สายอากาศที่นำเสนอนี้ตอบสนองความถี่ย่าน 1.50–3.25GHz และมีอัตราขยาย 5–7dBi

จากรายงานวิจัย [18–25] สายอากาศทิศทางเดียวเหล่านี้ ถูกออกแบบบนวัสดุฐานรองไดอิเล็กทริก สำหรับการใส่ส่วนที่ต้งการแบนด์วิดท์ทวงและแบนด์วิดท์ทวงยั้งยวด นอกจากนั้นได้มีการวิเคราะห์ เทคนิคการขยายแบนด์วิดท์ของสายอากาศบรอดแบนด์และสายอากาศแถบกว้างแบบต่งๆ ในงานวิจัย [26–28] แสดงสายอากาศบรอดแบนด์ไมโครสตริป ที่ใช้เรโซเนเตอร์แบบมีการคัปปลิ่งเพื่อปรับปรุงแบนด์วิดท์ ซึ่งในงานวิจัย [26] ได้นำเสนอเรโซเนเตอร์แบบช่องเปิดคัปเปิล (Gap-coupled) ไปยังขอบแผ่พลังงาน (Radiating edge) ซึ่งให้ผลตอบสนองความถี่ย่าน 3.12–3.45GHz และในงานวิจัย [27] สายอากาศ NEGCOMA (Nonradiating edges gap-coupled microstrip antennas) ใช้ช่องเปิดคัปเปิลตามแนวขอบไม่แผ่กระจายและสายอากาศ FEGCOMA (Four edges gap-coupled microstrip antennas) ซึ่งใช้ช่องเปิดคัปเปิลบริเวณขอบทั้งสี่ด้านของแพทช์สี่เหลี่ยมผืนผ้า ซึ่งสายอากาศเหล่านี้มีแบนด์วิดท์เพียง 10%, 15.4% และ 25.8% ตามลำดับ

ในงานวิจัย [28] สายอากาศไมโครสตริปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบต่งๆ ได้ใช้สลิปรีดคัปเปิล (การใช้ช่องเปิดร่วมกับการเชื่อมต่อโดยตรง) ซึ่งให้ผลที่มีการเปลี่ยนแปลงไม่มากนัก สำหรับสายอากาศไมโครสตริปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ได้นำเสนอให้ผลแบนด์วิดท์ทวงกว้างกว่าสายอากาศไมโครสตริปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบเดิม แต่ผลแบนด์วิดท์ที่ได้มีค่าเพียง 3.4–5%

ในงานวิจัย [29] ผู้วิจัยใช้การลัดวงจรสตริปคู่แบบสมดุลทั้งสองขงตามแนวตัวแผ่พลังงานช่องเปิด ใกล้สุดันลที่มีการกระจายสนามไฟฟทของเรโซแนนซ์โหมดอันดับคี่ที่สอง ซึ่งทำให้เรโซแนนซ์สองโหมดจะถูกกระตุ้นในตัวแผ่พลังงานช่องเปิดเดี่ยว และตัวแผ่พลังงานช่องเปิดทั้งสองใช้สำหรับในการแผ่พลังงานย่านความกว้าง โดยมีเส้นสตริปคู่ทำให้โหมดหลักครึ่งความยาวคลื่น ค่อยๆเลื่อนไปยังโหมด สามส่วนของครึ่งความยาวคลื่น ส่งผลให้การแผ่พลังงานมีแบนด์วิดท์ทวงด้วยสองเรโซแนนซ์รองรับความถี่ย่าน 3.25–4.75GHz ซึ่งมีผลแบนด์วิดท์ 37.6% โดยมีอัตราขยาย 4–6.5dBi เมื่อช่องเปิดแคบมีอัตราส่วนความยาวต่อความกว้าง (Length-to-width ratio: LWR) เพิ่มขึ้นจนถึง 42.00

นอกจากนั้นยังมีการขยายแบนด์วิดท์โดยใช้ช่องเปิดรูปตัว U (U-shape slot) [30–32] บนแพทช์รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า [30] แพทช์วงกลม [31] และ แพทช์รูปสามเหลี่ยม [32] ซึ่งให้ผลของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ 10–40 % , 24% และ 18 % ตามลำดับ

สายอากาศในรายงานวิจัย [33] ได้นำเสนอการปรับปรุงแบนด์วิดท์ ด้วยเรโซเนเตอร์ LC แบบขนานในโครงสร้างที่ป้อนให้แพทช์สายอากาศ ซึ่งผลที่ได้/สามารถปรับปรุงอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ให้เพิ่มขึ้นจาก 3.2% เป็น 6.9%

ในรายงานวิจัย [34] สายอากาศแถบกว้างที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน ได้นำเสนอวงจร LC แบบกระจาย (Distributed LC circuit) ซึ่งถูกวางอยู่บริเวณด้านหลังไปยังแพทช์รูปตัว E (E-shape) ที่อยู่อีกด้าน โดยใช้พารามิเตอร์ขนาดเล็กของสายอากาศที่มีคี่เหนี่ยวนำเพิ่มขึ้น ส่งผลให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ขึ้นใหม่(ที่มีค่าใกล้เคียงกับเรโซแนนซ์ที่เกิดจากแพทช์รูปตัว E ทำให้ได้ผลแบนด์วิดท์ 9% (VSWR<2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศแบบใหม่ในรายงานวิจัย [35] ถูกออกแบบให้มีโครงสร้างแพทช์คู่ ที่มีตัวคัปปลิ่งแบบวงแหวนรูปตัว U และด้านหลังมีระนาบกรวดพร้อมด้วยเส้นสตริปรูปตัว T หัวกลับและเส้นสตริปรูปตัว T คู่ ซึ่งให้ผลแบนด์วิดท์ >135% รองรับความถี่ย่าน 2.81–15.12GHz

ในรายงาน [36] สายอากาศโมโนโพลที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม (Coplanar waveguide) ซึ่งขอความถี่ดันท่ำกำหนด โดยแพทช์สี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ทำมุมฉากและระนาบกรวดที่ขยายออกไป และขอความถี่ด้านสูงเพิ่มขึ้นโดยการทำมุมฉากของระนาบกรวดใกล้บริเวณจุดป้อน ซึ่งให้ผลตอบสนองความถี่ย่าน 2.7–12GHz และมีอัตราขยาย 2.7–5dBi

อย่างไรก็ตาม การออกแบบสายอากาศใน [33–36] ยังต้องคำนึงถึงวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสียเนื่องจากไดอิเล็กตริก ซึ่งไม่เหมาะกับงานที่ต้องรองรับกำลังงานสูง โดยเฉพาะอย่างยิ่งการใช้งานในโหมดสายอากาศที่ใช้แพร่สัญญาณสำหรับสถานีโทรทัศน์ดิจิทัลภาคพื้นดิน

จากข้อมูลในรายงานวิจัยที่กล่าวมาข้างต้น สามารถรวบรวมและสรุปคุณลักษณะของสายอากาศที่ใช้แพร่สัญญาณวิทยุและโทรทัศน์ รวมถึงสายอากาศแถบกว้างและแถบกว้างยิ่งยวด ดังตารางที่ 1.1

ตารางที่ 1.1 สรุปคุณลักษณะสายอากาศของงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	โครงสร้างสายอากาศ	ช่วงกว้างความถี่ (MHz)	แบบรูปการแผ่พลังงาน	รายละเอียด
[7]	ปีกคางคาว	88–108, 174–230	รอบทิศทาง	รองรับกำลังงานสูง, ใช้งาน FM: 88–108MHz, VHF TV: 174–230MHz ซึ่งยังไม่ครอบคลุมความถี่ย่าน 470 – 862MHz
[8]	ปีกคางคาว	300–700	รอบทิศทาง	จำเป็นต้องมีบาลันและวงจรแมตซ์ เพื่อทำการแมตซ์อิมพีแดนซ์มีระบบการป้อนที่ซับซ้อน เป็นผลให้เกิดการสูญเสียจากการป้อนและมีค่าใช้จ่ายสูง, รองรับกำลังงานสูง, ไม่ครอบคลุมความถี่ย่าน 470–862MHz
[9]	ปีกคางคาว	300–700	รอบทิศทาง	
[10]	ปีกคางคาว	470–770	ทิศทางเดียว	
[12]	ปีกคางคาว	400–600	ทิศทางเดียว	ใช้การป้อนสัญญาณแบบไม่สมดุล ซึ่งไม่ได้ใช้บาลันและวงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์ ทำให้ได้ผลแบนด์วิดท์กว้างและอัตราขยายสูง, รองรับกำลังงานสูง, ไม่ครอบคลุมความถี่ย่าน 470–862MHz
[13]	ปีกคางคาว	400–680	รอบทิศทาง	
[14]	ร่องเรียวแบบเส้นโค้งเอกซ์โพเนนเชียล	470–750	ทิศทางเดียว	รองรับกำลังงานสูง, ไม่ครอบคลุมความถี่ย่าน 470–862MHz
[15]	ไดโพลทู่กระจาย	470–862	ทิศทางเดียว	รองรับกำลังงานสูง และมีระดับโวลทิจสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1.1 (ต่อ)

งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	โครงสร้างสายอากาศ	ช่วงกว้างความถี่ (MHz)	แบบรูปการแผ่พลังงาน	รายละเอียด
[17]	ไดโพลหุกระต่าย Intersect ที่มีช่องว่างรอยตัด	450–1014	ทิศทางเดียว	รองรับกำลังงานสูง, ตัวสะท้อนขนาดใหญ่( ตัวแผ่พลังงานมีความยาวค่อนข้างมาก และระยะห่างระหว่างตัวแผ่พลังงานและตัวสะท้อนค่อนข้างมากทำให้มีรูปสัญญาณค่อนข้างสูง
[18]	โพลเดคไดโพลสตริปคู่ ระนาบร่วม	1.15–3.30	ทิศทางเดียว	
[19]	โพลเดคไดโพลคู่ซึ่งถูกคัปปลิ่งด้วยเส้นไมโครสตริป วางเหนือตัวสะท้อน	1.60–2.90	ทิศทางเดียว	
[20]	ไดโพลที่โคจรรวมบาลันสำหรับแมตซ์โดยการปรับตำแหน่งจุดป้อนของบาลัน	1.70–2.50	ทิศทางเดียว	
[21]	ไดโพล 2 แบบ ถูกวิเคราะห์ด้วยไดโพลรูปเพชรและไดโพลแท่งแบบเปิดบนระนาบกราวด์และแบบช่องแฉกวงแม่เหล็กไฟฟ้า	4.60–6.60	ทิศทางเดียว	
[22]	ไดโพลที่มีตัวสะท้อนแบบลูกฟูก	2.75–8.35	ทิศทางเดียว	สายอากาศสำหรับมาใช้สำหรับความถี่แถบกว้างและแถบกว้างยิ่งยวด และออกแบบบนวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก ซึ่งมีการสูญเสียเนื่องจากไดอิเล็กตริก ไม่เหมาะกับการทำงานที่ต่อรองรับกำลังงานสูง
[23]	ไดโพลหลายตัวที่มีความกว้างลำคลื่นคกที่ประกอบด้วยไดโพลแบบยาว 2 ตัว ไดโพลแบบสั้น 2 ตัว โดยมีตัวสะท้อนแบบผนังตั้งฉากทั้ง 2 ข้าง	1.55–2.87	ทิศทางเดียว	
[24]	บ่วงและแพทช์พาราซีติกที่มีการตัด โดยใช้ไมโครสตริปและเสกสตริปเป็นเหมือนการใช้บาลันที่ป้อนให้กับบ่วง	2.67–8.44	ทิศทางเดียว	
[25]	ช่องเปิดที่ปัดนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม โดยใช้/เสกสตริปในการปรับจูนสลับซึ่งสายอากาศวางเหนือตัวสะท้อนแบบต่างๆ	1.50–3.25	ทิศทางเดียว	
[26]	ไมโครสตริปที่ไซรโซเนเตอร์แบบช่องเปิดคัปเปิล	3.12–3.45	ทิศทางเดียว	
[27]	ช่องเปิดคัปเปิลที่ขอบไม่แผ่พลังงานและขอบทั้งสี่ท่นของแพทช์สี่เหลี่ยมผืนผ้า	2.87–3.35, 2.75–3.57	ทิศทางเดียว	

ตารางที่ 1.1 (ต่อ)

งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	โครงสร้างสายอากาศ	ช่วงกว้างความถี่ (GHz)	แบบรูปการแผ่พลังงาน	รายละเอียด
[28]	ไมโครสตริปสี่เหลี่ยมผืนผ้า/ไฮบริดคัปเปิล	0.660–0.694	ทิศทางเดียว	สายอากาศสำหรับมาใช้สำหรับความถี่แถบกว้างและแถบกว้างยิ่งยวด และออกแบบบนวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก ซึ่งมีการสูญเสียเนื่องจากไดอิเล็กตริก ไม่เหมาะกับการใช้งานที่ต้องรองรับกำลังงานสูง
[29]	การลัดวงจรสตริปคู่แบบสมดุลงทั้งสองข้างตามแนวช่องเปิด	3.25–4.75	รอบทิศทาง	
[30]	แพทช์รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีร่องตัดรูปตัว U	0.812–1.282	ทิศทางเดียว	
[31]	แพทช์รูปวงกลมที่มีร่องตัดรูปตัว U	3.77–4.78	ทิศทางเดียว	
[32]	แพทช์รูปสามเหลี่ยมที่มีร่องตัดรูปตัว U	1.557–1.861	ทิศทางเดียว	
[33]	แพทช์รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยเรโซเนเตอร์ LC แบบขนาน	1.74–1.87	ทิศทางเดียว	
[34]	ไมโครสตริปแพทช์รูปตัว E ที่ป้อนด้วยวงจรร LC แบบกระจาย	0.82–0.90	ทิศทางเดียว	
[35]	แพทช์คู่ที่มีตัวคัปปลิงแบบวงแหวนรูปตัว U และระนาบกราวด์พร้อมด้วยเส้นรูปตัว T หัวกลับและเส้นรูปตัว T คู่	2.81–15.12	รอบทิศทาง	
[36]	แพทช์สี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ทำมุมบากและระนาบกราวด์ที่ขยายออกไป และขอบความถี่ด้านสูงเพิ่มขึ้นโดยการทำมุมบากของระนาบกราวด์ใกล้บริเวณจุดป้อน	2.7–12	รอบทิศทาง	

จากงานวิจัยที่เกี่ยวข้องที่กล่าวมา สายอากาศที่ไซไฟเซอร์สัญญาณวิทยุและโทรทัศน์ สำหรับกิจการการแพร่สัญญาณภาพและเสียงของวิทยุและโทรทัศน์ สายอากาศซูเปอร์เทรินสโตลและสายอากาศปีกคางควาเป็นอีกชนิด ซึ่งใช้ในญี่ปุ่น อเมริกาและและยุโรป มานานกว่า 30 ปี และยังมีสายอากาศร่องเรียวแบบเส้นโคสเอกซโพเนนเชียล สายอากาศไดโพลหุกระต๋ย ที่ได้นำเสนอเพื่อนำมาใช้ในการแพร่สัญญาณโทรทัศน์ อย่างไรก็ตามการสื่อสารแถบกว้าง จำเป็นต้องใช้สายอากาศที่ตอบสนองต่อย่านความถี่แถบกว้างดลย จากข้อมูลในงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง มีการนำเสนอเทคนิคการขยายแบนด์วิดท์ของสายอากาศแถบกว้างและแถบกว้างยิ่งยวด โดยมีโครงสร้างหลายแบบเพื่อใ้เหมาะกับการใช้สำหรับที่ต้องการ จึงสมมุติฐานได้(ช่องเปิดคัปเปิลสามารถดลยขยายแบนด์วิดท์ของสายอากาศใด/หากมีขนาดและอยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสม ซึ่งจะทำให้เกิดการคัปปลิงระหว่างตัวนำสองตัวที่มีระยะห่างของช่องเปิดที่เหมาะสม สามารถทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการได้/

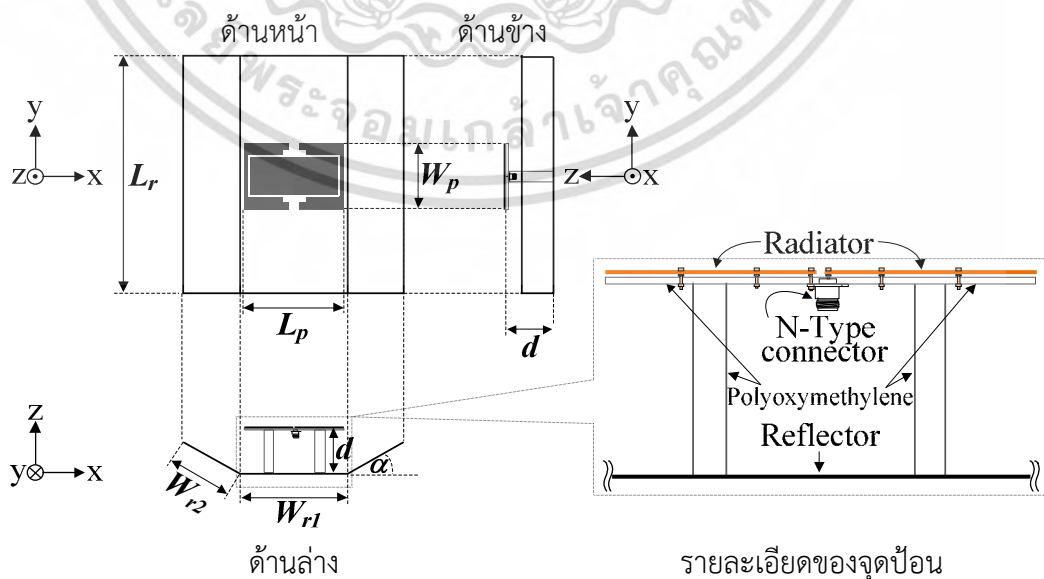
สำหรับสายอากาศที่ไซไฟเซอร์สัญญาณโทรทัศน์ดิจิตอลภาคพื้นดิน จำเป็นต้องมีอัตราขยายที่เพียงพอหรืออัตราขยายสูง ครอบคลุมย่านความถี่ปฏิบัติการและมีคุณลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ครอบคลุมพื้นที่ให้บริการอย่างครบถ้วน โดยทั่วไปสายอากาศที่ใช้นำพลังงาน นิยมออกแบบให้มีโครงสร้างแบบแถวลำดับและมีคุณลักษณะการแผ่พลังงานแบบทิศทางเดียวที่มีอัตราขยายสูง

สำหรับสถานีแพร่สัญญาณโทรทัศน์ยังนิยมนำสายอากาศแถวลำดับแต่ละชุดมาติดตั้งใช้งานร่วมกันในแบบรอบทิศทางเพื่อให้เกิดการแพร่สัญญาณโทรทัศน์ดิจิตอลครอบคลุมพื้นที่ให้บริการ นอกจากนั้นสายอากาศยังต้องมีโครงสร้างไม่ซับซ้อน ซึ่งมีอยู่หลายประเภทด้วยกัน ได้แก่ (สายอากาศแบบไอโซทรอปิก สายอากาศปากแตร และสายอากาศโคไซน์ยกกำลังต่าง ๆ สายอากาศไดโพลก็เป็นอีกประเภทที่มีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน สามารถดัดแปลงได้ง่าย นิยมนำมาประยุกต์ใช้ในงานสื่อสารไร้สายอย่างหลากหลาย ข้อเสียคือ มีแบนด์วิดท์แคบและอัตราขยายค่อนข้างต่ำ ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เลือกโครงสร้างสายอากาศไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบ มาพัฒนาออกแบบใช้งาน

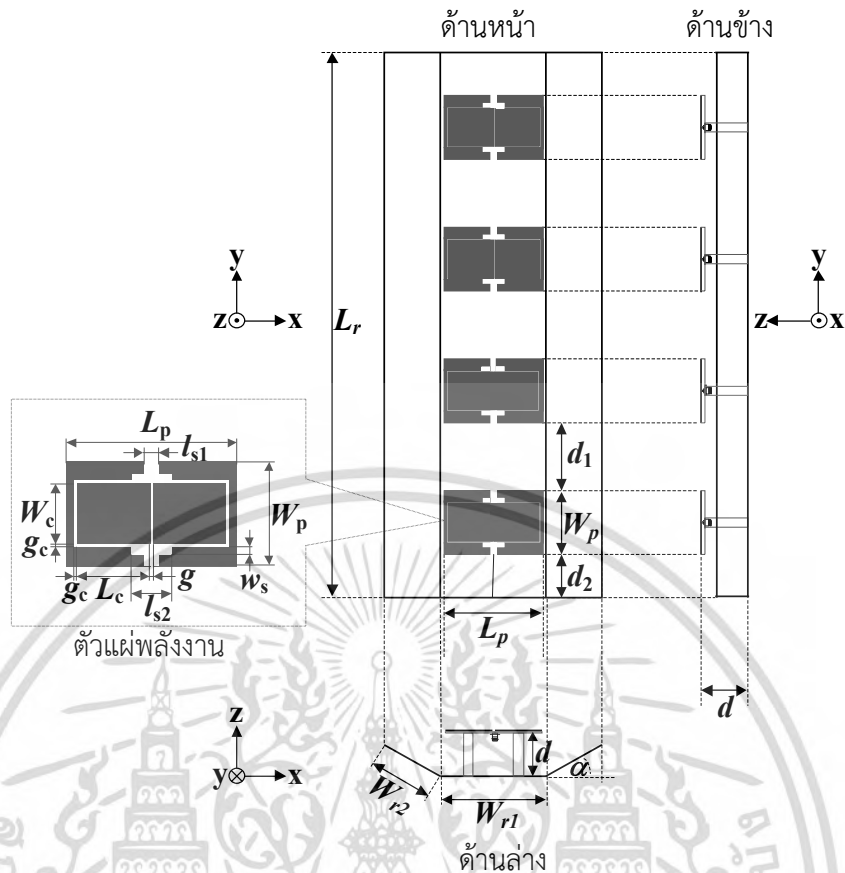
จากความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอสายอากาศบรอดแบนด์แถวลำดับไดโพลระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่ ซึ่งมีคุณลักษณะการแผ่พลังงานแบบทิศทางเดียวสำหรับการแพร่สัญญาณโทรทัศน์ดิจิตอลภาคพื้นดิน โดยมีโครงสร้างตัวแผ่พลังงานของสายอากาศที่ไม่ซับซ้อน ง่ายในการออกแบบ ตอบสนองครอบคลุมความถี่ปฏิบัติการย่านโทรทัศน์ดิจิตอล (470–862MHz) โดยพัฒนาจากโครงสร้างตัวแผ่พลังงานไดโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบ และใช้เทคนิคการเพิ่มแบนด์วิดท์ ด้วยการทำองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่บนไดโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบ เพื่อกระตุ้นให้เกิดการคับปลิงระหว่างตัวแผ่พลังงานไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบและองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่ ส่งผลให้เกิดเรโซแนนซ์ 2 ค่าความถี่ที่อยู่ในช่วงความถี่ปฏิบัติการ จนเกิดความต่อเนื่องของแถบความถี่ ทำให้ได้ผลแบนด์วิดท์กว้างขึ้น ครอบคลุมตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการที่ต้องการ

สายอากาศที่นำเสนอนี้ประกอบด้วย โครงสร้างไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่ 4 องค์ประกอบ จัดวางแบบแถวลำดับตามแนวตั้งในระนาบสนามแม่เหล็ก ซึ่งวางเหนือตัวสะท้อนแบบมุมพับที่ขอบทั้ง 2 ข้าง โดยมีระยะห่าง  $\lambda/4$  เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุดในการแผ่พลังงานแบบทิศทางเดียว โครงสร้างของสายอากาศองค์ประกอบและสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ แสดงดังรูปที่ 1.1 และ 1.2 ตามลำดับ



รูปที่ 1.1 โครงสร้างสายอากาศองค์ประกอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้เอาต์หน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.2 โครงสร้างสายอากาศแถวลำดับที่หน้าเสนอ

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาเทคนิคการเพิ่มแบนด์วิดท์โดยใช้องค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่บนตัวแผ่พลังงานไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบซึ่งวางเหนือตัวสะท้อน

1.2.2 เพื่อศึกษาพารามิเตอร์ ออกแบบ สร้างและทดสอบคุณลักษณะ สายอากาศบรอดแบนด์แถวลำดับไดโพลระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่ สำหรับการแพร่สัญญาณโทรศัพท์เคลื่อนที่ดิจิตอลภาคพื้นดินความถี่ UHF ย่าน 470-862MHz

## 1.3 สมมุติฐานของการวิจัย

การทำช่องว่างบนตัวแผ่พลังงานแบบระนาบ สามารถช่วยเพิ่มหรือขยายแบนด์วิดท์ของสายอากาศใด/หากมีรูปทรง ขนาดและอยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสม ซึ่งจะกระตุ้นให้เกิดการคับปลิงระหว่างตัวนำ ส่งผลให้เกิดเรโซแนนซ์ 2 ค่าความถี่ บนย่านความถี่ปฏิบัติที่ต้องการ จนเกิดความต่อเนื่องของแถบความถี่และทำให้เกิดการขยายแบนด์วิดท์ที่กว้างขึ้น ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้ จึงได้ใช้การทำร่องตัดบนตัวแผ่พลังงานไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบ ซึ่งทำให้เกิดองค์ประกอบร่องตัดพาราซิติก รูปตัว C แบบคู่บนตัวแผ่พลังงานไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบ เพื่อกระตุ้นให้เกิดการคับปลิงระหว่างตัวแผ่พลังงานไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบและองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่ ในการขยายแบนด์วิดท์ให้ครอบคลุมย่านความถี่โทรศัพท์เคลื่อนที่ดิจิตอล 470-862MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1.4 ขอบเขตของการวิจัย

1.4.1 การจำลองแบบ การศึกษาพารามิเตอร์  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  และคุณลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานและอัตราขยาย ได้ใช้ซอฟต์แวร์ CST Microwave studio

1.4.2 ออกแบบและสร้างต้นแบบสายอากาศที่นำเสนอ

1.4.3 ทดสอบพารามิเตอร์  $|S_{11}|$  และคุณลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงาน ในสภาพแวดล้อมจริง

1.4.4 จำลองคุณลักษณะกำลังงานที่แผ่กระจาย เมื่อใช้เสาโดมหรือฝาครอบ สำหรับสายอากาศที่นำเสนอ

1.4.5 วิเคราะห์และสรุปผล โดยเปรียบเทียบผลจำลองและทดสอบของสายอากาศที่นำเสนอ

## 1.5 การดำเนินการวิจัย

1.5.1 แนวทางการดำเนินการวิจัย

1.5.1.1 ศึกษาทฤษฎีและสำรวจงานที่วิจัยที่เกี่ยวข้อง

1.5.1.2 ศึกษาพารามิเตอร์และออกแบบตัวแผ่พลังงาน สายอากาศองค์ประกอบ

1.5.1.3 ศึกษาพารามิเตอร์และออกแบบสายอากาศแถวลำดับ

1.5.1.4 สร้างและทดสอบคุณลักษณะสายอากาศองค์ประกอบและสายอากาศแถวลำดับในสภาพแวดล้อมจริง

1.5.1.5 วิเคราะห์และสรุปผลการวิจัย

1.5.2 สถานที่ทำวิจัย

1.5.2.1 หอปฏิบัติการวิจัยสายอากาศและการประยุกต์แม่เหล็กไฟฟ้าภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

1.5.2.2 หอปฏิบัติการสื่อสารไมโครเวฟ สาขาวิชาครุศาสตร์อุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน วิทยาเขตขอนแก่น

1.5.3 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

1.5.3.1 ซอฟต์แวร์ CST Microwave studio

1.5.3.2 เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย (Network analyzer) Rohde&Schwarz รุ่น : ZVL

1.5.3.3 เครื่องวิเคราะห์สัญญาณวิทยุ (Field fox RF analyzer) Agilent รุ่น : N9912A

1.5.3.4 เครื่องกำเนิดสัญญาณ (Signal generator) Agilent รุ่น : E4421B

1.5.3.5 ชุดควบคุมการทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน

1.5.3.6 เครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (Laptop)

1.5.4 การเก็บรวบรวมข้อมูล

1.5.4.1 เก็บรวบรวมข้อมูลของสายอากาศจากการสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

1.5.4.2 เก็บข้อมูลผลจำลองของคุณลักษณะสายอากาศแบบเปรียบเทียบกับผลทดสอบสายอากาศต้นแบบ

1.5.5 การวิเคราะห์ข้อมูล

วิเคราะห์ข้อมูลโดยการเปรียบเทียบระหว่างผลจำลองคุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับ ไดโพลระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่ ที่โดเมนซอฟต์แวร์ CST Microwave studio

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และผลทดสอบสายอากาศแบบ ไดโปก(พารามิเตอร์ |S<sub>11</sub>|) แบบรูปการแผ่พลังงาน ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง อัตราส(บนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลังและอัตราขยาย

## 1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.6.1 ไขทศนคการขยายแบนดวคทโดยใชงคประกอบร่งต้รูปตัวC แบบคู้ ไปประกยุคทไซ/สํหรับการเพิ่มหรือขยายแบนดวคทใหกับสายอากาศแบบระนาบที่มีตัวสะท้อน ซึ่งใชขากาศเป็นไดอิล็กตริก

1.6.2 ได้ต้นแบบสายอากาศ เพื่อใช้สำหรับงานแพร่สัญญาณโทรทัศน์ดิจิตอลภาคพื้นดิน ความถี่ UHF ย่าน 470–862MHz

1.6.3 ไขป็นแนวทางการวิจัยและประกยุคทไซในการเพิ่มหรือขยายแบนดวคท'สํหรับสายอากาศแบบระนาบแกบกว้างต่อไป

## 1.7 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์

ส่นประกอบของวิทยานิพนธ์นี้ แบ่งออกเป็น 6 บท เนื้อหาในแต่ละบทได้กล่าวถึงรายละเอียด ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา กล่าวถึง ความเป็นมา ตลอดจนงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง รวมถึงปัญหาที่พบ วัตถุประสงค์ของการวิจัย สมมุติฐานของการวิจัย ขอบเขตของการวิจัย การดำเนินการวิจัย และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว

บทที่ 2 กล่าวถึง ตัวแผ่พลังงานไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบที่มีองค์ประกอบรูปตัว C แบบคู้ โดยประกอบด้วย ไดโพลทรงกระบอกและไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบ รวมถึงทฤษฎีและการคำนวณเพื่อใช้ในการหาขนาดของตัวแผ่พลังงานสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เหมาะสม และการจำลองผลคุณลักษณะของตัวแผ่พลังงาน ได้แก่ พารามิเตอร์ |S<sub>11</sub>| อินพุตอิมพีแดนซ์ การกระจายกระแสเชิงผิวสำหรับสายอากาศไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบ รวมถึงการนำหลักการองค์ประกอบรูปตัว C ไปประกยุคทไซบนตัวแผ่พลังงานวงกลม วงรี ห้าเหลี่ยมแบบระนาบ และการสรุปผลท้ายบท

บทที่ 3 กล่าวถึงสายอากาศตัวสะท้อนซึ่งเป็นสายอากาศองค์ประกอบเดียว รวมถึงทฤษฎีภาพเสมือนและสายอากาศตัวสะท้อนไดโพลแวนอน โดยสายอากาศองค์ประกอบมีเนื้อหาประกอบด้วย สายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนแบบแบนเรียบ และสายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนแบบมุมพับ ซึ่งจะไดศึกษาพารามิเตอร์ ไดโปก(พารามิเตอร์ |S<sub>11</sub>|) แบบรูปการแผ่พลังงาน อัตราขยาย และสุดท้ายเป็นการสรุปรายละเอียดท้ายบท

บทที่ 4 แสดงรายละเอียดของสายอากาศบรอดแบนดแลวลำดับไดโพลระนาบที่มีองค์ประกอบรูปตัว C แบบคู้ รวมถึงทฤษฎีแลวลำดับที่เกี่ยวข้อง โดยนำพารามิเตอร์ที่ได้จากสายอากาศองค์ประกอบเดียวที่นำเสนอ นำมาจัดวางแลวลำดับในแนวตั้ง จำนวน 4 องค์ประกอบ ซึ่งเป็นการศึกษาและวิเคราะห์พารามิเตอร์ คุณลักษณะต่างๆของสายอากาศแลวลำดับที่นำเสนอ ดวยซอฟต์แวร์ CST Microwave studio นอกจากนั้นได้จำลองกำลังงานที่รองรับได้และโครงสร้างราโดมหรือฝาครอบของสายอากาศแลวลำดับที่นำเสนอ เพื่อใช้สำหรับป้องกันความเสียหายที่เกิดจากสภาพแวดล้อมโดยรอบของสายอากาศและในท้ายบทเป็นการสรุปรายละเอียดของเนื้อหาที่สำคัญของสายอากาศที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 เป็นการทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศองค์ประกอบและสายอากาศแถวลำดับที่  
นำเสนอ เพื่อยืนยันความถูกต้องผลการศึกษาพารามิเตอร์ ไดเฟก(พารามิเตอร์ |S<sub>11</sub>|) คุณลักษณะการ  
แผ่พลังงาน ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง อัตราขยาย และสุดท้ายเป็นการสรุปรายละเอียดท้ายบท

บทที่ 6 เป็นการสรุปรายละเอียดของวิทยานิพนธ์' รวมถึงขอเสนอแนะและแนวทางการ  
พัฒนางานวิจัยในอนาคต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

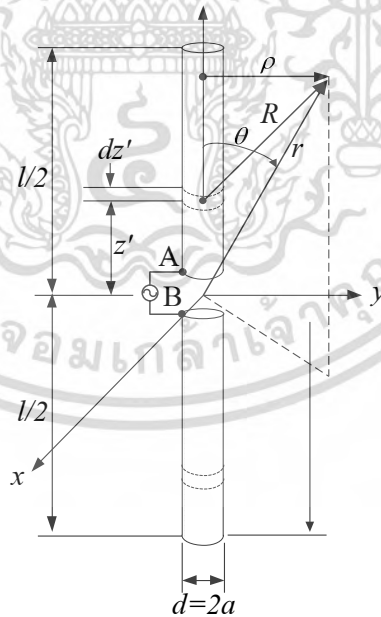
## บทที่ 2

# ตัวแผ่พลังงานไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบที่มีองค์ประกอบร่อง ตัดรูปตัว C แบบคู่

บทนี้กล่าวถึงทฤษฎีและการคำนวณเกี่ยวกับสายอากาศไดโพล เพื่อใช้ในการหาขนาดของตัวแผ่พลังงานสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เหมาะสม สำหรับสายอากาศองค์ประกอบเดี่ยวไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบระนาบ โดยเริ่มจากการแปลงรูปทรงตัวแผ่พลังงานไดโพลทรงกระบอกเป็นไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบระนาบ จากนั้นพิจารณาเลือกขนาดของไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เหมาะสม สำหรับนำไปออกแบบสายอากาศองค์ประกอบเดี่ยวไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่ สำหรับในการศึกษาพารามิเตอร์ของตัวแผ่พลังงานไดโพลด้วยซอฟต์แวร์ CST Microwave Studio [37] ในการจำลองผลคุณลักษณะของตัวแผ่พลังงาน ไดโพล พารามิเตอร์  $|S_{11}|$  อินพุตอิมพีแดนซ์และการกระจายกระแสเชิงผิว

### 2.1 ไดโพลทรงกระบอกและไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบ

สายอากาศไดโพลถือได้ว่าเป็นสายอากาศพื้นฐานโดยทั่วไปจะหมายถึงสายอากาศไดโพลแบบครึ่งความยาวคลื่น (Half-wave dipole) โดยมีโครงสร้างไดโพลทรงกระบอก ประกอบด้วยสายลวดสองเส้นที่มีความยาว  $L$  วางเป็นแนวเส้นตรง โดยมีจุดบ่อนสัญญาณตรงกึ่งกลางของไดโพล [38] ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 สายอากาศไดโพลทรงกระบอก [38]

ในการวิเคราะห์คุณลักษณะการแผ่พลังงานของไดโพลที่มีขนาดความยาวต่างๆ เพื่อลดความซับซ้อนทางคณิตศาสตร์ จะสมมติให้สายผ่านศูนย์กลางของสายลวดมีขนาดบางมากๆ (เชิงใกล้ศูนย์) (Ideally zero) การประมาณค่านี้จะดี กับการประมาณค่าที่เล็กมากๆเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น การ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ลงนามไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่เชิงพาณิชย์ การ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระจายกระแส สำหรับไดโพลที่บางมากๆ (ในทางอุดมคติ (Ideal dipole) ขนาดเสียนผ่านศูนย์กลาง เป็นศูนย์) สามารถเขียนสมการการประมาณค่าการกระจายกระแสได้ดังสมการ (3.1)

$$I_e(x'=0, y'=0, z') = \begin{cases} \hat{a}_z I_0 \sin \left[ k \left( \frac{l}{2} - z' \right) \right], & 0 \leq z' \leq l/2 \\ \hat{a}_z I_0 \sin \left[ k \left( \frac{l}{2} + z' \right) \right], & -l/2 \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

เมื่อ  $I_0$  คือค่าคงที่,  $k$  คือ ค่าคงที่เฟสในอากาศ

สายอากาศไดโพลที่นิยมนำมาใช้กันอย่างกว้างขวาง คือ ไดโพลครึ่งความยาวคลื่น (Half-wavelength dipole)  $l = \lambda/2$  เนื่องจากมีความต้านทานแผ่พลังงานมีค่า  $73\Omega$  โอห์ม, ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ขนาด  $50\Omega$  หรือ  $75\Omega$  เมื่อนำมาต่อร่วมกัน ทำให้เกิดการแมตช์ โดยเฉพาะที่ความถี่เรโซแนนซ์

องค์ประกอบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของไดโพลครึ่งความยาวคลื่น ได้จากสมการ (3.2) และ (3.3)

$$E_\theta = j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right] \quad (3.2)$$

$$H_\phi = j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right] \quad (3.3)$$

เมื่อ  $E_\theta$  คือองค์ประกอบสนามไฟฟ้า

$H_\phi$  คือองค์ประกอบสนามแม่เหล็ก

ความหนาแน่นกำลังเฉลี่ยทางเวลาและความเข้มการแผ่พลังงานสามารถเขียนได้เป็น

$$W_{av} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right]^2 = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \sin^3 \theta \quad (3.4)$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$U = r^2 W_{av} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2} \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right]^2 = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2} \sin^3 \theta \quad (3.5)$$

กำลังการแผ่พลังงานรวม ของไดโพลครึ่งความยาวคลื่น คือ

$$P_{rad} = \eta \frac{|I_0|^2}{4\pi} \int_0^\pi \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} d\theta \quad (3.6)$$

เมื่อทำการอินทิเกรต จะได้

$$P_{rad} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi} \int_0^{2\pi} \left( \frac{1 - \cos y}{y} \right) dy = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi} C_{in}(2\pi) \quad (3.7)$$

เมื่อ  $C_{in}(2\pi) = 0.5772 + \ln(2\pi) - C_i(2\pi)$  มีค่า  $\approx 2.435$

สำหรับความต้านทานการแผ่พลังงาน ในตัวกลางอากาศ ( $\eta = 120\pi$ ) ที่จุดต่ออินพุต เนื่องจากกระแสสูงสุดสำหรับไดโพลที่ความยาว  $l = \lambda/2$  จะเกิดที่จุดต่ออินพุต และความต้านทานการแผ่พลังงาน คือ

$$R_r = \frac{2P_{rad}}{|I_0|^2} = \frac{\eta}{4\pi} C_{in}(2\pi) = 30 \times 2.435 = 73\Omega \quad (3.8)$$

ค่าความต้านทานคำนวณได้ยังไม่สามารถที่จะอธิบายคุณลักษณะค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศได้ทั้งหมด เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์ยังมีส่วนประกอบของจำนวนจินตภาพหรือคาร์รีแอกแตนซ์, รวมอยู่ด้วย ซึ่งส่วนจำนวนจินตภาพของสายอากาศจะสัมพันธ์กับค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของไดโพลซึ่งเป็นฟังก์ชันของความยาว ดังนั้นการลดจำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ให้เป็นศูนย์ ทำได้โดยการแมตช์สายอากาศหรือลดความยาวของสายอากาศลงจนค่าของจำนวนจินตภาพหายไป โดยขึ้นอยู่กับรัศมีของเส้นลวดของไดโพล

ไดโพลทรงกระบอก มีคุณลักษณะการแผ่พลังงานขึ้นกับความถี่ ดังรูปที่ 2.1 ไดโพลที่มีความหนาจะถูกนำมาพิจารณาเพื่อให้เห็นคุณลักษณะบรรทัดแบนด์, ขณะที่ไดโพลบางจะมีแบนด์วิดท์ที่แคบกว่า โครงสร้างของไดโพลหนาจะพิจารณาให้เป็นกรณีพิเศษของสายอากาศกรวยคู่ เมื่อ  $\alpha=0$  จาก การวิเคราะห์อย่างละเอียดของกระแส อิมพีแดนซ์, แบบรูปและคุณลักษณะอื่นของการแผ่พลังงาน โดยใช้วิธีของโมเมนต์,

การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์สายอากาศไดโพลเพียงเล็กน้อยในช่วงความถี่ที่พิจารณาจะส่งผลกระทบต่อผลลัพธ์ที่เปลี่ยนแปลงอย่างมาก วิธีหนึ่งที่จะทำให้แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นคือการลดอัตราส่วน  $l/d$  สำหรับสายอากาศไดโพลทำได้อันที่ยังคงความยาวเท่าเดิม โดยการเพิ่มขนาดเส้นผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ศูนย์กลางของเสลลวด ตัวอย่างเช่น สายอากาศที่มีอัตราส่วน  $l/d \approx 5000$  มีแบนด์วิดท์ที่ยอมรับได้ & ประมาณ 3% ซึ่งมีสัดส่วนที่น้อยมาก ขณะที่สายอากาศที่มีความยาวเท่ากัน แต่มีอัตราส่วน  $l/d \approx 260$  จะมีแบนด์วิดท์ประมาณ 30% ซึ่งมีค่าเพิ่มขึ้นมากกว่า 10 เท่า

อินพุตอิมพีแดนซ์ของไดโพลบาง ที่มีขนาดความยาว  $l$  และเสลผ่านศูนย์กลาง  $d$  คำนวณได้จากสมการที่ 3.9 (ก) – 3.9 (ข)

$$R_r = R_m = \frac{\eta}{2\pi} \left\{ C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl) [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] + \frac{1}{2} \cos(kl) [C + \ln(kl/2) + C_i(2kl) - 2C_i(kl)] \right\} \quad (3.9 \text{ ก})$$

$$X_m = \frac{\eta}{4\pi} \left\{ 2S_i(kl) + \cos(kl) [2S_i(kl) - S_i(2kl)] - \sin(kl) \left[ 2C_i(kl) - C_i(2kl) - C_i\left(\frac{2ka^2}{l}\right) \right] \right\} \quad (3.9 \text{ ข})$$

$$R_m = \left( \frac{I_0}{I_{in}} \right)^2 R_r = \frac{R_r}{\sin^2(kl/2)} \quad (3.9 \text{ ค})$$

$$X_m = \left( \frac{I_0}{I_{in}} \right)^2 X_m = \frac{X_m}{\sin^2(kl/2)} \quad (3.9 \text{ ง})$$

เมื่อ  $R_r$  คืออิมพีแดนซ์  $X_m$  คือ รีแอกแตนซ์ (อ้างอิงที่กระแสสูงสุด)  
 $R_{in}$  คืออิมพีแดนซ์  $X_{in}$  คือ รีแอกแตนซ์ (อ้างอิงที่กระแส ณ จุดบ่อนอินพุต)  
 $S_i(x)$  และ  $C_i(x)$  คือ อินทิกรัลของ  $\sin$  และ  $\cos$  ตามลำดับ

เมื่อรัศมีของเส้นลวดมีขนาดเพิ่มขึ้น สมการอินพุตอิมพีแดนซ์, ก็จะแม่นยำมากขึ้น โดยทั่วไป อิมพีแดนซ์จะเปลี่ยนแปลงตามความยาวน้อยกว่า เมื่อฟังก์ชันของ  $l/d$  ลดลง ดังนั้นเมื่อต้องการให้ & สายอากาศมีแบนด์วิดท์เพิ่มมากขึ้น ทำโดยการเพิ่มขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของเสลลวด ส่วนจำนวน จินตภาพอินพุตอิมพีแดนซ์ของไดโพลเชิงเส้น สามารถกำจัดได้โดยการกำหนดให้ความยาวรวม  $l$  ของ เสลลวดน้อยกว่าจำนวนเต็มเท่าของครึ่งความยาวคลื่นเล็กน้อย (เช่น ความยาว  $l$  น้อยกว่าเล็กน้อย  $n\lambda/2, n = 1, 3, \dots$ ) หรือมากกว่าจำนวนเต็มเท่าของความยาวคลื่นเล็กน้อย (เช่น ความยาว  $l$  มากกว่า เล็กน้อย  $n\lambda, n = 1, 2, 3, \dots$ )

ในการหาค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ยังสามารถใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลข โดยใช้เทคนิคการ วิเคราะห์แบบเต็มคลื่น (Full-wave analysis techniques ) ได้แก่ ระเบียบวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิง เวลา (Finite-difference time-domain) [39] ระเบียบวิธี โมเมนต์, (Method of moment : MoM) [40] เทคนิคการอินทิเกรชันแบบจำกัด (Finite integration technique : FIT) [41] ซึ่ง วิธีการที่ได้อีกลำมานี้ ใหญ่ลัพท์ที่มีความถูกต้อง นอกจากนั้นยังมีเทคนิคระเบียบวิธีเชิงวิเคราะห์ ได้แก่ วิธีการเหนี่ยวนำคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้ (The induced EMF method) [42] วิธีการสมการ อินทิกรัลของเฮเลน (The hallen's integral equation:: HIE) [43] ซึ่งแต่ละเทคนิควิธี ก็จะมีข้อดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารทส่วนตัวสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และข้อด้อยที่แตกต่างกัน สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้เทคนิค การอินทิเกรชันแบบจำกัด หรือ FIT ร่วมกับการประมาณขอบเขตที่สมบูรณ์, (Perfect boundary approximation : PBA) ในซอฟต์แวร์ CST Microwave studio ในการจำลองสัมประสิทธิ์การสะท้อนหรือพารามิเตอร์  $|S_{11}|$  อิมพีแดนซ์, ของสายอากาศ และคุณลักษณะการแผ่พลังงานของสายอากาศ

เริ่มต้นจากการเลือกใช้ตัวแผ่พลังงานไดโพลแบบระนาบ ซึ่งจะให้ผลตอบสนองต่อความถี่แถบ กว้าง มากกว่าไดโพลทรงกระบอกหรือไดโพลเสถียร ซึ่งสมการการกระจายกระแสและอินพุต อิมพีแดนซ์, สำหรับเสถียรจะสมมติให้พื้นที่หน้าตัดของเสถียรมีค่าคงที่และมีรัศมี  $a$  ดังนั้นรัศมี สมมูลหรือรัศมีเทียบเท่าสามารถประยุกต์ใช้กับภาพตัดขวางที่ไม่เป็นวงกลม ดังรูปที่ 2.2 ซึ่งได้แสดง ทั้งรัศมีจริงและรัศมีเทียบเท่า แนวคิดของรัศมีเทียบเท่านี้ สามารถใช้ในการประมาณคุณลักษณะ ของสายอากาศและคุณลักษณะการกระเจิงของเส้นลวดขนาดเล็กของภาพตัดขวางใดๆ นั่นคือจะแทน ภาพตัดขวางที่ไม่ใช่รูปร่างกลม ด้วยภาพตัดขวางรูปร่างกลม ซึ่งมีรัศมีเป็นรัศมีเทียบเท่าของ ภาพตัดขวางที่ไม่ใช่รูปร่างกลม ดังนั้นจึงได้ทำการแปลงขนาดรัศมีจากไดโพลทรงกระบอกเป็นความ กว้างของไดโพลแบบระนาบ โดยใช้สมการ (3.10) ดังรูปที่ 2.2

$$a_{eq} = \frac{2w}{4} = \frac{\text{strip width}}{4} \quad (3.10)$$

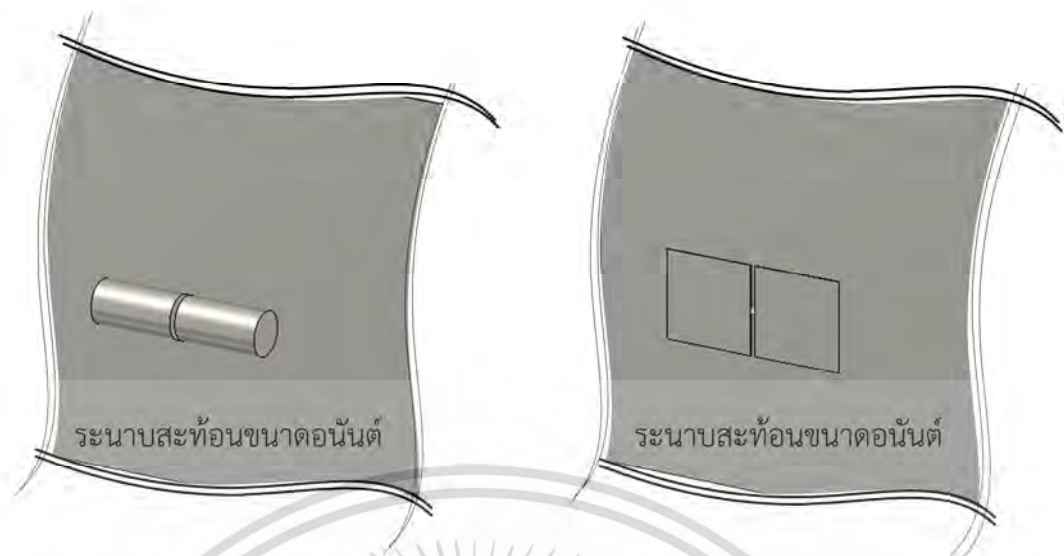
เมื่อ  $a_{eq}$  คือ รัศมีเทียบเท่า

รูปที่ 2.2 โครงสร้างโลหะทรงกระบอกและรัศมีเทียบเท่า [44]

เมื่อกำหนดให้รัศมีเทียบเท่าทรงกระบอก  $a_{eq}=28\text{mm}$  จะได้อิทธิพลของไดโพลแบบระนาบ คือ  $w=112\text{mm}$  และได้อิทธิพลของขนาดความยาวไดโพลครึ่งคลื่น ( $\lambda_c/2=225\text{mm}$ ) โดยมีระยะห่าง ของจุดป้อน 5mm อินพุตอิมพีแดนซ์,  $50\Omega$  และไดโพลถูกวางเหนือระนาบสะท้อนตัวนำไฟฟ้าขนาด อนันต์, (Infinite reflector) ระยะห่าง  $\lambda_c/4$  (112mm) ซึ่งเป็นระยะที่ทำให้การแผ่พลังงานมี ประสิทธิภาพ [38] เมื่อ  $\lambda_c$  คือความยาวคลื่นที่ความถี่กลาง (666MHz) สำหรับการใช้สายอากาศ สำหรับโทรทัศน์ ซึ่งมีโพลาริเซชันแนวนอน ดังนั้นตัวแผ่พลังงานไดโพลที่นำมาใช้ จึงตั้งจัดวาง ไดโพลในลักษณะที่มีการแผ่พลังงานของสนามไฟฟ้าในแนวนอน ดังรูปที่ 2.3

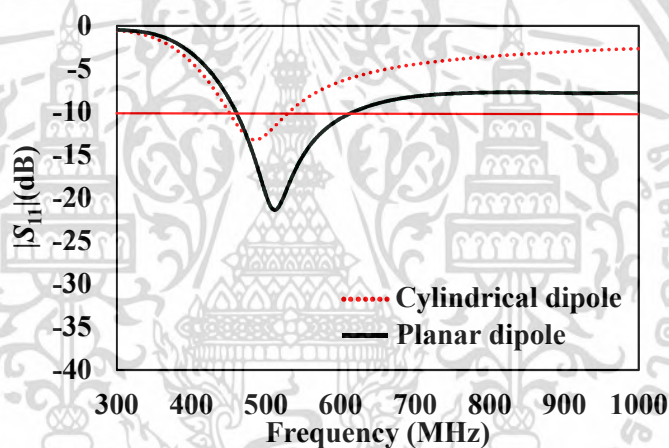
สำหรับการศึกษาพารามิเตอร์  $|S_{11}|$  ซึ่งกำหนดให้  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  ครอบคลุมย่านความถี่ ปฏิบัติการมากที่สุด จากรูปที่ 2.3 ไดโพลทรงกระบอกตอบสนองความถี่ย่าน 450.2 – 531.2MHz (16.5%) ในขณะที่ไดโพลแบบระนาบ มีผลแบนด์วิดท์ครอบคลุมความถี่ย่าน 459.8 – 617.2MHz (29.2) พบว่าไดโพลแบบระนาบให้ผลแบนด์วิดท์กว้างกว่า ไดโพลทรงกระบอก จึงได้ใช้ตัวแผ่พลังงาน

โครงสร้างไดโพลแบบระนาบสำหรับวิทยานิพนธ์นี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ไดโพลทรงกระบอก

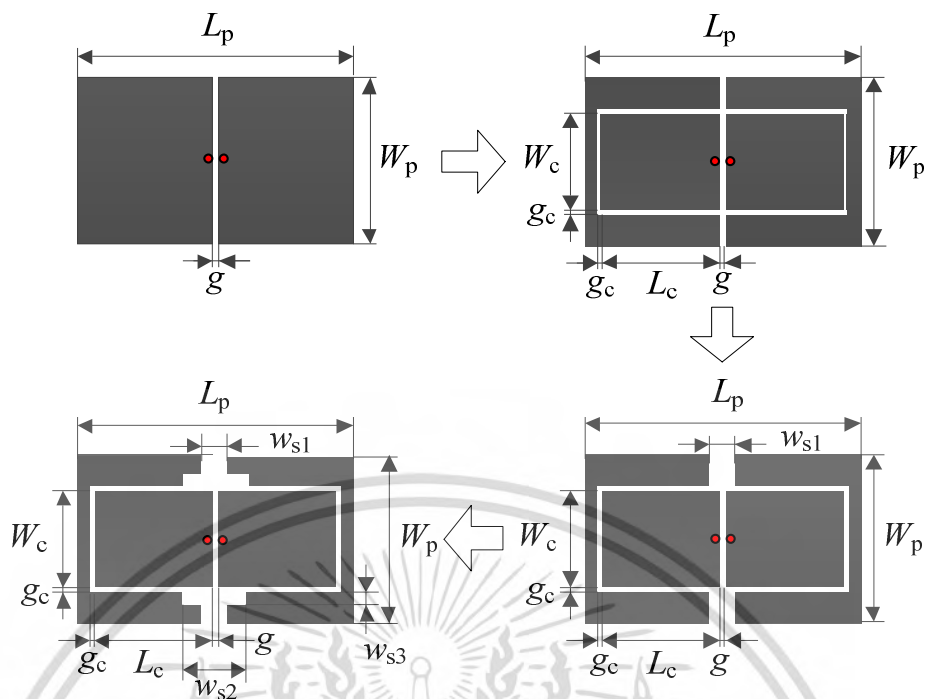
(ข) ไดโพลแบบระนาบ

(ค) เปรียบเทียบผลจำลอง  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  ระหว่างไดโพลทรงกระบอกและไดโพลแบบระนาบ

รูปที่ 2.3 เปรียบเทียบผลจำลองของโครงสร้างไดโพลทรงกระบอกและไดโพลแบบระนาบ

## 2.2 ตัวแผ่พลังงานไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่

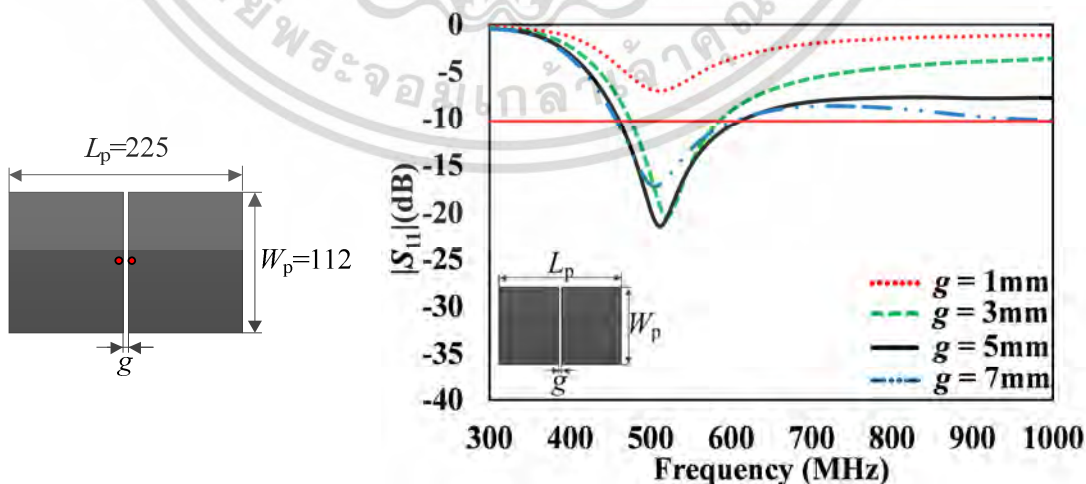
จากหัวข้อ 2.1 เมื่อแปลงไดโพลทรงกระบอกมาเป็นไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบระนาบ ในหัวข้อนี้ เป็นการศึกษาพารามิเตอร์ตัวแผ่พลังงาน ซึ่งมีวิวัฒนาการเริ่มต้นจากตัวแผ่พลังงานแบบระนาบไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้า จากนั้นใช้ร่องตัดบนไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้า ซึ่งทำให้เกิดองค์ประกอบร่องตัดพาราซีติกรูปตัว C และปรับขนาดขององค์ประกอบร่องตัดพาราซีติกรูปตัว C โดยการตัดบางส่วน เพื่อให้ได้ทิศทางของแถบความถี่ที่มีความถี่สูงที่อยู่เชิงเคียง ส่งผลให้เกิดการขยายแบนด์วิดท์, ตอบสนองความถี่ย่าน UHF (470–862MHz) ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 วิวัฒนาการตัวแผ่พลังงานของสายอากาศองค์ประกอบ

### 2.2.1 ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบ

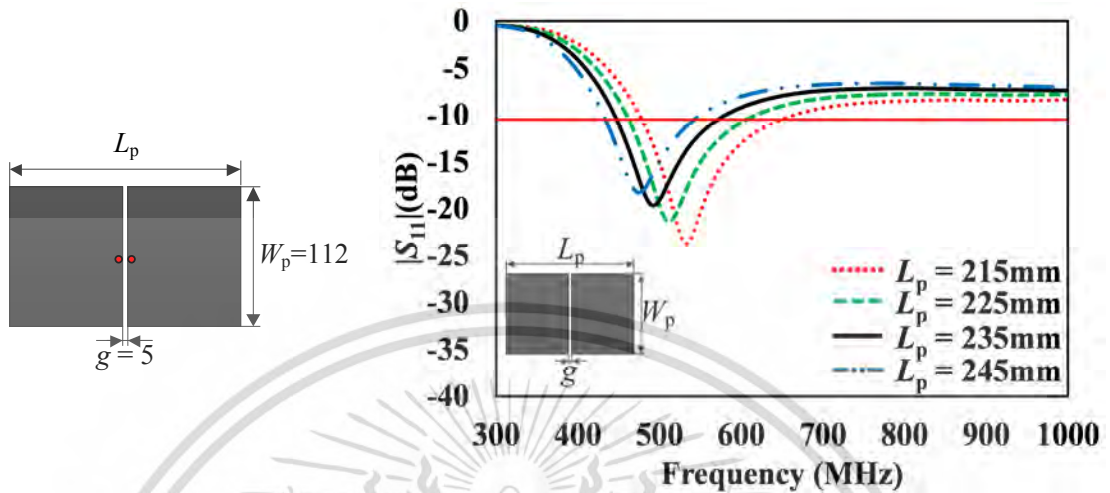
ตัวแผ่พลังงานแบบระนาบของสายอากาศองค์ประกอบเริ่มต้งจากไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้ขนาดความหนา 1mm โดยกำหนดให้ขนาดความยาวครึ่งคลื่น  $\lambda_c/2$  ( $L_p=225\text{mm}$ ) ความกว้าง  $\lambda_c/4$  ( $W_p=112\text{mm}$ ) วางเหนือตัวสะท้อนแบบอนันต์, (Infinite reflector) มีระยะห่าง  $\lambda_c/4$  (112mm) ซึ่งจะทำให้การแผ่พลังงานมีประสิทธิภาพ [38] เมื่อ  $\lambda_c$  คือความยาวคลื่นที่ความถี่กลาง (666MHz) เพื่อหาระยะห่างจุดป้อน ( $g$ ) ที่เหมาะสม โดยการศึกษาวารามิเตอร์  $|S_{11}|$  กำหนดให้  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  ครอบคลุมย่านความถี่ปฏิบัติการมากที่สุด ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้และผลจำลอง  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  เมื่อเปลี่ยนแปลงระยะห่างจุดป้อน ( $g$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.5 แสดงผลจำลอง  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  เมื่อเปลี่ยนแปลงระยะห่างจุดป้อน  $g$  ( $g=1, 3, 5$  และ  $7\text{mm}$ ) พบว่าระยะห่างจุดป้อนที่เหมาะสม เมื่อ  $g=5\text{mm}$  เนื่องจากให้ผลลิมิตแบนด์วิดท์, 29.2% (459.8–617.2MHz)

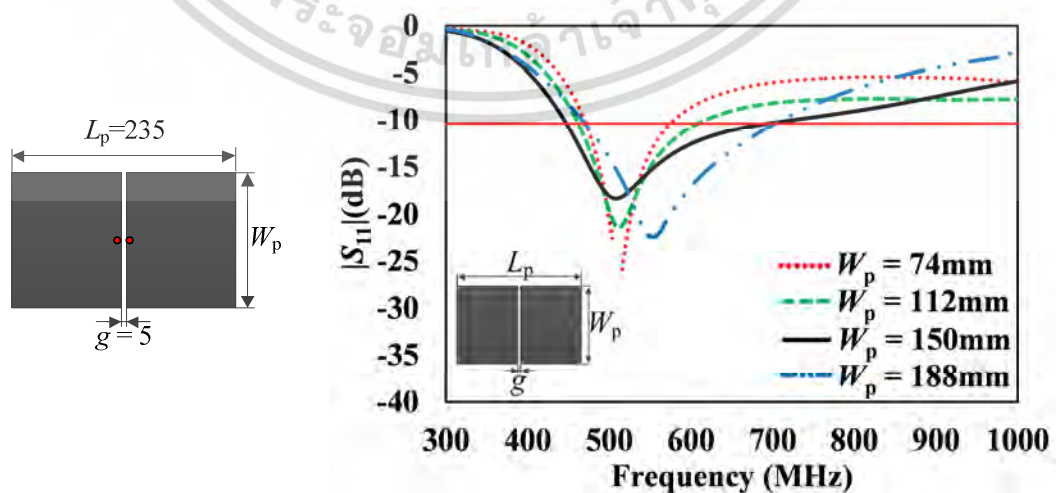


รูปที่ 2.6 ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าและผลจำลอง  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  เมื่อเปลี่ยนแปลงความยาว ( $L_p$ )

จากนั้นพิจารณาความยาว ( $L_p$ ) เพื่อหาขนาดที่เหมาะสม โดยกำหนดระยะห่างจุดป้อน  $g=5\text{mm}$  และความยาว  $W_p=112\text{mm}$  ดังรูปที่ 2.6

จากรูปที่ 2.6 แสดงผลจำลอง  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  เมื่อเปลี่ยนแปลงความยาว  $L_p$  ที่ต่างกัน ( $L_p=215, 225, 235$  และ  $245\text{mm}$ ) พบว่าความยาว  $L_p$  ที่เหมาะสม เมื่อ  $L_p=235\text{mm}$  เนื่องจากผลของความถี่เรโซแนนซ์ตรงกันต่ำครอบคลุมความถี่ปฏิบัติการที่ต้องการและได้แบนด์วิดท์เท่ากับ 26.4% (444.9–580.1MHz)

เมื่อได้ระยะห่างจุดป้อนและความยาวไดโพลที่เหมาะสม คือ  $g=5\text{mm}$  และ  $L_p=235\text{mm}$  ถัดมาเป็นการพิจารณาความกว้างไดโพล  $W_p$  ที่เหมาะสม โดยการเปลี่ยนแปลงขนาดความกว้าง  $W_p$  ดังรูปที่ 2.7

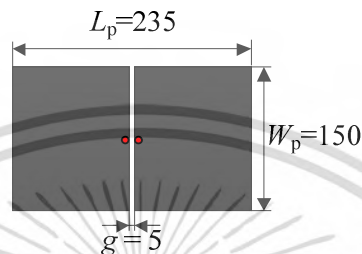


รูปที่ 2.7 ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าและผลจำลอง  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้าง ( $W_p$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนวิสาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตให้เสียประโยชน์ทางวิชาการ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลจำลอง  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้าง  $W_p$  ( $W_p=74, 112, 150$  และ  $188\text{mm}$ ) ดังรูปที่ 2.7 พบว่าความกว้าง  $W_p$  ที่เหมาะสม เมื่อ  $W_p=150\text{mm}$  เนื่องจากไดโพลแบนด์วิดท์, เท่ากับ  $46.9\%$  ( $448.8-723.6\text{MHz}$ )

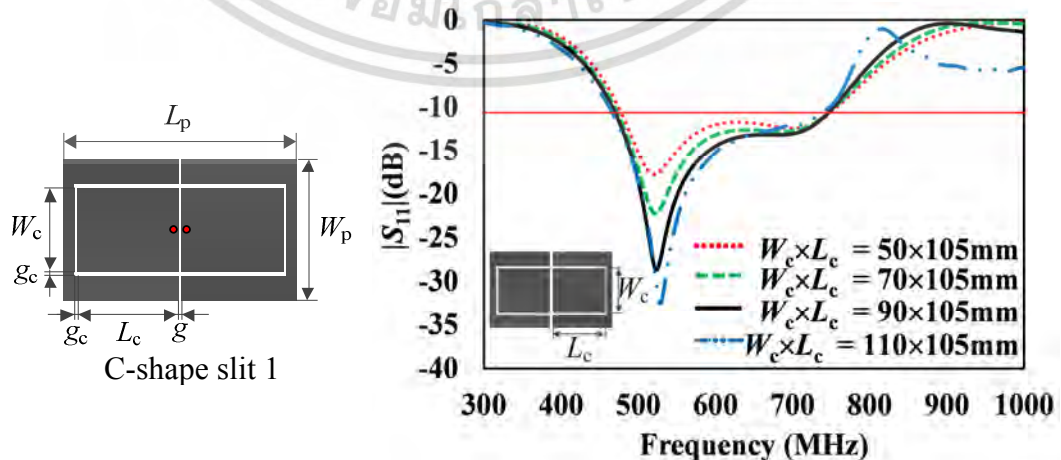
ผลจากการศึกษาพารามิเตอร์  $|S_{11}|$  ของตัวแผ่พลังงานแบบระนาบเริ่มต้นจากไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้า ซึ่งไดโพลพารามิเตอร์ของขนาดที่เหมาะสมของไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้า คือ  $g=5\text{mm}$   $L_p=235\text{mm}$  และ  $W_p=150\text{mm}$  ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 พารามิเตอร์ของขนาดไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เหมาะสม

## 2.2.2 ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่

จากผลจำลองพารามิเตอร์  $|S_{11}|$  ของไดโพลระนาบสี่เหลี่ยมผืนผ้า ในหัวข้อ 2.2.1 พบว่ายังไม่ครอบคลุมความถี่ปฏิบัติการด้านความถี่สูง และผลจากการทบทวนงานวิจัยที่เกี่ยวข้องในบทที่ 1 ซึ่งได้นำเสนอสายอากาศแถบกว้างที่ใช้การขยายแบนด์วิดท์ด้วยวิธีการแบบต่างๆ และในรายงานวิจัย [17, 26-28] ทำให้สมมุติฐานได้ว่าการทำช่องว่างเพื่อทำให้เกิดการคับปลิงระหว่างตัวนำบนตัวแผ่พลังงานสามารถทำให้ช่วยเพิ่มหรือขยายแบนด์วิดท์ของสายอากาศไดโพลหากมีขนาดและอยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสม ซึ่งทำให้เกิดการเรโซแนนซ์ที่ต้องการได้ ดังนั้นเพื่อขยายแบนด์วิดท์ทางคลื่นแถบความถี่สูง จึงได้ใช้การทำร่องตัดบนตัวแผ่พลังงานไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้า เพื่อแยกไดโพลออกเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีขนาดเล็กลง และส่วนขององค์ประกอบร่องตัดพาราซีติก รูปตัว C ดังแสดงในรูปที่ 2.9-2.11 ตามลำดับ

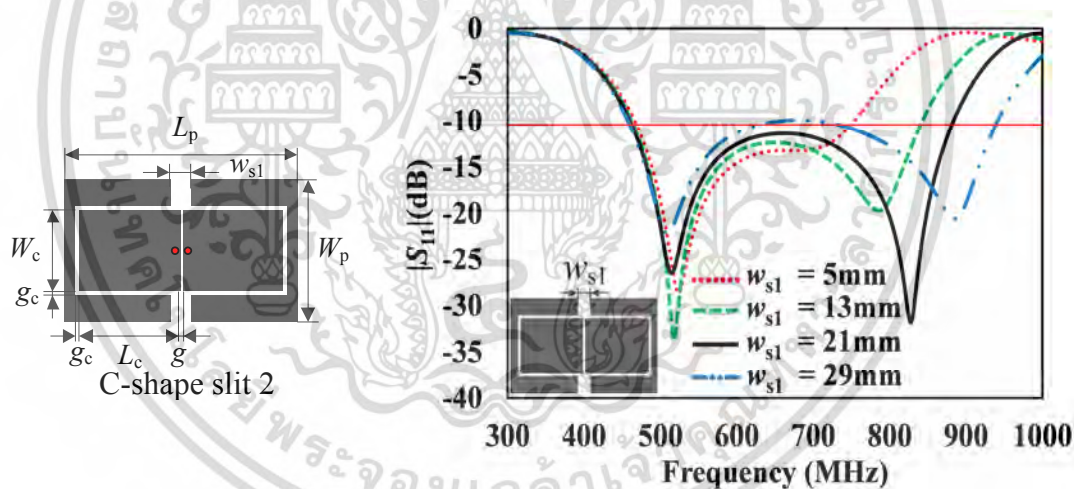


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**รูปที่ 2.9** ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีร่องตัดรูปตัว C<sub>1</sub> แบบคู่และผลจำลอง  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้างและความยาวของร่องตัด ( $W_p \times L_p$ )

ผลจำลอง  $|S_{11}|$  จากการใช้ร่องตัดบนไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้า ดังรูปที่ 2.9 เมื่อกำหนดความยาวร่องตัด  $L_c = 105\text{mm}$  และ ระยะห่างของร่องตัด  $g_c = 2\text{mm}$  พบว่าเมื่อความกว้างร่องตัดรูปตัว C ( $W_c$ ) มากขึ้น จะส่งผลให้แอมพลิจูดของคลื่นที่ความถี่ช่วง 500–550MHz ได้รับการปรับปรุง แต่ขอบความถี่เลื่อนไปทางความถี่ต่ำ เล็กน้อย จากผล  $|S_{11}|$  ได้เลือกความกว้างร่องตัดรูปตัว C  $W_c = 90\text{mm}$  ซึ่งให้แบนด์วิดท์, 47.1% (466.3–753.4MHz)

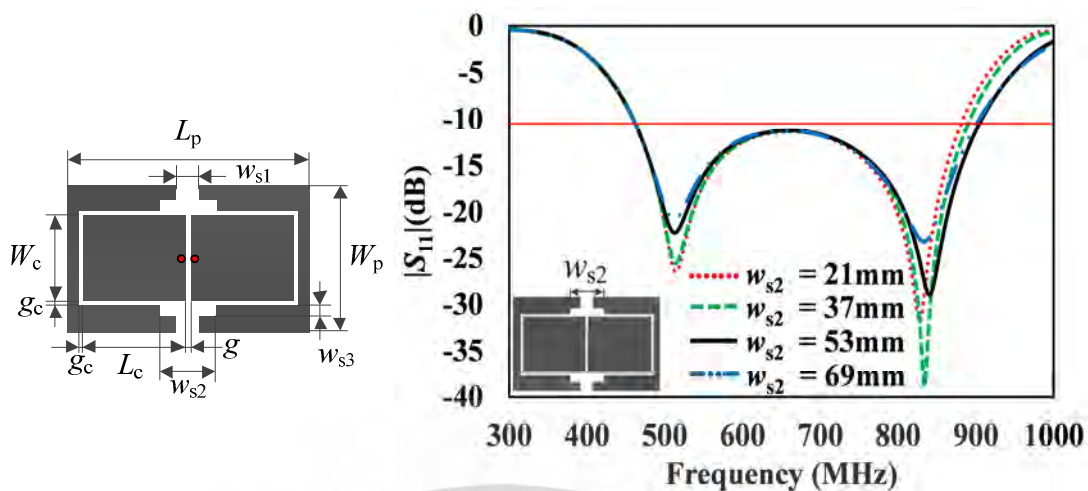
จากผล  $|S_{11}|$  ที่ได้ยังไม่ครอบคลุมขอบความถี่คลื่นสูงของความถี่ปฏิบัติการ ดังนั้นจึงได้ตัดพื้นที่บางส่วนของแขนของคประกอบร่องตัดพาราซีติกรูปตัว C เพื่อเป็นการกระตุ้นให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 ของแถบความถี่คลื่นสูง ซึ่งจะส่งผลให้เกิดการขยายแบนด์วิดท์ทางแถบความถี่คลื่นสูง โดยปรับระยะความกว้างระหว่างขอบถึงขอบ ( $w_{s1}$ ) ขององค์ประกอบพาราซีติกรูปตัว C ดังรูปที่ 2.10 จากผลจำลอง  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  เมื่อปรับขนาดความกว้างระหว่างขอบถึงขอบ ( $w_{s1} = 5, 13, 21$  และ  $29$ ) พบว่าเมื่อ  $w_{s1} = 21\text{mm}$  ทำให้ได้ผลของแบนด์วิดท์ที่สูงสุดเท่ากับ 63% (459.9–883.5MHz) ดังนั้นจึงเลือกใช้พารามิเตอร์,  $w_{s1} = 21\text{mm}$  สำหรับตัวแผ่นพลังงาน ซึ่งขนาดความกว้างระหว่างขอบถึงขอบ ( $w_{s1}$ ) ขององค์ประกอบร่องตัดพาราซีติกรูปตัว C ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของแบนด์วิดท์ได้อย่างมีนัยสำคัญ



**รูปที่ 2.10** ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีร่องตัดรูปตัว C<sub>2</sub> แบบคู่และผลจำลอง  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้างระหว่างขอบขององค์ประกอบร่องตัดพาราซีติกรูปตัว C แบบคู่ ( $w_{s1}$ )

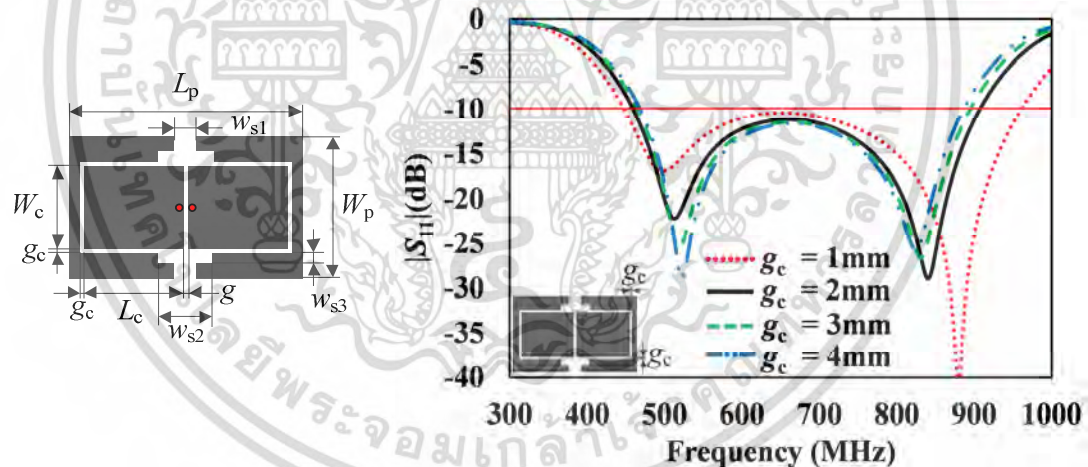
นอกจากนั้นเพื่อเป็นการขยายขอบความถี่คลื่นสูง (Upper frequency edge) ออกไปอีก โดยการตัดพื้นที่บริเวณปลายขอบของแขนของคประกอบร่องตัดพาราซีติกรูปตัว C ออกบางส่วน จึงทำให้องค์ประกอบร่องตัดพาราซีติกมีรูปร่างเป็นรูปตัว C แบบขั้น เมื่อกำหนดให้  $w_{s3} = 11\text{mm}$  และพารามิเตอร์ที่เหมาะสมจากรูปที่ 2.10 ( $W_p = 150\text{mm}$ ,  $L_p = 235\text{mm}$ ,  $g = 5\text{mm}$ ,  $L_c = 105\text{mm}$ ,  $W_c = 90\text{mm}$ ,  $w_{s1} = 21\text{mm}$ ) ดังรูปที่ 2.11 ซึ่งแสดงโครงสร้างตัวแผ่นพลังงานและผลจำลอง  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  เมื่อปรับขนาดความกว้างของการตัดขอบถึงขอบ  $w_{s2}$  ที่ต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีร่องตัดรูปตัว C แบบคู่และผลจำลอง  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้างระหว่างขอบถึงขอบขององค์ประกอบร่องตัดพาราซิติกรูปตัว C แบบคู่ ( $w_{s2}$ )

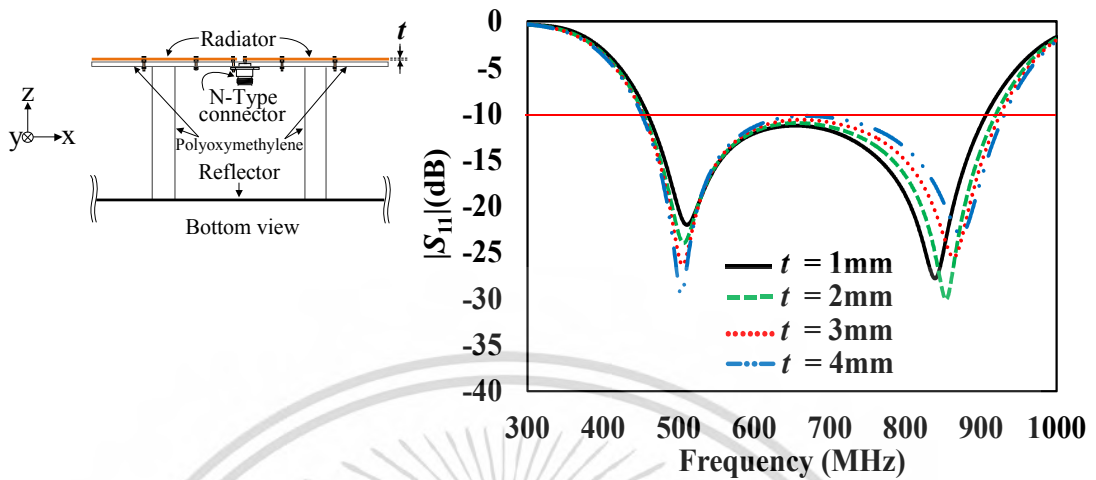
จากรูปที่ 2.11 พบว่าเมื่อความกว้างของการตัดขอบถึงขอบ  $w_{s2}$  มากขึ้น ส่งผลให้ความถี่ดัดแปลงขยายออกไปซึ่งทำให้แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้น จากผล  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  ได้เลือกพารามิเตอร์,  $w_{s2} = 53\text{mm}$  ซึ่งได้แบนด์วิดท์, 65.6% (459.4–907.4MHz) และนอกจากนั้นพบว่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 เกิดขึ้นที่ 511 และเรโซแนนซ์ที่ 2 ที่ความถี่ 839MHz ตามลำดับ



รูปที่ 2.12 ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีร่องตัดรูปตัว C แบบคู่และผลจำลอง  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้างร่องตัด ( $g_c$ )

เพื่อเป็นการศึกษาผลกระทบของระยะห่างของร่องตัด ( $g_c$ ) จึงได้เปลี่ยนแปลงระยะห่างของร่องตัด  $g_c = 1, 2, 3$  และ  $4\text{mm}$  ดังรูปที่ 2.12 พบว่าเมื่อระยะห่างของร่องตัด  $g_c = 1\text{mm}$  ส่งผลให้แบนด์วิดท์กว้างขึ้น โดยขอบความถี่ดัดแปลงต่ำและดัดแปลงสูงเลื่อนออกไปทั้ง 2 ขง ในขณะที่ช่วงความถี่กลาง 666MHz ผลของพารามิเตอร์,  $|S_{11}|$  เซ็กส์ 10dB มากขึ้นซึ่งแสดงถึงเกิดการแมตชิ่งที่แยลงและเมื่อความกว้างร่องตัด  $g_c$  กว้างมากขึ้น ส่งผลให้แบนด์วิดท์แคบลง จากผลของพารามิเตอร์  $|S_{11}|$  เมื่อ  $g_c = 2, 3$  และ  $4\text{mm}$  ช่วงความถี่กลาง 666MHz เกิดการแมตชิ่งดีขึ้น ในขณะที่ช่วงความถี่ 510–520MHz และ 820–840MHz เกิดเรโซแนนซ์ที่ 1 และ 2 ตามลำดับ จากผลที่ได้เลือก ระยะห่างของเอกซาร์เป็นเอกซาร์ที่สวนวโสำหรับการทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ร่องตัด  $g_c=2\text{mm}$  ซึ่งมีผลพารามิเตอร์ ซึ่งได้อัลแบนด์วิดท์, 65.6% ตอบสนองความถี่ย่าน 459.4–907.4MHz



รูปที่ 2.13 ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่และผลจำลอง  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  เมื่อเปลี่ยนแปลง ความหนาของตัวแผ่นพลังงาน ( $t$ )

นอกจากนั้นเพื่อเป็นการศึกษาผลกระทบของความหนาของตัวแผ่นพลังงาน ( $t$ ) จึงได้เปลี่ยนแปลงขนาดความหนา  $t = 1, 2, 3$  และ  $4\text{mm}$  ดังรูปที่ 2.13 จากผลจำลอง  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  พบว่าเมื่อความหนา  $t$  เพิ่มขึ้น ส่งผลให้แบนด์วิดท์เกิดการขยายกว้างขึ้น โดยเฉพาะทางดัดขึ้นขอบความถี่ดัดขึ้นสูง แต่ในช่วงความถี่ 600–800MHz เกิดการแคบลงที่แย่ง จากผลพารามิเตอร์  $|S_{11}|$  ได้เลือกความหนาของตัวแผ่นพลังงาน  $t=1\text{mm}$  ซึ่งได้อัลแบนด์วิดท์  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  ครอบคลุมความถี่ย่าน 459.4–907.4MHz

จากวิวัฒนาการของตัวแผ่นพลังงาน สามารถเปรียบเทียบและแสดงความสอดคล้องระหว่างความถี่เรโซแนนซ์, ในรูปแบบของพารามิเตอร์  $|S_{11}|$  และอินพุตอิมพีแดนซ์ของวิวัฒนาการตัวแผ่นพลังงานที่น่าเสนอ รวมถึงการกระจายกระแสเชิงผิวบนตัวแผ่นพลังงาน ได้อย่างนี้

### 2.2.2.1 อินพุตอิมพีแดนซ์ของตัวแผ่นพลังงานไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่

สำหรับผลเฉลยของอินพุตอิมพีแดนซ์, คือค่าอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นที่ขั้วดัดขึ้นของสายอากาศหรือตัวแผ่นพลังงาน ซึ่งสามารถคำนวณได้ด้วยวิธีการดังนี้ คือเป็นอัตราส่วนของแรงดันกับกระแสที่ขั้วของสายอากาศหรืออีกวิธีหนึ่ง เป็นอัตราส่วนขององค์ประกอบที่เหมาะสมของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่จุดหนึ่ง ๆ สำหรับการวิเคราะห์ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์, ในลักษณะอัตราส่วนของแรงดันกับกระแสที่กระจายบนผิวของสายอากาศ ดังนั้นจะได้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ ดังนี้

$$Z_A = \frac{V_i}{I_{in}(\phi')} \quad (3.11)$$

เมื่อ  $V_i$  คือ แรงดันอินพุตของสายอากาศ หน่วยโวลต์,

$I_{in}(\phi')$  คือ กระแสอินพุตของสายอากาศ หน่วยแอมแปร์,   
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ การแจ้งเนื้อหาเพื่อการศึกษาค้นคว้า หรือนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถเขียนค่าอินพุตอิมพีแดนซ์, ในรูปจำนวนเชิงซ้อน ได้คือ

$$Z_A = R_A \pm jX_A \quad (3.12)$$

เมื่อ  $Z_A$  คือ ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ หน่วยโอห์ม

$R_A$  คือ ค่าความต้านทานของสายอากาศ หน่วยโอห์ม

$X_A$  คือ ค่ารีแอกแตนซ์ของสายอากาศ หน่วยโอห์ม

จากการคำนวณหาผลเฉลยค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของตัวแผ่พลังงาน ดังสมการ (3.11) และ (3.12) สามารถนำไปคำนวณหาความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss) หรือพารามิเตอร์,  $|S_{11}|$  ของวิวัฒนาการของตัวแผ่พลังงาน ในหัวข้อ 2.2.1 และ 2.2.2 จากไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าจนถึง ไดโพลสี่เหลี่ยมที่มีองค์ประกอบรูปตัว C แบบคู่ ตลอดความถี่ย่านปฏิบัติการ 470 – 862MHz ซึ่งค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ มีความเกี่ยวเนื่องต่อค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Reflection coefficient) และอัตราส่วนคลื่นนิ่งแรงดัน (Voltage standing wave ratio) ดังใน สมการ (3.13) และ (3.15) ตามลำดับ

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (3.13)$$

หรือ

$$\Gamma = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (3.14)$$

เมื่อ  $\Gamma$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ไม่มีหน่วย

$Z_0$  คือ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งหรือสายนำสัญญาณ หน่วยโอห์ม

$VSWR$  คือ อัตราส่วนคลื่นนิ่งแรงดัน ไม่มีหน่วย

ค่าการสูญเสียย้อนกลับเป็นการวัดคุณลักษณะของการแมตซ์อิมพีแดนซ์อีกแบบหนึ่ง ซึ่งมีความสัมพันธ์เหมือนกับค่าของ  $\Gamma$  หรือ  $S_{11}$  และค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ คำนวณได้จาก สมการ

$$RL(\text{dB}) = -10 \log |S_{11}|^2 = -20 \log |\Gamma| \quad (3.15)$$

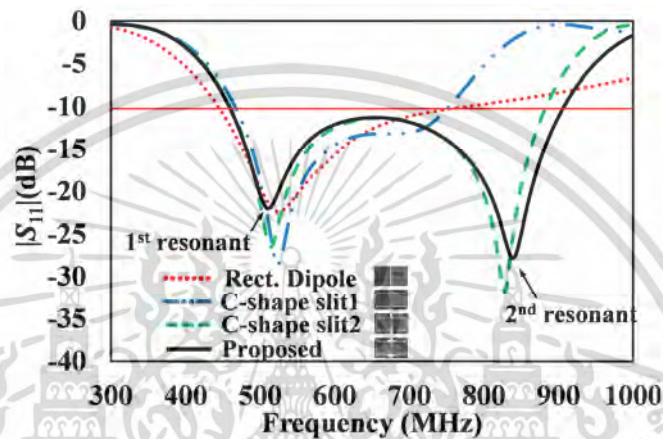
สายอากาศจะมีความถี่โซแนนซ์, ที่ความถี่เดานั้น สามารถพิจารณาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศมีการแมตซ์กับสายนำสัญญาณ ที่ทำให้อิมพีแดนซ์มีเฉพาะค่าจริง (ค่าความต้านทาน หรือ Resistance) หรือ  $Z_{in} = R + j0$  ในกรณีนี้ แรงดันและกระแสจะมีเฟสตรงกันที่จุดเชื่อมต่อสายอากาศ ทำให้เกิดการแมตซ์, ระหว่างสายอากาศกับสายนำสัญญาณ เนื่องจากไม่ตึงนำค่ารีแอกแตนซ์มาพิจารณา และหากพิจารณาในรูป  $S_{11}$  ในหน่วย dB แล้ว พารามิเตอร์,  $|S_{11}|$  จะมีขนาดติดลบที่สูงมาก ที่ความถี่โซแนนซ์, กล่าวคือ สายอากาศมีการแผ่พลังงานคลื่นที่ดีที่ความถี่นั้นๆ

จากวิวัฒนาการของตัวแผ่พลังงาน ดังรูปที่ 2.4 และ 2.8–2.11 สามารถเปรียบเทียบและแสดงความสอดคล้องของผลพารามิเตอร์,  $|S_{11}|$  และอินพุตอิมพีแดนซ์ของวิวัฒนาการตัวแผ่พลังงานที่นำเสนอ ดังรูปที่ 2.14(ก) และ(ข) ตามลำดับ ในรูปที่ 2.14(ข) แสดงค่าอิมพีแดนซ์อินพุตอิมพีแดนซ์บนสมิธชาร์ต โดยกำหนดวงกลม  $SWR=2$  หรือ เทียบเท่า  $|S_{11}|=-10\text{dB}$  แสดงถึงการแมตซ์, ของอิมพีแดนซ์อยู่ในเกณฑ์ซึ่งเป็นที่ยอมรับ

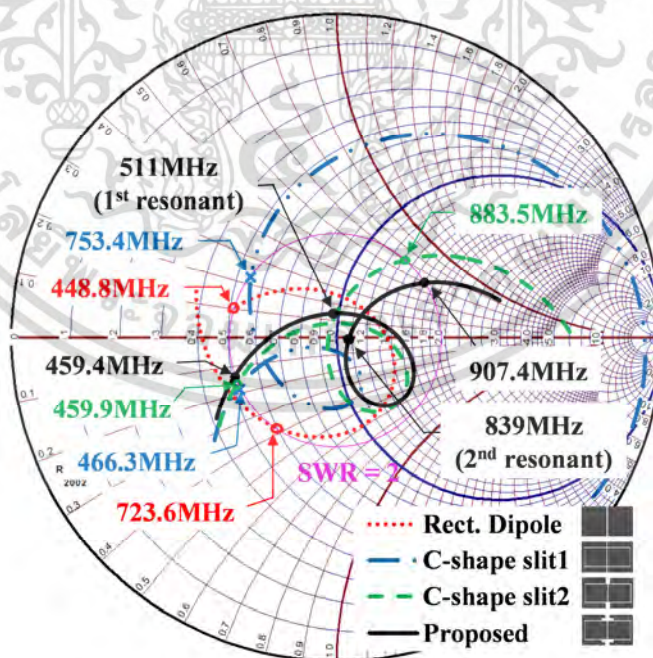
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรืออาจมีเนื้อหาที่เกี่ยวข้องกับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.14(ข) กราฟเส้นจุด แสดงผลอินพุตอิมพีแดนซ์ของไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้า (Rect. Dipole) ค่าอิมพีแดนซ์บางส่วนอยู่ในวงกลมหรือเกิดการแมตชิ่งในช่วงความถี่ย่าน 448.8–723.6MHz ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ในช่วงขอบความถี่ขั้นต่ำ (448.8MHz) มีคุณลักษณะเป็นอินดักตีฟและมีคุณลักษณะคาปาซิตีฟ ที่ขอบความถี่ด้านบน (723.6MHz)

กราฟเส้นประ-จุด แสดงผลอินพุตอิมพีแดนซ์ของไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีร่องตัดรูปตัว C<sub>1</sub> (C-shape slit 1) ค่าอิมพีแดนซ์เกิดการแมตชิ่งในช่วงความถี่ 466.3–753.4MHz ซึ่งอยู่ในวงกลม ในขณะที่ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ส่วนใหญ่แสดงคุณลักษณะเป็นอินดักตีฟในย่านความถี่สูง ทำให้หารแมตชิ่งของอิมพีแดนซ์ไม่ครอบคลุมตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ



(ก) เปรียบเทียบผลจำลอง  $|S_{11}|$



(ข) เปรียบเทียบผลจำลองอินพุตอิมพีแดนซ์บนสมิทชาร์ต

รูปที่ 2.14 เปรียบเทียบผลจำลอง  $|S_{11}|$  และอินพุตอิมพีแดนซ์ของวิวัฒนาการตัวแผ่พลังงานที่นำเสนอ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

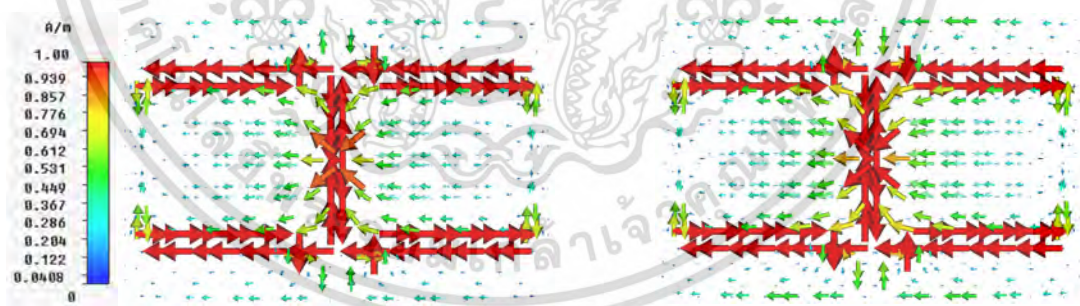
กราฟเส้นประ แสดงผลอินพุตอิมพีแดนซ์ของไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C (C-shape slit2) แสดงผลของอินพุตอิมพีแดนซ์, อยู่ภายในวงกลมในช่วงความถี่ย่าน 459.9–883.5MHz

กราฟเส้นทึบ แสดงผลอินพุตอิมพีแดนซ์ของไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C ที่นำเสนอ (Proposed) ซึ่งอยู่ภายในวงกลมและวงของเรโซแนนซ์, วงเข็มนาฬิกาจุดศูนย์กลางบนสมิธชาร์ต ทำให้อิมพีแดนซ์เกิดการแมตช์ครอบคลุมย่านความถี่ปฏิบัติการที่ต้องการ โดยมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของส่วนจริงเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วงระหว่าง  $28$  ถึง  $71\Omega$  และ  $-28$  ถึง  $30\Omega$  สำหรับส่วนจินตภาพ ตลอดความถี่ย่าน 459.4–907.4MHz นอกจากนี้เรโซแนนซ์ที่ 1 (511MHz) และเรโซแนนซ์ที่ 2 (839MHz) เคลื่อนเข้าใกล้จุดศูนย์กลางสมิธชาร์ต ซึ่งแสดงถึงการแมตช์ที่ดีและทำให้อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์กว้างขึ้น

### 2.2.2.2 การกระจายกระแสเชิงผิวบนตัวแผ่พลังงานไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่

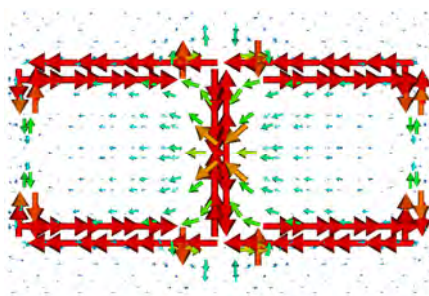
ในหัวข้อที่ผ่านมาได้แสดงถึงความสอดคล้องระหว่างพารามิเตอร์  $|S_{11}|$  และอินพุตอิมพีแดนซ์, ของวิวัฒนาการตัวแผ่พลังงานที่นำเสนอ สำหรับหัวข้อนี้เป็นการอธิบายถึงผลจำลองการกระจายกระแสเชิงผิวบนตัวแผ่พลังงานที่นำเสนอ ดังรูปที่ 2.15

ในรูปที่ 2.15 แสดงผลจำลองนอร์มอลไลซิงการกระจายกระแสเชิงผิวบนองค์ประกอบตัวแผ่พลังงาน ซึ่งกระแสโดยรวมกระจายในลักษณะสมมาตรบนตัวแผ่พลังงานทั้ง 2 ข้าง จากรูปที่ 2.14(ก) ที่ความถี่ปฏิบัติการทางคลื่นความถี่ต่ำ (470MHz) กระแสกระจายหนาแน่นตามแนวขอบของจุดป้อนขอบของร่องตัดบน-ล่างระหว่างแขนไดโพลและพาราซิติกกรุปตัว C แต่มีการกระจายเบาบางบริเวณแขนขององค์ประกอบร่องตัดพาราซิติกกรุปตัว C

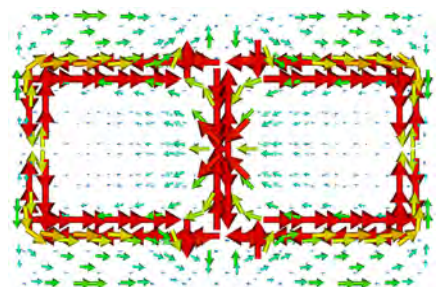


(ก) 470MHz

(ข) 511MHz (ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1)

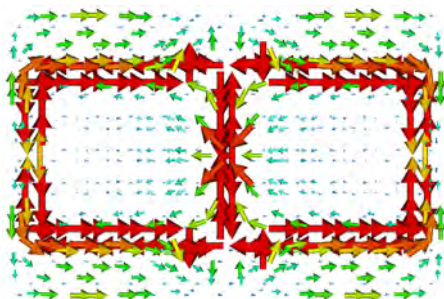


(ค) 666MHz

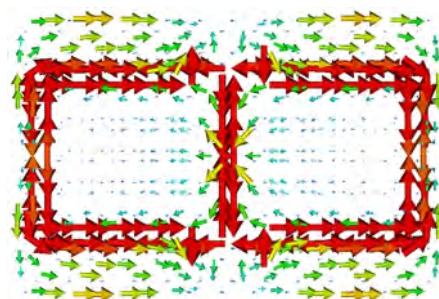


(ง) 839MHz (ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(จ) 862MHz



(ฉ) 907MHz

(ความถี่สูงกว่าความถี่ปฏิบัติการ)

### รูปที่ 2.15 ผลจำลองการกระจายกระแสเชิงผิวของไดโพลระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่

จากรูปที่ 2.15(ข) เป็นการกระจายกระแสที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 (511MHz) ลักษณะการกระจายของกระแสคล้ายกับที่ความถี่ด้านต่ำ (470MHz) กระแสมีความเข้มตามแนวขอบของจุดป้อนและที่บริเวณแขนไดโพลและขอบนอกบน-ล่างขององค์ประกอบพาราซิติกรุปตัว C เริ่มมีความเข้มมากขึ้น ในขณะที่ปริมาณเบาบางตามแนวขอบดิสซิมิลีและขวา ระหว่างร่องตัดของไดโพลและองค์ประกอบพาราซิติกรุปตัว C

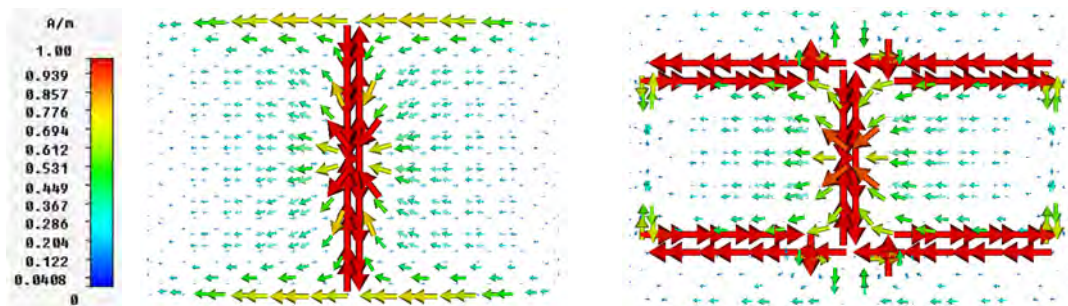
ในรูปที่ 2.15(ค) ที่ความถี่กลาง (666MHz) พบว่าการกระจายกระแสมีความเข้ม เฉพาะบริเวณขอบร่องตัดระหว่างไดโพลและพาราซิติกรุปตัว C เท่านั้น ในขณะที่บริเวณแขนขององค์ประกอบพาราซิติกรุปตัว C มีปริมาณกระแสเบาบางมาก ซึ่งสอดคล้องกับผลพารามิเตอร์,  $|S_{11}|$  ซึ่งเฉลี่ยใกล้ & 10dB

สำหรับการกระจายที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 (839MHz) ความถี่ปฏิบัติการดิสซิมิลีความถี่สูง (862MHz) และความถี่ที่สูงกว่าความถี่ปฏิบัติการ (907MHz) ดังในรูปที่ 2.15(ง) (จ) และ(ฉ) ตามลำดับ กระแสกระจายหนาแน่นตามแนวขอบจุดป้อนและตลอดตามแนวรอบขอบร่องตัดระหว่างไดโพลและองค์ประกอบพาราซิติกรุปตัว C ในขณะที่กระแสบนไดโพลเริ่มเบาบางลง นอกจากนั้น กระแสยังกระจายทั่วผิวขององค์ประกอบพาราซิติกรุปตัว C แต่มีทิศทางตรงข้ามกับกระแสบนไดโพล

จากพฤติกรรมของการกระจายกระแสเชิงผิวพบว่ากระแสบนไดโพลมีทิศทางที่ไล่ในทิศทางเดียวตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ พบว่าพฤติกรรมของการกระจายกระแสที่คล้ายกัน ตามแนวขอบของจุดป้อนและตามแนวขอบร่องตัดบนและล่าง มีความเข้มค่อนข้างมาก ครอบคลุมตลอดย่านความถี่ 470–862MHz ซึ่งมีลักษณะคล้ายรูปตัวโอ (O) ซึ่งเป็นผลจากการคัปปลิงระหว่างแขนไดโพลและองค์ประกอบพาราซิติกรุปตัว C ทั้ง 2 ข้าง ส่งผลให้เกิดการขยายแถบความถี่ดิสซิมิลีสูงของความถี่ปฏิบัติการ ในขณะที่เมื่อความถี่สูงขึ้นที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 เป็นต้นไป บริเวณขอบร่องตัดทั้งสองข้าง(ซิมิลี-ขวา) มีความเข้มของกระแสค่อนข้างมาก นั้นส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงของแบบรูปการแผ่พลังงานที่เกิดขึ้น เมื่อความถี่สูงขึ้น

นอกจากนั้นยังได้เปรียบเทียบการกระจายกระแสเชิงผิวระหว่างตัวแผ่พลังงานไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าและไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่ (ไดโพลที่นำเสนอ) ดังรูปที่ 2.16

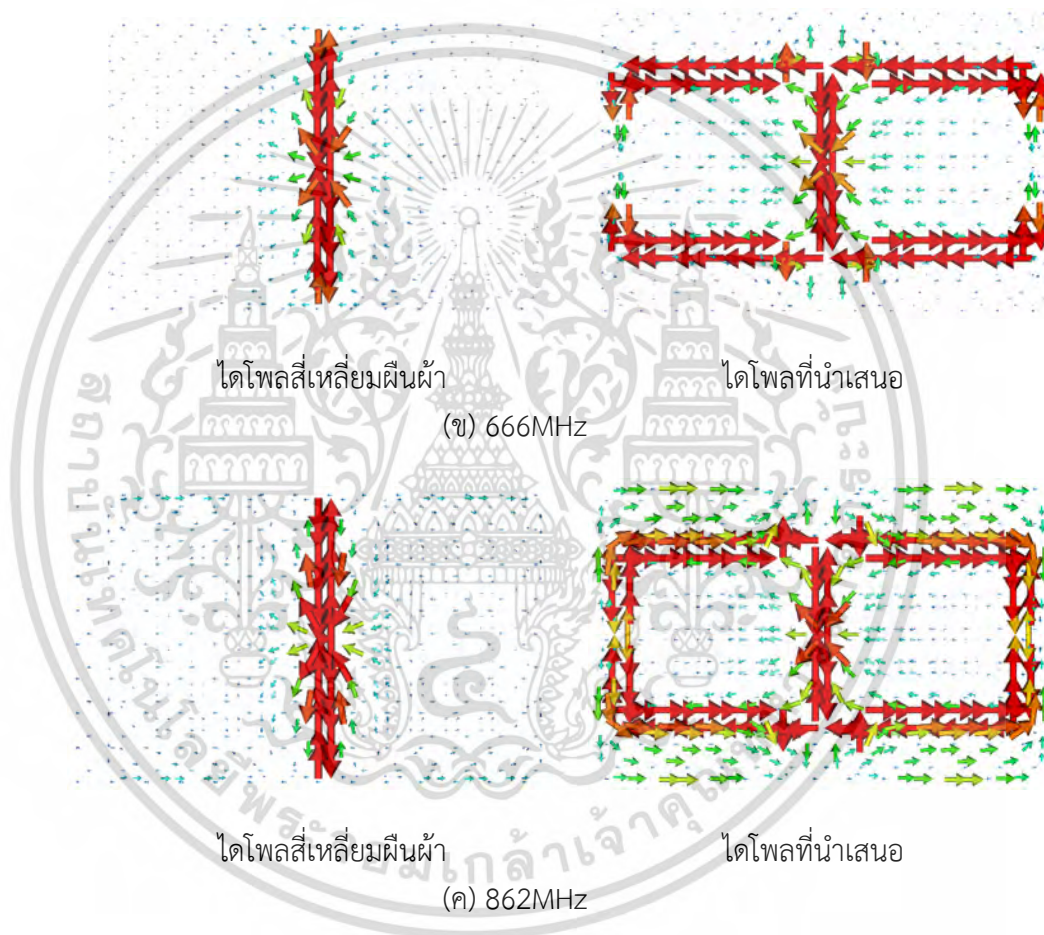
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้า

ไดโพลที่นำเสนอ

(ก) 470MHz



ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้า

ไดโพลที่นำเสนอ

(ข) 666MHz

ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้า

ไดโพลที่นำเสนอ

(ค) 862MHz

รูปที่ 2.16 เปรียบเทียบผลจำลองการกระจายกระแสเชิงผิวของไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผักระนาบและไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัวC แบบคู่

จากองค์ประกอบตัวแผ่พลังงานเริ่มต้งจากไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ&มีวิวัฒนาการจนมาเป็นตัวแผ่พลังงานแบบระนาบซึ่งมีโครงสร้างไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ&ที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัวC แบบคู่ที่นำเสนอ ตอบสนองความถี่ย่าน 459.4–907.4MHz ซึ่งครอบคลุมย่านความถี่โทรทัศน์ดิจิทัล (470–862MHz) สามารถสรุปพารามิเตอร์ขององค์ประกอบตัวแผ่พลังงานที่นำเสนอ ดังตารางที่ 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 พารามิเตอร์ที่เหมาะสมขององค์ประกอบตัวแผ่พลังงาน

พารามิเตอร์	รายละเอียด	ขนาด (mm)	ขนาดทางไฟฟ้า		
			470 MHz	666MHz	862MHz
$L_p$	ความยาวรวมของตัวแผ่พลังงาน	235	$0.37\lambda_L$	$0.52\lambda_C$	$0.68\lambda_H$
$W_p$	ความกว้างรวมของตัวแผ่พลังงาน	150	$0.24\lambda_L$	$0.33\lambda_C$	$0.43\lambda_H$
$W_c$	ความกว้างของร่องตัดรูปตัว C	90	$0.14\lambda_L$	$0.20\lambda_C$	$0.26\lambda_H$
$L_c$	ความยาวของร่องตัดรูปตัว C	105	$0.16\lambda_L$	$0.23\lambda_C$	$0.30\lambda_H$
$W_{s1}$	ระยะความกว้างระหว่างขอบ-ขอบ ของร่องตัดพาราซิติกรุปตัว $C_1$	21	$0.03\lambda_L$	$0.05\lambda_C$	$0.06\lambda_H$
$W_{s2}$	ระยะความกว้างระหว่างขอบ-ขอบ ของร่องตัดพาราซิติกรุปตัว $C_2$	53	$0.08\lambda_L$	$0.12\lambda_C$	$0.15\lambda_H$
$W_{s3}$	ความกว้างของร่องตัดขอบพาราซิติกรุปตัว C แบบขึ้น	11	$0.017\lambda_L$	$0.024\lambda_C$	$0.031\lambda_H$
$g$	ระยะห่างจุดป้อน	5	$0.008\lambda_L$	$0.011\lambda_C$	$0.014\lambda_H$
$g_c$	ระยะห่างของร่องตัด	2	$0.003\lambda_L$	$0.004\lambda_C$	$0.006\lambda_H$

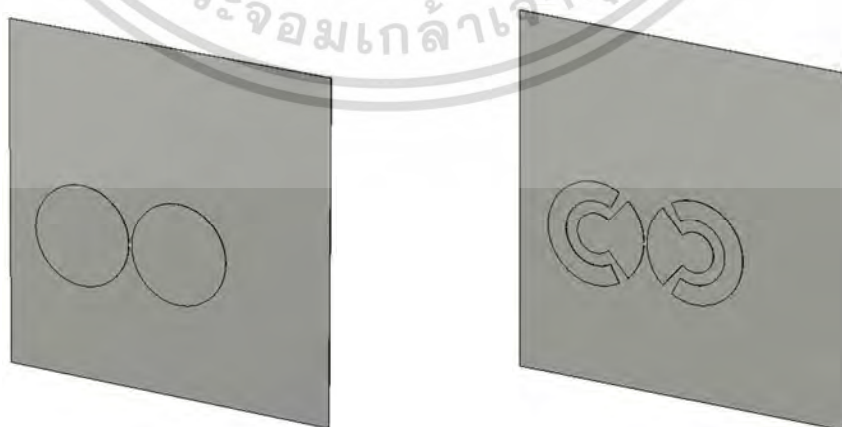
เมื่อ  $\lambda_L$ : ความยาวคลื่นในอากาศว่างที่ความถี่ปฏิบัติการความถี่ต่ำ

$\lambda_C$ : ความยาวคลื่นในอากาศว่างที่ความถี่ปฏิบัติการความถี่กลาง

$\lambda_H$ : ความยาวคลื่นในอากาศว่างที่ความถี่ปฏิบัติการความถี่สูง

### 2.3 การประยุกต์ใช้องค์ประกอบร่องตัดบนตัวแผ่พลังงาน

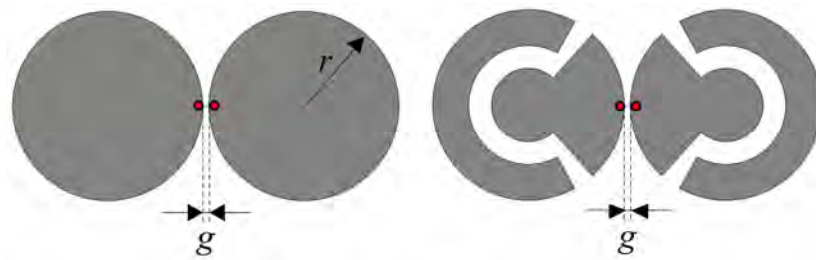
จากหลักการใช้อัตราประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่บนตัวแผ่พลังงานแบบระนาบ เพื่อเป็นการนำประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์, (Contribution) ไปประยุกต์ใช้งาน จึงได้นำหลักการดังกล่าวนี้ไปประยุกต์ใช้ โดยการจำลองบนตัวแผ่พลังงานรูปวงกลมระนาบที่มีความหนาขนาด 1mm ซึ่งวางเหนือตัวสะท้อนสี่เหลี่ยมจัตุรัสขนาด 550×550mm เป็นระยะ  $\lambda_C/4$  (112mm) ที่ความถี่กลาง 666MHz ย่านความถี่โทรทัศนิจิตอล (470–862MHz) โดยกำหนดให้รัศมีตัวแผ่พลังงาน  $r=80$ mm ระยะจุดป้อน  $g=5$ mm ดังรูปที่ 2.17



(ก) ตัวแผ่พลังงานวงกลมบนระนาบตัวสะท้อน (ข) ตัวแผ่พลังงานวงกลมที่มีองค์ประกอบร่องตัด

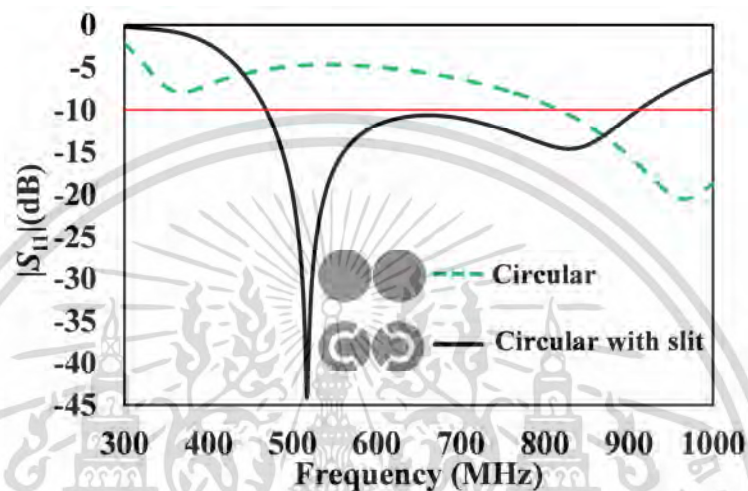
บนระนาบตัวสะท้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) ตัวแผ่นพลังงานวงกลม

(ง) ตัวแผ่นพลังงานวงกลมที่มีช่องประกอบร่องตัด

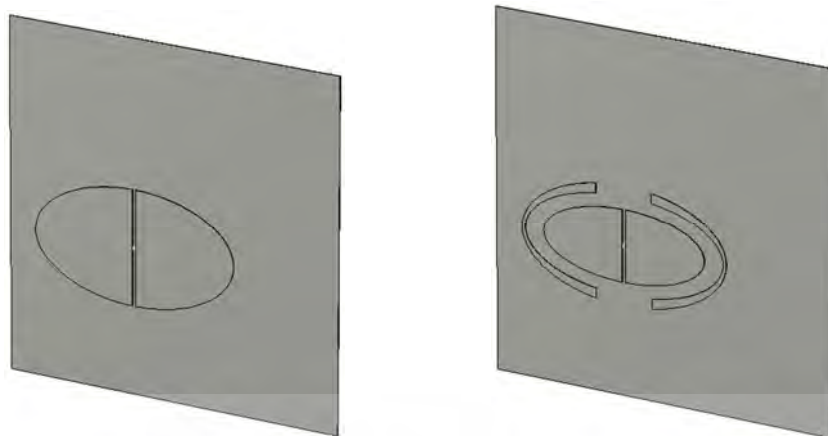
(จ) เปรียบเทียบผลจำลอง  $|S_{11}|$  ตัวแผ่นพลังงานวงกลมและวงกลมที่มีช่องประกอบร่องตัด

### รูปที่ 2.17 การประยุกต์ใช้ช่องประกอบร่องตัดบนตัวแผ่นพลังงานวงกลมระนาบ

จากรูปที่ 2.17 พบว่าตัวแผ่นพลังงานระนาบ มีผลจำลอง  $|S_{11}| < -10$  dB ไม่ตอบสนองความถี่ย่านโทรทัศนดิจิตอล 470–862 MHz ในขณะที่ตัวแผ่นพลังงานวงกลมระนาบที่มีช่องประกอบร่องตัด ที่มีขนาดและอยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสมบนตัวแผ่นพลังงาน สามารถทำให้ตอบสนองครอบคลุมความถี่ย่าน 468.5–911.4 MHz (64.2%) ซึ่งช่วยขยายแบนด์วิดท์ให้ครอบคลุมย่านความถี่โทรทัศนดิจิตอล

ในรูปที่ 2.18 แสดงการจำลองใช้ช่องประกอบร่องตัด บนตัวแผ่นพลังงานรูปวงรีระนาบที่มีความหนาขนาด 1 mm ซึ่งวางเหนือตัวสะท้อนสี่เหลี่ยมจัตุรัสขนาด 550×550 mm เป็นระยะ  $\lambda_c/4$  (112 mm) ที่ความถี่กลาง 666 MHz ย่านความถี่โทรทัศนดิจิตอล (470–862 MHz) เช่นเดียวกับในกรณีของตัวแผ่นพลังงานวงกลม โดยกำหนดให้รัศมีตัวแผ่นพลังงาน  $r_x=165$ ,  $r_y=90$  mm และระยะจุดป้อน  $g=5$  mm

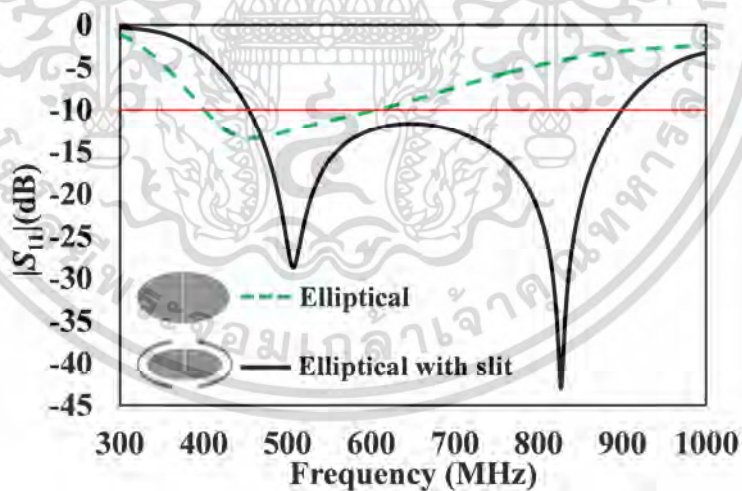
จากรูปที่ 2.18 พบว่าตัวแผ่นพลังงานวงรีระนาบ มีผลจำลอง  $|S_{11}| < -10$  dB ตอบสนองยังไม่ครอบคลุมความถี่ย่านโทรทัศนดิจิตอล 470–862 MHz ในขณะที่ตัวแผ่นพลังงานวงรีระนาบที่มีช่องประกอบร่องตัด ที่มีขนาดและอยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสมบนตัวแผ่นพลังงาน สามารถช่วยขยายแบนด์วิดท์จากเดิมตอบสนองความถี่ย่าน 400.9 – 603.9 MHz (40.4%) ไปเป็น 453.9–899.1 MHz (65.8%)



(ก) ตัวแผ่นพลังงานวงรีบนระนาบตัวสะท้อน (ข) ตัวแผ่นพลังงานวงรีที่มีองค์ประกอบร่องตัดบนระนาบตัวสะท้อน



(ค) ตัวแผ่นพลังงานวงรี (ง) ตัวแผ่นพลังงานวงรีที่มีองค์ประกอบร่องตัด

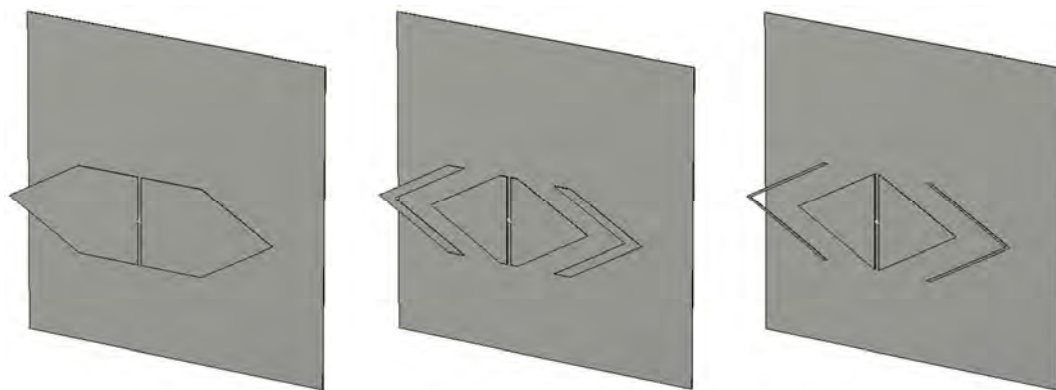


(จ) เปรียบเทียบผลจำลอง  $|S_{11}|$  ตัวแผ่นพลังงานวงรีและวงรีที่มีองค์ประกอบร่องตัด

**รูปที่ 2.18** การประยุกต์ใช้องค์ประกอบร่องตัดบนตัวแผ่นพลังงานวงรีระนาบ

นอกจากนั้น ในรูปที่ 2.19 ยังได้ทดลองการใช้อุปกรณ์ประกอบร่องตัด บนตัวแผ่นพลังงานรูปหสี่เหลี่ยมที่มีความหนาของตัวแผ่นพลังงานระนาบ 1mm ซึ่งวางเหนือตัวสะท้อนสี่เหลี่ยมจัตุรัสขนาด 550×550mm เป็นระยะ  $\lambda_c/4$  (112mm) ที่ความถี่กลาง 666MHz เช่นเดียวกับในกรณีของตัวแผ่นพลังงานวงกลมและวงรี โดยกำหนดระยะจุดป้อน  $g=7\text{mm}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ตัวแผ่นพลังงานห้าเหลี่ยม  
บนระนาบตัวสะท้อน

(ข) ตัวแผ่นพลังงานห้าเหลี่ยม  
บนระนาบตัวสะท้อน

(ค) ตัวแผ่นพลังงานสามเหลี่ยม  
บนระนาบตัวสะท้อน

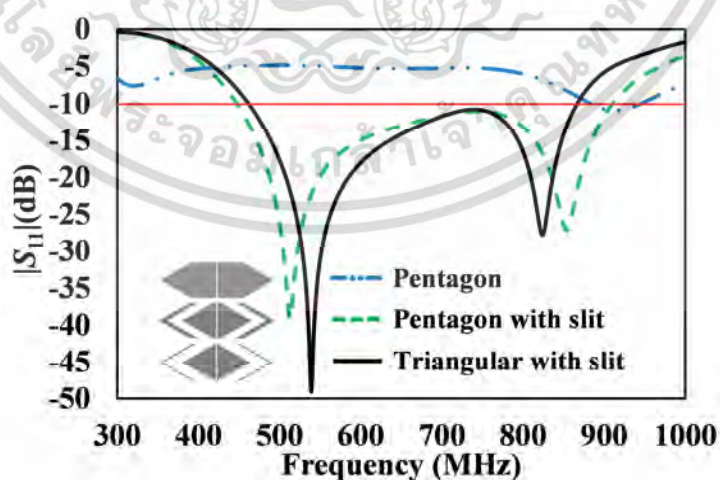


(ง) ตัวแผ่นพลังงานห้าเหลี่ยม

(จ) ตัวแผ่นพลังงานห้าเหลี่ยมที่มีองค์ประกอบร่องตัด



(ฉ) ตัวแผ่นพลังงานสามเหลี่ยมที่มีองค์ประกอบร่องตัด



(ข) เปรียบเทียบผลจำลอง  $|S_{11}|$  ตัวแผ่นพลังงานห้าเหลี่ยม, ห้าเหลี่ยมที่มีองค์ประกอบร่องตัด และ สามเหลี่ยมที่มีองค์ประกอบร่องตัด

รูปที่ 2.19 การประยุกต์ใช้องค์ประกอบร่องตัดบนตัวแผ่นพลังงานห้าเหลี่ยมระนาบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ในการนำ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.19 (ข) พบว่าตัวแม่พลังงานห้าเหลี่ยม มีผลจำลอง  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  เกิดการไม่แมตช, ในความถี่ย่านโทรทัศนิจิตอล และเมื่อตัวแม่พลังงานหกเหลี่ยมที่มีองค์ประกอบร่องตัด และตัวแม่พลังงานสามเหลี่ยมที่มีองค์ประกอบร่องตัด ที่มีขนาดและอยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสมบนตัวแม่พลังงานสามารถช่วยขยายแบนด์วิดท์, ซึ่งตอบสนองความถี่ย่าน 447.4–910.7MHz(68.2%) และ 461.7–866.9MHz (60.9%) ตามลำดับ

## 2.4 สรุป

ในบทนี้ ได้ออกแบบและศึกษาพารามิเตอร์ การวิเคราะห์, พารามิเตอร์ $|S_{11}|$  อินพุต อิมพีแดนซ์ และการกระจายกระแสเชิงผิว บนตัวแม่พลังงานไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผิวงบน และไดโพลระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่ โดยวางเหนือระนาบสะท้อนตัวนำไฟฟ้าขนาดอนันต์ ซึ่งการทำร่องตัดที่มีรูปทรงและขนาด โดยอยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสมบนตัวแม่พลังงาน สามารถทำให้ช่วยเพิ่มหรือขยายแบนด์วิดท์ของสายอากาศไดโพลซึ่งองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่บนไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผิวงบน ทำให้เกิดการคับปลิงระหว่างตัวแม่พลังงานไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผิวงและองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่ ที่มีการกระจายกระแสความเข้มค่อนข้างสูงตามแนวขอบร่องตัด ส่งผลต่อการกระตุ้นความถี่เรโซแนนซ์ความถี่สูงของความถี่ปฏิบัติการ ทำให้เกิดการขยายแบนด์วิดท์ ตอบสนองครอบคลุมความถี่ปฏิบัติการที่ต้องการ นอกจากนี้ยังสามารถนำหลักการองค์ประกอบร่องตัดไปประยุกต์ใช้สำหรับตัวแม่พลังงานแบบระนาบ ที่มีไดอิเล็กทริกอากาศ โดยพิจารณา รูปทรง ขนาดและตำแหน่งขององค์ประกอบร่องตัดที่เหมาะสมบนตัวแม่พลังงาน เพื่อให้เกิดการขยายแบนด์วิดท์ในย่านความถี่ปฏิบัติการที่ต้องการ

### บทที่ 3

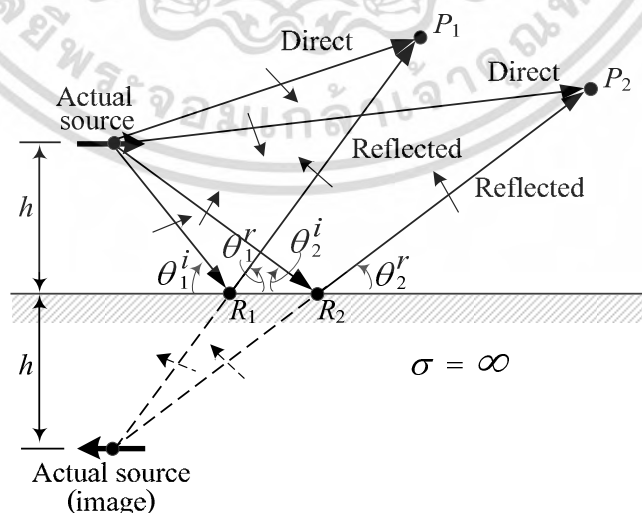
## สายอากาศองค์ประกอบ

จากบทที่ 2 ได้กล่าวถึงความเป็นมาของตัวพลังงานไดโพลระนาบที่มีองค์ประกอบรูปตัว C แบบคู่ ในบทนี้กล่าวถึงสายอากาศตัวสะท้อน รวมถึงทฤษฎีภาพเสมือนและไดโพลแนวอน สายอากาศองค์ประกอบ ซึ่งมีเนื้อหาประกอบด้วย สายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนแบบแบน เรียบ และสายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนแบบมุมพับ ซึ่งจะได้ศึกษาพารามิเตอร์ ได้แก่ พารามิเตอร์  $|S_{11}|$  แบบรูปการแผ่พลังงาน ในบริเวณสนามระยะไกล และอัตราขยาย ตลอดจนการ ทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนแบบมุมพับ และสุดท้ายเป็นการสรุป รายละเอียดท้ายบท

### 3.1 ทฤษฎีภาพเสมือนและสายอากาศตัวสะท้อนไดโพลแนวอน

ในสายอากาศที่ใช้งานจริงนั้น บ่อยครั้งที่มีการนำแผ่นสะท้อนคลื่นมาวางไว้ด้านหลังของ สายอากาศเพื่อให้คลื่นแผ่กระจายออกไปด้านหน้าเท่านั้น ในกรณีดังกล่าวนี้ ถ้าแผ่นสะท้อนมีขนาด ใหญ่มากหรือขนาดอนันต์! การหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าทางด้านหน้า สามารถทำได้โดยการวาง สายอากาศสภาพที่เหมาะสม ไว้ตรงตำแหน่งที่เหมาะสม ในกรณีที่แผ่นสะท้อนเป็นแผ่นโลหะเรียบ และมีสภาพการนำไฟฟ้าอย่างสมบูรณ์! ตามเงื่อนไขขอบเขตสนามไฟฟ้าในแนวขนานกับผิวโลหะบน ผิวโลหะจะต้องศูนย์ (เงื่อนไขดังกล่าวนี้บางครั้งเรียกว่า “ผนังไฟฟ้า”) และเนื่องจากสนามแม่เหล็ก ไฟฟ้าที่เป็นค่าเฉลี่ยของสมการแมกซ์เวลล์และเป็นไปตามเงื่อนไขขอบเขตด้วย จะมีได้เพียงชุดเดียว เท่านั้น ดังนั้นถ้าสามารถหาชุดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีสนามไฟฟ้าในแนวขนานกับผิวโลหะบนผิว โลหะเป็นศูนย์ได้ สนามแม่เหล็กไฟฟ้าชุดนั้นจะเป็นค่าเฉลี่ยของปัญหานั้น

เริ่มต้นการวิเคราะห์โดยสมมติให้จัดวางไดโพลไฟฟ้าแนวอน เหนือระนาบตัวนำแบนเรียบ ขนาดอนันต์ซึ่งเป็นตัวนำไฟฟ้าอย่างสมบูรณ์ เป็นระยะ  $h$  ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ไดโพลไฟฟ้าแนวอนเหนือตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ที่มีขนาดอนันต์และแบนเรียบ [38]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทิศทางของลูกศรแสดงถึงโพลาริซซ์ของแหล่งกำเนิด พลังงานที่แผ่ออกมาจากแหล่งกำเนิดจริงจะมีแผ่ออกทุกทิศทางเนื่องจากตัวกลางไม่มีขอบเขตจำกัด ผลรวมของการสะท้อนโดยทั่วไปจะเกิดจากพารามิเตอร์ของตัวสะท้อนตัวกลางที่อยู่เหนือตัวสะท้อน สำหรับตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ที่อยู่ด้านล่าง คลื่นที่เข้าไปจะสะท้อนกลับหมดและสนามใต้ตัวโลหะจะมีค่าเท่ากับศูนย์

จากเงื่อนไขของขอบเขตองค์ประกอบแทนเจนต (Tangential component) ของสนามไฟฟ้าจะต้องหายไปทุกจุด ตามแนวผิวของโลหะ ดังนั้นสนามไฟฟ้าตกกระทบที่มีโพลาริซซ์แนวนอนที่แสดงด้วยลูกศร โพลาริซซ์ของคลื่นสะท้อนจะต้องสอดคล้องกับเงื่อนไขขอบเขต โดยแหล่งกำเนิดเสมือนจึงมีโพลาริซซ์ต่างกับแหล่งกำเนิดจริง 180° (ดังนั้นสัมประสิทธิ์การสะท้อนจึงมีค่าเท่ากับ -1) และในกรณีของไดโพลไฟฟ้าแนวตั้งจะมีโพลาริซซ์ของแหล่งกำเนิดเสมือนเหมือนกับแหล่งกำเนิดจริง (ดังนั้นสัมประสิทธิ์การสะท้อนจึงมีค่าเท่ากับ +1)

จากรูปจุดสังเกต  $P_1$  จะมีคลื่นที่เดินทางตรงมาจากแหล่งกำเนิดจริงและไปยังตัวนำที่จุด  $R_1$  ซึ่งเป็นจุดสะท้อน ทิศทางจะคำนวณจากกฎการสะท้อน ( $\theta_i' = \theta_r'$ ) เพื่อให้แน่ใจว่าพลังงานในตัวกลางเนื้อเดียวกัน (Homogeneous) เคลื่อนที่เป็นเส้นตรงตามเส้นทางที่สั้นที่สุด คลื่นจะผ่านไปยังจุดสังเกต  $P_1$  ขณะที่บริเวณใต้ระนาบตัวนำที่ระยะ  $h$  มีแหล่งกำเนิดเสมือน สำหรับจุดสังเกตที่  $P_2$  ที่มีจุดสะท้อนที่  $R_2$  แต่แหล่งกำเนิดเสมือนจะอยู่ตำแหน่งเดิม เพราะฉะนั้นที่จุดสังเกตอื่นสามารถรวมสนามต่างๆ โดยใช้ทฤษฎีภาพเสมือนและจุดสังเกตที่สนามระยะไกล ดังรูปที่ 3.2(ก) และ (ข) องค์ประกอบโดยตรง สามารถเขียนได้เป็น

$$E_{\psi}^d = j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr_1}}{4\pi r_1} \sin \psi \quad (3.1)$$

และองค์ประกอบตัวสะท้อน คือ

$$E_{\psi}^r = jR_h \eta \frac{kI_0 l e^{-jkr_2}}{4\pi r_2} \sin \psi \quad (3.2)$$

หรือ

$$E_{\psi}^r = -j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr_2}}{4\pi r_2} \sin \psi \quad (3.3)$$

เนื่องจากสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีค่า  $R_h = -1$  การหามุม ซึ่งวัดจากแกนไปยังจุดสังเกตคำนวณได้จาก

$$\cos \psi = \hat{a}_y \cdot \hat{a}_r = \hat{a}_y \cdot (\hat{a}_x \sin \theta \cos \phi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \phi + \hat{a}_z \cos \theta) = \sin \theta \sin \phi \quad (3.4)$$

จาก

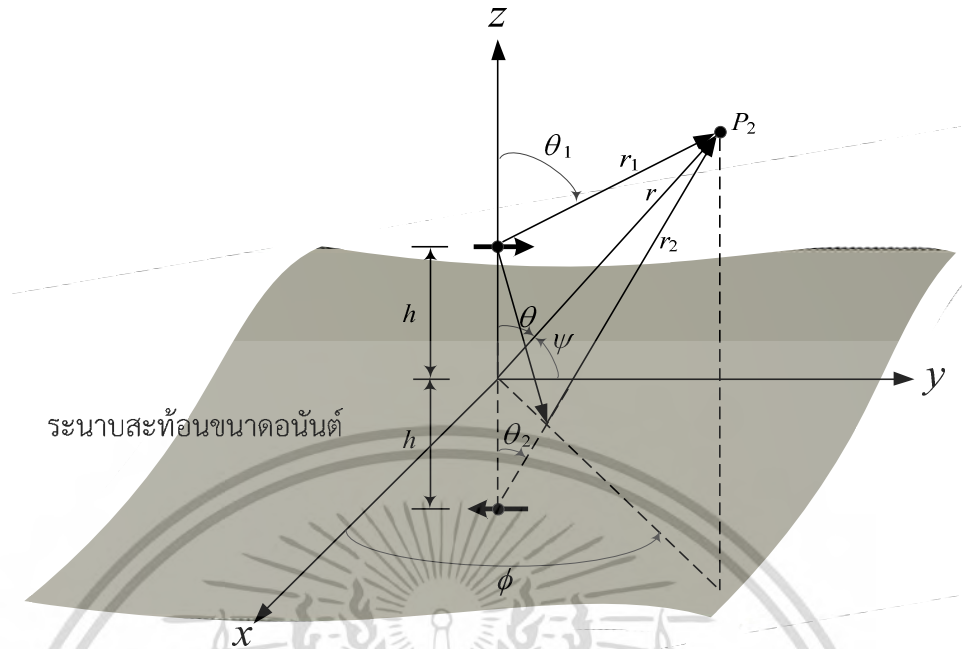
$$\sin \psi = \sqrt{1 - \cos^2 \psi} = \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi} \quad (3.5)$$

จุดสังเกตที่สนามระยะไกล

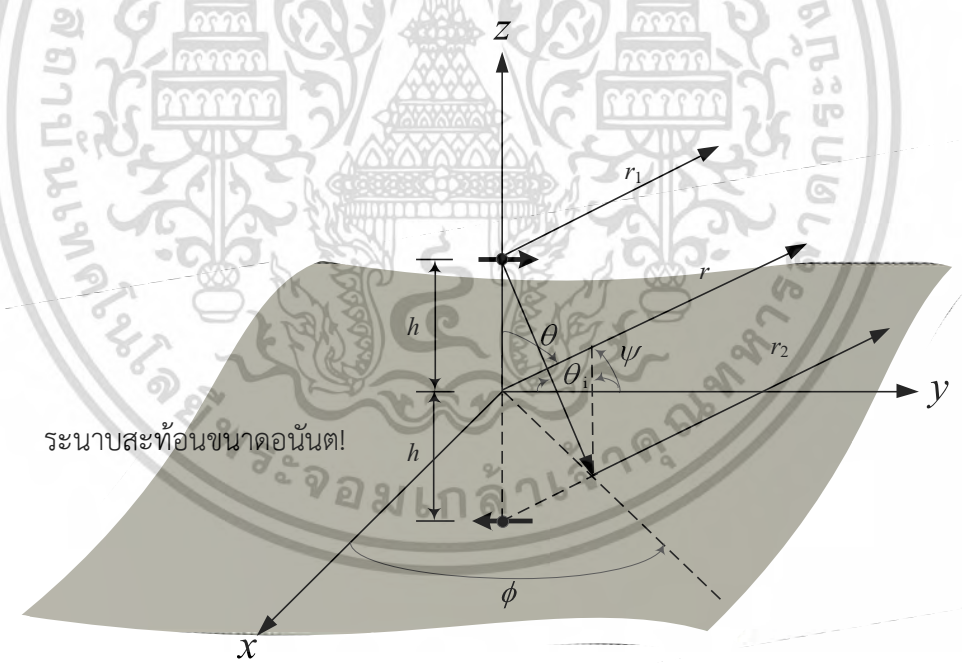
$$\left. \begin{aligned} r_1 &\approx r - h \cos \theta \\ r_2 &\approx r + h \cos \theta \end{aligned} \right\} \text{สำหรับการเปลี่ยนแปลงเฟส} \quad (3.6 \text{ ก})$$

$$r_1 = r_2 = r \quad \text{สำหรับการเปลี่ยนแปลงขนาด} \quad (3.6 \text{ ข})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ไดโพลไฟฟ้าแนวอนเหนือระนาบกราวด์!



(ข) จุดสังเกตที่สนามระยะไกล

รูปที่ 3.2 ไดโพลไฟฟ้าแนวอนเหนือระนาบกราวด์ไฟฟ้าสมบูรณ์ขนาดอนันต์! [38]

สนามรวมบริเวณเหนือระนาบกราวด์ ( $z \geq h$ ;  $0 \leq \theta \leq \pi/2$ ,  $0 \leq \phi \leq 2\pi$ ) เขียนได้เป็น

$$E_\psi = E_\psi^d + E_\psi^r = j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi} [2j \sin(kh \cos \theta)] \quad (3.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ (3.7) ประกอบด้วยผลคูณของสนามขององค์ประกอบเดี่ยวที่สมมาตรที่จุดกำเนิด และตัวประกอบ (ซึ่งอยู่ในวงเล็บ [ ]) เป็นที่รู้จักกัน คือ ตัวประกอบแถวลำดับ (Array factor)

ในการพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของสนามรวมเทียบกับฟังก์ชันของความสูงเหนือระนาบกราวด์ แบบรูปสองมิติในระนาบมุมยก สำหรับ (ระนาบ y-z) เมื่อ  $h=0, \lambda/8, \lambda/4, 3\lambda/8, \lambda/2$  และ  $\lambda$  เนื่องจากสายอากาศไม่สมมาตร เทียบกับแกน z ดังนั้นแบบรูปในระนาบมุมกวาด (ระนาบ x-y) จะไม่สมมาตร และเมื่อเพิ่มความสูงให้มากกว่าหนึ่งความยาวคลื่น ( $h > \lambda$ ) จำนวนโหลบก็จะมากขึ้นตามไปด้วย ซึ่งจำนวนโหลบมีค่าประมาณ

$$\text{จำนวนโหลบ} \approx 2 \left( \frac{h}{\lambda} \right) \quad (3.8)$$

เมื่อ หนึ่งคือจำนวนที่เล็กที่สุด

องค์ประกอบจากแหล่งกำเนิดจริงในสมการ (3.11) และองค์ประกอบสะท้อนในสมการ (3.2) เมื่อสัมพันธ์การสะท้อน  $R_h$  คือ

$$R_h = \begin{cases} R_{\perp} & \phi = 0^\circ, 180^\circ \text{ plane} \\ R_{\parallel} & \phi = 90^\circ, 270^\circ \text{ plane} \end{cases} \quad (3.9)$$

เมื่อ  $R_{\parallel}$  คือสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโพลาริซแนชัน

$R_{\perp}$  คือสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโพลาริซแนชันตั้งฉาก

$$R_h = \frac{\eta_1 \cos \theta_i - \eta_0 \cos \theta_t}{\eta_1 \cos \theta_i + \eta_0 \cos \theta_t} \quad (3.10)$$

เมื่อ  $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$  คืออินทรีนสิกอิมพีแดนซ์ของอากาศ

$\eta_1 = \sqrt{\frac{j\omega\mu_1}{\sigma_1 + j\omega\epsilon_1}}$  คืออินทรีนสิกอิมพีแดนซ์ของกราวด์

$\theta_i$  คือมุมตกกระทบ (เทียบกับเส้นปกติ)

$\theta_t$  คือมุมสะท้อน (เทียบกับเส้นปกติ)

มุม  $\theta_i$  และ  $\theta_t$  สัมพันธ์กันตามกฎของสเนลล์!

$$\gamma_0 \sin \theta_i = \gamma_1 \sin \theta_t \quad (3.11)$$

เมื่อ  $\gamma_0 = jk_0$  คือค่าคงที่การแผ่พลังงานในอากาศ

$\gamma_1 = \alpha_1 + jk_0$  คือค่าคงที่การแผ่พลังงานสำหรับกราวด์!

$jk_0$  คือค่าคงที่เฟสในอากาศ

$\alpha_1$  คือค่าคงที่การลดทอนสำหรับกราวด์!

$k_0$  คือค่าคงที่เฟสของกราวด์!

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประมาณค่าที่สนามระยะไกลของสมการ (3.6 ก) และ (3.6 ข) ผลรวมของสนามไฟฟ้าเหนือระนาบกราวด์ ( $z \geq h$ ) สามารถเขียนได้เป็น

$$E_{\psi} = j\eta \frac{kI_0 e^{-jkr}}{4\pi r} \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi} \left[ e^{jkh \cos \theta} + R_{\eta} e^{-jkh \cos \theta} \right], \quad z \geq h \quad (3.12)$$

เมื่อ  $R_{\eta}$  กำหนดโดยสมการ (3.9)

จากทฤษฎีภาพเสมือนที่กล่าวมา เมื่อนำแผ่นโลหะตัวนำที่มีขนาดใหญ่มาประกอบเข้ากับตัวแผ่พลังงาน สนามไฟฟ้าบนแผ่นตัวนำจะเท่ากับศูนย์ตามเงื่อนไขขอบเขต ซึ่งพลังงานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะไม่สามารถส่งผ่านไปทางด้านหลังของแผ่นตัวนำนั้นได้ นั่นคือแผ่นโลหะตัวนำจะสะท้อนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าให้กลับมาทางทิศทางเดิม จะทำให้สามารถส่งพลังงานออกไปในทิศทางที่ต้องการได้สูงขึ้น

### 3.2 สายอากาศองค์ประกอบ

จากบทที่ 2 และหัวข้อ 3.1 ที่ผ่านมามีได้ทราบถึงพารามิเตอร์ที่เหมาะสมขององค์ประกอบตัวแผ่พลังงานและทฤษฎีภาพเสมือน ซึ่งจะนำมาใช้ร่วมกับตัวแผ่พลังงาน ดังนั้นในหัวข้อนี้กล่าวถึงสายอากาศองค์ประกอบ ซึ่งเป็นการนำองค์ประกอบตัวแผ่พลังงานจากบทที่ 2 มาใช้ เพื่อศึกษาพารามิเตอร์ของตัวสะท้อนที่มีรูปทรงและขนาดที่เหมาะสม โดยเริ่มต้นจากการกำหนดรูปทรงของตัวสะท้อนสี่เหลี่ยมจัตุรัสแบบแบนเรียบนำมาเปรียบเทียบกับตัวสะท้อนขนาดอนันต์ (ตัวสะท้อนในอุดมคติ) ดังหัวข้อ 3.2.1 จากนั้นได้ทำการพับมุมขอบทั้ง 2 ข้างของตัวสะท้อน ดังหัวข้อ 3.2.2 เพื่อช่วยเพิ่มอัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลัง ในการปรับปรุงประสิทธิภาพการแผ่พลังงานในทิศทาง z

#### 3.2.1 สายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนแบบแบนเรียบ

เริ่มต้นจากตัวสะท้อนสี่เหลี่ยมจัตุรัสแบบแบนเรียบ เพื่อหาขนาดของตัวสะท้อนที่เหมาะสม โดยกำหนดให้มีอัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลังที่ดีหรือ  $>15\text{dB}$  และระดับโหลบข้าง  $<-13\text{dB}$  จากอัตราขยายสูงสุดครอบคลุมย่านความถี่ปฏิบัติการ [38] โดยส่วนใหญ่ระดับของโหลบหลังจะถูกควบคุมด้วยขนาดของตัวสะท้อน และสำหรับอัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลังที่มีค่าสูง เกิดจากตัวสะท้อนขนาดใหญ่ (ตัวสะท้อนขนาดอนันต์ให้ผลแบบรูปการแผ่พลังงานที่ปราศจากโหลบหลัง)

สำหรับค่าอัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลัง (Front-to-back ratio : F/B ratio) มีหน่วย dB คือ ค่าอัตราส่วนของสนามไฟฟ้าในทิศด้านหน้ากับสนามไฟฟ้าที่มีค่าสูงสุดในทิศทางตรงข้าม ดังสมการ (3.13) หรือกล่าวอีกอย่างคือ อัตราส่วนเปรียบเทียบความแรงของสัญญาณที่ต้องการส่งในทิศทางที่ต้องการกับความแรงของสัญญาณในทิศทางตรงกันข้าม แสดงดังสมการ (3.14)

$$\text{F/B ratio} = 20 \log \frac{E_F}{E_B} \quad (\text{dB}) \quad (3.13)$$

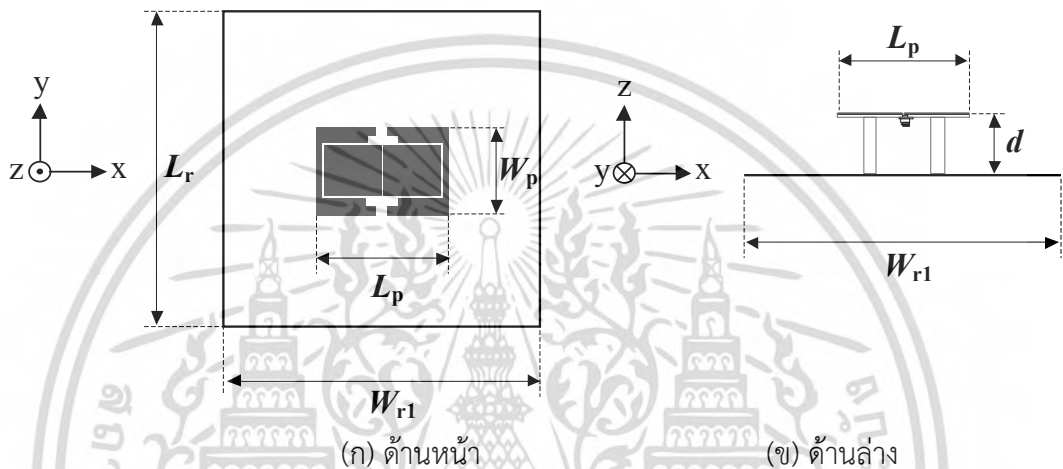
หรือ

$$\text{F/B ratio} = \text{Main lobe (dB)} - \text{Back lobe (dB)} \quad (3.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

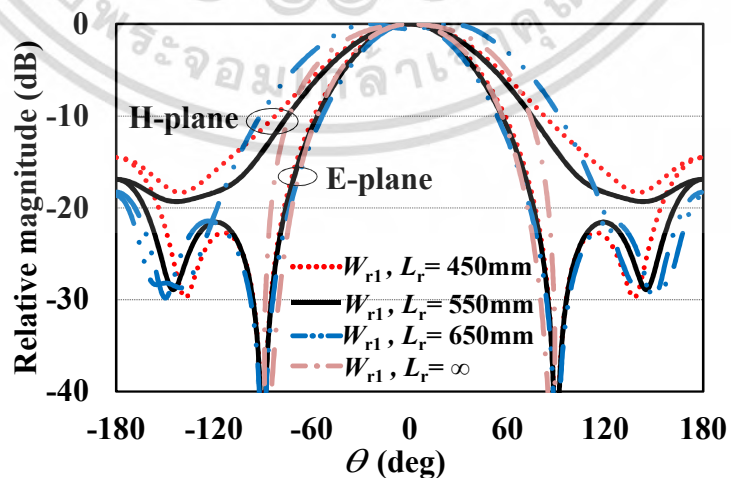
เมื่อ  $E_F$  คือ สนามไฟฟ้าด้านหน้า  
 $E_B$  คือ สนามไฟฟ้าด้านหลัง  
 Main lobe คือ ลำคลื่นหลักด้านหน้า  
 Back lobe คือ ลำคลื่นด้านหลัง

สายอากาศองค์ประกอบตัวสะท้อนแบบแบนเรียบ ประกอบด้วยองค์ประกอบตัวแผ่พลังงานไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีองค์ประกอบรูปร่างตัว C แบบคู่ วางเหนือตัวสะท้อนเป็นระยะห่าง  $\lambda_c/4$  (112mm) จากผิวตัวสะท้อนสี่เหลี่ยมจัตุรัสแบบแบนเรียบ ความหนา 1mm เมื่อ  $\lambda_c$  คือความยาวคลื่นที่ความถี่กลาง (666MHz) ดังรูปที่ 3.3



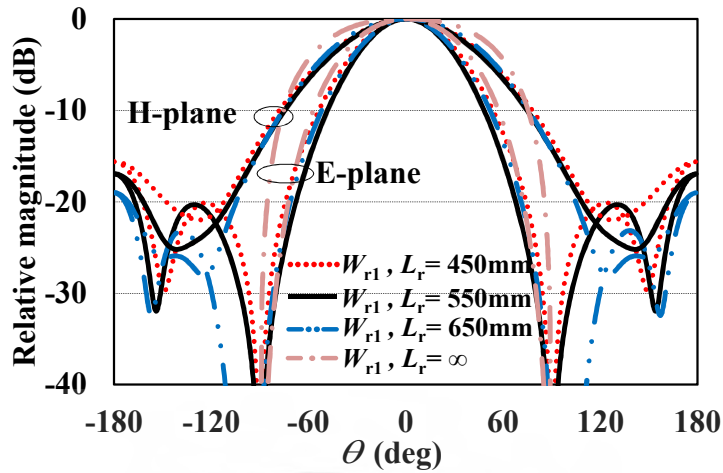
รูปที่ 3.3 โครงสร้างสายอากาศองค์ประกอบตัวสะท้อนสี่เหลี่ยมจัตุรัสแบบแบนเรียบ

ผลจำลองคุณลักษณะการแผ่พลังงานของสายอากาศองค์ประกอบตัวสะท้อนแบบแบนเรียบเมื่อมีขนาดความกว้าง ( $W_{r1}$ ) ต่างกัน แสดงดังรูปที่ 3.4(ก) (ข) และ(ค) ที่ความถี่ 470, 666 และ 862MHz ตามลำดับ ซึ่งสามารถสรุปคุณลักษณะการแผ่พลังงาน ดังตารางที่ 3.1

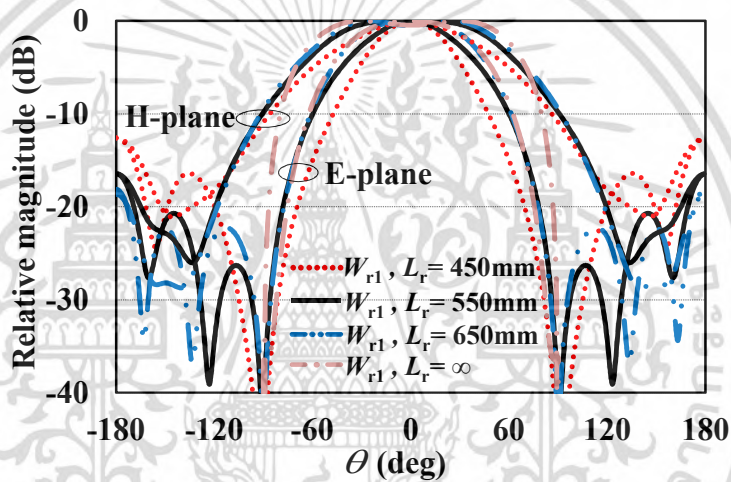


(ก) 470MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) 666MHz



(ค) 862MHz

รูปที่ 3.4 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศองค์ประกอบตัวสะท้อนสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบแผ่นเรียบ เมื่อมีขนาดความกว้าง ( $W_{r1}$ ) ต่างกัน

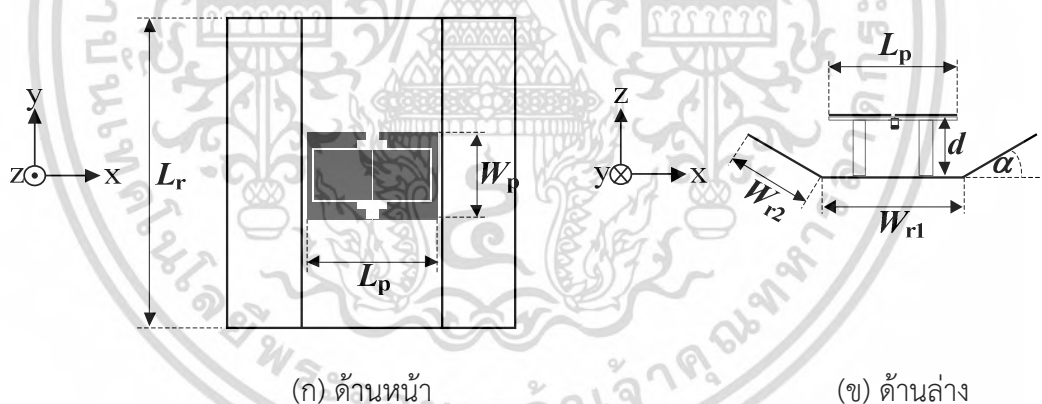
ตารางที่ 3.1 ผลเปรียบเทียบคุณลักษณะการแผ่พลังงานเมื่อตัวสะท้อนแบบแผ่นเรียบมีขนาดต่างกัน

ขนาด ( $W_{r1} \times L_r$ )	ระนาบ	ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (deg.)			อัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลัง(dB)			อัตราขยาย(dBi)		
		f (MHz)			f (MHz)			f (MHz)		
		470	666	862	470	666	862	470	666	862
450×450	E	65.8	58.3	48.3	14.5	15.6	12.6	8.1	8.6	8.6
	H	83.8	82.8	88.6						
550×550	E	62.4	52.2	63.9	16.9	16.9	16.5	8.5	9.3	7.6
	H	79.2	79.4	111.8						
650×650	E	58.5	55.7	79.6	18.3	19.0	18.1	8.9	9.1	7.1
	H	79.6	87.5	118.8						
Infinite	E	66.8	68.1	78.8	>40	>40	>40	8.5	8.3	7.4
	H	95.5	100.2	113.0						

เมื่อตัวสะท้อนสี่เหลี่ยมจัตุรัสมีขนาด  $W_{r1} \times L_r = 450 \times 450 \text{ mm}$  พบว่าความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังมีค่าเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง  $48.3^\circ - 65.8^\circ$  ในระนาบสนามไฟฟ้า ( $E$ -plane) และ  $82.8^\circ - 88.6^\circ$  ในระนาบสนามแม่เหล็ก ( $H$ -plane) ตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ 470 - 862 MHz อัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลังมีค่า  $< 15 \text{ dB}$  ที่ความถี่ด้านต่ำ 470 MHz และความถี่ด้านสูง 862 MHz ดังรูปที่ 3.4 (ก) และ (ค) ตามลำดับ ในขณะที่อัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลังมีค่า  $> 15 \text{ dB}$  เฉพาะที่ความถี่กลาง 666 MHz เท่านั้น ดังรูปที่ 3.4 (ข) ด้วยเหตุนี้จึงได้เลือกตัวสะท้อนแบบแผ่นเรียบขนาด  $W_{r1} \times L_r = 550 \times 550 \text{ mm}$  ซึ่งให้ผลของอัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลัง  $> 15 \text{ dB}$  ครอบคลุมตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ

### 3.2.2 สายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนแบบมุมพับ

จากสายอากาศองค์ประกอบตัวสะท้อนแบบแผ่นเรียบ เพื่อเป็นการปรับปรุงประสิทธิภาพการแผ่พลังงานในทิศทาง  $z$  จึงได้ปรับรูปทรงตัวสะท้อนโดยพับมุมขอบทั้ง 2 ข้างของตัวสะท้อน ดังนั้นหัวข้อนี้จึงเป็นการศึกษาพารามิเตอร์ของสายอากาศองค์ประกอบตัวสะท้อนแบบมุมพับ เพื่อหาขนาดมุมพับ ( $\alpha$ ) ขอบของตัวสะท้อนที่เหมาะสม เมื่อกำหนดให้ความกว้างตัวสะท้อนแผ่นเรียบ  $W_{r1} = 250 \text{ mm}$  และความกว้างขอบแต่ละข้างของตัวสะท้อนที่ต้องการพับมุม  $W_{r2} = 150 \text{ mm}$  ดังรูปที่ 3.5 โดยเปรียบเทียบผลของอัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลัง ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง และอัตราขยายระหว่างสายอากาศองค์ประกอบตัวสะท้อนแบบแผ่นเรียบ (Flat reflector,  $\alpha = 0$ ) และแบบพับมุมขอบ ( $\alpha = 15^\circ, \alpha = 30^\circ, \alpha = 45^\circ$ ) ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 โครงสร้างสายอากาศองค์ประกอบตัวสะท้อนแบบมุมพับ

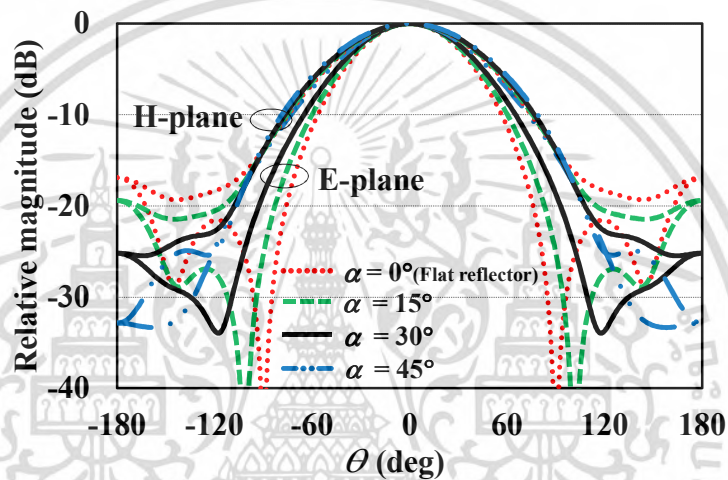
จากรูปที่ 3.6 พบว่าอัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลังมีค่ามากขึ้น เมื่อตัวสะท้อนมีขนาดมุมพับ  $\alpha$  เพิ่มขึ้น ในขณะที่ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามไฟฟ้ามีมุมกว้างขึ้น ที่ความถี่ 470 MHz และความถี่กลาง 666 MHz ดังนี้ คือ  $57.3^\circ \pm 5.1^\circ$  เมื่อ  $\alpha = 0^\circ$ ,  $59^\circ \pm 6.1^\circ$  เมื่อ  $\alpha = 15^\circ$ ,  $63.3^\circ \pm 5.7^\circ$  เมื่อ  $\alpha = 30^\circ$  และ  $67.9^\circ \pm 6.9^\circ$  เมื่อ  $\alpha = 45^\circ$  และที่ความถี่ด้านสูง 862 MHz ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังแคบลง มีผลดังนี้คือ  $63.9^\circ$  เมื่อ  $\alpha = 0^\circ$ ,  $44.9^\circ$  เมื่อ  $\alpha = 15^\circ$ ,  $42.5^\circ$  เมื่อ  $\alpha = 30^\circ$  และ  $49.3^\circ$  เมื่อ  $\alpha = 45^\circ$

สำหรับความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามแม่เหล็กตลอดความถี่ย่าน 470-862 MHz มีผลความกว้างดังนี้คือ  $95.5^\circ \pm 16.3^\circ$ ,  $89.3^\circ \pm 8.4^\circ$ ,  $86.05^\circ \pm 2.95^\circ$  และ  $90.8^\circ \pm 4.3^\circ$  เมื่อ  $\alpha = 0^\circ$ ,

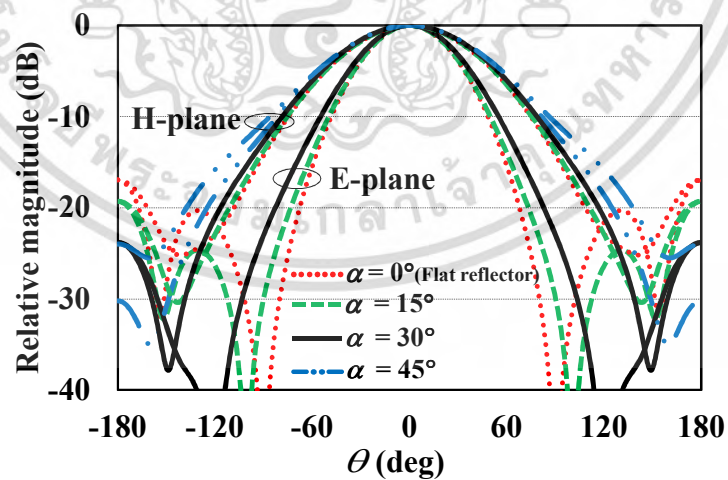
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\alpha=15^\circ$ ,  $\alpha=30^\circ$ , และ  $\alpha=45^\circ$  ตามลำดับ จากผลจำลองคุณลักษณะการแผ่พลังงาน เมื่อตัวสะท้อนของสายอากาศ มีขนาดมุมพับ ( $\alpha$ ) ต่างกัน สามารถเปรียบเทียบอัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลัง ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังและอัตราขยาย ดังตารางที่ 3.2

เมื่อพิจารณาผลจำลองคุณลักษณะการแผ่พลังงาน เมื่อตัวสะท้อนมีขนาดมุมพับ  $\alpha$  ต่างกัน พบว่าเมื่อมุมพับ  $\alpha$  มากขึ้น ผลของอัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลังมีค่ามากขึ้น ในขณะที่ความถี่ปฏิบัติการด้านความถี่สูง 862MHz ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กมีความกว้างแคบลง และมีอัตราขยายสูงขึ้น เมื่อมุมพับของตัวสะท้อน  $\alpha=30^\circ$  ดังนั้นจึงเลือกใช้พารามิเตอร์มุมพับของตัวสะท้อน  $\alpha=30^\circ$  ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่าสายอากาศที่มีตัวสะท้อนแบบมุมพับหรือสายอากาศองค์ประกอบ มีพารามิเตอร์ขนาดของตัวสะท้อน คือ  $L_r=550\text{mm}$ ,  $W_{r1}=250\text{mm}$ ,  $W_{r2}=150\text{mm}$  และ  $\alpha=30^\circ$

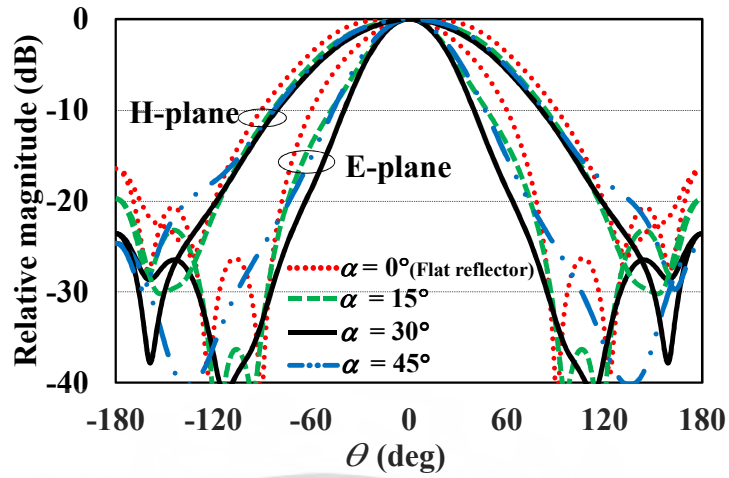


(ก) 470MHz



(ข) 666MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

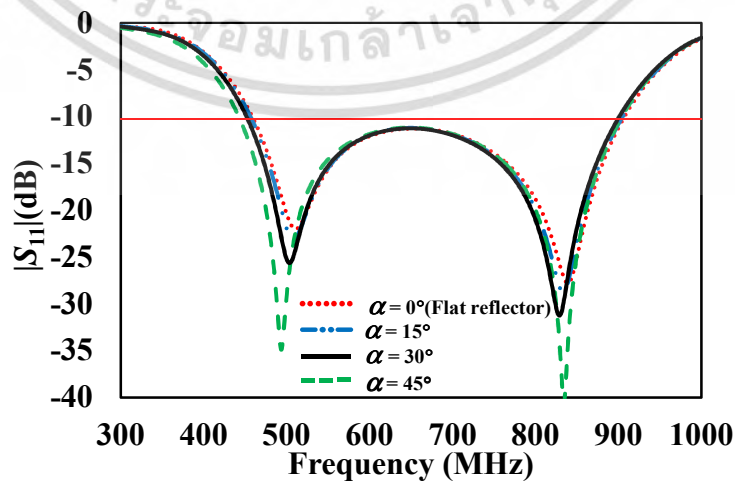


(ค) 862MHz

รูปที่ 3.6 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศองค์ประกอบตัวสะท้อนแบบมุม เมื่อมีขนาดมุมพับ ( $\alpha$ ) ต่างกัน

ตารางที่ 3.2 ผลเปรียบเทียบคุณลักษณะการแผ่พลังงานเมื่อตัวสะท้อนมีขนาดมุมพับ( $\alpha$ ) ต่างกัน

มุม $\alpha$ (deg.)	ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (deg.)				อัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลัง(dB)			อัตราขยาย(dBi)		
	ระนาบ	f (MHz)			f (MHz)			f (MHz)		
		470	666	862	470	666	862	470	666	862
0	E	62.4	52.2	63.9	16.9	16.9	16.5	8.4	9.2	7.5
	H	79.2	79.4	111.8						
15	E	65.1	52.9	44.9	19.5	19.3	19.7	8.2	9.2	8.7
	H	80.9	79.8	97.7						
30	E	69.0	57.6	42.5	25.2	23.8	23.5	7.9	8.9	9.1
	H	83.1	83.5	89.0						
45	E	74.8	61.0	49.3	33.1	30.1	24.7	7.3	8.5	8.4
	H	86.5	85.3	95.1						

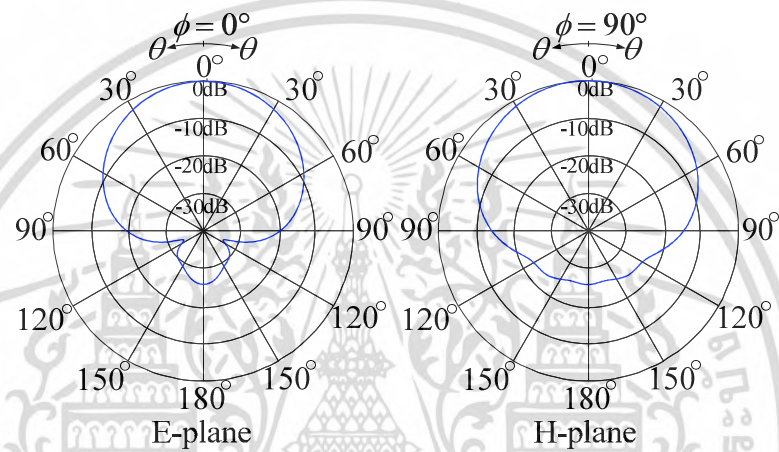


รูปที่ 3.7 ผลจำลองพารามิเตอร์  $|S_{11}|$  เมื่อเปลี่ยนแปลงขนาดมุมพับ  $\alpha$  ของตัวสะท้อน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำมาเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

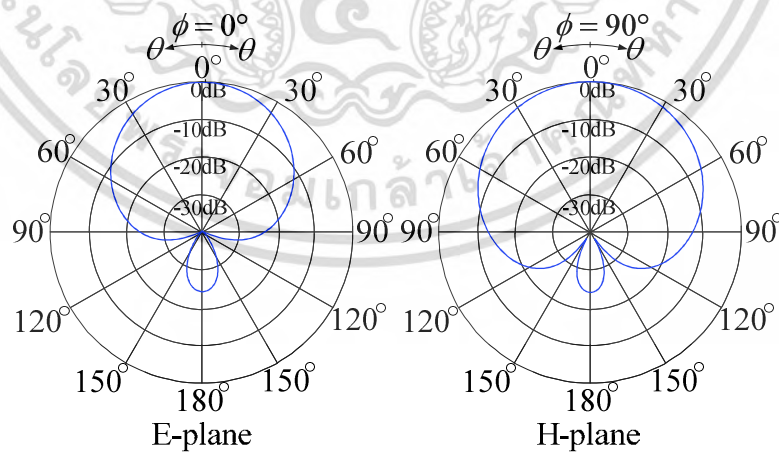
ผลจากการเปลี่ยนแปลงมุมพับของตัวสะท้อนที่มีขนาดมุมต่างกัน ดังรูปที่ 3.7 พบว่าเมื่อมุมพับของตัวสะท้อนมีขนาดมุมพับมากขึ้น ส่งผลกระทบต่ออิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ในช่วงของความถี่ด้านต่ำ ซึ่งถูกขยายออกไปทำให้ได้แบนด์วิดท์กว้างขึ้น แต่เนื่องจากในการเลือกขนาดมุมพับของตัวสะท้อนได้พิจารณา คุณลักษณะการแผ่พลังงานและอัตราขยายของสายอากาศ ด้วย ดังนั้นจึงเลือกใช้สายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนมุมพับ ขนาด  $\alpha=30^\circ$  ในการใช้งาน

### 3.2.2.1 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนมุมพับ

สำหรับผลการจำลองคุณลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงาน ครอบคลุมความถี่ย่านปฏิบัติการ เมื่อสายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนมุมพับ  $\alpha=30^\circ$  แสดงดังรูปที่ 3.8

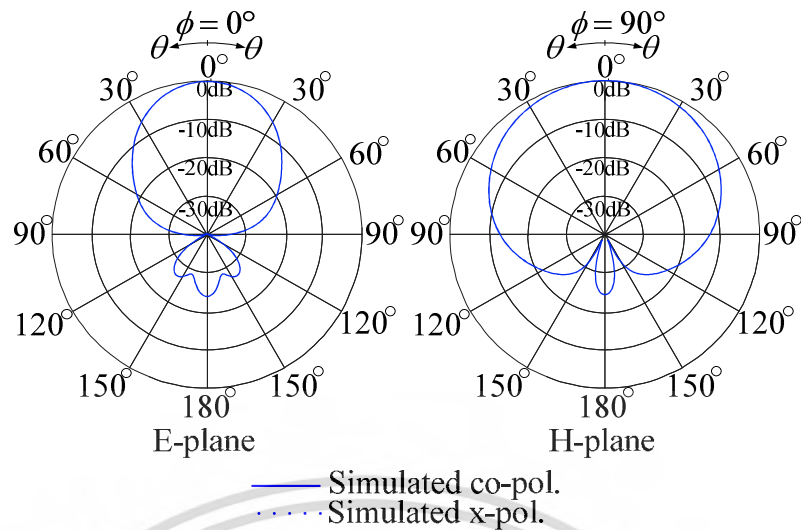


(ก) 470MHz



(ข) 666MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) 862MHz

### รูปที่ 3.8 ผลจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศองค์ประกอบ

จากรูปที่ 3.8 (ก) - (ค) กราฟเส้นทึบ แสดงผลจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน ซึ่งผลจำลองโพลาไรซ์ร่วม(Co-polarization) มีอัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลังเท่ากับ 25.2, 23.8 และ 23.5dB ในขณะที่กราฟเส้นประ ที่ความถี่ 470MHz, 666MHz และ 862MHz ตามลำดับ

กราฟเส้นจุดแสดงผลจำลองโพลาไรซ์ไขว้ (Cross-polarization) ในระนาบสนามไฟฟ้า ( $\phi=0^\circ$ ) และระนาบสนามแม่เหล็ก ( $\phi=90^\circ$ ) — ผลจำลองที่ได้มีค่า  $< -40\text{dB}$  ซึ่งไม่แสดงผลในแบบรูปการแผ่พลังงาน ที่ความถี่ 470, 666 และ 862MHz ตามลำดับ

#### 3.2.2.2 อัตราขยายของสายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนมุมพับ

คุณลักษณะที่สำคัญ สำหรับใช้ในการอธิบายพฤติกรรมของสายอากาศ คืออัตราขยายเป็นการแสดงคุณลักษณะในการชี้ทิศทางของแบบรูปและรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้าด้วยกัน สำหรับการจำลองอัตราขยายนี้ ซึ่งเป็นอัตราส่วนของความเข้มในทิศทางที่กำหนดต่อความเข้มการแผ่พลังงานที่ได้รับจากสายอากาศไอโซทรอปิกซึ่งไม่มีการสูญเสีย กำลังการแผ่พลังงานของไอโซทรอปิกที่ให้ความเข้มการแผ่พลังงาน มีค่าเท่ากับกำลังอินพุตที่รับได้ด้วยสายอากาศการด้วย  $4\pi$  ดังสมการ (3.15)

$$G = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (3.15)$$

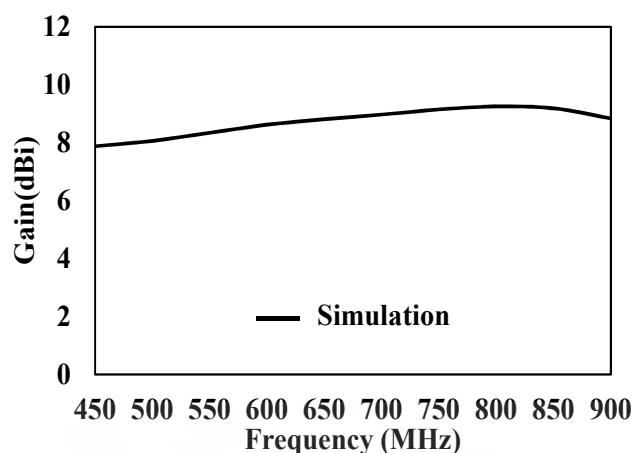
เมื่อ  $G$  คือ อัตราขยาย

$U(\theta, \phi)$  คือ ความเข้มการแผ่พลังงาน

$P_{in}$  คือ กำลังอินพุตที่(รับได้)รวม

ผลจากการวิเคราะห์อัตราขยายของสายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนแบบมุมพับ โดยเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ปฏิบัติการระหว่าง 450–900MHz สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 ผลจำลองอัตราขยายของสายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนแบบมุมพับ

จากรูปที่ 3.9 แสดงผลจำลองอัตราขยายของสายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนแบบมุมพับ มีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 7.9–9.2dBi ตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ 470–862MHz

### 3.3 สรุป

ในบทนี้กล่าวถึงสายอากาศองค์ประกอบ โดยได้เริ่มต้นจากสายอากาศที่ใช้ตัวสะท้อนแบบแบนเรียบ เพื่อหาขนาดของตัวสะท้อนที่เหมาะสม โดยพิจารณาผลอัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลัง ซึ่งได้เลือกใช้ตัวสะท้อนสี่เหลี่ยมจัตุรัสแบบแบนเรียบขนาด 550×550mm และจากนั้นเพื่อเป็นการปรับปรุงประสิทธิภาพการแผ่พลังงาน โดยการเพิ่มอัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลังให้สูงขึ้น จึงได้ปรับรูปทรงตัวสะท้อน โดยการพับมุมบริเวณขอบทั้งสองข้างของตัวสะท้อน หาขนาดมุมพับที่เหมาะสม ซึ่งได้เลือกตัวสะท้อนที่มีขนาดมุมพับ 30° ให้ผลความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังที่มีมุมแคบและอัตราขยายที่สูง โดยเฉพาะที่ขอบความถี่ด้านสูงของย่านความถี่ปฏิบัติการ (862MHz) ซึ่งพบว่าตัวสะท้อนแบบมุมพับสามารถช่วยเพิ่มอัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลังให้สูงขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับตัวสะท้อนแบบแบนเรียบที่มีขนาดเท่ากัน ดังนั้นสามารถสรุปผลจำลองคุณลักษณะของสายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนแบบมุมพับ ตลอดความถี่ย่าน 470 – 862MHz ได้ดังตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 ผลจำลองคุณลักษณะของสายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนแบบมุมพับ

คุณลักษณะ	ผลจำลอง
$ S_{11}  < -10\text{dB}$ (MHz, Bandwidth%)	451–901 (66.6%)
โพลาริเซชันในระนาบสนามไฟฟ้า (dB)	<-40
โพลาริเซชันในระนาบสนามแม่เหล็ก (dB)	<-40
ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามไฟฟ้า (deg.)	42.5–69.0 (56±14)
ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามแม่เหล็ก (deg.)	83.1–89.0 (86±3)
อัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลัง (dB)	23.5–25.2
อัตราขยาย (dBi)	7.9–9.2

## บทที่ 4

# สายอากาศบรอดแบนด์แกลวลำดับไดโพลระนาบที่มีองค์ประกอบ ร่องตัดรูปตัว C แบบคู่

สำหรับสายอากาศที่นำไปใช้งานส่งสัญญาณโทรทัศน์นั้นต้องการ สายอากาศที่มีอัตราขยายสูง และระดับของโวลบข้างต่ำ เพื่อให้เกิดประสิทธิภาพในการใช้งาน ซึ่งการเพิ่มอัตราขยายให้สูงขึ้น สามารถทำได้โดยการเพิ่มขนาดทางไฟฟ้า (Electrical size) ของสายอากาศ ดังนั้นแทนที่จะปรับปรุงสายอากาศองค์ประกอบเดี่ยวโดยการเพิ่มขนาดทางไฟฟ้าเพื่อให้มีคุณสมบัติในการชี้ทิศทางดีขึ้นนั้น จึงได้มีการจัดองค์ประกอบที่แผ่พลังงานให้เหมาะสมทั้งทางไฟฟ้าและรูปทรง โดยนำสายอากาศองค์ประกอบเดี่ยวมาเรียงกันซึ่งเรียกว่า สายอากาศแกลวลำดับ (Array antenna) ดังนั้นจึงนำสายอากาศองค์ประกอบที่ได้ออกแบบมาข้างต้นมาจัดเรียงแกลวลำดับ ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของสายอากาศแกลวลำดับที่นำเสนอ ซึ่งประกอบด้วย ทฤษฎีแกลวลำดับที่เกี่ยวข้อง และพารามิเตอร์ของสายอากาศแกลวลำดับที่นำเสนอ ได้แก่ พารามิเตอร์  $|S_{11}|$  คุณลักษณะการแผ่พลังงาน อัตราขยาย กำลังงานที่รองรับได้ของสายอากาศ และราโดมสำหรับสายอากาศ

### 4.1 สายอากาศบรอดแบนด์แกลวลำดับไดโพลระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่

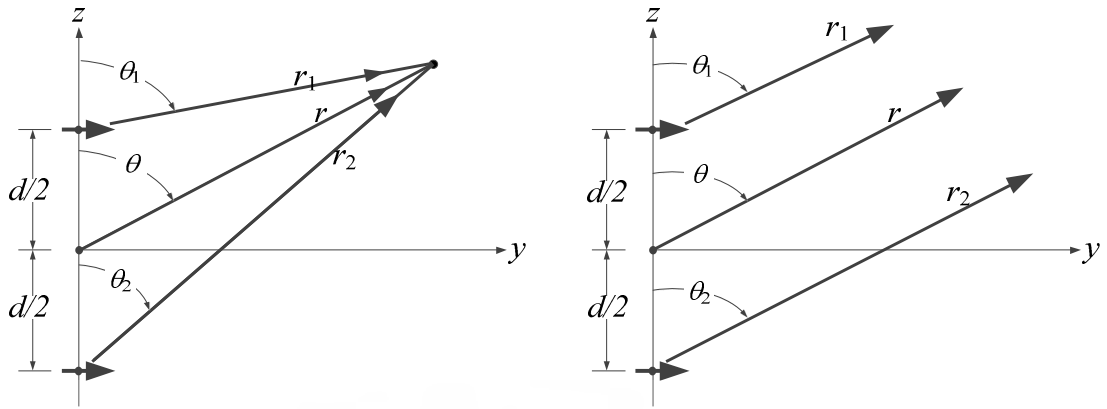
สำหรับสายอากาศแกลวลำดับจะให้คุณลักษณะบางอย่าง เช่น การเปลี่ยนมุมของลำคลื่นเชิงไฟฟ้า ซึ่งหาไม่ได้ในสายอากาศองค์ประกอบเดี่ยว และเพื่อให้ง่ายในการออกแบบและใช้งาน ส่วนใหญ่จะเลือกโครงสร้างองค์ประกอบของแกลวลำดับที่เหมือนกันมาใช้งาน

สนามรวมของแกลวลำดับสามารถคำนวณได้จากการรวมเวกเตอร์ของสนามการแผ่พลังงานขององค์ประกอบเดี่ยว โดยสมมติว่ากระแสในแต่ละองค์ประกอบเหมือนกันและไม่เกี่ยวข้องกัน (ไม่เกิดการคับปลิง) เพื่อที่จะให้เกิดสภาพเจาะจงทิศทาง และอัตราขยายมากขึ้น การหาสนามรวมของแกลวลำดับทำได้โดยการบวกเวกเตอร์ของสนามที่แผ่กระจายจากแต่ละองค์ประกอบ จะต้องเสริมกันในทิศทางที่ต้องการและหักล้างกันในทิศทางที่ไม่ต้องการ มีปัจจัยอย่างน้อย 5 ประการด้วยกันที่จะควบคุมรูปร่างของแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ [38] ดังต่อไปนี้

- 1) การจัดเรียงองค์ประกอบของแกลวลำดับ (เป็นเส้นตรง วงกลม สี่เหลี่ยม ทรงกลม เป็นต้น)
- 2) ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ
- 3) ขนาดกระแสที่ป้อนแต่ละองค์ประกอบ
- 4) เฟสของกระแสที่ป้อนแต่ละองค์ประกอบ
- 5) แบบรูปของแต่ละองค์ประกอบ

สำหรับสายอากาศไดโพลแกลวลำดับจำนวนสององค์ประกอบ [38] สามารถทำการวิเคราะห์โดยสมมติให้วางตามแนวนอนและเรียงตามแกน  $z$  ดังแสดงในรูปที่ 4.1 และกำหนดให้ไม่มีคัปปลิงระหว่างสายอากาศทั้งสอง ดังนั้นสนามที่แผ่กระจายออกมาจากสายอากาศทั้งสองจะเกิดจากผลรวมของสนามจากสายอากาศทั้งสองในระนาบ  $y-z$  จะได้ผลลัพธ์ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ไดโพลสองตัว

(ข) จุดสังเกตที่สนามระยะไกล

รูปที่ 4.1 การจัดวางแฉวลำดับสององค์ประกอบ ตามแนวแกน z [38]

$$E_t = E_1 + E_2 = \hat{a}_o j \eta \frac{k I_0 l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - (\beta/2)]}}{r_1} \cos \theta_1 + \frac{e^{-j[kr_2 - (\beta/2)]}}{r_2} \cos \theta_2 \right\} \quad (4.1)$$

เมื่อ  $\beta$  คือ ความต่างเฟสระหว่างกระแสที่ใช้กระตุ้นขององค์ประกอบทั้งสองโดยขนาดของการกระตุ้นทั้งสองมีค่าเท่ากัน ซึ่งสนามระยะไกลแสดงดังรูปที่ 4.1(ข) และมีค่าดังนี้

$$\theta_1 = \theta_2 = \theta \quad (4.2 ก)$$

$$\left. \begin{aligned} r_1 &\approx r - \frac{d}{2} \cos \theta \\ r_2 &\approx r + \frac{d}{2} \cos \theta \end{aligned} \right\} \text{สำหรับการเปลี่ยนแปลงของเฟส} \quad (4.2 ข)$$

$$r_1 = r_2 = r \text{ สำหรับการเปลี่ยนแปลงของขนาด} \quad (4.2 ค)$$

แทนค่าสมการที่ (4.2) ลงในสมการที่ (4.1) จะได้

$$\begin{aligned} E_t &= \hat{a}_o j \eta \frac{k I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta \left\{ e^{+j(kd \cos \theta + \beta)/2} + e^{-j(kd \cos \theta + \beta)/2} \right\} \\ E_t &= \hat{a}_o j \eta \frac{k I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta \left\{ 2 \cos \left[ \frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] \right\} \end{aligned} \quad (4.3)$$

จากการสังเกตสมการ (4.3) จะเห็นได้ว่าสนามรวมของแฉวลำดับมีค่าเท่ากับสนามองค์ประกอบเดี่ยวที่วางในตำแหน่งจุดกำเนิดศูนย์กลางกับตัวประกอบตัวหนึ่งที่รู้จักกันในชื่อ ตัวประกอบแฉวลำดับ (Array factor) ดังนั้นจะได้

$$AF = 2 \cos \left[ \frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] \quad (4.4)$$

เมื่อทำการนอร์มอลไลซ์ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ สงวนลิขสิทธิ์ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(AF)_n = \cos \left[ \frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] \quad (4.4 \text{ ก})$$

ตัวประกอบแกลลำดับเป็นฟังก์ชันของการจัดวางแกลลำดับและเฟสที่กระตุ้น โดยการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่าง  $d$  และ/หรือเฟส  $\beta$  ระหว่างองค์ประกอบทั้งสอง เราจะสามารถควบคุมคุณลักษณะของตัวประกอบแกลลำดับและสนามรวมของแกลลำดับได้

จะเห็นได้ว่า สนามของแกลลำดับที่สนามระยะไกลขององค์ประกอบสองตัวที่มีลักษณะเหมือนกันจะมีค่าเท่ากับ ผลคูณของสนามองค์ประกอบตัวเดียวที่จุดอ้างอิง (ปกติที่จุดกำเนิด) กับตัวประกอบแกลลำดับ นั่นคือ

$$E(\text{total}) = [E(\text{single element at reference point})] \times [\text{array factor}] \quad (4.5)$$

จากสมการ (4.5) จะเรียกว่า การคูณแบบรูป (Pattern multiplication) สำหรับแกลลำดับที่มีองค์ประกอบเหมือนกัน ถึงแม้ว่าสมการ (4.5) จะประยุกต์สำหรับแกลลำดับสองตัวที่มีลักษณะเหมือนกันที่มีขนาดการกระตุ้นที่เท่ากัน แต่ยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับกรณีที่มีขนาด เฟส และ/หรือ ระยะห่างไม่เท่ากันก็ได้

แกลลำดับแต่ละตัวจะมีองค์ประกอบแกลลำดับของมันเอง ตัวประกอบแกลลำดับโดยทั่วไปจะเป็นฟังก์ชันของจำนวนองค์ประกอบ การจัดวาง ขนาด เฟสของการกระตุ้นและระยะห่างของแต่ละองค์ประกอบ ตัวประกอบแกลลำดับจะจัดรูปได้ง่ายขึ้นถ้าแต่ละองค์ประกอบมี ขนาด เฟสของการกระตุ้นและระยะห่างเหมือนกัน เนื่องจากองค์ประกอบแกลลำดับจะไม่ขึ้นกับคุณลักษณะการมีทิศทางของตัวแผ่พลังงาน ในการวิเคราะห์และสร้างสมการจะแทนองค์ประกอบจริงด้วยแหล่งจ่ายแบบจุดหรือไอโซทรอปิก (Point or isotropic source) โดยตัวประกอบแกลลำดับจะเกิดจากแหล่งจ่ายไอโซทรอปิกและผลรวมของสนามสามารถหาได้จากสมการ (4.5) โดยแต่ละจุดของแหล่งจ่ายสมมติให้มีขนาด เฟสและตำแหน่งเดียวกับองค์ประกอบที่แผ่พลังงานจริง

เพื่อที่จะสังเคราะห์แบบรูปรวมของแกลลำดับ ดังนั้นในการออกแบบไม่เพียงแต่ต้องเลือกองค์ประกอบการแผ่พลังงานที่เหมาะสม ยังต้องเลือกการจัดวาง(ตำแหน่ง)และการกระตุ้นที่เหมาะสมด้วย

สำหรับในกรณีสายอากาศแกลลำดับเชิงเส้น จำนวน  $N$  องค์ประกอบ แบบที่มีขนาดและระยะสม่ำเสมอ [38] การจัดแกลลำดับจำนวน  $N$  องค์ประกอบ จะสมมติให้องค์ประกอบแต่ละตัวมีขนาดเหมือนกัน และมีการกระตุ้นเฟสขององค์ประกอบแต่ละตัวให้มีเฟสนำหน้าอยู่  $\beta$  เมื่อเทียบกับตัวก่อนหน้า ( $\beta$  คือเฟสของกระแสแต่ละตัว) ซึ่งแกลลำดับที่มีองค์ประกอบเหมือนกัน มีขนาดเท่ากัน และมีเฟสที่เพิ่มขึ้น ซึ่งจะเรียกการจัดแกลลำดับแบบนี้ว่า “แกลลำดับแบบสม่ำเสมอ” (Uniform array) องค์ประกอบแกลลำดับที่ใช้ในการพิจารณา จะเป็นแหล่งกำเนิดแบบจุดหรือไอโซทรอปิก (Point or isotropic sources) ถึงแม้ว่าองค์ประกอบจริงจะไม่ใช่อิโซทรอปิก แต่สนามรวมสามารถหาได้จากผลคูณของตัวประกอบแกลลำดับของแหล่งกำเนิดไอโซทรอปิกกับสนามขององค์ประกอบเดี่ยวขององค์ประกอบจริง โดยใช้สมการ (4.5)

กำหนดให้ ตัวประกอบแกลลำดับ คือ

$$AF = 1 + e^{+j(kd \cos \theta + \beta)} + e^{+j2(kd \cos \theta + \beta)} + \dots + e^{j(N-1)(kd \cos \theta + \beta)} \tag{4.6}$$

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd \cos \theta + \beta)}$$

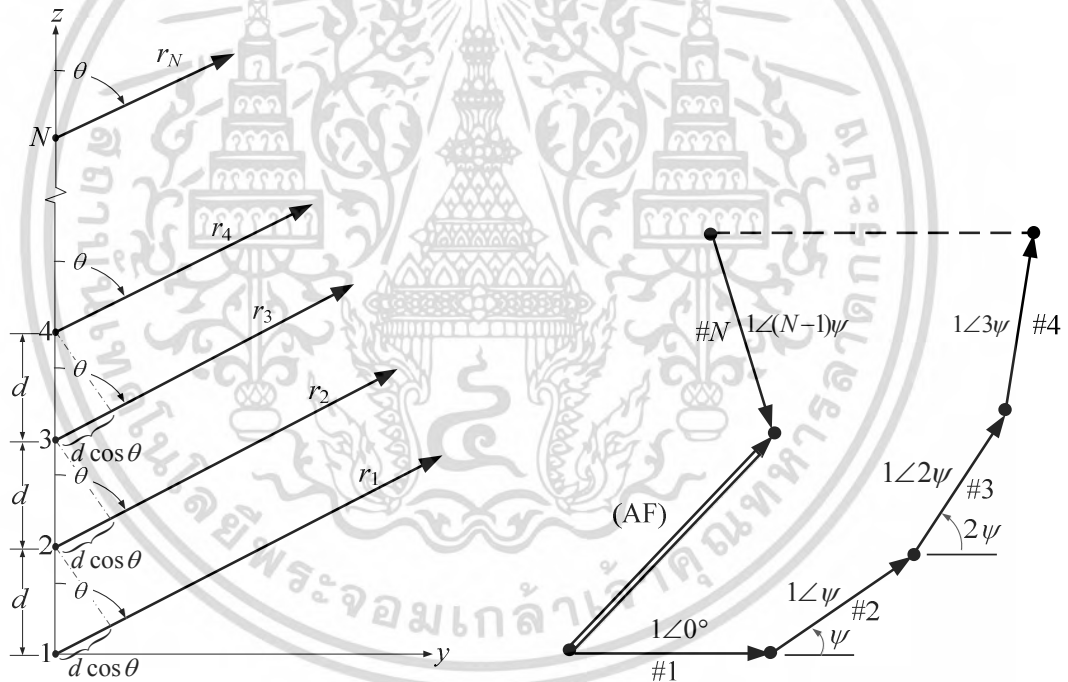
เขียนใหม่ได้เป็น

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \tag{4.7}$$

เมื่อ

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \tag{4.7 ก}$$

เนื่องจากตัวประกอบแถวลำดับรวมของแถวลำดับแบบสม่ำเสมอคือ ผลรวมของเอ็กโปเนนเชียล โดยแสดงในรูปของผลรวมของเวกเตอร์จากเฟสเซอร์ จำนวน  $N$  ตัว ที่มีขนาดหนึ่งหน่วย และมีเฟสที่เพิ่มขึ้น  $\psi$  เมื่อเทียบกับตัวก่อนหน้า ดังรูปที่ 4.2(ข) แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรม ซึ่งพบว่าขนาดและเฟสของ AF ควบคุมได้โดยการเลือก  $\psi$  ระหว่างองค์ประกอบที่เหมาะสม ในกรณีแถวลำดับแบบไม่สม่ำเสมอ ขนาดรวมทั้งเฟสสามารถควบคุมและส่งผลต่อตัวประกอบแถวลำดับ



(ก) การจัดวาง

(ข) แผนผังเฟสเซอร์

**รูปที่ 4.2** การจัดวางที่สนามระยะไกลและแผนผังเฟสเซอร์ของแถวลำดับจำนวน  $N$  องค์ประกอบของแหล่งกำเนิดไอโซทรอปิก ตามแนวแกน  $z$  [38]

นอกจากนั้น เพื่อให้ง่าย สดวก ตัวประกอบแถวลำดับในสมการ (4.2) ยังสามารถแสดงในรูปอื่นได้ดังนี้

คุณสมบัติที่ (4.7) ทั้งสองข้างด้วย  $e^{j\psi}$  จะได้

$$(AF)e^{j\psi} = e^{j\psi} + e^{2j\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} + e^{jN\psi} \quad (4.8)$$

ลบสมการที่ (4.7) จากสมการที่ (4.8) จะได้

$$AF(e^{j\psi} - 1) = (-1 + e^{jN\psi}) \quad (4.9)$$

สามารถเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} AF \left[ \frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1} \right] &= e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[ \frac{e^{j(N/2)\psi} - e^{-j(N/2)\psi}}{e^{j(1/2)\psi} - e^{-j(1/2)\psi}} \right] \\ &= e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \end{aligned} \quad (4.10)$$

ถ้าจุดอ้างอิงอยู่ตรงกลางของแถวลำดับ ตัวประกอบแถวลำดับจะลดเหลือ

$$AF = \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (4.11 ก)$$

เมื่อขนาดของ  $\psi$  มีขนาดเล็ก สมการข้างต้น สามารถประมาณได้เป็น

$$AF \approx \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{\psi}{2}} \right] \quad (4.11 ข)$$

ค่าสูงสุดของสมการที่ (4.11 ก) หรือ (4.11 ข) มีค่าเท่ากับ  $N$  ทำการนอร์มอลไลซ์ตัวประกอบแถวลำดับ โดยการหารค่าสูงสุดเพื่อจะให้มีค่าเท่ากับหนึ่ง จะได้สมการที่ (4.11 ก) และ (4.11 ข) นอร์มอลไลซ์ คือ

$$(AF)_n = \frac{1}{N} \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\frac{\psi}{2}} \right] \quad (4.11 ค)$$

และประมาณค่าได้เป็น

$$(AF)_n \approx \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{N}{2}\psi} \right] \quad (4.11 ง)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการหาค่าของแอมพลิจูด โดยกำหนดให้สมการที่ (4.11 ค) หรือ (4.11 ง) ให้เท่ากับศูนย์ นั่นคือ

$$\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right) = 0 \Rightarrow \frac{N}{2}\psi|_{\theta=\theta_n} = \pm n\pi \Rightarrow \theta_n = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2n}{N}\pi\right)\right]$$

$$n = 1, 2, 3, \dots n \neq N, 2N, 3N, \dots \text{ สำหรับสมการที่(4.11 ค)} \quad (4.12)$$

ในกรณีของ  $n = N, 2N, 3N, \dots$  จะเกิดค่าสูงสุดเพราะสมการจะลดเหลือในรูปของ  $\sin(0)/0$  ค่าของ  $n$  ใช้สำหรับคำนวณอันดับของนัล (อันดับที่หนึ่ง สอง สาม ไปเรื่อยๆ) กรณีที่มีค่าเท่ากับศูนย์ ค่าในการหา  $\cos^{-1}$  มีค่าไม่เกินหนึ่ง ดังนั้นจำนวนของนัลที่เกิดขึ้นจะเป็นฟังก์ชันของระยะระหว่างองค์ประกอบ  $d$  และเฟส  $\beta$  ที่แตกต่างกันในการกระตุ้น

ค่าสูงสุดในสมการ (4.11 ค) เกิดขึ้นเมื่อ

$$\frac{\psi}{2} = \frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta)|_{\theta=\theta_m} = \pm m\pi \Rightarrow \theta_m = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}(-\beta \pm 2m\pi)\right] \quad (4.13)$$

เมื่อ  $m = 1, 2, 3, \dots$

ตัวประกอบแอมพลิจูดของสมการที่ (4.11) มีค่าสูงสุดเพียงค่าเดียวและเกิดขึ้นเมื่อ  $m = 0$  ในสมการที่ (4.13)

$$\theta_m = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda\beta}{2\pi d}\right] \quad (4.14)$$

ซึ่งมุมจากจุดสังเกตนั้นคือ  $\psi = 0^\circ$

จุดที่ 3-dB สำหรับตัวประกอบแอมพลิจูดของสมการที่ (4.11 ค) เกิดเมื่อ

$$N\frac{\psi}{2} = \frac{N}{2}(kd \cos \theta + \beta)|_{\theta=\theta_h} = \pm 1.391$$

$$\theta_h = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2.782}{N}\right)\right] \quad (4.15)$$

ซึ่งเขียนได้เป็น

$$\theta_h = \frac{\pi}{2} - \sin^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2.782}{N}\right)\right] \quad (4.15 ก)$$

สำหรับค่าของ  $d(d \gg \lambda)$  ขนาดใหญ่ สมการจะลดเหลือ

$$\theta_h \approx \frac{\pi}{2} - \frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2.782}{N}\right) \quad (4.15 ข)$$

ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (HPBW)  $\Theta_h$  สามารถหาได้จากมุมสูงสุดมุมแรก ( $\theta_h$ ) และจุดที่กึ่ง

ครึ่งหนึ่ง ( $\theta_h$ ) นำมาคำนวณ สำหรับแบบรูปที่สมมาตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Theta_h = 2|\theta_m - \theta_h| \quad (4.15 ค)$$

สำหรับตัวประกอบแถวลำดับในสมการที่ (4.11 ค) จะเกิดสูงสุดสองจุด สามารถประมาณได้จากสมการที่ (4.11 ค) นั่นคือ

$$\begin{aligned} \sin\left(\frac{N}{2}\psi\right) &= \sin\left[\frac{N}{2}(kd \cos \theta + \beta)\right] \Big|_{\theta=\theta_s} \approx \pm 1 \Rightarrow \frac{N}{2}(kd \cos \theta + \beta) \Big|_{\theta=\theta_s} \\ &= \pm \left(\frac{2s+1}{s}\right)\pi \Rightarrow \theta_s = \cos^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{2\pi d} \left[ -\beta \pm \left(\frac{2s+1}{N}\right)\pi \right] \right\}, s=1, 2, 3, \dots \end{aligned} \quad (4.16)$$

สามารถเขียนได้เป็น

$$\theta_s \approx \frac{\pi}{2} - \sin^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{2\pi d} \left[ -\beta \pm \left(\frac{2s+1}{N}\right)\pi \right] \right\}, s=1, 2, 3, \dots \quad (4.16 ก)$$

กรณีที่ค่าของ  $d (d \gg \lambda)$  ขนาดใหญ่ สมการจะลดเหลือ

$$\theta_s \approx \frac{\pi}{2} - \frac{\lambda}{2\pi d} \left[ -\beta \pm \left(\frac{2s+1}{N}\right)\pi \right], s=1, 2, 3, \dots \quad (4.16 ข)$$

ค่าสูงสุดของโพลย่อยแรกจากสมการที่ (4.11 ค) สามารถประมาณได้ดังนี้

$$\frac{N}{2}\psi = \frac{N}{2}(kd \cos \theta + \beta) \Big|_{\theta=\theta_s} \approx \pm \left(\frac{3\pi}{2}\right) \quad (4.17)$$

หรือเมื่อ

$$\theta_s = \cos^{-1} \left[ \frac{\lambda}{2\pi d} \left( -\beta \pm \frac{3\pi}{N} \right) \right] \quad (4.17 ก)$$

ขนาดของสมการที่ (4.11 ง) จะลดเหลือ คือ

$$(AF)_n = \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{N}{2}\psi} \right]_{\theta=\theta_s} \quad (4.18)$$

$s=1$

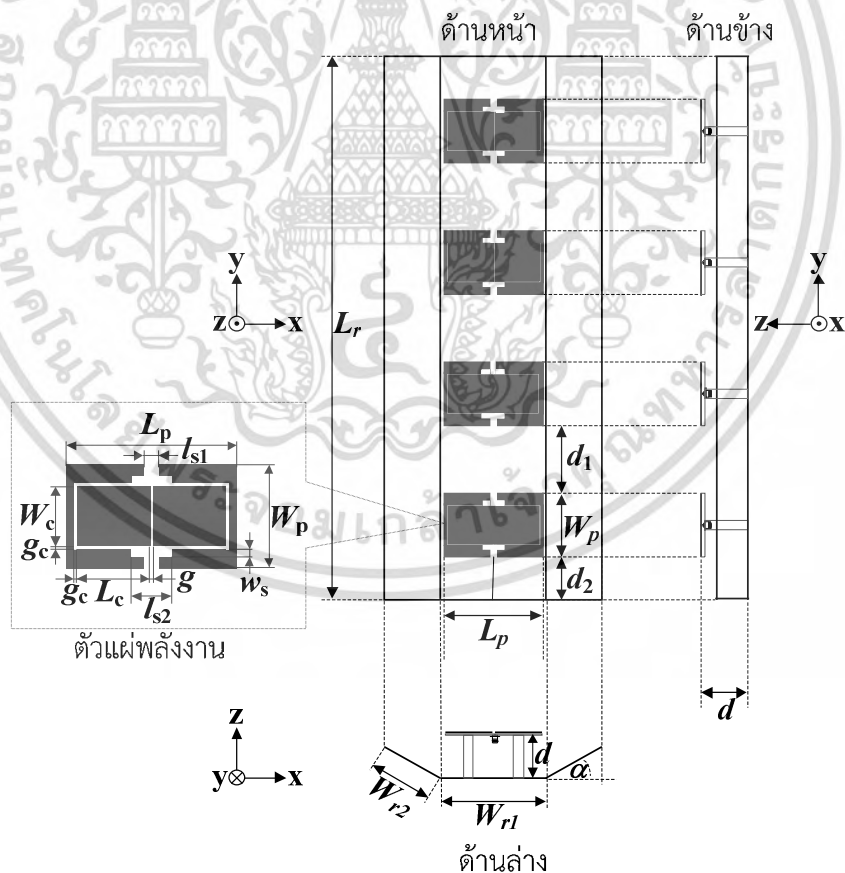
จากสมการ (4.18) ตัวประกอบแถวลำดับจะเป็นฟังก์ชันของรูปทรงของแถวลำดับและเฟสของกระแสที่ป้อนให้กับแต่ละองค์ประกอบ โดยการเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ กำหนดให้ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ คือระยะ  $d_1$  ดังนั้นคุณลักษณะของตัวประกอบแถวลำดับและของสนามไฟฟ้ารวมของสายอากาศแถวลำดับจะสามารถควบคุมได้ง่ายขึ้นสำหรับในการวิเคราะห์ได้ เปลี่ยนแปลงระยะห่าง  $d_1$  มีค่าเท่ากับ  $0.25\lambda$ ,  $0.35\lambda$ ,  $0.5\lambda$ ,  $0.75\lambda$  และ  $1\lambda$ . ดังในหัวข้อ 4.1.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.1.1 ผลกระทบจากระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ

สายอากาศที่นำมาต่อแถวลำดับ นอกจากเพื่อให้ได้อัตราขยายสูงขึ้นและยังต้องมีคุณลักษณะแบบรูปที่ต้องการ (ได้แก่ ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังแคบ ระดับโหลบข้างต่ำ เป็นต้น) อย่างไรก็ตาม อัตราขยายของสายอากาศและความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง ขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ของสายอากาศ ได้แก่ จำนวนองค์ประกอบ, ระยะห่างระหว่างแต่ละองค์ประกอบ [46] นอกจากนี้ ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบที่เหมาะสมจะทำให้ลดหรือหลีกเลี่ยงการเกิดเกรตติงโหลบ (Grating lobes) ที่ไม่ต้องการ ดังนั้นระยะห่างระหว่างองค์ประกอบควรน้อยกว่าหนึ่งความยาวคลื่น [38] โดยทั่วไปคุณลักษณะอีกอย่างสำหรับสายอากาศส่ง เป็นสายอากาศแบบแถวลำดับเชิงเส้นในแนวตั้ง [53] เพื่อให้ได้อัตราขยายสูงและเพิ่มอัตรากลืนหน้าต่อคลื่นหลัง

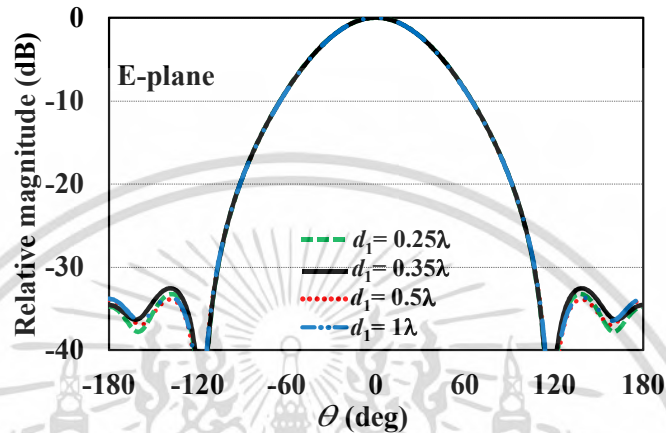
สายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอนี้ประกอบด้วย องค์ประกอบตัวแผ่พลังงาน 4 องค์ประกอบวางเรียงในแนวตั้งด้วยระยะห่างสม่ำเสมอ สำหรับตัวแผ่พลังงานสร้างจากวัสดุทองเหลืองชนิดแผ่นความหนา 1mm และวางด้านหน้าเหนือตัวสะท้อนแบบมุมพับขอบทั้ง 2 ข้าง ซึ่งสร้างจากอลูมิเนียมชนิดแผ่น ความหนา 1mm โดยแต่ละองค์ประกอบสายอากาศถูกป้อนด้วยตัวแยกสัญญาณแบบ 4 ทาง (Power splitter) ชนิดตัวเชื่อมต่อแบบ SMA ซึ่งรับรองความถี่ย่าน 380–2500MHz (รุ่น SH-SP24, insertion loss  $\leq 3.3$ dB, isolation  $\geq 20$ dB, ripple  $\leq 0.3$ dB, and VSWR  $\leq 1.2$ ) ดังรูปที่ 4.3



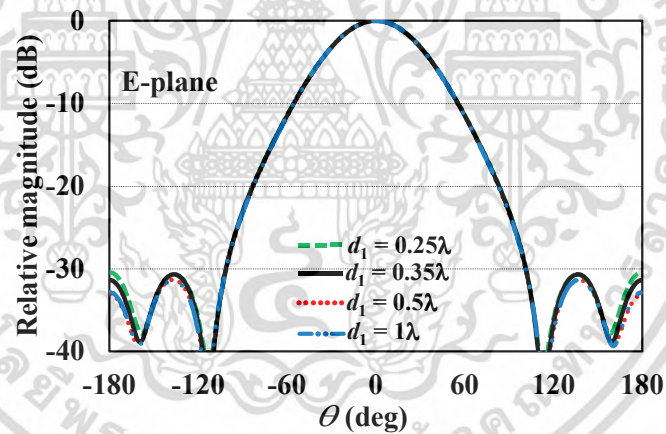
รูปที่ 4.3 โครงสร้างสายอากาศบรอดแบนด์แถวลำดับไดโพลระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

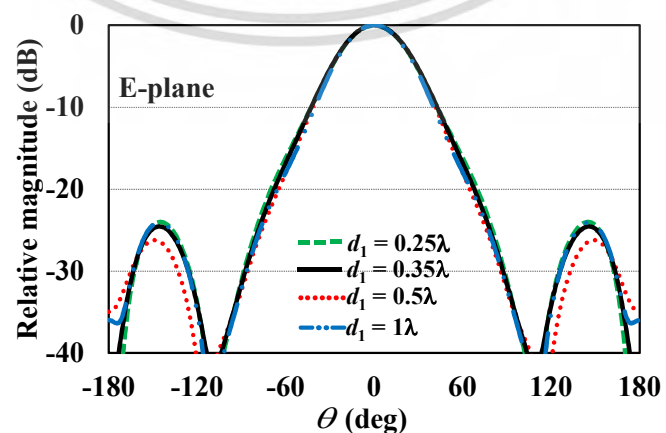
จากรูปที่ 4.3 การจัดวางแถวลำดับขององค์ประกอบ จำเป็นต้องมีระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ  $d_1$  ที่เหมาะสม ดังนั้นจึงได้จำลองคุณลักษณะการแผ่พลังงาน เมื่อมีระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ  $d_1$  ต่างกัน คือ  $d_1=0.25\lambda$  (112mm),  $0.35\lambda$  (160mm),  $0.5\lambda$  (225mm) และ  $1\lambda$  (450mm) เพื่อพิจารณาผลของระดับโพลข้าง ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังและอัตราขยาย โดยกำหนดให้ระยะห่างระหว่างจากขอบองค์ประกอบตัวแผ่พลังงานและขอบตัวสะท้อน  $d_2=100\text{mm}$  ดังแสดงลักษณะการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก ในรูปที่ 4.4



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 470MHz

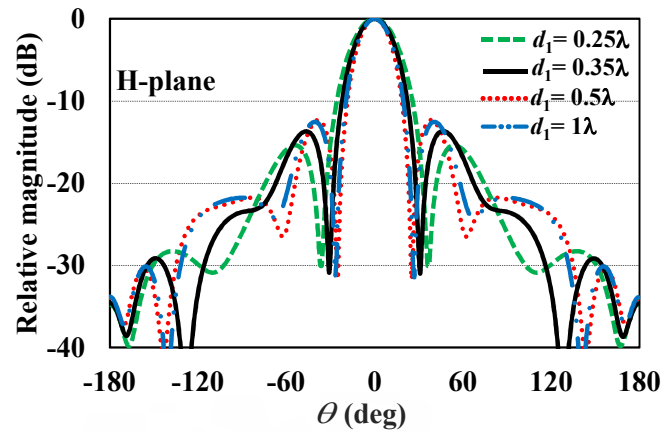


(ข) ระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 666MHz

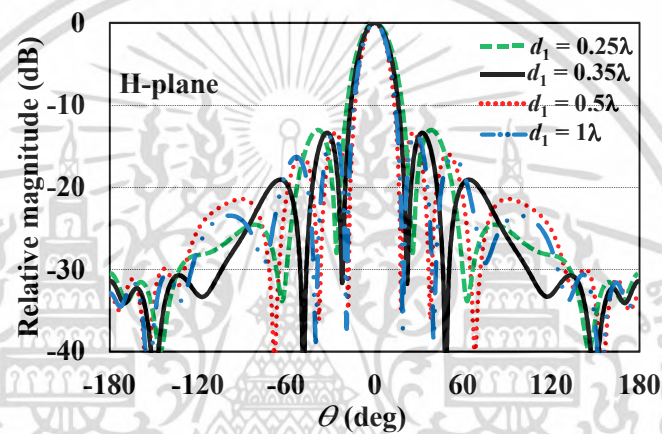


(ค) ระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 862MHz

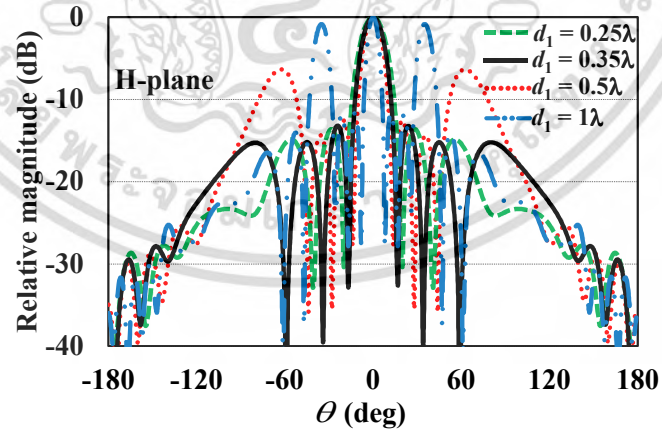
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ง) ระบายสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 470MHz



(จ) ระบายสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 666MHz



(ฉ) ระบายสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 862MHz

รูปที่ 4.4 แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก เมื่อมีระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ  $d_1$  ต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.4 สามารถสรุปผลของระดับโหลบข้าง ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก และอัตราขยาย เมื่อระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ  $d_1$  ต่างกัน ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ผลจำลองคุณลักษณะการแผ่พลังงานเมื่อมีระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ  $d_1$  ที่ต่างกัน

ระยะ $d_1$	$f$ (MHz)	ระดับโหลบข้าง (dB)	ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (deg.)		อัตราขยาย (dBi)
0.25 $\lambda$	470MHz	-15.4	E-Plane	68.9	12.3
			H-plane	30.0	
	666MHz	-13.0	E-Plane	58.1	14.2
			H-plane	22.2	
	862MHz	-13.6	E-Plane	43.8	15.9
			H-plane	17.0	
0.35 $\lambda$	470MHz	-13.7	E-Plane	68.9	12.8
			H-plane	26.1	
	666MHz	-13.4	E-Plane	58.0	14.8
			H-plane	19.1	
	862MHz	-13.2	E-Plane	44.4	16.4
			H-plane	14.5	
0.5 $\lambda$	470MHz	-12.3	E-Plane	68.7	13.53
			H-plane	22.0	
	666MHz	-13.3	E-Plane	58.1	15.53
			H-plane	15.9	
	862MHz	-6.4	E-Plane	44.1	15.43
			H-plane	12.1	
1 $\lambda$	470MHz	-12.9	E-Plane	68.7	15.1
			H-plane	14.2	
	666MHz	-3.2	E-Plane	57.7	14.32
			H-plane	9.7	
	862MHz	-11.5	E-Plane	42.5	14.58
			H-plane	7.4	

จากรูปที่ 4.4 และผลในตารางที่ 4.1 พบว่าเมื่อระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ  $d_1$  มากขึ้น ผลของระดับโหลบข้างเพิ่มสูงขึ้น เมื่อความถี่สูงขึ้นโดยเฉพาะที่แถบความถี่ด้านสูง (862MHz) ของความถี่ปฏิบัติการ เมื่อพิจารณาจากคุณลักษณะการแผ่พลังงานและอัตราขยาย จึงเลือกระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ  $d_1=160\text{mm}$  ( $0.35\lambda_c$ ) ซึ่งเป็นระยะที่เหมาะสม โดยมีผลของระดับโหลบข้างประมาณ -13dB และอัตราขยาย 12.8–16.4dBi ตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ

จากการศึกษาพารามิเตอร์ขององค์ประกอบตัวแผ่พลังงาน เมื่อนำมาวางแถวลำดับจนวิวัฒนาการมาเป็นสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ ดังรูปที่ 4.4 สามารถสรุปพารามิเตอร์ที่เหมาะสมดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 พารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ

พารามิเตอร์	รายละเอียด	ขนาด (mm)	ขนาดทางไฟฟ้า		
			470 MHz	666MHz	862MHz
$L_p$	ความยาวรวมของตัวแผ่พลังงาน	235	$0.37\lambda_L$	$0.52\lambda_C$	$0.68\lambda_H$
$W_p$	ความกว้างรวมของตัวแผ่พลังงาน	150	$0.24\lambda_L$	$0.33\lambda_C$	$0.43\lambda_H$
$W_c$	ความกว้างของร่องตัดรูปตัวC	90	$0.14\lambda_L$	$0.20\lambda_C$	$0.26\lambda_H$
$L_c$	ความยาวของร่องตัดรูปตัวC	105	$0.16\lambda_L$	$0.23\lambda_C$	$0.30\lambda_H$
$W_{s1}$	ระยะความกว้างระหว่างขอบ-ขอบของร่องตัดพาราซิติกรูปตัวC1	21	$0.03\lambda_L$	$0.05\lambda_C$	$0.06\lambda_H$
$W_{s2}$	ระยะความกว้างระหว่างขอบ-ขอบของร่องตัดพาราซิติกรูปตัวC2	53	$0.08\lambda_L$	$0.12\lambda_C$	$0.15\lambda_H$
$W_{s3}$	ความกว้างของร่องตัดขอบพาราซิติกรูปตัวCแบบขึ้น	11	$0.017\lambda_L$	$0.024\lambda_C$	$0.031\lambda_H$
$g$	ระยะห่างจุดป้อน	5	$0.008\lambda_L$	$0.011\lambda_C$	$0.014\lambda_H$
$g_c$	ระยะห่างของร่องตัด	2	$0.003\lambda_L$	$0.004\lambda_C$	$0.006\lambda_H$
$d$	ระยะห่างระหว่างตัวแผ่พลังงานและตัวสะท้อน	112	$0.18\lambda_L$	$0.25\lambda_C$	$0.32\lambda_H$
$d_1$	ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ	160	$0.25\lambda_L$	$0.35\lambda_C$	$0.46\lambda_H$
$d_2$	ระยะห่างในแนวตั้งระหว่างจากขอบองค์ประกอบตัวแผ่พลังงานและขอบตัวสะท้อน	100	$0.16\lambda_L$	$0.22\lambda_C$	$0.29\lambda_H$
$L_r$	ความยาวโดยรวมของตัวสะท้อน	1280	$2\lambda_L$	$2.84\lambda_C$	$3.68\lambda_H$
$W_{r1}$	ความกว้างของตัวสะท้อนในแนวเรียบ	250	$0.39\lambda_L$	$0.56\lambda_C$	$0.72\lambda_H$
$W_{r2}$	ความกว้างขอบพับของตัวสะท้อน	150	$0.24\lambda_L$	$0.33\lambda_C$	$0.43\lambda_H$
$\alpha$	มุมพับขอบของตัวสะท้อน	$30^\circ$	-	-	-

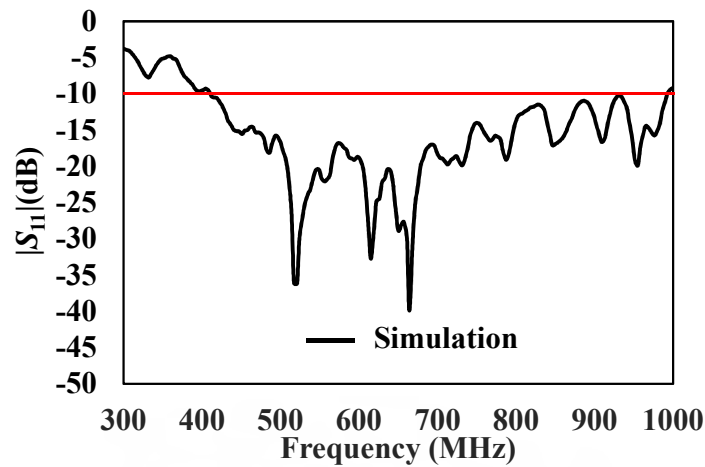
เมื่อ  $\lambda_L$ : ความยาวคลื่นในอากาศว่างที่ความถี่ปฏิบัติการด้านความถี่ต่ำ

$\lambda_C$ : ความยาวคลื่นในอากาศว่างที่ความถี่ปฏิบัติการความถี่กลาง

$\lambda_H$ : ความยาวคลื่นในอากาศว่างที่ความถี่ปฏิบัติการด้านความถี่สูง

#### 4.1.2 พารามิเตอร์ $|S_{11}|$ ของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ

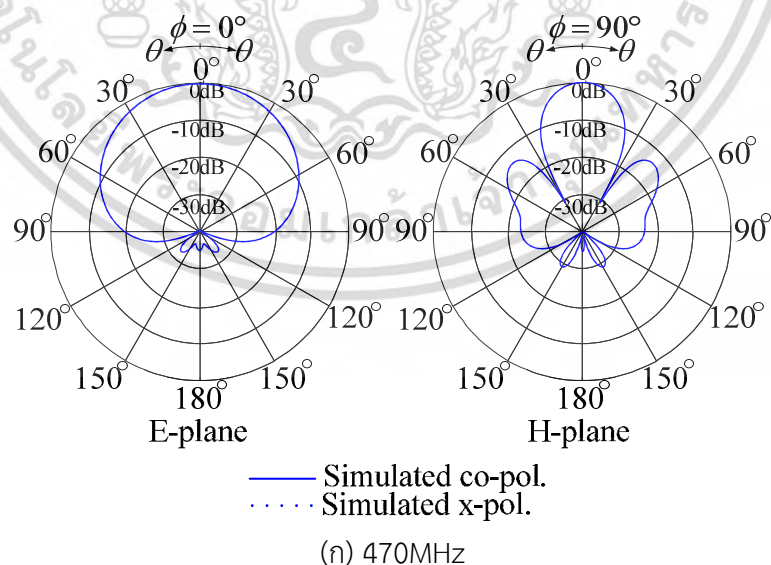
เมื่อได้ระยะระหว่างองค์ประกอบที่เหมาะสมสำหรับการจัดแถวลำดับของสายอากาศ หัวข้อนี้เป็นการแสดงผลจำลองพารามิเตอร์  $|S_{11}|$  ของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ ดังรูปที่ 4.5 ซึ่งพบว่าพารามิเตอร์  $|S_{11}|$  เกิดการแมตซ์ตอบสนองครอบคลุมย่านความถี่ปฏิบัติการ ซึ่งตอบสนองความถี่ย่าน 410–991MHz (82.9%)



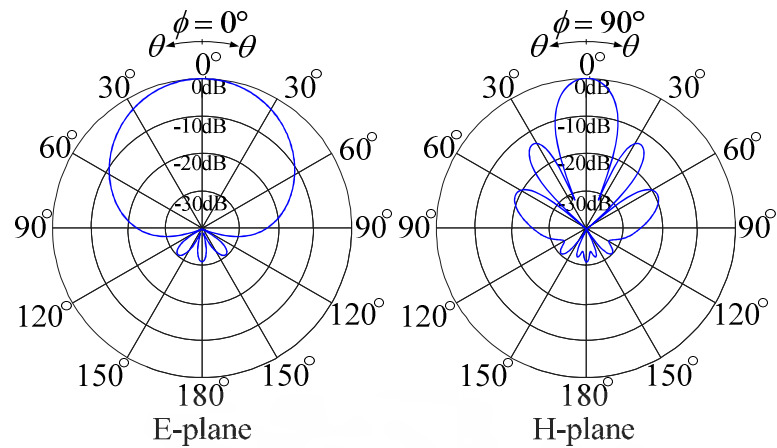
รูปที่ 4.5 ผลจำลองพารามิเตอร์  $|S_{11}|$  ของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ

#### 4.1.3 คุณลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ

แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ เป็นการบอกถึงคุณสมบัติในการแผ่พลังงาน ในรูปของกราฟฟลหรือรูปของฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ ซึ่งเป็นฟังก์ชันของพิกัดตำแหน่ง (Space coordinates) สามารถแสดงได้จากความเข้มสนาม (Field intensity) ในรูป  $|\vec{E}(\theta, \phi)|$  หรือ  $|\vec{H}(\theta, \phi)|$  โดยกำหนดให้รัศมีของพื้นที่วงกลมในการวัดมีขนาดคงที่ หรือแสดงได้จากกำลัง หรือ Power pattern ในรูป  $|\vec{E}(\theta, \phi)|^2$  หรือ  $\eta|\vec{H}(\theta, \phi)|^2$  ที่รับเข้ามาหรือส่งออกไปโดยสายอากาศ ซึ่งสามารถแสดงแบบรูปกำลังของการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ ที่ความถี่ 470, 666, 862MHz ดังรูปที่ 4.6 (ก), (ข) และ(ค) ตามลำดับ

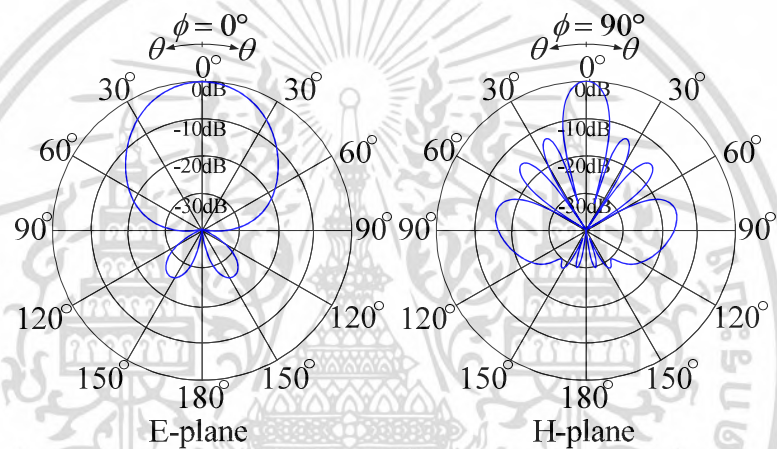


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



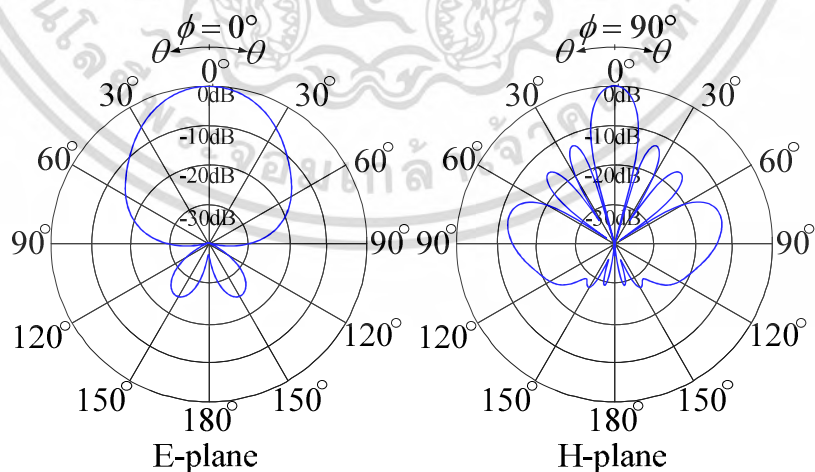
— Simulated co-pol.  
 ..... Simulated x-pol.

(ข) 666MHz



— Simulated co-pol.  
 ..... Simulated x-pol.

(ค) 862MHz



— Simulated co-pol.  
 ..... Simulated x-pol.

(ง) ผลจำลองความถี่สูงกว่าย่านความถี่ปฏิบัติการ (900MHz)

รูปที่ 4.6 ผลจำลองและทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

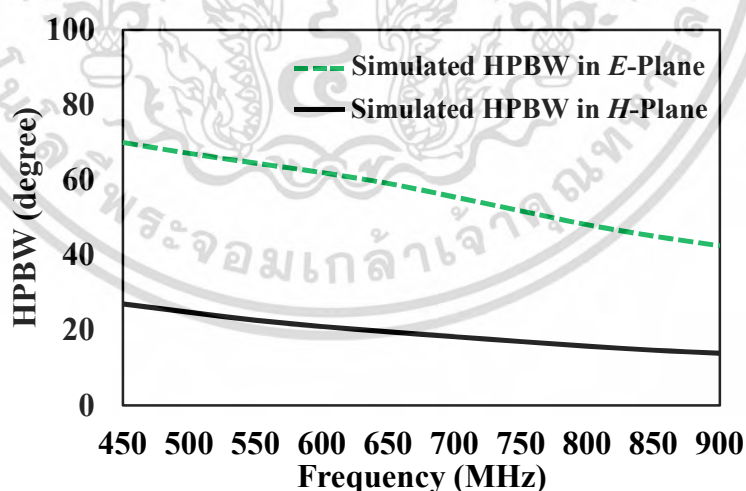
จากรูปที่ 4.6(ก)–(ค) แสดงผลจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ที่ความถี่ 470MHz, 666MHz, 862MHz และ(ง) ผลจำลองความถี่สูงกว่าย่านความถี่ปฏิบัติการ (900MHz) ตามลำดับ พบว่าผลจำลองโพลาริซชันไอซ์วี มีค่าต่ำมากตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ ซึ่งจะไม่แสดงอยู่ในรูป กราฟเส้นทึบแสดงผลจำลองโพลาริซชันร่วม (Co-polarization) มีระดับโพลซัน เท่ากับ -13.7, -13.4, -13.2dB ซึ่งมีความสอดคล้องตามทฤษฎี [38] อัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลังเท่ากับ 34.7, 31.4 และ >40dB ที่ความถี่ 470MHz, 666MHz และ 862MHz ตามลำดับ

สำหรับผลจำลองโพลาริซชันไอซ์วีที่มีค่า <math>< -40\text{dB}</math> ซึ่งไม่แสดงผลในรูปที่ 4.6 แบบรูปการแผ่พลังงานมีเสถียรภาพตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบแม่เหล็ก

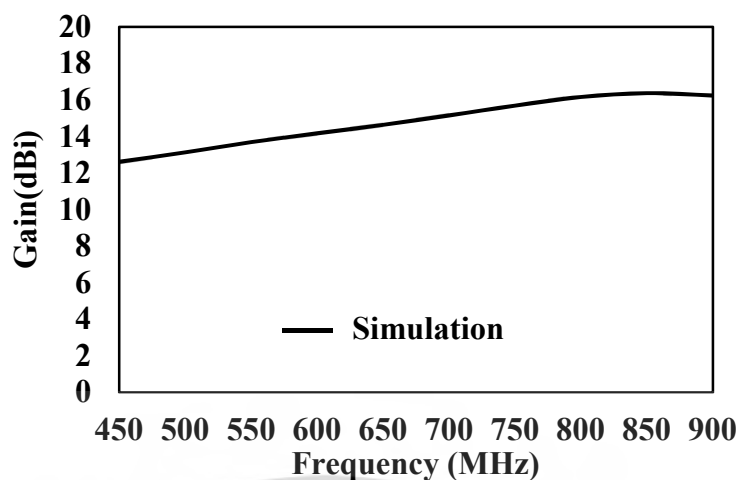
นอกจากนั้นในรูปที่ 4.6(ง) ยังได้แสดงผลจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 900MHz ซึ่งสูงกว่าย่านความถี่ปฏิบัติการ พบว่าเมื่อความถี่สูงขึ้น ระดับโพลซัน ในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ก็จะเพิ่มขึ้น ซึ่งสอดคล้องกับอัตราขยายที่ลดลง ดังรูปที่ 4.7(ข)

#### 4.1.4 ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังและอัตราขยายของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ

พารามิเตอร์ที่สัมพันธ์กับแบบรูปการแผ่พลังงาน คือความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (Half power beamwidth) ซึ่งในระนาบที่ประกอบด้วยทิศทางของโพลที่มีค่ามากที่สุด (โพลหลัก) มุมระหว่างทิศทางสองทางที่มีความเข้มของการแผ่พลังงานครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุดของโพล ผลจำลองความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ ดังรูปที่ 4.7(ก) ซึ่งพบว่าความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กลดลงทีละน้อยเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น ซึ่งมีค่าเปลี่ยนแปลงอยู่ในระหว่าง  $44.4^\circ$  ถึง  $68.9^\circ$  ( $56^\circ \pm 13^\circ$ ) ในระนาบสนามไฟฟ้า และ  $14.5^\circ$  ถึง  $26.1^\circ$  ( $20^\circ \pm 6^\circ$ ) ในระนาบสนามแม่เหล็ก



(ก) ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ



(ข) อัตราขยายของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ

รูปที่ 4.7 ผลจำลองและทดสอบความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังและอัตราขยายของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ

สำหรับผลจำลองอัตราขยาย ดังรูปที่ 4.7(ข) มีค่าเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 12.8–16.4dBi ครอบคลุมตลอดความถี่ย่าน 470–862MHz โดยมีอัตราขยายต่ำสุด 12.8dBi ที่ความถี่470MHz และอัตราขยายสูงสุด 16.4dBi ที่ความถี่862MHz

จากคุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับไดโพลระนาบที่มีองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่ ที่นำเสนอ สามารถสรุปคุณลักษณะของสายอากาศ ดังในตารางที่ 4.8 ในท้ายบท

#### 4.2 กำลังงานที่รองรับได้ของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ

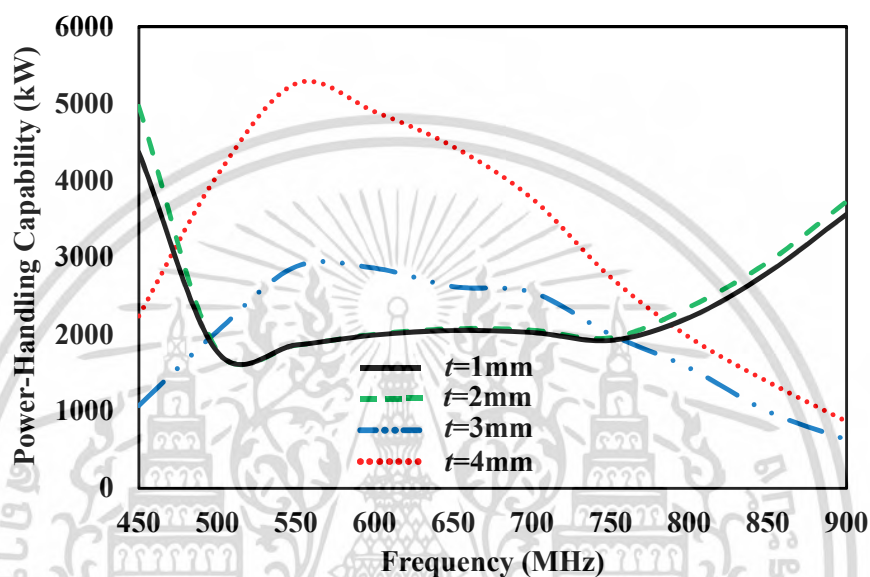
สายอากาศในโหมดส่งจำเป็นต้องรองรับกำลังงานส่งจากเครื่องส่งที่ต่ออยู่กับด้านเอาต์พุตของสายส่งสัญญาณ สำหรับงานด้านต่างๆที่ต้องการกำลังงานสูง ในการออกแบบสายอากาศจำเป็นต้องมีคุณสมบัติที่สามารถรองรับกระแสและแรงดันเหล่านี้ได้อย่างเหมาะสม โดยทั่วไปกระแสที่มีความหนาแน่นสูงจำเป็นต้องใช้ตัวนำที่มีขนาดใหญ่ มีความนำสูงและมีความสูญเสียต่ำ แรงดันสูงต้องใช้ตัวนำที่มีระยะห่าง และขนวนที่มีความเป็นขนวนสูงเพื่อหลีกเลี่ยงแรงดันพังทลายที่จะเกิดขึ้น นอกจากนั้นอิมพีแดนซ์ของสายอากาศต้องแมตช์กับเครื่องส่งและสายส่งสัญญาณ เพื่อให้ได้ผลของอัตราส่วนคลื่นนิ่งต่ำและมีการถ่ายโอนกำลังงานได้มากที่สุด [48]

สำหรับสายอากาศและอุปกรณ์แต่ละประเภทที่ถูกออกแบบมาใช้ในงานสื่อสารนั้นมีความสามารถในการรองรับกำลังงานหรือกำลังงานที่รองรับได้ (Power-Handling capability) ที่แตกต่างกันไป ได้แก่ ไมโครสตริป ก็เช่นเดียวกับไดโพลเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในสายนำสัญญาณ ซึ่งถูกจำกัดด้วยความร้อนที่เป็นผลมาจากความสูญเสียไดโพลเล็กทรอนิกส์และโอห์มมิก และจุดพังทลายของไดโพลเล็กทรอนิกส์ สำหรับเส้นไมโครสตริปเหมาะกับงานที่รองรับกำลังงานขนาดกลาง ประมาณ 100 – 200W [49] สายโคแอกเซียล ในขณะที่ตัวแบ่งกำลังงาน (Power divider) และท่อนำคลื่น (Waveguide) ในงานด้านไมโครเวฟ สามารถรองรับกำลังงานได้สูงถึงหลักร้อยเมกะวัตต์ (MW) หรือหลายกิกะวัตต์ (GW)

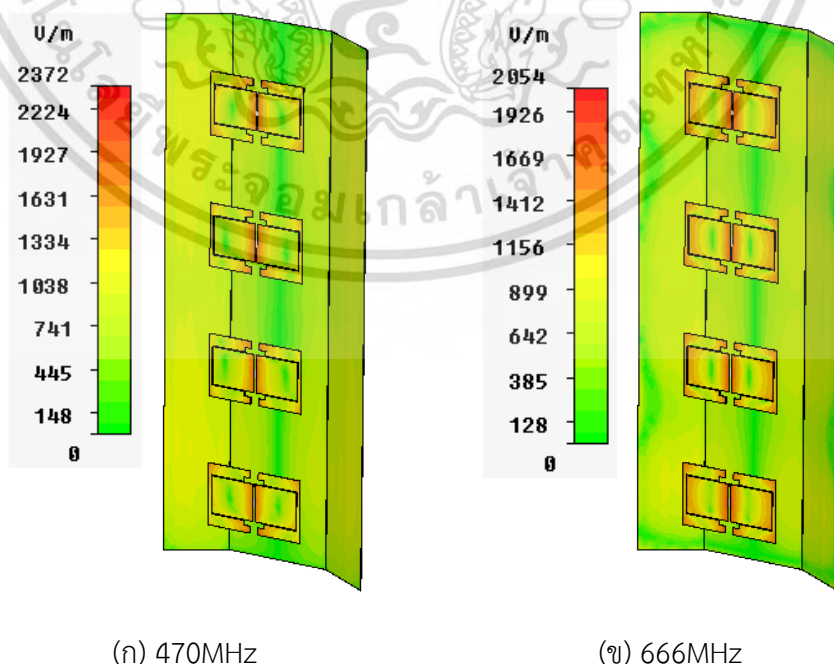
ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้จำลองกำลังงานที่รองรับได้ของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ โดยนำผลความเข้มในการกระจายสนามไฟฟ้าที่มีค่าสูงสุด (Maximum electric field strength) แต่ละ

เอกสารนี้เป็นเอกสารทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี อนุญาตให้นำไปใช้  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

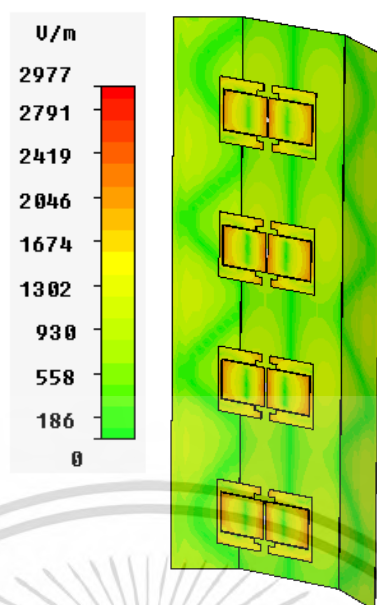
ความถี่ เพื่อหาค่ากำลังงานสูงสุดที่รองรับได้ของสายอากาศ เมื่อเปลี่ยนแปลงขนาดความหนาของตัวแผ่พลังงาน ( $t$ ) โดยการจำลองการกระจายความเข้มสนามไฟฟ้าของสายอากาศในความถี่ย่าน 470–862MHz โดยป้อนกำลังงานอินพุตขนาด 1W และกำหนดให้จุดพังทลาย (Breakdown threshold) ในอากาศเท่ากับ 3MV/m [50] ซึ่งสามารถคำนวณหาค่ากำลังงานสูงสุดที่รองรับได้ [51] คือ จุดพังทลายต่อความเข้มสนามไฟฟ้าสูงสุด (Breakdown threshold in air/Maximum electric field strength) ผลการคำนวณกำลังงานสูงสุดที่รองรับได้ เมื่อเปลี่ยนแปลงขนาดความหนาของตัวแผ่พลังงาน ( $t$ ) แสดงในรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 ผลการคำนวณกำลังงานสูงสุดที่รองรับได้ของสายอากาศแถวลำดับ เมื่อเปลี่ยนแปลงขนาดความหนาของตัวแผ่พลังงาน( $t$ )



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) 862MHz

รูปที่ 4.9 ผลจำลองการกระจายสนามไฟฟ้าของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ (ความหนาของตัวแผ่นพลังงาน  $t=1\text{mm}$ )

ตารางที่ 4.3 ความเข้มสนามไฟฟ้าสูงสุดและกำลังงานสูงสุดที่รองรับได้ของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ (ความหนาของตัวแผ่นพลังงาน  $t=1\text{mm}$ )

ความถี่ (MHz)	ความเข้มสนามไฟฟ้าสูงสุด (V/m)	กำลังงานสูงสุดที่รองรับได้ (kW)
450	4368	471.7
470	2372	1599.6
500	1770	2872.7
550	1862	2595.9
600	1992	2268.1
650	2051	2139.5
666	2054	2133.2
700	2024	2197.0
750	1923	2433.8
800	2220	1826.2
850	2802	1146.3
862	2977	1015.5
900	3564	708.5

จากรูปที่ 4.8 พบว่าเมื่อความหนาของตัวแผ่นพลังงานมากขึ้น สายอากาศสามารถรองรับกำลังงานสูงสุดได้มากขึ้น สำหรับสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ มีขนาดความหนา  $t=1\text{mm}$  ซึ่งเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถรองรับกำลังงานได้ตั้งแต่ 1015.5–2872.7kW ตลอดย่านความถี่ 470–862MHz โดยมีค่าต่ำสุด 1015.5kW ที่ความถี่ 862MHz และค่าสูงสุด 2872.7kW ที่ความถี่ 500MHz โดยมีผลจำลองความเข้มสนามไฟฟ้าและผลคำนวณกำลังงานงานที่รองรับได้ ดังรูปที่ 4.9 และตารางที่ 4.3 ตามลำดับ

ในระบบการแพร่คลื่นสัญญาณ สายอากาศที่ใช้งานจริง จะมีส่วนประกอบร่วมกับสายอากาศ ได้แก่ ตัวเชื่อมต่อ (Connector) ตัวแบ่งกำลังงาน (Power divider) สายโคแอกเซียลแบบแข็ง (Rigid coaxial) สายโคแอกเซียลกึ่งแข็ง (Semiflexible coaxial) และสายสัญญาณต่างๆ เพื่อกระจายกำลังงาน ดังนั้นในการพิจารณากำลังที่รองรับได้ของสายอากาศ ในทางปฏิบัติต้องนำกำลังงานที่รองรับได้และความสูญเสีย ของส่วนประกอบเหล่านี้ นำมาพิจารณาร่วมด้วย [48]

#### 4.3 ราโดมสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ

การใช้งานสำหรับสายอากาศที่จะนำไปติดตั้งนอกอาคารหรือกลางแจ้งจำเป็นต้องได้รับการป้องกันความเสียหายของสายอากาศจากสภาพแวดล้อม ดังนั้นจึงได้พิจารณาฝากรอบสำหรับสายอากาศหรือราโดมที่เหมาะสม

ราโดม (Radar dome: Radome) หรือฝากรอบ วัตถุประสงค์หลักของราโดม คือป้องกันสายอากาศเพื่อไม่ให้ได้รับผลกระทบจากสภาพแวดล้อมโดยรอบ อันได้แก่ ลม ฝุ่น ฝน ลูกเห็บ หิมะ รังสีอัลตราไวโอเล็ต ความชื้นของอากาศ ตลอดจนสัตว์ปีกหรือแมลง ซึ่งส่งผลทำให้เกิดความเสียหายต่อสายอากาศได้ นอกจากนี้ราโดมยังได้รับการพิสูจน์แล้วว่ามีความคุ้มค่า เมื่อพิจารณาเรื่องค่าใช้จ่ายเทียบกับอายุการใช้งาน เนื่องจากสามารถช่วยลดค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาของระบบให้น้อยลงได้ ดังนั้นการเลือกราโดมที่เหมาะสม จึงช่วยปรับปรุงระบบโดยรวมให้มีประสิทธิภาพได้

โดยส่วนใหญ่ราโดมที่ใช้กันจะมีโครงสร้างผนังที่แข็งแรง ซึ่งราโดมเหล่านี้ ได้แก่ ราโดมที่มีขนาดทางไฟฟ้าแบบบาง (Electrically thin :  $<0.1\lambda$ ) หรือแบบชั้นเดียว (Single layer) แบบครึ่งคลื่น (Half-wave) แบบเอ-แซนวิช (A-Sandwich) แบบบี-แซนวิช (B-Sandwich) แบบซี-แซนวิช (C-Sandwich) และแบบอื่นๆ สำหรับการใช้งานราโดมขึ้นอยู่กับเงื่อนไขและความถี่ปฏิบัติการของการใช้งานนั้นๆ [52]

อย่างไรก็ตาม ราโดมก็ยังมีผลกระทบต่อคุณลักษณะของสายอากาศ ที่ก่อให้เกิดการสะท้อนและซึมซับการแผ่พลังงานจากสายอากาศ [52] โดยมีปัจจัยซึ่งก่อให้เกิดผลกระทบดังกล่าว คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก การสูญเสียไดอิเล็กตริกและความหนาของราโดม ปัจจัยเหล่านี้ขึ้นอยู่กับวัสดุที่ใช้ทำราโดม ในปัจจุบันวัสดุราโดมของสายอากาศที่ใช้อยู่มีหลากหลายชนิด ได้แก่ Fiber reinforced plastics (FRPs), Glass reinforced plastics (GRPs), Polypropylene (PP), Acrylonitrile butadiene styrene (ABS), ASA, Polystyrene, UPVC และ polycarbonates เป็นต้น

สำหรับการติดตั้งเพื่อใช้งานภายนอกอาคารหรือกลางแจ้ง วัสดุที่ใช้ทำราโดมต้องมีคุณสมบัติที่สามารถทนทานต่อรังสีอัลตราไวโอเล็ตและความร้อนจากแสงแดดในระยะเวลาอันยาวนานได้ ตลอดจนไม่ซึมซับปริมาณน้ำมากเกินไป ซึ่งจะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงค่าเพอร์มิตติวิตี (Permittivity:  $\epsilon_r$ ) ในสภาพอากาศเปียกชื้น ส่งผลในการลดประสิทธิภาพของราโดม เนื่องจากน้ำมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสูงและค่าสูญเสียแทนเจนต์ (Loss tangent:  $\tan\delta$ ) ดังนั้นเมื่อราโดมซึมน้ำหรือมีน้ำเกาะบนผิวราโดมส่งผลให้เปรียบเสมือนมีฟิล์มบางซึ่งห่อหุ้มคลื่นที่จะแผ่ออกไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยกตัวอย่าง การศึกษาและทดลองราโดมชนิด Pultruded polyester resin GRP ที่มีขนาดความยาว 1.2m พบว่าเมื่อปล่อยให้ราโดมแห้งภายใน 24 ชั่วโมง พบว่าบนผิวภายนอกของราโดมมีน้ำเกาะอยู่ (ปริมาณ 125g) ซึ่งผลของการซึมซับน้ำทำให้ VSWR ของสายอากาศมีค่าสูงขึ้น และสำหรับการแก้ไขการเกาะของน้ำบนผิวราโดม สามารถทำได้โดยการเคลือบผิวด้วยสารจำพวก ไฮโดรโฟบิก ซึ่งไม่สามารถยึดเกาะกับโมเลกุลของน้ำได้ หรือที่เรียกว่า “ไฮโดรโฟบิก โคทติ้ง” (Hydrophobic coatings) และจะไม่ใช้สารจำพวกโลหะหรือคาร์บอนมาเคลือบราโดม

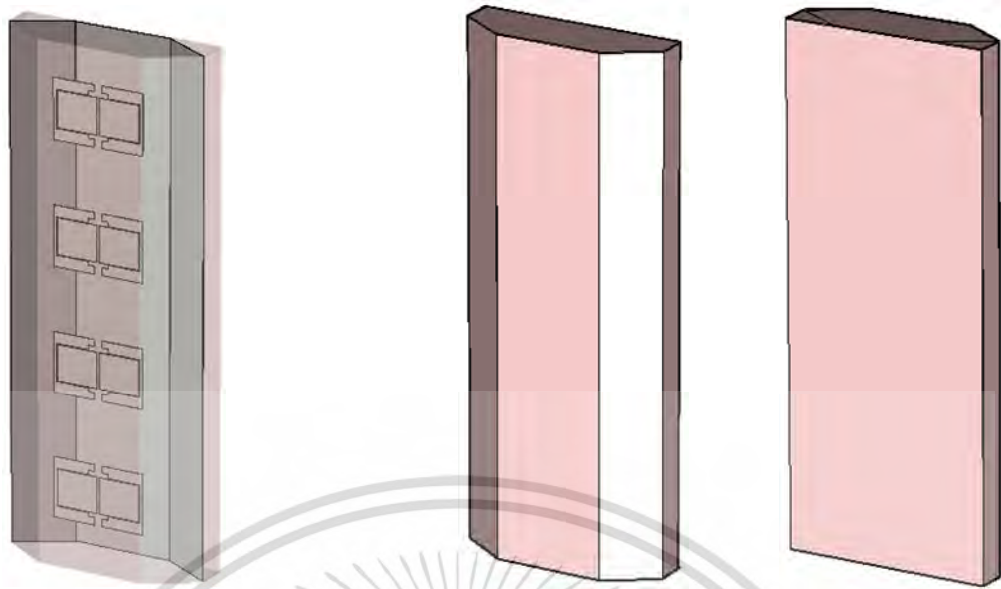
การสูญเสียที่เกิดจากราโดมประกอบด้วย 2 ส่วนหลักคือ การสูญเสียที่เกิดจากการแผ่พลังงานคลื่นผ่านความหนาของราโดม ซึ่งไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ และการสูญเสียที่เกิดจากตำแหน่งการวางระยะห่างระหว่างราโดมและตัวแผ่พลังงาน สำหรับการเลือกวัสดุราโดม พิจารณาจากค่าคงที่ไดอิเล็กตริกต่ำ การสูญเสียไดอิเล็กตริกต่ำ และความหนาของราโดมที่เหมาะสม นอกจากนี้วัสดุควรมีน้ำหนักเบา โดยส่วนใหญ่วัสดุที่นิยมนำมาใช้สำหรับราโดมดังตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.4 คุณลักษณะทางไฟฟ้าของวัสดุ [53]

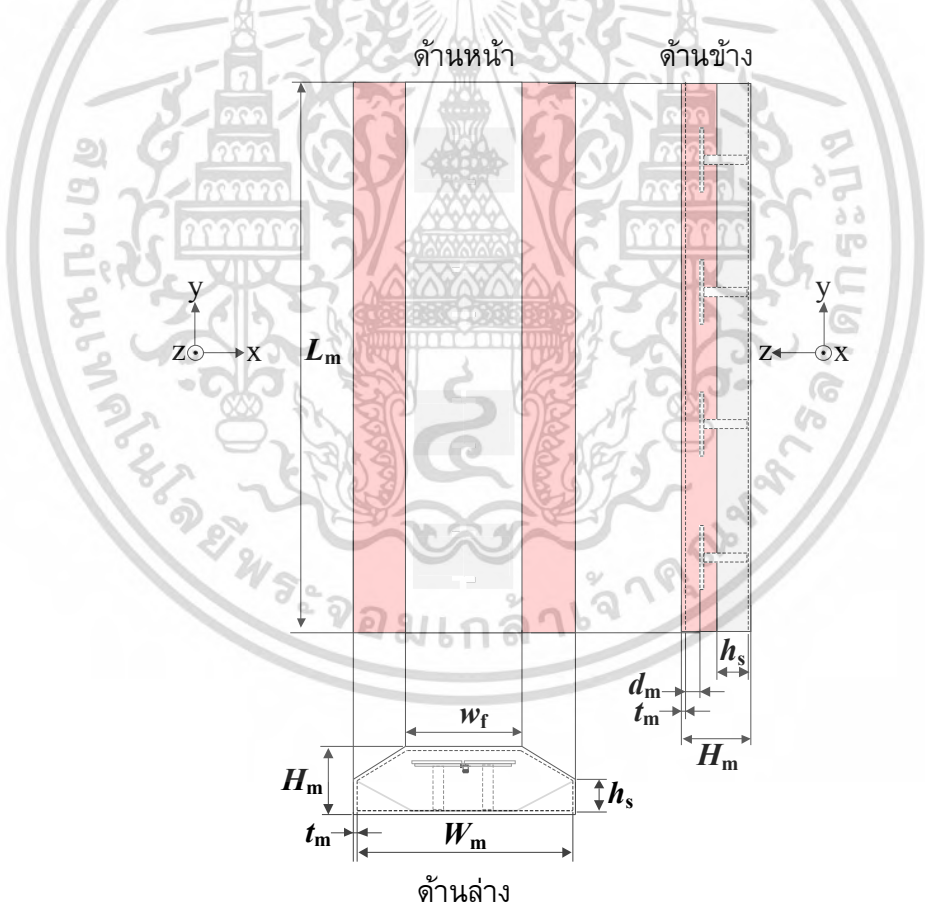
Material	Dielectric constant ( $\epsilon_r$ )	Dissipation factor ( $\tan\delta$ )
Polycarbonate	2.9	0.012
ABS	2.0–3.5	0.005–0.019
PEEK	3.23	0.0048
Teflon (PTFE)	2.0	<0.0002
Plexiglass	2.6	0.009
Glass (Corning 7059)	5.75	0.003
Ceramics (Alumina 98%)	9.8	0.0005
PE	2.3	0.0003

ในวิทยานิพนธ์นี้ ใช้การจำลองด้วยราโดมที่มีขนาดทางไฟฟ้าแบบบางหรือแบบชั้นเดียว โดยเลือกใช้วัสดุ ABS ซึ่งอ้างอิงจากเอกสาร [53] ซึ่งมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก  $\epsilon_r = 2.7$  ในความถี่ย่าน 100–1000MHz [54] นอกจากนี้การกำหนดโครงสร้างของราโดม ยังต้องคำนึงถึงโครงสร้างที่สามารถป้องกันหรือช่วยลดการสั้นไหวระหว่างสายอากาศและราโดม เพื่อป้องกันความเสียหายของสายอากาศ ดังนั้นจึงกำหนดโครงสร้างของราโดมดังรูปที่ 4.10

จากรูปที่ 4.10 โครงสร้างราโดมของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ มีลักษณะครอบปิดตลอดโครงสร้างสายอากาศ ซึ่งบริเวณตรงกลางด้านหน้ามีลักษณะแบนเรียบและมีมุมลาดเอียงบริเวณขอบทั้ง 2 ข้าง เพื่อลดแรงปะทะจากแรงลม ในขณะที่พื้นด้านหลังราโดมเป็นแบบแบนเรียบตลอดแนว โดยจำลองกำลังงานที่แผ่กระจาย (Radiated power) ซึ่งอ้างอิงตามมาตรฐาน MIL-R-7705B สำหรับราโดมชนิดบรอดแบนด์ (Type V: Broadband radomes) กำหนดให้ผลของกำลังงานส่งที่แผ่กระจายออกไป  $\geq 70\%$  และกำลังงานส่งเฉลี่ย  $\geq 80\%$  [52] แต่สำหรับในวิทยานิพนธ์กำหนดให้ผลกำลังงานส่งที่แผ่กระจาย  $\geq 90\%$  นอกจากนี้ยังได้นำผลจำลองอัตราขยายที่ได้มาประกอบการพิจารณาความหนาราโดม ( $t_m$ ) และระยะห่างระหว่างราโดมและตัวแผ่พลังงาน ( $d_m$ ) ที่เหมาะสมตามลำดับ



(ก) การจัดวางสายอากาศภายในราโดม (ข) โครงสร้างด้านหน้าและด้านหลังราโดม



(ค) โครงสร้างราโดม

รูปที่ 4.10 โครงสร้างราโดมสำหรับสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3.1 ความหนาของราโดม ( $t_m$ )

ความยาวคลื่นในวัสดุราโดม ( $\lambda_m$ ) มีความสำคัญ ซึ่งความยาวคลื่นในวัสดุจะสั้นกว่าความยาวคลื่นในอากาศว่างเสมอ โดยขึ้นอยู่กับค่า Relative permittivity  $\epsilon_r$  (หรือที่เรียกว่าค่าคงที่ไดอิเล็กตริก) และความหนาวัสดุราโดมแบบบางที่มีขนาดทางไฟฟ้า  $<5\% \lambda_m$  หรือ  $0.05 \lambda_m$  ซึ่งจะทำให้มีประสิทธิภาพในการแผ่คลื่นที่ดี [55] ดังนั้นจะได้

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f_H} = \frac{3 \times 10^8}{862 \times 10^6} = 348 \text{ mm}$$

เมื่อ  $f_H$  = ความถี่ด้านสูงของความถี่ปฏิบัติการ 862 MHz

$c_0$  = ความเร็วคลื่นในอากาศว่าง  $3 \times 10^8$  m/s

$\lambda_0$  = ความยาวคลื่นในอากาศว่างที่ความถี่ด้านสูงของความถี่ปฏิบัติการ 862 MHz

$$\lambda_m = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{348}{\sqrt{2.7}} = 211.8 \text{ mm}$$

เมื่อ  $\lambda_m$  = ความยาวคลื่นในวัสดุ

$$\frac{0.05 \lambda_m}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{17.4}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$t_m < \frac{17.4}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

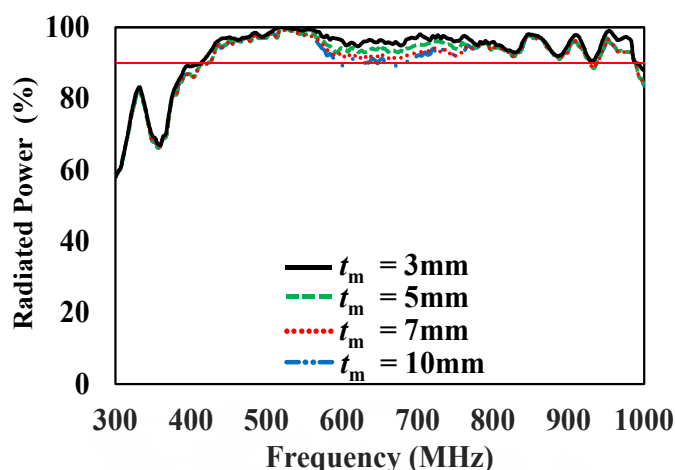
เมื่อ  $t_m$  คือความหนาของราโดม

$$t_m < \frac{17.4}{\sqrt{2.7}}$$

ดังนั้นขนาดความหนาของราโดม  $t_m < 10.6$  mm

จากการคำนวณขนาดความหนาของราโดมที่ใช้ ต้องมีขนาด  $<10.6$  mm ซึ่งการกำหนดให้ราโดมมีความบางจนเกินไป ก็จะส่งผลให้ราโดมมีความแข็งแรงน้อยลง หากราโดมมีความหนามากเกินไปก็จะส่งผลให้ราโดมมีน้ำหนักมากขึ้นและต้นทุนสูงขึ้น ดังนั้นในการจำลองกำลังงานที่แผ่กระจายและอัตราขยาย จึงได้กำหนดพารามิเตอร์เริ่มต้นของขนาดราโดม ดังนี้  $L_m=1286$  mm,  $W_m=510$  mm,  $W_f=270$  mm,  $h_s=78$  mm,  $d_m=174$  mm ( $d_m < \lambda_H/2$ ) เมื่อ  $\lambda_H$  คือความยาวคลื่นในอากาศว่างที่ความถี่ปฏิบัติการด้านความถี่สูง เพื่อหาขนาดความหนาของราโดมที่เหมาะสม โดยกำหนด  $t_m=3, 5, 7$  และ  $10$  mm ตามลำดับ ดังรูปที่ 4.11 และตารางที่ 4.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 ผลจำลองกำลังงานที่แผ่กระจาย เมื่อราโดมมีขนาดความหนาต่างกัน( $t_m$ )

ตารางที่ 4.5 อัตราขยายของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ เมื่อราโดมมีขนาดความหนา  $t_m$  ต่างกัน

พารามิเตอร์ $t_m$ (mm)	ย่านความถี่ (MHz) เมื่อผลกำลังงานที่แผ่กระจาย $\geq 90\%$	อัตราขยาย (dBi)		
		470 MHz	666MHz	862MHz
3	415–988	12.81	14.95	16.28
5	423–927	12.79	14.97	16.11
7	423–927	12.79	14.99	15.94
10	423–657, 685–987	12.79	15.03	15.65

จากรูปที่ 4.11 และตารางที่ 4.5 เมื่อพิจารณาผลของกำลังงานที่แผ่กระจายและอัตราขยายพบว่าเมื่อความหนาราโดมมากขึ้น ส่งผลให้กำลังงานที่แผ่กระจายลดลง ในช่วงความถี่ย่าน 550–770MHz ในขณะที่อัตราขยายมีค่าลดลง ที่แถบความถี่ด้านสูงของความถี่ปฏิบัติการ ดังนั้นจึงได้เลือกความหนาราโดม  $t_m=3\text{mm}$  ซึ่งมีค่ากำลังงานที่แผ่กระจาย  $\geq 90\%$  เมื่อเปรียบเทียบกับ  $t_m=5, 7$  และ  $10\text{mm}$  และด้วยเหตุผลทางด้านน้ำหนักโดยรวมของสายอากาศ ตลอดจนความแข็งแรงซึ่งเพียงพอป้องกันความเสียหายของสายอากาศได้ หลังจากเมื่อได้ความหนาของราโดมที่เหมาะสมแล้วจากนั้นเป็นการหาระยะห่างระหว่างราโดมและตัวแผ่พลังงาน ( $d_m$ ) ที่เหมาะสม ดังหัวข้อถัดไป

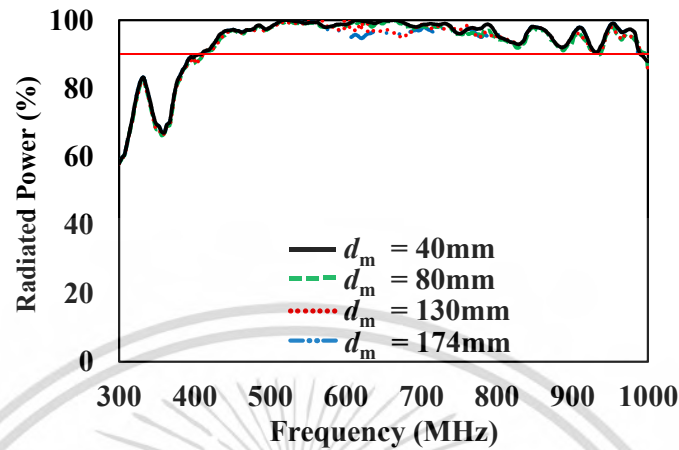
#### 4.3.2 ระยะห่างระหว่างราโดมและตัวแผ่พลังงาน ( $d_m$ )

ระยะห่างระหว่างราโดมและตัวแผ่พลังงานหรือระยะ  $d_m$  ที่เหมาะสม ซึ่งหมายถึงระยะที่มีการสะท้อนกลับที่เกิดจากราโดมน้อยที่สุด นั่นคือระยะที่คลื่นสะท้อนกลับมีเฟสตรงกัน (In phase) กับคลื่นส่ง จึงกำหนดให้ระยะ  $d_m < \frac{\lambda_0}{2}$  จะได้

$$\frac{\lambda_0}{2} = \frac{348}{2} = 174\text{mm}$$

เมื่อ  $\lambda_0$  = ความยาวคลื่นในอากาศว่างที่ความถี่ด้านสูงของความถี่ปฏิบัติการ 862MHz

ดังนั้นระยะห่างระหว่างราโดมและตัวแผ่พลังงาน  $d_m < 174\text{mm}$  สำหรับในการจำลองผลกำลังงานที่แผ่กระจายและอัตราขยาย ได้กำหนดระยะห่างระหว่างราโดมและตัวแผ่พลังงาน  $d_m = 40, 80, 130$  และ  $174\text{mm}$  ตามลำดับ ดังรูปที่ 4.12 และตารางที่ 4.6



รูปที่ 4.12 ผลจำลองกำลังงานที่แผ่กระจาย เมื่อราโดมมีระยะห่างระหว่างราโดมและตัวแผ่พลังงานต่างกัน ( $d_m$ )

ตารางที่ 4.6 อัตราขยายของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ เมื่อระยะห่าง  $d_m$  ต่างกัน

พารามิเตอร์ $d_m$ (mm)	ย่านความถี่ (MHz) เมื่อผลกำลังงานที่แผ่กระจาย $\geq 90\%$	อัตราขยาย (dBi)		
		470 MHz	666MHz	862MHz
40	409–990	12.76	14.81	16.24
80	412–997	12.77	14.88	16.43
130	414–993	12.79	14.94	16.48
174	415–988	12.81	14.95	16.28

จากรูปที่ 4.12 และตารางที่ 4.6 พบว่าเมื่อระยะห่างระหว่างราโดมกับตัวแผ่พลังงานมากขึ้น ส่งผลให้กำลังงานที่แผ่กระจายลดลง ในช่วงความถี่ 560–800MHz ในขณะที่ระยะห่างระหว่างราโดมและตัวแผ่พลังงาน  $d_m = 40\text{mm}$  มีกำลังงานที่แผ่กระจายค่อนข้างคงที่ ในช่วงความถี่ 500–670MHz และสามารถส่งกำลังได้มากกว่า เมื่อเปรียบเทียบกับ  $d_m = 80, 130$  และ  $174\text{mm}$  ดังนั้นจึงได้เลือก  $d_m = 40\text{mm}$  ซึ่งมีระยะห่างเพียงพอป้องกันความเสียหายของสายอากาศได้ และขนาดความสูงของราโดมไม่มากจนเกินไป

จากผลจำลองกำลังงานที่แผ่กระจายและอัตราขยาย สามารถสรุปพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของราโดมสำหรับสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ ดังตารางที่ 4.7

ตารางที่ 4.7 พารามิเตอร์ที่เหมาะสมของราโดมสำหรับสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ

พารามิเตอร์	รายละเอียด	ขนาด (mm)	ขนาดทางไฟฟ้า		
			470 MHz	666MHz	862MHz
$L_m$	ความยาวรวมของราโดม	1286	$2.01\lambda_L$	$2.85\lambda_C$	$3.69\lambda_H$
$W_m$	ความกว้างรวมด้านในของราโดม	510	$0.79\lambda_L$	$1.13\lambda_C$	$1.46\lambda_H$
$H_m$	ความสูงโดยรวมของราโดม	160	$0.25\lambda_L$	$0.35\lambda_C$	$0.46\lambda_H$

ตารางที่ 4.7 (ต่อ)

พารามิเตอร์	รายละเอียด	ขนาด (mm)	ขนาดทางไฟฟ้า		
			470 MHz	666MHz	862MHz
$w_f$	ความกว้างแผ่นเรียบด้านหน้าราโดม	270	$0.43\lambda_L$	$0.59\lambda_C$	$0.77\lambda_H$
$h_s$	ความสูงแผ่นเรียบด้านข้างราโดม	78	$0.12\lambda_L$	$0.17\lambda_C$	$0.22\lambda_H$
$t_m$	ความหนาของราโดม	3	$0.005\lambda_L$	$0.007\lambda_C$	$0.009\lambda_H$
$d_m$	ระยะห่างระหว่างราโดมกับตัวแม่พลังงาน	40	$0.063\lambda_L$	$0.089\lambda_C$	$0.115\lambda_H$

เมื่อ  $\lambda_L$ : ความยาวคลื่นในอากาศว่างที่ความถี่ปฏิบัติการด้านความถี่ต่ำ

$\lambda_C$ : ความยาวคลื่นในอากาศว่างที่ความถี่ปฏิบัติการความถี่กลาง

$\lambda_H$ : ความยาวคลื่นในอากาศว่างที่ความถี่ปฏิบัติการด้านความถี่สูง

#### 4.4 สรุป

จากรายละเอียดของสายอากาศองค์ประกอบ เมื่อนำมาจัดเรียงแถวลำดับแบบเชิงเส้นในแนวตั้ง จำนวน 4 องค์ประกอบโดยมีระยะห่างระหว่างองค์ประกอบที่สม่ำเสมอ ซึ่งพบว่าเมื่อระยะห่างระหว่างองค์ประกอบมากขึ้น ระดับของโพลข้างจะสูงขึ้นซึ่งส่งผลให้อัตราขยายลดลง สำหรับผลจำลองในการรองรับกำลังงานของสายอากาศ สามารถรองรับกำลังงานได้ถึง 1015.5–2872.7kW ตลอดย่านความถี่ 470–862MHz โดยมีค่าต่ำสุด 1015.5kW ที่ความถี่ 862MHz และค่าสูงสุด 2872.7kW ที่ความถี่ 600MHz แต่ทั้งนี้ยังต้องขึ้นอยู่กับส่วนประกอบของสายอากาศ ได้แก่ ตัวเชื่อมต่อ ตัวแบ่งกำลังงานและสายนำสัญญาณต่างๆ ที่ใช้งานร่วมกับสายอากาศด้วย

นอกจากนั้นฝาครอบหรือราโดม ยังมีผลต่อการแผ่พลังงานของสายอากาศ เมื่อความหนาของราโดมมากขึ้นจะทำให้คลื่นที่แผ่กระจายออกไปได้น้อยลง จากผลของคลื่นที่แผ่กระจาย ได้เลือกใช้ความหนาราโดม 3mm ในขณะที่ระยะห่างระหว่างตัวแม่พลังงานและราโดมที่เหมาะสมคือระยะที่มีการสะท้อนกลับที่เกิดจากราโดมน้อยที่สุด (ระยะที่คลื่นสะท้อนกลับมีเฟสตรงกันกับคลื่นส่ง (ระยะไม่เกิน  $\lambda/2$ )) จากผลที่ได้พบว่าเมื่อระยะห่างมากขึ้นก็จะส่งผลให้คลื่นที่แผ่กระจายออกไปได้น้อยลงเช่นกัน ดังนั้นจึงได้เลือกระยะห่างระหว่างตัวแม่พลังงานและราโดม 40mm และจากรายละเอียดของการศึกษาพารามิเตอร์สามารถสรุปผลคุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ ดังตารางที่ 4.8

ตารางที่ 4.8 ผลจำลองคุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ

คุณลักษณะ	ผลจำลอง
$ S_{11}  < -10\text{dB}$ (MHz, Bandwidth%)	410–991 (82.9%)
โพลาริไซเซชันในระนาบสนามไฟฟ้า (dB)	<-40
โพลาริไซเซชันในระนาบสนามแม่เหล็ก (dB)	<-40
ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามไฟฟ้า (deg.)	44.4–68.9 ( $\approx 56 \pm 13$ )
ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามแม่เหล็ก (deg.)	14.5–26.1 ( $\approx 20 \pm 6$ )
อัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลัง (dB)	31.4–34.7(470–666MHz)และ>40 (862MHz)
ระดับโพลข้าง (dB)	-13.2 ถึง -13.7
อัตราขยาย (dBi)	12.8–16.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### การทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศ

จากบทที่ 2 – 4 ที่ผ่านมาได้ทราบถึงการศึกษาพารามิเตอร์และพารามิเตอร์ที่เหมาะสมขององค์ประกอบตัวแผ่พลังงาน, สายอากาศองค์ประกอบและสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ เพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องของพารามิเตอร์สายอากาศ ในหัวข้อนี้จะได้กล่าวถึงการทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศองค์ประกอบและสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ ได้แก่ พารามิเตอร์  $|S_{11}|$  แบบรูปการแผ่พลังงาน, ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง, อัตราขยาย และสุดท้ายเป็นการสรุปรายละเอียดท้ายบท

#### 5.1 การทดสอบสายอากาศองค์ประกอบ

จากบทที่ 3 ได้ทราบถึงการศึกษาพารามิเตอร์ของสายอากาศองค์ประกอบ ดังนั้นในหัวข้อนี้เพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องของพารามิเตอร์สายอากาศองค์ประกอบ สายอากาศต้นแบบถูกสร้างขึ้นเพื่อทดสอบและยืนยันผลจำลองของคุณลักษณะสายอากาศองค์ประกอบ ดังรูปที่ 5.1

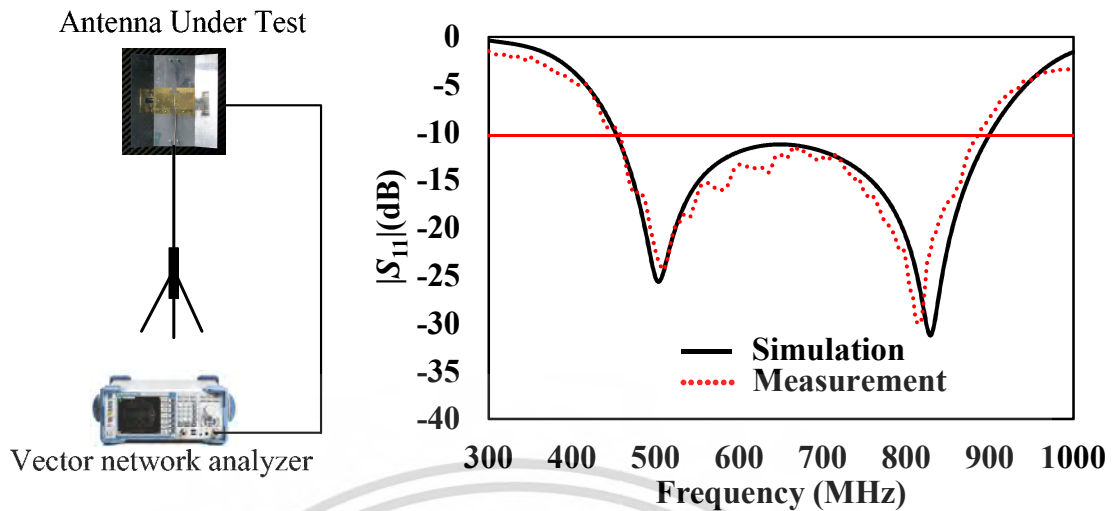


รูปที่ 5.1 สายอากาศองค์ประกอบต้นแบบ

สำหรับการทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศองค์ประกอบ ประกอบด้วย พารามิเตอร์  $|S_{11}|$ , แบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation pattern) และอัตราขยาย (Gain) ตั้งในหัวข้อ 5.1.1, 5.1.2 และ 5.1.3 ตามลำดับ

##### 5.1.1 การทดสอบพารามิเตอร์ $|S_{11}|$ ของสายอากาศองค์ประกอบ

การทดสอบคุณลักษณะพารามิเตอร์  $|S_{11}|$  ของสายอากาศ ดังรูปที่ 5.2 โดยใช้เครื่องวิเคราะห์สัญญาณโครงข่าย (Vector Network analyzer) Rohde&Schwarz รุ่น ZVL จากรูปพบว่า ผลทดสอบตอบสนองย่านความถี่ 455–886MHz (64.3%) ในขณะที่ผลจำลองตอบสนองความถี่ย่าน 451–901MHz (66.6%) ซึ่งผลจำลองและทดสอบมีแนวโน้มสอดคล้องในทิศทางเดียวกัน



รูปที่ 5.2 เปรียบเทียบผลจำลองและทดสอบ  $|S_{11}|$  ของสายอากาศองค์ประกอบ

### 5.1.2 การทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศองค์ประกอบ

สำหรับการทดสอบคุณลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศองค์ประกอบ โดยอ้างอิงวิธีทดสอบสายอากาศ [38] ในบริเวณสนามระยะไกล (Far field region) ดังสมการ (5.1) และวิธีทดสอบในพื้นที่เปิด [45]

$$R = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (5.1)$$

เมื่อ  $R$  คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศทดสอบและสายอากาศอ้างอิง  
 $D$  คือ ขนาดที่กว้างที่สุดของสายอากาศที่ใช้เป็นแหล่งกำเนิด

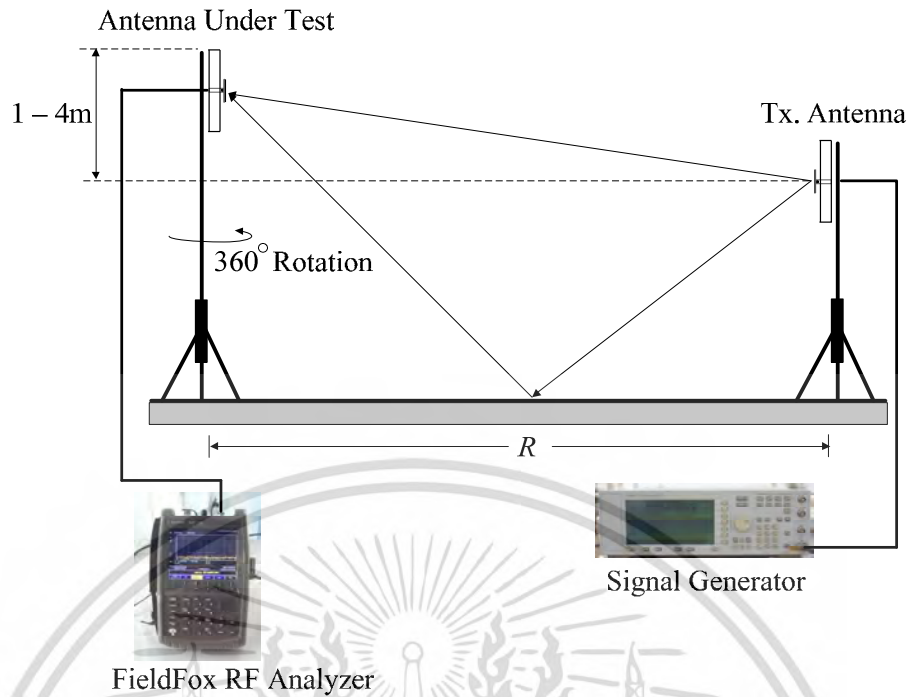
เนื่องจากการทดสอบสายอากาศที่มีแบนด์วิดท์กว้าง 470–862MHz ดังนั้นการทดสอบนี้กำหนดให้มีระยะทดสอบคงที่ ที่ความถี่ 862MHz

$$\lambda = \frac{c_0}{f_H} = \frac{3 \times 10^8}{862 \times 10^6} = 348 \text{mm}$$

ขนาด  $D$  คือ  $\sqrt{550^2 + 510^2} = 750 \text{mm}$

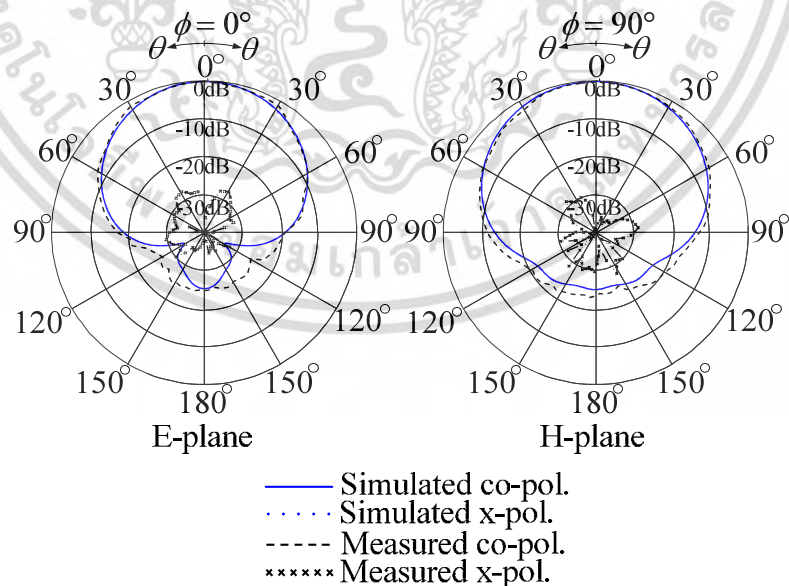
$$R = \frac{2D^2}{\lambda} = \frac{2 \times 750^2}{348} = 3232.7 \text{mm} \approx 3.2 \text{m}$$

ดังนั้นระยะในการทดสอบต้องมีระยะอย่างน้อย 3.2m ดังนั้นในการทดสอบจึงกำหนดระยะทดสอบ  $R=4\text{m}$  ดังรูปที่ 5.3 ซึ่งได้ทดสอบครอบคลุมตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ ที่ความถี่ 470, 666 และ 862MHz ดังรูปที่ 5.4(ก), (ข) และ (ค) ตามลำดับ



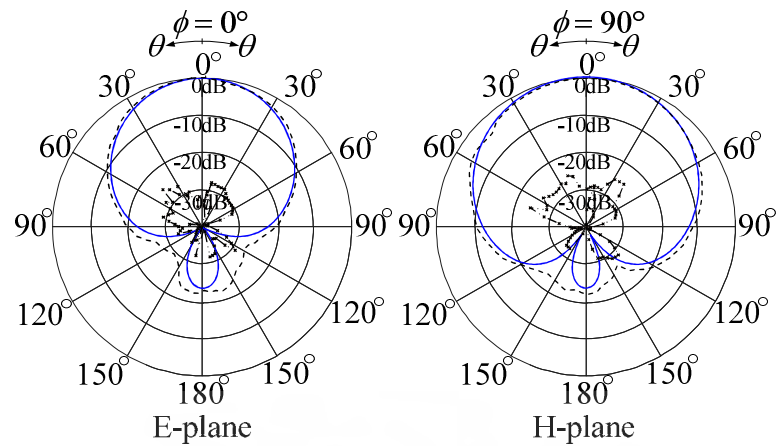
รูปที่ 5.3 การทดสอบคุณลักษณะการแผ่พลังงานของสายอากาศองค์ประกอบ

จากรูปที่ 5.4 (ก) - (ค) กราฟเส้นทึบ แสดงผลจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน ซึ่งผลจำลอง โพลาริซั่มร่วม(Co-polarization) มีอัตราสวนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลังเท่ากับ 25.2, 23.8 และ 23.5dB ในขณะที่กราฟเส้นประ แสดงผลทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน ซึ่งมีอัตราสวนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลัง เท่ากับ 24.7, 22.4 และ 23.3dB ที่ความถี่ 470MHz, 666MHz และ 862MHz ตามลำดับ



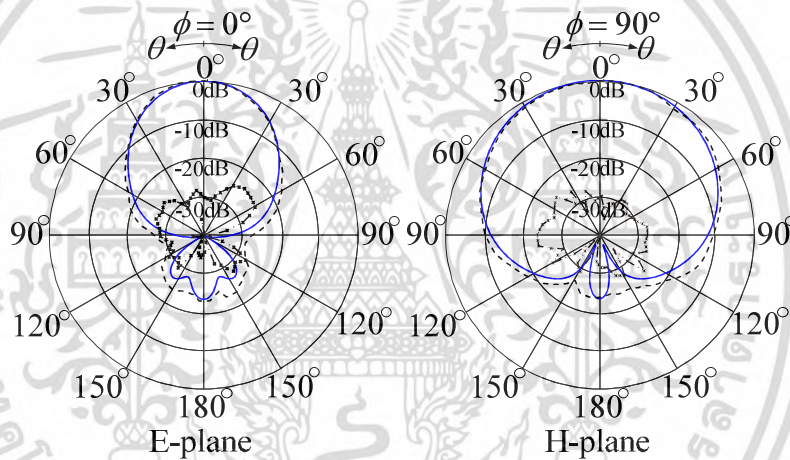
(ก) 470MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



— Simulated co-pol.  
 ..... Simulated x-pol.  
 ----- Measured co-pol.  
 \*\*\*\*\* Measured x-pol.

(ข) 666MHz



— Simulated co-pol.  
 ..... Simulated x-pol.  
 ----- Measured co-pol.  
 \*\*\*\*\* Measured x-pol.

(ค) 862MHz

รูปที่ 5.4 ผลจำลองและทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศองค์ประกอบ

กราฟเส้นจุดกากบาทแสดงผลทดสอบโพลาไรซ์ไขว้ (Cross-polarization) ในระนาบสนามไฟฟ้า ( $\phi=0^\circ$ ) มีค่า  $-27.8$ ,  $-25.3$ ,  $-24.8$  dB และในระนาบสนามแม่เหล็ก ( $\phi=90^\circ$ ) ซึ่งมีค่า  $-28.5$ ,  $-24.0$  และ  $-23.5$  dB ที่ความถี่ 470MHz, 666MHz และ 862MHz ตามลำดับ ในขณะที่ผลจำลองโพลาไรซ์ไขว้ที่มีค่า  $<-40$  dB ซึ่งไม่แสดงผลในแบบรูปการแผ่พลังงาน

ผลจำลองและทดสอบความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 470MHz, 666MHz และ 862MHz มีมุม  $69.0^\circ$ ,  $57.6^\circ$ ,  $42.5^\circ$  และ  $71^\circ$ ,  $59^\circ$ ,  $43^\circ$  ตามลำดับ สำหรับผลจำลองและทดสอบความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 470MHz, 666MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ 862MHz มีมุม 83.1°, 83.5°, 89.0° และ 83°, 85°, 90° ตามลำดับ ซึ่งผลจำลองและทดสอบ มีแนวโน้มในทางเดียวกันครอบคลุมตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ

### 5.1.3 การทดสอบอัตราขยายสายอากาศองค์ประกอบ

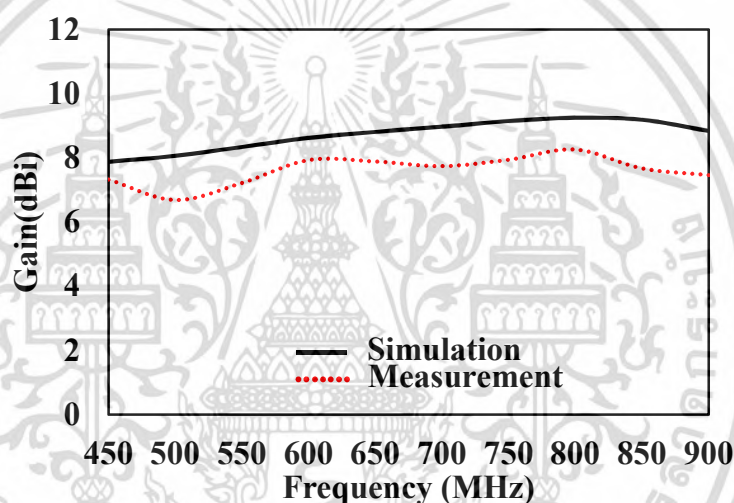
สำหรับการทดสอบอัตราขยาย [38] ของสายอากาศองค์ประกอบ ได้อ้างอิงสมการจาก(3.23)

$$(G_{0t})_{dB} + (G_{0r})_{dB} = 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left( \frac{P_r}{P_t} \right) \quad (3.23)$$

เมื่อ  $(G_{0t})_{dB}$  คือ อัตราขยายของสายอากาศด้านส่ง มีหน่วย dB

$(G_{0r})_{dB}$  คือ อัตราขยายของสายอากาศด้านรับ มีหน่วย dB

$P_r$  คือ กำลังที่รับได้ทางด้านรับ มีหน่วย Watt



รูปที่ 5.5 ผลจำลองและทดสอบอัตราขยายของสายอากาศองค์ประกอบ

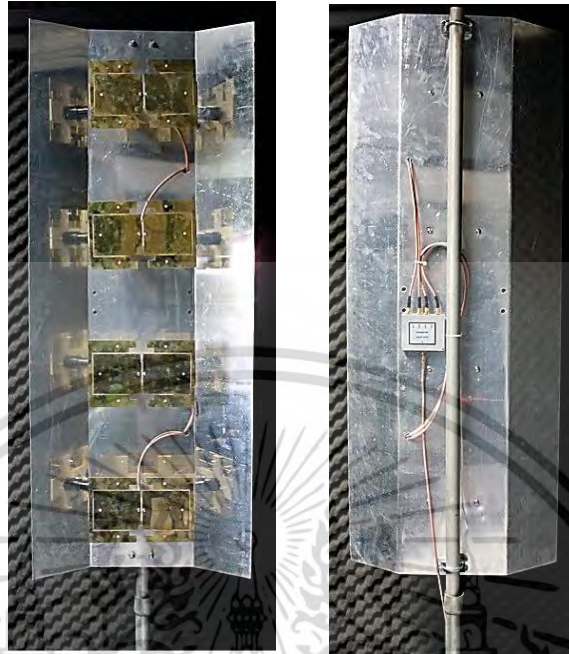
จากรูปที่ 5.5 แสดงผลจำลองและทดสอบอัตราขยายของสายอากาศองค์ประกอบที่มีตัวสะท้อนแบบมุมพับ โดยมีค่าเปลี่ยนแปลงของผลจำลองในอยู่ช่วง 7.9–9.2dBi และผลทดสอบ 6.7–8.3dBi ตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ 470–862MHz ซึ่งพบว่ามีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน

จากผลทดสอบสามารถเปรียบเทียบกับผลจำลองและสรุปผลคุณลักษณะของสายอากาศองค์ประกอบ ดังตารางที่ 5.1 ในหัวข้อสรุปท้ายบท

## 5.2 การทดสอบคุณลักษณะสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ

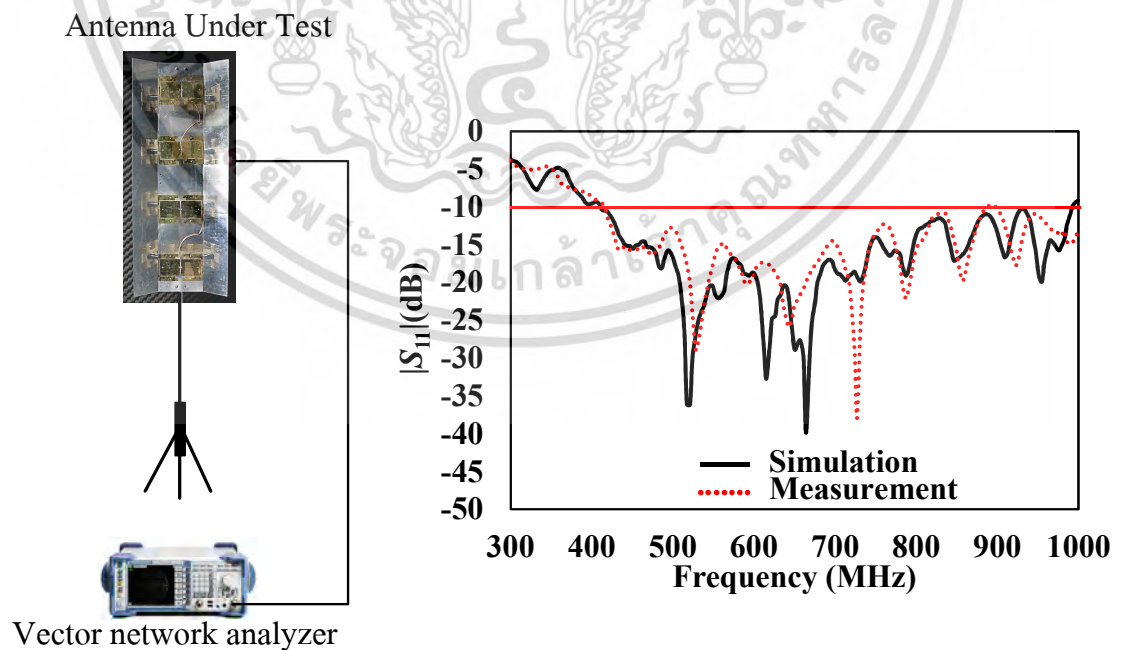
ในหัวข้อนี้กล่าวถึงการทดสอบสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ ซึ่งสายอากาศต้นแบบ ดังรูปที่ 5.6 สร้างขึ้นเพื่อเป็นยืนยันความถูกต้องของการศึกษาพารามิเตอร์และการออกแบบสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ ซึ่งดำเนินการทดสอบโดยใช้วิธีทดสอบเช่นเดียวกับสายอากาศองค์ประกอบในหัวข้อ 5.1 โดยได้ทดสอบพารามิเตอร์  $|S_{11}|$  คุณลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation pattern)

ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (Half power beamwidth) และอัตราขยาย (Gain) ดังแสดง รายละเอียดในหัวข้อ 5.2.1, 5.2.2 และ 5.2.3 ตามลำดับ



รูปที่ 5.6 ต้นแบบสายอากาศบรอดแบนด์แกลวลำดับไดโพลระนาบที่มีองค์ประกอบรองตัดรูปตัว C แบบคู่

### 5.2.1 การทดสอบพารามิเตอร์ $|S_{11}|$ สายอากาศแกลวลำดับที่นำเสนอ

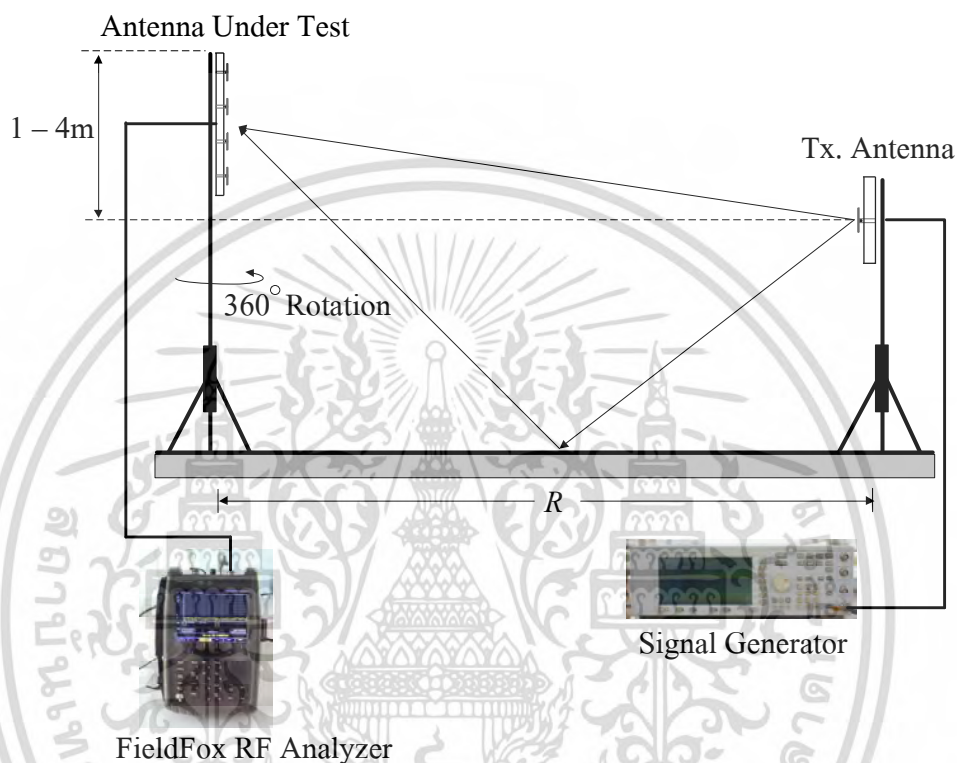


รูปที่ 5.7 ผลจำลองและทดสอบ  $|S_{11}|$  ของสายอากาศแกลวลำดับที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.7 ผลทดสอบคุณลักษณะพารามิเตอร์  $|S_{11}|$  ของสายอากาศแถวลำดับ พบว่าผลจำลองและทดสอบพารามิเตอร์  $|S_{11}|$  ตอบสนองครอบคลุมย่านความถี่ปฏิบัติการและมีแนวโน้มสอดคล้องในทิศทางเดียวกัน โดยผลจำลองตอบสนองความถี่ย่าน 410–991MHz (82.9%) และผลทดสอบตอบสนองความถี่ 415–886MHz (72.4%)

### 5.2.2 การทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ



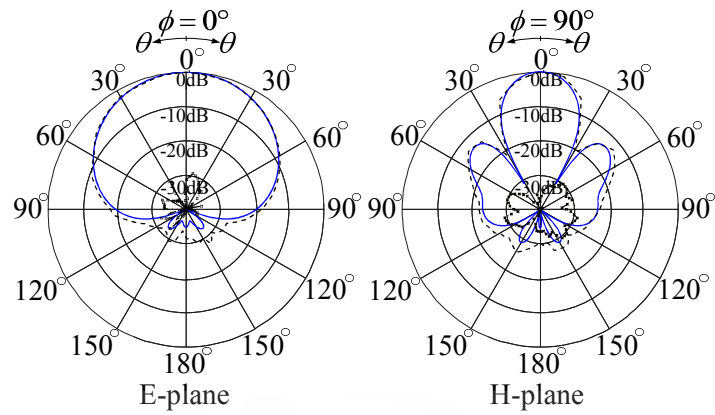
รูปที่ 5.8 การทดสอบคุณลักษณะการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ

สำหรับการทดสอบคุณลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ ได้ดำเนินการทดสอบโดยใช้วิธีทดสอบเช่นเดียวกับสายอากาศองค์ประกอบในหัวข้อ 3.3 ในบริเวณสนามระยะไกล

โดยมีขนาด  $D$  คือ  $\sqrt{1280^2 + 510^2} = 1378\text{mm}$

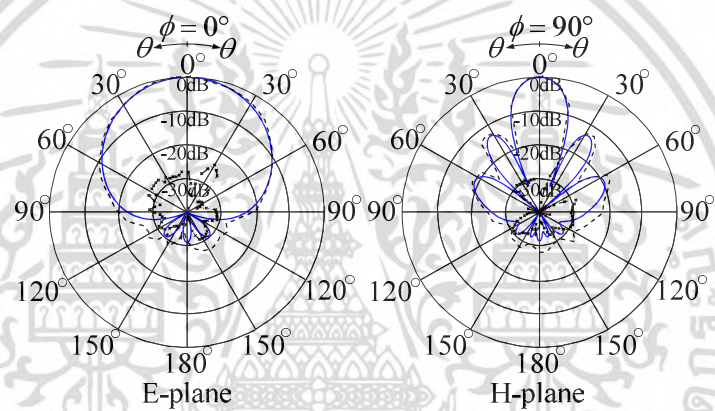
$$R = \frac{2D^2}{\lambda} = \frac{2 \times 1378^2}{348} = 10913.1\text{mm} \approx 10.9\text{m}$$

ดังนั้นระยะในการทดสอบต้องมีระยะอย่างน้อย 10.9m ดังนั้นในการทดสอบจึงกำหนดระยะทดสอบ  $R=12\text{m}$  ดังรูปที่ 5.8 ซึ่งได้ทดสอบครอบคลุมตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ ที่ความถี่ 470, 666 และ 862MHz ดังรูปที่ 5.9(ก), (ข) และ (ค) ตามลำดับ



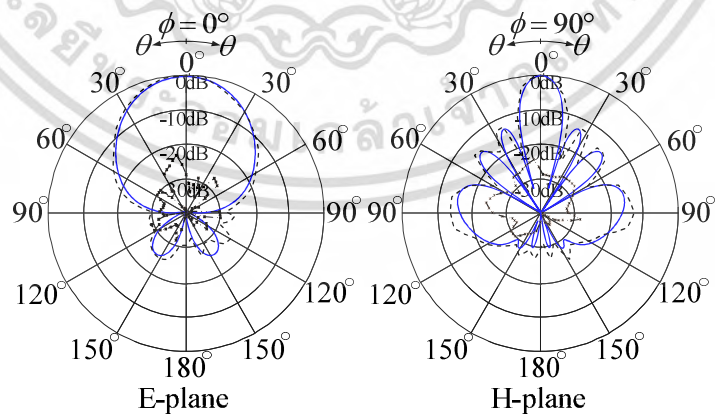
— Simulated co-pol.  
 ..... Simulated x-pol.  
 - - - - Measured co-pol.  
 \* \* \* \* \* Measured x-pol.

(ก) 470MHz



— Simulated co-pol.  
 ..... Simulated x-pol.  
 - - - - Measured co-pol.  
 \* \* \* \* \* Measured x-pol.

(ข) 666MHz



— Simulated co-pol.  
 ..... Simulated x-pol.  
 - - - - Measured co-pol.  
 \* \* \* \* \* Measured x-pol.

(ค) 862MHz

รูปที่ 5.9 ผลจำลองและทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ  
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การเขียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

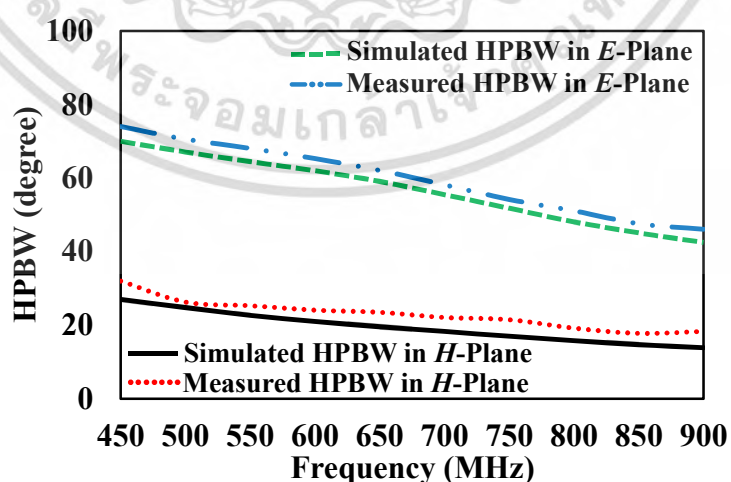
จากรูปที่ 5.9(ก)-(ค) กราฟเส้นประแสดงผลทดสอบโพลาไรซ์ร่วม มีระดับโหลบข้าง เท่ากับ -12.5, -12.5, และ -12.3dB อัตราสวนคลื่นหน้าตอคลื่นหลังเท่ากับ 31.1, 29.9 และ 30.1dB ที่ความถี่ 470MHz, 666MHz และ 862MHz ตามลำดับ ในขณะที่กราฟเส้นทึบแสดงผลจำลองโพลาไรซ์ร่วม มีระดับโหลบข้าง เท่ากับ -13.7, -13.4, -13.2dB อัตราสวนคลื่นหน้าตอคลื่นหลัง เท่ากับ 34.7, 31.4 และ >40dB ที่ความถี่ 470MHz, 666MHz และ 862MHz ตามลำดับ

กราฟเส้นจุดกากบาท แสดงผลทดสอบโพลาไรซ์ไขว้ ในระนาบสนามไฟฟ้ามีค่า -30.5, -24.5, -23.1dB และในระนาบสนามแม่เหล็ก มีค่า -29.2, -28.7 และ -23.1dB ที่ความถี่ 470MHz, 666MHz และ 862MHz ตามลำดับ ในขณะที่ผลจำลองโพลาไรซ์ไขว้ที่มีค่า <-40dB ซึ่งจะไม่ปรากฏผลในรูปที่ 5.9 แบบรูปการแผ่พลังงานมีเสถียรภาพตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบแม่เหล็ก ผลจำลองและทดสอบมีแนวโน้มในทางเดียวกัน ครอบคลุมตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ

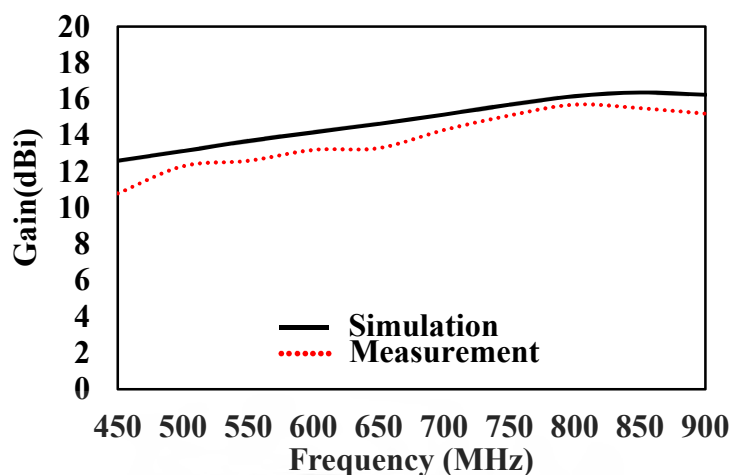
### 5.2.3 การทดสอบความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังและอัตราขยายของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ

สำหรับการทดสอบอัตราขยายของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ ได้อ้างอิงสมการจาก (3.23) เช่นเดียวกับการทดสอบอัตราขยายของสายอากาศองค์ประกอบในหัวข้อ 5.1.3 ซึ่งผลเปรียบเทียบระหว่างผลจำลองและทดสอบความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังและอัตราขยาย แสดงในรูปที่ 5.10(ก) และ (ข) ตามลำดับ

จากรูปที่ 5.10(ก) แสดงผลจำลองความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ พบว่าความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กลดลงทีละน้อยเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น ผลทดสอบความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามไฟฟ้า มีค่าเปลี่ยนแปลงอยู่ในระหว่าง  $46^{\circ}$ – $74^{\circ}$  ( $60^{\circ} \pm 14^{\circ}$ ) และในระนาบสนามแม่เหล็ก  $18^{\circ}$ – $32^{\circ}$  ( $25^{\circ} \pm 7^{\circ}$ ) ในขณะที่ผลจำลองมีค่าเปลี่ยนแปลงระหว่าง  $44.4^{\circ}$ – $68.9^{\circ}$  ( $56^{\circ} \pm 13^{\circ}$ ) และ  $14.5^{\circ}$ – $26.1^{\circ}$  ( $20^{\circ} \pm 6^{\circ}$ ) ในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็ก ตามลำดับ



(ก) ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง



(ข) อัตราขยาย

รูปที่ 5.10 ผลจำลองและทดสอบความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังและอัตราขยายของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ

ในรูปที่ 5.10(ข) แสดงผลทดสอบอัตราขยาย ซึ่งมีค่าระหว่าง 11.5–15.5dBi ครอบคลุมความถี่ย่าน 470–862MHz โดยมีผลอัตราขยายต่ำสุดเท่ากับ 11.5dBi ที่ความถี่470MHz และอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 15.5dBi ที่ความถี่850MHz ในขณะที่ผลจำลองอัตราขยายมีค่าระหว่าง 12.8–16.4dBi และ ซึ่งผลจำลองและทดสอบมีความสอดคล้องกัน

จากผลจำลองและผลทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศ สามารถสรุปผลคุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ ดังตารางที่ 5.2 ในหัวข้อสรุปท้ายบท

### 5.3 สรุป

การทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศเป็นการยืนยันความถูกต้องของผลการศึกษาพารามิเตอร์ของสายอากาศองค์ประกอบและสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ สายอากาศต้นแบบจึงถูกสร้างขึ้นเพื่อทดสอบผลพารามิเตอร์  $|S_{11}|$  และคุณลักษณะการแผ่พลังงาน (แบบรูปการแผ่พลังงาน, ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง, อัตราขยาย) บริเวณสนามระยะไกลในพื้นที่เปิด ซึ่งผลทดสอบที่ได้มีความคลาดเคลื่อนจากผลจำลอง ไม่มากนัก คาดว่าเกิดขึ้นเนื่องจากปัจจัยที่เกิดจากสภาพแวดล้อมในพื้นที่ทดสอบและการสูญเสียต่างๆจากอุปกรณ์ที่ใช้รวมในการทดสอบ แต่ผลทดสอบที่ได้ ยังมีแนวโน้ม สอดคล้องในทิศทางเดียวกันกับผลจำลอง ดังแสดงในตารางที่ 5.1 สำหรับสายอากาศองค์ประกอบ และตารางที่ 5.2 สำหรับสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ

**ตารางที่ 5.1** สรุปผลจำลองและทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศองค์ประกอบ

คุณลักษณะ	ผลจำลองและทดสอบ	
	$ S_{11}  < -10\text{dB}$ (MHz, Bandwidth%)	ผลจำลอง
	ผลทดสอบ	455–886 (64.3%)
โพลาริเซชันในระนาบสนามไฟฟ้า (dB)*	ผลจำลอง	<-40
	ผลทดสอบ	-24.8 ถึง -27.8
โพลาริเซชันในระนาบสนามแม่เหล็ก (dB)*	ผลจำลอง	<-40
	ผลทดสอบ	-23.5 ถึง -28.5
ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามไฟฟ้า(deg.)*	ผลจำลอง	42.5–69.0 (56±14)
	ผลทดสอบ	43–71 (57±14)
ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามแม่เหล็ก(deg.)*	ผลจำลอง	83.1–89.0 (86±3)
	ผลทดสอบ	83–90 (= 86±4)
อัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลัง (dB)*	ผลจำลอง	23.5–25.2
	ผลทดสอบ	22.4–24.7
อัตราขยาย (dBi)*	ผลจำลอง	7.9–9.2
	ผลทดสอบ	6.7–8.3

หมายเหตุ : \* ผลจำลองและทดสอบ ตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ 470–862MHz

**ตารางที่ 5.2** สรุปผลจำลองและทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ

คุณลักษณะ	ผลจำลองและทดสอบ	
	$ S_{11}  < -10\text{dB}$ (MHz, Bandwidth%)	ผลจำลอง
	ผลทดสอบ	415–886 (72.4%)
โพลาริเซชันในระนาบสนามไฟฟ้า (dB)*	ผลจำลอง	<-40
	ผลทดสอบ	-23.1 ถึง -30.5
โพลาริเซชันในระนาบสนามแม่เหล็ก (dB)*	ผลจำลอง	<-40
	ผลทดสอบ	-23.1 ถึง -29.2
ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามไฟฟ้า (deg.)*	ผลจำลอง	44.4–68.9 (56±13)
	ผลทดสอบ	46–74 (60±14)
ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามแม่เหล็ก(deg.)*	ผลจำลอง	14.5–26.1 (20±6)
	ผลทดสอบ	18–32 (25±7)
อัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลัง (dB)*	ผลจำลอง	31.4–34.7 (470–666MHz) และ >40 (862MHz)
	ผลทดสอบ	29.9–31.1
ระดับโพลบข้าง (dB)*	ผลจำลอง	-13.2 ถึง -13.7
	ผลทดสอบ	-12.3 ถึง -12.5
อัตราขยาย (dBi)*	ผลจำลอง	12.8–16.4
	ผลทดสอบ	11.5–15.5

หมายเหตุ : \* ผลจำลองและทดสอบ ตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ 470–862MHz

## บทที่ 6

# สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

รายละเอียดในบทนี้เป็นการสรุปเนื้อหาและผลการวิจัยของวิทยานิพนธ์ ซึ่งรายละเอียดแบ่งออกเป็น 2 หัวข้อ คือ หัวข้อแรกเป็นการสรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์ จากบทที่ 1–5 หัวข้อสุดท้ายกล่าวถึง ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนาสายอากาศที่นำเสนอในอนาคต

### 6.1 สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอสายอากาศที่ใช้อุปกรณ์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่บนตัวแผงพลังงาน ไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบ ในการเพิ่มหรือขยายแบนด์วิดท์ของสายอากาศ ซึ่งประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์นี้ สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับตัวแผงพลังงานแบบระนาบที่มีไดโพลเล็กทรอนิกส์ที่วางเหนือระนาบสะท้อน ซึ่งจำเป็นต้องพิจารณา รูปทรง ขนาดและตำแหน่งในการทำองค์ประกอบของตัวแผงพลังงาน จะกระตุ้นให้เกิดการคับปลิงระหว่างตัวแผงพลังงานระนาบและองค์ประกอบของตัวแผงพลังงาน ซึ่งทำให้เกิดการเพิ่มหรือขยายแบนด์วิดท์ให้ครอบคลุมย่านความถี่ปฏิบัติการที่ต้องการ

สำหรับสายอากาศที่นำเสนอนี้ คือ สายอากาศบรอดแบนด์แถวลำดับไดโพลระนาบที่มีร่องตัดรูปตัว C แบบคู่ ซึ่งมีคุณลักษณะการแผ่พลังงานแบบทิศทางเดียวสำหรับส่งสัญญาณ โทรทัศน์ดิจิตอลภาคพื้นดิน โดยมีโครงสร้างตัวแผงพลังงานของสายอากาศองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อน ตอบสนองครอบคลุมย่านความถี่โทรทัศน์ดิจิตอล (470–862MHz) โดยพัฒนาจากโครงสร้างตัวแผงพลังงานไดโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบ และใช้การเพิ่มแบนด์วิดท์ ด้วยการทำร่องตัดรูปตัว C แบบคู่บนไดโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบ เพื่อกระตุ้นให้เกิดการคับปลิงระหว่างตัวแผงพลังงานไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าระนาบและองค์ประกอบร่องตัดรูปตัว C แบบคู่ ส่งผลให้เกิดเรโซแนนซ์ทางแถบความถี่ด้านสูงในย่านความถี่ปฏิบัติการ จนเกิดความถี่เรโซแนนซ์ของแถบความถี่ที่แผ่แบนด์วิดท์กว้างขึ้น ครอบคลุมตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ 470–862MHz

สำหรับคุณลักษณะของสายอากาศองค์ประกอบเดี่ยว มีผลจำลองและทดสอบพารามิเตอร์  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  ตลอดความถี่ย่าน 451–901MHz (66.6%) และ 455–886MHz (64.3%) ผลจำลองและทดสอบอัตราขยายตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ มีค่า 7.9–9.1dBi และ 6.8–7.3dBi ตามลำดับ ซึ่งสามารถสรุปคุณลักษณะของสายอากาศองค์ประกอบ ดังตารางที่ 5.1

สำหรับสายอากาศแถวลำดับ 4 องค์ประกอบที่นำเสนอมีผลจำลองและทดสอบ  $|S_{11}| < -10\text{dB}$  ครอบคลุมความถี่ย่าน 410–991MHz (82.9%) และ 415–886MHz (72.4%) ตามลำดับ อัตราส่งคลื่นหน้าตอลคลื่นหลัง  $> 20\text{dB}$  โพลารไรซ์ไขว้  $< -23\text{dB}$  ผลจำลองความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามไฟฟ้า มีค่า  $56^\circ \pm 13^\circ$  และ  $20^\circ \pm 6^\circ$  ในระนาบสนามแม่เหล็ก ในขณะที่ผลทดสอบความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามไฟฟ้า มีค่า  $60^\circ \pm 14^\circ$  และ  $25^\circ \pm 7^\circ$  ในระนาบสนามแม่เหล็ก ผลจำลองและทดสอบอัตราขยายของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ มีค่า 12.8–16.4dBi และ 11.3–15.8dBi ตามลำดับ ซึ่งได้สรุปคุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับที่นำเสนอ ดังตารางที่ 5.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

จากรายละเอียดของหลักการและเทคนิคการขยายแบนด์วิดท์ของสายอากาศบรอดแบนด์ แถวลำดับไดโพลระนาบที่มีร่องตัดพาราซิติกรูปตัว C แบบคู่ ที่นำเสนอนี้ สามารถนำหลักการและเทคนิคดังกล่าวไปประยุกต์ใช้งานกับสายอากาศแถบกว้างอื่นๆได้ แต่ต้องพิจารณารูปทรงของตัวแผ่พลังงานด้วย อย่างไรก็ตาม สายอากาศที่นำเสนอนี้ยังสามารถปรับปรุงให้มีคุณลักษณะที่ดียิ่งขึ้นและเหมาะกับการประยุกต์ใช้งานที่ต้องการได้ดังนี้

6.2.1 จากผลพารามิเตอร์  $|S_{11}|$  ของสายอากาศ มีค่า  $-10$  dB ตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ แต่เพื่อให้เกิดการแมตซ์ที่ดียิ่งขึ้น ( $VSWR < 1.2$  หรือเทียบเท่า  $|S_{11}| < -21$  dB) ตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ ซึ่งจะลดการสะท้อนกลับที่ไม่ต้องการ ซึ่งมีแนวทางในการปรับปรุงการแมตซ์ให้ดียิ่ง โดยใช้สตัดจ์จูน หรือรีแอกตีฟโหลด บนโครงสร้างตัวแผ่พลังงานระนาบ เช่น การทำช่องเปิด การลัดวงจร เป็นต้น นอกจากนี้ อาจจะออกแบบบาลันเข้ากับโครงสร้างสายอากาศ (Integrated balun) เพื่อกำจัดหรือลดองค์ประกอบรีแอกตีฟของอิมพีแดนซ์

6.2.2 สำหรับการใช้งานที่ต้องการกำลังสูงมากขึ้น จำเป็นต้องพิจารณาคุณสมบัติประกอบของสายอากาศ ได้แก่ ตัวเชื่อมต่อและสายส่งสัญญาณ เนื่องจากสายอากาศต้นแบบ ใช้ตัวเชื่อมต่อนิต N (N-Type connector) และ ตัวแยกกำลังงาน ชนิดตัวเชื่อมต่อนิต SMA โดยมีตัวแปลง SMA ไปเป็นชนิด N (SMA to N-Type connector) ซึ่งตัวเชื่อมต่อสามารถทนกำลังงานสูงสุดได้ประมาณ 1.2–1.6 kW ตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ ดังนั้นเพื่อให้สามารถประยุกต์ใช้สำหรับงานที่ต้องการกำลังสูงที่ค่อนข้างสูง จึงจำเป็นต้องใช้ตัวเชื่อมต่อที่รองรับกำลังงานสูง เช่น 7/16 DIN 13/30 DIN 7/8 EIA 1-5/8 EIA เป็นต้น และอุปกรณ์ร่วมจำเป็นต้องรองรับกำลังสูงด้วย หรืออาจจะออกแบบตัวแยกกำลังงานที่รองรับกำลังงานสูงเข้ากับโครงสร้างสายอากาศ (Integrated power splitter)

6.2.3 การลดระดับโวลตาจ การเพิ่มอัตราส่วนคลื่นหน้าตคลื่นหลังและอัตราขยายของสายอากาศให้สูงขึ้น อาจทำได้โดยประยุกต์ใช้ช่องว่างแถบความถี่แมตซ์ลิทไฟฟส์ (Electromagnetic Band Gap: EBG) หรือใช้ลูกฟูก (Corrugated) บนตัวสะท้อนหรือเปลี่ยนลักษณะรูปทรงของตัวสะท้อน

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Whitaker J. **DTV: The revolution in digital video**. 2nd ed. New York: McGraw-Hill. 1999.
- [2] International Telecommunication Union. **Final acts of the regional radiocommunication conference for planning of the digital terrestrial broadcasting service in parts of Regions 1 and 3, in the frequency bands 174–230 MHz and 470–862 MHz (RRC-06)**. Geneva, 2006.
- [3] The European Broadcasting Union. **“DVB worldwide,”** [Online]. Available: <https://www.dvb.org/news/worldwide>. Aug. 2015.
- [4] Wu Y., Hirakawa S., Reimer U.H and Whitaker J. “Overview of digital television development worldwide,” **Proc. IEEE**, vol. 94, no. 1, Jan. 2006. pp.8–21
- [5] European Telecommunications Standards Institute. **Implementation guidelines for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2): ETSI: TS 102 831 V1.2.1 (2012-08)**. 2012.
- [6] Vangelista L., Benvenuto N., Tomasin S., Nokes C., Stott J., Filippi A., Vlot M., Mignone V. and Morello A. “Key technologies for next-generation terrestrial digital television standard DVB-T2,” **IEEE Commun. Mag.**, vol. 47, no. 10, Oct. 2009. pp.146–153
- [7] Masters R.W. “The super turnstile,” **Broadcast News**, vol. 42, Jan. 1946. pp.42–44
- [8] Sato G., Kawakami H. and Masters R.W. “Design method for fine impedance matching superturnstile antenna and characteristics of the modified batwing antenna,” **Trans. IEICE**, vol. 65, no. 5, 1982. pp.271–278
- [9] Kawakami H., Sato G. and Masters R.W. “Characteristics of TV transmitting batwing antennas,” **IEEE Trans. Antennas Propag.**, vol. 32, no. 12, Dec. 1984. pp.1318–1326
- [10] Ojira Y., Iitsuka Y., Kogiso S., Kawakami H. and Sato G. “Characteristics of digital terrestrial broadcasting antennas,” **IEEE Int. Symp. Antennas and Propagation Digest**, Jul. 1999. pp.1570–1573
- [11] Kawakami H. “A review of and new results for broadband antennas for digital terrestrial broadcasting: the modified batwing antenna,” **IEEE Trans. Antennas Propag.**, vol. 52, no. 6, Dec. 2010. pp.78–88
- [12] Ojira Y. and Kawakami H. “Characteristics of digital terrestrial broadcasting antennas (2) unbalance fed modified batwing antenna,” **IEEE Int. Symp. Antennas and Propagation Digest**, Jul. 2000. pp.648–651
- [13] Kawakami H., Haga T., Hosoi K., Shirahama D., Norimatsu Y., Ninomiya Y. and Tanioka M. “Digital terrestrial broadcasting antennas-4-plane synthesis pattern

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- and gain improvement,” **IEEE Int. Symp. Antennas and Propagation Digest**, Jun. 2007. pp.4721–4724
- [14] Hahnel R., Plettemeier D., Wolf K., Muller M. and Mugler A. “Circular polarized DVB-T transmitting antennas,” **The 4<sup>th</sup> European Conf. on Antennas and Propagation**, Apr. 2010.
- [15] Z. Lukes, K. Pitra, V. Sporik, and V. Dlouhy, “Wideband antenna for DVB-T,” **The 21<sup>st</sup> Int. Conf. Radioelektronika**, Apr. 2011.
- [16] Casciola D., Miers G.L. and Surette R.A. “UHF antenna choices,” **IEEE Trans. Broadcast.**, vol. 45, no. 1, Mar. 1999. pp.93–105
- [17] Luadang B. and Phongcharoenpanich C. “Unidirectional bowtie array antenna with incision gap for digital video broadcasting-T2 base station,” **IET Microwaves, Antennas & Propagation**, vol. 9, Feb. 2015. pp.1087–1095
- [18] Wang Z., Wu J., Yin Y. and Liu X. “A Broadband dual-element folded dipole antenna with a reflector,” **IEEE antennas Wirel. Propag. Lett.**, vol. 13, Apr. 2014. pp.750–753
- [19] Cui Y., Li R. and Wang P. “A novel broadband planar antenna for 2G/3G/LTE base stations,” **IEEE Trans. Antennas Propag.**, vol. 61, no. 5, May 2013. pp.2767–2774
- [20] Li R.L., Wu T., Pan B., Lim K., Laskar J. and Tentzeris M.M. “Equivalent-circuit analysis of a broadband printed dipole with adjusted integrated balun and an array for base stations applications,” **IEEE Trans. Antennas Propag.**, vol. 57, no. 7, Jul. 2009. pp.2180–2184
- [21] Asl L.A., Kern D.J., Hall P.S. and Wemer D.H. “Wideband dipole on electromagnetic bandgap ground planes,” **IEEE Trans. Antennas Propag.**, vol. 55, no. 9, Sep. 2007. pp.2426–7434
- [22] Wu Q., Jin R., Geng J. and Su D. “On the performance of printed dipole antenna with novel composite corrugated-reflector for low-Profile ultrawideband applications,” **IEEE Trans. Antennas Propag.**, vol. 58, no. 12, Dec. 2010. pp.3839–3846
- [23] Chu Q.X. and Luo Y. “A broadband unidirectional multi-dipole antenna with very stable beamwidth,” **IEEE Trans. Antennas Propag.**, vol. 61, no. 5, May 2013. pp.2847–2852
- [24] Wang Z., Liu X., Yin Y. and Wu J. “An ultrawideband unidirectional modified foursquare antenna,” **International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering**, vol.25 , issue 6, Aug. 2015. pp.522–529
- [25] Chaimool S., Akkaraekthalin P. and Krairiksh M. “Wideband constant beamwidth coplanar waveguide-fed slot antennas using metallic strip loadings and a widened tuning stub with shaped reflectors,” **International Journal of RF and**

- Microwave Computer-Aided Engineering**, vol.21 , issue 3, May 2011. pp.263–271
- [26] Kumar G. and Gupta K.C. “Broad-band microstrip antennas using additional resonators gap-couple to the radiating edges,” **IEEE Trans. Antennas Propag.**, vol. AP-32, no.12, Dec. 1984. pp.1375–1379
- [27] Kumar G. and Gupta K.C. “Nonradiating edges and four edges gap-coupled with multiple resonator, broadband microstrip antennas,” **IEEE Trans. Antennas Propag.**, vol. AP-33, no. 2, Feb. 1985. pp.173–178
- [28] Deshmukh A. and Kumar G. “Hybrid-coupled compact variation of rectangular broadband microstrip antennas,” **IEEE AP-S Int. Symp. Digest**, Jul. 2000. pp.1422–1425
- [29] Lu W.J. and Zhu L. “Planar dual-mode wideband antenna using short-circuited-strips loaded slotline radiator: Operation principle, design, and validation,” **International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering**, vol.25 , issue 7, Sep. 2015. pp.573–851
- [30] Huynh T. and Lee K.F. “Single-layer single-patch wideband microstrip antenna,” **Electron. Lett.**, vol. 31, no. 16, Aug. 1995. pp.1310–1312
- [31] Luk K.M., Lee K.F. and Tam W.L. “Circular U-slot patch with dielectric superstrate.” **Electron. Lett.**, vol. 33, no. 12, Jun. 1997. pp.1001–1002
- [32] Wong K.L. and Hsu W.H. “Broadband triangle microstrip antenna with U-shaped slot,” **Electron. Lett.**, vol. 33, no. 25, Dec. 1997. pp.2085–2087
- [33] De Haaij D., Odendaal J.W. and Joubert J. “Increasing the bandwidth of a microstrip patch antenna with a single parallel resonant circuit,” **Proc. IEEE AFRICON Conf.**, vol. 2, Oct. 2002. pp.527–529
- [34] Chen Y., Yang S. and Nie Z. “Bandwidth enhancement method for low profile E-shaped microstrip patch antennas,” **IEEE Trans. Antennas Propag.**, vol.58, no.7 , Jul. 2010. pp.2442–2447
- [35] Ojaroudi N., Ojaroudi Y. and Ojaroudi S. “Compact ultra-wideband monopole antenna with enhanced bandwidth and dual band-stop properties,” **International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering**, vol.25 , issue 4, Aug. 2015. pp.346–357
- [36] Jacob S., Shameena V.A., Mridula S., Anandan C.K., Vasudevan K. and Mohanan P. “Planar UWB antenna with modified slotted ground plane,” **International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering**, vol.22 , issue 5, Sep. 2012. pp.594–602
- [37] “**CST Microwave Studio**” (User’s Manual, 2011).
- [38] Balanis C.A. **Antenna theory: analysis and design**. 3rd ed. New York: John Wiley & Sons, 2005.

- [39] Kan S.Y. “Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell’s equations in isotropic media,” **IEEE Trans. Antennas Propag.**, vol. AP-14, no. 3, May 1966. pp.302–307
- [40] Walton C.G. **The Method of Moments in Electromagnetic**. New York: Chapman & Hall CRC. 2008.
- [41] Clemens M. and Weiland T. “Discrete electromagnetism with the finite integration technique,” **Progress In Electromagnetics Research**, vol.32, 2001. pp.65–87
- [42] Otto D. “A note on the induced EMF method for antenna impedance,” **IEEE Trans. Antennas Propag.**, vol. 17, no. 1, Jan. 1969. pp.101–102
- [43] Kevanishvili, G.S. “On the theory of Hallen integral equation,” **Proceedings of the 5<sup>th</sup> International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory**, Oct. 2000.
- [44] Chalmers M.B. “The equivalent radius of a narrow conducting strip,” **IEEE Trans. Antennas Propag.**, vol. AP-30, no. 4, Jul. 1982. pp.755–758
- [45] Eser S. and Sevgi L. “Open-area test site (OATS) calibration,” **IEEE Trans. Antennas Propag.**, vol. 52, no. 3, Jun. 2010. pp.204–212
- [46] Chen Z.N. and Luk K.M. **Antennas for base stations in wireless communications**. New York: McGraw-Hill, 2009.
- [47] John L. Volakis. **Antenna engineering handbook**. 4th ed., New York: McGraw-Hill. 2007.
- [48] Gerald W.C. **Fundamentals of Digital Television Transmission**. New York: John Wiley & Sons, Inc. 2001.
- [49] Bahl I.J. **Lumped elements for RF and microwave circuits**. 4th ed., Boston: Artech House, Inc. 2003.
- [50] Clayton R.P. **Introduction to electromagnetic compatibility**. 2nd ed. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc. 2006.
- [51] Xiang Q., Li Q., Xiang L., Xiao J.W., Liu Z., Jian Q. and Zheng Q. “A GW level high-power radial line helical array antenna,” **IEEE Trans. Antennas Propag.**, vol. 56, no. 9, Sep. 2008. pp.2946–2948
- [52] U.S. Department of Defense. “**MIL-R-7705B: General specification for radomes**,” U.S. Government Printing Office, Jan. 1975.
- [53] RFbeam Microwave GmbH. “**Application note AN-03**,” [Online]. Available: <http://www.rfbeam.ch/fileadmin/downloads/appnotes/AN-03-Radome.pdf>. Sep. 2015.

- [54] Rosato D.V., Schott N.R. and Rosato M.G. **Plastics engineering manufacturing and data handbook/Plastics Institute of America.** 2001 ed., Boston: Kluwer Academic Publishers. 2001.
- [55] Pei Y.M., Zeng A.M., Zhou L.C., Zhang R.B. and Xu K.X. “Electromagnetic optimal design for dual-band radome wall with alternating layers of staggered composite and kagome lattice structure,” **Progress In Electromagnetics Research**, vol.122, 2012. pp.437–452



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] Osklang P. and Phongcharoenpanich C. “Broadband Planar Dipole Array Antenna with Double C-Shaped Slit Elements for Digital TV Broadcasting Transmission.” **International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering**, DOI: 10.1002/mmce.20993
- [2] Osklang P., Luadang B., Phongcharoenpanich C. and Lamultree S. “Horizontally Polarized Omnidirectional Antenna Using Octagonal Dipole Array for Digital Television Reception.” **Proceeding of the 20<sup>th</sup> Asia-Pacific Conference Communications. (APCC2014)**, Pattaya, 1–3 Oct.2014. pp.135–138
- [3] Osklang P., Phongcharoenpanich C. and Lamultree S. “A CPW-Fed Rivet Shape Antenna for UHF Digital Television Reception.” **Proceeding of the 2013 International Conference on Asia Pacific Conference on Antennas and Propagations. (APCAP2013)**, Chiangmai, 5–7 Aug.2013. pp.165–166
- [4] Osklang P., Dentri S., Phongcharoenpanich C. and Kaemarungsi K. “Square Spiral Antenna above Corrugate Reflector for Low Frequency Applications.” **Proceeding of the 2012 International Conference on Engineering, Applied Sciences, and Technology (ICEAST2012)**, Bangkok, 20–24 Nov.2012. pp.289–292

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล  
ที่อยู่

นายประชา โขชคลัง  
88/39 ม.15 ต.พระลับ อ.เมือง จ.ขอนแก่น 40000

ประวัติการศึกษา

2544 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า-โทรคมนาคม  
ศูนย์กลางสถาบันเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี  
2554 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ความชำนาญเฉพาะด้าน

- 1) การออกแบบสายอากาศแถบกว้าง
- 2) ระบบภาพและเสียง

ประสบการณ์การทำงานและผลงานวิจัย

พ.ศ.2539-2554

ช่างเทคนิคและวิศวกร บริษัทเอกชนในภาคอุตสาหกรรม

พ.ศ.2555-ปัจจุบัน

อาจารย์ประจำ สาขาวิชาครุศาสตร์อุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์1  
คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน วิทยาเขตขอนแก่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้