

สายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้

RADIATION-PATTERN RECONFIGURABLE DUAL-WIDEBAND ANTENNA



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2564

KMITL-2021-EN-D-018-071

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RADIATION-PATTERN RECONFIGURABLE DUAL-WIDEBAND ANTENNA



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2021
KMITL-2021-EN-D-018-071

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2021

SCHOOL OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	สายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้
นักศึกษา	นายเอกจิต คุ้มวงศ์
รหัสนักศึกษา	57601008
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2564
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ ประกอบด้วยตัวแพร่คลื่นหลักเป็นโพรบพื้นผิวรูปวงรีไขว้กันร่วมกับองค์ประกอบนอตรัสต์ด้วยสลิตรูปตัวแอลเพื่อให้ได้การทำงานแบบสองย่านความถี่กว้าง โดยการใช้สวิตช์เพียง 4 จุดที่ส่วนของระนาบกราวด์พาราซิติคทำให้ได้การควบคุมแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแยกเป็น 5 กรณีหลักที่แตกต่างกัน ในการออกแบบใช้วิธีการจำลองแบบด้วยโปรแกรมประยุกต์เพื่อศึกษาและหาค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศที่เหมาะสมที่สุดก่อนจะนำไปสร้างจริง โดยมีการพิจารณาทั้งกรณีการสวิตช์แบบกลไกเลื่อนเชิงกลและแบบพินไดโอดที่ควบคุมด้วยไฟฟ้า จากการเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลการวัดพบว่าผลมีแนวโน้มที่สอดคล้องกันดี สำหรับสวิตช์แบบกลไกเลื่อนมีผลการวัดค่าสูงสุด/ต่ำสุดของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์และอัตราขยายในย่านความถี่แรกเป็น 1.39 GHz (1.69-3.08 GHz)/1.18 GHz (1.89-3.07 GHz) และ 2.98/2.34 dBi ตามลำดับ และในย่านความถี่ที่สองเป็น 2.23 GHz (4.70-6.93 GHz)/1.99 GHz (4.70-6.69 GHz) และ 6.29/5.31 dBi ตามลำดับ ในขณะที่สวิตช์แบบพินไดโอดมีผลการวัดในย่านความถี่แรกเป็น 1.64 GHz (1.43-3.07 GHz)/1.18 GHz (1.89-3.07 GHz) และ 4.04/2.50 dBi ตามลำดับ และในย่านความถี่ที่สองเป็น 1.79 GHz (4.80-6.59 GHz)/1.66 GHz (4.81-6.47 GHz) และ 5.73/5.32 dBi ตามลำดับ สายอากาศที่นำเสนอมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นหลักเป็นรูปกรวยจึงเหมาะสำหรับการใช้งานแบบติดตั้งบนเพดาน โดยมีมุมเอียงเฉลี่ยของลำคลื่นหลักประมาณ $45^{\circ} \pm 3^{\circ}$ ปลายลำคลื่นหลักรูปกรวยมีแบบรูปที่แตกต่างกันอย่างเด่นชัด 3 กลุ่ม ได้แก่ แบบใกล้เคียงรอบทิศทาง แบบทิศทางเดียว และแบบสองทิศทาง จากผลการวิจัยในภาพรวมสามารถสรุปได้ว่าสายอากาศที่นำเสนอสามารถใช้งานพร้อมกันได้ทั้งสองย่านความถี่ด้วยแบนด์วิดธ์ที่กว้างเกินกว่า 1 GHz ซึ่งจะสนับสนุนการใช้งานแบบหลายฟังก์ชันในหลากหลายมาตรฐานย่านความถี่ที่อยู่ใกล้กันได้ในอนาคต อีกทั้งมีความสามารถในการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่จะช่วยให้เกิดการพัฒนาสมรรถนะของสายอากาศต่อไปได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Radiation-Pattern Reconfigurable Dual-Wideband Antenna
Student	Mr. Ekajit Khoomwong
Student ID	57601008
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2021
Thesis Advisor	Assoc.Prof. Dr. Chuwong Phongcharoenpanich

ABSTRACT

This thesis proposes a Radiation-Pattern Reconfigurable Dual-Wideband Antenna that comprises a crossed elliptical surface probe as the main radiator incorporating with L-shaped slits as the notch elements to operate in two wide bands. By using only 4 switching points at the parasitic ground-plane sectors, 5 distinctive control cases can be achieved. In the design, a simulation application program is utilized for parametric study and optimization before being fabricated with both mechanically-slid type and electrically-controlled PIN-diode switching cases. From the comparison of the simulated and measured results, it was found that the results are agreed well. For the mechanical slide-switch type, the resultant maxima/minima of the impedance bandwidths and gains, in the first band, are 1.39 GHz (1.69-3.08 GHz)/1.18 GHz (1.89-3.07 GHz) and 2.98/2.34 dBi, respectively, while in the second band, are 2.23 GHz (4.70-6.93 GHz)/1.99 GHz (4.70-6.69 GHz) and 6.29/5.31 dBi, respectively. With the PIN-diode type, the respective maxima/minima in the first band, are 1.64 GHz (1.43-3.07 GHz)/1.18 GHz (1.89-3.07 GHz) and 4.04/2.50 dBi, respectively, while in the second band are 1.79 GHz (4.80-6.59 GHz)/1.66 GHz (4.81-6.47 GHz) and 5.73/5.32 dBi, respectively. The proposed antenna has the main radiation pattern of conical-beam type, so it is suitable for ceiling-mounted applications, with the averaged main-beam tilt angle of around $45^\circ \pm 3^\circ$. At the rims of the main conical beams, there are 3 distinctive featured groups including nearly omnidirectional, unidirectional and bidirectional styles. From the overall research results, it can be concluded that the proposed antenna can cover both operating frequency bands simultaneously, each wider than 1 GHz, which to support the multi-functional applications in various adjacent frequency bands in the future. Also, it has the radiation-pattern reconfigurable capability to further help in developing its performance.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้จากการสนับสนุนของบิดามารดาและครอบครัวที่ให้ความสนใจในการศึกษาและข้อคิดที่ดีในการดำเนินชีวิตเสมอมาจึงขอขอบพระคุณมา ณ ที่นี้ ขอขอบคุณอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ คือ รองศาสตราจารย์ ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์ ซึ่งเป็นผู้ชี้แนะแนวทางหลักและสละเวลาติดตามผลงานความก้าวหน้าจนกระทั่งงานวิจัยครั้งนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี รวมถึงให้การสนับสนุนข้าพเจ้าในด้านต่าง ๆ ด้วยดีเสมอมา และขอขอบคุณ รองศาสตราจารย์ ดร. สมผล โกศลวิตร ที่ให้คำแนะนำที่เป็นประโยชน์ด้านฮาร์ดแวร์และการวัด อนึ่ง ขอขอบคุณพี่น้องสมาชิกในห้องปฏิบัติการสื่อสารไร้สายทุกท่านที่ได้ช่วยเหลือสนับสนุนข้อมูลข่าวสารต่าง ๆ และช่วยเป็นกำลังใจให้ข้าพเจ้า

เอกจิต คุ่มวงศ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูปภาพ.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์การศึกษาและขอบเขตงานวิจัย.....	5
1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	5
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง.....	7
2.1 บทนำ.....	7
2.2 ทฤษฎีและหลักการเบื้องต้นของสายอากาศ.....	7
2.2.1 นิยามและหลักการเบื้องต้นของสายอากาศ.....	7
2.2.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น.....	8
2.2.2.1 ชนิดของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น.....	10
2.2.2.2 นิยามของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นหลัก.....	10
2.2.2.3 พุคลื่น.....	11
2.2.3 ความหนาแน่นกำลังงานและความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น.....	12
2.2.3.1 ความหนาแน่นกำลังงานของการแพร่กระจายคลื่น.....	12
2.2.3.2 ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น.....	13
2.2.4 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางและอัตราขยาย.....	14
2.2.4.1 ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง.....	14
2.2.4.2 อัตราขยาย.....	16
2.2.5 การส่งผ่านกำลังงานผ่านสายอากาศ.....	17
2.2.5.1 การส่งผ่านกำลังงาน กรณีสายอากาศส่ง.....	17
2.2.5.2 การส่งผ่านกำลังงาน กรณีสายอากาศรับ.....	19
2.2.5 การสูญเสียของสายอากาศ.....	21
2.2.5.1 การสูญเสียภายในตัวสายอากาศ.....	21
2.2.6 นิยามอื่น ๆ ที่เกี่ยวกับคุณลักษณะของสายอากาศ.....	22
2.2.6.1 อัตราส่วนคลื่นนิ่งแรงดัน.....	22
2.2.6.2 การสูญเสียย้อนกลับ.....	23
2.2.6.3 แบนด์วิดธ์.....	23
2.3 งานวิจัยที่มีมาก่อนเกี่ยวกับสายอากาศแบบหลายย่านความถี่.....	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3.1 เทคนิคที่ใช้ในสายอากาศแบบหลายย่านความถี่.....	24
2.3.2 งานวิจัยที่มีมาก่อนของสายอากาศแบบหลายย่านความถี่.....	25
2.3.2.1 เทคนิคตัวแปรคลื่น/พาราซิติคหลายองค์ประกอบ.....	25
2.3.2.2 เทคนิคการซ้อนทับเป็นชั้น.....	26
2.3.2.3 เทคนิคองค์ประกอบช่องเปิด/สลิต.....	27
2.3.2.4 เทคนิคองค์ประกอบนอตช์/เรโซเนเตอร์.....	28
2.3.2.5 เทคนิคระนาบกราวด์มีตำหนิ.....	29
2.3.2.6 เทคนิครูปแบบแฟรกทอล.....	30
2.3.2.7 เทคนิควัสดุแม่เหล็กไฟฟ้าสังเคราะห์.....	31
2.4 งานวิจัยที่มีมาก่อนเกี่ยวกับสายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้.....	32
2.4.1 เทคนิคที่ใช้ในสายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้.....	32
2.4.2 งานวิจัยที่มีมาก่อนของสายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้.....	33
2.4.2.1 เทคนิคหลักการทางกายภาพ.....	33
2.4.2.2 เทคนิคหลักการทางไฟฟ้า.....	34
2.4.2.3 เทคนิคหลักการทางแสง.....	35
2.4.2.4 เทคนิคหลักการทางวัสดุ.....	36
2.5 เทคโนโลยีการสวิตซ์สัญญาณสำหรับสายอากาศ.....	37
2.5.1 การสวิตซ์แบบกลไก.....	37
2.5.2 การสวิตซ์โดยใช้อาร์เอฟ-เมมส์.....	38
2.5.3 การสวิตซ์โดยใช้พินไดโอด.....	39
2.6 สรุป.....	41
บทที่ 3 การออกแบบสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่.....	42
3.1 บทนำ.....	42
3.2 โครงสร้างของสายอากาศและหลักการออกแบบ.....	42
3.2.1 โครงสร้างของสายอากาศ.....	42
3.2.2 หลักการออกแบบค่าพารามิเตอร์เริ่มต้น.....	43
3.2.2.1 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของส่วนระนาบกราวด์.....	44
3.2.2.2 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของตัวแปรคลื่น.....	44
3.2.2.3 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของช่องสลิตรูปตัวแอล.....	45
3.2.2.4 การคำนวณและสรุปค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นทั้งหมดของ สายอากาศ.....	46
3.2.3 การจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศ.....	46
3.2.4 ผลการจำลองแบบและการศึกษาพารามิเตอร์เบื้องต้น.....	49
3.2.4.1 ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์ h_p	49
3.2.4.2 ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์ w_r	50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2.4.3 ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์ K_D	50
3.2.4.4 ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์ AR	51
3.2.4.5 ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์ K_S	52
3.2.4.6 ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์ LR	53
3.2.4.7 ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์ R_1	53
3.2.4.8 ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์ R_2	54
3.2.4.9 ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์ g_2	55
3.2.4.10 ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ.....	56
3.2.5 กระบวนการหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด.....	56
3.2.5.1 หลักการทั่วไปในกระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด.....	57
3.2.5.2 การตั้งเป้าหมายของการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด.....	57
3.2.5.3 การเลือกพารามิเตอร์ที่ใช้หาค่าที่เหมาะสมที่สุด.....	58
3.3 ผลค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศที่เหมาะสมที่สุด.....	58
3.4 หลักการทำงานและคุณสมบัติแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเบื้องต้น.....	59
3.4.1 สรุปหลักการทำงานเบื้องต้นของสายอากาศ.....	59
3.4.2 สรุปคุณสมบัติแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ.....	60
3.5 สรุป.....	61
บทที่ 4 การปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น.....	62
4.1 บทนำ.....	62
4.2 โครงสร้างของการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น.....	63
4.3 ผลการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น.....	63
4.3.1 ผลการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น กรณี A.....	64
4.3.2 ผลการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น กรณี B.....	65
4.3.3 ผลการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น กรณี C.....	67
4.3.4 ผลการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น กรณี D.....	68
4.3.5 ผลการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น กรณี E.....	69
4.4 การวิเคราะห์ผลของอินพุตอิมพีแดนซ์และกระแสบริเวณระนาบกราวด์.....	71
4.4.1 การวิเคราะห์ผลของอินพุตอิมพีแดนซ์.....	71
4.4.2 การวิเคราะห์ผลของกระแสบริเวณระนาบกราวด์.....	72
4.5 การวิเคราะห์และสรุปผลคุณสมบัติสายอากาศที่สัมพันธ์กับจำนวนสวิตช์.....	76
4.5.1 การวิเคราะห์และสรุปผลการแมตช์ของอิมพีแดนซ์.....	76
4.5.2 การวิเคราะห์และสรุปผลอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์.....	77
4.5.3 การวิเคราะห์และสรุปผลอัตราขยายสูงสุด.....	78
4.5.4 การวิเคราะห์และสรุปผลมุมเอียงของลำคลื่นหลัก.....	79
4.6 สรุป.....	79

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 การสร้างและทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่.....	82
5.1 บทนำ.....	82
5.2 การสร้างต้นแบบสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้.....	82
5.3 การทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศต้นแบบ.....	84
5.3.1 การเตรียมเครื่องมือและติดตั้งอุปกรณ์.....	85
5.3.2 ผลการวัดคุณสมบัติของสายอากาศกรณีสถานะต่าง ๆ สำหรับสวิตช์แบบกลไกเลื่อน.....	86
5.3.2.1 กรณี A.....	86
5.3.2.2 กรณี B.....	87
5.3.2.3 กรณี C.....	88
5.3.2.4 กรณี D.....	89
5.3.2.5 กรณี E.....	90
5.3.3 ผลการวัดคุณสมบัติของสายอากาศกรณีต่าง ๆ สำหรับสวิตช์แบบพินไดโอด.....	91
5.3.3.1 กรณี A.....	91
5.3.3.2 กรณี B.....	92
5.3.3.3 กรณี C.....	93
5.3.3.4 กรณี D.....	94
5.3.3.5 กรณี E.....	95
5.3.4 ผลการวัดคุณสมบัติคุณลักษณะอื่นของสายอากาศ.....	96
5.3.4.1 ผลการวัดและผลการจำลองในระนาบตัด ϕ_{max} คงที่.....	96
5.3.4.2 ผลการวัดและผลการจำลองอัตราขยายสูงสุด.....	97
5.4 สรุป.....	99
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	100
6.1 สรุปเนื้อหาของวิทยานิพนธ์.....	100
6.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ.....	103
6.3 แนวทางในการพัฒนา.....	103
เอกสารอ้างอิง.....	104
ประวัติผู้เขียน.....	114

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
3.1	สรุปรายละเอียดพารามิเตอร์ของสายอากาศที่จะต้องออกแบบ.....	43
3.2	สรุปรายละเอียดพารามิเตอร์เริ่มต้นในการจำลองแบบสายอากาศ.....	48
3.3	รายละเอียดของการกำหนดฟังก์ชันเป้าหมายในงานวิจัยนี้.....	57
3.4	สรุปรายละเอียดค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดของสายอากาศ.....	58
4.1	กรณีสถานะของสวิตซ์ที่ทำให้ได้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่แตกต่างกัน.....	64
4.2	สรุปผลคุณลักษณะของสายอากาศ กรณี A.....	64
4.3	สรุปผลคุณลักษณะของสายอากาศ กรณี B.....	66
4.4	สรุปผลคุณลักษณะของสายอากาศ กรณี C.....	68
4.5	สรุปผลคุณลักษณะของสายอากาศ กรณี D.....	68
4.6	สรุปผลคุณลักษณะของสายอากาศ กรณี E.....	70
5.1	สรุปค่าพารามิเตอร์ที่จะนำมาสร้างสายอากาศต้นแบบ.....	84
6.1	การเปรียบเทียบคุณสมบัติสายอากาศที่นำเสนอกับงานวิจัยที่มีมาก่อน.....	102

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

รูปที่		หน้า
1.1	แนวโน้มนามาตรฐานการสื่อสารไร้สายใหม่และการใช้ร่วมกันแบบหลายฟังก์ชัน.....	1
1.2	ตัวอย่างงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้.....	3
2.1	เงื่อนไขที่จะทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นกรณีเส้นลวดตัวนำ.....	7
2.2	ระบบพิกัดสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ.....	8
2.3	ตัวอย่างแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นพื้นฐาน.....	9
2.4	ระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศปากแตร.....	10
2.5	ชนิดของพุดคลื่นและแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในแบบเชิงเส้น.....	11
2.6	สายอากาศส่งและวงจรมุมล กรณีสายอากาศส่ง.....	18
2.7	สายอากาศรับและวงจรมุมล กรณีสายอากาศรับ.....	20
2.8	แผนภาพการสูญเสีย 3 ส่วนหลัก ๆ ของสายอากาศ.....	21
2.9	ตัวอย่างการจำแนกเทคนิคที่ใช้ออกแบบสายอากาศแบบหลายย่านความถี่.....	25
2.10	ตัวอย่างสายอากาศหลายย่านความถี่ที่ใช้ตัวแพร่คลื่น/พาราซิติคหลายองค์ประกอบ....	25
2.11	ตัวอย่างสายอากาศหลายย่านความถี่ที่ใช้การซ้อนทับเป็นชั้น.....	26
2.12	ตัวอย่างสายอากาศหลายย่านความถี่ที่ใช้องค์ประกอบช่องเปิด/สลิต.....	27
2.13	ตัวอย่างสายอากาศหลายย่านความถี่โดยองค์ประกอบนอตช์/เรโซเนเตอร์.....	28
2.14	ตัวอย่างสายอากาศหลายย่านความถี่โดยใช้ระนาบกรวดมีตำหนิ.....	29
2.15	ตัวอย่างสายอากาศหลายย่านความถี่โดยใช้รูปแบบแฟร็กทอล.....	30
2.16	ตัวอย่างสายอากาศหลายย่านความถี่โดยใช้วัสดุแม่เหล็กไฟฟ้าสังเคราะห์.....	31
2.17	ตัวอย่างการจำแนกเทคนิคที่ใช้ออกแบบสายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้.....	32
2.18	ตัวอย่างสายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้โดยใช้หลักการทางกายภาพ.....	33
2.19	ตัวอย่างสายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้โดยใช้หลักการทางไฟฟ้า.....	34
2.20	ตัวอย่างสายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้โดยใช้หลักการทางแสง.....	35
2.21	ตัวอย่างสายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้โดยใช้หลักการทางวัสดุ.....	36
2.22	วงจรมุมลของสวิตช์เชิงกลทั่วไป.....	37
2.23	ตัวอย่างแผนภาพโครงสร้างภายในของ สวิตช์ RF-MEMS แบบอนุกรม.....	38
2.24	แผนภาพโครงสร้างของฟินไดโอด.....	39
2.25	สถานะการไบอัสฟินไดโอดและวงจรมุมล.....	40
3.1	โครงสร้างของสายอากาศที่นำเสนอ.....	42
3.2	ลำดับขั้นตอนในการออกแบบสายอากาศโดยใช้วิธีการจำลองแบบ.....	47
3.3	ตัวอย่างวิธีการจำลองแบบในโดเมนเวลา.....	48
3.4	การแปรค่าพารามิเตอร์ h_p	49
3.5	การแปรค่าพารามิเตอร์ w_s	50
3.6	การแปรค่าพารามิเตอร์ K_D	51
3.7	การแปรค่าพารามิเตอร์ AR	51
3.8	การแปรค่าพารามิเตอร์ K_s	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.9 การแปรค่าพารามิเตอร์ LR	53
3.10 การแปรค่าพารามิเตอร์ R_1	54
3.11 การแปรค่าพารามิเตอร์ R_2	55
3.12 การแปรค่าพารามิเตอร์ g_2	55
3.13 แผนภาพความสัมพันธ์ของกระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด.....	56
3.14 ค่า $ S_{11} _{dB}$ ที่เป็นฟังก์ชันของความถี่ กรณีค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด.....	59
3.15 การกระจายกระแสเชิงผิว (J_s) ที่โพรบพื้นผิวที่ความถี่ต่าง ๆ.....	59
3.16 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ กรณียังไม่มีสวิตช์.....	60
4.1 โครงสร้างการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ.....	62
4.2 การปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นโดยใช้แบบจำลองสวิตช์.....	63
4.3 ผลแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ กรณี A.....	65
4.4 ผลแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ กรณี B.....	66
4.5 ผลแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ กรณี C.....	67
4.6 ผลแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ กรณี D.....	69
4.7 ผลแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ กรณี E.....	70
4.8 ค่าความต้านทาน (R) ที่ขั้วอินพุตของสายอากาศในกรณีต่าง ๆ.....	72
4.9 ค่ารีแอคแตนซ์ (X) ที่ขั้วอินพุตของสายอากาศในกรณีต่าง ๆ.....	72
4.10 การกระจายกระแสเชิงผิว (J_s) บริเวณระนาบกราวด์ กรณี A.....	73
4.11 การกระจายกระแสเชิงผิว (J_s) บริเวณระนาบกราวด์ กรณี B.....	73
4.12 การกระจายกระแสเชิงผิว (J_s) บริเวณระนาบกราวด์ กรณี C.....	74
4.13 การกระจายกระแสเชิงผิว (J_s) บริเวณระนาบกราวด์ กรณี D.....	75
4.14 การกระจายกระแสเชิงผิว (J_s) บริเวณระนาบกราวด์ กรณี E.....	76
4.15 ความสัมพันธ์ของการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์กับจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจร.....	77
4.16 ความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์กับจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจร.....	78
4.17 ความสัมพันธ์ของอัตราขยายสูงสุดกับจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจร.....	78
4.18 ความสัมพันธ์ของมุมเอียงของลำคลื่นหลักกับจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจร.....	79
5.1 ตัวอย่างภาพระนาบกราวด์ที่ส่งออกเป็นไฟล์แบบ Gerber (ไม่ใช่สเกลตามจริง).....	83
5.2 ภาพถ่ายของสายอากาศต้นแบบ.....	84
5.3 แผนภาพการติดตั้งอุปกรณ์ในการวัดคุณสมบัติของสายอากาศ.....	85
5.4 ภาพถ่ายสายอากาศจริงในห้องไร้การสะท้อน.....	85
5.5 เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองสำหรับสวิตช์แบบกลไกเลื่อน กรณี A.....	86
5.6 เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองสำหรับสวิตช์แบบกลไกเลื่อน กรณี B.....	87
5.7 เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองสำหรับสวิตช์แบบกลไกเลื่อน กรณี C.....	88
5.8 เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองสำหรับสวิตช์แบบกลไกเลื่อน กรณี D.....	89
5.9 เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองสำหรับสวิตช์แบบกลไกเลื่อน กรณี E.....	90

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่		หน้า
5.10	เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองสำหรับสวิตช์แบบพินไดโอด กรณี A.....	91
5.11	เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองสำหรับสวิตช์แบบพินไดโอด กรณี B.....	92
5.12	เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองสำหรับสวิตช์แบบพินไดโอด กรณี C.....	93
5.13	เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองสำหรับสวิตช์แบบพินไดโอด กรณี D.....	94
5.14	เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองสำหรับสวิตช์แบบพินไดโอด กรณี E.....	95
5.15	ผลการวัดและผลการจำลองในระนาบตัด ϕ_{max} คงที่ สำหรับสวิตช์แบบกลไกเลื่อน.....	96
5.16	ผลการวัดและผลการจำลองในระนาบตัด ϕ_{max} คงที่ สำหรับสวิตช์แบบพินไดโอด.....	96
5.17	การเปรียบเทียบผลอัตราขยายสูงสุด สำหรับสวิตช์แบบกลไกเลื่อน.....	97
5.18	การเปรียบเทียบผลอัตราขยายสูงสุด สำหรับสวิตช์แบบพินไดโอด.....	98



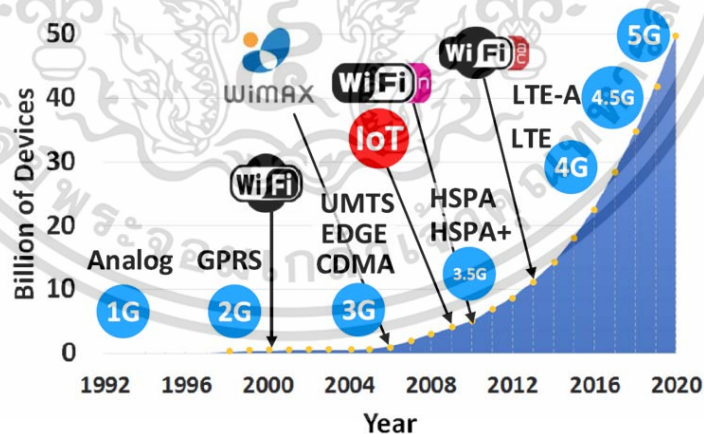
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย

ในปัจจุบัน เครือข่ายไร้สายได้รับความสนใจอย่างแพร่หลาย เนื่องจากให้ความสะดวกพร้อมใช้และมีประสิทธิภาพคุ้มค่าในการประยุกต์ใช้ด้านต่างๆ เมื่อเทียบกับเครือข่ายผ่านสายตามปกติ แต่อย่างไรก็ตามอาจมีความต้องการใช้งานในสภาวะแวดล้อมที่มีมาตรฐานทางความถี่แตกต่างกันแต่นิยมใช้งานร่วมกันหรือมีการเชื่อมโยงอยู่ในกลุ่มเดียวกัน เช่น มาตรฐาน IEEE 802.11b/g (WLAN 2.4 GHz, 2.4–2.484 GHz), IEEE 802.11a (WLAN 5 GHz, 5.15–5.35/5.725–5.825 GHz), IEEE 802.16 (WiMAX 2.3/2.5/5.8 GHz) และ GSM/UMTS/LTE (1.9/2.1/2.3/2.5 GHz) เป็นต้น และบางครั้งอาจต้องการให้มีการประยุกต์ใช้แบบหลายย่านความถี่พร้อมกันด้วย ตัวอย่างเช่น สายอากาศที่รองรับมาตรฐานทางความถี่ทั้งสองย่านที่มีการนำไปใช้อย่างกว้างขวางในปัจจุบัน คือ WLAN 2.4 GHz/5 GHz เป็นต้น รวมไปถึงการปรับปรุงและเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของระบบไร้สายต่าง ๆ ซึ่งมีแนวโน้มความต้องการอุปกรณ์เชื่อมโยงกันของระบบไร้สายเพิ่มมากขึ้นและรองรับการเกิดของมาตรฐานไร้สายใหม่ ๆ ในอนาคตที่เน้นการทำงานแบบหลายฟังก์ชันอีกด้วย ดังรูปที่ 1.1 แสดงแนวโน้มของเทคโนโลยีไร้สายที่เริ่มชัดเจนตั้งแต่ ค.ศ. 2000 จนถึงปัจจุบัน โดยมีทิศทางของการสื่อสารด้วยอุปกรณ์เคลื่อนที่ที่อยู่ซึ่งในกลุ่มของโทรศัพท์เคลื่อนที่ (GPRS/UMTS/HSPA/LTE) และเครือข่ายไร้สายต่าง ๆ (WiFi/WiMAX/IoT) เป็นที่นิยมอย่างสูง และเริ่มเห็นแนวโน้มการเชื่อมโยงกันระหว่างระบบต่าง ๆ เพื่อรองรับการทำงานแบบหลายฟังก์ชันมากขึ้น



รูปที่ 1.1 แนวโน้มมาตรฐานการสื่อสารไร้สายใหม่และการใช้ร่วมกันแบบหลายฟังก์ชัน [1]

เพื่อสนองต่อความต้องการต่าง ๆ ของมาตรฐานการสื่อสารไร้สายในยุคใหม่ รวมถึงรองรับการใช้ร่วมกันแบบหลายฟังก์ชันดังกล่าวข้างต้น ถ้ามีเทคโนโลยีสายอากาศที่ดีที่มีคุณลักษณะรองรับหลายย่านความถี่ (Multi-band) ได้ จะช่วยให้การรวมสายอากาศเข้าไปในระบบที่ต้องการประยุกต์ใช้หลายมาตรฐานย่านความถี่นั้นทำได้ง่ายขึ้น และอาจประหยัดต้นทุน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ในบางกรณี เนื่องจากสายอากาศสามารถรองรับหลายย่านความถี่ได้โดยใช้ขั้ว (Terminal) เดียว และโดยปกติแล้วมักจะมีขนาดเล็กกว่าการรวมสายอากาศแบบแยกแต่ละย่านความถี่หลาย ๆ ตัวไว้ในระบบเดียวกัน รวมถึงสามารถรองรับการออกแบบเพื่อควบคุมการทำงานในแบบหลายฟังก์ชันได้ง่ายกว่าเมื่อเทียบกับการแยกสายอากาศเป็นหลายขั้ว จากอดีตจนถึงปัจจุบันได้มีการวิจัยเกี่ยวกับสายอากาศแบบหลายย่านความถี่จำนวนมากเพื่อพัฒนาคุณลักษณะและคุณสมบัติเชิงโครงสร้างให้ดียิ่งขึ้น มีตัวอย่างการรวบรวมและสรุปวิจัยเกี่ยวกับเทคนิคและวิธีการของสายอากาศแบบหลายย่านความถี่ในปัจจุบัน เช่น [2-3]

สายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้ (Reconfigurable Antenna) เป็นสายอากาศที่สามารถปรับเปลี่ยนคุณลักษณะในด้านต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการประยุกต์ใช้งาน ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะเป็นการปรับเปลี่ยนโครงสร้างบนตัวสายอากาศ เส้นทางเดินของคลื่น หรือบริเวณรอบข้าง เพื่อให้สามารถปรับคุณสมบัติของสายอากาศได้ตามต้องการ เช่น ความถี่เรโซแนนซ์หรือความถี่ที่ใช้งาน แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น และการโพลาไรซ์ เป็นต้น แนวคิดของสายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้เริ่มต้นมาจากงานสิทธิบัตรของ D. Schaubert ในปี ค.ศ. 1983 [4] โดยทั่วไปแล้ว สายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้มักจะมีน้ำหนักเบา ขนาดเล็ก และราคาประหยัด เมื่อเทียบกับในเชิงการประยุกต์ใช้และฟังก์ชันการทำงานที่หลากหลาย และถึงแม้ว่ามีการวิจัยจนสายอากาศในลักษณะนี้เพียงไม่กี่ปีที่ผ่านมา ก็มีความก้าวหน้าถึงขั้นนำไปใช้งานจริงในเชิงการค้าแล้วจนถึงปัจจุบัน โดยมีตัวอย่างเชิงเทคนิคปัจจุบันสรุปไว้ใน [5]

สายอากาศที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ (Pattern Reconfigurable Antenna) คือ สายอากาศที่สามารถปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ โดยการปรับเปลี่ยนโครงสร้าง และจะควบคุมคุณลักษณะอื่นๆ ความถี่เรโซแนนซ์หรือความถี่ที่ใช้งาน และการโพลาไรซ์ให้คงที่ เนื่องจากสายอากาศที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้สามารถใช้หลักเลี้ยวสภาพแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวนมาก หลบหลีกจากการก่อกวนสัญญาณทางอิเล็กทรอนิกส์ ช่วยเพิ่มอัตราขยายและความปลอดภัยของระบบ หรือช่วยประหยัดพลังงาน โดยการปรับลำคลื่นไปในทิศทางเฉพาะเจาะจงที่ต้องการใช้งานและปรับลดกำลังงานภาคส่งลงได้ เป็นต้น ในกลุ่มของสายอากาศที่สามารถปรับคุณลักษณะได้จะพบว่าสายอากาศที่สามารถปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้เป็นเทคนิคได้รับความนิยมสูงวิธีหนึ่ง สามารถใช้ในการลดผลกระทบจากการรบกวนกันและการจางหายของสัญญาณในสภาพแวดล้อมที่มีการเดินทางของคลื่นหลายเส้นทาง เป็นต้น มีตัวอย่างงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ [6-10] ดังต่อไปนี้

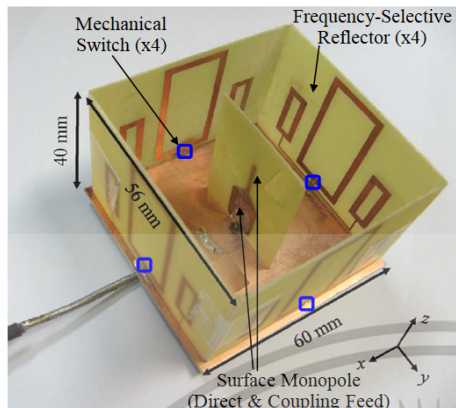
C.-H. Ko และคณะ [6] (รูปที่ 1.2 ก) ได้นำเสนอสายอากาศสองย่านความถี่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ โดยใช้โครงสร้างตัวแพร่คลื่น (Radiator) แบบแผ่นสตริป PCB แยกเป็น 2 ส่วน ส่วนหน้าต่อกับจุดป้อนสัญญาณโดยตรงเพื่อให้ตอบสนองในย่านความถี่สูง และส่วนที่อยู่ฝั่งตรงข้าม (ด้านหลัง) จะยื่นออกไปสูงกว่าและป้อนสัญญาณแบบเชื่อมร่วม (Coupling) กับส่วนแรกซึ่งจะทำให้ตอบสนองในย่านความถี่ต่ำ จากการทดสอบพบว่าสามารถทำงานได้ใน 2 ย่านความถี่ ได้แก่ 2.45 GHz (2.31-2.76 GHz) และ 5.25 GHz (4.92-5.22 GHz) ส่วนการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นนั้นทำได้โดยที่รอบข้างตัวสายอากาศมีแผ่นสะท้อนแบบพื้นผิวเลือกความถี่ (Frequency-Selective Reflector) จำนวน 4 ชุด (4 ด้าน)

ในแต่ละชุดใช้สวิตช์แบบกลไกเลื่อนชุดละ 1 ตัวเพื่อควบคุมการส่งผ่านหรือสะท้อนความถี่ ทำ

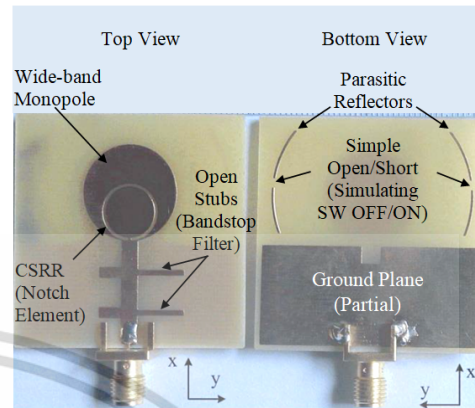
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

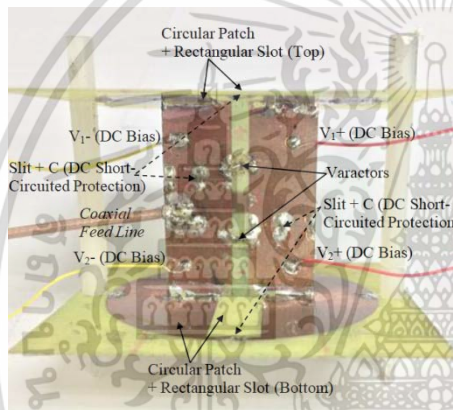
ให้ได้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นหลักเป็นรูปกรวยที่ปรับได้ทั้งแบบสมมาตร (รอบทิศทาง) และไม่สมมาตร (ใกล้เคียงรอบทิศทาง)



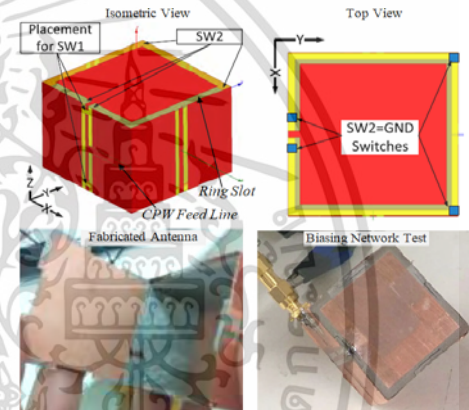
(ก) เอกสารอ้างอิง [6]



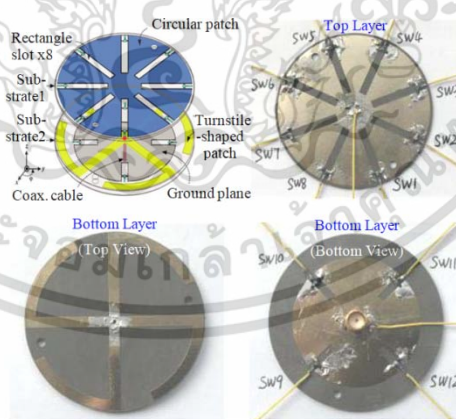
(ข) เอกสารอ้างอิง [7]



(ค) เอกสารอ้างอิง [8]



(ง) เอกสารอ้างอิง [9]



(จ) เอกสารอ้างอิง [10]

รูปที่ 1.2 ตัวอย่างงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้

S. Koley และคณะ [7] (รูปที่ 1.2 ข) ได้นำเสนอสายอากาศสามย่านความถี่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ โดยใช้โครงสร้างตัวแพร่คลื่นหลักเป็นโมโนโพลพื้นผิววงกลมที่มีคุณสมบัติแบนด์กว้าง แล้วเพิ่มความถี่โน้ตช์ (Notch Frequency) เข้าไปในระหว่างแบนด์ด้วยองค์ประกอบตัวกรองหยุดแบนด์แบบสตัดเปิด (Open-stub Bandstop Filter) ร่วมกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ประการใดในการนำมาใช้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ร่องวงแหวนเรโซเนเตอร์แบบเปิด (Complementary Split-Ring Resonator: CSRR) จากการทดสอบพบว่าสามารถทำงานแบบ 3 ย่านความถี่ ได้แก่ WLAN 2.4 GHz, WiMAX 3.5 GHz และ WLAN 5.2-5.8 GHz ส่วนการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นนั้นทำได้โดยใช้องค์ประกอบพาราซิติกรูปส่วนโค้งของวงกลม 2 ชุดอยู่ข้าง ๆ (ด้านหลัง) ซึ่งมีช่องว่างตรงกลางทำหน้าที่เสมือนการเปิดวงจรแต่เมื่อมีการบัดกรีปิดช่องว่างก็จะเสมือนลัดวงจร ทำให้เลือกแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ทั้งแบบใกล้เคียงรอบทิศทางและเจาะจงทิศทางได้บางส่วน

J.-S. Row และคณะ [8] (รูปที่ 1.2 ค) ได้ออกแบบสายอากาศที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ โดยใช้โครงสร้างตัวแพร่คลื่นเป็นช่องเปิดในแพตช์รูปวงกลม 2 ชุดขนานกัน (บน/ล่าง) ร่วมกับการป้อนสัญญาณผ่านช่องเปิดแบบเส้น (Slot Line) จากการทดลองพบว่าสามารถทำงานได้ครอบคลุมย่านความถี่ WLAN 2.45 GHz ในทุกโหมดการทำงาน (ความถี่ต่ำสุด/สูงสุด เป็น 2.3/2.6 GHz ตามลำดับ) ในส่วนของการควบคุมแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นนั้นทำได้โดยใช้ตัววาร์แคเตอร์ (Varactor) ร่วมกับวงจรไบอัสกระแสตรงจำนวน 2 ชุด ทำให้มีโหมดในการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ทั้งแบบใกล้เคียงรอบทิศทางและแบบเจาะจงทิศทางที่กลับลำคลื่นเป็นตรงข้ามกันได้

S. Shamsinejad และคณะ [9] (รูปที่ 1.2 ง) ได้นำเสนอสายอากาศที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ โดยใช้โครงสร้างตัวแพร่คลื่นเป็นแถวลำดับของช่องเปิดและแพตช์สี่เหลี่ยมบนแผ่น PCB ที่พับเป็นรูปลูกบาศก์ใน 3 มิติ ร่วมกับการป้อนสัญญาณแบบระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) ผ่านโพรบรูปตัวทีในช่องเปิด จากการทดลองพบว่าสามารถทำงานได้ครอบคลุมย่านความถี่ WLAN 2.45 GHz ในทุกโหมดการทำงาน (แบนด์วิดท์ต่ำสุด/สูงสุด เป็น 21/2.7 % ตามลำดับ) การปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นนั้นทำได้โดยใช้พินไดโอดแบ่งออกเป็น 2 กลุ่ม ได้แก่ กลุ่ม SW1 มีพินไดโอด 2 ตัวสำหรับการสวิตช์ในช่องเปิดที่เชื่อมต่อกับจุดป้อนสัญญาณ และกลุ่ม SW2 มีพินไดโอด 8 ตัว (ผนังด้านบนและล่าง อย่างละ 4 ตัว) เพื่อการสวิตช์เชื่อมต่อกับระนาบกราวด์ เมื่ออาศัยการควบคุมสวิตช์ในกลุ่มต่าง ๆ จะทำให้มีโหมดการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ทั้งแบบรอบทิศทางและเจาะจงทิศทาง

J. Zhou และคณะ [10] (รูปที่ 1.2 จ) ได้ออกแบบสายอากาศที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ โดยใช้โครงสร้างตัวแพร่คลื่น 2 ชั้น ชั้นบนเป็นแพตช์วงกลมมีการเจาะร่องที่ขอบ (Slit) 8 ร่อง (มีพินไดโอดติดตั้งอยู่ร่องละ 1 ตัว) ส่วนชั้นล่างด้านบนเป็นแพตช์รูปกึ่งหันทึ่โค้ง 4 แฉก และด้านล่างเป็นระนาบกราวด์แบบแผ่นวงกลมที่มีการเจาะร่องที่ขอบ 4 ร่อง (มีพินไดโอดติดตั้งอยู่ร่องละ 1 ตัว) จากผลการทดลองพบว่าสายอากาศที่นำเสนอสามารถทำงานครอบคลุมได้ 2 ย่านความถี่ ได้แก่ 2.43-2.50 GHz และ 4.83-5.03 GHz การปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นนั้นทำได้โดยการควบคุมพินไดโอดทั้ง 2 กลุ่ม ได้แก่ กลุ่มชั้นบนมีพินไดโอด 8 ตัวสำหรับการควบคุมในย่านความถี่ต่ำ และกลุ่มชั้นล่างมีพินไดโอด 4 ตัวสำหรับการควบคุมในย่านความถี่สูง ทำให้มีโหมดการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้หลากหลายถึง 4 รูปแบบหลักที่แตกต่างกัน

จากตัวอย่างงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นดังกล่าวไปแล้วข้างต้น พบว่ายังมีจุดที่ควรพัฒนาให้มีคุณสมบัติที่ดีขึ้นได้ เช่น ในบางงานวิจัยยังไม่สามารถรองรับการทำงานแบบหลายย่านความถี่ได้ [8-9] ในขณะที่บางงานวิจัยสามารถรองรับการทำงานแบบหลายย่านความถี่ได้แต่ยังมีแบนด์วิดท์ที่แคบซึ่งอาจจะไม่สามารถ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สนับสนุนการประยุกต์ใช้กับย่านความถี่ที่อยู่ใกล้เคียงกันได้ [6-7], [10] และยังมีสายอากาศที่นำเสนอบางตัวมีความซับซ้อนค่อนข้างสูงและใช้อุปกรณ์จำนวนมากในการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น [9-10] เมื่อเทียบกับผลลัพธ์ที่ได้ในแง่มุมของการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์นี้จึงมีแนวคิดที่จะนำเสนอการออกแบบสายอากาศรูปแบบใหม่ ที่มีจุดเด่นที่สำคัญ คือ รองรับย่านความถี่แถบกว้างได้ 2 ย่าน และสามารถปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ โดยใช้โครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนและสร้างจริงได้ไม่ยากนัก มีการออกแบบให้เหมาะสำหรับการใช้งานแบบติดตั้งบนเพดาน (Ceiling Mount) และมีเทคนิคการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ง่ายซึ่งจะช่วยให้เกิดการพัฒนาสมรรถนะของสายอากาศและสนับสนุนการนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านต่าง ๆ ต่อไปได้

1.2 วัตถุประสงค์การศึกษาและขอบเขตงานวิจัย

ในงานวิจัยนี้วัตถุประสงค์เพื่อการศึกษา วิเคราะห์ พัฒนาและออกแบบสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ เพื่อให้ได้สายอากาศที่ใช้งานได้พร้อมกันแบบ 2 ย่านความถี่โดยมีแบนด์วิดท์ที่กว้างมากซึ่งสามารถสนับสนุนการนำไปประยุกต์ใช้กับย่านความถี่ที่อยู่ใกล้เคียงกันได้ รวมถึงมีความสามารถในการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ โดยใช้โครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน สามารถนำไปสร้างจริงได้ไม่ยากนัก ในการศึกษาและออกแบบนั้นจะใช้วิธีการจำลองแบบด้วยซอฟต์แวร์สำเร็จรูป CST Microwave Studio เป็นหลัก เพื่อศึกษาและปรับพารามิเตอร์ของสายอากาศซึ่งจะนำไปสู่ค่าที่เหมาะสมที่สุดก่อนที่จะนำไปสร้างจริง ทดสอบผลด้วยการวัด เปรียบเทียบและวิเคราะห์ผลในลำดับสุดท้ายสายอากาศที่แนะนำเสนอนี้มีรายละเอียดเชิงขอบเขตที่สำคัญ คือ สามารถรองรับการใช้งานถึงสองย่านความถี่ได้พร้อมกันโดยมีแถบความถี่ที่กว้างมาก สามารถรองรับการใช้งานในมาตรฐานทางความถี่ที่หลากหลาย เช่น มาตรฐาน IEEE 802.11b/g/n (WLAN 2.4/5 GHz) มาตรฐาน IEEE 802.16 (WiMAX 2.3/2.5/5.8 GHz) และมาตรฐาน GSM/UMTS/LTE (1.9/2.1/2.3/2.5 GHz) เป็นต้น และมีคุณลักษณะที่สำคัญอีกอย่างหนึ่ง คือ สามารถปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้หลากหลายโดยมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนมากนัก สามารถนำไปสร้างจริงได้โดยใช้ทรัพยากรจำนวนน้อย และมีแบบรูปการแพร่คลื่นหลักเป็นรูปกรวยที่มีมุมเงยจึงเหมาะสำหรับการนำไปติดตั้งใช้งานแบบติดเพดาน เช่น ห้องโถงที่มีพื้นที่ขนาดใหญ่ เป็นต้น นอกจากนี้ยังมีเทคนิคการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่จะช่วยให้เกิดการพัฒนาสมรรถนะของสายอากาศและสามารถรองรับการนำไปประยุกต์ใช้งานต่อไปในอนาคตได้

1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วยเนื้อหาหลักจำนวน 6 บท ซึ่งสามารถสรุปพอสังเขปได้ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย วัตถุประสงค์การศึกษา ขอบเขตการวิจัย และรายละเอียดของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการเบื้องต้นของสายอากาศ งานวิจัยที่มีมาก่อนเกี่ยวกับสายอากาศแบบหลายย่านความถี่ งานวิจัยที่มีมาก่อนเกี่ยวกับสายอากาศที่ปรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณลักษณะได้ และเทคโนโลยีการสวิตช์สัญญาณสำหรับสายอากาศ ซึ่งทั้งหมดจะถูกนำมาประยุกต์ใช้ในงานวิจัยสำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 3 กล่าวถึงโครงสร้าง พารามิเตอร์ และหลักการออกแบบของสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ที่น่าเสนอ การวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศนั้นจะใช้วิธีการจำลองแบบซึ่งจะเป็นเครื่องมือหลักในการศึกษาการแปรค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศเพื่อให้ได้ผลค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศที่เหมาะสมที่สุด รวมถึงการวิเคราะห์หลักการทางานและคุณสมบัติแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเบื้องต้น

บทที่ 4 กล่าวถึงโครงสร้างและหลักการออกแบบที่เกี่ยวข้องกับส่วนที่ใช้ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่น่าเสนอ โดยยังคงใช้วิธีการจำลองแบบเป็นเครื่องมือหลักเช่นเดิมในการศึกษาผลกระทบเบื้องต้นจากการเพิ่มองค์ประกอบสวิตช์เข้าไปในโครงสร้าง โดยจะพิจารณาผลการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ และอัตราขยายสูงสุดร่วมกันด้วย รวมถึงการวิเคราะห์ผลของอินพุตอิมพีแดนซ์และกระแสบริเวณระนาบกราวด์ และความสัมพันธ์ของจำนวนสวิตช์ที่ส่งผลกระทบต่อคุณลักษณะของสายอากาศที่น่าเสนอ

บทที่ 5 กล่าวถึงแนวทางการสร้างต้นแบบสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ และการทดสอบคุณสมบัติจริงของสายอากาศ โดยจะพิจารณาคูณสมบัติหลัก ได้แก่ ผลการแมตซ์อิมพีแดนซ์ อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น และอัตราขยาย ในการทดลองและวัดผลทั้งหมดจะใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายและห้องไร้การสะท้อน โดยจะมีการนำไปประมวลผลและเปรียบเทียบกับผลของการจำลองแบบจากบทที่ 3 และ 4 เพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องของการออกแบบ รวมถึงเป็นข้อมูลเพื่อพิจารณาความเป็นไปได้ในการนำไปประยุกต์ใช้งาน

บทที่ 6 กล่าวถึงเนื้อหาโดยสรุปของวิทยานิพนธ์ ผลการทดสอบของสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ ซึ่งได้ทำการออกแบบและสร้างพร้อมทั้งพิจารณาถึงข้อดีและข้อเสียของสายอากาศที่น่าเสนอ รวมถึงข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนาสายอากาศต่อไปในอนาคต

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

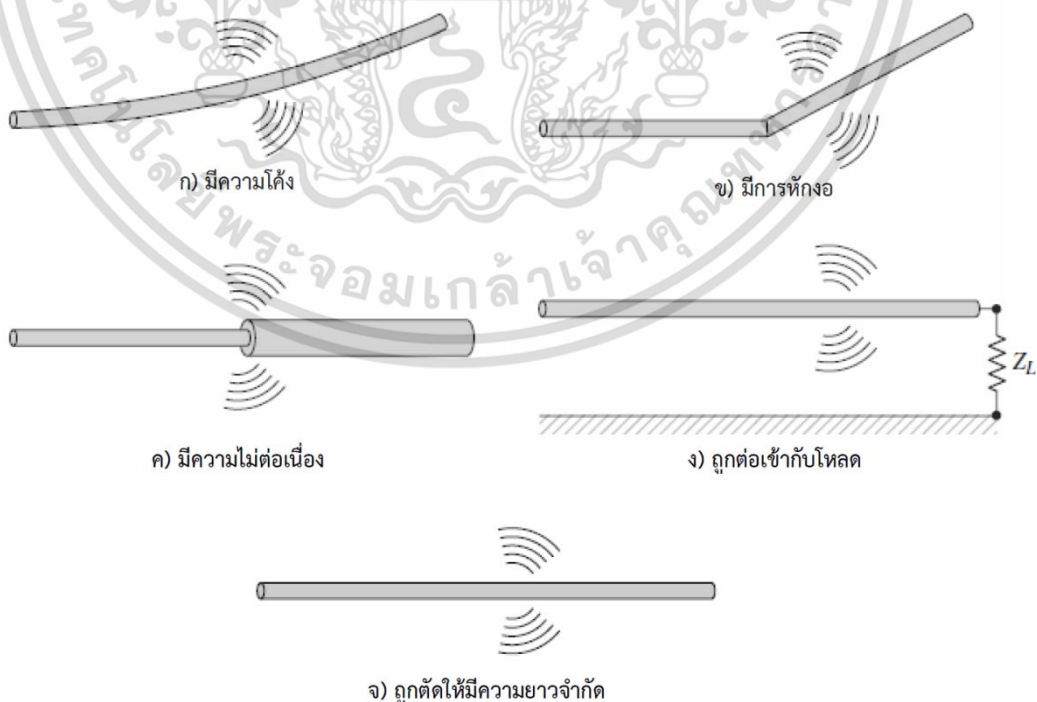
เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีสายอากาศพื้นฐานและหลักการต่าง ๆ ที่เกี่ยวกับสายอากาศแบบหลายย่านความถี่และสายอากาศที่ปรับคุณสมบัติได้ รวมถึงงานวิจัยที่เกี่ยวข้องเพื่อนำมาอ้างอิงและประยุกต์ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เพื่อที่จะพัฒนาให้เป็นสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ต่อไป

2.2 ทฤษฎีและหลักการเบื้องต้นของสายอากาศ

2.2.1 นิยามและหลักการเบื้องต้นของสายอากาศ

จากนิยามโดยทั่วไป สายอากาศ (Antenna) คือ อุปกรณ์ที่ใช้ในการแพร่กระจายหรือรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โดยปกติมักจะเป็นตัวนำหรือโลหะ (จาก Webster's Dictionary) หรืออีกนิยามหนึ่ง คือ อุปกรณ์หรือช่องทางต่างๆ ที่สามารถใช้ในการแพร่กระจายหรือรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas)

หลักการเบื้องต้นในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ [11] จะเป็นไปตามเงื่อนไขที่เหมาะสม เช่น เงื่อนไขของการกระตุ้นประจุที่ไหลบนลวดตัวนำหนึ่งชิ้น เป็นต้น การที่จะทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นได้จะมีเงื่อนไข คือ มีกระแสที่แปรตามเวลาไหลบนตัวนำหรือทำให้เกิดการเร่ง (หรือหน่วง) ของประจุที่ไหลบนตัวนำ ซึ่งสรุปเป็นเงื่อนไขทั่วไปได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.1 เงื่อนไขที่จะทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นกรณีเส้นลวดตัวนำ [11]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

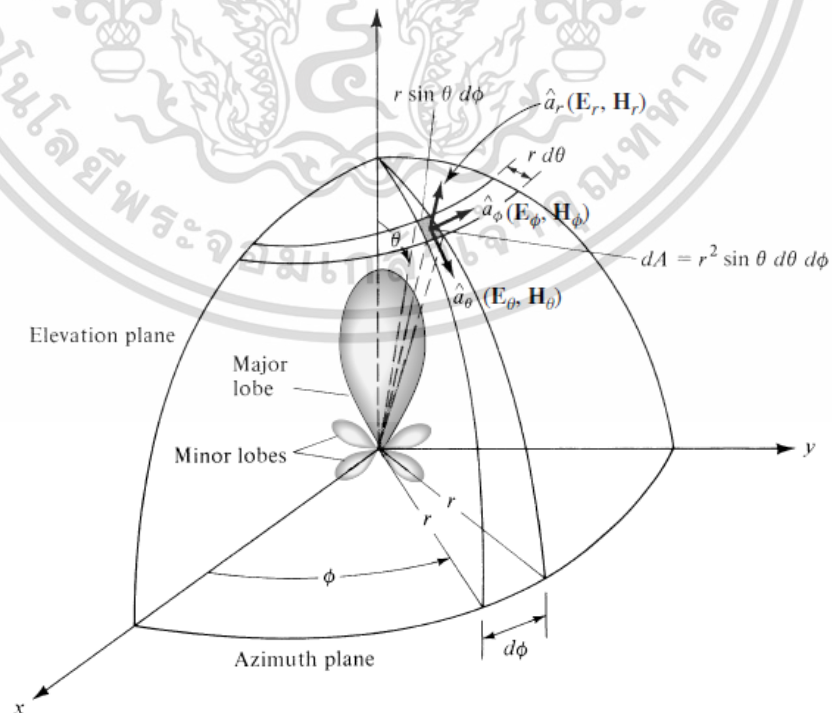
- 1) ถ้าประจุไม่เคลื่อนที่ จะไม่มีกระแสไหล ดังนั้น จะไม่มีการแพร่กระจายคลื่น
- 2) ถ้าประจุเคลื่อนที่ด้วยความเร็วคงที่ มี 2 กรณีย่อยที่ควรพิจารณา คือ
 - 2.1) จะไม่มีการแพร่กระจายคลื่น ถ้าลวดเป็นเส้นตรงและยาวเป็นอนันต์
 - 2.2) จะมีการแพร่กระจายคลื่น ถ้าลวดมีความยาวจำกัด มีการหักงอ มีความไม่ต่อเนื่อง ถูกต่อเข้ากับโหลด หรือ ถูกตัดให้มีความยาวจำกัด แสดงได้ในรูปที่ 2.1 (ก) ถึง (จ)
- 3) ถ้าประจุเคลื่อนที่แกว่ง (Oscillate) แปรตามเวลา จะมีการแพร่กระจายคลื่น ถึงแม้ว่าลวดจะเป็นเส้นตรงหรือยาวเป็นอนันต์ก็ตาม

2.2.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นหรือแบบรูปการแผ่กำลังงาน (Radiation Pattern) ของสายอากาศ คือรูปภาพที่ใช้แสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นซึ่งเป็นฟังก์ชันของทิศทางตำแหน่ง โดยปกติจะพิจารณาในบริเวณที่เป็นสนามในระยะไกล (Far Field)

การอธิบายคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นนิยมใช้แสดงคุณลักษณะต่าง ๆ เช่น ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Intensity) ความแรงของสนาม (Field Strength) เฟส (Phase) หรือ โพลาริเซชัน (Polarization) เป็นต้น ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ใช้เพื่อแสดงการแจกแจงรูปของพลังงานเป็นฟังก์ชันของตำแหน่งสามมิติที่สังเกตที่รัศมีคงที่

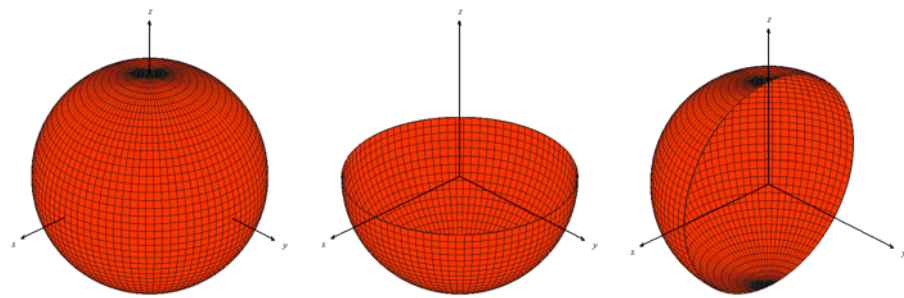
ในรูปที่ 2.2 แสดงระบบพิกัดที่ใช้แสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ สำหรับกราฟแสดงกำลังงานที่สายอากาศได้รับที่รัศมีคงที่เรียกว่า แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของกำลังงาน (Power Pattern) ของสายอากาศ โดยปกติแล้วเรานิยมพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระบบพิกัดทรงกลม



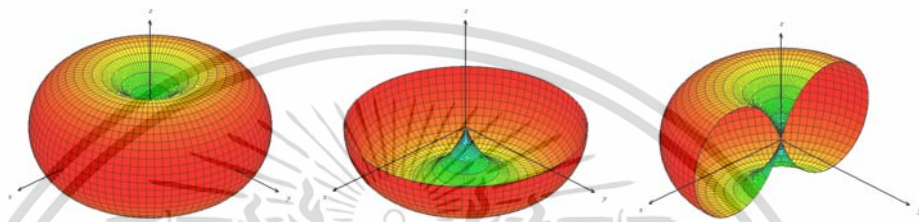
รูปที่ 2.2 ระบบพิกัดสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ [11]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อยู่ภายใต้ลิขสิทธิ์ใดๆ

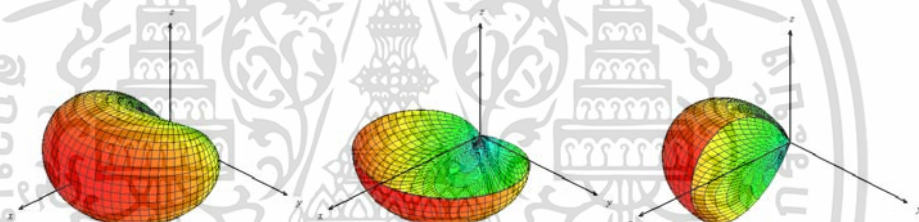
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



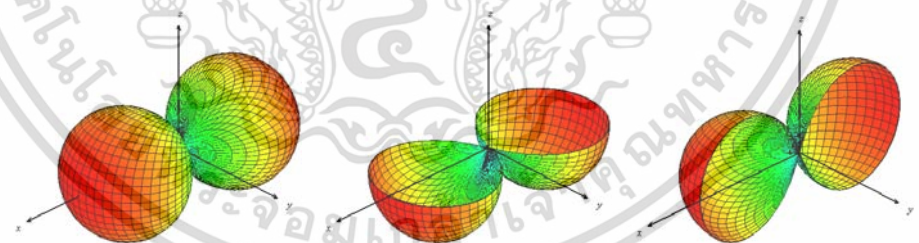
(ก) แบบไอโซโทรปิก



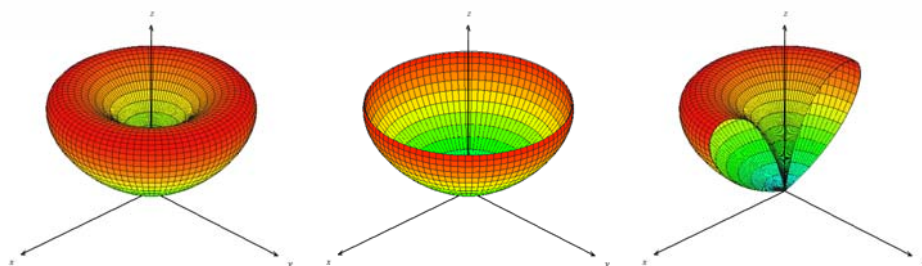
(ข) แบบรอบตัว (ในระนาบ x-y)



(ค) แบบทิศทางเดียว



(ง) แบบสองทิศทาง



(จ) แบบกรวย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเฉพาะในเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยืมได้เห็นประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.3 ตัวอย่างแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นพื้นฐาน

2.2.2.1 ชนิดของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

ตัวอย่างแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นชนิดต่าง ๆ ของสายอากาศ แสดงได้ดังรูปที่ 2.3 ก) แบบไอโซโทรปิก (Isotropic) เป็นแบบรูปที่ถูกสมมติขึ้นในทางอุดมคติ โดยมีคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นเท่ากันในทุกทิศทาง ดังรูปที่ 2.3 (ก) เกิดจากแหล่งกำเนิดแบบจุด (Point source) เป็นสายอากาศแบบหนึ่งที่ไม่สามารถสร้างได้จริง แต่มักใช้เพื่อเป็นตัวเปรียบเทียบกับสายอากาศจริงเพื่อบ่งบอกคุณสมบัติการเจาะจงทิศทางของสายอากาศ

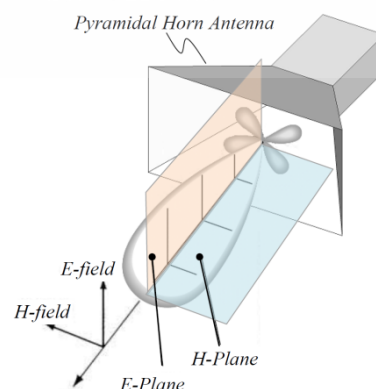
ข) แบบรอบตัวในหนึ่งระนาบ (Omnidirectional) จะให้การแพร่กระจายคลื่น ดังรูปที่ 2.3 (ข) จากรูปจะเห็นว่าแบบรูปของการแพร่กระจายคลื่นแบบนี้จะไม่เจาะจงทิศทางในหนึ่งระนาบ (x-y) แต่เจาะจงทิศทางในระนาบแนวตั้ง (Elevation plane) กรณีที่พบได้บ่อย เช่น สายอากาศไดโพลครึ่งความยาวคลื่นที่มีเส้นลวดตั้งฉากกับระนาบ x-y เป็นต้น

ค) แบบเจาะจงทิศทาง (Directional) มีคุณสมบัติของการส่งหรือรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดีเฉพาะในทิศทางที่กำหนดเท่านั้น โดยที่ตัวอย่างในรูปที่ 2.3 (ค) เป็นแบบเจาะจงทิศทางเดียว (Unidirectional) เช่น ในสายอากาศปากแตร เป็นต้น ส่วนในรูปที่ 2.3 (ง) แสดงตัวอย่างแบบรูปชนิดเจาะจงสองทิศทาง (Bidirectional) เช่น ในสายอากาศท่อนำคลื่นที่มีปลายเปิดทั้งสองด้าน เป็นต้น

ง) แบบกรวย (Conical) อาจมองว่าเป็นกรณีพิเศษของแบบรอบตัวในหนึ่งระนาบก็ได้ โดยจะให้การแพร่กระจายคลื่นดังรูปที่ 2.3 (จ) จากรูปจะเห็นว่าแบบรูปของการแพร่กระจายคลื่นนี้จะไม่เจาะจงทิศทางในหนึ่งระนาบ (x-y) แต่เจาะจงทิศทางในระนาบแนวตั้ง กรณีที่พบได้บ่อย เช่น สายอากาศโมโนโพลเศษหนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่น ที่มีเส้นลวดตั้งฉากกับระนาบ x-y และมีระนาบกราวด์บนระนาบ x-y อยู่ข้างใต้ ซึ่งจะสะท้อนคลื่นขึ้นไปด้านบน เป็นต้น

2.2.2.2 นิยามของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นหลัก

เรามักอธิบายคุณสมบัติของสายอากาศในเทอมของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นหลัก (Principal Pattern) ของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก สำหรับสายอากาศโพลาไรซ์เชิงเส้น (Linearly Polarized Antenna) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ E (E-Plane) จะเป็นระนาบที่บรรจุสนามไฟฟ้าในทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ส่วนแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ H (H-Plane) จะเป็นระนาบที่บรรจุสนามแม่เหล็กในทิศทางของคลื่นที่แรงที่สุด ตัวอย่างแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นหลักแสดงดังรูปที่ 2.4

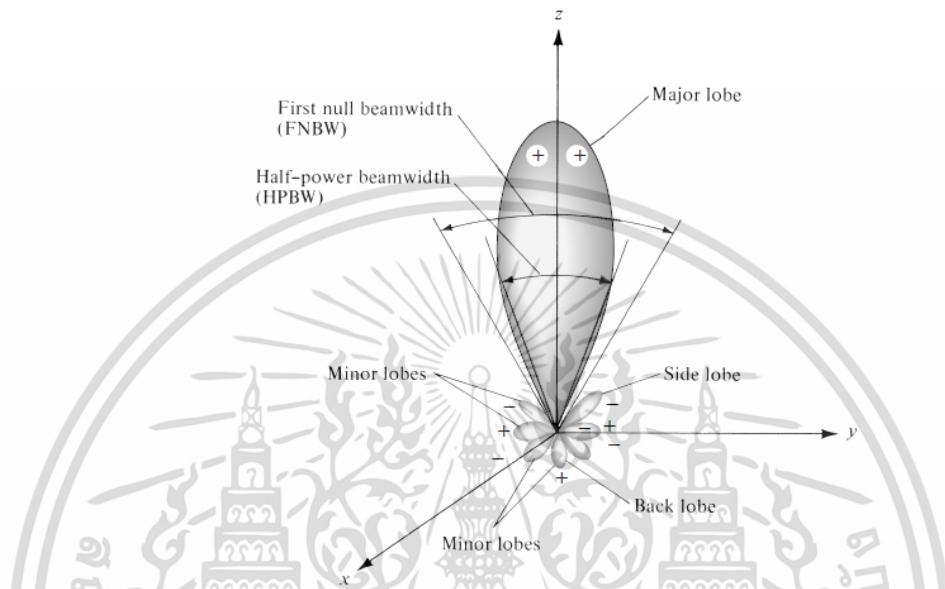


รูปที่ 2.4 ระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศปากแตร

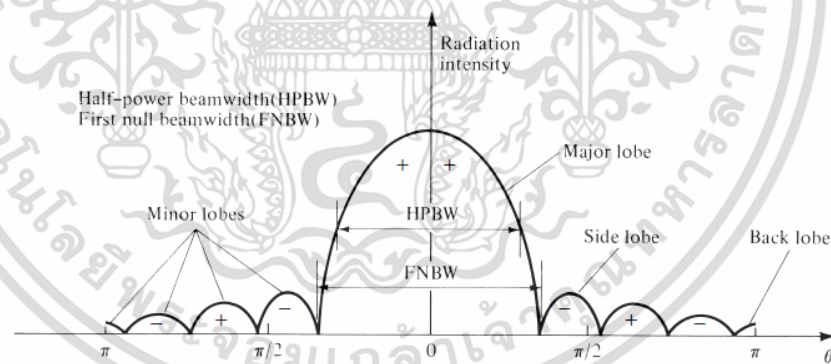
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2.3 พุคส์น

พุคส์น (Radiation Lobe) หรือลำคส์น (Radiation Beam) เป็นส่วนที่มีความเข้มของการแผ่รกระจายคส์นสูงซึ่งเกิดเป็นบริเวณที่โดดเด่น ล้อมรอบด้วยส่วนที่มีความเข้มของการแผ่รกระจายคส์นต่ำดังรูปที่ 2.5 (ก) แสดงแบบรูปการแผ่รกระจายคส์นในกราฟแบบเชิงขั้ว (Polar Pattern) ในสามมิติ ซึ่งทำให้เห็นพุคส์นแบบต่าง ๆ



(ก) ชนิดของพุคส์นและความกว้างของลำคส์นของสายอากาศ [11]



(ข) แบบรูปการแผ่รกระจายคส์นในกราฟแบบเชิงเส้น

รูปที่ 2.5 ชนิดของพุคส์นและแบบรูปการแผ่รกระจายคส์นในแบบเชิงเส้น [11]

1) พุคส์นหลัก (Major/Main Lobe) เป็นส่วนของการแผ่รกระจายคส์นซึ่งอยู่ในทิศทางที่มีการแผ่รกระจายแรงที่สุดดังรูปที่ 2.5 (ข) มีพุคส์นหลักอยู่ในทิศทาง 0 องศา สำหรับสายอากาศบางชนิดอาจมีพุคส์นหลักมากกว่าหนึ่งพุคส์น เช่น สายอากาศแบบแยกลำคส์น (Split Beam) เป็นต้น

2) พุคส์นย่อย (Minor Lobe) ได้แก่ ส่วนอื่น ๆ นอกเหนือจากพุคส์นหลัก

3) พุคส์นข้าง (Side Lobe) เป็นส่วนของการแผ่รกระจายคส์นย่อยที่อยู่ติดกับพุคส์นหลักและอยู่ในทิศทางบนครึ่งวงกลมซีกเดียวกับพุคส์นหลัก

4) พุคลิ้นหลัง (Back Lobe) เป็นส่วนของการแพร่กระจายคลื่นย่อยที่อยู่ในครึ่งวงกลมตรงข้ามกับพุคลิ้นหลัก

โดยปกติแล้วพุคลิ้นย่อย เช่น พุคลิ้นข้าง และพุคลิ้นหลัง เป็นต้น จะเป็นการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่ไม่ต้องการ ดังนั้นสำหรับสายอากาศที่ดีจะต้องจำกัดพุคลิ้นเหล่านี้ให้น้อยที่สุด ระดับของพุคลิ้นย่อยมักแสดงเป็นอัตราส่วนของความหนาแน่นของกำลังงานในพุคลิ้นที่กำลังคิด ต่อ ของพุคลิ้นหลัก เช่น ถ้าสนใจพุคลิ้นข้างจะได้ อัตราส่วนพุคลิ้นด้านข้าง (Side Lobe Ratio: SLR) หรือระดับของพุคลิ้นข้าง (Side Lobe Level: SLL) และถ้าสนใจพุคลิ้นด้านหลังจะได้ อัตราส่วนพุคลิ้นหลัง (Back Lobe Ratio: BLR) หรือระดับของพุคลิ้นหลัง (Back Lobe Level: BLL) ในทางปฏิบัติบางกรณีอาจต้องการให้ระดับของพุคลิ้นย่อยน้อยมากจนถึงระดับ -20 dB ก็เป็นไปได้

2.2.3 ความหนาแน่นกำลังงานและความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น

2.2.3.1 ความหนาแน่นกำลังงานของการแพร่กระจายคลื่น

เนื่องจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าถูกกำหนดให้มีความสัมพันธ์กับพลังงานและกำลังงานไฟฟ้าโดยใช้ความสัมพันธ์ของ พอยนติงเวกเตอร์ชั่วขณะ (Instantaneous Poynting Vector) ซึ่งมีสมการทั่วไปดังนี้

$$\mathcal{W} = \mathcal{E} \times \mathcal{H} \quad (2.1)$$

โดยที่ \mathcal{W} คือ พอยนติงเวกเตอร์ชั่วขณะ (W/m^2)
 \mathcal{E} คือ ความเข้มของสนามไฟฟ้าชั่วขณะ (V/m)
 \mathcal{H} คือ ความเข้มของสนามแม่เหล็กชั่วขณะ (A/m)

เนื่องจากพอยนติงเวกเตอร์มีความหมายแสดงถึงความหนาแน่นของกำลังงาน ดังนั้นกำลังงานทั้งหมดที่พุ่งผ่านผิวปิดจะสามารถหาได้โดยอินทิเกรตพอยนติงเวกเตอร์ที่ตั้งฉากกับพื้นผิวปิดทั้งหมด ซึ่งเมื่อเขียนเป็นสมการจะได้

$$\mathcal{P} = \oint_S \mathcal{W} \cdot d\mathbf{s} = \oint_S \mathcal{W} \cdot \hat{\mathbf{n}} da \quad (2.2)$$

โดยที่ \mathcal{P} คือ กำลังงานทั้งหมดที่ขณะเวลานั้น (W)
 da คือ พื้นที่จวบจนพื้นผิวปิด (m^2)

ในกรณีของสนามที่แปรผันกับเวลา มักจะหาค่าเฉลี่ยความหนาแน่นของกำลังงานได้ โดยการอินทิเกรตค่าพอยนติงเวกเตอร์ชั่วขณะ ตลอด 1 คาบ แล้วหารด้วยคาบเวลานั้น สำหรับสนามที่แปรผันกับเวลา ซึ่งกระจายเป็นฮาร์มอนิกส์ ในรูป $e^{j\omega t}$ เมื่อกำหนดสนาม E และ H เป็นเวกเตอร์สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเชิงซ้อน แล้วหาความสัมพันธ์กับค่า \mathcal{E} และ \mathcal{H} ชั่วขณะเวลาใดๆ ได้จาก

$$\mathcal{E}(x, y, z; t) = \text{Re}[\mathbf{E}(x, y, z)e^{j\omega t}] \quad (2.3)$$

และ

$$\mathcal{H}(x, y, z; t) = \text{Re}[\mathbf{H}(x, y, z)e^{j\omega t}] \quad (2.4)$$

จากสมการ (2.3) และ (2.4) โดยอาศัยความสัมพันธ์ $\text{Re}[\mathbf{E}e^{j\omega t}] = \text{Re}[\mathbf{E}e^{j\omega t} + \mathbf{E}^*e^{-j\omega t}]/2$ จะเขียนสมการ (2.1) ได้ใหม่เป็น

$$\mathcal{W} = \mathcal{E} \times \mathcal{H} = \frac{1}{2}\text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] + \frac{1}{2}\text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}e^{j2\omega t}] \quad (2.5)$$

เทอมแรกของ (2.5) ไม่เป็นฟังก์ชันของเวลา ส่วนเทอมที่สองมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาและเป็นสองเท่าของความถี่ที่กำหนดให้ ดังนั้นค่าเฉลี่ยของพอยน์ติงเวกเตอร์จึงสามารถหาได้เป็น

$$\mathbf{W}_{av}(x, y, z) = [\mathcal{W}(x, y, z; t)]_{av} = \frac{1}{2}\text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] \quad (2.6)$$

ซึ่งมีหน่วยเป็น W/m^2 ตัวประกอบ 1/2 ใน (2.5) และ (2.6) เกิดขึ้นเพราะสนาม E และ H เป็นค่าสูงสุด (Peak value) ไม่ใช่ค่าเฉลี่ย RMS กำลังงานเฉลี่ยที่แพร่กระจายจากสายอากาศจะเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} P_{rad} = P_{av} &= \iint_S \mathbf{W}_{rad} \cdot d\mathbf{s} = \iint_S \mathbf{W}_{av} \cdot \hat{\mathbf{n}} da \\ &= \frac{1}{2} \iint_S \text{Re}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot d\mathbf{s} \end{aligned} \quad (2.7)$$

2.2.3.2 ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น

ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่กำหนด คือ กำลังงานที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศต่อหน่วยมุมตัน (Solid Angle) ซึ่งหาได้จาก ผลคูณของความหนาแน่นของการแพร่กระจายคลื่น กับ กำลังสองของระยะทาง ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้คือ

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.8)$$

โดยที่ U คือ ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (W/หน่วยมุมตัน)

W_{rad} คือ ความหนาแน่นกำลังงานของการแพร่กระจายคลื่น (W/m^2)

เราสามารถเขียนความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นที่สัมพันธ์กับสนามไฟฟ้าที่แพร่จากสายอากาศในระยะไกลได้ คือ

$$\begin{aligned}
 U(\theta, \phi) &= \frac{r^2}{2\eta} |\mathbf{E}(r, \theta, \phi)|^2 = \frac{r^2}{2\eta} \left[|E_\theta(r, \theta, \phi)|^2 + |E_\phi(r, \theta, \phi)|^2 \right] \\
 &= \frac{1}{2\eta} \left[|E_\theta^o(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi^o(\theta, \phi)|^2 \right]
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

เมื่อ E คือ ความเข้มของสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกล

E_θ^o, E_ϕ^o คือ ส่วนประกอบสนามไฟฟ้าที่ระยะไกลของสายอากาศ

η คือ อิมพีแดนซ์อินทรีนสิกของตัวกลาง

ดังนั้นแบบรูปการแพร่กระจายกำลังงานของคลื่นจะใช้เพื่อแสดงถึงความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นได้เช่นกัน กำลังงานทั้งหมดนี้หาได้โดยอินทิเกรตความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นตาม (2.8) ตลอดมุมตัน 4π ทั้งหมด ซึ่งจะได้

$$P_{rad} = \oiint_{\Omega} U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin\theta d\theta d\phi \tag{2.10}$$

ในกรณีของแหล่งกำเนิดแบบจุด (Point source) U จะไม่ขึ้นกับค่ามุม θ และ ϕ ดังนั้น

$$P_{rad} = \oiint_{\Omega} U_0 d\Omega = U_0 \oiint_{\Omega} d\Omega = 4\pi U_0 \tag{2.11}$$

เมื่อหาค่าความเข้มของการแพร่กระจายของแหล่งกำเนิด (กรณี Point source) จะได้

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \tag{2.12}$$

2.2.4 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางและอัตราขยาย

2.2.4.1 ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง

ตามมาตรฐานปี ค.ศ. 1983 ของ *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas* มีการนิยาม ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) ของสายอากาศ คือ อัตราส่วนของความเข้มการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Intensity) จากสายอากาศในทิศทางที่กำหนด ต่อ ความเข้มการแพร่กระจายคลื่นเฉลี่ยในทุกทิศทาง โดยที่ความเข้มการแพร่กระจายคลื่นเฉลี่ยเท่ากับกำลังงานคลื่นทั้งหมดที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศหารด้วย 4π

ถ้าไม่ได้กำหนดทิศทางไว้ จะมีความหมายโดยปริยายว่าเป็นทิศทางที่แพร่กระจายคลื่นมากที่สุด หรืออาจจะกล่าวได้อย่างง่ายว่า ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของแหล่งกำเนิดที่ไม่เป็นไอโซทรอปิก (Non-isotropic Source) จะเท่ากับ ความเข้มการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่กำหนด ต่อ ความเข้มการแพร่กระจายคลื่นของแหล่งกำเนิดไอโซทรอปิก (Isotropic Source) ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.13)$$

และ

$$D_{\max} = D_0 = \frac{U|_{\max}}{U_0} = \frac{U_{\max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{rad}} \quad (2.14)$$

สมการของค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่มีรูปแบบทั่วไปมากกว่า สามารถเขียนได้จากการรวมแหล่งกำเนิดที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งอาจจะเป็นฟังก์ชันของทั้งพารามิเตอร์ θ และ ϕ ในระบบพิกัดทรงกลม สมมติว่าความเข้มการแพร่กระจายคลื่นอยู่ในรูปแบบ

$$U = B_0 F(\theta, \phi) = \frac{1}{2\eta} \left[|E_\theta^o(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi^o(\theta, \phi)|^2 \right] \quad (2.15)$$

โดยที่ B_0 คือ ค่าคงที่ และ E_θ, E_ϕ คือ ส่วนประกอบสนามไฟฟ้าที่ระยะไกลของสายอากาศ และมีค่าสูงสุดของสมการ (2.15) คือ

$$U_{\max} = B_0 F(\theta, \phi)|_{\max} = B_0 F_{\max}(\theta, \phi) \quad (2.16)$$

จากกำลังงานคลื่นทั้งหมดที่แพร่กระจาย สามารถหาได้เป็น

$$P_{rad} = \oiint_{\Omega} U(\theta, \phi) d\Omega = B_0 \int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi \quad (2.17)$$

จากสมการ (2.13) และ (2.14) สามารถเขียนสมการ ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง และ ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุด ทั่วไปได้ดังต่อไปนี้

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi F(\theta, \phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} \quad (2.18)$$

และ

$$D_0 = \frac{4\pi F(\theta, \phi)|_{\max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} \quad (2.19)$$

สมการ (2.19) สามารถเขียนได้เป็น

$$D_0 = \frac{4\pi}{\left[\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi \right] / F(\theta, \phi)|_{\max}} = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (2.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ Ω_A คือ ค่ามุมตันของลำคลื่น (Beam Solid Angle) ซึ่งมีนิยามดังนี้

$$\begin{aligned}\Omega_A &= \frac{1}{F(\theta, \phi)|_{\max}} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi \\ &= \int_0^{2\pi} \int_0^\pi F_n(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi\end{aligned}\quad (2.21)$$

ซึ่งเป็นมุมตันที่กำลังงานทั้งหมดจากสายอากาศไหลผ่านไปเมื่อความเข้มการแพร่กระจายมีค่าคงที่ (และเท่ากับ U_{\max}) สำหรับทุกๆ มุมภายใน Ω_A และกำหนดให้

$$F_n(\theta, \phi) = \frac{F(\theta, \phi)}{F(\theta, \phi)|_{\max}} \quad (2.22)$$

การหารด้วย $F(\theta, \phi)|_{\max}$ เป็นการนอร์มัลไลซ์ (Normalize) เพื่อให้ค่าสูงสุดเป็น 1

2.2.4.2 อัตราขยาย

สิ่งที่แสดงคุณสมบัติของสายอากาศอีกอย่างหนึ่ง คือ อัตราขยาย (Gain) ซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่าสภาพเจาะจงทิศทาง โดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ในขณะที่ค่าสภาพเจาะจงทิศทางเพียงอย่างเดียวจะอธิบายถึงคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศเท่านั้นดังที่กล่าวไปแล้ว

อัตราขยายกำลัง (Power Gain) ของสายอากาศในทิศทางที่กำหนดนั้นมีค่าเท่ากับ 4π คูณกับอัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางนั้น ต่อ กำลังงานสุทธิที่สายอากาศรับจากเครื่องส่ง หากไม่ได้กำหนดทิศทางไว้ โดยทั่วไปแล้วจะหมายถึงอัตราขยายกำลังในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุด ดังนี้

$$\begin{aligned}\text{อัตราขยาย} &= 4\pi \frac{\text{ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น}}{\text{กำลังงานทั้งหมดที่ป้อนให้สายอากาศ}} \\ G &= \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (\text{ไม่มีหน่วย})\end{aligned}\quad (2.23)$$

โดยทั่วไปแล้วมักจะพูดถึงอัตราขยายสัมพัทธ์ ซึ่งเป็นอัตราส่วนของอัตราขยายกำลังในทิศทางที่กำหนดให้ต่ออัตราขยายกำลังของสายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบในทิศทางนั้น โดยกำลังงานที่ป้อนเข้าสายอากาศทั้งสองนั้นต้องเท่ากัน สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบอาจเป็นสายอากาศไดโพล สายอากาศปากแตร หรือสายอากาศอื่น ๆ ซึ่งรู้ค่าอัตราขยายอยู่แล้ว แต่ส่วนใหญ่มักใช้แหล่งกำเนิดไอโซโทรปิกแบบจุดในทางอุดมคติที่ไม่มีการสูญเสียเป็นตัวเปรียบเทียบ ดังนี้

$$G_g = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in} \text{ (Lossless isotropic point source)}} \quad (\text{ไม่มีหน่วย}) \quad (2.24)$$

โดย P_{in} (Lossless isotropic point source) คือ กำลังของแหล่งกำเนิดไอโซโทรปิกแบบจุดที่ไม่สูญเสีย เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถเขียนได้ว่ากำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด (P_{rad}) สัมพันธ์กับกำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศ (P_{in}) ตามสมการ

$$P_{rad} = e_t P_{in} \quad (2.25)$$

เมื่อ e_t เป็นประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ จาก (2.25) และ (2.24) จะได้ความสัมพันธ์เป็น

$$G_g = e_t \left(4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right) \quad (2.26)$$

ซึ่งสัมพันธ์กับค่าสภาพเจาะจงทิศทางในสมการ (2.14) คือ

$$G_g = e_t D(\theta, \phi) \quad (2.27)$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าสูงสุดของอัตราขยายจะสัมพันธ์กับค่าสภาพเจาะจงทิศทางโดย

$$G_0 = G_g(\theta, \phi)|_{\max} = e_t D_g(\theta, \phi)|_{\max} = e_t D_0 \quad (2.28)$$

ในทางปฏิบัติเมื่อกล่าวถึงอัตราขยายมักจะหมายถึง อัตราขยายกำลังที่มีค่าสูงสุด และโดยปกติจะนิยมอ้างอิงถึงในรูปแบบเดซิเบล (dB) ซึ่งจะได้

$$G_0(\text{dB}) = 10 \text{Log}_{10}(e_t D_0) \quad (2.29)$$

2.2.5 การส่งผ่านกำลังงานผ่านสายอากาศ

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงหลักการทางทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับการส่งผ่านกำลังงานผ่านสายอากาศออกไปสู่อากาศ โดยเริ่มตั้งแต่มุมมองของระบบการป้อนสัญญาณจากแหล่งกำเนิดไปที่สายอากาศ และในทางกลับกันสำหรับกรณีที่เป็นสายอากาศรับ ดังต่อไปนี้

2.2.5.1 การส่งผ่านกำลังงาน กรณีสายอากาศส่ง

อิมพีแดนซ์ด้านเข้าหรืออินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) มีนิยามคือ อิมพีแดนซ์ที่ปรากฏที่ขั้วของสายอากาศ หรือเป็นอัตราส่วนของแรงดันต่อกระแสที่คู่ของขั้วสายอากาศนี้ หรือเป็นสัดส่วนขององค์ประกอบสนามที่เหมาะสมระหว่างสนามไฟฟ้าต่อสนามแม่เหล็กที่จุดหนึ่ง ในหัวข้อนี้เราสนใจเกี่ยวกับอิมพีแดนซ์ที่ปรากฏที่ขั้วของสายอากาศซึ่งเป็นขั้วอินพุตของสายอากาศ ในรูปที่ 2.6 (ก) คู่ของขั้วสายอากาศนี้แทนโดย $a-b$ อัตราส่วนของแรงดันต่อกระแสที่ขั้วนี้กรณีที่ยังไม่มีโหลดจะเรียกว่า อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ เป็นดังนี้

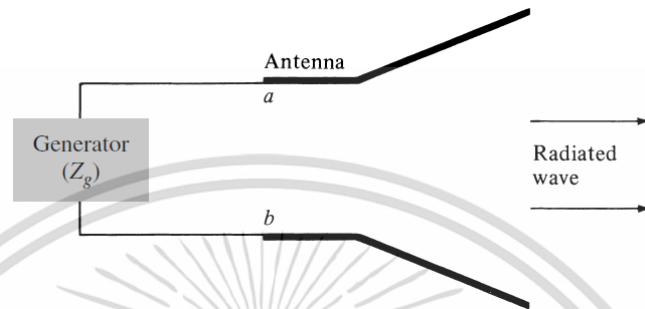
$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

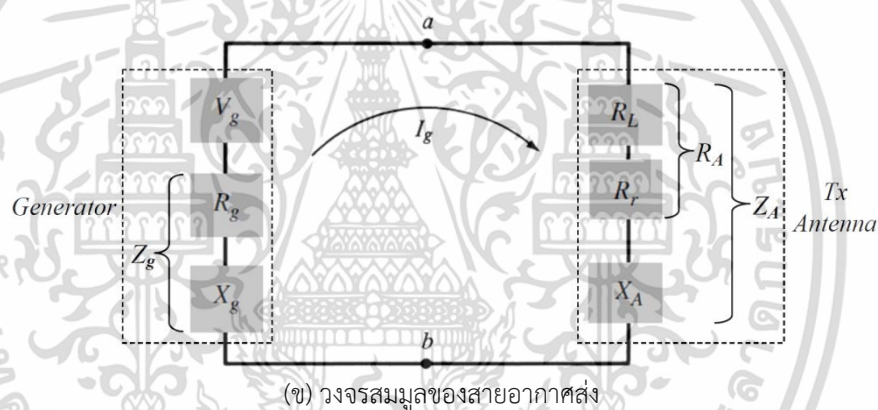
โดยที่ Z_A คือ อิมพีแดนซ์ที่ขั้ว $a-b$ ของสายอากาศ (Ω)

R_A คือ ความต้านทานที่ขั้ว $a-b$ ของสายอากาศ (Ω) ซึ่งประกอบด้วย 2 ส่วนย่อยอยู่ภายใน ได้แก่ ความต้านทานเชิงการสูญเสีย (Loss Resistance, R_L) และ ความต้านทานของการแพร่กระจาย (Radiation Resistance, R_r)

X_A คือ รีแอกแตนซ์ที่ขั้ว $a-b$ ของสายอากาศ (Ω)



(ก) สายอากาศในโหมดส่ง [11]



(ข) วงจรสมมูลของสายอากาศส่ง

รูปที่ 2.6 สายอากาศส่งและวงจรสมมูล กรณีสายอากาศส่ง

เมื่อสายอากาศอยู่ในโหมดการส่ง (Transmitting mode) เราสามารถแสดงระบบของสายอากาศอย่างง่ายนี้ได้ด้วยวงจรสมมูล ดังรูปที่ 2.6 (ข) โดยที่วงจรสมมูลนี้เป็นตัวแทนของระบบสายอากาศขนาดเล็กอย่างง่ายเท่านั้น ไม่สามารถใช้ได้ในกรณีที่มีการสูญเสียในสารไดอิเล็กทริกหรือกรณีสายอากาศอยู่บนระนาบกราวด์ที่สูญเสีย (Lossy Ground) เนื่องจากความต้านทานเชิงการสูญเสีย (R_L) ไม่สามารถแทนได้โดยการต่ออนุกรมกับความต้านทานเชิงการแพร่กระจาย (R_r)

จากวงจรสมมูลข้างต้น สามารถสรุปเป็นความสัมพันธ์เชิงกำลังงานได้ ดังต่อไปนี้

$$P_r = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_r = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_r}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (\text{W}) \quad (2.35)$$

และกำลังงานที่สูญเสียไปใน R_L จะได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_L = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_L = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_L}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (W) \quad (2.36)$$

กำลังงานที่เหลือจะสูญเสียในรูปความร้อนที่ความต้านทานภายในของแหล่งกำเนิด (R_g) ดังนี้

$$P_g = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_g}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (W) \quad (2.37)$$

กำลังงานที่ส่งผ่าน(ถ่ายโอน)ไปยังโหลดได้สูงสุดจะเกิดขึ้นเมื่อเป็นไปตามเงื่อนไขของการแมตช์แบบสังยุคของอิมพีแดนซ์ $R_r + R_L = R_g$ และ $X_A = -X_g$ ดังนี้

$$P_r = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_r}{4(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_r}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (2.40)$$

$$P_L = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_L}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (2.41)$$

$$P_g = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_g}{(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{1}{R_r + R_L} \right] = \frac{|V_g|^2}{8R_g} \quad (2.42)$$

กำลังงานทั้งหมดที่ออกมาจากแหล่งกำเนิด ภายใต้เงื่อนไขการแมตช์แบบสังยุค คือ

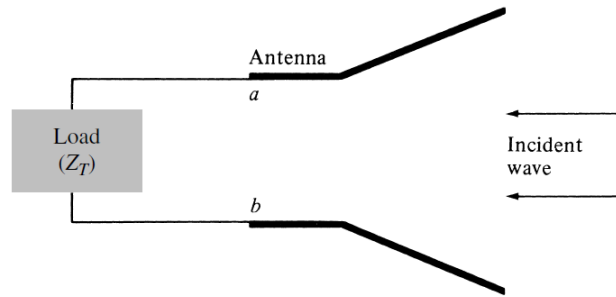
$$P_s = \frac{1}{2} V_g I_g^* = \frac{1}{2} V_g \left[\frac{V_g^*}{2(R_r + R_L)} \right] = \frac{|V_g|^2}{4} \left[\frac{1}{R_r + R_L} \right] \quad (2.44)$$

กล่าวได้ว่า จากกำลังงานทั้งหมดที่จ่ายมาโดยแหล่งกำเนิด กำลังงานครึ่งหนึ่งจะสูญเสียในความต้านทาน R_g ของแหล่งกำเนิด และกำลังงานอีกครึ่งหนึ่งที่เหลือจะถูกส่งผ่านไปให้สายอากาศ ซึ่งเป็นจริงภายใต้เงื่อนไขการแมตช์แบบสังยุค ในส่วนของกำลังงานครึ่งหนึ่งที่ถูกส่งผ่านมาให้สายอากาศนั้นบางส่วนจะถูกแพร่กระจายออกไปได้โดยกลไกของความต้านทานเชิงการแพร่กระจาย (R_r) และบางส่วนจะสูญเสียไปในรูปของความร้อนใน R_L ซึ่งการสูญเสียนี้จะส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพรวมทั้งหมดของสายอากาศ

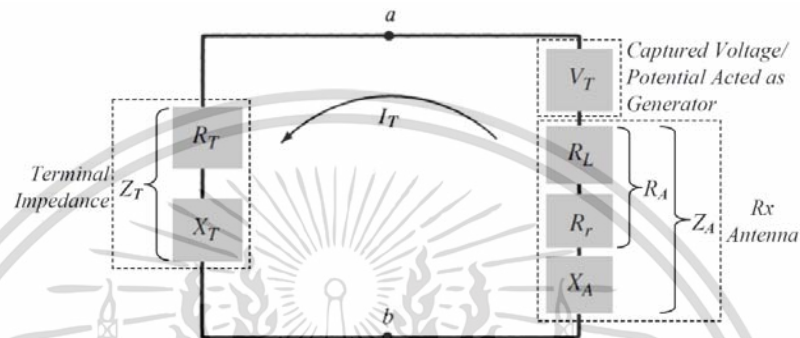
2.2.5.2 การส่งผ่านกำลังงาน กรณีสายอากาศรับ

การใช้สายอากาศในโหมดรับ (Receiving Mode) แสดงได้ดังรูปที่ 2.7 (ก) เมื่อมีคลื่นมาตกกระทบสายอากาศจะทำให้เกิดแรงดัน V_T ที่ขั้วของสายอากาศรับ ซึ่งเทียบเคียงได้กับแหล่งกำเนิด V_g ของกรณีโหมดส่งจากรูปที่ 2.6 (ก) และสามารถแสดงเป็นวงจรสมมูลได้ทั้งระบบดังรูปที่ 2.7 (ข) เนื่องจากหลักการของสายอากาศและโหลดในโหมดรับนั้นเป็นไปในลักษณะที่เทียบเคียงกันได้ ดังนั้นต่อไปนี้จะกล่าวถึงการพิสูจน์โดยสรุป ซึ่งจะกล่าวถึงเฉพาะในบางจุดที่ยังไม่ชัดเจนเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) สายอากาศในโหมดรับ [11]



(ข) วงจรสมมูลกรณีสายอากาศรับ

รูปที่ 2.7 สายอากาศรับและวงจรสมมูล กรณีสายอากาศรับ

เมื่อพิจารณาตามขั้นตอนในการทำงานเดียวกันกับกรณีสายอากาศส่ง โดยอาศัยรูปที่ 2.7 เราสามารถแสดงไดโนโม่ตรีบภายใต้เงื่อนไขการแมตซ์แบบสังยุค คือ $R_r + R_L = R_T$ และ $X_A = -X_T$ จะสามารถเขียนกำลังงานที่ส่งผ่านไปที่ R_T , R_r และ R_L ได้ดังต่อไปนี้

$$P_T = \frac{|V_T|^2}{8} \left[\frac{R_T}{(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_T|^2}{8} \left[\frac{1}{R_r + R_L} \right] = \frac{|V_T|^2}{8R_T} \quad (2.45)$$

$$P_r = \frac{|V_T|^2}{2} \left[\frac{R_r}{4(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_T|^2}{8} \left[\frac{R_r}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (2.46)$$

$$P_L = \frac{|V_T|^2}{8} \left[\frac{R_L}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (2.47)$$

ในขณะที่กำลังงานเหนี่ยวนำ (Induced) หรือ เก็บหรือดัก (Collected/Captured) ได้ คือ

$$P_c = \frac{1}{2} V_T I_T^* = \frac{1}{2} V_T \left[\frac{V_T^*}{2(R_r + R_L)} \right] = \frac{|V_T|^2}{4} \left[\frac{1}{R_r + R_L} \right] \quad (2.48)$$

เราสามารถเทียบเคียงสมการข้างต้นได้กับสมการ (2.40)-(2.42) และ (2.44) ตามลำดับ กำลังงาน P_r จากสมการ (2.46) ที่ส่งผ่านไปให้ R_r จะเรียกว่า กำลังงานกระจัดกระจาย (Dissipated Power) ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระจาย หรือ แพร่กระจายซ้ำ (Scattered or Reradiated Power) เมื่อสังเกตสมการ (2.45)-(2.48) จะเห็นได้ชัดเจน ภายใต้เงื่อนไขการแมตช์แบบส่งยู่กว่า กำลังงานทั้งหมดที่เก็บหรือดักได้ P_c จากสมการ (2.48) ครึ่งหนึ่งจะส่งผ่านไปให้โหลด R_T [P_T จากสมการ (2.45)] ส่วนกำลังงานอีกครึ่งหนึ่ง จะมีบางส่วนกระจัดกระจายหรือแพร่กระจายซ้ำผ่าน R_r [P_r จากสมการ (2.46)] และอีกบางส่วนสูญเสียไปเป็นความร้อนใน R_L [P_L จากสมการ (2.47)]

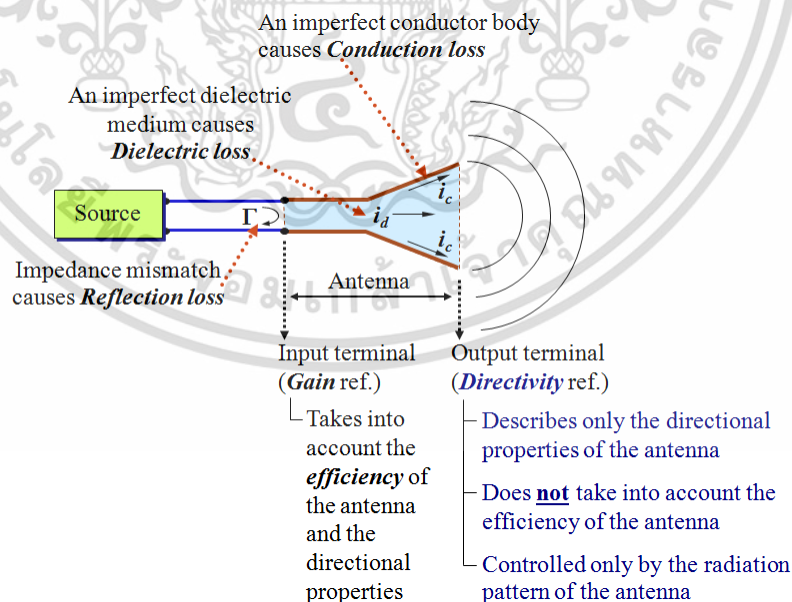
ในกรณีที่ไม่มี การสูญเสีย ($R_T = 0$) กำลังงานครึ่งหนึ่งจะส่งผ่านไปให้โหลดทั้งหมด และอีกครึ่งหนึ่งจะกระจัดกระจายกลับออกไป ซึ่งชี้ให้เห็นว่า การที่จะรับกำลังงานเข้ามาได้ครึ่งหนึ่งแล้วส่งผ่านไปให้โหลด จะต้องสูญเสียกำลังงานไปครึ่งหนึ่งจากการกระจัดกระจายกลับออกไป

2.2.5 การสูญเสียของสายอากาศ

2.2.5.1 การสูญเสียภายในตัวสายอากาศ

การสูญเสียในตัวสายอากาศ (Antenna Loss) มีอยู่หลายกรณี และจะส่งผลกระทบต่อโดยตรงต่อประสิทธิภาพในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ โดยทั่วไปแล้วประกอบด้วย การสูญเสีย 3 ส่วนหลัก ๆ แสดงดังแผนภาพในรูปที่ 2.8 มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

- 1) การสูญเสียจากการนำ/ตัวนำ (Conduction loss) เกิดจากการที่โลหะที่นำมาใช้ทำสายอากาศไม่เป็นตัวนำสมบูรณ์
- 2) การสูญเสียจากไดอิเล็กตริก (Dielectric loss) เกิดจากการที่โครงสร้างของสายอากาศมีส่วนประกอบที่เป็นสารไดอิเล็กตริกที่ไม่สมบูรณ์ (มีการสูญเสียในสารไดอิเล็กตริก)
- 3) การสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (Reflection loss) เกิดจากการที่อิมพีแดนซ์ของตัวสายอากาศไม่แมตช์ (Mismatch) กับแหล่งจ่ายกำลังงาน (Source) หรือสายส่งสัญญาณ (Transmission line)



รูปที่ 2.8 แผนภาพการสูญเสีย 3 ส่วนหลัก ๆ ของสายอากาศ

ประสิทธิภาพ (Efficiency) ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศ สามารถแสดงสรุปได้ดังรูปที่ 2.8 ข้างต้น ประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ (e_0 หรือ e_p) เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้ในการไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รวบรวมผลจากการสูญเสียทั้งหมดตั้งแต่ที่ขั้วอินพุตและภายในโครงสร้างของตัวสายอากาศ เราสามารถสรุปสาเหตุและแหล่งที่ทำให้เกิดการสูญเสียเหล่านี้ได้อีกครั้ง ดังต่อไปนี้

การสะท้อนกลับ (Reflection) อันเนื่องมาจากความไม่แมตช์ (Mismatch) ระหว่างสายนำสัญญาณและสายอากาศที่เชื่อมต่ออยู่

การสูญเสียภายในโครงสร้างของตัวสายอากาศเอง I^2R (Conduction และ Dielectric Loss)

โดยทั่วไป สามารถกำหนดเป็น ค่าประสิทธิภาพทั้งหมด (Overall Efficiency)

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (2.49)$$

e_0 คือ ค่าประสิทธิภาพรวมทั้งหมด (Total Efficiency) ของสายอากาศ

e_r คือ ค่าประสิทธิภาพจากการสะท้อนกลับ/ไม่แมตช์ (Reflection/Mismatch Efficiency)

ซึ่งสามารถคำนวณได้จากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Γ) คือ $e_r = 1 - |\Gamma|^2$ โดยที่จะกล่าวถึงนิยามของ Γ ในหัวข้อถัดไป

e_c คือ ค่าประสิทธิภาพการนำ (Conduction Efficiency)

e_d คือ ค่าประสิทธิภาพสารไดอิเล็กตริก (Dielectric Efficiency)

ปกติแล้วค่า e_c และ e_d นั้น จะคำนวณทางทฤษฎีได้ยาก แต่สามารถหาได้จากการทดลองจริง แม้กระนั้นก็ไม่อาจจะแยกค่าทั้งสองนี้ออกจากกันได้ ดังนั้นเรามักจะเขียนรวมกันเป็น e_{cd} ทำให้เขียนสมการ (2.49) ใหม่ ได้เป็น

$$e_0 = e_r e_{cd} = (1 - |\Gamma|^2) e_{cd} \quad (2.50)$$

โดยที่ $e_{cd} = e_c e_d$ เรียกรวมกันว่า ประสิทธิภาพการแพร่กระจายของสายอากาศ (Antenna Radiation Efficiency) ซึ่งมักจะใช้ในการแสดงความสัมพันธ์ของอัตราขยายและค่าสภาพเจาะจงทิศทาง

นอกจากนี้ ยังมีการสูญเสียของสายอากาศในลักษณะอื่น ๆ อีก ซึ่งเป็นการสูญเสียในลักษณะต่าง ๆ ในมุมมองเชิงระบบการสื่อสารไร้สายที่เกิดจากวิธีการติดตั้งหรือใช้งานสายอากาศในการส่งและรับคลื่น ส่งผลกระทบต่อระบบการสื่อสารไร้สายที่กำลังพิจารณา การสูญเสียเหล่านี้อาจมีได้หลายรูปแบบในระบบส่งและรับคลื่น เช่น การโพลาไรซ์ไม่ตรงกันของสายอากาศสองตัวในระบบสื่อสารไร้สาย เป็นต้น ซึ่งจะขอละไว้ไม่กล่าวถึงในที่นี้

2.2.6 นิยามอื่น ๆ ที่เกี่ยวกับคุณลักษณะของสายอากาศ

2.2.6.1 อัตราส่วนคลื่นนิ่งแรงดัน

อัตราส่วนคลื่นนิ่งแรงดัน (Voltage Standing Wave Ratio: $VSWR$) เป็นอัตราส่วนระหว่างแรงดันค่าสูงสุดและค่าต่ำสุดในคลื่นนิ่ง สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.51) และ (2.52)

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.51)$$

โดย Γ เรียกว่า สัมประสิทธิ์การสะท้อน (Reflection Coefficient) มีนิยาม คือ

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.52)$$

V_r คือ แรงดันสะท้อนกลับ (V)

V_i คือ แรงดันตกกระทบ (V)

Z_L คือ โหลดอิมพีแดนซ์ (Ω)

Z_0 คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ (Ω)

ในกรณีโหลดแมตซ์(ตรงกัน)กับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ จะได้ค่า VSWR เป็น 1 ซึ่งเป็นค่าที่ดีที่สุด แต่ในทางปฏิบัติค่าที่ยอมรับได้โดยทั่วไปสำหรับสายอากาศ คือ VSWR ไม่เกิน 2

2.2.6.2 การสูญเสียย้อนกลับ

การสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss) ของสายอากาศเป็นขนาด (Magnitude) ของสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Γ) ที่บอกถึงสภาวะการสะท้อนกลับของคลื่นที่ส่งจากสายนำสัญญาณเข้าไปในสายอากาศที่เป็นฟังก์ชันของความถี่ซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศและอัตราส่วนคลื่นนิ่งแรงดัน (VSWR) ของสายอากาศ มีนิยามดังนี้

$$RL \text{ (dB)} = -20 \log |\Gamma| \quad \text{(dB)} \quad (2.53)$$

สำหรับการแมตซ์กันที่สมบูรณ์ระหว่างสายนำสัญญาณและสายอากาศ ($\Gamma = 0$) ค่าการสูญเสียย้อนกลับจะมีค่าเป็นอนันต์ซึ่งแสดงว่าไม่มีกำลังงานที่สะท้อนกลับ ส่วนกรณีที่ $\Gamma = 1$ ค่าการสูญเสียย้อนกลับจะเป็น 0 dB แสดงว่ากำลังงานสะท้อนกลับทั้งหมด ในทางปฏิบัติค่าที่ยอมรับได้โดยทั่วไปสำหรับสายอากาศ คือ การสูญเสียย้อนกลับ ควรจะดีกว่าหรือเท่ากับ 10 dB

2.2.6.3 แบนด์วิดธ์

แบนด์วิดธ์ (Bandwidth) หรือแถบความถี่ใช้งาน ในกรณีของสายอากาศ คือ ช่วงของความถี่ที่สามารถนำสายอากาศไปใช้งานได้โดยยังมีคุณสมบัติที่ต้องการอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ คุณสมบัติที่ต้องการที่นำมาพิจารณาร่วมกับช่วงความถี่ที่ยอมรับได้และกำหนดให้เป็นแบนด์วิดธ์ของคุณสมบัตินั้น ๆ มีได้หลากหลาย เช่น อิมพีแดนซ์ (Impedance), แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (Pattern), ความกว้างลำคลื่น (Beamwidth), การโพลาไรซ์ (Polarization), ระดับพวยคลื่นด้านข้าง (Side Lobe Level), อัตราขยาย (Gain), ทิศทางของลำคลื่น (Beam Direction) และ ประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Efficiency) เป็นต้น

ยกตัวอย่างในกรณีของ อิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ (Impedance Bandwidth) จะเป็นช่วงของความถี่ที่สามารถนำสายอากาศไปใช้งานได้ โดยที่ยังมีคุณสมบัติการแมตซ์อิมพีแดนซ์อยู่ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระดับที่ยอมรับได้ ซึ่งช่วงความถี่ในกรณีนี้จะนิยามกำหนดค่าที่ยอมรับได้ที่ $VSWR \approx 2$ หรือที่ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (RL) ≈ 10 dB เป็นต้น

การแสดงค่าแบนด์วิธนั้นมิได้หลายรูปแบบ ในที่นี้จะกล่าวถึง 3 รูปแบบ ดังต่อไปนี้

1) แบนด์วิธสัมบูรณ์ (Absolute Bandwidth, $|BW|$) คือ ขนาดความกว้างของย่านความถี่ตามหน่วยของความถี่จริง เช่น 500 MHz เป็นต้น มีนิยามดังนี้

$$|BW| = f_{\max} - f_{\min} \quad (2.54)$$

2) อัตราส่วนแบนด์วิธ (Bandwidth Ratio, BW_{ratio}) คือ แบนด์วิธในรูปแบบอัตราส่วนของความถี่สูงสุดต่อความถี่ต่ำสุดในย่านที่พิจารณา เช่น 10:3 เป็นต้น มีนิยามดังนี้

$$BW_{\text{ratio}} = f_{\max} : f_{\min} \quad (2.55)$$

3) เปอร์เซ็นต์แบนด์วิธ (Bandwidth Percentage, %BW) คือ แบนด์วิธในรูปแบบเปอร์เซ็นต์ความกว้างของย่านความถี่โดยเทียบกับค่าความถี่กลางในย่านที่พิจารณา เช่น 80% เป็นต้น มีนิยามดังนี้

$$\%BW = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_c} \times 100\% \quad (2.56)$$

โดยที่

f_{\max} คือ ความถี่สูงสุดของย่านความถี่ (Hz)

f_{\min} คือ ความถี่ต่ำสุดของย่านความถี่ (Hz)

f_c คือ ความถี่กลางของย่านความถี่ (Hz)

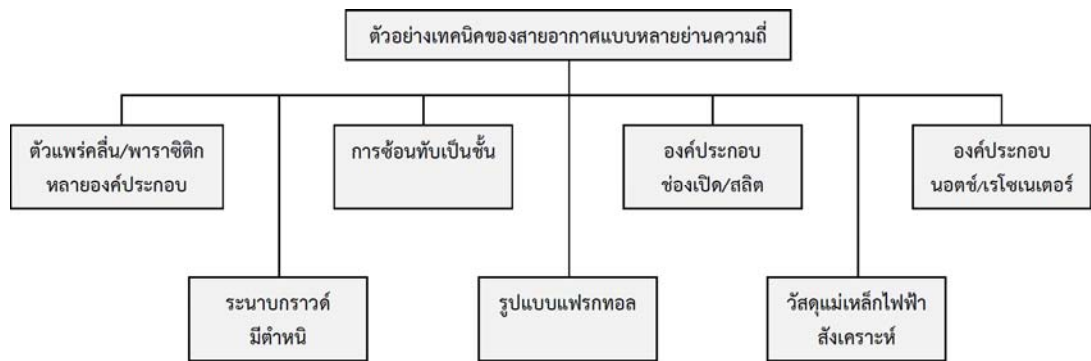
2.3 งานวิจัยที่มีมาก่อนเกี่ยวกับสายอากาศแบบหลายย่านความถี่

สายอากาศแบบหลายย่านความถี่ หมายถึง สายอากาศที่สามารถใช้งานได้หลายมาตรฐานย่านความถี่ภายในตัวเดียวกัน มีข้อดีที่สำคัญ คือ ประหยัดพื้นที่ในการติดตั้งและใช้การส่ง/รับสัญญาณผ่านขั้ว (Terminal) เดียวซึ่งดีกว่าเมื่อเทียบกับการใช้สายอากาศหลาย ๆ ตัวในแต่ละย่านและใช้ขั้วส่ง/รับสัญญาณแยกกัน แต่สายอากาศแบบหลายย่านความถี่ก็มีข้อจำกัดและความท้าทายในการออกแบบที่สำคัญ คือ โดยปกติแล้วมักมีอัตราขยายเฉลี่ยในทุกย่านความถี่ที่ใช้งานต่ำกว่าและควบคุมคุณสมบัติในภาพรวมยากกว่าสายอากาศแบบแยกแต่ละย่านความถี่

2.3.1 เทคนิคที่ใช้ในสายอากาศแบบหลายย่านความถี่

ในช่วงเวลาหลายปีที่ผ่านมาจนถึงปัจจุบัน มีการใช้หลักการทางเทคนิคที่หลากหลายมากในการออกแบบสายอากาศชนิดนี้ ในรูปที่ 2.9 เป็นแผนผังสรุปตัวอย่างเทคนิคบางส่วนที่นิยมใช้ออกแบบสายอากาศทำให้มีคุณสมบัติการใช้งานได้ดีในหลายย่านความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 ตัวอย่างการจำแนกเทคนิคที่ใช้ออกแบบสายอากาศแบบหลายย่านความถี่

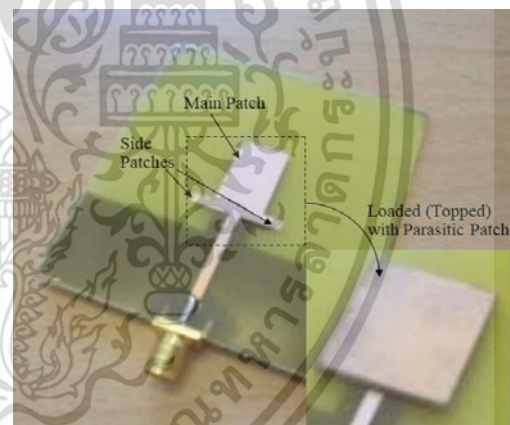
2.3.2 งานวิจัยที่มีมาก่อนของสายอากาศแบบหลายย่านความถี่

2.3.2.1 เทคนิคตัวแปรคลื่น/พาราซิติคหลายองค์ประกอบ

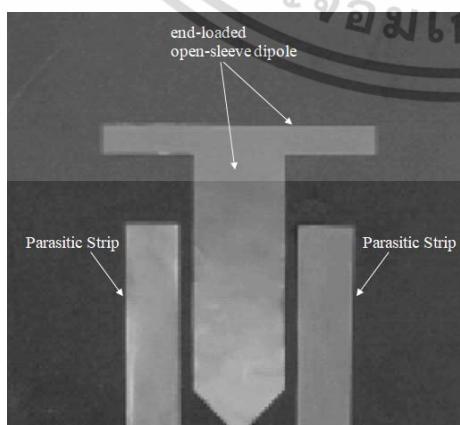
การใช้ตัวแปรคลื่น (Radiator) หรือ องค์ประกอบพาราซิติค (Parasitic Element) หลายชิ้นส่วนนั้น สามารถเหนี่ยวนำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสบนตัวสายอากาศได้ เป็นไปตามคุณสมบัติการเรโซแนนซ์ซึ่งสัมพันธ์กับความยาวทางไฟฟ้าขององค์ประกอบที่ใช้ ส่งผลให้ได้สายอากาศที่เรโซแนนซ์และใช้งานในหลายย่านความถี่ได้ ดังตัวอย่างงานวิจัยต่อไปนี้



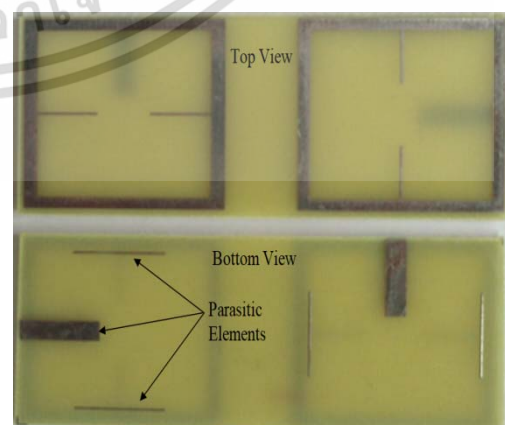
(ก) เอกสารอ้างอิง [12]



(ข) เอกสารอ้างอิง [13]



(ค) เอกสารอ้างอิง [14]



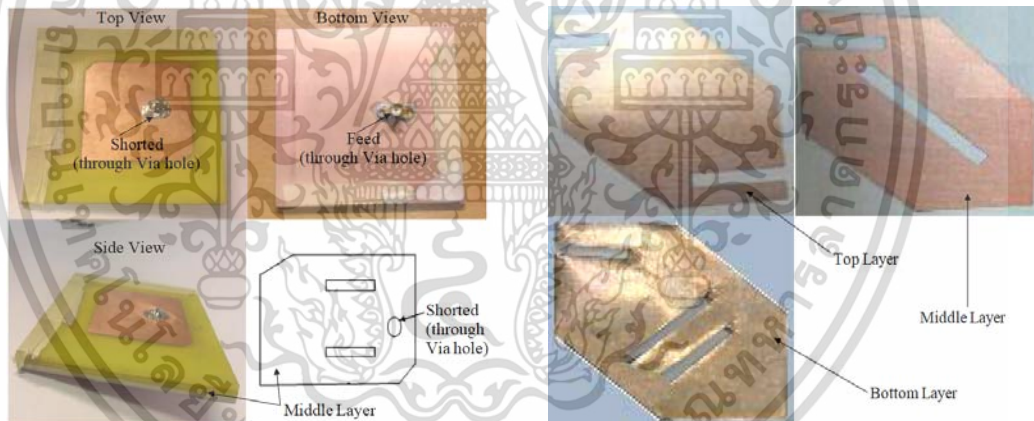
(ง) เอกสารอ้างอิง [15]

รูปที่ 2.10 ตัวอย่างสายอากาศหลายย่านความถี่ที่ใช้ตัวแปรคลื่น/พาราซิติคหลายองค์ประกอบ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการเขียนเพื่อการค้าเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นเป็นชอบจะเขียนหรือนำไปใช้ ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.10 (ก) R. Li และคณะ [12] นำเสนอสายอากาศย่านความถี่แถบกว้างคู่โดยใช้องค์ประกอบตัวแปรคลื่นหลัก 2 ตัว ครอบคลุมความถี่ 1.6-2.3 GHz และ 5.0-5.9 GHz ในรูปที่ 2.10 (ข) B. Yildirim [13] ได้นำเสนอสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบและใช้พาราซิติกเป็นแผ่นวงจรพิมพ์รูปสี่เหลี่ยมเพื่อโหลดเข้าไปข้างบน ทำให้ใช้งานได้ 2 ย่านความถี่ ได้แก่ 1.92-2.50 GHz และ 5.15-5.83 GHz ในรูปที่ 2.10 (ค) T. G. Spence และคณะ [14] ได้นำเสนอสายอากาศไดโพล ปลายเปิด (Open-sleeve Dipole) แบบระนาบ พร้อมด้วยองค์ประกอบพาราซิติกเป็นแท่งขนานทั้งสองข้าง เลือกลงใช้งานแบบ 2 ย่านความถี่ได้ ครอบคลุมความถี่ 1.6-2.3 GHz และ 5.0-5.9 GHz ในรูปที่ 2.10 (ง) R. Karimian และคณะ [15] ได้นำเสนอสายอากาศช่องเปิดไมโครสตริปอย่างง่ายพร้อมด้วยองค์ประกอบพาราซิติกเป็นแท่งสตริปรูปตัวไอ ใช้งานได้ 3 ย่านความถี่ ได้แก่ 2.3-2.52 GHz, 3.4-3.62 GHz และ 5.6-5.95 GHz จนถึงปัจจุบันยังมีงานวิจัยอื่น ๆ ที่ใช้เทคนิคในลักษณะเดียวกันนี้ตัวอย่างเช่น [16]-[20]

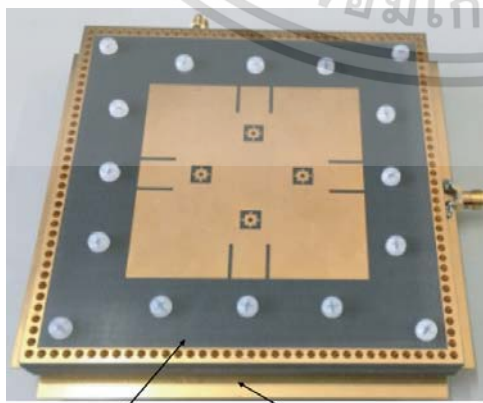
2.3.2.2 เทคนิคการซ้อนทับเป็นชั้น

ในเทคนิคการซ้อนทับเป็นชั้น (Stacking) นั้น สามารถออกแบบให้แต่ละชั้นทำงานแยกกันแต่ความถี่หรือเป็นตัวควบคุมคุณสมบัติบางอย่างได้ โดยต้องคำนึงถึงการเชื่อมร่วม (Coupling) ระหว่างชั้นด้วย เมื่อพิจารณาการออกแบบที่เหมาะสมจะได้สายอากาศที่มีจุดเรโซแนนซ์และการใช้งานในหลายย่านความถี่ได้ มีตัวอย่างงานวิจัยดังต่อไปนี้

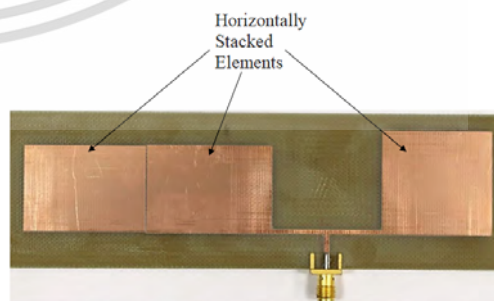


(ก) เอกสารอ้างอิง [21]

(ข) เอกสารอ้างอิง [22]



(ค) เอกสารอ้างอิง [23]



(ง) เอกสารอ้างอิง [24]

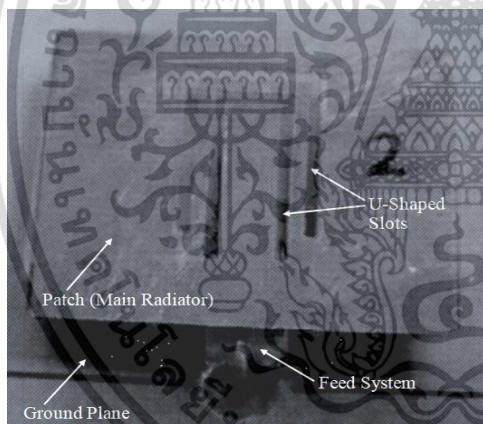
รูปที่ 2.11 ตัวอย่างสายอากาศหลายย่านความถี่ที่ใช้การซ้อนทับเป็นชั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น มิใช่เพื่อเผยแพร่ในเชิงพาณิชย์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

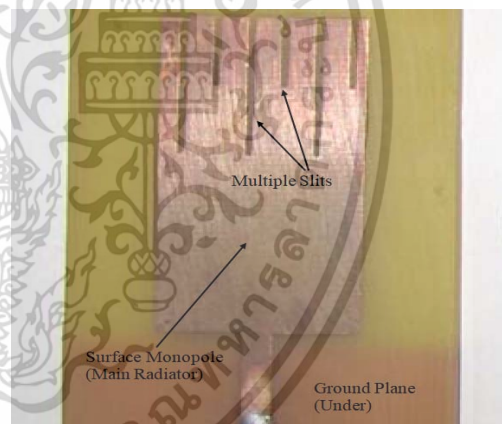
ในรูปที่ 2.11 (ก) O. P. Falade และคณะ [21] ได้นำเสนอสายอากาศที่ใช้ในระบบ GPS มีการโพลาไรซ์แบบวงกลม โดยใช้ตัวแพร่กระจายช่องเปิดซ้อนทับกัน 2 ชั้นกระตุ้นด้วยโพรบโคแอกเซียลจุดเดียว สำหรับย่านความถี่ L1 (1.575 GHz) L2 (1.227 GHz) และ L5 (1.176 GHz) ในขณะที่ D. K. Singh และคณะ [22] (รูปที่ 2.11 ข) ได้ออกแบบสายอากาศที่ใช้เทคนิคใกล้เคียงกัน แต่เพิ่มการทับซ้อนเป็น 3 ชั้น ทำให้ได้ความถี่ในย่าน C และ Ku มากขึ้น 5.12-5.15 GHz, 5.45-5.70 GHz, 5.90-5.92 GHz, 6.25-6.31 GHz และ 7.68-7.78 GHz ในรูปที่ 2.11 (ค) J. Yu และคณะ [23] ได้นำเสนอสายอากาศที่มีการโพลาไรซ์ตั้งฉากกัน ซ้อนทับเป็น 2 ชั้น ครอบคลุมความถี่ 2.75-4.01 GHz และ 4.4-5.21 GHz ในรูปที่ 2.11 (ง) J. Singh และคณะ [24] ได้สร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบ 5 ย่าน โดยใช้หลักการซ้อนทับกันในแนวนอนและการป้องกันจกมุม ครอบคลุมความถี่ LTE-1800 up/downlink (1.71-1.78 GHz/1.805-1.875 GHz), UMTS up/downlink (1.92-1.998 GHz/2.11-2.17 GHz) และ LTE-2600 (2.5-2.69 GHz) ในปัจจุบันยังมีงานวิจัยในลักษณะเดียวกัน เช่น [25]-[28]

2.3.2.3 เทคนิคองค์ประกอบช่องเปิด/สลิต

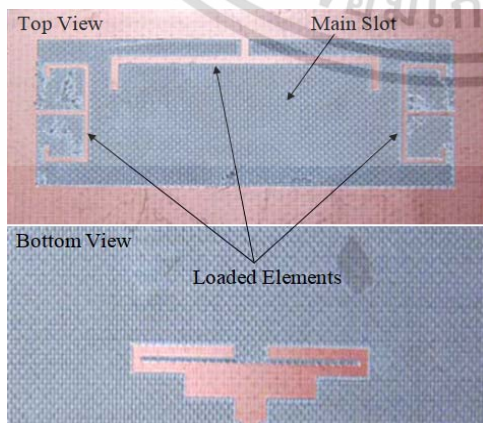
องค์ประกอบช่องเปิด/สลิต (Slot/Slit) เป็นอีกเทคนิคหนึ่งที่สามารถใช้ในการควบคุมคุณสมบัติทางความถี่ได้ ซึ่งขึ้นกับความยาวทางไฟฟ้าของช่องเปิด/สลิต เมื่อผ่านการออกแบบที่เหมาะสมจะได้สายอากาศที่ใช้ในหลายย่านความถี่ได้เช่นกัน ดังตัวอย่างงานวิจัยต่อไปนี้



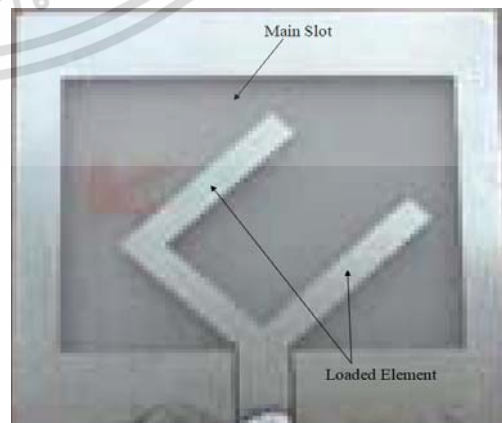
(ก) เอกสารอ้างอิง [29]



(ข) เอกสารอ้างอิง [30]



(ค) เอกสารอ้างอิง [31]



(ง) เอกสารอ้างอิง [32]

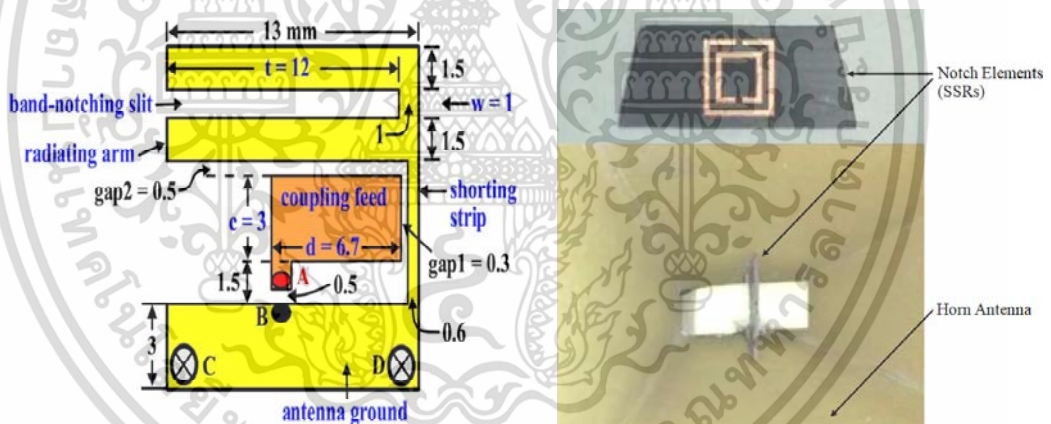
รูปที่ 2.12 ตัวอย่างสายอากาศหลายย่านความถี่โดยใช้องค์ประกอบช่องเปิด/สลิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ที่บริษัทการวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีการสื่อสารได้จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.12 (ก) K. F. Lee และคณะ [29] ได้นำเสนอสายอากาศแพทช์ในอวกาศว่าง ร่วมกับช่องเปิดรูปตัวยู 2 ตัว ทำให้ได้การเรโซแนนซ์ 3 ย่าน ครอบคลุมความถี่ 4.95-5.20 GHz, 5.74-6.00 GHz และ 6.41-7.24 GHz ในรูปที่ 2.12 (ข) S. M. Abbas และคณะ [30] ได้ใช้สายอากาศโมโนโพลพื้นผิวร่วมกับสลิตเพื่อให้เกิดการเรโซแนนซ์ใกล้กัน ทำให้ได้ย่านความถี่กว้างซึ่งครอบคลุมย่าน เช่น GSM (890-960MHz), GPS (1575.42-1176.45MHz), DCS/PCS/UMTS (1710-2170MHz), Wi-Fi/WLAN/HyperLAN (2412-5825MHz) เป็นต้น ในรูปที่ 2.12 (ค) Y. F. Cao และคณะ [31] ได้นำเสนอสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนด้วยแพทช์รูปตัวที และโหลดด้วยสตรูปตัวทีและอี ทำให้เกิดการเรโซแนนซ์ในหลายย่านความถี่ ได้แก่ GPS (1.575-1.665 GHz), WLAN IEEE 802.11b-g/a (2.4-2.545 GHz/5.17-5.93 GHz) และ WiMAX 3.97 GHz ในรูปที่ 2.12 (ง) W.-M. Li และคณะ [32] ได้นำเสนอสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนด้วยสตรูปรูปตัวยู ทำให้เกิดการเชิงขั้วไรซ์วงกลมในสองย่านความถี่ ได้แก่ 2.488-2.668 GHz และ 3.475-3.589 GHz ในปัจจุบันยังมีงานวิจัยในลักษณะเดียวกันนี้เช่น [33]-[36]

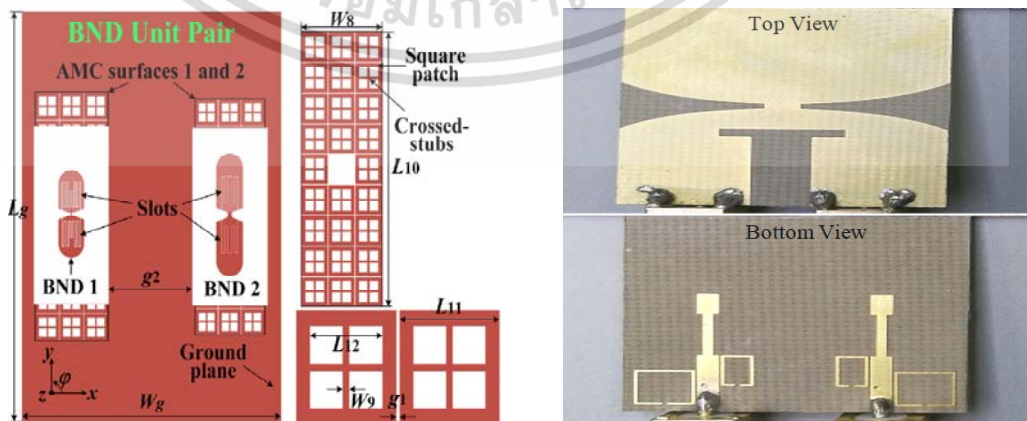
2.3.2.4 เทคนิคองค์ประกอบนอตช์/เรโซเนเตอร์

องค์ประกอบนอตช์/เรโซเนเตอร์ (Notch/Resonator) เป็นเทคนิคที่สามารถควบคุมย่านความถี่ได้เช่นกัน มีหลักการสำคัญ คือ กำจัดหรือกั้นความถี่ที่ไม่ต้องการออกไป เมื่อออกแบบเหมาะสมจะได้สายอากาศที่รองรับหลายย่านความถี่ได้ ดังตัวอย่างงานวิจัยต่อไปนี้



(ก) เอกสารอ้างอิง [37]

(ข) เอกสารอ้างอิง [38]



(ค) เอกสารอ้างอิง [39]

(ง) เอกสารอ้างอิง [40]

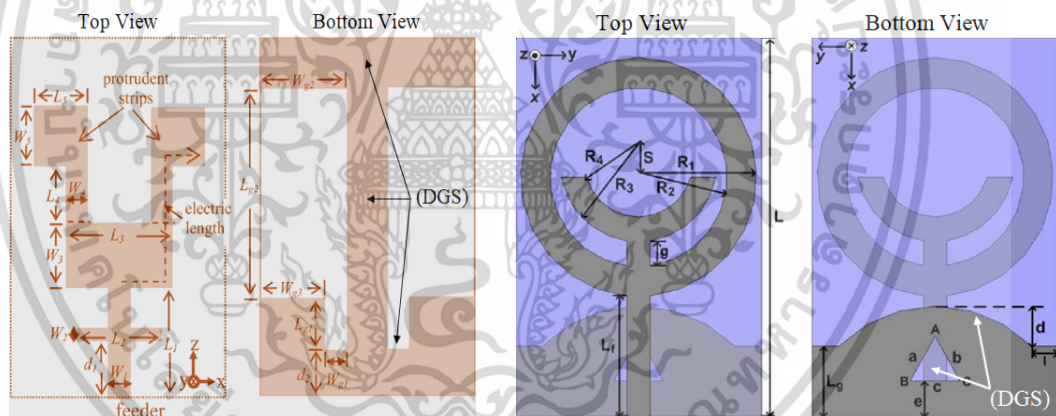
รูปที่ 2.13 ตัวอย่างสายอากาศหลายย่านความถี่โดยองค์ประกอบนอตช์/เรโซเนเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การเชิงพาณิชย์เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อเผยแพร่เห็นแต่เพียงประโยชน์ในการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.13 (ก) C.-T. Lee และคณะ [37] ได้ออกแบบสายอากาศขนาดเล็กแบบ PIFA ที่มีสล็อตเพื่อทำให้เกิดความถี่นอตช์ สามารถรองรับการใช้งานในสองย่านความถี่ ได้แก่ WLAN 2.4/5.2/5.8 GHz และ WiMAX 2.5/3.5/5.5 GHz ในรูปที่ 2.13 (ข) M. Barbuto และคณะ [38] ได้นำเสนอสายอากาศปากแตรแถบความถี่กว้าง (8.2-12.4 GHz) ร่วมกับวงแหวนเรโซเนเตอร์แบบเปิดคู่ (Double SRR) ทำให้เกิดความถี่นอตช์ 2 ย่านที่ 9.25 GHz และ 10.75 GHz จึงแบ่งความถี่ใช้งานออกเป็นสองย่านได้ ในรูปที่ 2.13 (ค) M. Li และคณะ [39] ได้ออกแบบสายอากาศไดโพลพื้นผิวร่วมกับองค์ประกอบนอตช์แถบความถี่ ส่งผลให้ย่านความถี่กว้างเดิม (1.66-2.17 GHz) แบ่งออกเป็นสองย่านความถี่ได้ด้วยองค์ประกอบนอตช์ที่ความถี่ประมาณ 2.0 GHz ในรูปที่ 2.13 (ง) Z. Li และคณะ [40] ได้ใช้องค์ประกอบนอตช์ 2 ตัวเพื่อแบ่งย่านความถี่ของสายอากาศ Vivaldi MIMO แบบย่านความถี่กว้างเดิม (2.9 to 11.6 GHz) ให้แถบความถี่แยกออกจากกันด้วยแถบความถี่นอตช์ 5.3-5.8 GHz และ 7.85-8.55 GHz จนถึงปัจจุบันยังมีงานวิจัยอื่น ๆ ที่ใช้เทคนิคในลักษณะเดียวกันนี้ตัวอย่างเช่น [41]-[44]

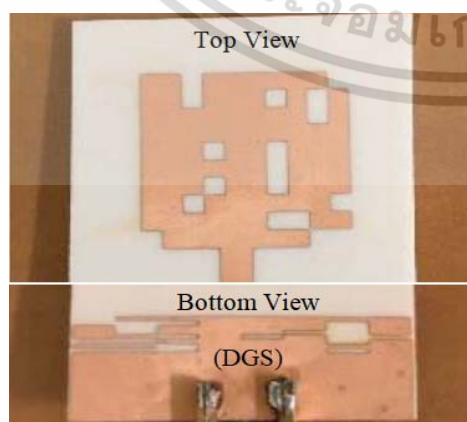
2.3.2.5 เทคนิคระนาบกราวด์มีตำหนิ

โครงสร้างระนาบกราวด์มีตำหนิ (Defected Ground Structure: DGS) เป็นอีกเทคนิคหนึ่งที่ควบคุมย่านความถี่ได้ โดยจะเปลี่ยนโหมดของกระแสนะนาบกราวด์ เมื่อออกแบบเหมาะสมจะได้สายอากาศแบบหลายย่านความถี่ได้เช่นกัน ดังตัวอย่างงานวิจัยต่อไปนี้

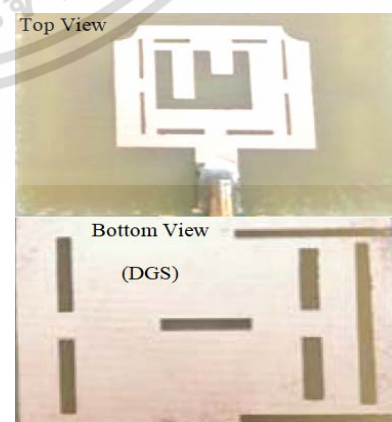


(ก) เอกสารอ้างอิง [45]

(ข) เอกสารอ้างอิง [46]



(ค) เอกสารอ้างอิง [47]



(ง) เอกสารอ้างอิง [48]

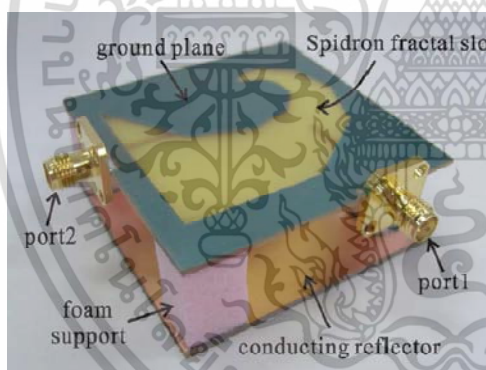
รูปที่ 2.14 ตัวอย่างสายอากาศหลายย่านความถี่โดยใช้ระนาบกราวด์มีตำหนิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

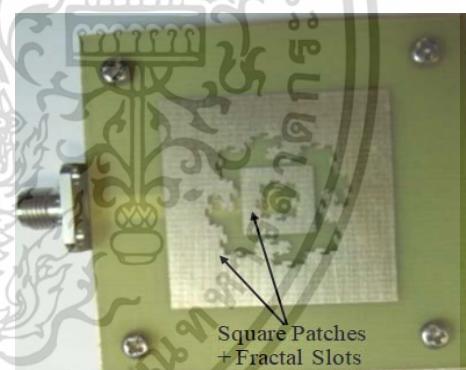
ในรูปที่ 2.14 (ก) W.-C. Liu และคณะ [45] ได้ออกแบบสายอากาศโมนโพลแบบไมโครสตริปร่วมกับสตริปรูปตัวแอลกลับหัว โดยอาศัยหลักการระนาบกราวด์มีตำหนิ ทำให้เกิดโหมดและการแมตซ์ที่หลายย่านความถี่ ได้แก่ 2.14-2.52 GHz, 2.82-3.74 GHz และ 5.15-6.02 GHz ในรูปที่ 2.14 (ข) J. Pei และคณะ [46] ได้นำเสนอสายอากาศที่มีขนาดเล็ก โดยใช้ระนาบกราวด์มีตำหนิช่องเปิดรูปสามเหลี่ยมและส่วนนูน ทำให้ได้การแมตซ์ในย่านที่สามดีขึ้น สามารถรองรับย่านความถี่ 2.4-2.7 GHz, 3.1-4.15 GHz และ 4.93-5.89 GHz ในรูปที่ 2.14 (ค) M. C. Derbal และคณะ [47] ได้ออกแบบสายอากาศแถบความถี่กว้างยิ่งยวด (UWB) ที่ใช้ระนาบกราวด์มีตำหนิเป็นสลิตแนวนอน ซึ่งช่วยให้การนอตซ์ที่สองย่านความถี่ คือ 3.5 GHz และ 5.8 GHz มีคุณสมบัติที่ดีที่สุด ในรูปที่ 2.14 (ง) R. Kumar และคณะ [48] ได้นำเสนอสายอากาศช่องเปิดรูปตัววีและไอ ร่วมกับระนาบกราวด์มีตำหนิเป็นช่องเปิดรูปตัวไอ 8 ช่อง ส่งผลให้เกิดการแมตซ์ที่ดีในสามย่านความถี่ ได้แก่ 11.40-12.91 GHz, 13.86-14.53 GHz และ 17.20-17.86 GHz ในปัจจุบันมีงานวิจัยที่ใช้เทคนิคในลักษณะเดียวกันนี้ดังเช่น [49]-[52]

2.3.2.6 เทคนิครูปแบบแฟร็กทอล

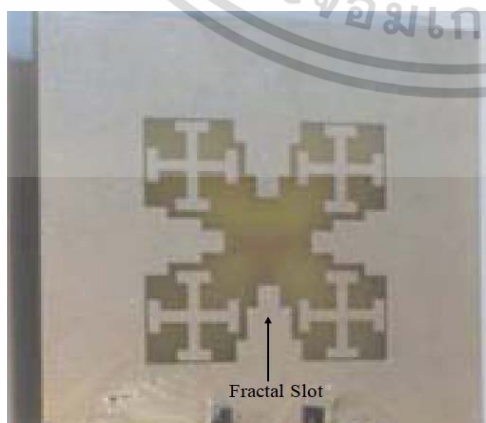
แฟร็กทอล (Fractal) คือ รูปทางเรขาคณิตที่วาดซ้ำลงบนส่วนของตัวเองด้วยการย่อขนาดและ/หรือหมุน เป็นอีกเทคนิคหนึ่งนิยมใช้ในการออกแบบคุณสมบัติทางความถี่ โดยขึ้นกับความยาวทางไฟฟ้าและตำแหน่งของรูปแบบนั้น ๆ ถ้ามีการออกแบบที่เหมาะสมจะได้สายอากาศที่สามารถใช้งานในหลากหลายย่านความถี่ได้ ดังตัวอย่างงานวิจัยต่อไปนี้



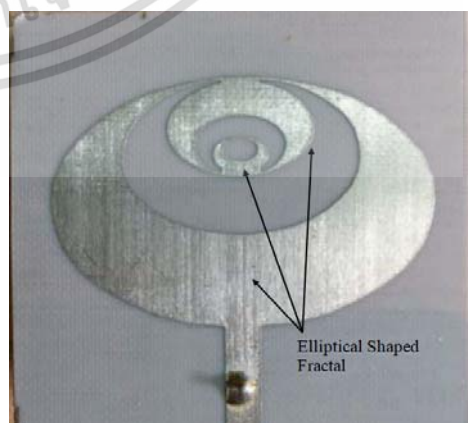
(ก) เอกสารอ้างอิง [53]



(ข) เอกสารอ้างอิง [54]



(ค) เอกสารอ้างอิง [55]



(ง) เอกสารอ้างอิง [56]

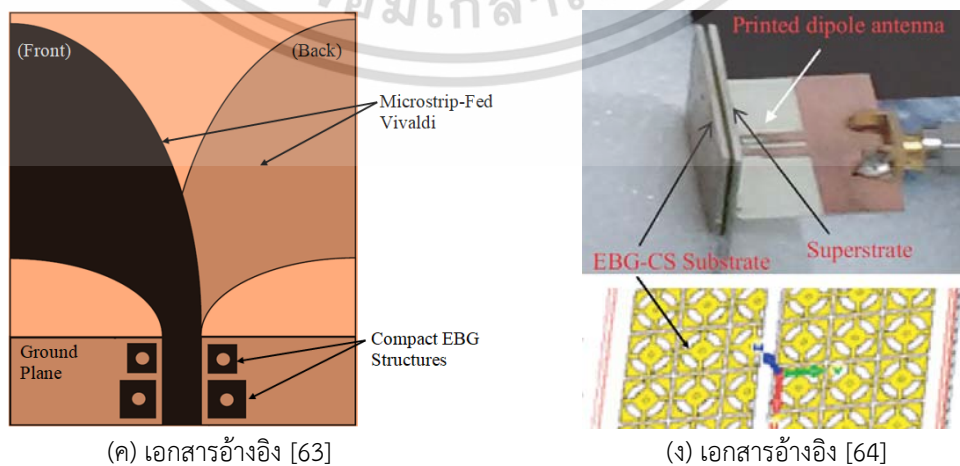
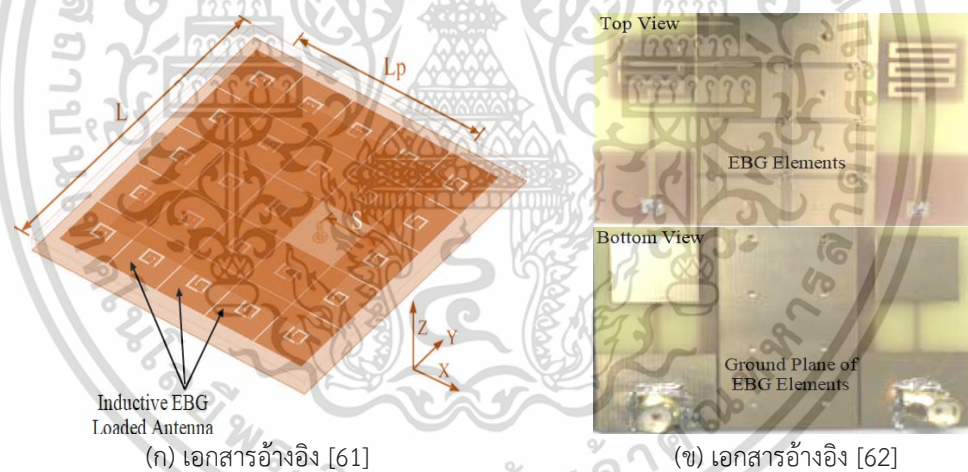
รูปที่ 2.15 ตัวอย่างสายอากาศหลายย่านความถี่โดยใช้รูปแบบแฟร็กทอล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.15 (ก) H. B. Kim และคณะ [53] ได้นำเสนอสายอากาศช่องเปิดแบบแฟรกทอลรูป Spidron ชุดเดียว ที่สามารถใช้ร่วมกับ 2 พอร์ต/2 ความถี่ได้ ส่วนแฟรกทอลช่วยให้เกิดการแมตซ์ที่ดีในทั้งสองย่านความถี่ ได้แก่ 2.28-2.93 GHz และ 4.87-5.89 GHz ในรูปที่ 2.15 (ข) H. Oraizi และคณะ [54] ได้นำเสนอสายอากาศช่องเปิดแฟรกทอลรูป Giuseppe Peano ที่มีขนาดเล็กและทำให้เกิดการโพลาไรซ์แบบวงกลมในหลายย่านความถี่ ได้แก่ 1.5 GHz, 2.5 GHz และ 4.9 GHz โดยมีแบนด์วิดธ์ 40 MHz, 900 MHz และ 310 MHz ตามลำดับ ในรูปที่ 2.15 (ค) M. S. Sedghi และคณะ [55] ได้เสนอสายอากาศช่องเปิดแฟรกทอลรูป Minkowski ที่โหลดด้วย Jerusalem Cross ทำให้ได้การแมตซ์ที่สองย่านความถี่ใช้งาน คือ 2.4-3.1 GHz และ 5.1-5.9 GHz ในรูปที่ 2.15 (ง) A. Kaur และคณะ [56] ได้นำเสนอสายอากาศแพตช์แฟรกทอลรูปวงรีร่วมกับบรนาบกราวด์มีดำหนิ ทำให้เกิดการแมตซ์ที่สามย่านความถี่ใช้งาน คือ 2.6 GHz, 6.0 GHz และ 8.2 GHz โดยมีอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ 410 MHz, 1070 MHz และ 4840 MHz ตามลำดับ จนถึงปัจจุบันยังมีงานวิจัยอื่นที่ใช้เทคนิคเดียวกันนี้เช่น [57]-[60]

2.3.2.7 เทคนิควัสดุแม่เหล็กไฟฟ้าสังเคราะห์

วัสดุแม่เหล็กไฟฟ้าสังเคราะห์ เช่น EBG, FSS และ Metamaterial เป็นต้น เป็นกลุ่มเทคนิคที่นิยมเช่นกันเพื่อการปรับแต่งคุณสมบัติของสายอากาศ เมื่อออกแบบและจัดวางอย่างเหมาะสมจะได้สายอากาศที่ใช้งานในหลายย่านความถี่ได้เช่นกัน ดังตัวอย่างงานวิจัยต่อไปนี้



รูปที่ 2.16 ตัวอย่างสายอากาศหลายย่านความถี่ที่ใช้วัสดุแม่เหล็กไฟฟ้าสังเคราะห์

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ซึ่งในเพื่อการรักษาสิทธิในเมื่อผู้เขียนเห็นประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.16 (ก) W. Cao และคณะ [61] ได้ออกแบบสายอากาศแพทช์สี่เหลี่ยมบนโครงสร้าง EBG แบบเพิ่มความเหนียวน่า พบว่าโครงสร้างที่นำเสนอทำให้เกิดการเรโซแนนซ์ที่ 3 ย่านความถี่ ได้แก่ 1.33 GHz, 1.88 GHz และ 2.412 GHz โดยมี 6-dB แบนด์วิดธ์เป็น 1.88%, 3.24% และ 10.03% ตามลำดับ ในรูปที่ 2.16 (ข) X. Tan และคณะ [62] ได้นำเสนอสายอากาศเส้น Meander ที่วางใกล้กันแล้วคั่นด้วยโครงสร้าง EBG ทำให้เกิดการเชื่อมร่วม (Coupling) และเรโซแนนซ์ใน 2 ย่านความถี่ ได้แก่ 3.42-3.6 GHz และ 4.7-5.1 GHz ในรูปที่ 2.16 (ค) K. A. Alshamaileh และคณะ [63] ได้ออกแบบสายอากาศไมโครสตริป Vivaldi ร่วมกับโครงสร้าง EBG ขนาดย่อม ทำให้เกิดคุณสมบัติแบนด์หยุด (Stopband) สองย่านความถี่ ได้แก่ 3.6-3.9 GHz และ 5.6-5.8 GHz ซึ่งอยู่ในแถบความถี่กว้างยิ่งยวดของสายอากาศ คือ 3.1-10.6GHz ในรูปที่ 2.16 (ง) M. E. Ghabzouri และคณะ [64] ได้นำเสนอสายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับโครงสร้าง EBG ที่โหลดด้วยช่องเปิดวงกลม ทำให้เกิด 2 ย่านความถี่ใช้งานที่มีความถี่กลางประมาณ 3.5 GHz และ 4.5 GHz โดยมีแบนด์วิดธ์ 350 MHz และ 330 MHz ตามลำดับ และในปัจจุบันยังมีงานวิจัยอื่นที่ใช้เทคนิคในลักษณะเดียวกันนี้ตัวอย่างเช่น [65]-[68]

2.4 งานวิจัยที่มีมาก่อนเกี่ยวกับสายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้

สายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้ หมายถึง สายอากาศที่มีคุณสมบัติบางอย่างที่ไม่ตายตัว สามารถปรับเปลี่ยนได้ โดยการควบคุมด้วยวิธีการต่าง ๆ มีข้อดีที่สำคัญ คือ รองรับการใช้งานแบบหลายฟังก์ชัน เราอาจจำแนกประเภทสายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้ตามคุณสมบัติของสายอากาศที่ต้องการให้ปรับเปลี่ยนได้ เช่น สายอากาศที่ปรับความถี่ใช้งานได้ สายอากาศที่ปรับการโพลาไรซ์ได้ และสายอากาศที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ เป็นต้น

2.4.1 เทคนิคที่ใช้ในสายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้

ในปัจจุบัน เริ่มมีการใช้เทคนิคที่หลากหลายมากขึ้นในการออกแบบสายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้ ในที่นี้จะแสดงตัวอย่างทางเทคนิคบางส่วนที่นิยมใช้ออกแบบสายอากาศเพื่อทำให้มีคุณสมบัติเฉพาะตัวที่สามารถปรับเปลี่ยนได้ ดังรูปที่ 2.17



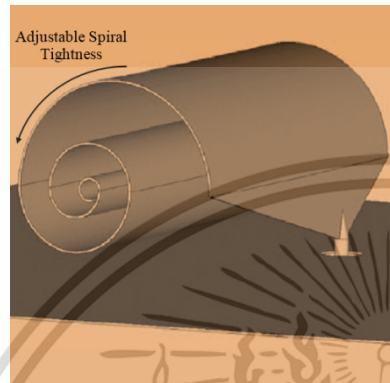
รูปที่ 2.17 ตัวอย่างการจำแนกเทคนิคที่ใช้ออกแบบสายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

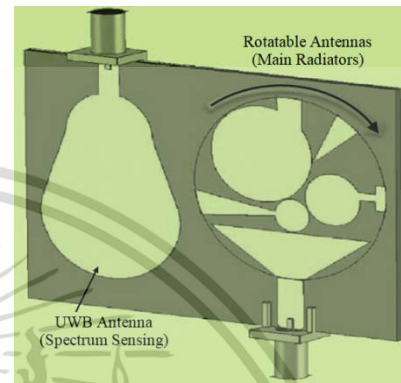
2.4.2 งานวิจัยที่มีมาก่อนของสายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้

2.4.2.1 เทคนิคหลักการทางกายภาพ

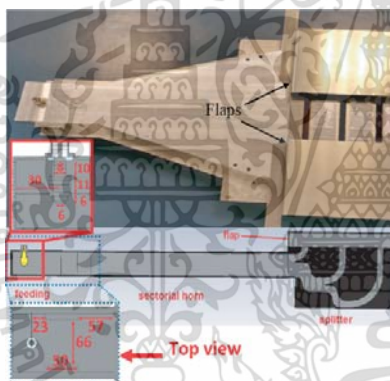
หลักการทางกายภาพ หมายถึง การปรับเปลี่ยนองค์ประกอบเชิงโครงสร้างของตัวสายอากาศซึ่งเห็นการเปลี่ยนแปลงในทางกายภาพที่ชัดเจน เช่น การยืดและหด การเลื่อนตำแหน่ง และการหมุน เป็นต้น ในที่นี้จะไม่รวมกรณีที่เปลี่ยนแปลงเล็กน้อย เช่น การสวิตช์เพื่อเปลี่ยนเส้นทางของกระแสโดยการสวิตช์ที่ควบคุมด้วยไฟฟ้า มีตัวอย่างงานวิจัยดังต่อไปนี้



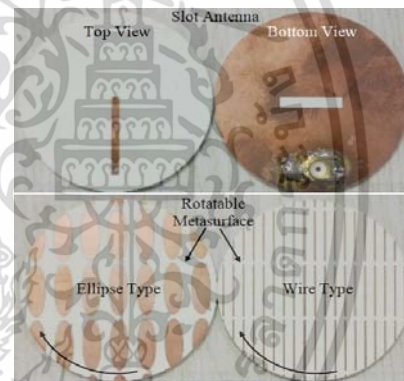
(ก) เอกสารอ้างอิง [69]



(ข) เอกสารอ้างอิง [70]



(ค) เอกสารอ้างอิง [71]



(ง) เอกสารอ้างอิง [72]

รูปที่ 2.18 ตัวอย่างสายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้โดยใช้หลักการทางกายภาพ

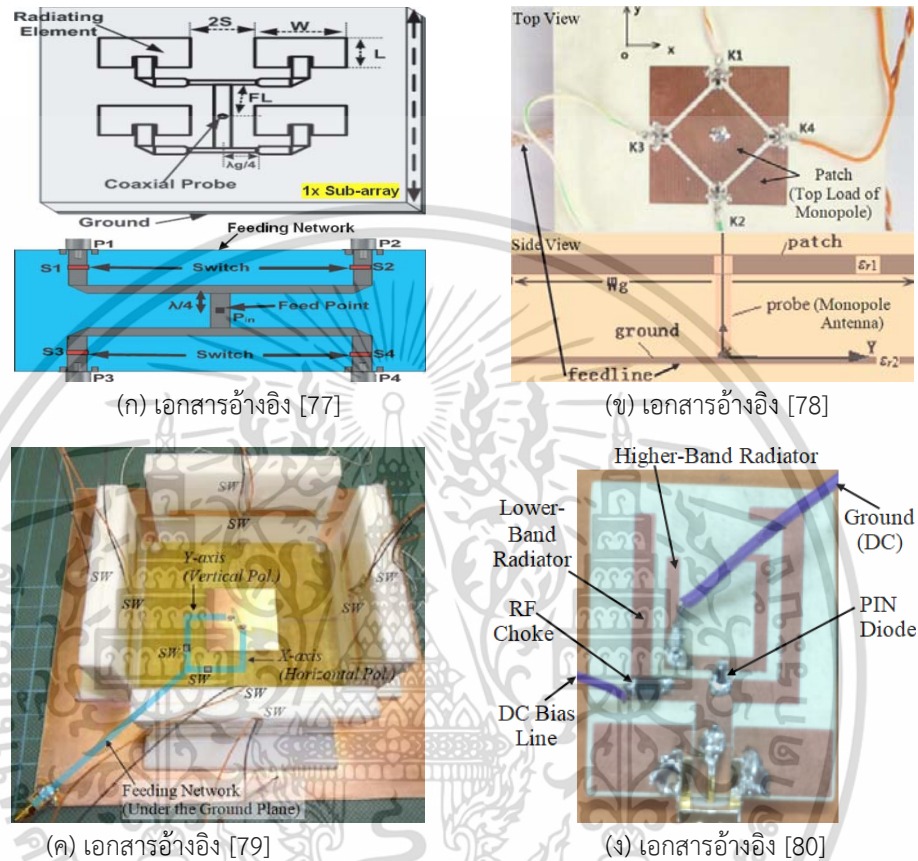
ในรูปที่ 2.18 (ก) G. Ruvio และคณะ [69] ได้นำเสนอสายอากาศโมโนโพลพื้นผิวที่ปรับย่านความถี่ได้ โดยใช้กลไกการม้วน/คลายของพื้นผิวตัวแปรคลื่นรูปก้นหอย พบว่าปรับย่านความถี่ได้ในช่วง 2.9-15 GHz ในรูปที่ 2.18 (ข) Y. Tawk และคณะ [70] ได้ออกแบบสายอากาศสำหรับระบบวิทยุรู้คิด (Cognitive Radio) ประกอบด้วยสายอากาศ UWB เพื่อรับรู้สเปกตรัมและสายอากาศที่ปรับย่านความถี่ได้โดยใช้กลไกการหมุนด้วยมอเตอร์เพื่อเลือกตัวแปรคลื่นที่เหมาะสม ในรูปที่ 2.18 (ค) A. Martin และคณะ [71] ได้นำเสนอสายอากาศช่องเปิดแถวลำดับที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ในระนาบสนามแม่เหล็ก โดยใช้กลไกเปิด/ปิดบานพับโลหะข้างหน้าช่องเปิด สำหรับใช้งานในย่านความถี่ 2.45 GHz ในรูปที่ 2.18 (ง) H. Li และคณะ [72] ได้ออกแบบสายอากาศโมโนโพลและช่องเปิดบนระนาบกราวด์ที่ปรับความถี่ใช้งานได้ โดยมีพื้นผิวอภิวัด (Metasurface) อยู่ด้านบนที่ปรับหมุนองศาได้ สามารถรองรับการปรับความถี่ในช่วง 3.82-4.74 GHz ขึ้นอยู่กับมุมที่หมุนไปและชนิดของพื้นผิวอภิวัดที่ใช้ จนถึงปัจจุบันยังมีงานวิจัยอื่นที่ใช้เทคนิคใกล้เคียงกันกับที่กล่าวข้างต้น เช่น [73]-[76]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2.2 เทคนิคหลักการทางไฟฟ้า

หลักการทางไฟฟ้า ในที่นี้คือการควบคุมเส้นทางของกระแสไฟฟ้าหรือแปรค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้า (R, L, C) ในตัวสายอากาศ เช่น การใช้ RF MEMs, PIN Diode และ Varactor เป็นต้น ในที่นี้จะไม่รวมการควบคุมด้วยไฟฟ้าที่เปลี่ยนโครงสร้างอย่างชัดเจน เช่น การเลื่อนหรือหมุนโครงสร้างสายอากาศด้วยมอเตอร์ เป็นต้น มีตัวอย่างงานวิจัยดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.19 ตัวอย่างสายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้โดยใช้หลักการทางไฟฟ้า

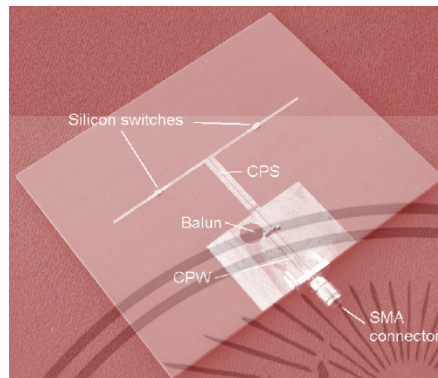
ในรูปที่ 2.19 (ก) M. T. Ali และคณะ [77] ได้นำเสนอสายอากาศที่ปรับทิศทางลำคลื่นได้ มีแพตช์สี่เหลี่ยมแถวลำดับ 2×2 จำนวน 4 ชุด ซึ่งแต่ละชุดต่อแยกพอร์ตกันควบคุมการสวิตช์ด้วยพินไดโอด (S1-S4) ทำงานที่ความถี่ 5.8 GHz ในรูปที่ 2.19 (ข) Y.-Y. Bai และคณะ [78] ได้ออกแบบสายอากาศที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ มีโมโนโพลเป็นตัวแพร่คลื่นและโหลดด้านบนด้วยแพตช์สี่เหลี่ยมที่เซาะร่องรูปข้าวหลามตัด ควบคุมได้ด้วยวาระกเตอร์ไดโอด (K1-K4) ใช้งานที่ความถี่ 2.9 GHz ในรูปที่ 2.19 (ค) C. Gu และคณะ [79] ได้นำเสนอสายอากาศที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและการโพลาไรซ์ได้ โดยมีแพตช์สี่เหลี่ยมเป็นตัวแพร่คลื่นหลักร่วมกับองค์ประกอบพาราซิติคไดโพล ใช้พินไดโอดเป็นสวิตช์ 8 ชุดเพื่อควบคุมแบบรูปและอีก 2 ชุดเพื่อควบคุมการโพลาไรซ์ สำหรับความถี่ 2.4 GHz ในรูปที่ 2.19 (ง) Y. B. Chaouche และคณะ [80] ได้ออกแบบสายอากาศอย่างง่ายที่ปรับแถบความถี่ได้ โดยเป็นโมโนโพลรูปตัวยู 2 ตัวที่ป้อนแบบ CPW (Co-Planar Waveguide) ใช้พินไดโอดควบคุมเพียง 1 ตัว เมื่อสถานะเป็น OFF และ ON จะทำงานได้แบบ 1 ย่าน (2.85-3.5 GHz) และ 2 ย่าน (2.64-4.02 GHz, 5.13-5.85 GHz) ตามลำดับ และมีงานวิจัยอื่นที่ใกล้เคียงกัน เช่น [81]-[84]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

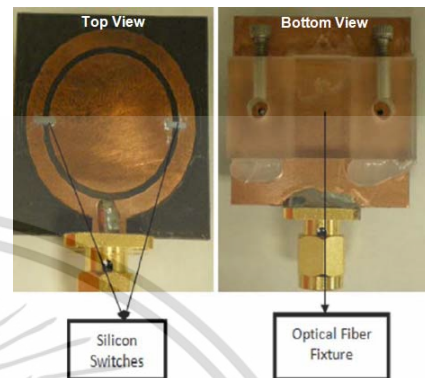
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2.3 เทคนิคหลักการทางแสง

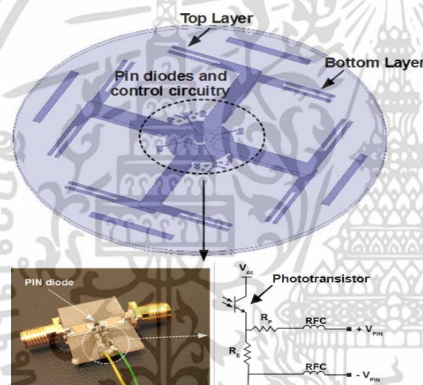
หลักการทางแสง ในที่นี้หมายถึงการควบคุมในลักษณะต่าง ๆ ที่อาศัยแสงเป็นตัวกลางหลักในการควบคุม เช่น การใช้ Silicon Switch, Photodiode และ Phototransistor เป็นต้น ในที่นี้จะไม่รวมการควบคุมที่เปลี่ยนโครงสร้างอย่างชัดเจน เช่น ทำการเลื่อนหรือหมุนโครงสร้างสายอากาศด้วยมอเตอร์ เป็นต้น มีตัวอย่างงานวิจัยดังต่อไปนี้



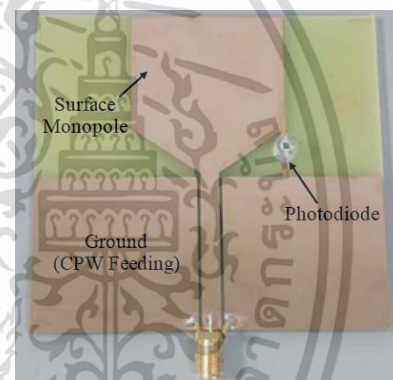
(ก) เอกสารอ้างอิง [85]



(ข) เอกสารอ้างอิง [86]



(ค) เอกสารอ้างอิง [87]



(ง) เอกสารอ้างอิง [88]

รูปที่ 2.20 ตัวอย่างสายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้โดยใช้หลักการทางแสง

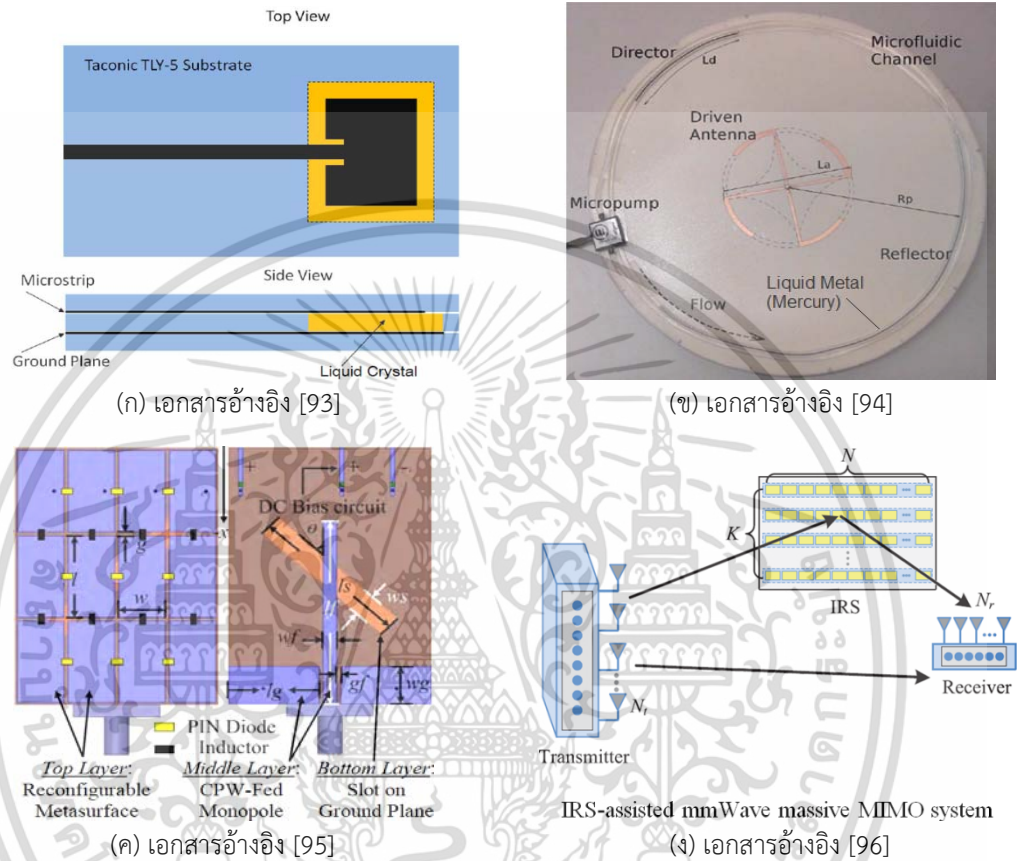
ในรูปที่ 2.20 (ก) C. J. Panagamuwa และคณะ [85] ได้นำเสนอสายอากาศไดโพลแบบวงจรพิมพ์ที่ปรับทั้งความถี่ใช้งานและแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ โดยใช้ซิลิกอนสวิตช์ 2 ตัว ควบคุมด้วยความเข้มแสง พบว่าเลือกความถี่ได้ระหว่าง 2.26 GHz (ON) และ 3.15 GHz (OFF) ในรูปที่ 2.20 (ข) Y. Tawk และคณะ [86] ได้ออกแบบสายอากาศไมโครสริปแพตช์วงกลมที่ปรับความถี่ได้ โดยเซาะร่องวงกลมและฝังซิลิกอนสวิตช์ 2 ตัวในร่อง เมื่อควบคุมด้วยความเข้มแสงพบว่าที่สถานะ OFF ได้ความถี่ระหว่าง 18-19 GHz ที่สถานะ ON ได้ความถี่เพิ่มขึ้นมาที่ 12 GHz ในรูปที่ 2.20 (ค) D. Patron และคณะ [87] ได้นำเสนอสายอากาศไดโพลวงจรพิมพ์ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ โดยแยกเป็น 4 ชุด (4 Quadrants) และควบคุมการสวิตช์ PIN ไดโอด 4 ชุดด้วยแสงผ่านโพโตทรานซิสเตอร์ พบว่าสามารถปรับแบบรูปได้หลากหลายในย่านความถี่ WiFi 2.4 GHz ในรูปที่ 2.20 (ง) P. Lin และคณะ [88] ได้สร้างต้นแบบสายอากาศโมโนโพลพื้นผิวอย่างง่ายที่ปรับอัตราขยายได้ด้วยการปรับการแมตช์ (S_{11}) โดยควบคุมความเข้มแสงที่โพโตไดโอด 1 ตัว พบว่าสามารถปรับอัตราขยายได้สูงสุดถึง 6 dB ที่ความถี่ประมาณ 1.52 GHz และยังมีงานวิจัยอื่น ๆ อีกในลักษณะเดียวกัน เช่น [89]-[92]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2.4 เทคนิคหลักการทางวัสดุ

หลักการทางวัสดุ หมายถึงการควบคุมในลักษณะต่าง ๆ ที่ใช้คุณสมบัติของวัสดุเป็นหลักในการควบคุม เช่น การใช้ ผลึกเหลว (Liquid Crystal) โลหะเหลว (Liquid Metal) พื้นผิวฉลาด (Intelligent Surface) และ พื้นผิวอภิวัด (Metasurface) ที่สามารถปรับเปลี่ยนคุณสมบัติในเชิงฟิสิกส์ภายในตัวได้ เป็นต้น มีตัวอย่างงานวิจัยดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.21 ตัวอย่างสายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้โดยใช้หลักการทางวัสดุ

ในรูปที่ 2.21 (ก) A. C. Polycarpou และคณะ [93] ได้นำเสนอสายอากาศไมโครสตริปแพตช์สี่เหลี่ยม โดยแทรกชั้นของผลึกเหลว (Liquid Crystal) ไว้ภายใต้แพตช์ สามารถปรับคุณสมบัติของผลึกเหลวได้ด้วยแรงดันไบอัส 0 - 10 V ทำให้สามารถปรับความถี่เรโซแนนซ์ได้ในย่าน 5.45 - 5.84 GHz ในรูปที่ 2.21 (ข) Y. Shafiq และคณะ [94] ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศโดยใช้โลหะเหลว (ปรอท) ในสายป้อนเป็นตัวสะท้อน (Reflector) รูปร่างกลมอยู่รอบนอก สามารถปรับการไหลเวียนของโลหะเหลวได้ด้วยการปั๊ม ทำให้สามารถปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ 360 องศา ที่ความถี่ 1800 MHz แบนด์วิดธ์ 4% ในรูปที่ 2.21 (ค) Z. Wu และคณะ [95] ได้ออกแบบสายอากาศช่องเปิดป้อนด้วยโมโนโพลสตริปที่มีพื้นผิวอภิวัดแบบปรับได้อยู่ข้างบน (ใช้พินไดโอด) ทำให้สามารถปรับการโพลาไรซ์เป็นแบบเชิงเส้น (ON) และแบบวงกลม (OFF) ได้ ในช่วงความถี่ 5.2-6.2 GHz และ 5.5-6.4 GHz ตามลำดับ ในรูปที่ 2.21 (ง) D.-W. Yue และคณะ [96] ได้นำเสนอเชิงหลักการใช้พื้นผิวสะท้อนฉลาด (Intelligent Reflecting Surface: IRS) ร่วมกับระบบสายอากาศ MIMO ช่วยให้สามารถพิจารณาปรับปรุงอัตราการส่งข้อมูลสูงสุดได้ ในปัจจุบันยังมีงานวิจัยอื่นที่ใกล้เคียงกัน เช่น [97]-[100]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 เทคโนโลยีการสวิตช์สัญญาณสำหรับสายอากาศ

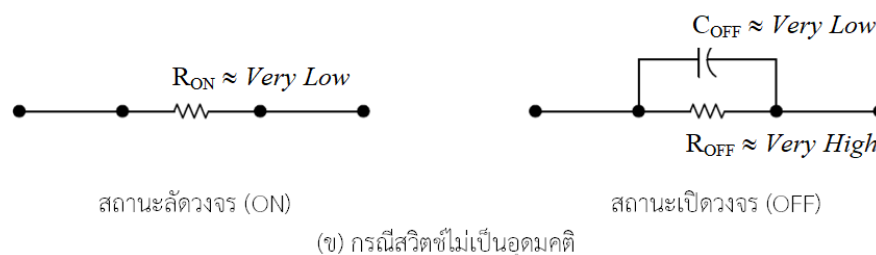
ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงเทคโนโลยีการสวิตช์สัญญาณและการประยุกต์ใช้งานที่พบได้บ่อยในสายอากาศประเภทที่ปรับคุณลักษณะได้ เช่น การสวิตช์แบบกลไกหรือเชิงกล (Mechanical Switch) การสวิตช์โดยใช้อาร์เอฟ-เมมส์ (RF-MEMS) และการสวิตช์โดยใช้พินไดโอด (PIN Diode) เป็นต้น ซึ่งจะพบว่า การสวิตช์สัญญาณในแต่ละแบบนี้มีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันไป

2.5.1 การสวิตช์แบบกลไก

ในกรณีการสวิตช์แบบกลไกนั้น จะใช้ตัวสวิตช์แบบกลไกหรือตัวสวิตช์เชิงกลที่มีการเปิด/ปิดหน้าสัมผัสที่เป็นโลหะโดยตรง ซึ่งมักใช้วิธีการเลื่อนหรือกดลงโดยใช้แรงเชิงกล

เนื่องจากสวิตช์เชิงกลแบบธรรมดาขนาดใหญ่จึงไม่เหมาะสำหรับการใช้งานในอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้ โดยเฉพาะกรณีที่สายอากาศมีขนาดทางกายภาพเล็กมาก อย่างไรก็ตามยังพบการใช้งานสวิตช์เชิงกลอย่างแพร่หลายในการสวิตช์สัญญาณสำหรับสายอากาศขนาดใหญ่ที่รองรับกำลังงานสูง ๆ การสลับทางกลโดยปกติทำได้โดยเปลี่ยนเส้นทางของหน้าสัมผัสการนำไฟฟ้าภายในสวิตช์ ประสิทธิภาพทางไฟฟ้าของสวิตช์เชิงกลมักจะดีกว่าสวิตช์เซมิคอนดักเตอร์ มีการสูญเสียจากการใส่แทรก (Insertion Loss) น้อย และการแยกโดดเดี่ยว (Isolation) มาก ลักษณะที่ยอดเยี่ยมด้านการแมตซ์ทางอิมพีแดนซ์และความสามารถในการรองรับพลังงานสูงทำให้เหมาะสมสำหรับการนำไปใช้ในงานสวิตช์สัญญาณกำลังสูงต่าง ๆ เช่น ในระบบวิทยุกระจายเสียงกำลังสูง เป็นต้น นอกจากนี้สวิตช์เชิงกลปกติจะมีขนาดใหญ่แล้วยังมีข้อเสียที่สำคัญอื่น ๆ เช่น ใช้เวลาในการเปลี่ยนแปลงสถานะของสวิตช์นาน โดยปกติมีความเร็วสูงสุดในการสวิตช์แบบเชิงกลอยู่ที่ระดับมิลลิวินาที

ในการจำลองแบบสวิตช์เชิงกล มักจะใช้วงจรสมมูลทางไฟฟ้าแทนสถานะเปิดและปิด สวิตช์ มี 2 รูปแบบหลัก ๆ ได้แก่ รูปที่ 2.22 (ก) สวิตช์อุดมคติ ในสถานะลัดวงจร (ON) จะแทนที่ด้วยการลัดวงจร ($R_{ON} = 0 \Omega$) ส่วนสถานะเปิดวงจร (OFF) จะแทนที่ด้วยการเปิดวงจร (เช่น $R_{OFF} \geq 100 \text{ M}\Omega$) และรูปที่ 2.22 (ข) สวิตช์ไม่เป็นอุดมคติ ในสถานะลัดวงจรจะแทนที่ด้วยค่าความต้านทานต่ำ ๆ เช่น $R_{ON} \approx 0.1\text{-}0.5 \Omega$ ในสถานะเปิดวงจรจะแทนที่ด้วยค่าความต้านทานสูง ๆ เช่น $R_{OFF} \approx 10 \text{ M}\Omega$ ขนานกับตัวเก็บประจุค่าต่ำ ๆ เช่น $C_{OFF} \approx 1 \text{ fF}$ (10^{-15})

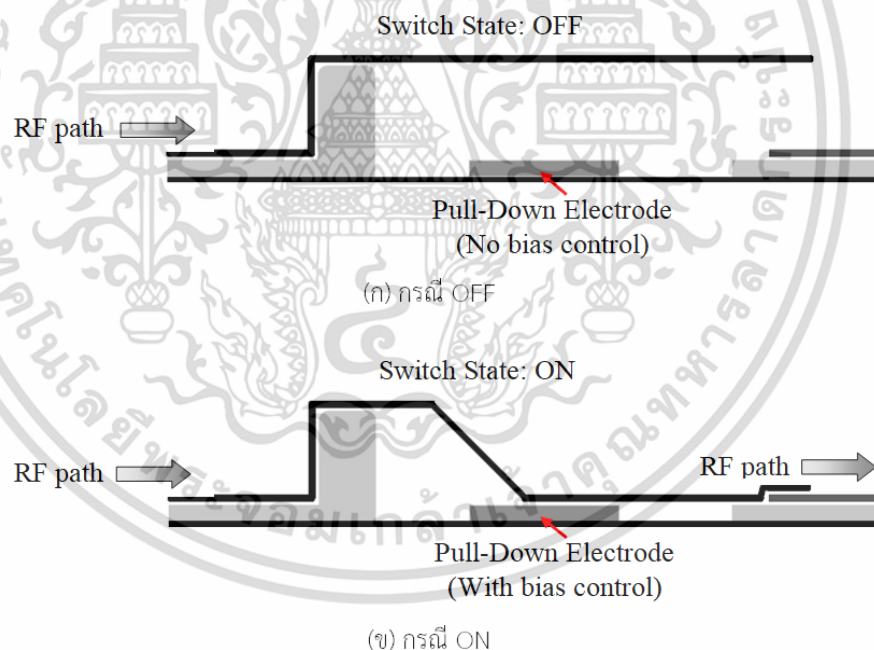


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ **รูปที่ 2.22 วงจรสมมูลของสวิตช์เชิงกลทั่วไป**
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 การสวิตช์โดยใช้อาร์เอฟ-เมมส์

อาร์เอฟ-เมมส์ (RF Microelectromechanical Systems: RF-MEMS) [101] คือ อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ขนาดเล็กที่ประดิษฐ์ขึ้นโดยใช้เทคโนโลยีเซมิคอนดักเตอร์ที่มีอยู่ซึ่งโดยทั่วไปแล้วรวมถึงส่วนประกอบที่เคลื่อนที่ด้วยกลไกด้วย การทำกลไกระดับไมโครที่พื้นผิว (Surface Micromachining) เป็นวิธีพื้นฐานที่สำคัญสำหรับ MEMS เกี่ยวข้องกับการวางฟิล์มบางรูปแบบต่าง ๆ ลงบนพื้นผิว เช่น การใช้รูปแบบแขวนลอยของชั้นฟิล์มที่ตอบสนองต่อไฟฟ้าได้ด้วยการโค้งงอหรือเปลี่ยนตำแหน่งจึงทำให้สามารถกระตุ้นการแตะสัมผัสเหมือนกลไกได้

อุปกรณ์ MEMS สามารถทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ไฟฟ้าได้หลากหลายรูปแบบ เช่น ตัวเก็บประจุแบบปรับค่าได้ ตัวต้านทาน และตัวเหนี่ยวนำ ตัวกรอง เรโซเนเตอร์ และสวิตช์ ในกรณีที่ใช้งานร่วมกับสายอากาศที่ปรับคุณสมบัติได้นั้น สวิตช์ RF-MEMS เป็นอุปกรณ์ที่นิยมใช้งานมากที่สุด ในรูปที่ 2.23 แสดงตัวอย่างแผนภาพโครงสร้างภายในของ สวิตช์ RF-MEMS แบบอนุกรม (Series MEMS Switch) รูปแบบนี้มักเรียกว่า คานยี่น (Cantilever) เพราะส่วนที่เคลื่อนที่ที่ถูกแขวนไว้เหนือสายนำสัญญาณไมโครสตริป ในกรณีที่ไม่มีแรงดันไฟฟ้าควบคุม คานจะยังคงแขวนอยู่และสวิตช์อยู่ในสถานะปิด (OFF) เมื่อให้แรงดันไฟฟ้ากับตัวอิเล็กโทรดแบบดึงลง (Pull-down Electrode) คานยี่นจะลงมาสัมผัสกับเส้นไมโครสตริปและทำให้เกิดการเชื่อมหรือลัดวงจร ทำให้สวิตช์อยู่ในสถานะเปิด (ON)



รูปที่ 2.23 ตัวอย่างแผนภาพโครงสร้างภายในของ สวิตช์ RF-MEMS แบบอนุกรม

สำหรับสวิตช์ RF-MEMS แบบอนุกรมอย่างง่ายนั้น เมื่อสวิตช์อยู่ในสถานะ OFF จะสามารถหา ค่าการแยกโดดเดี่ยว (Isolation) ได้จากค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ดังนี้

$$S_{21} = \frac{2j\omega C_U Z_0}{1 + 2j\omega C_U Z_0} \quad (2.57)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

C_U คือ ค่าความจุเมื่อคานอยู่ข้างบน (Up) หรือในสถานะ OFF (F)

Z_0 คือ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ (Ω)

ω คือ ค่าความถี่เชิงมุมที่กำลังพิจารณา (rad/s)

ตัวอย่างเช่น ถ้ากำหนดให้ $C_U = 1$ fF และ $Z_0 = 50\Omega$ ที่ความถี่ 5 GHz จะได้ค่าการแยกโดดเดี่ยวประมาณ 50 dB

เมื่อสวิตช์อยู่ในสถานะ ON จะสามารถหา ค่าการสูญเสียจากการใส่แทรก ได้จากค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ดังนี้

$$S_{21} = 1 - \frac{R_S}{2Z_0} \quad (2.58)$$

โดยที่

R_S คือ ค่าความต้านทานเมื่อคานสัมผัสอยู่ข้างล่าง หรือในสถานะ ON (Ω)

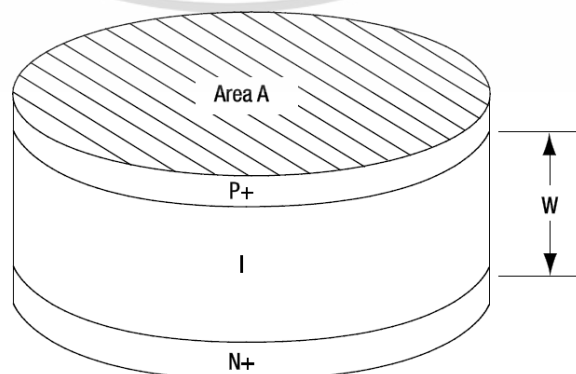
Z_0 คือ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ (Ω)

ตัวอย่างเช่น ถ้ากำหนดให้ $R_S = 1\Omega$ และ $Z_0 = 50\Omega$ จะได้ค่าการสูญเสียจากการใส่แทรกประมาณ 0.1 dB

สำหรับการจำลองแบบสวิตช์ RF-MEMS นั้น มักจะใช้วงจรสมมูลทางไฟฟ้าแทนสถานะเปิดและปิดสวิตช์ มีรูปแบบพื้นฐานเหมือนกรณีรูปที่ 2.22 (ข) โดยที่ในสถานะ ON จะแทนที่ด้วยค่าความต้านทานต่ำ ๆ เช่น $R_{ON} = R_S \approx 0.1-1.0 \Omega$ ส่วนในสถานะ OFF จะแทนที่ด้วยค่าความต้านทานสูง ๆ ขนานกับตัวเก็บประจุค่าต่ำ ๆ เช่น $C_{OFF} = C_U \approx 1$ fF

2.5.3 การสวิตช์โดยใช้พินไดโอด

พินไดโอด (PIN Diode) คือ ไดโอดสารกึ่งตัวนำแบบซิลิกอนชนิดหนึ่ง ประกอบด้วยบริเวณชนิด I ที่มีความต้านทานสูง (มีความหนา W) ถูกประกอบอยู่ระหว่างบริเวณชนิด P และชนิด N โดยทั้งหมดมีพื้นที่หน้าตัด A ดังแผนภาพในรูปที่ 2.24 [102] คุณสมบัติเด่นของพินไดโอด คือ สามารถควบคุมกำลังงาน RF จำนวนมากได้โดยใช้ระดับของไฟกระแสตรงที่ต่ำ เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เสมือนเป็นตัวต้านทานที่ควบคุมได้ด้วยกระแสที่ความถี่วิทยุและไมโครเวฟ ซึ่งพบเห็นการใช้งานได้บ่อยเช่นกันในการควบคุมสายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้

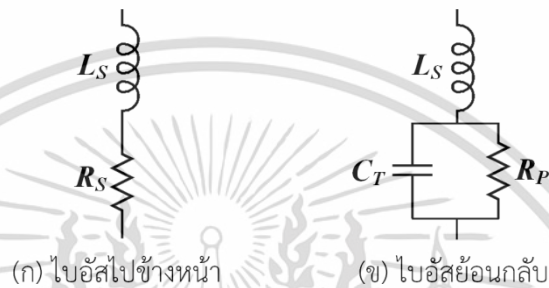


รูปที่ 2.24 แผนภาพโครงสร้างของพินไดโอด [102]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.25 แสดงสถานะในการใช้งานพินไดโอดด้วยวิธีการไบอัสและวงจรสมมูล โดยที่ L_S คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝงของพินไดโอด ซึ่งตามปกติแล้วมักจะไม่เกิน 1 nH กรณี (ก) เมื่อพินไดโอดถูกไบอัสไปข้างหน้า (Forward Bias) โสไลต์และอิเล็กตรอนจะถูกผลักเข้าไปในบริเวณ I ประจุเหล่านี้ไม่ได้หักล้างกันทันที แต่จะยังคงอยู่เป็นเวลาเฉลี่ยค่าหนึ่ง เรียกว่า ช่วงเวลาอายุของพาหะ (Carrier Lifetime, τ) ซึ่งส่งผลให้มีประจุที่เก็บไว้เฉลี่ยเป็น Q เสมือนการลดค่าความต้านทานประสิทธิผลของขอบเขตชนิด I ให้มีค่าเป็น R_S (หรือ R_F) (ข) ในทางตรงกันข้ามเมื่อพินไดโอดอยู่ที่ศูนย์หรือไบอัสย้อนกลับ (Reverse Bias) จะไม่มีการเก็บประจุในพื้นที่ชนิด I นี้และจะปรากฏเป็นตัวเก็บประจุค่า C_T ต่อขนานกับความต้านทานค่า R_P



รูปที่ 2.25 สถานะการไบอัสพินไดโอดและวงจรสมมูล

เมื่อไบอัสไปข้างหน้า ค่าความต้านทาน R_S จะขึ้นอยู่กับทั้งโครงสร้างภายในตัวพินไดโอดเองและกระแสที่ไบอัสไปข้างหน้าด้วย ซึ่งมีสูตรความสัมพันธ์พื้นฐาน ดังนี้

$$R_S = \frac{W^2}{(\mu_N + \mu_p) Q} \quad (2.59)$$

โดยที่

W คือ ค่าความกว้างของชั้นบริเวณชนิด I (m)

μ_N คือ ความคล่องตัวของอิเล็กตรอน (Electron Mobility)

μ_p คือ ความคล่องตัวของโฮล (Hole Mobility)

Q คือ ค่าประจุที่เก็บไว้ในช่วงเวลาชีวิตพาหะ = $I_F \times \tau$ (Coulombs)

I_F คือ กระแสไบอัสไปข้างหน้า (A)

τ คือ ช่วงเวลาชีวิตพาหะ (s)

สมการ (2.59) นี้จะใช้ได้ก็ต่อเมื่อ ความถี่ใช้งาน (f) ต้องสูงกว่าความถี่เวลาส่งผ่าน (Transmit Time Frequency) ของตัวกลางบริเวณชนิด I กล่าวคือ $f > 1300/W^2$ โดยที่ f และ W มีหน่วยเป็น MHz และ μm ตามลำดับ

สำหรับกรณีไบอัสย้อนกลับ ค่าความจุ C_T จะขึ้นอยู่กับโครงสร้างภายในตัวพินไดโอดเอง ซึ่งมีสูตรความสัมพันธ์พื้นฐาน ดังนี้

$$C_T = \frac{\epsilon A}{W} \quad (2.60)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

ϵ คือ ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของสารไดอิเล็กตริก

A คือ พื้นที่ของรอยต่อไดโอด

สมการ (2.60) จะใช้ได้ภายใต้เงื่อนไขที่ว่า ความถี่ใช้งาน (f) ต้องสูงกว่าความถี่ผ่อนคลายในสารไดอิเล็กตริก (Dielectric Relaxation Frequency) ของตัวกลางในบริเวณชนิด I กล่าวคือ $f > 1/(2\pi\rho\epsilon)$ โดยที่ ρ คือ ค่าสภาพต้านทาน (Resistivity) ของบริเวณชนิด I

สำหรับค่าความต้านทาน R_p นั้น ที่ความถี่ต่ำ พินไดโอดจะทำหน้าที่เหมือนวาระคเตอร์ทำให้ค่า R_p แปรผันตามแรงดันและแปรผกผันกับความถี่ ที่ย่านความถี่สูง (RF) โดยส่วนใหญ่ R_p มักมีค่าสูงกว่าค่ารีแอคแตนซ์ของ C_T ทำให้ R_p มีนัยสำคัญน้อยกว่า (กรณีขนานกัน)

แต่อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติพบว่า ค่าพารามิเตอร์ในรูปที่ 2.25 นั้นอาจขึ้นกับขนาดของสัญญาณ อุณหภูมิ ความถี่และกำลังงานที่ใช้จริงด้วย จึงควรศึกษาจากคู่มือของผู้ผลิตขึ้นส่วนนั้น ๆ โดยตรง เนื่องจากมักจะมีข้อมูลจำเพาะครบถ้วนจากการทดสอบคุณสมบัติจริง

นอกเหนือจากวิธีการสวิตซ์สัญญาณสำหรับสายอากาศที่กล่าวไปแล้วข้างต้น ยังมีการใช้เทคโนโลยีในกลุ่มของ FET (Field Effect Transistor) อีก เช่น MOSFET หรือ MESFET เป็นต้น ซึ่งในที่นี่จะละไว้ไม่กล่าวถึงรายละเอียด

2.6 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีสายอากาศพื้นฐาน ได้แก่ ทฤษฎีเบื้องต้นของสายอากาศ ได้แก่ นิยามและหลักการเบื้องต้นของสายอากาศ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ความหนาแน่นกำลังงานและความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น ค่าสภาพเจาะจงทิศทางและอัตราขยาย การส่งผ่านกำลังงานผ่านสายอากาศ การสูญเสียของสายอากาศ และนิยามอื่น ๆ ที่เกี่ยวกับคุณลักษณะของสายอากาศ รวมไปถึงงานวิจัยที่มีมาก่อนเกี่ยวกับ เทคนิคของสายอากาศแบบหลายย่านความถี่ เทคนิคที่ใช้ในสายอากาศที่ปรับคุณลักษณะได้ และเทคโนโลยีการสวิตซ์สัญญาณสำหรับสายอากาศ ซึ่งจะได้นำมาอ้างอิงและประยุกต์ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เพื่อพัฒนาให้เป็นสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ต่อไป

ส่วนที่เกี่ยวกับโครงสร้าง พารามิเตอร์ และหลักการออกแบบของสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ รวมถึงการศึกษาการแปรค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศเพื่อให้ได้คุณสมบัติหลักที่ดีที่สุดนั้น จะมีการกล่าวถึงในรายละเอียดในบทถัดไป

บทที่ 3

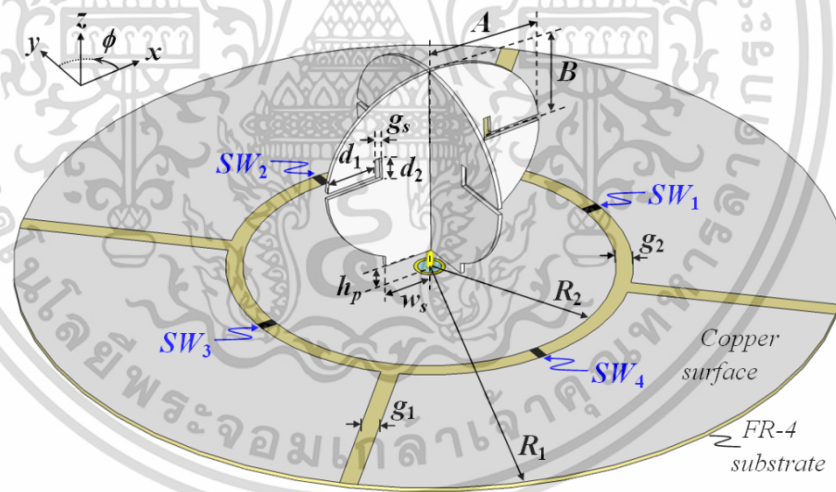
การออกแบบสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงโครงสร้าง พารามิเตอร์ และหลักการออกแบบของสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้นำเสนอ โดยใช้หลักการพื้นฐานจากทฤษฎีที่กล่าวไปแล้วในบทที่ 2 ส่วนในการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศนั้นจะใช้วิธีการจำลองแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio ซึ่งจะเป็นเครื่องมือหลักในการศึกษาการแปรค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศเพื่อให้ได้คุณสมบัติหลักที่ดีที่สุด โดยในเบื้องต้นนี้จะพิจารณาอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ก่อนเป็นอันดับแรก เพื่อที่จะนำไปพัฒนาให้เป็นสายอากาศที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ต่อไป

3.2 โครงสร้างของสายอากาศและหลักการออกแบบ

3.2.1 โครงสร้างของสายอากาศ



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของสายอากาศที่นำเสนอ

โครงสร้างสายอากาศที่จะออกแบบแสดงได้ดังรูปที่ 3.1 ประกอบด้วยโพรบพื้นผิว (Surface Probe) ที่เป็นแผ่นโลหะรูปวงรีไขว้กัน ซึ่งเป็นองค์ประกอบที่สำคัญทำให้ได้แถบความถี่กว้าง โดยวงรีมีความยาวครึ่งแกนในแนวนอนเป็น A และความยาวครึ่งแกนในแนวตั้งเป็น B ที่ด้านข้างของแผ่นโลหะรูปวงรีมีการเจาะช่องสลิต (Slit) รูปตัวแอลทั้งสี่ด้านโดยช่องมีความลึกในแนวนอนเป็น d_1 ต่อด้วยช่องแนวตั้ง d_2 และช่องเหล่านี้กว้างเท่ากันเป็น g_s ส่วนที่ฐานล่างของแผ่นโลหะรูปวงรีมีส่วนที่ป้อนสัญญาณแบบเป็นขั้น (Step Feed) ที่มีความกว้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่ไปยังผู้อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

w_s ซึ่งจะใช้ในการปรับค่าอิมพีแดนซ์เมื่อเชื่อมต่อกับโพรบป้อนสัญญาณ (Feeding Probe) จากหัว SMA ขนาด 3.5 mm ที่มีความสูง h_p

ส่วนระนาบกราวด์นั้นจะใช้แผ่นวงจรพิมพ์ (PCB) เพื่อให้ง่ายต่อการสร้างและใช้งาน โดยจะเลือกแบบที่มีพื้นผิวทองแดงหน้าเดียวหนาประมาณ 0.03 mm วัสดุฐานรองของ PCB เป็นชนิด FR-4 มีค่า $\epsilon_r \approx 4.3$ และหนา 1.6 mm รายละเอียดในระนาบกราวด์ประกอบด้วย ระนาบกราวด์หลักเป็นวงกลมข้างในที่มีรัศมี R_2 ซึ่งส่วนนี้จะถูกเชื่อมติดกับกราวด์ของหัว SMA ขนาด 3.5 mm ในส่วนของระนาบกราวด์วงแหวนข้างนอกมีรัศมีเป็น R_1 โดยมีช่องว่าง (Gap) ระหว่างระนาบกราวด์ข้างในและข้างนอกนี้ห่างกันเท่ากับ g_2 ทำให้เกิดเป็นระนาบกราวด์แบบ พาราซิติก (Parasitic Ground Plane) ที่ระนาบกราวด์วงแหวนข้างนอกจะถูกตัดแบ่งออกเป็น สี่ส่วน (4 Sectors) แยกจากกันโดยที่ทั้งสี่ส่วนนี้จะถูกแบ่งด้วยช่องว่างห่างกัน g_1

สำหรับการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นนั้น จะเลือกใช้วิธีติดตั้งสวิตช์ที่บริเวณ ระนาบกราวด์หลักข้างในและระนาบกราวด์พาราซิติกข้างนอก เช่น ช่องว่างช่องว่าง g_2 เป็นต้น ดังรูปที่ 3.1 หรืออาจจะเปลี่ยนหรือเพิ่มสวิตช์ระหว่างช่องว่าง g_1 ร่วมด้วยก็ได้เพื่อให้เกิดแบบ รูปการแพร่กระจายคลื่นที่หลากหลายมากยิ่งขึ้น ในส่วนของการศึกษาคุณลักษณะต่าง ๆ เกี่ยวกับการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นนั้นจะกล่าวถึงรายละเอียดในเนื้อหาบทถัดไป

ในตารางที่ 3.1 แสดงการสรุปรายละเอียดพารามิเตอร์ของโครงสร้างสายอากาศนี้ซึ่ง จะต้องออกแบบเพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุด

ตารางที่ 3.1 สรุปรายละเอียดพารามิเตอร์ของสายอากาศที่จะต้องออกแบบ

พารามิเตอร์	รายละเอียด
A และ B	ความยาวครึ่งแกนในแนวนอนและแนวตั้งของแผ่นโลหะรูปวงรีไขว้กัน
d_1 และ d_2	ส่วนประกอบแนวนอนและแนวตั้งของช่องสลิตรูปตัวแอล
g_s	ความกว้างของช่องสลิตรูปตัวแอล
w_s	ความกว้างของส่วนที่เป็นขั้นที่ฐานส่วนล่างของแผ่นโลหะรูปวงรี
h_p	ความสูงของโพรบป้อนสัญญาณจากหัว SMA
R_2	รัศมีของระนาบกราวด์หลักข้างใน
R_1	รัศมีของระนาบกราวด์พาราซิติกข้างนอก
g_2	ช่องว่างระหว่างระนาบกราวด์หลักข้างในและกราวด์พาราซิติกข้างนอก
g_1	ช่องว่างระหว่างส่วนตัดของระนาบกราวด์พาราซิติกข้างนอก

3.2.2 หลักการออกแบบค่าพารามิเตอร์เริ่มต้น

การออกแบบค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของกระบวนการจำลองแบบนั้นถือว่าเป็นสิ่งที่สำคัญ โดยเฉพาะกรณีที่มีค่าพารามิเตอร์จำนวนมากที่ต้องการออกแบบ เนื่องจากถ้าได้ค่า เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เริ่มต้นที่เหมาะสมจะสามารถนำไปสู่ค่าที่เหมาะสมที่สุดได้อย่างรวดเร็วทำให้สูญเสียเวลาและทรัพยากรในการออกแบบน้อย ในทางตรงกันข้ามถ้าหากพิจารณาค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นที่ไม่เหมาะสมหรือห่างไกลความจริงเกินไปจะทำให้เสียเวลาและทรัพยากรในการจำลองแบบมากขึ้น ต่อไปนี้จะนำเสนอหลักการเพื่อเป็นแนวทางเบื้องต้นในการออกแบบค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของสายอากาศที่นำเสนอนี้ ก่อนที่จะนำไปใช้เป็นตัวเริ่มต้นในกระบวนการจำลองแบบต่อไป

3.2.2.1 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของส่วนระนาบกราวด์

ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นกลุ่มแรกที่จะออกแบ คือ ส่วนระนาบกราวด์ ประกอบด้วยแผ่นโลหะวงกลมข้างในเป็นระนาบกราวด์หลัก และแผ่นโลหะวงแหวนข้างนอกเป็นระนาบกราวด์พาราซิติคซึ่งถูกแบ่งแยกออกเป็นสี่ส่วน (รูปที่ 3) ในการหาค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นนั้นจะใช้หลักการเบื้องต้นในการหาขนาดระนาบกราวด์ทั่วไปของสายอากาศแบบโมโนโพลซึ่งสัมพันธ์กับความยาวคลื่น ($\lambda/2$) ดังต่อไปนี้

$$R_1 = K_{R1} \lambda_1 / 2 \quad (3.1ก)$$

$$R_2 = K_{R2} \lambda_2 / 2 \quad (3.1ข)$$

โดยที่ λ_1 คือ ความยาวคลื่นของความถี่ f_1 ที่ต้องการออกแบบ (ในแถบความถี่ด้านต่ำ)

λ_2 คือ ความยาวคลื่นของความถี่ f_2 ที่ต้องการออกแบบ (ในแถบความถี่ด้านสูง)

K_{R1} คือ ค่าสัมประสิทธิ์ชดเชยความไม่เป็นอุดมคติของระนาบกราวด์ R_1

K_{R2} คือ ค่าสัมประสิทธิ์ชดเชยความไม่เป็นอุดมคติของระนาบกราวด์ R_2

จากสมการ (3.1ก) และ (3.1ข) จะเห็นว่าค่าสัมประสิทธิ์ชดเชยความไม่เป็นอุดมคติ K_{R1} และ K_{R2} ซึ่งเกิดได้จากหลายปัจจัย เช่น การเชื่อมร่วม (Coupling) ระหว่างระนาบกราวด์หลักข้างในและระนาบกราวด์พาราซิติคข้างนอก และรวมไปถึงการไหลด้วยสารไดอิเล็กตริกที่อยู่ข้างใต้ระนาบกราวด์เนื่องจากการใช้แผ่น PCB ที่มีวัสดุฐานรองเป็นแบบ FR-4 เป็นต้น ค่าสัมประสิทธิ์ต่าง ๆ เหล่านี้อาจจะประมาณจากการศึกษาด้วยการจำลองแบบเบื้องต้น

3.2.2.2 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของตัวแปรคลื่น

จากที่กล่าวไปแล้วในรูปที่ 3 ส่วนโพรบพื้นผิวนั้นประกอบด้วยแผ่นโลหะรูปวงรี 2 แผ่นไขว้กัน ในเบื้องต้นนี้จะอาศัยการประมาณค่าความถี่เรโซแนนซ์จากความยาวทางไฟฟ้าตามเส้นขอบของเส้นรอบวงรีที่สัมพันธ์กับหนึ่งความยาวคลื่นของความถี่ด้านต่ำที่ต้องการออกแบบดังนี้

$$K_D \cdot 2\pi \sqrt{\frac{A^2 + B^2}{2}} = \lambda_1 \quad (3.2ก)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ K_D คือ ค่าสัมประสิทธิ์ชดเชยการประมาณความยาวเส้นรอบวงรี รวมไปถึงผลกระทบจากการเพิ่มส่วนที่เป็นชั้นที่จุดป้อนสัญญาณและผลจากการเชื่อมร่วมของวงรีแบบไขว้กัน

ต่อไป ถ้ากำหนดให้ค่าอัตราส่วนแกน (Axial Ratio) ของโพรบพื้นผิวรูปวงรี คือ $AR = A/B$ (กรณีที่ $A > B$) เมื่อแทนค่า $A = (AR)B$ ลงในสมการ (3.2ก) จะได้

$$K_D \cdot 2\pi B \sqrt{\frac{(AR)^2 + 1}{2}} = \lambda_1 \quad (3.2ข)$$

การกำหนดค่า AR จะช่วยให้มองภาพความสัมพันธ์ในรูปแบบอัตราส่วนของพารามิเตอร์ A และ B ทำให้พิจารณาและวิเคราะห์ผลการจำลองแบบได้ง่ายขึ้นในรูปแบบของความกว้างต่อความสูง เมื่อจัดรูปสมการ (3.2ข) ต่อไป เพื่อหาค่า B จะได้

$$B = \frac{\lambda_1}{K_D \pi \sqrt{2[(AR)^2 + 1]}} \quad (3.2ค)$$

จากสมการ (3.2ค) จะเห็นว่าเราสามารถเลือกออกแบบค่า AR ออกมาก่อนได้ ซึ่งจะได้ค่า B ตามมา และสามารถหาค่า A จากความสัมพันธ์ $A = (AR) \cdot B$ ได้ในที่สุด

3.2.2.3 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของช่องสลิตรูปตัวแอล

จากรูปที่ 3.1 จะเห็นว่าที่ขอบรูปวงรีของโพรบพื้นผิวที่สี่ด้านจะถูกเจาะเป็นช่องสลิตรูปตัวแอล ซึ่งสลิตนี้มีหน้าที่ทำให้เกิดความถี่นอตช์ (Notch Frequency) ที่ความถี่ประมาณตรงกลางระหว่างความถี่ f_1 และ f_2 ที่ต้องการออกแบบ สำหรับการประมาณค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นจะให้ความยาวทางไฟฟ้าในสลิตรูปตัวแอลนี้สัมพันธ์กับครึ่งความยาวคลื่นของความถี่นอตช์ ($\lambda_n/2$) ดังต่อไปนี้

$$f_n = (f_1 + f_2)/2 \quad (3.3ก)$$

$$K_S \cdot 2(d_1 + d_2) + g_s = \lambda_n / 2 \quad (3.3ข)$$

โดยที่ f_n คือ ความถี่นอตช์ (ประมาณกึ่งกลางระหว่างความถี่ด้านต่ำและด้านสูง)

λ_n คือ ความยาวคลื่นของความถี่ f_n ที่ต้องการออกแบบ

K_S คือ ค่าสัมประสิทธิ์ชดเชยการประมาณความถี่นอตช์ซึ่งรวมผลกระทบจากการเชื่อมร่วมของสลิตรูปตัวแอลทั้งสองที่อยู่บนโครงสร้างโพรบพื้นผิวเดียวกัน

ต่อไป ถ้ากำหนดให้ค่าอัตราส่วนความยาว (Length Ratio) ส่วนประกอบสลิตรูปตัวแอล คือ $LR = d_1/d_2$ (กรณีที่ $d_1 > d_2$) เมื่อแทนค่า $d_1 = (LR) d_2$ ลงในสมการ (3.3ข) แล้วจัดรูป เพื่อหาค่า d_2 จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$d_2 = \frac{\lambda_n / 2 - g_s}{2 K_S [(LR) + 1]} \quad (3.3ค)$$

การกำหนดค่า LR จะช่วยให้มองภาพความสัมพันธ์ในรูปแบบอัตราส่วนของพารามิเตอร์ d_1 และ d_2 ทำให้พิจารณาและวิเคราะห์ผลการจำลองแบบได้ง่ายขึ้นในรูปแบบของความยาวแนวอนต่อความยาวแนวตั้งของสลิตรูปตัวแอล จากสมการ (3.3ค) จะเห็นว่าเราสามารถเลือกออกแบบค่า LR ก่อนได้ ซึ่งจะได้ค่า d_2 ตามมา และสามารถหาค่า d_1 จากความสัมพันธ์ $d_1 = (LR) d_2$ ได้ในที่สุด

3.2.2.4 การคำนวณและสรุปค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นทั้งหมดของสายอากาศ

จากที่ได้กล่าวไปแล้วในบทก่อนหน้านี้นี้ว่า สายอากาศที่จะสร้างมีวัตถุประสงค์ในการใช้งานหลักสำหรับย่านความถี่ WLAN 2.4/5 GHz (มาตรฐาน IEEE 802.11b/g/n) และ WiMAX 2.3/2.5/5.8 GHz (มาตรฐาน IEEE 802.16) และสามารถครอบคลุมย่านความถี่ตามมาตรฐาน GSM/UMTS (1.9/2.1 GHz) และ LTE (2.3/2.5 GHz) ได้ด้วย ดังนั้นจะเลือกความถี่ประมาณกึ่งกลางของย่านหลักทั้งสองย่านที่ต้องการใช้งานเพื่อเป็นจุดเริ่มต้นในการออกแบบ ได้แก่ $f_1 = 2.45$ GHz และ $f_2 = 5.5$ GHz โดยจะสามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นต่าง ๆ ทั้งหมดของสายอากาศได้ ดังต่อไปนี้

จากสมการ (3.1ก) - (3.1ข) สมมติค่าเริ่มต้นของ K_{R1} และ K_{R2} ให้เป็น 1 ก่อน (เป็นกรณีอุดมคติ) จะได้ $R_1 = c/(2f_1) \approx 61.22$ mm และ $R_2 = c/(2f_2) \approx 27.27$ mm

จากสมการ (3.2ค) สมมติค่าเริ่มต้นของ K_D ให้เป็น 1 ก่อน (เป็นกรณีอุดมคติ) และเลือกค่า AR เริ่มต้นเป็น 4/3 จะได้ $B \approx 16.54$ mm และจากความสัมพันธ์ $A = (AR) \cdot B$ จะได้ $A \approx 22.05$ mm

จากสมการ (3.3ค) สมมติค่าของ K_S เริ่มต้นให้เป็น 1 (เป็นกรณีอุดมคติ) และเลือกค่า LR เริ่มต้นเป็น 3/1 และกำหนดค่าเริ่มต้นความกว้างของสลิต g_s เป็น 1 mm จะได้ $d_2 \approx 4.59$ mm และจากความสัมพันธ์ $d_1 = (LR) \cdot d_2$ จะได้ $d_1 \approx 13.78$ mm

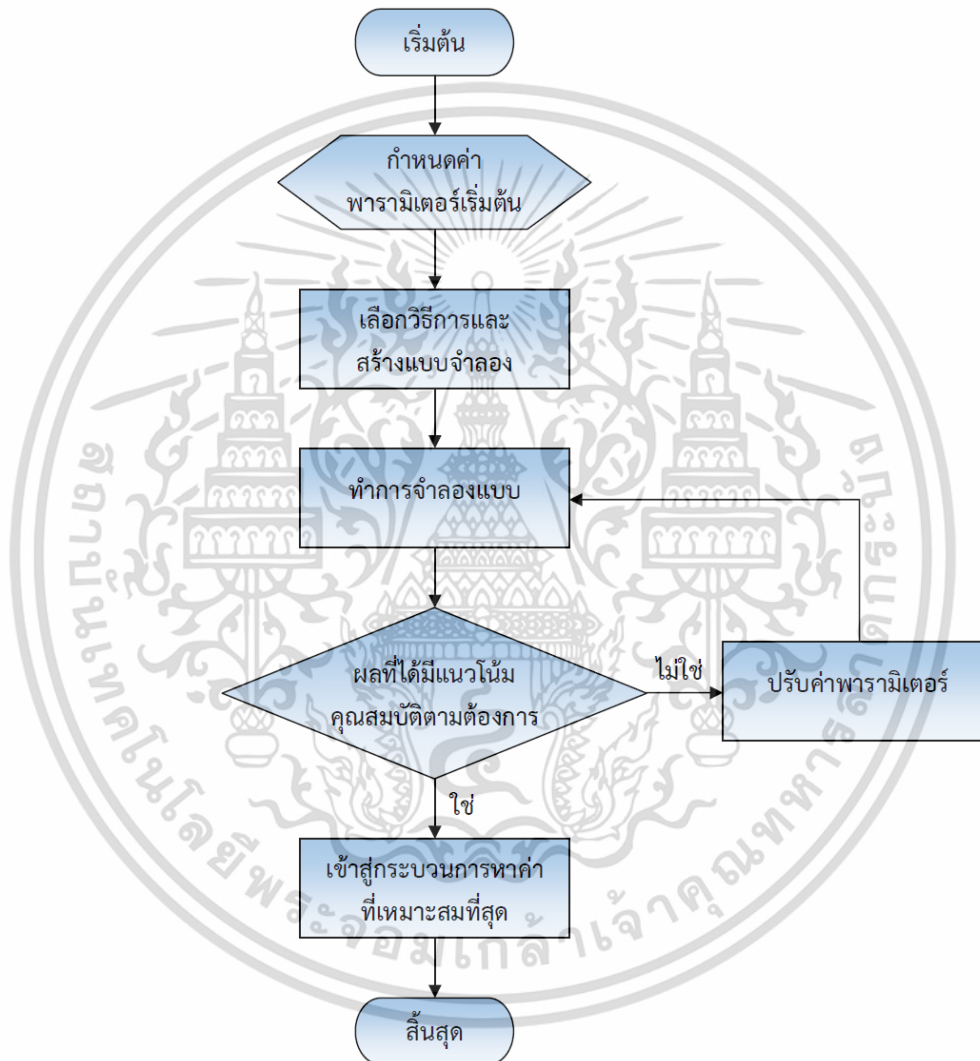
สำหรับค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ กำหนดค่าเริ่มต้นตามความเหมาะสม โดยให้เริ่มต้นจากค่าน้อย ๆ ได้แก่ ความสูงของโพรบป้อนสัญญาณ $h_p = 3$ mm (เนื่องจากความยาวของโพรบจากหัว SMA ในทางปฏิบัติอยู่ที่ประมาณ 2 – 4 mm) ความกว้างของส่วนที่เป็นขั้น (Step) ที่ฐานล่างของแผ่นโลหะรูปวงรี $w_s = 10$ mm (จะได้ความสูงของชั้นในแนวตั้งอยู่ที่ประมาณ 1 mm) และช่องว่างระหว่างระนาบกราวด์แบบต่าง ๆ (g_1 และ g_2) ให้มีค่าเริ่มต้นเท่ากันเป็น 1 mm

3.2.3 การจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศ

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอการออกแบบสายอากาศโดยใช้ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของโครงสร้างที่ได้คำนวณไปแล้วจากหัวข้อที่ผ่านมา โดยเน้นที่การหาค่าที่เหมาะสมที่สุดในเบื้องต้นจากการพิจารณาผลของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ก่อนเป็นอันดับแรก ก่อนที่จะนำไปพิจารณาเกี่ยวกับการพัฒนาให้เป็นสายอากาศที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

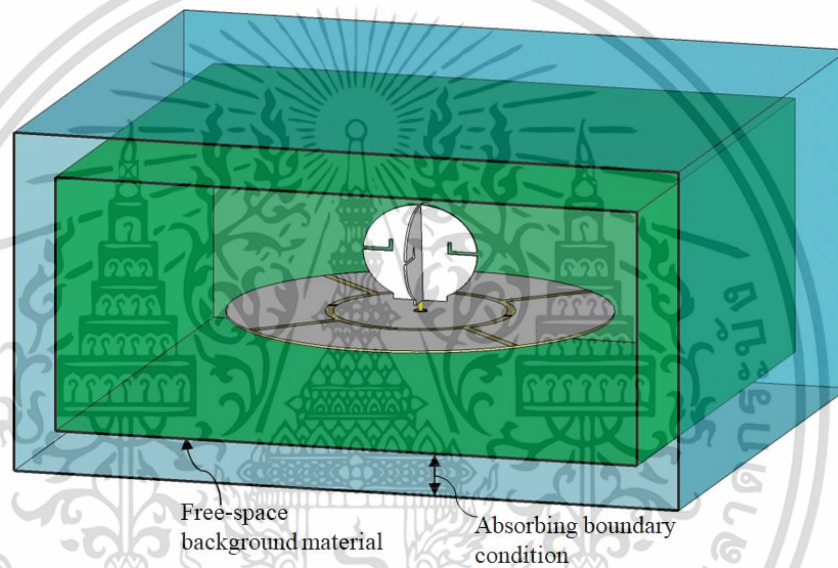
ในรูปที่ 3.2 แสดงลำดับขั้นตอนในการออกแบบสายอากาศโดยใช้วิธีการจำลองแบบ เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด ในมุมมองของเงื่อนไขที่เกี่ยวกับอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์เป็นหลักก่อน โดยเริ่มจากการกำหนดค่าพารามิเตอร์เริ่มต้น แล้วเลือกวิธีการและสร้างแบบจำลอง แล้วเริ่มทำการจำลองแบบ พิจารณาผลของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ว่ามีคุณสมบัติทางย่านความถี่มีแนวโน้มเบื้องต้นเป็นไปตามที่ต้องการหรือไม่ ถ้าไม่ก็จะกลับไปปรับพารามิเตอร์ของโครงสร้างใหม่อีก เมื่อได้คุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ที่มีแนวโน้มเบื้องต้นตามต้องการแล้ว จะเข้าสู่กระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดโดยใช้ตัวช่วยหาค่าที่เหมาะสมที่สุด (Optimizer)



รูปที่ 3.2 ลำดับขั้นตอนในการออกแบบสายอากาศโดยใช้วิธีการจำลองแบบ

ในการจำลองแบบนั้น จะเลือกใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ซึ่งเป็นซอฟต์แวร์สำเร็จรูปตัวหนึ่งที่นิยมใช้ในปัจจุบัน โดยในการออกแบบนี้จะเลือกใช้การจำลองแบบในโดเมนเวลา (Time Domain) ซึ่งใช้เทคนิคปริพันธ์จำกัด (Finite Integration Technique: FIT) ร่วมกับวิธีสายส่ง (Transmission Line Method: TLM) ตัวอย่างวิธีการจำลองแบบในโดเมนเวลาแสดงได้ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งประกอบด้วยโครงสร้างแบบจำลองเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของสายอากาศที่ล้อมรอบด้วยวัสดุพื้นหลัง (Background Material) เป็นอวกาศว่าง (Free Space) และที่ชั้นนอกสุดเป็นบริเวณของเงื่อนไขขอบเขตการดูดซับคลื่น (Absorbing Boundary Condition) เพื่อเป็นการจำลองเสมือนว่ามีบริเวณของอวกาศว่างแผ่ขยายออกไปไม่สิ้นสุด ซึ่งวิธีการนี้จะช่วยลดทรัพยากรในการคำนวณได้เมื่อโครงสร้างที่จำลองมีขนาดใหญ่ ส่วนการแบ่งความละเอียดของพื้นที่ในการคำนวณนั้น โดยปกติแล้วควรจะต้องให้เล็กถึงระดับ $\lambda/10$ ลงไป โดยเฉพาะส่วนมีรายละเอียดขนาดเล็ก โดยที่ λ คือ ความยาวคลื่นของความถี่สูงสุดในการจำลองแบบ อนึ่ง ในโครงสร้างการจำลองแบบจะเพิ่มหัวต่อ SMA 3.5-mm แบบเสมือนจริงเข้าไปด้วยในขั้นตอนนี้ เพื่อให้ได้ผลการจำลองการป้อนสัญญาณที่เสมือนจริง ซึ่งจะทำให้ได้ผลที่ใกล้เคียงความจริงมากที่สุดเมื่อนำไปสร้างจริง รายละเอียดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ สำหรับเริ่มต้นในกระบวนการจำลองแบบแสดงได้ดังตารางที่ 3.2



รูปที่ 3.3 ตัวอย่างวิธีการจำลองแบบในโดเมนเวลา

ตารางที่ 3.2 สรุปรายละเอียดพารามิเตอร์เริ่มต้นในการจำลองแบบสายอากาศ

พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ (mm)
A และ B	22.05 และ 16.54 (ตามลำดับ)
d_1 และ d_2	13.78 และ 4.59 (ตามลำดับ)
g_s	1
w_s	10
h_p	3
R_1 และ R_2	61.22 และ 27.27 (ตามลำดับ)
g_1 และ g_2	1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4 ผลการจำลองแบบและการศึกษาพารามิเตอร์เบื้องต้น

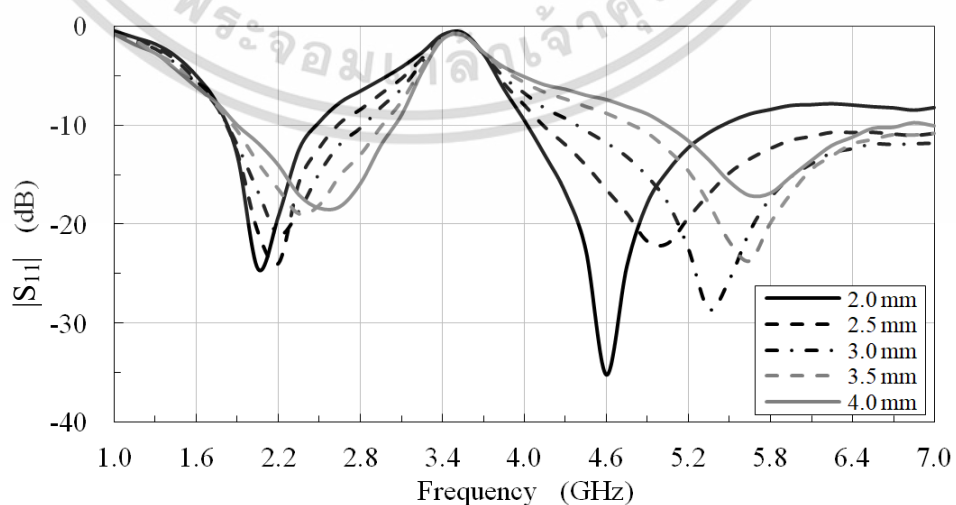
ในหัวข้อนี้จะแสดงผลการจำลองแบบและทำการศึกษาพารามิเตอร์เบื้องต้น โดยใช้ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของโครงสร้างที่ได้คำนวณไปแล้วจากหัวข้อที่ผ่านมา โดยจะเน้นที่การหาค่าที่เหมาะสมที่สุดของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ก่อนเป็นอันดับแรก ในการศึกษาพารามิเตอร์นั้นจะเริ่มจากบริเวณที่ใกล้จุดป้อนสัญญาณก่อนเนื่องจากเป็นจุดที่ไวต่อการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์มากที่สุด หลังจากนั้นจึงจะพิจารณาส่วนประกอบต่าง ๆ ของโพรบพื้นผิวไปตามลำดับ ในส่วนของระนาบกราวด์นั้นจะมีการศึกษาพารามิเตอร์เป็นลำดับสุดท้าย โดยที่ยังไม่มีสวิตช์บนระนาบกราวด์

ในการพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์นั้นจะพิจารณาจากการแมตช์ของอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเทียบกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance) ของระบบ 50Ω โดยจะใช้ค่าขนาด (Magnitude) ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} ในสเกลแบบลอการิทึมในฐาน 10 ($|S_{11}|_{dB}$) โดยจะพิจารณาจากเกณฑ์ $|S_{11}|_{dB} \leq -10$ dB จึงจะถือว่ายอมรับได้ เทียบเคียงได้กับกรณีที่อัตราส่วนคลื่นนิ่งแรงดัน (VSWR) ประมาณ 2:1 ซึ่งเป็นที่ยอมรับได้โดยทั่วไปในงานวิจัยด้านสายอากาศ

3.2.4.1 ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์ h_p

พารามิเตอร์ h_p คือ ความสูงของโพรบป้อนสัญญาณ เป็นแกนกลางของหัวต่อ SMA เนื่องจากในทางปฏิบัติอยู่ที่ประมาณ 2 - 4 mm ดังนั้นจึงมีการแปรค่าและศึกษาในช่วงความยาวนี้ ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์ h_p แสดงได้ดังกราฟในรูปที่ 3.4 ซึ่งพบว่าความยาวของโพรบป้อนสัญญาณ (การเลือกจุดที่ป้อนสัญญาณ) นั้นมีผลกระทบต่อค่า S_{11} ของสายอากาศอย่างมาก โดยที่จะมีผลกระทบต่อจุดเรโซแนนซ์ของสายอากาศในทั้งสองย่านความถี่

จากกราฟจะเห็นว่าคุณลักษณะอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ที่ดี (มีจุดของ $|S_{11}|_{dB}$ ลดลงต่ำที่สุด) ที่ทำให้ได้ความถี่กลางทั้งสองย่านที่สนใจมีค่าใกล้เคียง $f_1 = 2.45$ GHz และ $f_2 = 5.5$ GHz มากที่สุด คือ h_p อยู่ระหว่าง 3 และ 3.5 mm แล้วใช้ค่าเฉลี่ยคือ h_p ประมาณ 3.25 mm โดยจะเลือกค่านี้เป็นค่าที่เหมาะสมใหม่ในรอบแรกและจะใช้ในการค่าพารามิเตอร์ตัวถัดไป

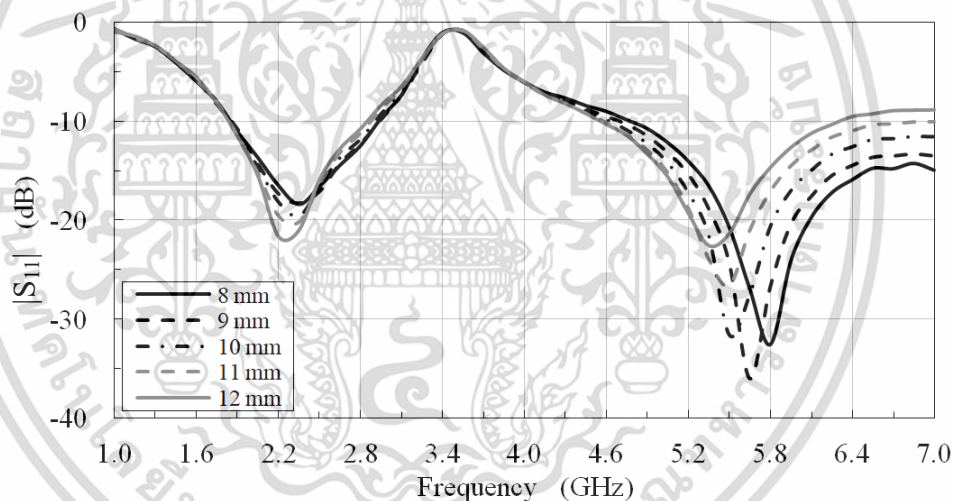


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ **รูปที่ 3.4** การแปรค่าพารามิเตอร์ h_p ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4.2 ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์ w_s

จุดถัดไปเป็นพารามิเตอร์ w_s คือ ความกว้างในแนวนอนของจุดเปลี่ยนการป้อนสัญญาณแบบขั้น (One-step Feeding Transition) ซึ่งอยู่ที่ฐานล่างของโพรบวงรีไขว้ มีหน้าที่ในการปรับค่าอิมพีแดนซ์ที่ถูกส่งต่อมาจากโพรบส่วนแกนกลางของหัว SMA ในทางปฏิบัติต้องการให้ความสูงของชั้นในแนวตั้ง (ที่ขึ้นไปตัดกับขอบรูปวงรี) มีค่าน้อย ๆ ประมาณ 1 mm ดังนั้นจึงแปรค่า w_s ในแนวนอนอยู่ที่ประมาณ 8 – 12 mm ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์ w_s แสดงได้ดังกราฟในรูปที่ 3.5 ซึ่งพบว่าความกว้างของการป้อนสัญญาณแบบขั้นนั้นมีผลกระทบต่อค่า S_{11} ในย่านความถี่สูง (ย่าน f_2) ของสายอากาศมากกว่า โดยที่จะมีผลกระทบต่อให้เลื่อนจุดเรโซแนนซ์ของสายอากาศอยู่ต่ำลงมาหากมีค่าสูงมากเกินไป ดังนั้นจึงควรมีการพิจารณาให้เหมาะสมว่าจะยอมให้สายอากาศแมตซ์ดีขึ้น (S_{11} ต่ำลงได้) เท่าใดโดยที่จุดเรโซแนนซ์ของสายอากาศนั้นจะไม่เลื่อนมากจนเกินไป หรือมีคุณลักษณะของแบนด์วิดท์ที่กว้างเกินไป

จากผลการจำลองจะเห็นว่า การป้อนสัญญาณแบบขั้นจะช่วยในการควบคุมแบนด์วิดท์ของสายอากาศด้วย เมื่อสังเกตคุณลักษณะอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่ดีที่ทำให้ย่านความถี่สูงไม่กว้างเกินไป นั่นคือ w_s ควรอยู่ระหว่าง 10 และ 11 mm หรือค่าเฉลี่ยคือ w_s ประมาณ 10.5 mm และจะเลือกค่านี้เป็นค่าที่เหมาะสมใหม่ในการค่าพารามิเตอร์ตัวถัดไป



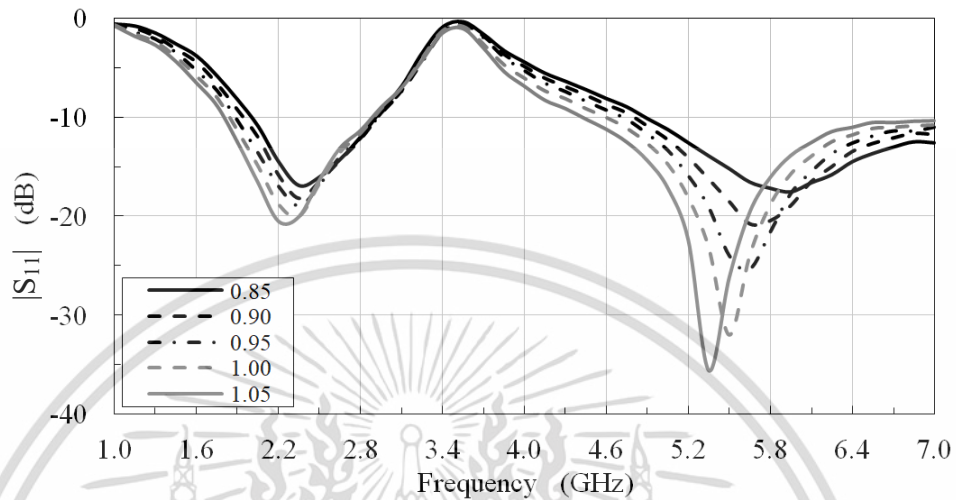
รูปที่ 3.5 การแปรค่าพารามิเตอร์ w_s

3.2.4.3 ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์ K_D

ตัวพารามิเตอร์ K_D นั้นเป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่กำหนดขึ้นมาเพื่อชดเชยความผิดพลาดจากการประมาณความยาวเส้นรอบวงรี รวมถึงผลกระทบจากการเพิ่มส่วนที่เป็นขั้นที่จุดป้อนสัญญาณและผลจากการเชื่อมร่วมของวงรีแบบไขว้กันด้วย เพื่อให้เห็นผลกระทบของความไม่เป็นอุดมคติของสูตรโดยประมาณจากสมการ (3.2ก) ดังนั้นจึงขอเสนอผลบางส่วนจากแปรค่า K_D ในช่วงประมาณ 0.85 – 1.05 ดังกราฟในรูปที่ 3.6 ซึ่งพบว่าถ้าค่า K_D มากหรือน้อยไป จะส่งผลให้จุดเรโซแนนซ์อยู่ต่ำลงหรือสูงขึ้นตามลำดับ และเห็นได้ชัดว่าค่า $K_D = 1$ ที่กำหนดไว้ในเบื้องต้นนั้นอาจจะไม่เหมาะสมที่สุดเนื่องจากได้ค่าจุดเรโซแนนซ์ของสายอากาศในแถบความถี่ต่ำกว่าความถี่ $f_1 = 2.45$ GHz อยู่บ้างเล็กน้อย (อยู่ที่ประมาณ 2.35 GHz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

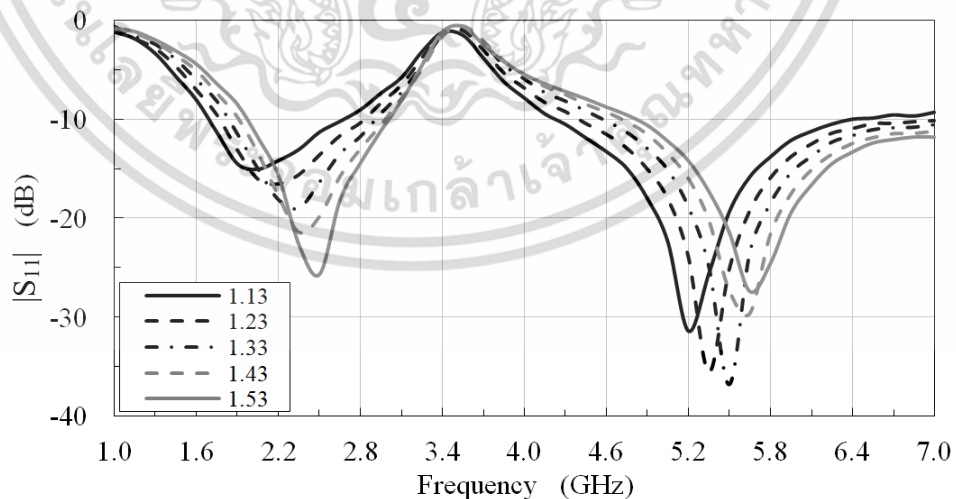
จากการพิจารณากราฟผลการจำลองจะเห็นว่าที่ค่า $K_D = 1$ นั้นยังคงให้คุณลักษณะอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ในภาพรวมทั้งสองย่านความถี่ดีพอใช้ ดังนั้นในขั้นตอนนี้จะเลือกใช้ K_D ค่าเดิมนี้ต่อไปก่อน และจะใช้พารามิเตอร์นี้เพื่อปรับค่าเล็กน้อยเพื่อหาค่าที่ดีที่สุดในการบรรจบการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดโดยใช้ Optimizer ในลำดับถัดไป



รูปที่ 3.6 การแปรค่าพารามิเตอร์ K_D

3.2.4.4 ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์ AR

จากสมการ (3.2ข) ได้มีการกำหนดพารามิเตอร์ AR ซึ่งเป็นอัตราส่วนแกนแนวนอนต่อแนวตั้งของโพรบพื้นผิวรูปวงรี คือ A/B ในกรณีที่ $A > B$ เพื่อให้เห็นผลในมุมมองภาพรวมของอัตราส่วนแกนนี้ที่มีผลกระทบต่อคุณลักษณะอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ ดังนั้นจึงนำเสนอผลบางส่วนจากแปรค่า AR ในช่วงใกล้ ๆ $4/3$ คือ ประมาณ 1.13 – 1.53 ดังกราฟรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 การแปรค่าพารามิเตอร์ AR

จากกราฟข้างต้นพบว่า ในย่านความถี่แรก (ย่านความถี่ต่ำ) ถ้าค่า AR มากขึ้นจะทำให้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

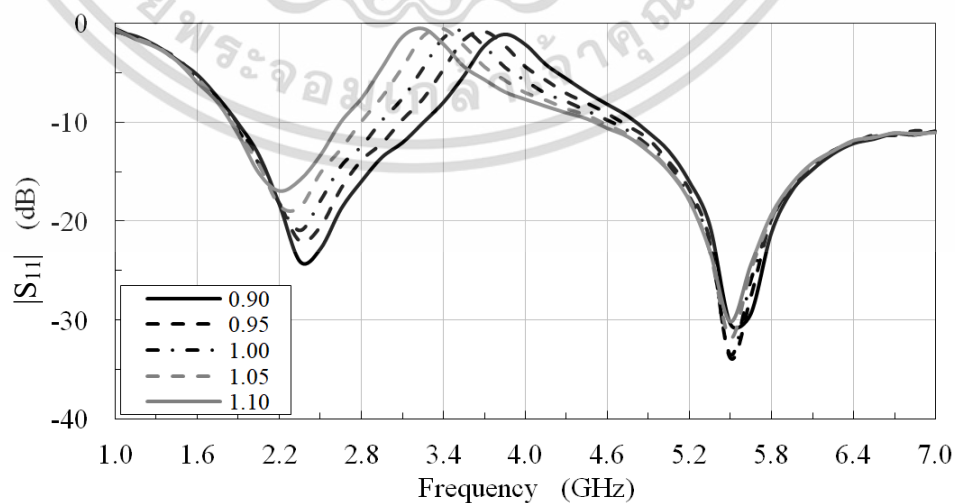
จุดเรโซแนนซ์เลื่อนสูงขึ้นไปและสายอากาศแมตซ์ดีขึ้นซึ่งมีแนวโน้มความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้น ในช่วงค่าพารามิเตอร์ที่น่าเสนอ ในขณะที่ย่านความถี่ที่สอง (ย่านความถี่สูง) ค่า AR ที่เปลี่ยนแปลงไปจะทำให้จุดเรโซแนนซ์เลื่อนไปสรุปได้เหมือนกรณีย่านความถี่ต่ำแต่ความสัมพันธ์ระหว่างการแมตซ์ของสายอากาศกับ AR นั้นจะมีแนวโน้มไม่เป็นเชิงเส้น โดยจุดที่มีการแมตซ์ที่ดีที่สุดอยู่ประมาณกึ่งกลางในช่วงค่าพารามิเตอร์ที่น่าเสนอ

จากผลการจำลองจะเห็นว่าค่า AR จะช่วยในการควบคุมการเลื่อนจุดเรโซแนนซ์และค่าการแมตซ์ของสายอากาศได้ในเวลาเดียวกันทั้งสองย่านความถี่ และควรพิจารณาให้เกิดความสมดุลของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ในย่านความถี่ทั้งคู่ เมื่อสังเกตคุณลักษณะอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ที่ดีในเบื้องต้นจะได้ AR ควรอยู่ระหว่าง 1.33 และ 1.43 หรือคิดเป็นค่าเฉลี่ยคือ AR ประมาณ 1.38 และจะเลือกเป็นค่าที่เหมาะสมใหม่ตัวถัดไป

3.2.4.5 ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์ K_S

ตัวพารามิเตอร์ K_S นั้นเป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่กำหนดเพื่อชดเชยความผิดพลาดจากการประมาณความถี่นอตช์ของช่องสลิตรูปตัวแอล ซึ่งรวมผลกระทบจากความยาวที่คลาดเคลื่อนและการเชื่อมร่วมของสลิตรูปตัวแอลทั้งสี่ที่อยู่บนโครงสร้างโพรบพื้นผิวเดียวกัน โดยความถี่นอตช์ในที่นี้จะเลือกให้อยู่ประมาณกึ่งกลางระหว่างสองย่านความถี่ที่สนใจออกแบบ เพื่อให้เห็นผลกระทบของความไม่เป็นอุดมคติของสูตรโดยประมาณจากสมการ (3.3ข) ดังนั้นจึงขอแนะนำผลบางส่วนจากการแปรค่า K_S ในช่วงประมาณ 0.90 – 1.10 ดังกราฟในรูปที่ 3.8 ซึ่งพบว่าถ้าค่า K_S มากหรือน้อยจะส่งผลให้ความถี่นอตช์อยู่ต่ำลงหรือสูงขึ้นตามลำดับ และเห็นได้ชัดว่าค่า $K_S = 1$ ที่กำหนดไว้ในเบื้องต้นนั้นยังไม่ใช่ค่าที่เหมาะสมที่สุดเนื่องจากได้ค่าความถี่นอตช์อยู่ต่ำกว่าความถี่ $f_n = 3.975$ GHz อยู่พอสมควร คืออยู่ที่ประมาณ 3.55 GHz

จากการพิจารณารูปผลการจำลองจะเห็นว่าที่ค่า $K_S = 0.95$ นั้นทำให้คุณลักษณะอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ในภาพรวมทั้งสองย่านความถี่ดีที่สุด ดังนั้นในขั้นตอนนี้จะเลือกใช้ K_S ค่านี้เป็นค่าที่เหมาะสมใหม่ตัวถัดไป และอาจจะใช้โดยการปรับค่าเล็กน้อยในกระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดโดยใช้ Optimizer ต่อไป



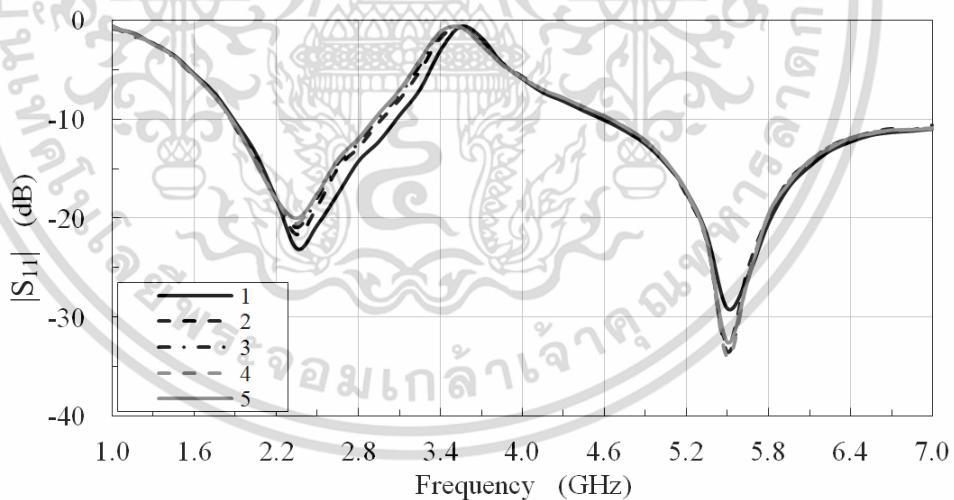
รูปที่ 3.8 การแปรค่าพารามิเตอร์ K_S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4.6 ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์ LR

ในสมการ (3.3ค) นั้น มีการกำหนดพารามิเตอร์ LR ซึ่งเป็นค่าอัตราส่วนความยาว (Length Ratio) ของส่วนประกอบสลิตรูปตัวแอล คือ d_1/d_2 ในกรณีที่ $d_1 > d_2$ เพื่อให้เห็นผลในมุมมองภาพรวมของอัตราส่วนความยาว (d_1/d_2) นี้ที่มีผลกระทบต่อคุณลักษณะอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ ดังนั้นจะนำเสนอผลบางส่วนจากแปรค่า LR ในช่วงใกล้ ๆ 3/1 คือ แปรค่าจาก 1 – 5 ดังกราฟรูปที่ 3.9 จากกราฟพบว่า ในย่านความถี่แรก (ย่านความถี่ต่ำ) ถ้าค่า LR ลดลงเข้าใกล้ 1 จะทำให้จุดเรโซแนนซ์เลื่อนสูงขึ้นและสายอากาศแมตซ์ดีซีขึ้นรวมถึงได้แบนด์วิดท์กว้างขึ้นด้วย ซึ่งคุณลักษณะมีแนวโน้มความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นในช่วงค่าพารามิเตอร์ที่นำเสนอ ในขณะที่ย่านความถี่ที่สอง (ย่านความถี่สูง) เมื่อค่า LR เปลี่ยนแปลงไปจะทำให้จุดเรโซแนนซ์เลื่อนเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ความสัมพันธ์ระหว่างการแมตซ์ของสายอากาศกับ LR นั้นจะมีแนวโน้มไม่เป็นเชิงเส้น และไม่มีนัยสำคัญในการเพิ่มความกว้างของแบนด์วิดท์ในช่วงค่าพารามิเตอร์ที่นำเสนอ

จากที่ได้พิจารณาและกล่าวไปแล้วข้างต้น แสดงให้เห็นว่าเราอาจจะใช้อัตราส่วน LR นี้ช่วยในการปรับแบนด์วิดท์ของย่านความถี่ต่ำ โดยส่งผลกระทบต่อแบนด์วิดท์ของย่านความถี่สูงไม่มากนัก จากผลการจำลองจะเห็นว่าการปรับค่า LR ให้เข้าใกล้ 1 จะได้แบนด์วิดท์ของย่านความถี่ต่ำกว้างขึ้น แต่ในทางปฏิบัติในแง่ของความแข็งแรงของโครงสร้างสลิตรูปตัวแอลที่จะต้องเจาะลงบนแผ่นโพรบพื้นผิวที่เป็นแผ่นโลหะบางนั้น ค่า $LR = 1$ อาจจะไม่เหมาะในการนำไปสร้างจริง ดังนั้นในเบื้องต้นนี้จะเลือกใช้ค่าถัดไปที่อยู่ใกล้ 1 คือ $LR = 2$ และจะเลือกเป็นค่าที่เหมาะสมใหม่ตัวถัดไป



รูปที่ 3.9 การแปรค่าพารามิเตอร์ LR

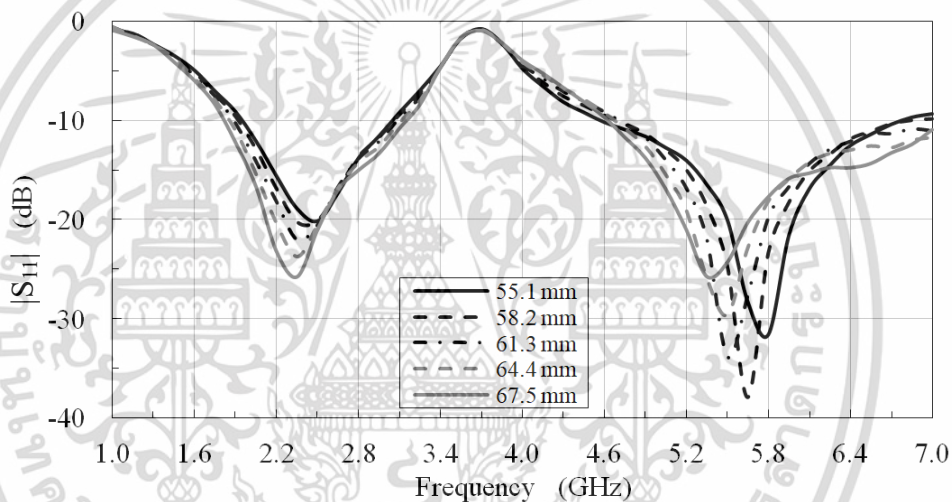
3.2.4.7 ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์ R_1

พารามิเตอร์ R_1 คือ รัศมีของระนาบกรวดพาราซิติค (แผ่นวงแหวนข้างนอก) เพื่อให้เห็นผลกระทบของ R_1 ต่อคุณลักษณะอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ จะนำเสนอผลบางส่วนจากแปรค่า R_1 ในช่วง 55.1 – 67.5 mm ดังกราฟรูปที่ 3.10 จากกราฟพบว่า ในย่านความถี่ต่ำ ถ้าค่า R_1 เพิ่มขึ้นจะทำให้จุดเรโซแนนซ์เลื่อนต่ำลงและสายอากาศแมตซ์ดีซีขึ้นรวมถึงได้แบนด์วิดท์กว้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขึ้นด้วย ซึ่งคุณลักษณะมีแนวโน้มความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นในช่วงค่าพารามิเตอร์ที่นำเสนอ ส่วนในย่านความถี่สูง เมื่อค่า R_1 เปลี่ยนแปลงไปจะทำให้จุดเรโซแนนซ์เลื่อนไปสรุปได้เหมือนกรณีย่านความถี่ต่ำแต่ความสัมพันธ์ระหว่างการแมตซ์ของสายอากาศกับ R_1 นั้นจะมีแนวโน้มไม่เป็นเชิงเส้น รวมถึงความสัมพันธ์ระหว่างแบนด์วิดท์กับ R_1 ด้วยเช่นกัน

จากกราฟที่พิจารณาไปแล้วข้างต้นแสดงให้เห็นอีกว่า การเลื่อนตำแหน่งของจุดเรโซแนนซ์ทั้งสองย่านความถี่นั้นมีลักษณะไปในทิศทางเดียวกันและมีขนาดการเลื่อนใกล้เคียงกัน ดังนั้นเราอาจใช้ R_1 นี้ช่วยในการปรับ/เลื่อนตำแหน่งของจุดเรโซแนนซ์ทั้งสองย่านความถี่นี้ไปพร้อมกันและมีขนาดการเลื่อนที่ใกล้เคียงกันได้ แต่สิ่งที่ควรจำไว้คือค่าของ R_1 ที่มาก ๆ นั้น เป็นสิ่งที่เราไม่ต้องการเนื่องจากจะทำให้ขนาดของสายอากาศใหญ่ขึ้นด้วย เมื่อพิจารณาคุณลักษณะอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ในภาพรวมพบว่าค่าของ R_1 ที่สมเหตุสมผลควรอยู่ระหว่าง 58.2 และ 61.3 mm และจะนำไปปรับปรุงค่าด้วยกระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดโดยใช้ Optimizer ต่อไป



รูปที่ 3.10 การแปรค่าพารามิเตอร์ R_1

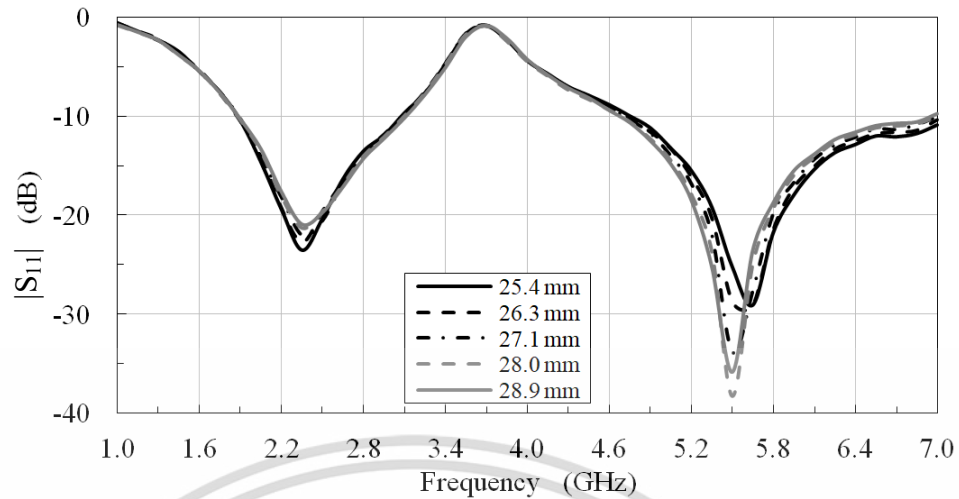
3.2.4.8 ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์ R_2

พารามิเตอร์ R_2 คือ รัศมีของระนาบกราวด์หลัก (แผ่นวงกลมข้างใน) เพื่อให้เห็นผลกระทบของ R_2 ต่อคุณลักษณะอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ จะนำเสนอผลบางส่วนจากแปรค่า R_2 ในช่วง 25.4 – 28.9 mm ดังกราฟรูปที่ 3.11 จากการพิจารณากราฟพบว่า ในย่านความถี่ต่ำ ถ้าค่า R_2 ลดลงจะมีผลหลัก ๆ คือ ทำให้สายอากาศแมตซ์ดีขึ้นได้เล็กน้อย แต่ในย่านความถี่สูง เมื่อค่า R_2 เปลี่ยนแปลงจะไปส่งผลกระทบต่อกรแมตซ์ของสายอากาศอย่างมาก ในส่วนที่เกี่ยวกับความกว้างของแบนด์วิดท์นั้นการแปรค่า R_2 ไม่ได้ส่งผลกระทบที่มีนัยสำคัญมากนัก ในช่วงของค่าพารามิเตอร์ที่นำเสนอ

จากพิจารณาและกล่าวไปแล้วข้างต้น ทำให้ทราบโดยปริยายว่าเราอาจใช้ R_2 นี้เป็นตัวช่วยอิสระในการปรับคุณลักษณะต่าง ๆ เช่น จุดเรโซแนนซ์และการแมตซ์ในย่านความถี่สูงได้ โดยที่มีผลกระทบต่อย่านความถี่ต่ำ จากกราฟเมื่อพิจารณาคุณลักษณะอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ในภาพรวมพบว่าค่าของ R_2 ที่สมเหตุสมผลควรอยู่ระหว่าง 27.1 และ 28.0 mm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

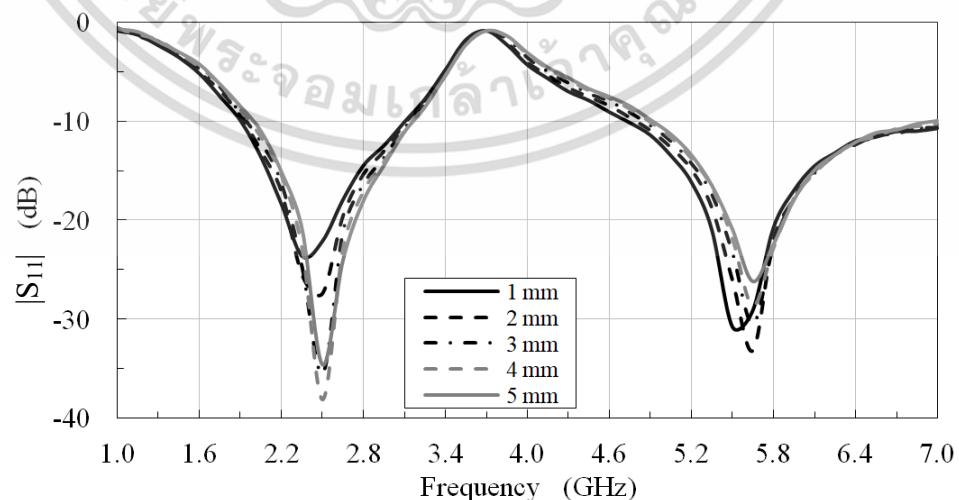


รูปที่ 3.11 การแปรค่าพารามิเตอร์ R_2

3.2.4.9 ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์ g_2

พารามิเตอร์ g_2 คือ ช่องว่างระหว่างระนาบกราวด์หลักข้างในและกราวด์พาราซิติกข้างนอก เพื่อแสดงผลกระทบของ g_2 ต่อคุณลักษณะอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ จะทำการแปรค่า g_2 ในช่วง 1 – 5 mm ดังกราฟรูปที่ 3.12 เมื่อพิจารณาผลจากกราฟจะพบว่า การแปรค่า g_2 นั้นมีผลกระทบมากทั้งสองย่านความถี่ โดยเฉพาะการแมตช์อิมพีแดนซ์ในทิศทางตรงกันข้าม กล่าวคือ ถ้าในย่านความถี่ต่ำมีแนวโน้มการแมตช์อิมพีแดนซ์ดีขึ้น ในย่านความถี่สูงจะมีแนวโน้มการแมตช์อิมพีแดนซ์แย่ลง และเป็นจริงในทางกลับกันด้วย

จากการพิจารณาที่ได้กล่าวไปแล้วข้างต้น ทำให้ได้แนวทางว่าสามารถใช้ g_2 เป็นตัวช่วยในการปรับให้ทั้งสองย่านความถี่มีการแมตช์ใกล้เคียง (Balance) กันได้ จากกราฟเมื่อพิจารณาคุณลักษณะอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ในภาพรวมพบว่าค่าของ g_2 ที่เหมาะสมนั้นควรอยู่ในช่วง 1 และ 2 mm เพื่อให้ได้ค่าการแมตช์อิมพีแดนซ์ของทั้งสองย่านใกล้เคียงกัน



รูปที่ 3.12 การแปรค่าพารามิเตอร์ g_2

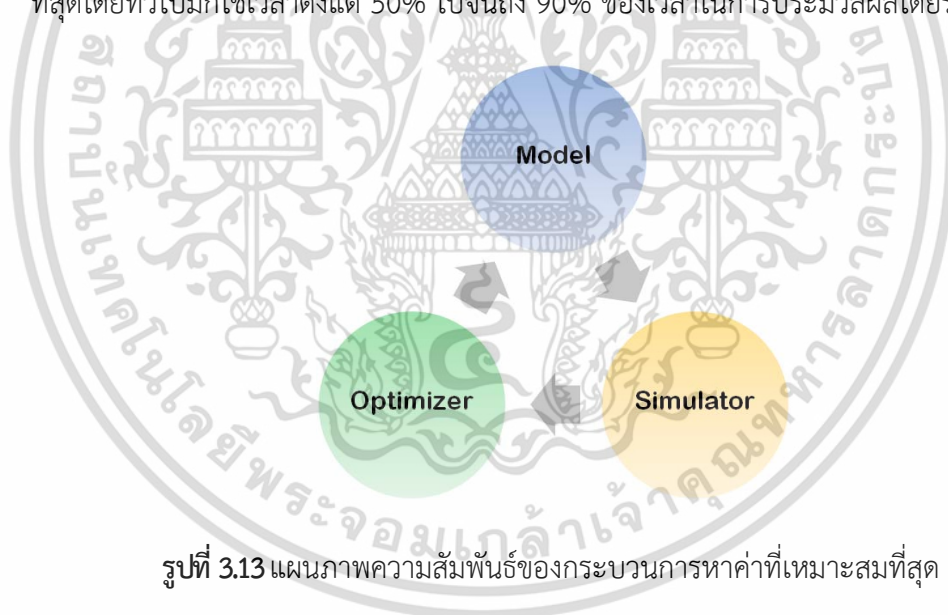
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4.10 ผลจากการแปรค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ

การแปรค่าพารามิเตอร์อื่นๆ ที่ปกติมักจะมีการแปรค่าเล็กน้อย เช่น ช่องว่างระหว่างส่วนตัดของระนาบกราวด์พาราซิติคข้างนอก (g_1) และความกว้างของช่องสลิตรูปตัวแอล (g_s) นั้น พบว่าผลกระทบมีนัยสำคัญน้อยจึงไม่นำเสนอกราฟไว้ในที่นี้ ซึ่งอาจมีการนำไปใช้โดยการปรับค่าเล็กน้อยในกระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดโดยใช้ Optimizer ต่อไป

3.2.5 กระบวนการหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด

โดยพื้นฐานแล้วกระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดประกอบด้วยองค์ประกอบ 3 ส่วนที่จะต้องทำงานร่วมกันแบบวนซ้ำ ได้แก่ แบบจำลอง (Model) ตัวจำลองแบบ (Simulator) และตัวหาค่าที่เหมาะสมที่สุด (Optimizer) ดังรูปที่ 3.13 ในส่วนของแบบจำลองและตัวจำลองแบบนั้นได้สร้างขึ้นและเลือกใช้ตามความเหมาะสมแล้วในหัวข้อก่อนหน้านี้ ขั้นตอนต่อไปที่สำคัญอีกอย่าง คือ การใช้อัลกอริทึมหรือเครื่องมือช่วยหาค่าที่เหมาะสม เพื่อให้พบชุดพารามิเตอร์ของการออกแบบที่เหมาะสมที่สุด ในแง่ของเวลาและต้นทุนในการคำนวณ ขั้นตอนที่สำคัญคือการใช้ตัวจำลองแบบที่มีประสิทธิภาพ กระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมักจะเกี่ยวข้องกับการประเมินฟังก์ชันวัตถุประสงค์หลาย ๆ ครั้ง นี่เป็นขั้นตอนที่ใช้เวลามากที่สุดโดยทั่วไปมักใช้เวลาตั้งแต่ 50% ไปจนถึง 90% ของเวลาในการประมวลผลโดยรวม



รูปที่ 3.13 แผนภาพความสัมพันธ์ของกระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด

จากหัวข้อที่ผ่านมาได้ทำการพิจารณาผลการจำลองแบบและศึกษาพารามิเตอร์ของสายอากาศเบื้องต้นไปแล้ว ในหัวข้อนี้จะนำเสนอวิธีหรือกระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดโดยใช้ Optimizer ที่มีอยู่ในโปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio ตัวอย่างของระเบียบวิธีที่ใช้ใน Optimizer ที่พบเห็นการใช้งานได้บ่อย เช่น Genetic Algorithm Particle Swarm Optimization Nelder-Mead Simplex Algorithm Trust Region Framework Interpolated Quasi Newton และ Classic Powell เป็นต้น โดยในตัวอย่างข้างต้นได้เรียงลำดับจากระเบียบวิธีที่มีพิสัยของค่าพารามิเตอร์ที่กว้างหรือมีค่าเริ่มต้นที่ไม่ใกล้ผลเฉลยมากนักและเป็นทั่วไปมากกว่า ไปจนถึงระเบียบวิธีที่มีพิสัยของค่าพารามิเตอร์ที่แคบหรือมีค่าเริ่มต้นที่ค่อนข้างใกล้ผลเฉลยและมีความเจาะจงมากกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในงานวิจัยนี้จะเลือกใช้วิธี Trust Region Framework เนื่องจากเราทราบค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศจากการจำลองแบบเบื้องต้นแล้วและได้ผลใกล้เคียงกับที่ต้องการพอสมควร วิธีนี้ถือว่ามีควมรวดเร็วและแม่นยำตัวหนึ่งซึ่งให้ผลลู่เข้าอย่างมีประสิทธิภาพโดยการค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดภายในขอบเขตจำกัดที่กำหนดและใช้จำนวนครั้งในการคำนวณต่ำ เหมาะสำหรับปัญหาด้านคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในปริภูมิ 3 มิติโดยทั่วไป

3.2.5.1 หลักการทั่วไปในกระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด

ในกระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด มีข้อเสนอแนะเชิงหลักการโดยทั่วไปดังต่อไปนี้

- พยายามทำให้การกำหนดพารามิเตอร์กระชับที่สุด
- พยายามใช้ฟังก์ชันเป้าหมาย (Goal Functions) จำนวนน้อยที่สุด
- ควรพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์เป็นระยะๆ ตลอดช่วงเวลาของกระบวนการ เพื่อที่จะทราบข้อมูลเชิงลึกเกี่ยวกับพฤติกรรมการลู่เข้าของผลเฉลย
- ในบางกรณีอาจจะต้องลองปรับเปลี่ยนฟังก์ชันเป้าหมายให้เหมาะสมหรือเป็นไปได้
- วิธีการหนึ่งสำหรับค่าพารามิเตอร์ที่มีพิสัยกว้าง คือการจำลองโดยการทดลองแปรค่าพารามิเตอร์แบบหยาบๆ ก่อน เพื่อหาค่าเริ่มต้น แล้วจึงเลือกระเบียบวิธีที่เหมาะสม

3.2.5.2 การตั้งเป้าหมายของการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด

สำหรับการตั้งเป้าหมายของการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดนั้น โดยปกติจะเริ่มจากการตั้งค่าความแม่นยำในภาพรวมของโดเมนการคำนวณ (Domain Accuracy) โดยควรเริ่มจากค่าที่ไม่น้อยหรือไม่ละเอียดเกินไป เช่น ประมาณ 1×10^{-4} เป็นต้น ถ้าตั้งค่านี้น้อยเกินไป อาจจะใช้เวลามากในการลู่เข้าสู่ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด

อีกส่วนหนึ่งซึ่งเป็นเป้าหมายเฉพาะเจาะจง คือ การกำหนดฟังก์ชันเป้าหมาย (Goal Functions) เพื่อให้ Optimizer ใช้เป็นเกณฑ์ในการเปรียบเทียบผลเฉลยของชุดค่าพารามิเตอร์นั้นๆ ลู่เข้าสู่ค่าเป้าหมายที่กำหนดไว้มากน้อยเพียงใด และควรหยุดกระบวนการค้นหา ณ ค่าของชุดพารามิเตอร์ปัจจุบันนี้หรือไม่

ตัวอย่างรายละเอียดการกำหนดฟังก์ชันเป้าหมายของงานวิจัยนี้ แสดงดังตารางที่ 3.3 ซึ่งจะสนใจการหาค่าพารามิเตอร์ที่ดีที่สุดที่จะทำให้ได้อิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ของสายอากาศในทั้งสองย่านความถี่เป็นไปตามที่กำหนด โดยใช้เกณฑ์การพิจารณาจากค่าของ $|S_{11}|_{dB} \leq -10$ dB

ตารางที่ 3.3 รายละเอียดของการกำหนดฟังก์ชันเป้าหมายในงานวิจัยนี้

ความถี่ (GHz)	ฟังก์ชันเป้าหมาย	ค่าถ่วงน้ำหนัก (Weight)
1.90	$ S_{11} _{dB} < -10$ dB	1
2.45	$ S_{11} _{dB} < -20$ dB	0.9
3.20	$ S_{11} _{dB} < -10$ dB	1
4.80	$ S_{11} _{dB} < -10$ dB	1
5.50	$ S_{11} _{dB} < -20$ dB	0.9
6.60	$ S_{11} _{dB} < -10$ dB	1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับกรใช้งานภายในเท่านั้น ไม่สามารถให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.5.3 การเลือกพารามิเตอร์ที่ใช้หาค่าที่เหมาะสมที่สุด

จากหลักการทั่วไปในกระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด ทำให้ได้แนวทางว่าควรเลือกพารามิเตอร์ที่มีพิสัยของค่ากว้างและมีแนวโน้มที่จะส่งผลกระทบต่อฟังก์ชันเป้าหมายมากที่สุดก่อนเป็นกลุ่มแรก ซึ่งการจำลองแบบและการศึกษาพารามิเตอร์เบื้องต้นในหัวข้อ 3.2.4 ที่ผ่านมาพบว่า พารามิเตอร์กลุ่มแรกที่ส่งผลกระทบต่อฟังก์ชัน $|S_{11}|_{dB}$ ในทั้งสองย่านความถี่ ได้แก่ h_p , A , B , R_1 และ g_2 ในที่นี้จึงเลือกพารามิเตอร์ 5 ตัวนี้ในการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดในรอบแรกก่อน ส่วนพารามิเตอร์ที่เหลือ ได้แก่ w_s , d_1 , d_2 , R_2 , g_1 และ g_s ซึ่งพบว่ามิผลกระทบต่อ $|S_{11}|_{dB}$ น้อยกว่าหรือบางตัวมีผลกระทบอย่างเด่นชัดเพียงบางย่านความถี่ จึงจะเพิ่มเข้าไปในกระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดในรอบถัดไป วิธีในการพิจารณาและแบ่งการค้นหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดลักษณะนี้จะสามารถช่วยลดจำนวนตัวแปรที่ต้องใช้ในกระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด รวมถึงการลดทรัพยากรและเวลาที่ต้องใช้ในการคำนวณได้

3.3 ผลค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศที่เหมาะสมที่สุด

จากหัวข้อที่ผ่านมาเป็นกระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดโดยเลือกใช้ Optimizer ด้วยวิธี Trust Region Framework ในหัวข้อนี้จะนำเสนอผลจากการหาค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศที่เหมาะสมที่สุด โดยมีรายละเอียดของค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดของสายอากาศแสดงดังในตารางที่ 3.4

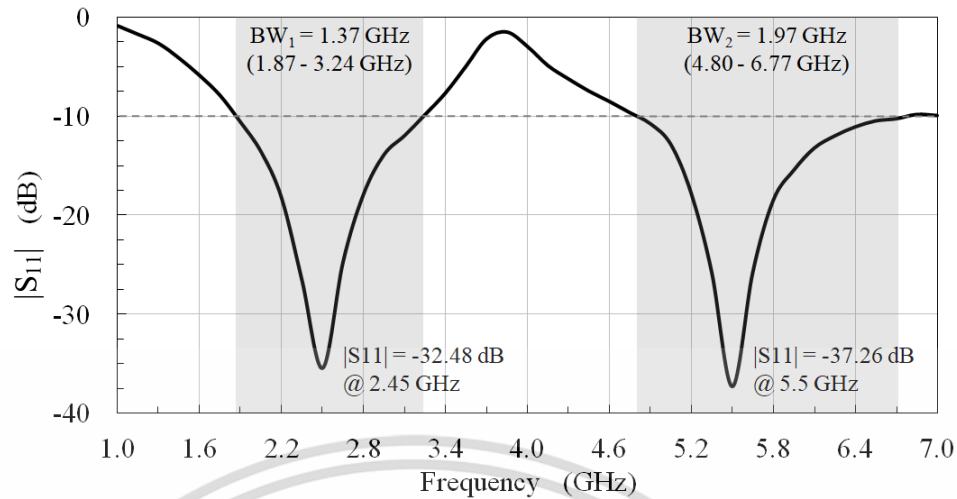
ตารางที่ 3.4 สรุปรายละเอียดค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดของสายอากาศ

พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ (mm)
A และ B	23.71 และ 17.18 (ตามลำดับ)
d_1 และ d_2	11.86 และ 5.22 (ตามลำดับ)
g_s	1.20
w_s	10.52
h_p	3.44
R_1 และ R_2	60.95 และ 27.37 (ตามลำดับ)
g_1 และ g_2	1.10 และ 1.45 (ตามลำดับ)

ในรูปที่ 3.14 แสดงผลของค่า $|S_{11}|_{dB}$ ที่เป็นฟังก์ชันของความถี่ ในกรณีที่ใช้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดของสายอากาศจากตารางที่ 3.4 จากกราฟพบว่าไดโอมิพีแดนซ์แบนด์วิดธ์เป็นแบบสองย่านความถี่และครอบคลุมมาตรฐานของความถี่หลักที่จะใช้งานได้ตามต้องการ โดยในย่านความถี่แรก ($f_1 = 2.45$ GHz) จะครอบคลุมความถี่ตั้งแต่ 1.87 – 3.24 GHz มีแบนด์วิดธ์สัมบูรณ์ 1.37 GHz และมีค่า $|S_{11}|_{dB} = -32.48$ dB ที่ความถี่ 2.45 GHz ในขณะที่ในย่านความถี่ที่สอง ($f_2 = 5.5$ GHz) จะครอบคลุมความถี่ตั้งแต่ 4.80 – 6.77 GHz มีแบนด์วิดธ์สัมบูรณ์ 1.97 GHz และมีค่า $|S_{11}|_{dB} = -37.26$ dB ที่ความถี่ 5.5 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



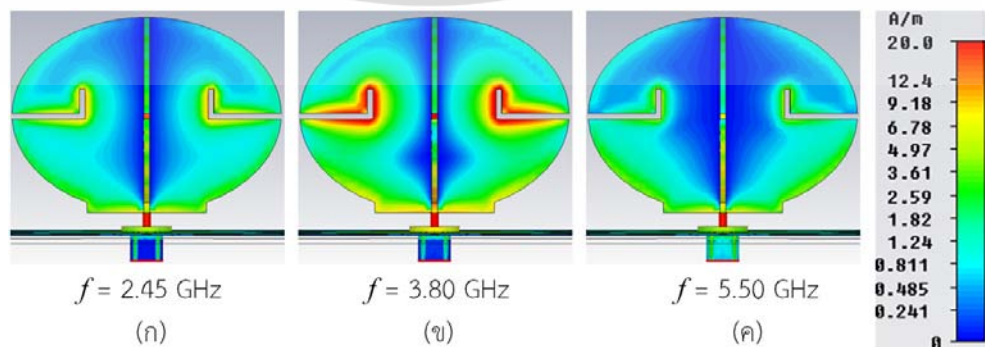
รูปที่ 3.14 ค่า $|S_{11}|_{dB}$ ที่เป็นฟังก์ชันของความถี่ กรณีค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด

3.4 หลักการทำงานและคุณสมบัติแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเบื้องต้น

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการพิจารณาหลักการทำงานเบื้องต้นจากการกระจายกระแสเชิงผิว (Surface Current Distribution, J_s) ของสายอากาศที่ออกแบบแล้ว รวมถึงการสรุปคุณสมบัติแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเบื้องต้นในกรณีที่ยังไม่มีสวิตช์

3.4.1 สรุปหลักการทำงานเบื้องต้นของสายอากาศ

หลักการทั่วไปในการออกแบบสายอากาศนี้เป็นการใช้โครงสร้างพื้นฐานเหมือนสายอากาศโมโนโพล แต่เพิ่มส่วนปลายเป็นโพรบพื้นผิวรูปวงรีไขว้กัน การเลือกโพรบพื้นผิวเป็นรูปวงรีนั้นเพื่อประโยชน์ในการสร้างแบนด์วิดท์ที่กว้างมาก แล้วจะใช้โครงสร้างของสลิตรูปตัวแอลในการสร้างความถี่นอตช์บริเวณตรงกลางทำให้เกิดเป็นสองย่านความถี่แบบแถบกว้างได้ ในรูปที่ 3.15 แสดงผลของการกระจายกระแสเชิงผิว (J_s) ที่โพรบพื้นผิว ที่ 3 ความถี่แตกต่างกันจากรูปพบว่าที่ความถี่ $f = 3.8$ GHz (รูปที่ 3.15ข) จะมีความเข้มของกระแสเชิงผิวในสลิตรูปตัวแอลมากที่สุดเนื่องจากเกิดการเรโซแนนซ์และทำให้เกิดเป็นความถี่นอตช์บริเวณนี้ในเส้นกราฟ $|S_{11}|_{dB}$ ของรูปที่ 3.14 จึงทำให้ได้การทำงานแบบสองย่านความถี่แบบแถบกว้างได้

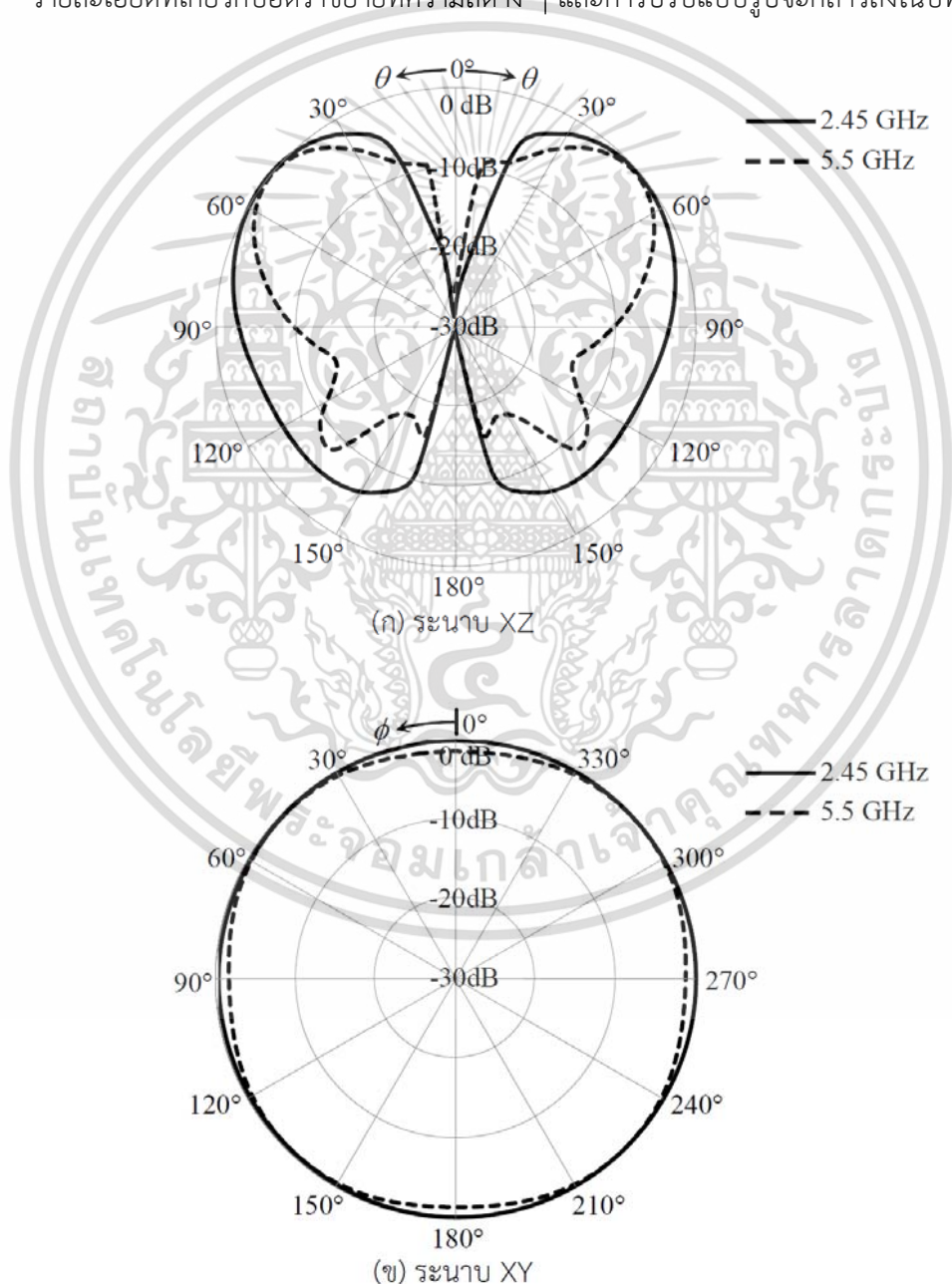


รูปที่ 3.15 การกระจายกระแสเชิงผิว (J_s) ที่โพรบพื้นผิวที่ความถี่ต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.2 สรุปคุณสมบัติแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

ในรูปที่ 3.16 แสดงผลแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบนอร์มัลไลซ์ (Normalized) ที่สองความถี่ใช้งานหลัก คือ ความถี่ 2.45 GHz (เส้นทึบ) และความถี่ 5.5 GHz (เส้นประ) เมื่อพิจารณาที่ระนาบตัด XZ จะเห็นว่าแบบรูปมีลักษณะเป็นสองทิศทางโดยมีมุมของลำคลื่นหลักเป็นมุมเงยขึ้นประมาณ 40 องศาเทียบกับแนวราบเหมือนกันทั้งสองความถี่ ในขณะที่ระนาบตัด XY จะเห็นว่าแบบรูปทั้งสองความถี่มีลักษณะรอบทิศทาง แต่ที่ความถี่สูง (5.5 GHz) จะมีผลที่ต่างจากกรณีรอบทิศทางแบบอุดมคติเล็กน้อยอยู่ที่ประมาณ -1.7 dB ซึ่งยังถือว่าเป็นแบบรอบทิศทาง ส่วนค่าอัตราขยายสูงสุดของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นใน 3 มิติ สำหรับความถี่ 2.45 GHz และ 5.5 GHz มีค่าเฉลี่ยประมาณ 2.9 dBi และ 5.8 dBi ตามลำดับ รายละเอียดที่เกี่ยวกับอัตราขยายที่ความถี่ต่าง ๆ และการปรับแบบรูปจะกล่าวถึงในบทถัดไป



รูปที่ 3.16 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ กรณียังไม่มีการตัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการออกแบบและศึกษาพารามิเตอร์ของสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ โดยเน้นที่การวิเคราะห์พารามิเตอร์เพื่อหาอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่ดีที่สุดออกมา ก่อน ยังไม่ได้กล่าวถึงรายละเอียดเกี่ยวกับการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและการวิเคราะห์อัตราขยายกรณีต่าง ๆ ในการจำลองแบบได้ใช้โปรแกรม CST Microwave Studio โดยมีขั้นตอนเริ่มจากการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นแล้วทำการจำลองแบบและศึกษาพารามิเตอร์ของสายอากาศเบื้องต้นเพื่อให้ได้ค่าพารามิเตอร์ที่ใกล้เคียงจุดที่ดีที่สุด ณ ขั้นตอน และในขั้นตอนสุดท้ายได้นำไปเข้าสู่กระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดโดยใช้ Optimizer แบบ Trust Region Framework จนกระทั่งได้ชุดของค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดออกมา ทำให้ได้ผลของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่กว้างและเป็นแบบสองย่าน

จากผลการจำลองแบบทำให้ได้โครงสร้างของสายอากาศที่เหมาะสม ซึ่งพบว่าได้ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ครอบคลุมมาตรฐานของความถี่หลักตามที่ต้องการได้ทั้งสองย่านความถี่ โดยในย่านความถี่แรก (ย่านความถี่ต่ำ 2.45 GHz) ได้ขนาดแบนด์วิดท์สมบูรณ์ 1.37 GHz ที่ครอบคลุมความถี่ได้ตั้งแต่ 1.87 – 3.24 GHz และที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -32.48$ dB โดยมีอัตราขยายสูงสุดประมาณ 2.9 dBi ในย่านความถี่ที่สอง (ย่านความถี่สูง 5.5 GHz) ได้ขนาดแบนด์วิดท์สมบูรณ์ 1.97 GHz ที่ครอบคลุมความถี่ได้ตั้งแต่ 4.80 – 6.77 GHz และที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -37.26$ dB โดยมีอัตราขยายสูงสุดประมาณ 5.8 dBi

ส่วนของการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นรวมถึงการวิเคราะห์อัตราขยายและคุณสมบัติของสายอากาศในกรณีอื่นๆ ที่ยังไม่ได้กล่าวถึงในบทนี้จะนำเสนอหลักการและรายละเอียดของการวิเคราะห์ในบทถัดไป

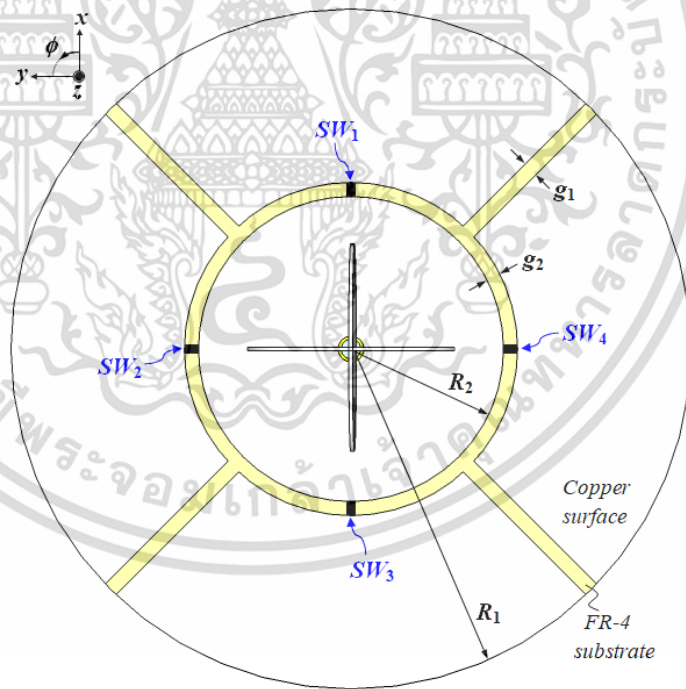
บทที่ 4

การปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ของสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่

4.1 บทนำ

จากหลักการพื้นฐานทางทฤษฎีที่ได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 2 ว่ามีวิธีการหลากหลายมากที่จะนำไปประยุกต์ใช้ในการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการออกแบบและวิเคราะห์ผลของสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ที่น่าสนใจ ในการจำลองแบบยังคงใช้โปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio เป็นเครื่องมือหลักในการศึกษาผลกระทบเบื้องต้นจากการเพิ่มองค์ประกอบสวิตช์เข้าไปในโครงสร้าง โดยจะพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ อิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ และอัตราขยายสูงสุดรวมกันด้วย ส่วนการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบที่ได้กับผลการวัดจากการนำไปสร้างจริงจะนำเสนอเป็นลำดับถัดไปในบทที่ 5

4.2 โครงสร้างของการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

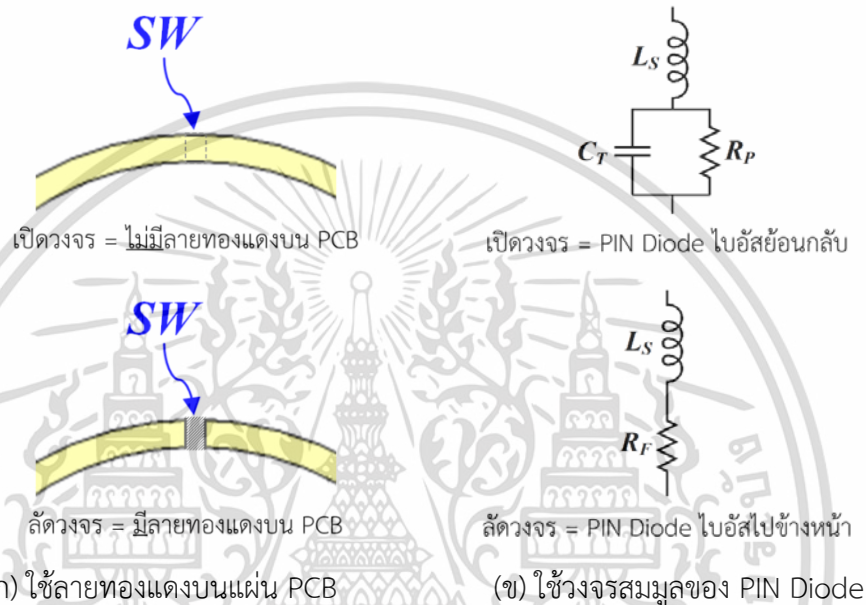


รูปที่ 4.1 โครงสร้างการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

ในการจำลองแบบขั้นต้น โครงสร้างในการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแสดงได้ดังรูปที่ 4.1 ประกอบด้วยสวิตช์อุดมคติจำนวน 4 ตัว ได้แก่ SW_1 , SW_2 , SW_3 และ SW_4 ที่เชื่อมระหว่างระนาบกราวด์หลัก (รัศมี R_2) กับระนาบกราวด์พาราซิติก (รัศมี R_1) ที่ถูกแบ่งออกเป็นสี่ส่วน (4 Sectors)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการจำลองแบบสวิตช์อุดมคติจะแบ่งออกเป็น 2 รูปแบบ ดังรูปที่ 4.2 ได้แก่ ก) การแทนที่สวิตช์ด้วยลายทองแดงบนแผ่น PCB โดยตรง มีความหนา 0.035 mm และกว้าง 1.5 mm ส่วนความยาวจะให้เท่ากับช่องว่าง g_2 พอดี และ ข) การแทนที่สวิตช์ด้วยองค์ประกอบแบบกลุ่มก้อน (Lumped Element) ที่มีวงจรสมมูลทางอุดมคติของพินไดโอด (จากบทที่ 2) อยู่ระหว่างช่องว่าง g_2 ถ้าเลือกใช้พินไดโอดเบอร์ BAR50-02 [103] และอ้างอิงความถี่ 2.45 GHz จากคู่มือจะสามารถประมาณค่าขององค์ประกอบในวงจรสมมูลได้ คือ $L_S \approx 0.4$ nH, $C_T \approx 0.1$ pF, $R_P \approx 4.2$ K Ω ($V_R \approx 0$ V) และ $R_S = R_F \approx 2$ Ω ($I_F \approx 20$ mA)



รูปที่ 4.2 การปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นโดยใช้แบบจำลองสวิตช์

4.3 ผลการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

จากที่กล่าวไปแล้วว่าเราจะใช้สวิตช์จำนวน 4 ตัวที่เชื่อมระหว่างระนาบกราวด์หลักกับระนาบกราวด์พาราซีติกที่ถูกแบ่งออกเป็นสี่ส่วน เมื่อปรับเปลี่ยนสถานะของสวิตช์เหล่านี้ ได้แก่ ปิด/ลัดวงจร (Closed/Short Circuited) หรือ เปิดวงจร (Open Circuited) จะสามารถทำให้เกิดการปรับเปลี่ยนแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศได้ ถึงแม้ว่าสวิตช์ทั้งสี่ตัวนี้จะมีสถานะที่สลับกันไปมาได้หลากหลายรูปแบบ แต่จากการพิจารณาตำแหน่งในการติดตั้งสวิตช์ทั้งสิ้นจากรูปที่ 4.1 พบว่ามีความสมมาตร ดังนั้นเราไม่จำเป็นต้องแสดงผลการจำลองที่เป็นสถานะทั้งหมดทุกกรณีของทุกสวิตช์ ในที่นี้จะแสดงเพียงสถานะที่ทำให้เกิดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่มีลักษณะแตกต่างกันเท่านั้น ตัวอย่างเช่นในกรณีใดก็ตามที่มีสวิตช์เพียงหนึ่งตัวที่ลัดวงจร (สวิตช์อื่นเปิดวงจรทั้งหมด) จะได้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่มีลักษณะเหมือนกันกับกรณี B เพียงแต่ว่าแบบรูปจะหมุนไปตามมุมที่ตำแหน่งสวิตช์นั้นอยู่ เป็นต้น อนึ่ง ในกรณีที่มีสวิตช์ทุกตัวลัดวงจรทั้งหมดนั้นจะไม่รวมไว้ในตารางข้างต้น เนื่องจากเป็นกรณีที่การแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศในย่านความถี่ต่ำ (2.45 GHz) แย่งอย่างมากเนื่องจากถูกโหลดด้วยอิมพีแดนซ์จากส่วนพาราซีติกมากเกินไป ดังนั้นในกรณีเช่นนี้จะถือว่าไม่เหมาะสมสำหรับการนำไปใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 กรณีสถานะของสวิตช์ที่ทำให้ได้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่แตกต่างกัน

กรณี	สถานะของสวิตช์			
	SW_1	SW_2	SW_3	SW_4
A (ปกติ)	เปิดวงจร	เปิดวงจร	เปิดวงจร	เปิดวงจร
B	ลัดวงจร	เปิดวงจร	เปิดวงจร	เปิดวงจร
C	ลัดวงจร	ลัดวงจร	เปิดวงจร	เปิดวงจร
D	ลัดวงจร	ลัดวงจร	ลัดวงจร	เปิดวงจร
E	ลัดวงจร	เปิดวงจร	ลัดวงจร	เปิดวงจร

ต่อไปจะเป็นการนำเสนอและวิเคราะห์ผลการปรับเปลี่ยนแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศตามสถานะของสวิตช์ดังตารางที่ 4.1 โดยจะพิจารณาการแมตช์ ($|S_{11}|_{dB}$) และอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ ($|BW| = f_2 - f_1$) ที่จุด $|S_{11}|_{dB} = -10$ dB ส่วนกราฟแบบเชิงขั้วของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นนั้นจะใช้สเกล 0 ถึง -3 dB เพื่อขยายให้เห็นการเปลี่ยนแปลงของลำคลื่นหลักที่มีลักษณะปกติเป็นรูปกรวย (Conical Beam) โดยดูที่มุม θ_{max} คงที่ในทิศทางลำคลื่นหลัก แล้วแปรค่าในทิศทางมุม ϕ ในแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นทั้งหมดจะนอร์มัลไลซ์ (Normalized) ด้วยค่าอัตราขยายสูงสุด (G_{max}) ของตัวเองในแต่ละความถี่แยกกัน

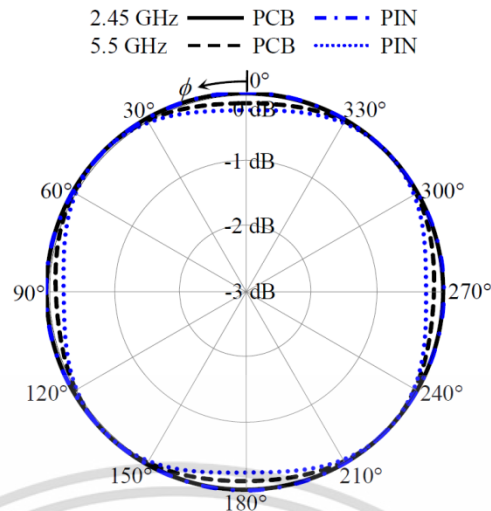
4.3.1 ผลการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น กรณี A

ในกรณี A สวิตช์ทุกตัวจะเปิดวงจร เหมือนกรณีปกติที่ไม่มีสวิตช์ สามารถสรุปผลคุณลักษณะของสายอากาศได้ดังตารางที่ 4.2 และมีผลแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและการแมตช์ของอิมพีแดนซ์แสดงดังรูปที่ 4.3 พบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz มีแบบรูปการแผ่กำลังงานด้านข้างเป็นแบบรอบตัว (Omnidirectional) ในขณะที่ 5.5 GHz มีการแผ่กำลังงานด้านข้างใกล้เคียงแบบรอบตัวแต่มีผลกระทบเล็กน้อยจากระนาบกราวด์พาราซิติคทั้งสี่ส่วน พบอีกว่าการจำลองสวิตช์แบบ PIN จะทำให้ผลการแมตช์ของอิมพีแดนซ์ในภาพรวมแย่งเล็กน้อย

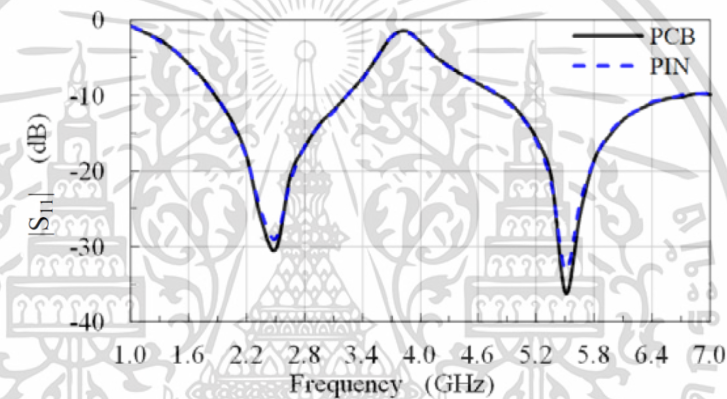
ตารางที่ 4.2 สรุปผลคุณลักษณะของสายอากาศ กรณี A

แบบจำลองสวิตช์ด้วยลายทองแดงบน PCB (รูปแบบ ก)									
ย่านความถี่แรก		$f = 2.45$ GHz			ย่านความถี่ที่สอง		$f = 5.5$ GHz		
f_1-f_2 (GHz)	$ BW $ (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	G_{max} (dBi)	θ_{max} (°)	f_1-f_2 (GHz)	$ BW $ (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	G_{max} (dBi)	θ_{max} (°)
1.88-3.19	1.31	-28.51	2.68	47	4.84-6.75	1.91	-36.26	5.57	45
แบบจำลองสวิตช์ด้วยวงจรมูลของ PIN Diode (รูปแบบ ข)									
ย่านความถี่แรก		$f = 2.45$ GHz			ย่านความถี่ที่สอง		$f = 5.5$ GHz		
f_1-f_2 (GHz)	$ BW $ (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	G_{max} (dBi)	θ_{max} (°)	f_1-f_2 (GHz)	$ BW $ (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	G_{max} (dBi)	θ_{max} (°)
1.88-3.19	1.31	-27.27	2.71	45	4.84-6.68	1.84	-33.24	5.65	45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.3 ผลแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ กรณี A

4.3.2 ผลการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น กรณี B

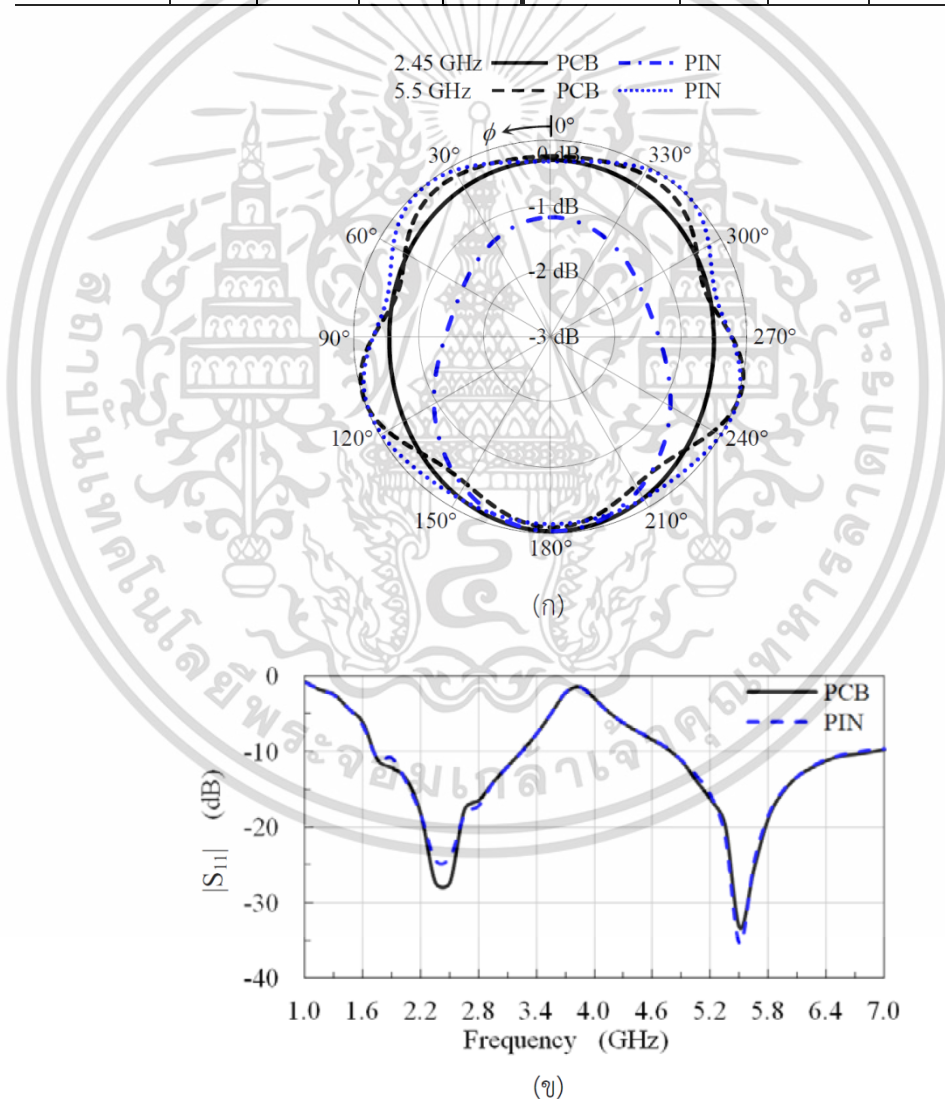
ในกรณี B มีสวิตช์เพียงหนึ่งตัว (SW_1) ที่ลัดวงจร ส่วนสวิตช์ตัวอื่นอยู่ในสถานะเปิดวงจร สามารถสรุปผลคุณลักษณะของสายอากาศได้ดังตารางที่ 4.3 และมีผลแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์แสดงดังรูปที่ 4.4 พบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz มีลำคลื่นหลักที่หันไปในทิศทางตรงข้ามกับตำแหน่งสวิตช์ SW_1 ที่ลัดวงจร ในขณะที่ความถี่ 5.5 GHz ลำคลื่นหลักจะหันไปในทิศทางเช่นเดียวกับกรณีความถี่ 2.45 GHz แต่ลำคลื่นด้านหน้าแยกออกเป็นสามพู่คลื่น (Lobe) ซึ่งเป็นผลกระทบจากระนาบกราวด์พาราซิติกที่ไหลดเพิ่มเข้ามา และพบอีกว่าการจำลองสวิตช์แบบ PIN จะทำให้ผลการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ในภาพรวมแตกต่างจากกรณีการจำลองสวิตช์แบบ PCB เล็กน้อย โดยที่ย่านความถี่ต่ำการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์จะแยกลง ในขณะที่ย่านความถี่สูงนั้นจะแมตซ์อิมพีแดนซ์ได้ดีขึ้น อีกจุดหนึ่งที่สังเกตเห็นได้ชัดเจน คือ ที่ความถี่ 2.45 GHz กรณีการจำลองสวิตช์แบบ PIN นั้นแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจะให้การเจาะจงทิศทางหรือมีอัตราขยายเพิ่มขึ้นมากกว่ากรณีการจำลองสวิตช์แบบ PCB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 สรุปผลคุณลักษณะของสายอากาศ กรณี B

แบบจำลองสวิตช์ด้วยลายทองแดงบน PCB (รูปแบบ ก)									
ย่านความถี่แรก		$f = 2.45 \text{ GHz}$			ย่านความถี่ที่สอง		$f = 5.5 \text{ GHz}$		
f_1-f_2 (GHz)	$ BW $ (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	G_{\max} (dBi)	θ_{\max} (°)	f_1-f_2 (GHz)	$ BW $ (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	G_{\max} (dBi)	θ_{\max} (°)
1.76-3.19	1.43	-27.31	3.08	46	4.82-6.83	2.01	-33.31	5.77	46

แบบจำลองสวิตช์ด้วยวงจรมุมของ PIN Diode (รูปแบบ ข)									
ย่านความถี่แรก		$f = 2.45 \text{ GHz}$			ย่านความถี่ที่สอง		$f = 5.5 \text{ GHz}$		
f_1-f_2 (GHz)	$ BW $ (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	G_{\max} (dBi)	θ_{\max} (°)	f_1-f_2 (GHz)	$ BW $ (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	G_{\max} (dBi)	θ_{\max} (°)
1.76-3.20	1.44	-24.26	3.76	43	4.83-6.74	1.91	-35.46	5.70	45

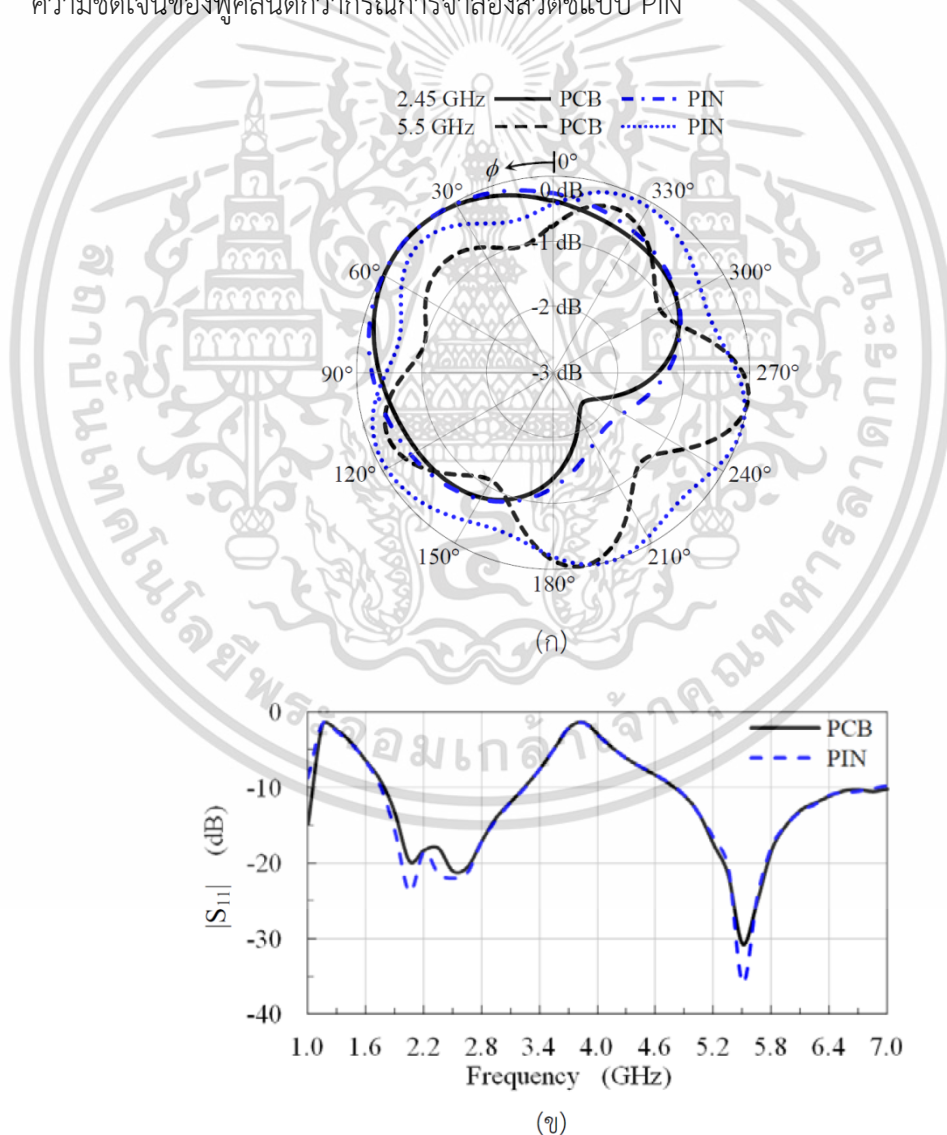


รูปที่ 4.4 ผลแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ กรณี B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.3 ผลการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น กรณี C

ในกรณี C มีสวิตช์ที่ลัดวงจรสองตัวอยู่ใกล้กัน (SW_1 และ SW_2) ส่วนสวิตช์ตัวอื่นอยู่ในสถานะเปิดวงจร แสดงผลแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ได้ดังรูปที่ 4.5 และสามารถสรุปผลคุณลักษณะของสายอากาศได้ดังตารางที่ 4.4 พบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz ลำคลื่นหลักจะหันไปในทิศทางเดียวกันกับตำแหน่งเฉลี่ยกึ่งกลางระหว่างสวิตช์ SW_1 และ SW_2 ที่ลัดวงจร ในขณะที่ความถี่ 5.5 GHz ลำคลื่นหลักจะหันไปในทิศทางตรงข้ามกับกรณีความถี่ 2.45 GHz และมีลำคลื่นหลักแยกออกเป็นสองพูพร้อมด้วยลำคลื่นด้านหลัง (Back Lobe) อีกสามพู ซึ่งเป็นผลกระทบจากระนาบกราวด์พาราซิติกที่โหลดเพิ่มเข้ามา และพบอีกว่าการจำลองสวิตช์แบบ PIN จะทำให้ผลการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ในภาพรวมดีขึ้นทั้งสองย่านความถี่เมื่อเทียบกับกรณีการจำลองสวิตช์แบบ PCB อีกจุดหนึ่งที่สังเกตได้ชัดเจนคือ ในกรณีการจำลองสวิตช์แบบ PCB นั้นให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เจาะจงทิศทางในภาพรวมหรือความชัดเจนของพู่คลื่นดีกว่ากรณีการจำลองสวิตช์แบบ PIN



รูปที่ 4.5 ผลแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ กรณี C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.4 สรุปผลคุณลักษณะของสายอากาศ กรณี C

แบบจำลองสวิตช์ด้วยลายทองแดงบน PCB (รูปแบบ ก)									
ย่านความถี่แรก		$f = 2.45$ GHz			ย่านความถี่ที่สอง		$f = 5.5$ GHz		
f_1-f_2 (GHz)	$ BW $ (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	G_{max} (dBi)	θ_{max} (°)	f_1-f_2 (GHz)	$ BW $ (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	G_{max} (dBi)	θ_{max} (°)
1.82-3.19	1.37	-19.58	3.10	43	4.82-7.16	2.34	-30.81	6.06	46
แบบจำลองสวิตช์ด้วยวงจรมูลของ PIN Diode (รูปแบบ ข)									
ย่านความถี่แรก		$f = 2.45$ GHz			ย่านความถี่ที่สอง		$f = 5.5$ GHz		
f_1-f_2 (GHz)	$ BW $ (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	G_{max} (dBi)	θ_{max} (°)	f_1-f_2 (GHz)	$ BW $ (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	G_{max} (dBi)	θ_{max} (°)
1.80-3.20	1.40	-21.74	3.12	44	4.83-6.89	2.06	-35.94	5.77	46

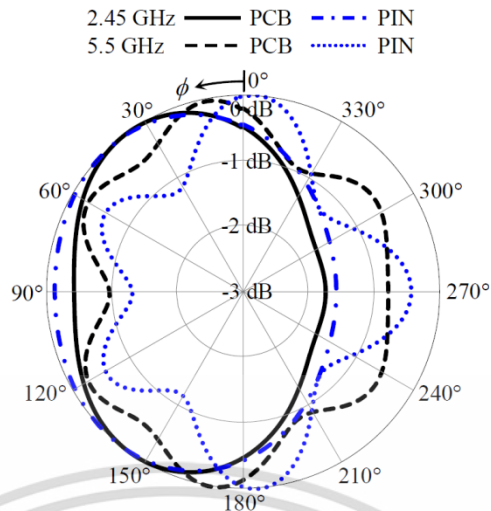
4.3.4 ผลการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น กรณี D

ในกรณี D มีสวิตช์สามตัว (SW_1 , SW_2 และ SW_3) ที่ลัดวงจร ส่วนสวิตช์ตัวอื่นอยู่ในสถานะเปิดวงจร สามารถสรุปผลคุณลักษณะของสายอากาศได้ดังตารางที่ 4.5 และมีผลแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและการแมตช์ของอิมพีแดนซ์แสดงดังรูปที่ 4.6 พบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz มีลำคลื่นหลักแยกเป็นสองทางขึ้นไปในทิศเดียวกันกับตำแหน่งโดยประมาณเฉลี่ยกึ่งกลางระหว่างสวิตช์ SW_1-SW_2 และ SW_2-SW_3 ที่ลัดวงจร ในขณะที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ลำคลื่นหลักที่ขึ้นไปในลักษณะใกล้เคียงกันกับกรณีความถี่ 2.45 GHz แต่มีลำคลื่นด้านหน้าแยกออกเพิ่มอีกสองพู โดยมีผลกระทบจากระนาบกราวด์พาราซิติกที่โหลดเพิ่มเข้ามาถึง 3 ส่วน และพบอีกว่าการจำลองสวิตช์แบบ PIN จะทำให้ผลการแมตช์ของอิมพีแดนซ์ในภาพรวมแย่ลงในย่านความถี่ที่สองเมื่อเทียบกับกรณีการจำลองสวิตช์แบบ PCB มีจุดสังเกตเพิ่มเติมคือ ในกรณีการจำลองสวิตช์แบบ PCB นั้นให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เจาะจงทิศทางในภาพรวมดีกว่ากรณีการจำลองสวิตช์แบบ PIN ที่ความถี่ 2.45 GHz แต่สำหรับความถี่ 5.5 GHz นั้นผลจะกลับกัน

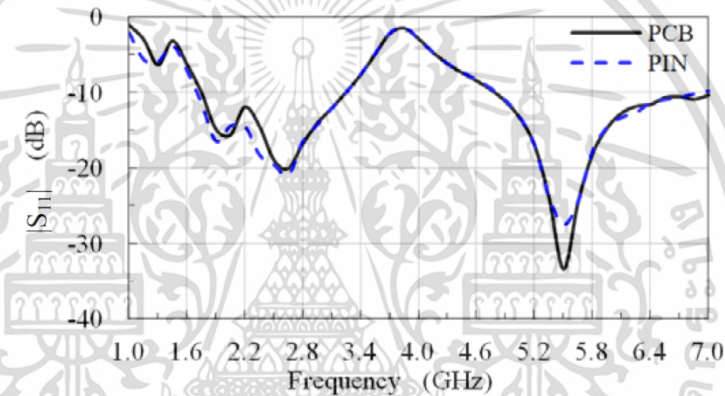
ตารางที่ 4.5 สรุปผลคุณลักษณะของสายอากาศ กรณี D

แบบจำลองสวิตช์ด้วยลายทองแดงบน PCB (รูปแบบ ก)									
ย่านความถี่แรก		$f = 2.45$ GHz			ย่านความถี่ที่สอง		$f = 5.5$ GHz		
f_1-f_2 (GHz)	$ BW $ (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	G_{max} (dBi)	θ_{max} (°)	f_1-f_2 (GHz)	$ BW $ (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	G_{max} (dBi)	θ_{max} (°)
1.80-3.20	1.40	-16.72	2.88	46	4.82-7.12	2.30	-33.45	5.92	46
แบบจำลองสวิตช์ด้วยวงจรมูลของ PIN Diode (รูปแบบ ข)									
ย่านความถี่แรก		$f = 2.45$ GHz			ย่านความถี่ที่สอง		$f = 5.5$ GHz		
f_1-f_2 (GHz)	$ BW $ (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	G_{max} (dBi)	θ_{max} (°)	f_1-f_2 (GHz)	$ BW $ (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	G_{max} (dBi)	θ_{max} (°)
1.73-3.20	1.47	-18.98	2.90	46	4.83-6.93	2.10	-27.60	6.12	47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.6 ผลแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ กรณี D

4.3.5 ผลการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น กรณี E

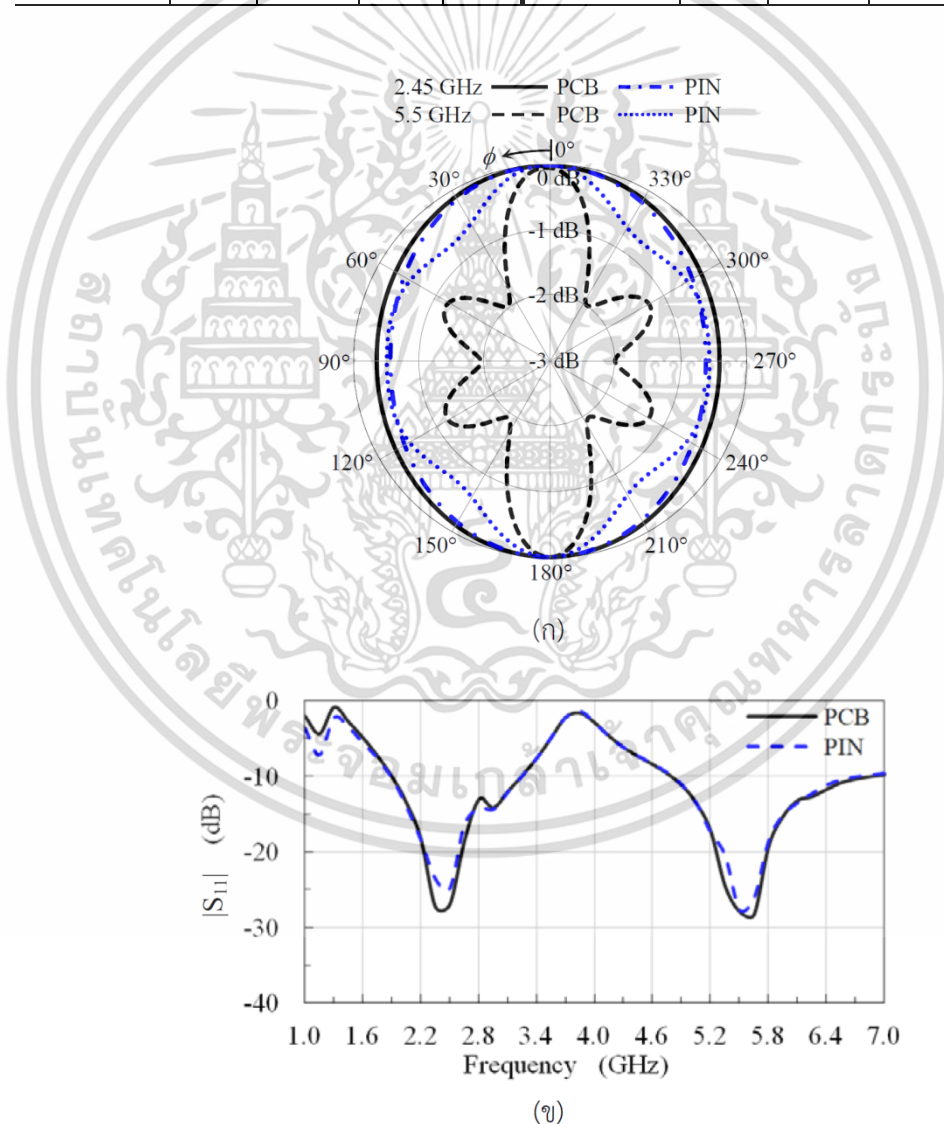
ในกรณี E มีสวิตช์สองตัวตรงข้ามกัน (SW_1 และ SW_3) ที่ลัดวงจร ส่วนสวิตช์ตัวอื่นอยู่ในสถานะเปิดวงจร สามารถสรุปผลคุณลักษณะของสายอากาศได้ดังตารางที่ 4.6 และมีผลแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์แสดงดังรูปที่ 4.7 พบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz ให้ลำคลื่นหลักเป็นแบบสองทิศทางค่อนข้างไปทางแบบรอบตัว โดยจะชี้ไปในทิศทางของสวิตช์ SW_1 และ SW_3 ที่ลัดวงจร ในขณะที่ความถี่ 5.5 GHz นั้นได้ลำคลื่นหลักเป็นแบบสองทิศทางที่ชัดเจนขึ้นเมื่อเทียบกับกรณีความถี่ 2.45 GHz และมีลำคลื่นด้านข้าง (Side Lobe) แยกออกทั้งสองฝั่งด้วย ซึ่งเป็นผลกระทบจากระนาบกราวด์พาราซิติกที่ไหลดเพิ่มเข้ามาทั้ง 2 ส่วนที่อยู่ฝั่งตรงข้ามกัน และพบอีกว่าการจำลองสวิตช์แบบ PIN จะทำให้ผลการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ในภาพรวมแยลงเล็กน้อยทั้งสองย่านความถี่เมื่อเทียบกับกรณีของแบบ PCB มีจุดที่สังเกตได้เพิ่มเติมคือ ในกรณีการจำลองสวิตช์แบบ PCB นั้นให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เจาะจงทิศทางในภาพรวมดีกว่ากรณีการจำลองสวิตช์แบบ PIN ที่ความถี่ 5.5 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.6 สรุปผลคุณลักษณะของสายอากาศ กรณี E

แบบจำลองสวิตช์ด้วยลายทองแดงบน PCB (รูปแบบ ก)									
ย่านความถี่แรก		$f = 2.45 \text{ GHz}$			ย่านความถี่ที่สอง		$f = 5.5 \text{ GHz}$		
f_1-f_2 (GHz)	$ BW $ (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	G_{\max} (dBi)	θ_{\max} ($^{\circ}$)	f_1-f_2 (GHz)	$ BW $ (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	G_{\max} (dBi)	θ_{\max} ($^{\circ}$)
1.90-3.19	1.29	-27.13	2.49	47	4.82-6.84	2.02	-27.29	6.54	47

แบบจำลองสวิตช์ด้วยวงจรมูลของ PIN Diode (รูปแบบ ข)									
ย่านความถี่แรก		$f = 2.45 \text{ GHz}$			ย่านความถี่ที่สอง		$f = 5.5 \text{ GHz}$		
f_1-f_2 (GHz)	$ BW $ (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	G_{\max} (dBi)	θ_{\max} ($^{\circ}$)	f_1-f_2 (GHz)	$ BW $ (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	G_{\max} (dBi)	θ_{\max} ($^{\circ}$)
1.89-3.20	1.31	-24.21	3.13	47	4.83-6.74	1.91	-27.73	5.92	46



รูปที่ 4.7 ผลแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ กรณี E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การวิเคราะห์ผลของอินพุตอิมพีแดนซ์และกระแสบริเวณระนาบกราวด์

ในหัวข้อที่ผ่านมาได้ผลการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นโดยการปรับเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ในกรณีต่าง ๆ ในหัวข้อนี้จะเป็นการวิเคราะห์ผลโดยการพิจารณาภาพรวมของอินพุตอิมพีแดนซ์และกระแสที่บริเวณระนาบกราวด์เพื่อให้เข้าใจผลกระทบและหลักการของการเพิ่มโหลดแบบพาราซิติกที่ระนาบกราวด์ได้ละเอียดยิ่งขึ้น ซึ่งอาจเป็นประโยชน์ในการออกแบบและปรับปรุงโครงสร้างในลักษณะอื่น ๆ ที่มีรูปแบบใกล้เคียงกันได้

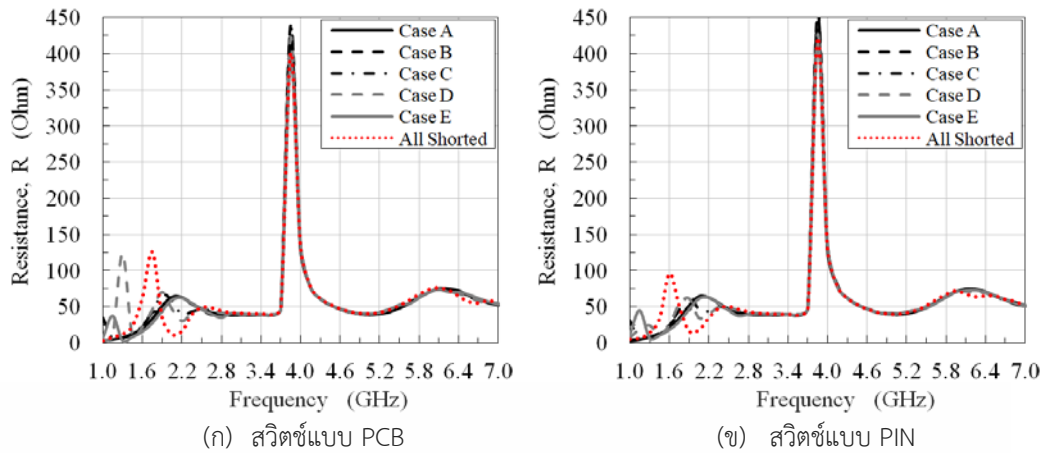
4.4.1 การวิเคราะห์ผลของอินพุตอิมพีแดนซ์

ในรูปที่ 4.8 และ 4.9 แสดงผลค่าความต้านทาน (R) และรีแอคแตนซ์ (X) ตามลำดับที่ขั้วอินพุตของสายอากาศในกรณีต่าง ๆ ดังตารางที่ 4.1 ร่วมกับกรณีที่สวิตช์ทั้งหมดลัดวงจร (All Shorted) ด้วยเพื่อประโยชน์ในการศึกษาและเปรียบเทียบ

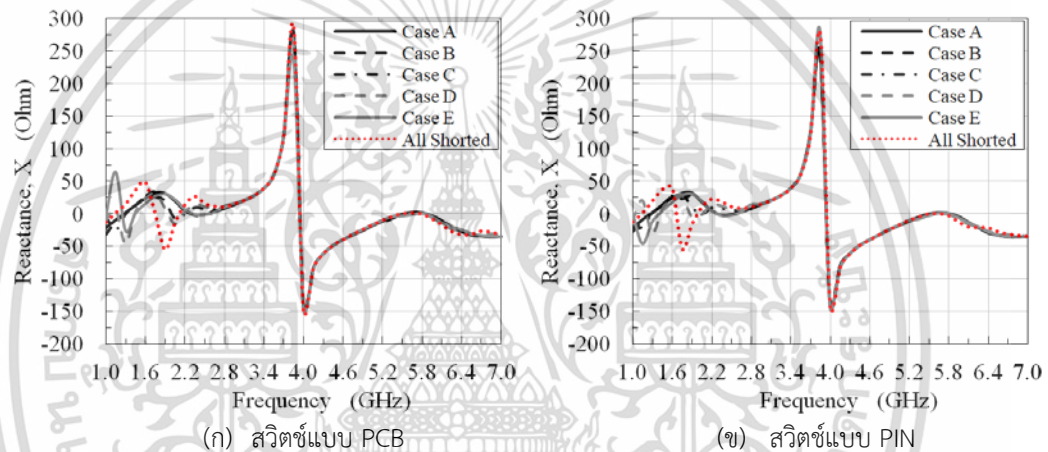
เมื่อพิจารณาค่าความต้านทานที่ขั้วอินพุตของสายอากาศในกรณีต่าง ๆ ดังรูปที่ 4.8 (ก) และ (ข) พบว่ามีแนวโน้มโดยทั่วไปของค่า R เหมือนกัน โดยในย่านความถี่แรก (ย่าน 2.45 GHz) นั้น การปรับเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ส่งผลอย่างมีนัยสำคัญต่อค่าความต้านทานของสายอากาศ กล่าวคือ เมื่อจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจรมากขึ้นจะทำให้เกิดการโหลดด้วยส่วนของระนาบกราวด์พาราซิติกมากขึ้น โดยส่งผลให้มีการแกว่งของค่าความต้านทานอย่างชัดเจนในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 2.45 GHz ลงมา ซึ่งมีผลกระทบโดยตรงต่ออิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ในช่วงความถี่นี้ อนึ่ง กรณีที่สวิตช์ทั้งหมดลัดวงจรนั้นจะส่งผลกระทบมากที่สุด โดยทำให้คุณสมบัติหลักด้านย่านความถี่กว้างของสายอากาศนี้สูญเสียไปและไม่ควรใช้ในการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น จึงไม่รวมกรณีสุดท้ายนี้เข้าไปในตารางที่ 4.1 ส่วนในย่านความถี่ที่สอง (ย่าน 5.5 GHz) นั้น สถานะของสวิตช์ส่งผลน้อยมากต่อค่าความต้านทานของสายอากาศ แสดงให้เห็นว่าการโหลดด้วยส่วนของระนาบกราวด์พาราซิติกแทบจะไม่มีนัยสำคัญต่อค่าความต้านทานในย่านนี้ สาเหตุหลักเกิดจากระนาบกราวด์หลัก (รัศมี R_2) นั้นถูกออกแบบให้มีขนาดเหมาะสมกับย่านความถี่สูงนี้แล้ว การโหลดเพิ่มด้วยระนาบกราวด์พาราซิติกจึงมีผลกระทบน้อย

ในรูปที่ 4.9 แสดงผลการเปรียบเทียบค่ารีแอคแตนซ์ (X) ที่ขั้วอินพุตของสายอากาศในกรณีต่าง ๆ ที่ได้จากรูปที่ 4.1 พบว่ามีแนวโน้มโดยทั่วไปของค่า X ใกล้เคียงกันทั้งกรณี (ก) และ (ข) โดยสังเกตได้ชัดว่าในย่านความถี่แรกนั้น การปรับเปลี่ยนสถานะของสวิตช์มีผลกระทบอย่างชัดเจนต่อค่ารีแอคแตนซ์ของสายอากาศเช่นเดียวกับการพิจารณาค่าความต้านทาน กล่าวคือ เมื่อจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจรมากขึ้นจะทำให้มีโหลดค่ารีแอคแตนซ์จากระนาบกราวด์พาราซิติกมากขึ้น ทำให้ค่ารีแอคแตนซ์แกว่งอย่างเห็นได้ชัดในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 2.45 GHz ลงมา ซึ่งมีผลกระทบโดยตรงต่ออิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์โดยรวมในช่วงความถี่นี้ อนึ่ง กรณีของผลกระทบมากที่สุดเกิดเมื่อสวิตช์ทั้งหมดลัดวงจรเช่นเดียวกรณีค่าความต้านทาน ซึ่งส่งผลให้คุณสมบัติด้านความถี่กว้างของสายอากาศนี้สูญเสียไปเช่นกันและจะไม่นำไปใช้ในการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ส่วนในย่านความถี่ที่สองนั้น สถานะของสวิตช์ส่งผลกระทบน้อยต่อค่ารีแอคแตนซ์ของสายอากาศนี้ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการโหลดด้วยส่วนของระนาบกราวด์พาราซิติกในย่านความถี่นี้นั้นมีผลรบกวนค่ารีแอคแตนซ์น้อยกว่ามากเมื่อเทียบกับกรณีในย่านความถี่ต่ำ เนื่องจากสาเหตุที่ได้กล่าวไปแล้วข้างต้นเหมือนกับกรณีที่พิจารณาค่าความต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 ค่าความต้านทาน (R) ที่ขั้วอินพุตของสายอากาศในกรณีต่าง ๆ



รูปที่ 4.9 ค่ารีแอกแตนซ์ (X) ที่ขั้วอินพุตของสายอากาศในกรณีต่าง ๆ

4.4.2 การวิเคราะห์ผลของกระแสบริเวณระนาบกราวด์

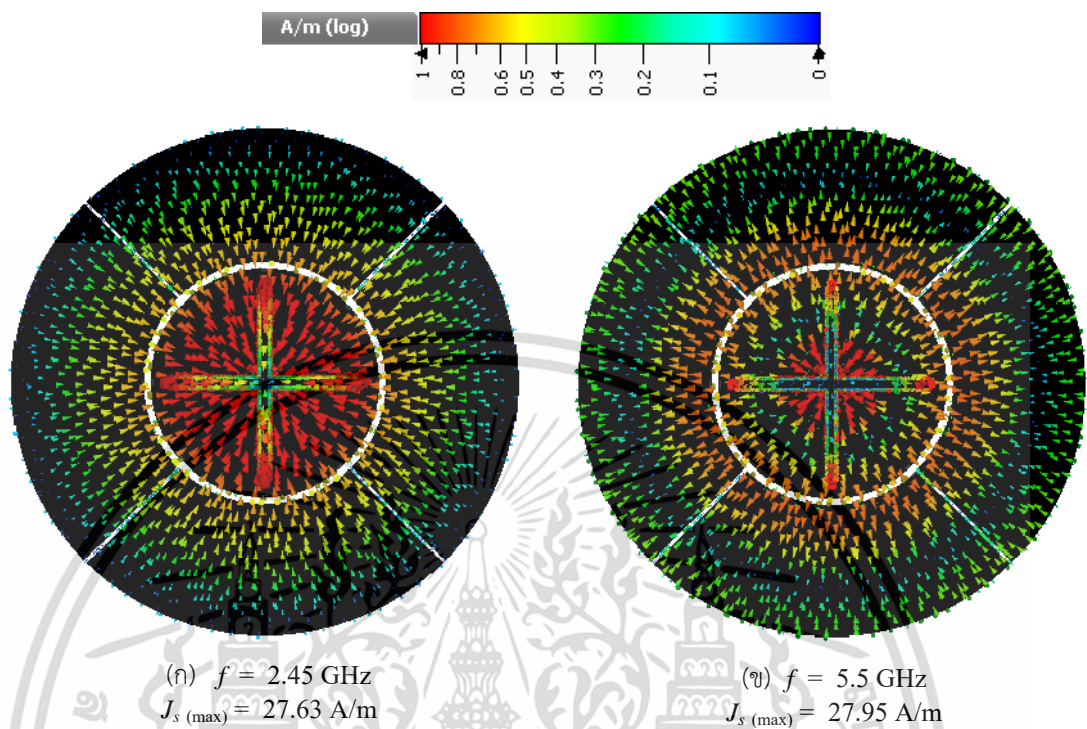
ในหัวข้อนี้จะพิจารณาการกระจายกระแสเชิงผิว (Surface Current Distribution, J_s) ที่บริเวณระนาบกราวด์ในกรณีต่าง ๆ จากตารางที่ 4.1 โดยเป็นโหมดของการกระจายกระแสแสดงในรูปที่ 4.10 ถึง 4.14 ซึ่งเป็นกรณีตัวอย่างจากการจำลองสวิตช์แบบ PCB เท่านั้น ส่วนกรณีการจำลองสวิตช์แบบ PIN จะมีผลการพิจารณาใกล้เคียงกันซึ่งมีผลของการกระจายกระแสแตกต่างกันไม่เกิน ± 2 A/m ในรูปที่จะแสดงทั้งหมดจะพิจารณาที่มุมเฟส (Phase Angle) ของคลื่นเท่ากับ 90° การแสดงผลจะใช้กลุ่มของหัวลูกศรรูปกรวยชี้ทิศทางของกระแสและใช้สีเพื่อบ่งบอกถึงระดับความเข้มกระแสดังรูปที่ 4.10 การแสดงผลจะใช้สเกลแบบลอการิทึม (A/m, log) และการบีบค่า (Clamping) เพื่อช่วยให้เห็นการเปลี่ยนแปลงได้ชัดเจนยิ่งขึ้น

ในรูปที่ 4.10 แสดงกรณีซึ่งสวิตช์ทุกตัวเปิดวงจรหรือเสมือนว่าไม่มีสวิตช์ สังเกตได้ว่าแบบรูปโหมดของกระแสเชิงผิวนั้นกระจายตัวอย่างสมมาตรทั้งบนระนาบกราวด์หลักและระนาบกราวด์พาราซิติคทั้งสี่ส่วนและสมมาตรเหมือนกันทั้งสองความถี่ เพียงแต่ว่าที่แต่ละความถี่นั้นมีความยาวคลื่นที่ต่างกันส่งผลให้มีแบบรูปโหมดของกระแสเชิงผิวที่ต่างกันไป

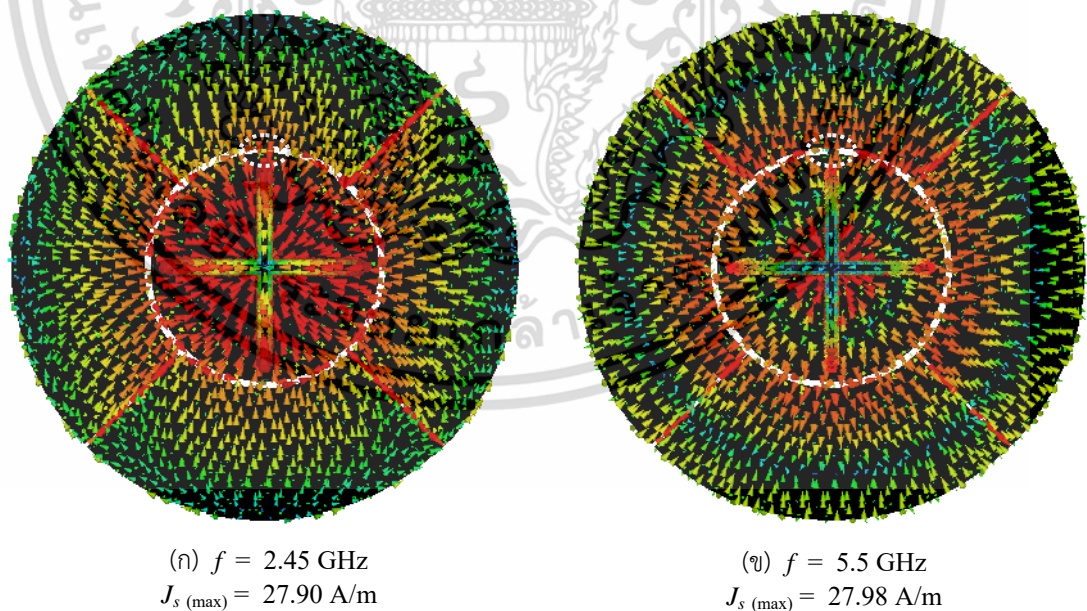
เนื่องจากในกรณี A นี้ มีแบบรูปของกระแสบนระนาบกราวด์ที่สมมาตรทั้งสองความถี่ จึง

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกิดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัว (Omnidirectional) ในระนาบแนวนอนที่ค่อนข้างสมมาตรเช่นกันทั้งสองความถี่ ดังที่เห็นไปแล้วในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.10 การกระจายกระแสเชิงผิว (J_s) บริเวณระนาบกราวด์ กรณี A

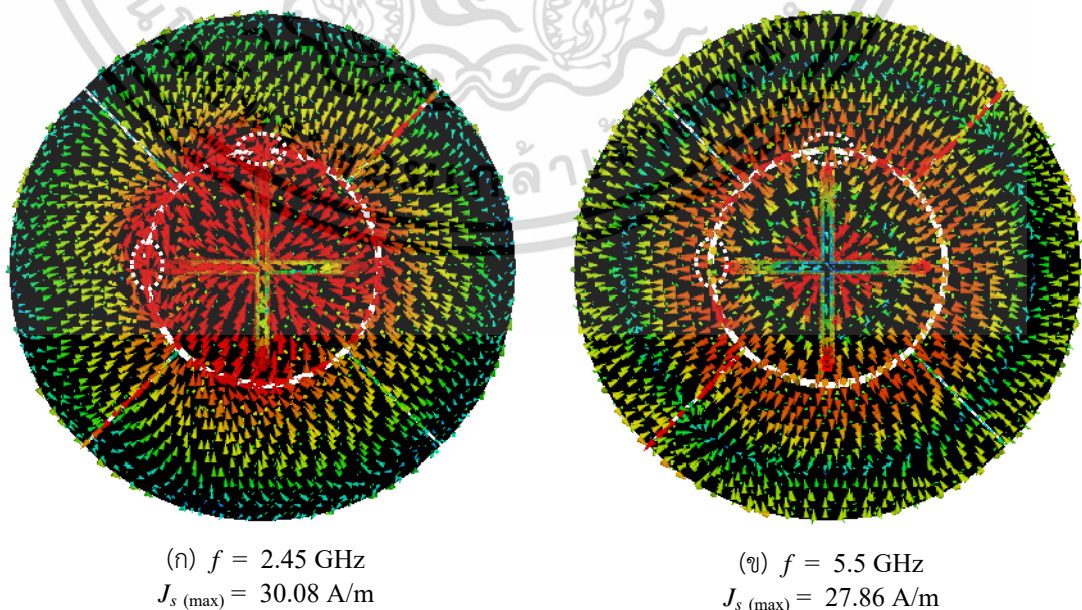


รูปที่ 4.11 การกระจายกระแสเชิงผิว (J_s) บริเวณระนาบกราวด์ กรณี B

ในรูปที่ 4.11 เป็นกรณีซึ่งมีสวิตช์ลัดวงจรเพียงตัวเดียว (SW_1) จากการพิจารณาแบบรูปโหมดของกระแสเชิงผิวจะเห็นว่า กระแสมีการกระจายตัวที่ไม่สมมาตรเล็กน้อยทั้งบนระนาบเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราวด์หลักและระนาบกราวด์พาราซิติกทุกส่วนและทั้งสองความถี่ ซึ่งมีจุดที่สังเกตได้เพิ่มเติมคือมีกระแสไหลวนในช่องว่าง (g_1 และ g_2) ระหว่างระนาบกราวด์ที่หนาแน่นมากขึ้น โดยในแต่ละความถี่นั้นมีแบบรูปโหมดของกระแสที่ต่างกันไปตามความยาวคลื่นที่แตกต่างกัน เนื่องจากในกรณี B นี้มีสวิตช์ SW_1 ที่ลัดวงจรเพียงตัวเดียวจึงมีส่วนที่เชื่อมต่อโดยตรงกับระนาบกราวด์พาราซิติกเพียงส่วนเดียวที่อยู่ด้านบนทำให้เสมือนมีพื้นที่ระนาบกราวด์เพื่อสะท้อนคลื่นเพิ่มขึ้นเฉพาะส่วนบน จึงส่งผลให้เกิดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบเจาะจงทิศทาง (Directional) เล็กน้อยในระนาบแนวนอนเช่นกัน โดยพบว่าการเจาะจงทิศทางนั้นมีทิศทางตรงข้ามกับตำแหน่งของสวิตช์ที่ลัดวงจรดังที่ได้อธิบายไปแล้วในรูปที่ 4.4 ที่ผ่านมา

ในรูปที่ 4.12 เมื่อสวิตช์ที่อยู่ใกล้กัน (SW_1 และ SW_2) เกิดการลัดวงจร จะเห็นว่าแบบรูปโหมดของกระแสเชิงผิวนั้นมีการกระจายตัวที่ไม่สมมาตรอย่างชัดเจนที่บริเวณใกล้กับสวิตช์ที่ลัดวงจรนั้น ทั้งบนระนาบกราวด์หลักและระนาบกราวด์พาราซิติกทุกส่วนและทั้งสองความถี่ มีจุดที่สังเกตได้เพิ่มเติมคือมีกระแสไหลวนในช่องว่าง g_2 โดยแบ่งออกเป็น 2 ส่วน ได้แก่ ส่วนที่อยู่ระหว่าง SW_1 และ SW_2 ซึ่งกระแสหนาแน่นมากขึ้น และส่วนวงรอบที่เหลืออยู่ระหว่าง SW_1 , SW_4 , SW_3 และ SW_2 ซึ่งกระแสหนาแน่นน้อยกว่าส่วนแรก อีกทั้งพบว่ามีกระแสในช่องว่าง g_1 ระหว่างระนาบกราวด์พาราซิติกแต่ละส่วนแตกต่างกัน โดยสังเกตได้ว่าที่ช่องว่างในแนวทแยงมุมบนขวาและล่างซ้ายจะมีกระแสหนาแน่นมากกว่าช่องว่างในแนวทแยงมุมบนซ้ายและล่างขวา เนื่องจากในกรณี C นี้มีสวิตช์ SW_1 และ SW_2 ที่ลัดวงจรใกล้กันจึงมีส่วนที่เชื่อมต่อโดยตรงกับระนาบกราวด์พาราซิติก 2 ส่วนที่อยู่ใกล้กัน (มุมบนซ้าย) ทำให้เสมือนมีพื้นที่ระนาบกราวด์เพื่อสะท้อนคลื่นเพิ่มขึ้นเป็นครึ่งวงกลมเป็นมุมเอียง 45 องศา จึงส่งผลให้เกิดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบเจาะจงทิศทางในระนาบแนวนอนเป็นมุมเอียง 45 องศาเช่นกัน โดยพบว่าที่ความถี่ต่ำ (2.45 GHz) การเจาะจงทิศทางจะมีทิศทางเดียวกันกับจุดกึ่งกลางระหว่างตำแหน่งของสวิตช์ที่ลัดวงจรทั้งสอง ในขณะที่ความถี่สูง (5.5 GHz) การเจาะจงทิศทางจะมีทิศตรงข้ามกับของความถี่ต่ำ ดังที่ได้เห็นไปแล้วในรูปที่ 4.5

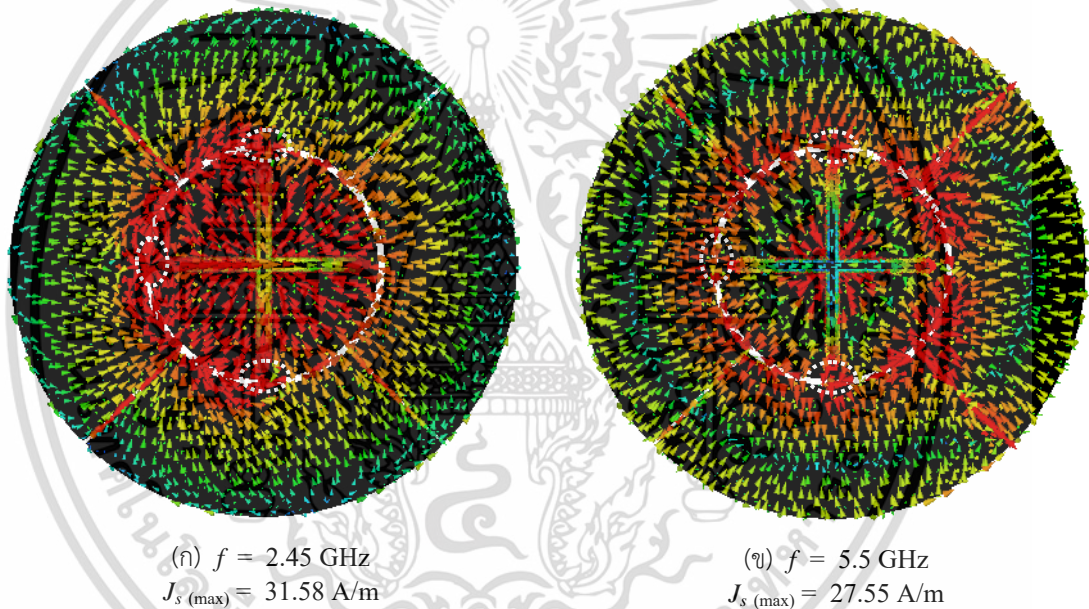


รูปที่ 4.12 การกระจายกระแสเชิงผิว (J_s) บริเวณระนาบกราวด์ กรณี C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

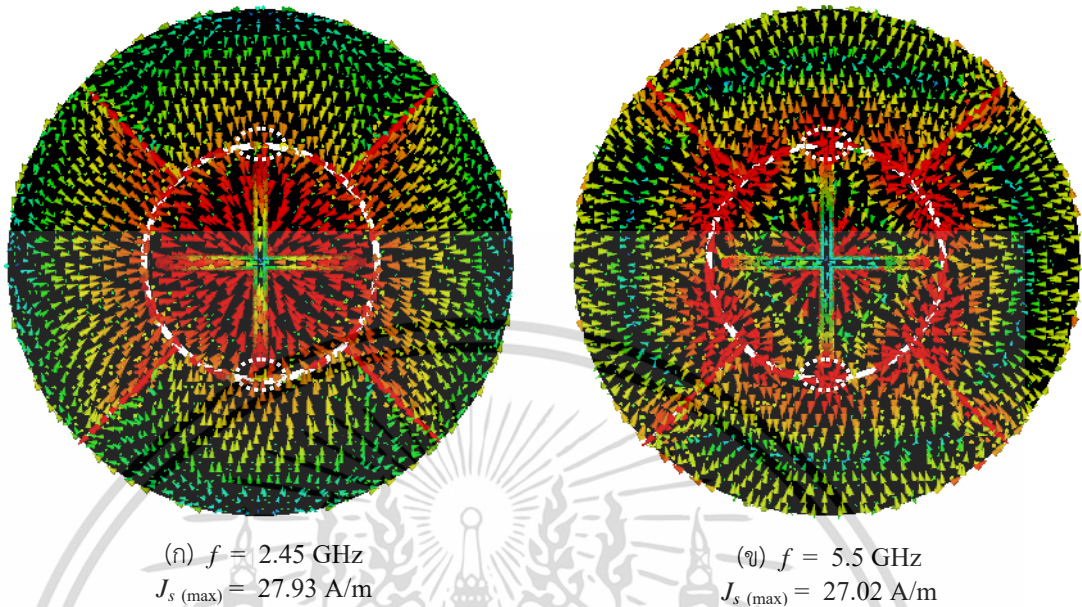
ในรูปที่ 4.13 เป็นกรณีซึ่งมีสวิตช์ลัดวงจรจำนวนสามตัว (SW_1 , SW_2 และ SW_3) สังเกตได้ว่าแบบรูปโหนดของกระแสเชิงผิวนั้นมีการกระจายตัวที่ไม่สมมาตรอย่างชัดเจนที่บริเวณใกล้กับสวิตช์ที่ลัดวงจรนั้น ทั้งบนระนาบกราวด์หลักและระนาบกราวด์พาราซิติกทุกส่วน และทั้งสองความถี่ มีจุดที่สังเกตได้เพิ่มเติมคือมีกระแสไหลวนในช่องว่าง g_2 โดยแบ่งออกเป็น 3 ส่วน ได้แก่ ส่วนที่อยู่ระหว่าง SW_1 และ SW_2 และอยู่ระหว่าง SW_2 และ SW_3 ซึ่งมีกระแสหนาแน่นมากขึ้น และส่วนที่สามอยู่ระหว่าง SW_1 , SW_4 และ SW_3 ซึ่งกระแสหนาแน่นน้อยกว่า อีกทั้งพบว่ามีกระแสในช่องว่าง g_1 ทางฝั่งซ้ายและฝั่งขวาแตกต่างกัน เนื่องจากในกรณี D นี้มีสวิตช์ที่ลัดวงจรใกล้กัน 3 ตัวจึงมีส่วนที่เชื่อมกับระนาบกราวด์พาราซิติกทั้ง 3 ส่วนอยู่ใกล้กัน เสมือนมีพื้นที่ระนาบกราวด์ในการสะท้อนคลื่นเพิ่มขึ้นเป็น 3 ใน 4 ของวงกลม เป็นมุมเอียง 90 องศา จึงส่งผลให้เกิดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบเจาะจงทิศทางในระนาบแนวนอนเป็นมุมเอียง 90 องศาเช่นกัน โดยพบว่าการเจาะจงทิศทางของทั้งสองความถี่นั้นจะมีทิศทางเดียวกันกับจุดกึ่งกลางระหว่างสวิตช์ที่ลัดวงจรทั้งสาม (SW_2) ดังที่ได้เห็นไปแล้วในรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.13 การกระจายกระแสเชิงผิว (J_s) บริเวณระนาบกราวด์ กรณี D

ในรูปที่ 4.14 เมื่อมีสวิตช์ลัดวงจรสองตัวที่อยู่ตรงข้ามกัน (SW_1 และ SW_3) จะเห็นว่าแบบรูปโหนดของกระแสนั้นมีการกระจายตัวที่สมมาตรครึ่งซีก (บนและล่าง) อย่างชัดเจนที่บริเวณใกล้กับสวิตช์ที่ลัดวงจรนั้น ทั้งบนระนาบกราวด์หลักและระนาบกราวด์พาราซิติกทุกส่วน และทั้งสองความถี่ มีจุดที่สังเกตได้เพิ่มเติมคือมีกระแสไหลวนในช่องว่าง g_2 โดยแบ่งออกเป็น 2 ส่วน ได้แก่ ครึ่งซ้ายที่ผ่าน SW_1 , SW_2 และ SW_3 และครึ่งขวาที่ผ่าน SW_1 , SW_4 และ SW_3 และพบอีกว่ามีกระแสในช่องว่าง g_1 หนาแน่นเพิ่มขึ้นเท่ากันทั้ง 4 ส่วน เนื่องจากในกรณี E นี้มีสวิตช์ SW_1 และ SW_3 ที่ลัดวงจรตรงข้ามกันจึงมีส่วนที่เชื่อมต่อโดยตรงกับระนาบกราวด์พาราซิติก 2 ส่วนที่อยู่ตรงข้ามกันที่ฝั่งด้านบนและด้านล่าง ทำให้เสมือนมีพื้นที่ระนาบกราวด์เพิ่มขึ้น 1 ใน 4 ส่วนของวงกลมเฉพาะที่ด้านบนและล่าง จึงได้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นใกล้เคียงแบบสองทิศทาง (Bidirectional) ในระนาบแนวนอน ที่มุม 0 และ 180 องศาเช่นกัน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยพบว่าการเจาะจงทิศทางของทั้งสองความถี่นั้นจะแยกออกเป็น 2 ทิศทางตามจุดของตำแหน่งสวิตซ์ที่ลัดวงจรทั้งสองตัวที่อยู่ตรงข้ามกัน ดังที่กล่าวไปแล้วในรูปที่ 4.7 ที่ผ่านมา



รูปที่ 4.14 การกระจายกระแสเชิงผิว (J_s) บริเวณระนาบกราวด์ กรณี E

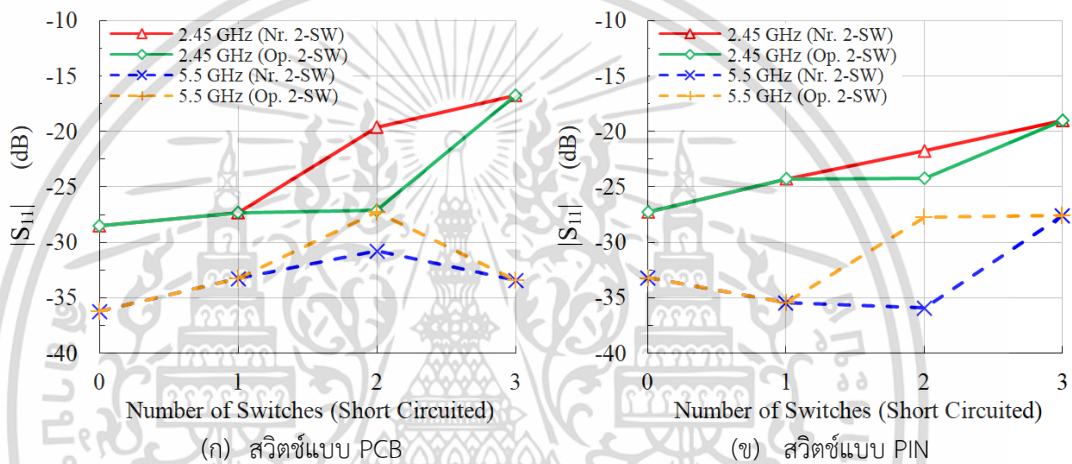
4.5 การวิเคราะห์และสรุปผลคุณสมบัติสายอากาศที่สัมพันธ์กับจำนวนสวิตซ์

จากผลการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นโดยการใช้สวิตซ์ในหัวข้อที่ผ่านมา เมื่อนำมาประมวลผลให้เข้าใจได้ง่ายขึ้นจะสามารถช่วยการวิเคราะห์และสรุปผลเชิงแนวโน้มในภาพรวมได้ละเอียดขึ้น การวิเคราะห์และสรุปผลที่จะนำเสนอขึ้นเป็นการพิจารณาคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศที่ออกแบบ ได้แก่ การแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ อัตราขยายสูงสุด และมุมเอียงของลำคลื่นหลัก ที่มีความสัมพันธ์กับจำนวนสวิตซ์ที่ลัดวงจร (Number of switches / Short circuited) โดยที่จำนวนสวิตซ์ที่ลัดวงจรเป็น 0 หมายถึงสวิตซ์ทุกตัวอยู่ในสถานะเปิดวงจรหรือเสมือนว่าไม่มีสวิตซ์ (ตรงกับกรณี A) ถ้าเป็น 1 คือกรณีสวิตซ์ลัดวงจรเพียงตัวเดียว (ตรงกับกรณี B) ถ้าเป็น 3 คือกรณีสวิตซ์ลัดวงจรสามตัว (ตรงกับกรณี D) ส่วนกรณีที่เป็น 2 นั้นหมายถึงกรณีสวิตซ์ลัดวงจรสองตัวซึ่งจะแยกออกเป็น 2 รูปแบบ ได้แก่ สวิตซ์สองตัวอยู่ใกล้กัน (Nr. 2-SW) และสวิตซ์สองตัวอยู่ตรงข้ามกัน (Op. 2-SW) ดังจะเห็นในรูปที่ 4.15 – 4.18 ต่อไป สิ่งที่จะพิจารณาในหัวข้อนี้อาจช่วยให้มองเห็นภาพรวมและเข้าใจแนวทางการนำไปออกแบบได้มากยิ่งขึ้น และอาจนำไปสู่การพัฒนาต่อไปในลักษณะอื่น ๆ ที่มีโครงสร้างใกล้เคียงกันได้

4.5.1 การวิเคราะห์และสรุปผลการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์

ในรูปที่ 4.15 แสดงความสัมพันธ์ของการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ (ในรูปแบบ $|S_{11}|_{\text{dB}}$) ที่แปรไปตามจำนวนสวิตซ์ที่ลัดวงจร จากการพิจารณากราฟพบว่าการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ที่ย่านความถี่ต่ำ (2.45 GHz) และย่านความถี่สูง (5.5 GHz) มีแนวโน้มเป็นไปในแนวทางเดียวกัน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

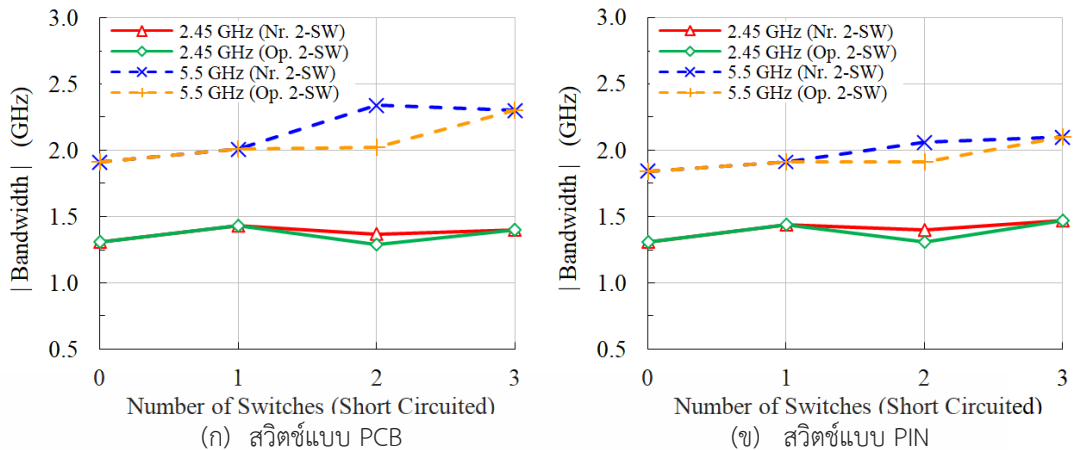
กล่าวคือ การแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ในภาพรวมจะแย่งถ้ามีจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจรมากขึ้น เป็นผลกระทบจากการไหลของค่าความต้านทานและรีแอคแตนซ์เพิ่มขึ้น ซึ่งมาจากการเชื่อมต่อกับส่วน (Sector) ของระนาบกราวด์พาราซิติคจำนวนเพิ่มขึ้นนั่นเอง ในกรณีมีจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจร 2 ตัวและการจำลองสวิตช์แบบ PCB (ก) ที่ความถี่ 2.45 GHz นั้นจะเห็นว่ากรณีสวิตช์ที่ลัดวงจรใกล้กัน (Nr. 2-SW) จะทำให้การแมตซ์ของอิมพีแดนซ์จะแย่งได้มากที่สุดถึง 8 dB ในขณะที่ความถี่ 5.5 GHz นั้นจะส่งผลต่อการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ไม่เกิน 4 dB ซึ่งมีนัยสำคัญน้อยกว่า ส่วนการจำลองสวิตช์แบบ PIN (ข) ที่ความถี่ 5.5 GHz นั้นจะเห็นว่ากรณีสวิตช์ที่ลัดวงจรตรงข้ามกัน (Op. 2-SW) จะทำให้การแมตซ์ของอิมพีแดนซ์จะแย่งได้มากที่สุดถึง 8 dB ในขณะที่ความถี่ 2.45 GHz นั้นจะส่งผลต่อการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ไม่เกิน 3 dB ซึ่งมีนัยสำคัญน้อยกว่า



รูปที่ 4.15 ความสัมพันธ์ของการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์กับจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจร

4.5.2 การวิเคราะห์และสรุปผลอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์

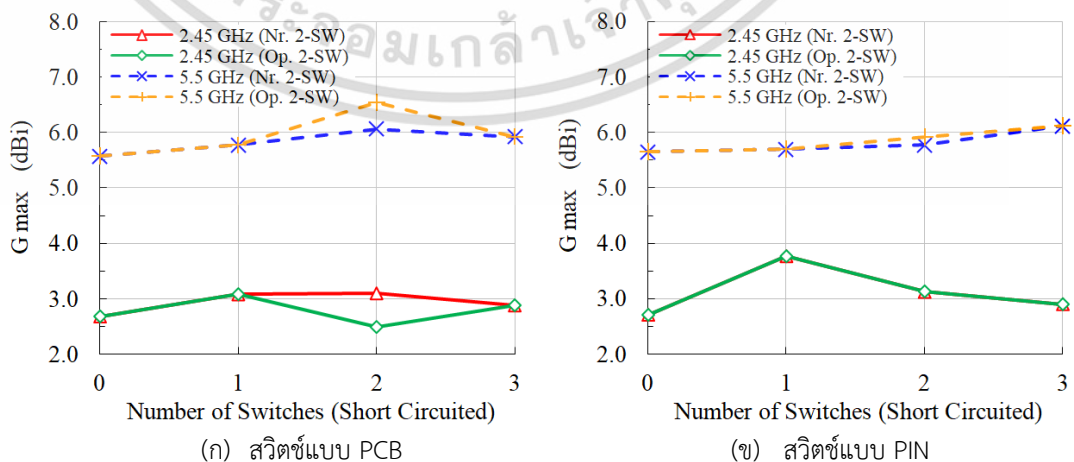
ผลความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ที่แปรตามจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจรในทั้งสองย่านความถี่แสดงได้ดังรูปที่ 4.16 จากการสังเกตพบว่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ที่ย่านความถี่ต่ำ (2.45 GHz) และย่านความถี่สูง (5.5 GHz) นั้นมีแนวโน้มในภาพรวมเป็นไปในแนวทางตรงข้าม กล่าวคือ ที่ความถี่ 5.5 GHz จะได้แนวโน้มของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ที่กว้างขึ้น ในขณะที่ความถี่ 2.45 GHz จะได้อิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ลดลงถ้ามีจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจรมากขึ้น เป็นผลกระทบจากการไหลของค่าความต้านทานและรีแอคแตนซ์ดังที่กล่าวไปแล้ว ในกรณีของจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจร 2 ตัวและการจำลองสวิตช์แบบ PCB (ก) ที่ความถี่ 5.5 GHz นั้นจะเห็นว่ากรณีสวิตช์ที่ลัดวงจรใกล้กัน (Nr. 2-SW) จะทำให้ได้แนวโน้มของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ที่กว้างขึ้นอย่างมีนัยสำคัญเกินกว่า 500 MHz ในขณะที่ความถี่ 2.45 GHz นั้นจะได้ค่าของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ที่ลดลงประมาณ 100 MHz ซึ่งถือว่ามีความสำคัญน้อยกว่า ส่วนการจำลองสวิตช์แบบ PIN (ข) นั้น ที่ความถี่ 5.5 GHz นั้นจะเห็นว่ากรณีสวิตช์ที่ลัดวงจรใกล้กัน (Nr. 2-SW) จะทำให้ได้แนวโน้มของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ที่กว้างขึ้นได้ไม่เกิน 200 MHz ในขณะที่ความถี่ 2.45 GHz จะได้ค่าของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ที่ลดลงประมาณ 120 MHz ซึ่งถือว่ามีความสำคัญน้อยกว่า



รูปที่ 4.16 ความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์กับจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจร

4.5.3 การวิเคราะห์และสรุปผลอัตราขยายสูงสุด

ในรูปที่ 4.17 เป็นกราฟความสัมพันธ์ของอัตราขยายสูงสุด (G_{max}) ที่แปรไปตามจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจร จากกราฟพบว่าอัตราขยายสูงสุดที่ย่านความถี่ต่ำ (2.45 GHz) และย่านความถี่สูง (5.5 GHz) นั้นมีแนวโน้มในภาพรวมเป็นไปในทิศทางตรงข้ามกัน กล่าวคือ ที่ความถี่ 5.5 GHz จะได้แนวโน้มของอัตราขยายสูงสุดที่มากขึ้น ในขณะที่ความถี่ 2.45 GHz จะได้อัตราขยายสูงสุดที่มีแนวโน้มลดลงถ้ามีจำนวนสวิตช์ลัดวงจรมากขึ้น เป็นผลกระทบจากการไหลของค่าความต้านทานและรีแอคแตนซ์ดังที่กล่าวไปแล้ว ในกรณีของจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจร 2 ตัวและการจำลองสวิตช์แบบ PCB (ก) ที่ความถี่ 5.5 GHz นั้นจะเห็นว่ากรณีสวิตช์ที่ลัดวงจรตรงข้ามกัน (Op. 2-SW) จะทำให้ได้แนวโน้มของอัตราขยายสูงสุดมากขึ้นเกินกว่า 0.6 dBi ในขณะที่ความถี่ 2.45 GHz นั้นจะได้ค่าของอัตราขยายสูงสุดลดลงถึง 0.7 dBi ส่วนการจำลองสวิตช์แบบ PIN (ข) ทั้งที่ความถี่ 5.5 GHz และ 2.45 GHz นั้น จะเห็นว่ากรณีสวิตช์ที่ลัดวงจรตรงข้ามกัน (Op. 2-SW) จะทำให้ได้แนวโน้มของอัตราขยายสูงสุดเพิ่มขึ้นได้เพียงเล็กน้อยเท่านั้น ไม่เกิน 0.1 dBi

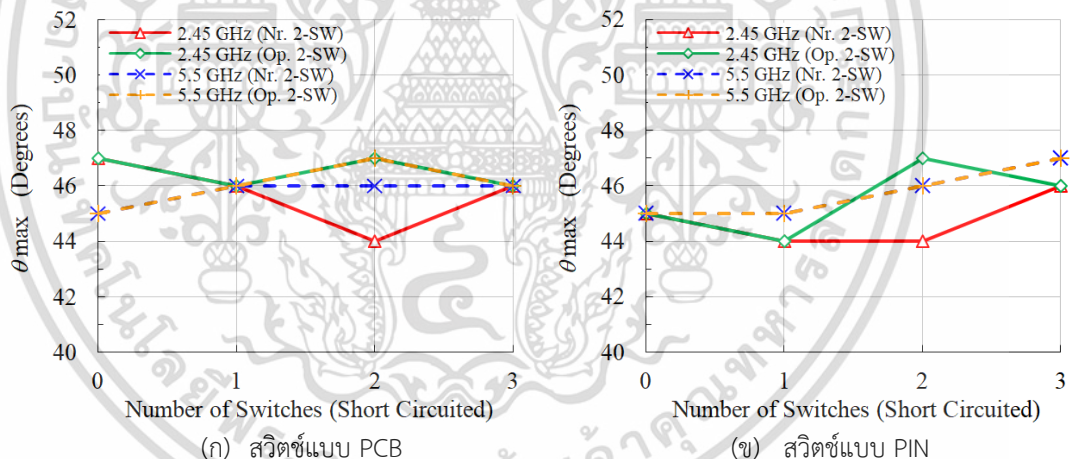


รูปที่ 4.17 ความสัมพันธ์ของอัตราขยายสูงสุดกับจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.4 การวิเคราะห์และสรุปผลมุมเอียงของลำคลื่นหลัก

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างมุมเอียงของลำคลื่นหลัก (θ_{max}) กับจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจร ดังแสดงในรูปที่ 4.18 ซึ่งพบว่ามุมเอียงของลำคลื่นหลักที่ย่านความถี่ต่ำ (2.45 GHz) และย่านความถี่สูง (5.5 GHz) นั้น มีแนวโน้มในภาพรวมเป็นไปในทิศทางเดียวกัน คือ ในกรณีของการจำลองสวิตช์แบบ PCB (ก) เมื่อมีจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจร 2 ตัวที่อยู่ใกล้กัน (Nr. 2-SW) จะได้มุมเอียงของลำคลื่นหลักลดลงสูงสุดถึง 3 องศาเทียบกับค่ากลางกรณีที่ไม่มีสวิตช์ ในขณะที่จำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจร 2 ตัวแบบตรงข้ามกัน (Op. 2-SW) นั้นจะได้มุมเอียงของลำคลื่นหลักเพิ่มขึ้นสูงสุดไม่เกิน 2 องศาเทียบกับค่ากลางกรณีที่ไม่มีสวิตช์ และพบอีกว่าการณ์ของจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจรค่าอื่น ๆ จะมีมุมเอียงของลำคลื่นหลักที่เปลี่ยนแปลงไม่เกิน 1 องศา ซึ่งถือว่ามีนัยสำคัญน้อยกว่า สาเหตุหลักที่ทำให้มุมเอียงของลำคลื่นไม่แปรโดยตรงกับจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจรนั้น เป็นผลมาจากตำแหน่งในการโหนดของระนาบกราวด์พาราซิติก ซึ่งมีผลกระทบที่ค่อนข้างซับซ้อนต่อมุมเฟสของคลื่นผลรวมที่สะท้อนจากระนาบกราวด์ที่เชื่อมต่อเข้ามาโดยการลัดวงจรด้วยสวิตช์ ส่วนการจำลองสวิตช์แบบ PIN (ข) นั้น พบจุดที่น่าสังเกตเพิ่มเติม คือ ที่ความถี่ 5.5 GHz และกรณีที่มีสวิตช์ลัดวงจร 2 ตัว ไม่ว่าจะ เป็นแบบที่อยู่ใกล้กันหรือตรงข้ามกัน จะมีผลต่อมุมเอียงของลำคลื่นหลักน้อยมาก และเมื่อมองในภาพรวมทั้งหมดจะได้ว่ามุมเอียงของลำคลื่นหลักมีการเปลี่ยนแปลงไม่เกิน ± 3 องศา



รูปที่ 4.18 ความสัมพันธ์ของมุมเอียงของลำคลื่นหลักกับจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจร

4.6 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น โดยอาศัยการปรับเปลี่ยนสถานะเปิดวงจรและลัดวงจรของสวิตช์ รวมถึงได้มีการวิเคราะห์ผลคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ที่น่าเสนอในที่นี้ คุณสมบัติของสายอากาศที่ทำการวิเคราะห์นั้นประกอบด้วย แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น การแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ อิมพีแดนซ์ที่ขั้วของสายอากาศ กระแสบริเวณระนาบกราวด์ อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ อัตราขยายสูงสุด และมุมเอียงของลำคลื่นหลัก โดยในการจำลองแบบยังคงใช้

โปรแกรม CST Microwave Studio โดยมีขั้นตอนในการพิจารณาสถานะของสวิตช์ดังตารางที่
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1 ซึ่งมี 5 สถานะเท่านั้นที่ทำให้ได้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่แตกต่างกันโดยสิ้นเชิง ซึ่งไม่รวมกรณีที่สถานะของสวิตช์เลื่อน/สลับตำแหน่งเป็นวงกลม เนื่องจากจะได้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่มีรูปแบบซ้ำเดิมเพียงแต่หมุนไปตามมุมของการเลื่อนตำแหน่งเป็นวงกลมเท่านั้น ในการจำลองแบบนั้นได้นำเสนอแบบจำลองของสวิตช์ 2 รูปแบบ ได้แก่ แบบลายทองแดงบนแผ่น PCB โดยตรง และแบบชิ้นส่วนองค์ประกอบที่เป็นวงจรสมมูลทางอุดมคติของพินไดโอด จากการจำลองแบบสามารถสรุปผลการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่นำเสนอได้ดังต่อไปนี้

เมื่อสวิตช์ทุกตัวเปิดวงจร (กรณี A/กรณีปกติ) พบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz ได้แบบรูปการแผ่กำลังงานด้านข้างเป็นแบบรอบตัว ในขณะที่ 5.5 GHz ได้แบบรูปใกล้เคียงแบบรอบตัวแต่มีผลกระทบเล็กน้อยจากระนาบกราวด์พาราซิติกที่ทั้งสี่ส่วน และพบอีกว่าการจำลองสวิตช์แบบ PIN จะทำให้ผลการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ในภาพรวมแยลงเล็กน้อย ส่วนคุณสมบัติของสายอากาศในกรณีนี้สรุปได้ดังตารางที่ 4.2

เมื่อสวิตช์ลัดวงจรเพียงตัวเดียว (กรณี B) พบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz มีลำคลื่นหลักที่ชี้ไปในทิศทางตรงข้ามกับตำแหน่งสวิตช์ SW1 ที่ลัดวงจร ในขณะที่กรณี 5.5 GHz ลำคลื่นหลักจะชี้ไปในทิศทางเช่นเดียวกับกรณี 2.45 GHz แต่ลำคลื่นด้านหน้าแยกออกเป็นสามพูคลื่นซึ่งเป็นผลกระทบจากระนาบกราวด์พาราซิติกที่ไหลตเพิ่มเข้ามา และพบอีกว่าการจำลองสวิตช์แบบ PIN จะทำให้ผลการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ในภาพรวมแตกต่างจากกรณีการจำลองสวิตช์แบบ PCB เล็กน้อย และมีจุดที่สังเกตได้ชัดเจน คือ ที่ความถี่ 2.45 GHz กรณีการจำลองสวิตช์แบบ PIN นั้นจะให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่การเจาะจงทิศทางมากกว่ากรณีการจำลองสวิตช์แบบ PCB ส่วนคุณสมบัติของสายอากาศในกรณีนี้สรุปได้ดังตารางที่ 4.3

เมื่อสวิตช์ลัดวงจรสองตัวอยู่ใกล้กัน (กรณี C) พบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz ลำคลื่นหลักจะชี้ไปในทิศทางเดียวกันกับตำแหน่งเฉลี่ยกึ่งกลางระหว่างสวิตช์ SW1 และ SW2 ที่ลัดวงจร ในขณะที่ความถี่ 5.5 GHz ลำคลื่นหลักจะชี้ไปในทิศทางตรงข้ามกับกรณีความถี่ 2.45 GHz และมีลำคลื่นหลักแยกออกเป็นสองพูพร้อมด้วยลำคลื่นด้านหลังอีกสามพู ซึ่งเป็นผลกระทบจากระนาบกราวด์พาราซิติกที่ไหลตเพิ่มเข้ามา และพบว่าการจำลองสวิตช์แบบ PIN จะทำให้ผลการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ในภาพรวมดีขึ้นทั้งสองย่านความถี่ เมื่อเทียบกับกรณีแบบ PCB อีกจุดหนึ่งที่เห็นได้ชัด คือ กรณีการจำลองสวิตช์แบบ PCB นั้นให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เจาะจงทิศทางในภาพรวมมีความชัดเจนของพูคลื่นดีกว่ากรณีการจำลองสวิตช์แบบ PIN ส่วนคุณสมบัติของสายอากาศในกรณีนี้สรุปได้ดังตารางที่ 4.4

เมื่อสวิตช์ลัดวงจรสามตัว (กรณี D) พบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz มีลำคลื่นหลักแยกเป็นสองทางชี้ไปในทิศเดียวกันกับตำแหน่งโดยประมาณเฉลี่ยกึ่งกลางระหว่างสวิตช์ที่ลัดวงจร (SW1-SW2 และ SW2-SW3) ในขณะที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ลำคลื่นหลักที่ชี้ไปในลักษณะใกล้เคียงกันกัน แต่มีลำคลื่นด้านหน้าแยกออกเพิ่มอีกสองพู โดยเป็นผลกระทบหลักจากระนาบกราวด์พาราซิติกที่ไหลตเพิ่มเข้ามาทั้ง 3 ส่วน และพบอีกว่าการจำลองสวิตช์แบบ PIN จะทำให้ผลการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ในภาพรวมแยลงในย่านความถี่ที่สองเมื่อเทียบกับกรณีแบบ PCB มีจุดที่สังเกตได้เพิ่มเติม คือ ในกรณีการจำลองสวิตช์แบบ PCB นั้นให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เจาะจงทิศทางในภาพรวมดีกว่ากรณีแบบ PIN ที่ความถี่ 2.45 GHz แต่สำหรับความถี่ 5.5 GHz นั้นให้ผลลัพธ์ที่กลับกัน ส่วนคุณสมบัติของสายอากาศในกรณีนี้สรุป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ดังตารางที่ 4.5

เมื่อสวิตช์ลัดวงจรสองตัวอยู่ตรงข้ามกัน (กรณี E) พบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz ให้ลำคลื่นหลักเป็นแบบสองทิศทางค่อนไปทางแบบรอบตัว โดยชี้ไปในทิศทางของสวิตช์ SW1 และ SW3 ที่ลัดวงจร ในขณะที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ลำคลื่นหลักเป็นแบบสองทิศทางที่ชัดเจนขึ้นพร้อมกับลำคลื่นด้านข้างแยกออกทั้งสองฝั่งด้วย ซึ่งเป็นผลกระทบจากระนาบกราวด์พาราซิติกที่เพิ่มเข้ามา 2 ส่วนที่อยู่ฝั่งตรงข้ามกัน และพบอีกว่าการจำลองสวิตช์แบบ PIN จะทำให้ผลการแมตช์ของอิมพีแดนซ์ในภาพรวมแยลงเล็กน้อยทั้งสองย่านความถี่เมื่อเทียบกับกรณีแบบ PCB มีจุดที่สังเกตได้เพิ่มเติม คือ ที่ความถี่ 5.5 GHz ในกรณีการจำลองสวิตช์แบบ PCB นั้นให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เจาะจงทิศทางในภาพรวมดีกว่ากรณีแบบ PIN ส่วนคุณสมบัติของสายอากาศในกรณีนี้สรุปได้ดังตารางที่ 4.6

อนึ่ง จากการวิเคราะห์แนวโน้มของความสัมพันธ์ระหว่างคุณสมบัติหลักของสายอากาศกับจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจร สามารถสรุปในภาพรวมได้ว่า ในกรณีของการแมตช์อิมพีแดนซ์นั้นทั้งสองความถี่ (2.45 GHz และ 5.5 GHz) มีแนวโน้มเหมือนกัน คือการแมตช์ของอิมพีแดนซ์จะแยลงถ้ามีจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจรมากขึ้น ในกรณีของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์นั้นทั้งสองความถี่มีแนวโน้มไปในทิศทางตรงข้ามกัน คือที่ความถี่ 5.5 GHz จะได้แนวโน้มของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่กว้างขึ้นในขณะที่ความถี่ 2.45 GHz จะลดลงถ้ามีจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจรมากขึ้น ส่วนกรณีของอัตราขยายสูงสุดนั้นทั้งสองความถี่มีแนวโน้มไปในทิศทางตรงข้ามกัน คือจะได้แนวโน้มของอัตราขยายสูงสุดที่มากขึ้นในขณะที่ความถี่ 2.45 GHz จะลดลงถ้ามีจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจรมากขึ้น สุดท้ายในกรณีของมุมเอียงของลำคลื่นหลักนั้นทั้งสองความถี่มีแนวโน้มในภาพรวมเป็นไปในทิศทางเดียวกัน คือกรณีของจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจร 2 ตัวที่อยู่ใกล้กันจะได้มุมเอียงของลำคลื่นหลักลดลงสูงสุดได้ถึง 3 องศาในขณะที่จำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจร 2 ตัวที่ลัดวงจรแบบตรงข้ามกันนั้นจะทำให้มุมเอียงแปรค่าสูงสุดเพียง 2 องศาเทียบกับกรณีไม่มีสวิตช์ โดยสรุปแล้วมุมเอียงของลำคลื่นหลักมีการเปลี่ยนแปลงไม่เกิน ± 3 องศา

ส่วนรายละเอียดและหลักการของวิธีการสร้างและทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศต้นแบบจริงนั้น จะมีการนำเสนอการวัดเปรียบเทียบและวิเคราะห์ผลในบทถัดไป

บทที่ 5

การสร้างและทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้

5.1 บทนำ

จากที่ได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 3 และ 4 เกี่ยวกับผลการออกแบบและวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้โดยใช้การจำลองแบบ ในบทนี้จะนำเสนอแนวทางการสร้างต้นแบบและทดสอบคุณสมบัติจริงของสายอากาศ โดยจะพิจารณาคุณสมบัติหลัก ๆ ได้แก่ ผลการแมตซ์อิมพีแดนซ์ อิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น และอัตราขยาย ในการทดลองทั้งหมดจะใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) และทดสอบในห้องไร้การสะท้อน (Anechoic Chamber) เมื่อได้ผลจากการทดสอบจริงแล้วจะนำไปประมวลผลและเปรียบเทียบกับผลของการจำลองแบบจากบทที่ 3 และ 4 ต่อไป เพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องของการออกแบบ รวมถึงการวิเคราะห์ความเป็นไปได้ที่จะนำสายอากาศไปประยุกต์ใช้งาน

5.2 การสร้างสายอากาศต้นแบบย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้

ในเบื้องต้นขอสรุปส่วนประกอบหลักทั้ง 4 ส่วนของโครงสร้างของสายอากาศอีกครั้ง ที่นำเสนอไปแล้วในบทที่ 3 (จากรูปที่ 3.1) โดยมีรายละเอียดวัสดุและวิธีการสร้าง ดังต่อไปนี้

1) การบ่อนสัญญาณหรือกระตุ้นแหล่งจ่าย จะใช้หัวต่อแบบ SMA 50 Ω ขนาด 3.5 mm ที่มีแกนกลางทำหน้าที่เป็นโพรบบ่อนสัญญาณ โดยตัดให้สั้นลงมีความสูง h_p และที่บริเวณฐานล่างของแผ่นโลหะรูปวงรีมีส่วนที่บ่อนสัญญาณแบบเป็นชั้นมีความกว้าง w_s ซึ่งจะใช้ในการปรับค่าอิมพีแดนซ์ที่จุดบ่อนสัญญาณ

2) ตัวแพร่กระจายสัญญาณ ประกอบด้วยโพรบพื้นผิวที่เป็นโลหะรูปวงรีไขว้กัน มีความยาวครึ่งแกนในแนวนอนและในแนวตั้งเป็น A และ B ตามลำดับ และด้านข้างของแผ่นรูปวงรีแต่ละอันมีการเจาะช่องสลิตรูปตัวแอลทั้งสองด้าน โดยช่องมีความลึกในแนวนอนเป็น d_1 ต่อด้วยช่องแนวตั้ง d_2 และช่องเหล่านี้กว้างเท่ากันเป็น g_s ในการสร้างจริงเลือกใช้แผ่นทองแดงหนา 1 mm โดยตัดเป็นรูปวงรีจำนวน 2 แผ่น และทำการเจาะสลิตรูปตัวแอล แล้วนำวงรีทั้งสองมาประกอบไขว้และเชื่อมติดกัน

3) บริเวณของระนาบกราวด์นั้น จะใช้แผ่นวงจรพิมพ์ (PCB) ที่มีพื้นผิวทองแดงหนาประมาณ 0.03 mm แบบ 1 หน้า วัสดุฐานรองของ PCB เป็นชนิด FR-4 มีค่า $\epsilon_r \approx 4.3$ และหนา 1.6 mm รายละเอียดของระนาบกราวด์ประกอบด้วย ระนาบกราวด์หลักเป็นวงกลมข้างในที่มีรัศมี R_2 โดยจะมีการเจาะเป็นวงกลมเพื่อนำไปสวมและเชื่อมติดกับกราวด์ของหัวต่อ SMA ขนาด 3.5 mm ในส่วนของระนาบกราวด์พาราซิติกข้างนอกที่เป็นส่วนตัดของวงแหวน มีรัศมีเป็น R_1 มีช่องว่างระหว่างระนาบกราวด์ข้างในและข้างนอกเท่ากับ g_2 โดยระนาบกราวด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้างนอกที่ถูกตัดแบ่งออกเป็นสี่ส่วนแยกจากกันด้วยช่องว่างเท่ากับ g_1 สำหรับวิธีการสร้าง ระบายกราวด์ตามแบบนั้นค่อนข้างง่าย เนื่องจากสามารถส่งออก (Export) ไฟล์ในรูปแบบ Gerber ซึ่งเป็นรูปภาพตามขนาดจริงของแบบจำลองออกมาได้โดยตรงจากโปรแกรมที่ใช้ จำลองแบบ แล้วนำไปสู่กระบวนการลอกและกัดลายวงจรได้โดยตรง ดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 ตัวอย่างภาพระบายกราวด์ที่ส่งออกเป็นไฟล์แบบ Gerber (ไม่ใช่สเกลตามจริง)

4) การปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นสำหรับต้นแบบเบื้องต้นนั้น จะเลือกทดสอบ การติดตั้งสวิตช์ 2 รูปแบบ ได้แก่

4.1) สวิตช์ไมโครแบบ SMD (Slide SMD Micro-switch) ที่ใช้กลไกเลื่อนแบบธรรมดา เพื่อทำให้เกิดสถานะเปิดหรือลัดวงจร ตัวสวิตช์มีหน้าสัมผัสโลหะภายในกว้างประมาณ 1.5 mm และหุ้มด้านนอกด้วยกรอบพลาสติก (PE) กว้างประมาณ 2 mm มีภาพถ่ายของ สายอากาศต้นแบบที่สร้างจริง แสดงดังรูปที่ 5.2 (ก) คือ กรณียังไม่ติดตั้งสวิตช์ และรูปที่ 5.2 (ข) คือ กรณีที่ติดตั้งสวิตช์เสร็จสิ้นแล้ว

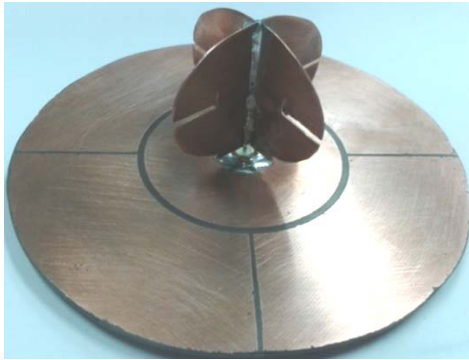
4.2) สวิตช์ที่ควบคุมด้วยไฟฟ้าซึ่งเลือกใช้พินไดโอด เบอร์ BAR50-20 [103] เพื่อทำให้เกิดสถานะเหมือนเปิดหรือลัดวงจร โดยเลือกที่จะติดตั้งตัวพินไดโอดและวงจรไบอัสต่าง ๆ ไว้ที่ ระบายกราวด์ เพื่อลดผลกระทบต่อการแพร่กระจายคลื่นด้านบนและสะดวกต่อการลากสายไฟ ที่ควบคุมการไบอัสให้แก่พินไดโอดอีกด้วย วิธีในการเชื่อมต่อระหว่างระบายกราวด์ข้างบนกับ วงจรที่อยู่บนพื้นผิวสารไดอิเล็กตริกด้านล่างนั้นจะใช้เส้นลวดลัดวงจร (Via) จากด้านบนทะลุลง มาด้านล่าง ในรูปที่ 5.2 (ค) เป็นภาพถ่ายด้านล่าง (ใต้ระบายกราวด์) ของสายอากาศต้นแบบ ที่สร้างจริงโดยใช้พินไดโอดแทนที่สวิตช์และมีตัวเหนี่ยวนำ (L, RF Block) ค่า 220 nH ส่วน ในรูปที่ 5.2 (ง) เป็นแผนภาพวิธีควบคุมการไบอัสเบื้องต้นให้แก่พินไดโอด เพื่อทำให้เกิดสถานะ เหมือนเปิดหรือลัดวงจรเมื่อไบอัสย้อนกลับหรือไปข้างหน้า ตามลำดับ

ในการจัดเรียงและบัดกรีตำแหน่งสวิตช์ทั้ง 4 ตัว (SW_1 ถึง SW_4) นั้น จะอยู่ระหว่าง ช่องว่าง g_2 เป็นดังรูปที่ 4.1 ในบทที่ 4 ที่กล่าวไปแล้ว

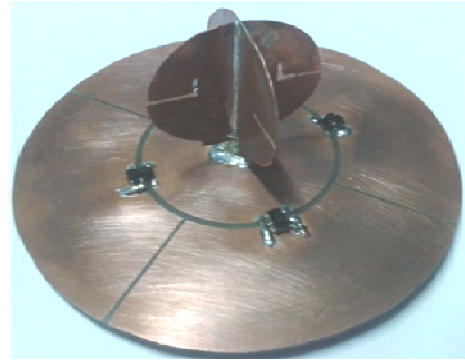
รายละเอียดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศที่นำมาสร้างสายอากาศต้นแบบ สรุป ได้ดังตารางที่ 5.1 ซึ่งมาจากการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดจากการจำลองแบบในบทที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นด้านการค้า

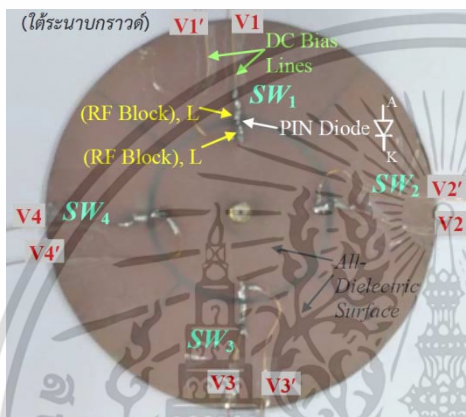
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



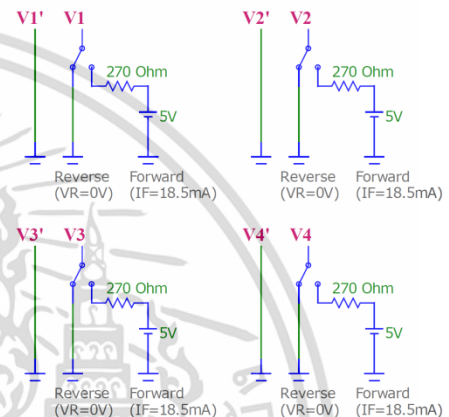
(ก) ยังไม่ต่อสวิตช์



(ข) แบบใช้สวิตช์กลไกเลื่อน 4 ชุด



(ค) แบบใช้สวิตช์พินไดโอด 4 ชุด



(ง) แผนภาพวิธีควบคุมการไบอัสต้นแบบ

รูปที่ 5.2 ภาพถ่ายของสายอากาศต้นแบบ

ตารางที่ 5.1 สรุปลค่าพารามิเตอร์ที่จะนำมาสร้างสายอากาศต้นแบบ

พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ (mm)
A และ B	23.71 และ 17.18 (ตามลำดับ)
d_1 และ d_2	11.86 และ 5.22 (ตามลำดับ)
g_s	1.20
w_s	10.52
h_p	3.44
R_1 และ R_2	60.95 และ 27.37 (ตามลำดับ)
g_1 และ g_2	1.10 และ 1.45 (ตามลำดับ)

5.3 การทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศต้นแบบ

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอรายละเอียดของผลการวัดคุณสมบัติของสายอากาศต้นแบบ ได้แก่ ผลการแมตซ์อิมพีแดนซ์ อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น และ อัตราขยาย ซึ่งจะมีการเปรียบเทียบและวิเคราะห์ผลร่วมกับผลจากการจำลองแบบที่ผ่านมา เพื่อ

ยืนยันความถูกต้องในการออกแบบและพิจารณาความเป็นไปได้ในการนำไปประยุกต์ใช้งานต่อไป

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

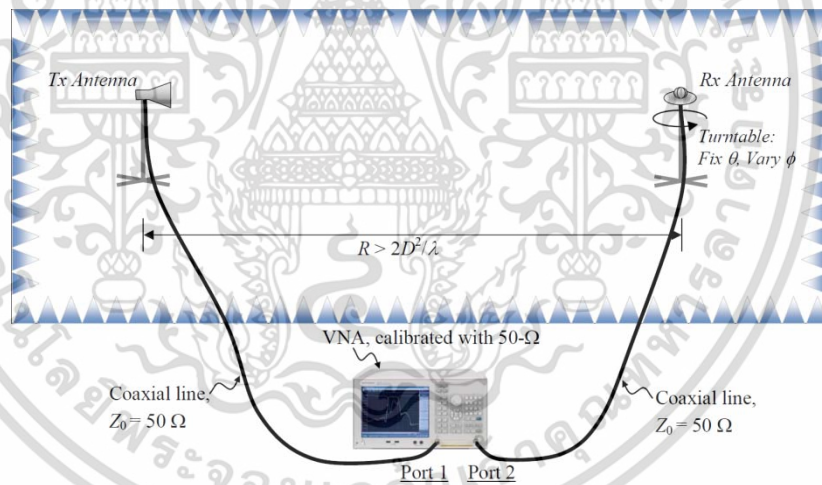
รายการเครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศ มีดังนี้

- 1) ห้องไร้การสะท้อน (Anechoic Chamber)
- 2) เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer รุ่น Agilent E5071C)
- 3) ชุดปรับเทียบอิมพีแดนซ์ 50 Ω (50- Ω Calibration Kits)
- 4) สายอากาศปากแตรเพื่อเทียบอัตราขยาย
- 5) ต้นแบบสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้
- 6) สายนำสัญญาณ 50 Ω และวงจรควบคุมการไบอัสพินไดโอด

5.3.1 การเตรียมเครื่องมือและติดตั้งอุปกรณ์

ในส่วนของ การเตรียมเครื่องมือ นั้น จะเป็นการปรับเทียบ (Calibrate) โดยใช้ชุดปรับเทียบครบถ้วนตามกระบวนการปรับเทียบแบบ 2 พอร์ตเต็มรูปแบบ (Full 2-Port Calibration) ได้แก่ OPEN SHORT LOAD และ THRU ทั้ง 2 พอร์ต

สำหรับการติดตั้งอุปกรณ์และเครื่องมือที่จะใช้ในการวัดคุณสมบัติของสายอากาศ ต้นแบบนั้น มีลักษณะการจัดวางผังแผนภาพในรูปที่ 5.3 และ 5.4 โดยทั้งหมดจะวัดในห้องไร้การสะท้อน เพื่อทำการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ส่วนวิธีการวัดการแมตซ์ในรูปแบบ $|S_{11}|_{dB}$ และอินพุตอิมพีแดนซ์นั้น จะเลือกใช้ Port 2 ในการวัดคุณสมบัติระยะใกล้ทั้งหมด ผลของ $|S_{11}|_{dB}$ จะได้จาก $|S_{22}|_{dB}$ ที่ Port 2 โดยไม่ต้องสลับสายนำสัญญาณไปมา



รูปที่ 5.3 แผนภาพการติดตั้งอุปกรณ์ในการวัดคุณสมบัติของสายอากาศ



(ก) สายอากาศส่งแบบปากแตร



(ข) สายอากาศรับต้นแบบที่สร้างขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณศึกษาเท่านั้น เพื่อการวิจัยเท่านั้น เมื่อผู้เขียนได้เห็นประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

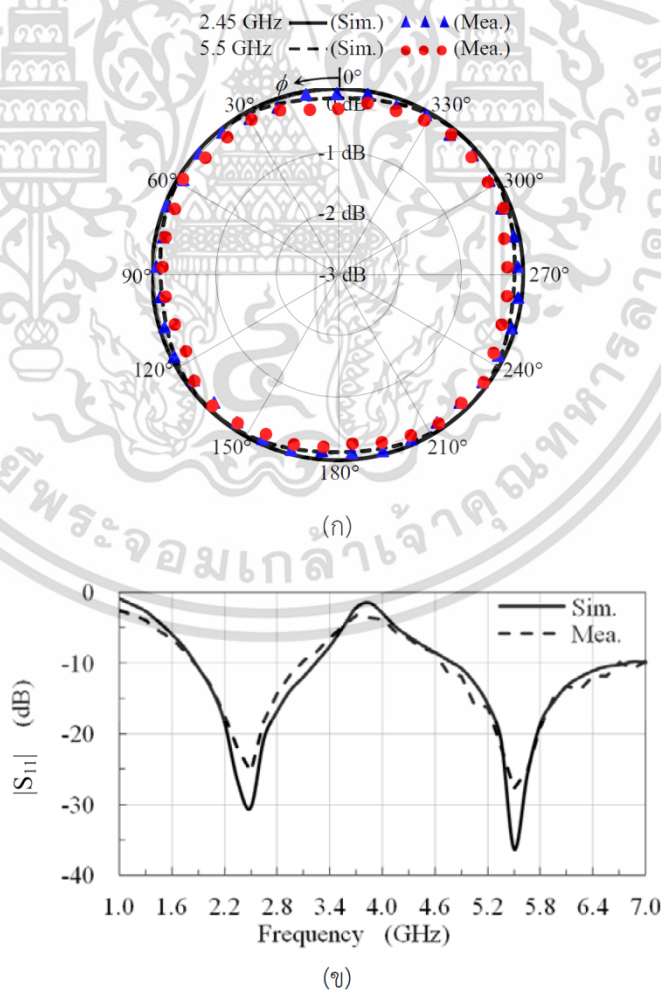
5.3.2 ผลการวัดคุณสมบัติของสายอากาศกรณีสถานะต่าง ๆ สำหรับสวิตช์แบบกลไกเลื่อน

ผลการวัดทั้งหมดต่อไปนี้เป็นการใช้สวิตช์แบบกลไกเลื่อน (Slide SMD Micro-Switch) ที่กล่าวถึงไปแล้วดังรูปที่ 5.2 (ข)

5.3.2.1 กรณี A

สวิตช์ทุกตัวจะเปิดวงจร (กรณีปกติ) ซึ่งจะได้ผลเสมือนไม่มีสวิตช์ จากผลการวัด (Mea.) เทียบกับผลการจำลอง (Sim.) สวิตช์แบบ PCB แสดงดังรูปที่ 5.5 จากผลการวัดพบว่า อิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ในย่านความถี่แรก ครอบคลุมความถี่ 1.88 – 3.08 GHz ($|BW| = 1.2$ GHz) และที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -23.73$ dB ส่วนในย่านความถี่ที่สอง ครอบคลุมความถี่ 4.7 – 6.69 GHz ($|BW| = 1.99$ GHz) และที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -27.76$ dB

ส่วนคุณลักษณะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากผลการวัดนั้น ที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ อัตราขยายสูงสุด $G_{max} = 2.61$ dBi มีมุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลักที่ $\theta_{max} \approx 46$ องศา และมีแบบรูปการแผ่กำลังงานด้านข้างเป็นแบบรอบตัว ในขณะที่ 5.5 GHz ได้อัตราขยายสูงสุด $G_{max} = 5.31$ dBi มีมุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลักที่ $\theta_{max} \approx 44$ องศา และมีการแผ่กำลังงานด้านข้างใกล้เคียงแบบรอบตัว โดยมีผลกระทบเล็กน้อยจากระนาบกราวด์พาราซีติกทั้งสิ้น ส่วน รวมถึงเกิดผลกระทบจากการสะท้อนที่ตัวสวิตช์ที่ติดตั้งจริงบนตัวสายอากาศด้วย



รูปที่ 5.5 เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองสำหรับสวิตช์แบบกลไกเลื่อน กรณี A

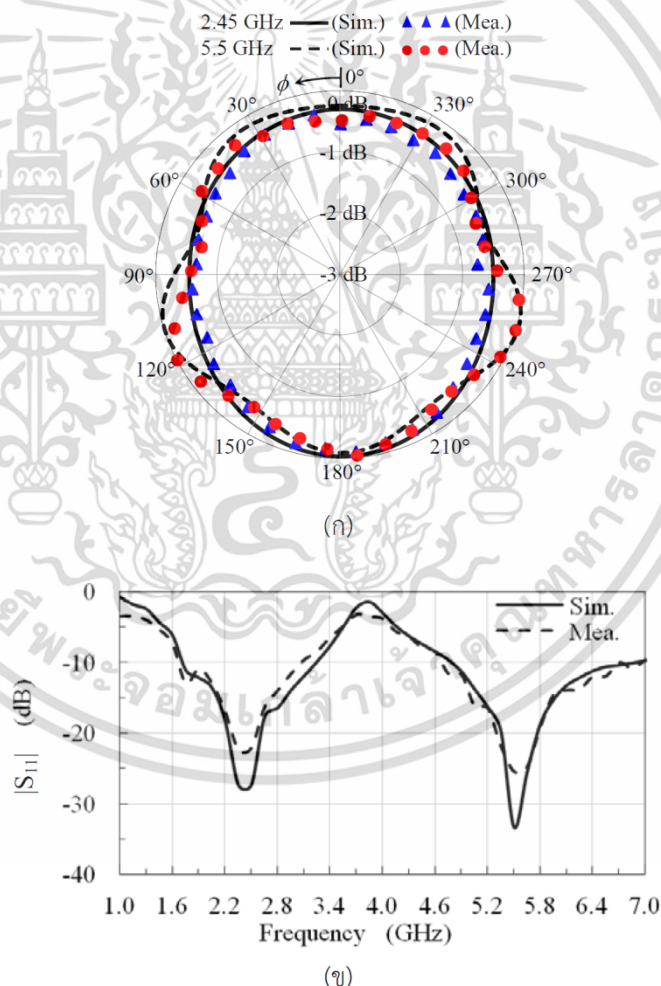
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.2.2 กรณี B

มีสวิตช์เพียงหนึ่งตัว (SW_1) ที่ลัดวงจร จากผลการวัดเทียบกับผลการจำลองแบบแสดงดังรูปที่ 5.6 จากผลการวัดพบว่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ในย่านความถี่แรก ครอบคลุมความถี่ 1.69 – 3.08 GHz ($|BW| = 1.39$ GHz) และที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -22.20$ dB ส่วนในย่านความถี่ที่สองครอบคลุมความถี่ 4.70 – 6.70 GHz ($|BW| = 2.0$ GHz) และที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -25.42$ dB

ส่วนคุณลักษณะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากผลการวัดนั้น ที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ อัตราขยายสูงสุด $G_{max} = 2.95$ dBi มีมุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลักที่ $\theta_{max} \approx 47$ องศา โดยลำคลื่นหลักจะชี้ไปในทิศทางตรงข้ามกับตำแหน่งสวิตช์ที่ลัดวงจร (SW_1) ในขณะที่ 5.5 GHz ได้ อัตราขยายสูงสุด $G_{max} = 5.58$ dBi มีมุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลักที่ $\theta_{max} \approx 46$ องศา โดยลำคลื่นหลักจะชี้ในทิศทางเดียวกับกรณี 2.45 GHz แต่ลำคลื่นแยกออกเป็น 3 พูคลื่น ในการวัดจริงนั้น มีผลกระทบจากตัวสวิตช์ที่ติดตั้งจริงบนตัวสายอากาศด้วยเช่นกัน



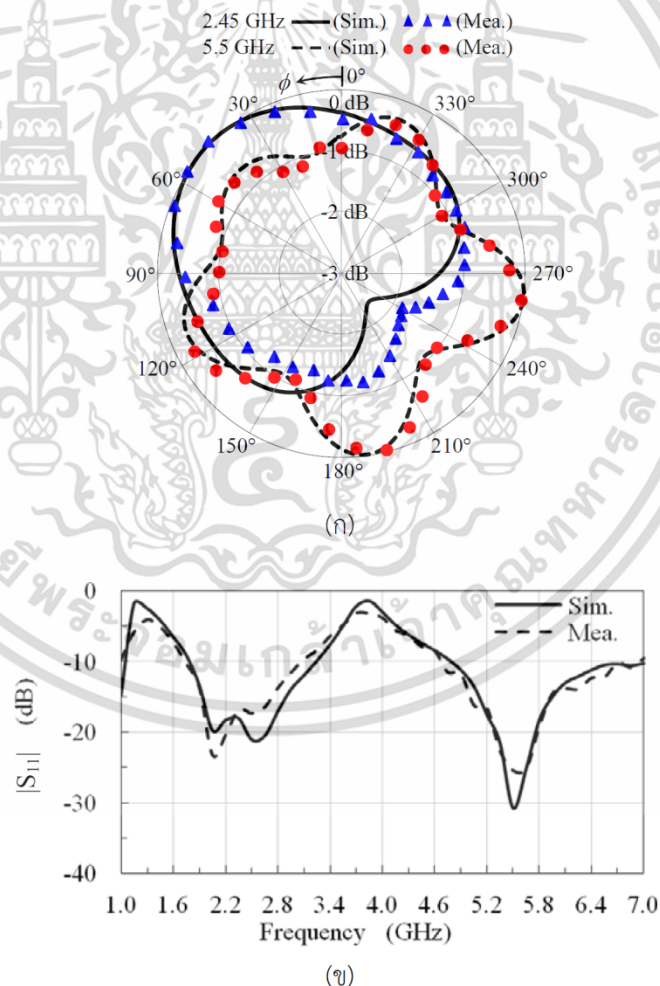
รูปที่ 5.6 เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองสำหรับสวิตช์แบบกลไกเลื่อน กรณี B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.2.3 กรณี C

มีสวิตช์ที่ลัดวงจรสองตัวอยู่ใกล้กัน (SW_1 และ SW_2) จากผลการวัดเทียบกับผลการจำลองแบบแสดงดังรูปที่ 5.7 จากผลการวัดพบว่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ในย่านความถี่แรกครอบคลุมความถี่ 1.78 – 3.08 GHz ($|BW| = 1.3$ GHz) และที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -17.1$ dB ส่วนในย่านความถี่ที่สองครอบคลุมความถี่ 4.70 – 6.93 GHz ($|BW| = 2.23$ GHz) และที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -25.46$ dB

ส่วนคุณลักษณะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากผลการวัดนั้น ที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ อัตราขยายสูงสุด $G_{max} = 2.98$ dBi มีมุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลักที่ $\theta_{max} \approx 44$ องศา ลำคลื่นหลักจะชี้ไปในทิศทางของตำแหน่งเฉลี่ยกึ่งกลางระหว่างสวิตช์ SW_1 และ SW_2 ที่ลัดวงจร ในขณะที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ อัตราขยายสูงสุด $G_{max} = 5.86$ dBi มีมุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลักที่ $\theta_{max} \approx 46$ องศา โดยลำคลื่นหลักจะชี้ในทิศทางตรงข้ามกับกรณี 2.45 GHz และมีลำคลื่นหลักแยกออกเป็น 2 พูพร้อมด้วยลำคลื่นด้านหลังอีก 3 พูที่เห็นได้ชัดเจนและมีรายละเอียดมากขึ้น อีกทั้งตัวสวิตช์จริงที่ติดตั้งบนสายอากาศจะส่งผลกระทบต่อชัดเจนยิ่งขึ้น



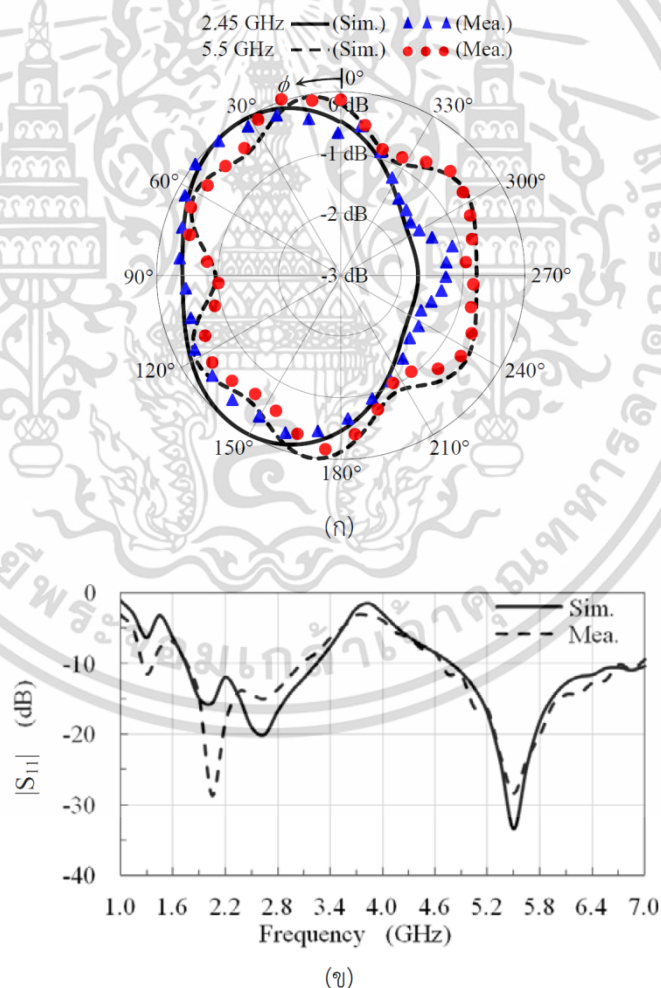
รูปที่ 5.7 เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองสำหรับสวิตช์แบบกลไกเลื่อน กรณี C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.2.4 กรณี D

มีสวิตช์สามตัว (SW_1 , SW_2 และ SW_3) ที่ลัดวงจร จากผลการวัดเทียบกับผลการจำลองแบบแสดงดังรูปที่ 5.8 จากผลการวัดพบว่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ในย่านความถี่แรกครอบคลุมความถี่ 1.81 – 3.08 GHz ($|BW| = 1.27$ GHz) และที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -14.26$ dB ส่วนในย่านความถี่ที่สองครอบคลุมความถี่ 4.70 – 6.92 GHz ($|BW| = 2.22$ GHz) และที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -28.40$ dB

ส่วนคุณลักษณะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากผลการวัดนั้น ที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ อัตราขยายสูงสุด $G_{max} = 2.66$ dBi มีมุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลักที่ $\theta_{max} \approx 45$ องศา ที่มีลำคลื่นหลักจะชี้ไปในทิศทางของตำแหน่งประมาณกึ่งกลางระหว่างสวิตช์ SW_1 ถึง SW_3 ที่ลัดวงจร ในขณะที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ อัตราขยายสูงสุด $G_{max} = 5.63$ dBi มีมุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลักที่ $\theta_{max} \approx 46$ องศา ซึ่งลำคลื่นหลักจะชี้ไปในทิศเดียวกับกรณี 2.45 GHz และมีลำคลื่นหลักแยกออกเป็นสี่พู รวมถึงมีผลกระทบจากการสะท้อนที่สวิตช์บนตัวสายอากาศด้วยเช่นกัน



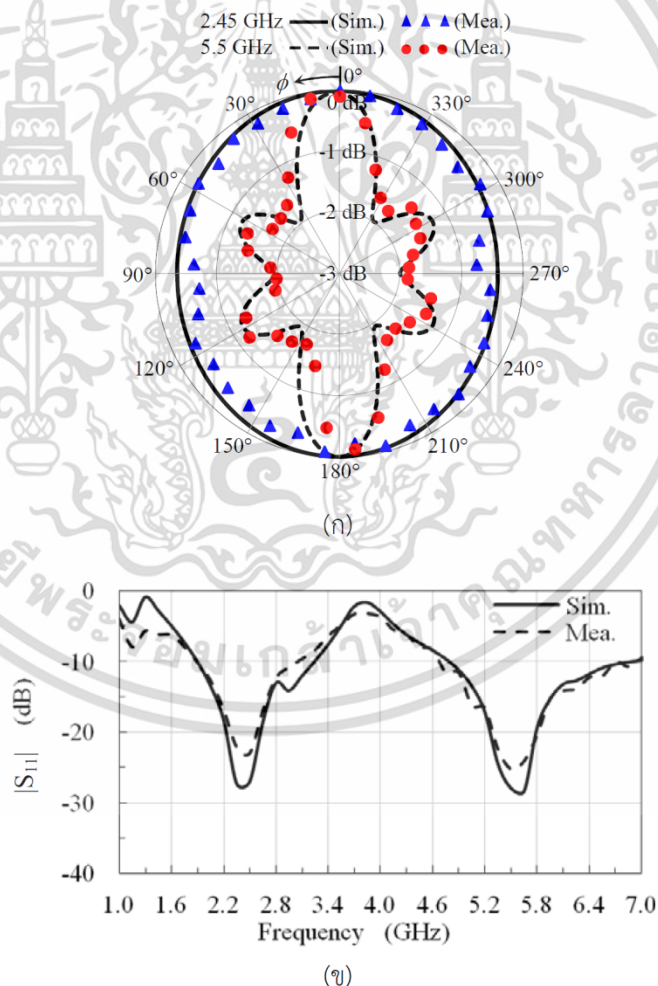
รูปที่ 5.8 เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองสำหรับสวิตช์แบบกลไกเลื่อน กรณี D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.2.5 กรณี E

มีสวิตช์ที่ลัดวงจรสองตัวอยู่ตรงข้ามกัน (SW_1 และ SW_3) จากผลการวัดเทียบกับผลการจำลองแบบแสดงดังรูปที่ 5.9 จากผลการวัดพบว่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ในย่านความถี่แรกครอบคลุมความถี่ 1.89 – 3.07 GHz ($|BW| = 1.18$ GHz) และที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -22.59$ dB ส่วนในย่านความถี่ที่สองครอบคลุมความถี่ 4.70 – 6.76 GHz ($|BW| = 2.06$ GHz) และที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -25.24$ dB

ส่วนคุณลักษณะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากผลการวัดนั้น ที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ อัตราขยายสูงสุด $G_{max} = 2.34$ dBi มีมุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลักที่ $\theta_{max} \approx 46$ องศา โดยลำคลื่นหลักจะแยกออกเป็นสองพูไปในทิศทางของสวิตช์ SW_1 และ SW_3 ที่ลัดวงจร ในขณะที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ อัตราขยายสูงสุด $G_{max} = 6.29$ dBi มีมุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลักที่ $\theta_{max} \approx 46$ องศา โดยลำคลื่นหลักจะชี้ไปในลักษณะเดียวกันกับกรณี 2.45 GHz และมีลำคลื่นด้านข้างด้วยจำนวน 4 พูใกล้เคียงกับผลการจำลองแบบ ซึ่งสามารถสังเกตผลกระทบจากตัวสวิตช์ที่ติดตั้งบนสายอากาศเหมือนกรณีอื่น ๆ ที่ผ่านมา



รูปที่ 5.9 เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองสำหรับสวิตช์แบบกลไกเลื่อน กรณี E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

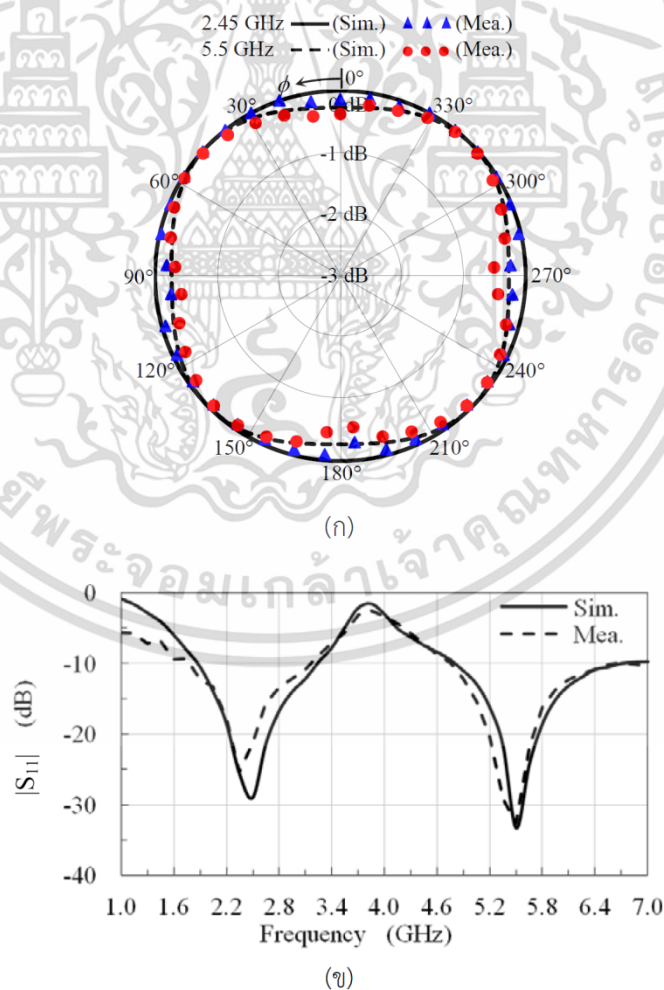
5.3.3 ผลการวัดคุณสมบัติของสายอากาศกรณีต่าง ๆ สำหรับสวิตช์แบบพินไดโอด

ผลการวัดต่อไปนี้เป็นการใช้พินไดโอดแทนที่สวิตช์ดังในรูปที่ 5.2 (ค) และ (ง)

5.3.3.1 กรณี A

สวิตช์ทุกตัวจะเปิดวงจร (พินไดโอดทุกตัวไบอัสย้อนกลับ $V_R = 0V$) จากผลการวัด (Mea.) เทียบกับผลการจำลองแบบ (Sim.) แสดงดังรูปที่ 5.10 จากผลการวัดพบว่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ในย่านความถี่แรกครอบคลุมความถี่ 1.82 – 3.14 GHz ($|BW| = 1.32$ GHz) และที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -23.29$ dB ส่วนในย่านความถี่ที่สองครอบคลุมความถี่ 4.80 – 6.59 GHz ($|BW| = 1.79$ GHz) และที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -32.63$ dB

ส่วนคุณลักษณะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากผลการวัดนั้น ที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ อัตราขยายสูงสุด $G_{max} = 2.50$ dBi มีมุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลักที่ $\theta_{max} \approx 48$ องศา และมีแบบรูปการแผ่กำลังงานด้านข้างเป็นแบบรอบตัว ที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ อัตราขยายสูงสุด $G_{max} = 5.41$ dBi มีมุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลักที่ $\theta_{max} \approx 45$ องศา และมีการแผ่กำลังงานด้านข้างใกล้เคียงแบบรอบตัวโดยมีผลกระทบเล็กน้อยจากระนาบกราวด์พาราซิติกทั้งสองส่วน รวมถึงเกิดผลกระทบจากวงจรสวิตช์พินไดโอดที่ติดตั้งจริงอยู่ภายใต้ระนาบกราวด์ด้วย



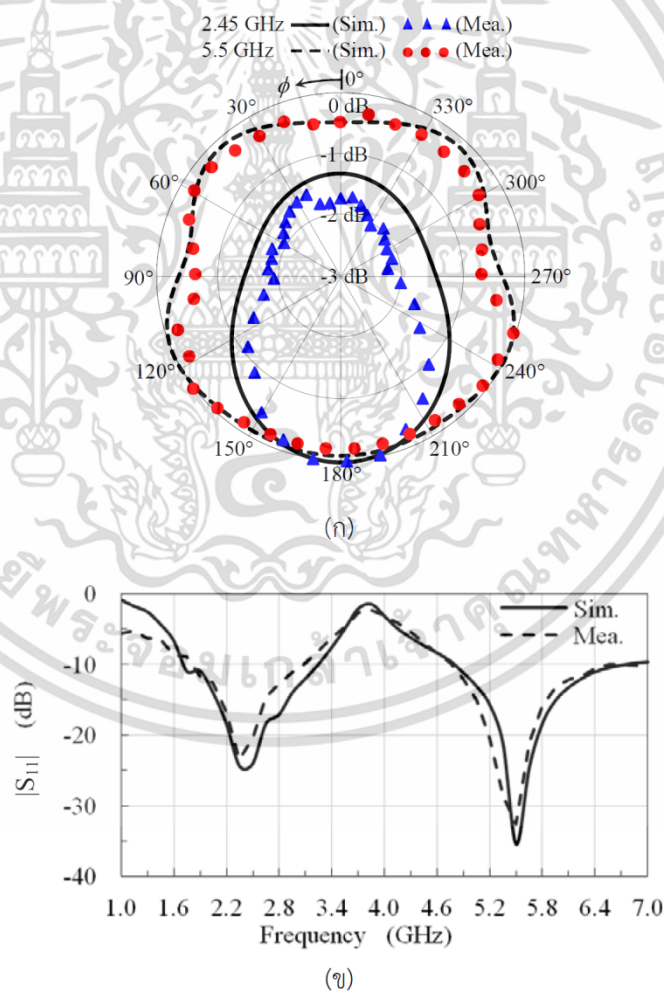
รูปที่ 5.10 เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองสำหรับสวิตช์แบบพินไดโอด กรณี A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.3.2 กรณี B

มีสวิตช์เพียงหนึ่งตัว (SW_1) ที่ลัดวงจร (มีพินไดโอด 1 ตัว ไบอัสไปข้างหน้า $I_F \approx 18.5$ mA) จากผลการวัดเทียบกับผลการจำลองแบบแสดงดังรูปที่ 5.11 จากผลการวัดพบว่า อิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ในย่านความถี่แรก ครอบคลุมความถี่ 1.84 – 3.08 GHz ($|BW| = 1.24$ GHz) และที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -21.88$ dB ส่วนในย่านความถี่ที่สองครอบคลุมความถี่ 4.81 – 6.49 GHz ($|BW| = 1.68$ GHz) และที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -32.55$ dB

ส่วนคุณลักษณะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากผลการวัดนั้น ที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ อัตราขยายสูงสุด $G_{max} = 4.04$ dBi มีมุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลักที่ $\theta_{max} \approx 43$ องศา โดยลำคลื่นหลักจะชี้ไปในทิศทางตรงข้ามกับตำแหน่งสวิตช์ที่ลัดวงจร (SW_1) ที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ อัตราขยายสูงสุด $G_{max} = 5.44$ dBi มีมุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลักที่ $\theta_{max} \approx 45$ องศา โดยลำคลื่นหลักจะชี้ในทิศทางเดียวกับกรณี 2.45 GHz แต่ลำคลื่นแยกออกเป็น 2 พูหลัก ด้านข้าง ในการวัดจริงนั้น มีผลกระทบจากวงจรสวิตช์พินไดโอดที่ติดตั้งจริงอยู่ภายใต้ระนาบ กราวด์ด้วยเช่นกัน



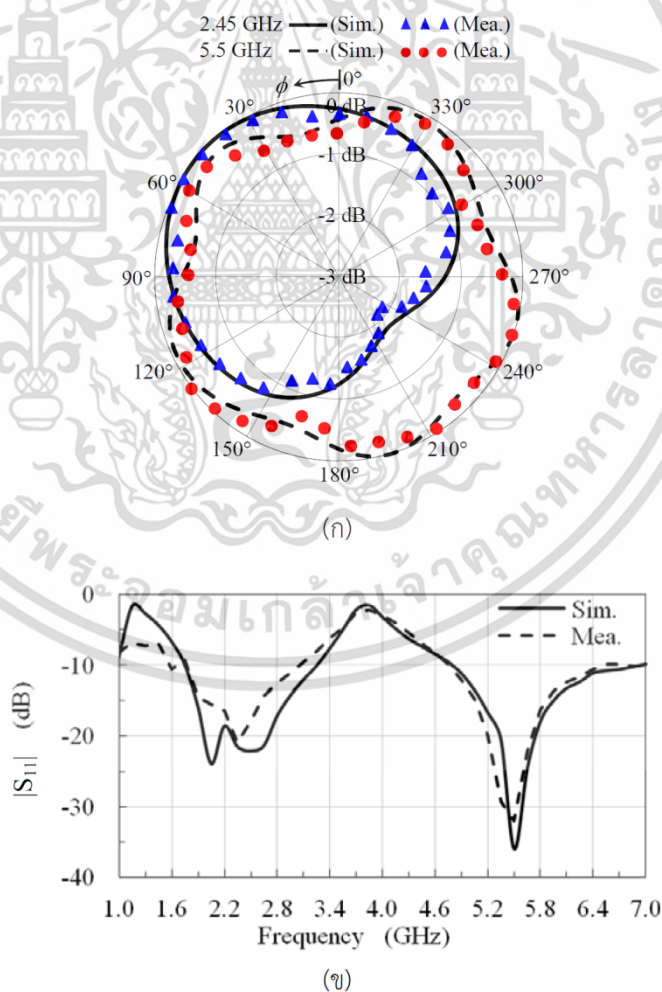
รูปที่ 5.11 เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองสำหรับสวิตช์แบบพินไดโอด กรณี B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.3.3 กรณี C

มีสวิตช์ที่ลัดวงจรสองตัวอยู่ใกล้กัน (SW_1 และ SW_2) จากผลการวัดเทียบกับผลการจำลองแบบแสดงดังรูปที่ 5.12 จากผลการวัดพบว่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ในย่านความถี่แรกครอบคลุมความถี่ 1.81 – 3.07 GHz ($|BW| = 1.26$ GHz) และที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -19.39$ dB ส่วนในย่านความถี่ที่สองครอบคลุมความถี่ 4.80 – 6.49 GHz ($|BW| = 1.69$ GHz) และที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -32.06$ dB

ส่วนคุณลักษณะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากผลการวัดนั้น ที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ อัตราขยายสูงสุด $G_{max} = 2.94$ dBi มีมุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลักที่ $\theta_{max} \approx 43$ องศา ลำคลื่นหลักจะชี้ไปในทิศทางของตำแหน่งเฉลี่ยกึ่งกลางระหว่างสวิตช์ SW_1 และ SW_2 ที่ลัดวงจร ในขณะที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ อัตราขยายสูงสุด $G_{max} = 5.53$ dBi มีมุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลักที่ $\theta_{max} \approx 46$ องศา โดยลำคลื่นหลักจะชี้ในทิศทางตรงข้ามกับกรณี 2.45 GHz และมีลำคลื่นหลักแยกออกเป็น 2 พูพร้อมด้วยลำคลื่นด้านหลังอีก 3 พูที่เห็นได้ชัดเจน และมีรายละเอียดมากขึ้น รวมไปถึงวงจรสวิตช์พินไดโอดที่ติดตั้งจริงอยู่ภายใต้ระนาบกราวด์จะส่งผลกระทบบ้างชัดเจนยิ่งขึ้น



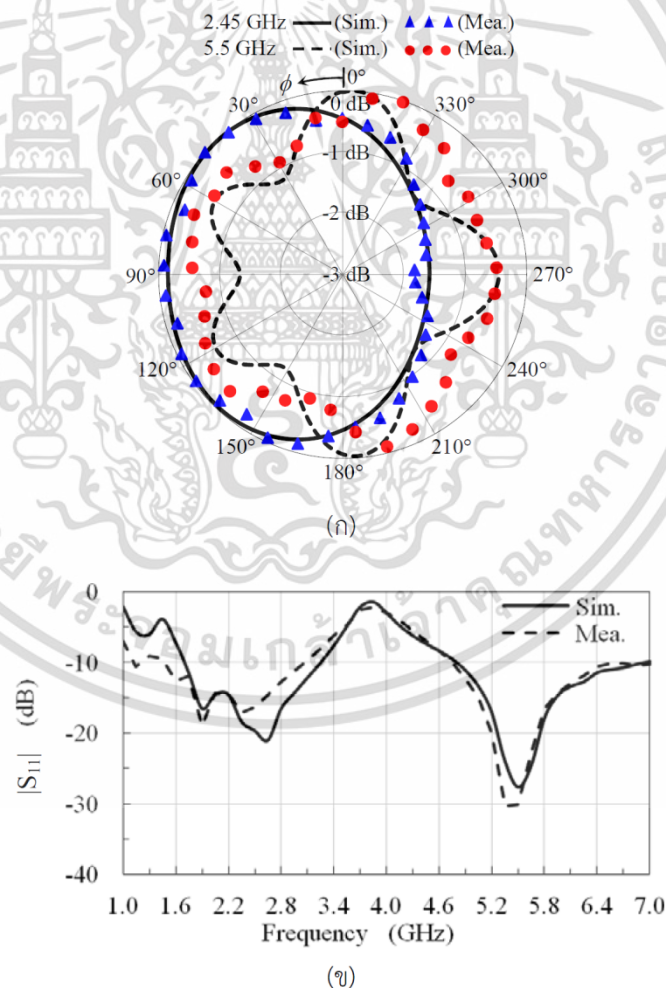
รูปที่ 5.12 เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองสำหรับสวิตช์แบบพินไดโอด กรณี C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.3.4 กรณี D

มีสวิตช์สามตัว (SW_1 , SW_2 และ SW_3) ที่ลัดวงจร จากผลการวัดเทียบกับผลการจำลองแบบแสดงดังรูปที่ 5.13 จากผลการวัดพบว่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ในย่านความถี่แรกครอบคลุมความถี่ 1.43 – 3.07 GHz ($|BW| = 1.64$ GHz) และที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -16.69$ dB ส่วนในย่านความถี่ที่สองครอบคลุมความถี่ 4.80 – 6.51 GHz ($|BW| = 1.71$ GHz) และที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -30.08$ dB

ส่วนคุณลักษณะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากผลการวัดนั้น ที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ อัตราขยายสูงสุด $G_{max} = 2.71$ dBi มีมุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลักที่ $\theta_{max} \approx 46$ องศา ที่มีลำคลื่นหลักจะชี้ไปในทิศทางของตำแหน่งประมาณกึ่งกลางระหว่างสวิตช์ SW_1 - SW_2 และ SW_2 - SW_3 ที่ลัดวงจร ที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ อัตราขยายสูงสุด $G_{max} = 5.73$ dBi มีมุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลักที่ $\theta_{max} \approx 46$ องศา ซึ่งลำคลื่นหลัก 2 พูจะชี้ไปในทิศด้านข้างของกรณี 2.45 GHz และมีลำคลื่นย่อยแยกออกเป็น 3 พูด้านข้างด้วย รวมถึงเกิดผลกระทบจากวงจรสวิตช์พินไดโอดที่ติดตั้งจริงอยู่ภายใต้ระนาบกราวด์ด้วยเช่นกัน



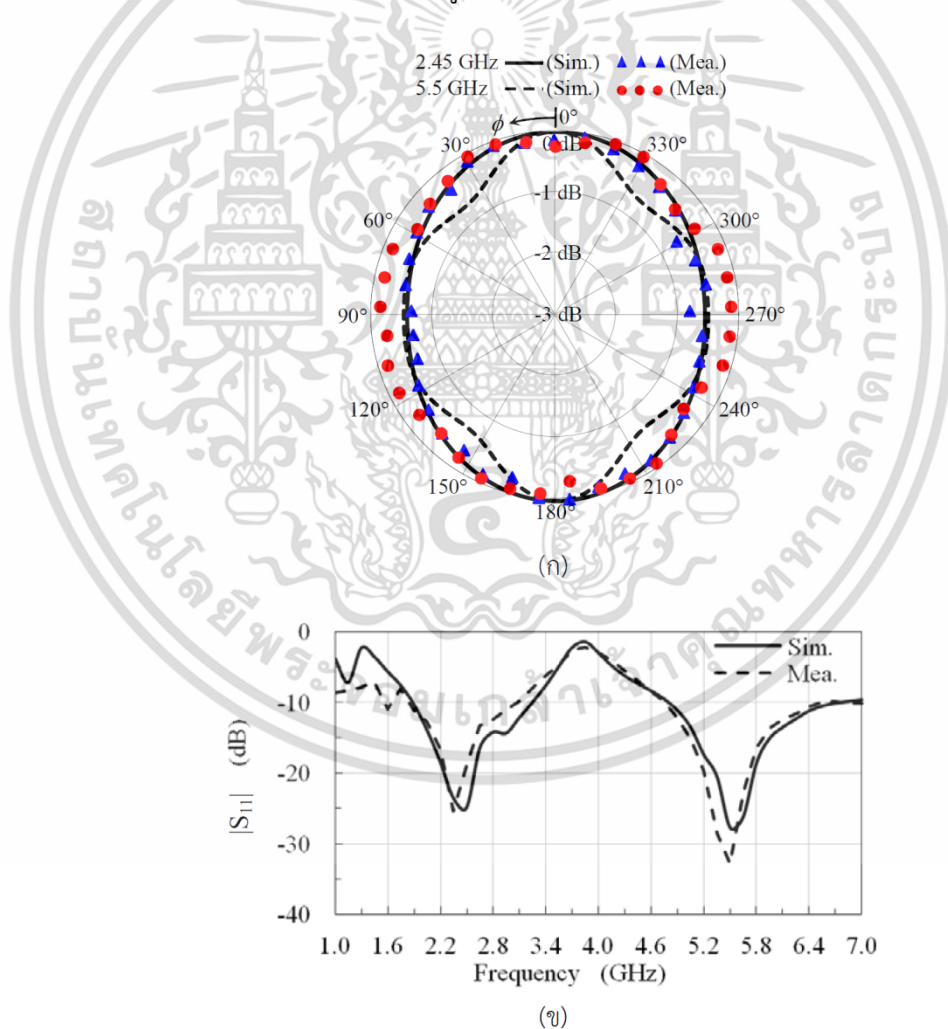
รูปที่ 5.13 เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองสำหรับสวิตช์แบบพินไดโอด กรณี D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.3.5 กรณี E

มีสวิตช์ที่ลัดวงจรสองตัวอยู่ตรงข้ามกัน (SW_1 และ SW_3) จากผลการวัดเทียบกับผลการจำลองแบบแสดงดังรูปที่ 5.14 จากผลการวัดพบว่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ในย่านความถี่แรกครอบคลุมความถี่ 1.86 – 3.08 GHz ($|BW| = 1.22$ GHz) และที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -22.02$ dB ส่วนในย่านความถี่ที่สองครอบคลุมความถี่ 4.81 – 6.47 GHz ($|BW| = 1.66$ GHz) และที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -32.78$ dB

ส่วนคุณลักษณะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากผลการวัดนั้น ที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ อัตราขยายสูงสุด $G_{max} = 2.93$ dBi มีมุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลักที่ $\theta_{max} \approx 47$ องศา โดยลำคลื่นหลักจะแยกออกเป็นสองพูไปในทิศทางของสวิตช์ SW_1 และ SW_3 ที่ลัดวงจร ในขณะที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ อัตราขยายสูงสุด $G_{max} = 5.32$ dBi มีมุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลักที่ $\theta_{max} \approx 46$ องศา โดยลำคลื่นหลักจะชี้ไปในลักษณะเดียวกันกับกรณี 2.45 GHz แต่มีลำคลื่นด้านข้างด้วยฝั่งละหนึ่งพูซึ่งใกล้เคียงกับผลการจำลอง อีกทั้งยังเห็นผลกระทบจากวงจรสวิตช์พินไดโอดที่ติดตั้งจริงอยู่ภายใต้ระนาบกราวด์ด้วยเหมือนกับกรณีอื่นที่ผ่านมา



รูปที่ 5.14 เปรียบเทียบผลการวัดและผลการจำลองสำหรับสวิตช์แบบพินไดโอด กรณี E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

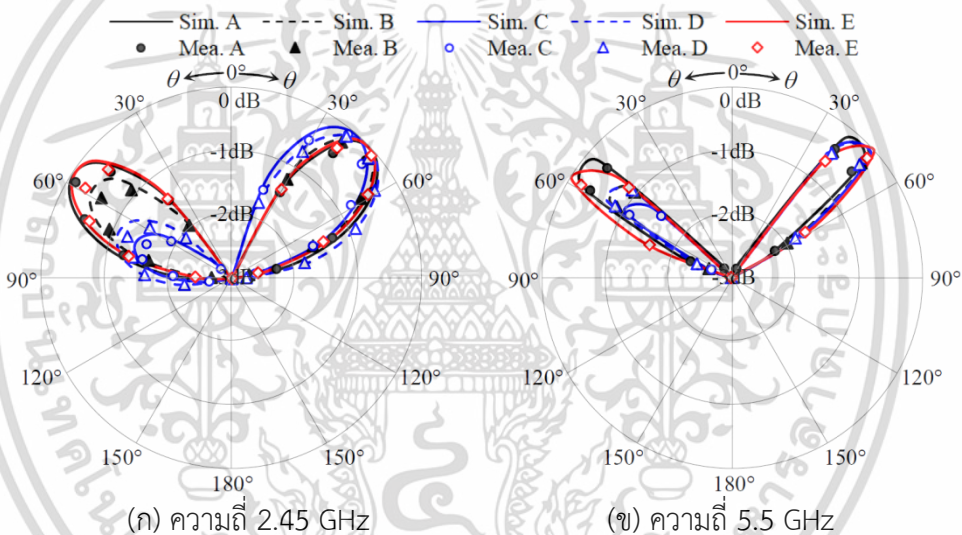
จากการสังเกตผลการวัดคุณสมบัติของสายอากาศกรณีสถานะต่าง ๆ สำหรับสวิตช์แบบกลไกเลื่อน (หัวข้อ 5.3.2) และสำหรับสวิตช์แบบฟินไดโอด (หัวข้อ 5.3.2) นั้น พบแนวโน้มที่เป็นไปในแนวทางเดียวกัน คือ จากผลการวัดจริงในภาพรวมจะได้ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ (|BW|) และอัตราขยายสูงสุด (G_{max}) ที่น้อยกว่าผลจากการจำลองแบบ ในขณะที่มุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลัก (θ_{max}) ในภาพรวมจะต่างจากผลการจำลองแบบอยู่ที่ประมาณ ± 2 องศา

5.3.4 ผลการวัดคุณสมบัติคุณลักษณะอื่นของสายอากาศ

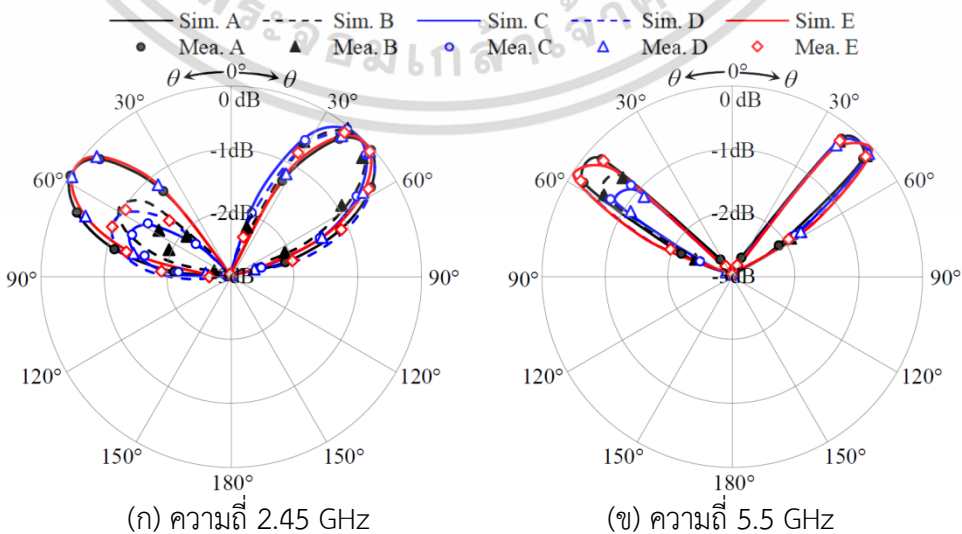
ต่อไปจะเป็นการเปรียบเทียบผลการวัด (Mea.) คุณสมบัติของสายอากาศกับผลจากการจำลองแบบ (Sim.) ในลักษณะอื่น ๆ ได้แก่ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบตัด ϕ_{max} คงที่แล้วแปรค่า θ และอัตราขยายสูงสุดที่ความถี่ต่าง ๆ ที่เลือกในทั้งสองย่านความถี่

5.3.4.1 ผลการวัดและผลการจำลองในระนาบตัด ϕ_{max} คงที่

การเปรียบเทียบผลการวัดคุณสมบัติแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศทุกกรณี (A-E) โดยจะพิจารณาในระนาบตัด ϕ_{max} ที่ลำคลื่นหลัก แสดงดังรูปที่ 5.15 และ 5.16



รูปที่ 5.15 ผลการวัดและผลการจำลองในระนาบตัด ϕ_{max} คงที่ สำหรับสวิตช์แบบกลไกเลื่อน



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 5.16 ผลการวัดและผลการจำลองในระนาบตัด ϕ_{max} คงที่ สำหรับสวิตช์แบบฟินไดโอด การค้า

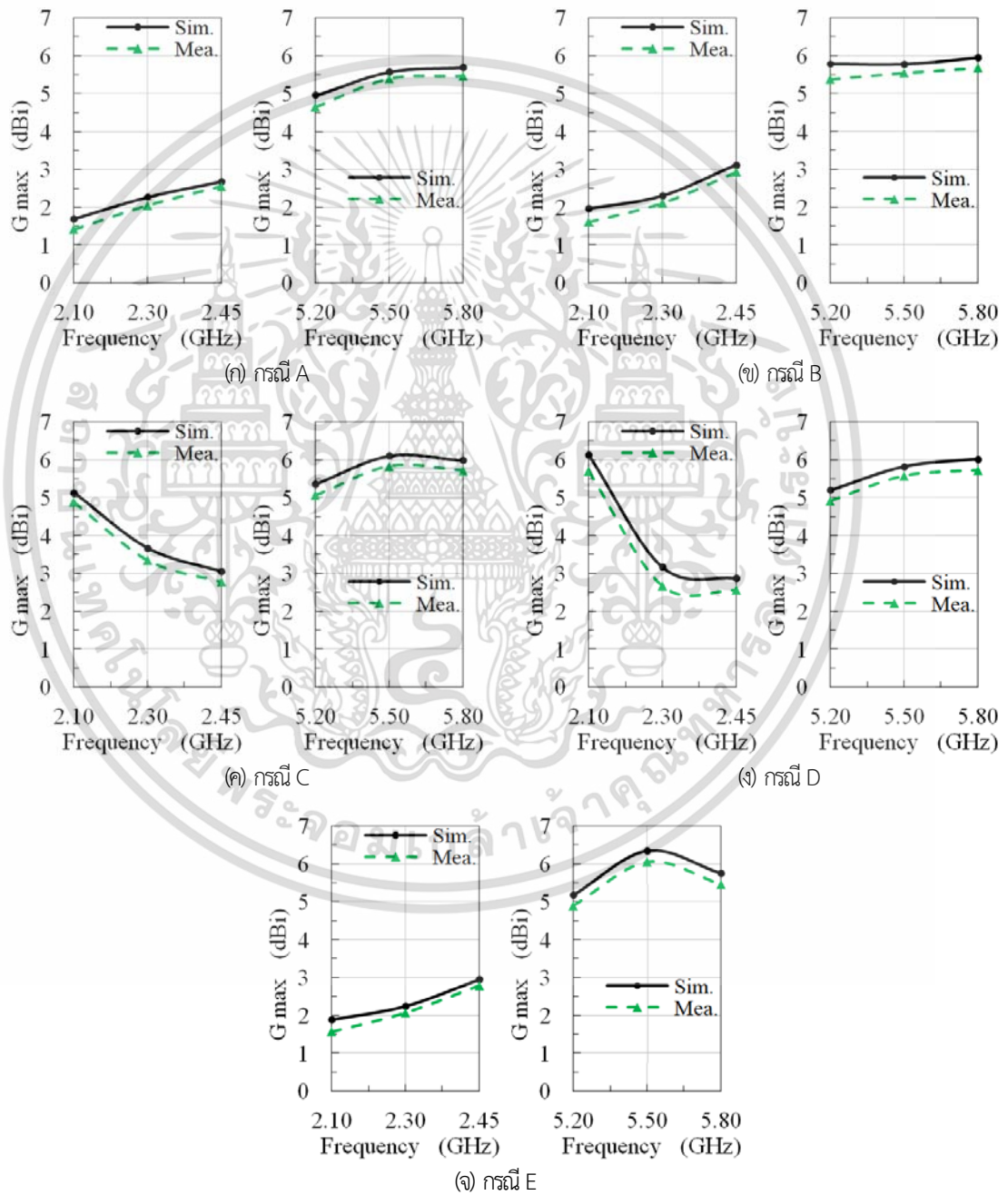
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.15 แต่ละกรณี A ถึง E จะให้มุมเอียง θ_{max} แตกต่างกันไปไม่เกิน ± 3 องศา ตรงกันกับที่ได้สรุปไปในหัวข้อก่อนหน้านี้ ส่วนในรูปที่ 5.16 นั้นก็ให้ผลในแนวทางเดียวกันกับหัวข้อก่อนหน้านี้เช่นกัน แต่กรณีพินไดโอดนี้ผลการวัดจะต่างจากการจำลองเนื่องจากโครงสร้าง

5.3.4.2 ผลการวัดและผลการจำลองอัตราขยายสูงสุด

1) สำหรับสวิตช์แบบกลไกเลื่อน

ในรูปที่ 5.17 แสดงผลการวัดและผลการจำลองของค่าอัตราขยายสูงสุด (G_{max}) ที่ความถี่ที่เลือกจากสองย่านความถี่ที่ออกแบบ สำหรับสวิตช์แบบกลไกเลื่อน



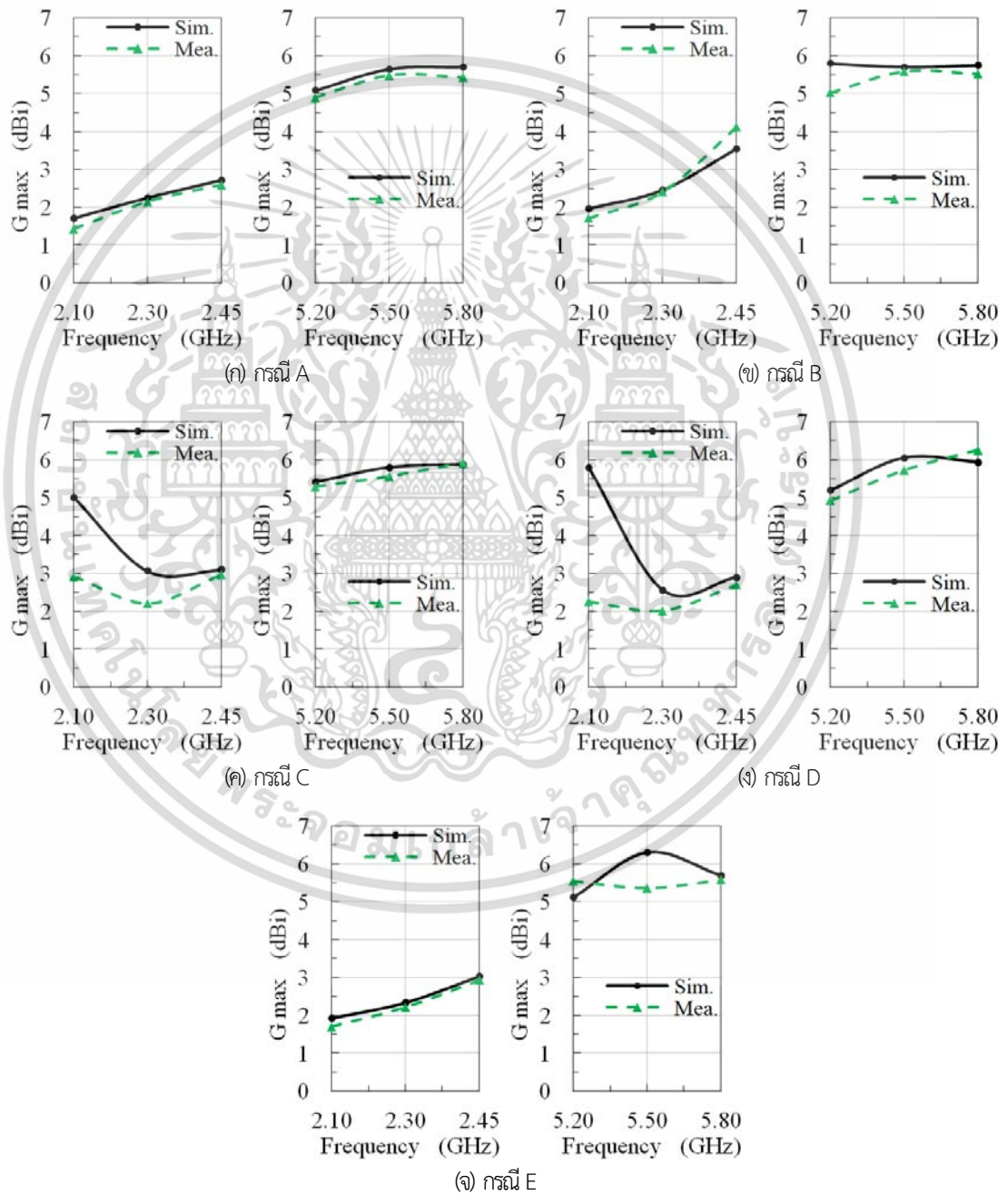
รูปที่ 5.17 การเปรียบเทียบผลอัตราขยายสูงสุด สำหรับสวิตช์แบบกลไกเลื่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการจำลองนั้นได้คิดการสูญเสียในโครงสร้างสายอากาศด้วยเพื่อให้ได้ผลการจำลองที่ใกล้เคียงความเป็นจริงมากที่สุด จากการเปรียบเทียบพบว่าได้ผลการวัดมีแนวโน้มในภาพรวมที่สอดคล้องกันกับผลการจำลองเป็นอย่างดี แต่พบว่าผลการวัดจะให้อัตราขยายสูงสุด ในภาพรวมต่ำกว่าการจำลองแบบเสมอ สาเหตุสำคัญเกิดจากการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ขั้วสายอากาศ และการสูญเสียที่หน้าสัมผัสสวิตช์ รวมไปถึงการจัดวางตำแหน่งในโครงสร้างจริง

2) สำหรับสวิตช์แบบพินไดโอด

ในรูปที่ 5.18 แสดงผลการวัดและผลการจำลองของค่าอัตราขยายสูงสุดที่ความถี่ที่เลือกจากสองย่านความถี่ที่ออกแบบ สำหรับสวิตช์แบบพินไดโอด



รูปที่ 5.18 การเปรียบเทียบผลอัตราขยายสูงสุด สำหรับสวิตช์แบบพินไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการจำลองในรูปที่ 5.18 นี้ ได้คิดการสูญเสียในโครงสร้างสายอากาศด้วยเช่นกัน เพื่อให้ได้ผลการจำลองที่ใกล้เคียงความเป็นจริงมากที่สุด จากการเปรียบเทียบพบว่าได้ผลการวัดมีแนวโน้มในภาพรวมที่สอดคล้องกันกับผลการจำลองอยู่ในระดับที่พอใช้ เนื่องจากโครงสร้างในการจำลองพินไดโอดนั้นเป็นวงจรสมมูลเชิงอุดมคติที่ไม่มีความหนาของส่วนเชื่อมต่อและสมมติว่าติดตั้งอยู่บนระนาบกราวด์ (ไม่เหมือนโครงสร้างจริงที่ติดตั้งวงจรไว้ข้างใต้ระนาบกราวด์) และพบอีกว่าผลการวัดจะมีอัตราขยายสูงสุดในภาพรวมต่ำกว่าการจำลองแบบสาเหตุสำคัญเกิดจากการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ขั้วสายอากาศ และการสูญเสียที่ตัวอุปกรณ์ในวงจรพินไดโอด รวมไปถึงการจัดวางตำแหน่งในโครงสร้างจริง

5.4 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการสร้างต้นแบบและทดสอบคุณสมบัติจริงของสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ โดยมีการวัดและพิจารณาคุณสมบัติหลัก ได้แก่ การแมตซ์อิมพีแดนซ์ อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น และอัตราขยาย เมื่อได้ผลจากการวัดจริงแล้วได้นำไปประมวลผลและเปรียบเทียบกับผลของการจำลองแบบจากบทที่ผ่านมา ซึ่งเป็นการยืนยันว่าการออกแบบนั้นมีแนวโน้มที่ถูกต้องและเป็นไปได้ที่จะนำสายอากาศนี้ไปประยุกต์ใช้งานต่อไป สำหรับการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในเบื้องต้นนั้นได้เลือกใช้สวิตช์ 2 รูปแบบ ได้แก่ สวิตช์ไมโครแบบ SMD ที่เป็นกลไกเลื่อน (Slide SMD Micro-switch) และสวิตช์แบบพินไดโอด (PIN Diode) ที่สามารถควบคุมได้ด้วยไฟฟ้า

จากผลการวัดเมื่อใช้วิธีการสวิตช์ทั้งสองรูปแบบ พบว่าการติดตั้งสวิตช์นั้นส่งผลกระทบต่อแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่พอสังเกตได้ โดยเกิดจากการสะท้อนที่ตัวสวิตช์กลไกเลื่อน (แบบแรก) ที่ระนาบกราวด์ด้านบน และที่วงจรสวิตช์แบบพินไดโอด (แบบที่สอง) ซึ่งอยู่ข้างใต้ระนาบกราวด์ ส่วนคุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์และอัตราขยายสูงสุดนั้น สามารถสรุปได้เป็นแนวทางเดียวกันสำหรับวิธีการสวิตช์ทั้งสองรูปแบบ คือ ในภาพรวมแล้วผลการวัดจะให้ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่แคบกว่าผลการจำลองแบบ โดยเฉพาะที่ย่านความถี่แรก (ย่านความถี่ต่ำ) ในขณะที่มุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลัก (θ_{max}) มีค่าเฉลี่ยอยู่ที่ประมาณ 45 องศาทั้งสองความถี่ และในภาพรวมจะต่างจากผลการจำลองแบบอยู่ที่ประมาณ ± 2 องศา ในแต่ละกรณี

อนึ่ง การใช้สวิตช์แบบพินไดโอดมีการสูญเสียจากหลายส่วนกว่าสวิตช์แบบกลไกเลื่อน โดยมีการสูญเสียที่สำคัญ เช่น การสูญเสียจากการใส่แทรก (Insertion Loss) ที่ตัวพินไดโอดเอง และการสูญเสียจากตัวเหนี่ยวนำที่ใช้กันสัญญาณอาร์เอฟไม่ทำให้ไปรบกวนวงจรไบอัสไฟกระแสดตรง แต่อย่างไรก็ตามวิธีการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่นำเสนอนี้ทำให้เห็นเป็นแนวทางว่ามีความเป็นไปได้ที่จะนำสายอากาศไปประยุกต์ใช้งานจริง สามารถยืนยันผลจากการสร้างจริงได้โดยผลการวัดมีแนวโน้มที่สอดคล้องกันกับการออกแบบ

ในบทถัดไปจะเป็นการสรุปผลการวิจัยและรวบรวมข้อเสนอแนะต่าง ๆ รวมไปถึงแนวทางในการพัฒนาเพื่อเพิ่มสมรรถนะของสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ให้ดียิ่งขึ้นต่อไปในอนาคต

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการศึกษาและการออกแบบสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ โดยมีวัตถุประสงค์หลักเพื่อให้รองรับการใช้งานถึงสองย่านความถี่พร้อมกันในแถบกว้าง สามารถรองรับการใช้งานในมาตรฐานทางความถี่ที่หลากหลาย เช่น มาตรฐาน IEEE 802.11b/g/n (WLAN 2.4/5 GHz) มาตรฐาน IEEE 802.16 (WiMAX 2.3/2.5/5.8 GHz) และมาตรฐาน GSM/UMTS/LTE (1.9/2.1/2.3/2.5 GHz) เป็นต้น มีคุณลักษณะที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของสายอากาศที่นำเสนอ คือ สามารถปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้โดยมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนมาก ใช้อุปกรณ์ในการควบคุมน้อย และสามารถสร้างจริงได้ไม่ยากนัก เหมาะสำหรับการนำไปติดตั้งใช้งานแบบติดตั้งเพดาน (Ceiling Mount) เช่น ห้องโถงที่มีพื้นที่ขนาดใหญ่ เป็นต้น นอกจากนี้ยังมีเทคนิคการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่จะช่วยให้เกิดการพัฒนสมรรถนะของสายอากาศและสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านต่าง ๆ ต่อไปในอนาคตได้

ในบทนี้แบ่งออกเป็น 3 หัวข้อหลัก ได้แก่ หัวข้อแรกจะกล่าวถึงการสรุปเนื้อหาของวิทยานิพนธ์ทั้งหมดพอสังเขป ส่วนในหัวข้อที่สองจะเป็นการรวบรวมและอธิบายปัญหาและข้อเสนอแนะต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในการทำวิจัย และในหัวข้อสุดท้ายจะกล่าวถึงแนวทางในการพัฒนางานวิจัยที่นำเสนอขึ้นเพื่อให้เห็นแนวคิดในการนำไปต่อยอดและปรับปรุงต่อไปในอนาคต

6.1 สรุปเนื้อหาของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้อธิบายถึงความเป็นมาและวัตถุประสงค์ของงานวิจัย ซึ่งได้กล่าวถึงหลักการและทฤษฎีพื้นฐาน ที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ ซึ่งประกอบด้วยหลักการปรับแต่งคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศ เช่น การแมตซ์อิมพีแดนซ์ การควบคุมอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ การปรับเปลี่ยนแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและอัตราขยาย เป็นต้น รวมไปถึงทฤษฎีพื้นฐานและหลักการของอุปกรณ์ประเภทสวิตซ์ที่ใช้ในการปรับเปลี่ยนเส้นทางของการนำสัญญาณคลื่นความถี่ สำหรับขั้นตอนการออกแบบโครงสร้างสายอากาศในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้มีการศึกษาพฤติกรรมของพารามิเตอร์ต่าง ๆ โดยอาศัยการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio เพื่อให้ได้ชุดของพารามิเตอร์ที่ทำให้สายอากาศมีคุณลักษณะที่เหมาะสมที่สุดร่วมกับตัว Optimizer ที่มีอยู่ภายในชุดซอฟต์แวร์

จากผลการจำลองแบบทำให้ได้โครงสร้างของสายอากาศที่เหมาะสม ซึ่งพบว่าได้ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ครอบคลุมมาตรฐานของความถี่หลักตามที่ต้องการได้ทั้งสองย่านความถี่ โดยในย่านความถี่แรก (ย่านความถี่ต่ำ 2.45 GHz) ได้ขนาดแบนด์วิดธ์สัมบูรณ์ 1.37 GHz ที่ครอบคลุมความถี่ได้ตั้งแต่ 1.87 – 3.24 GHz และที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -32.48$ dB โดยมีอัตราขยายสูงสุดประมาณ 2.9 dBi ในย่านความถี่ที่สอง (ย่านความถี่สูง 5.5 GHz) ได้ขนาดแบนด์วิดธ์สัมบูรณ์ 1.97 GHz ที่ครอบคลุมความถี่ได้ตั้งแต่ 4.80 – 6.77 GHz และที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ $|S_{11}|_{dB} = -37.26$ dB โดยมีอัตราขยายสูงสุดประมาณ 5.8 dBi

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ท่านไปเผยแพร่ขึ้นด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น โดยอาศัยการปรับเปลี่ยนสถานะเปิดวงจรและลัดวงจรของสวิตช์ โดยการจำลองแบบนั้นได้นำเสนอแบบจำลองของสวิตช์ 2 รูปแบบ ได้แก่ แบบลายทองแดงบนแผ่น PCB โดยตรง และแบบชิ้นส่วนองค์ประกอบที่เป็นวงจรสมมูลทางอุดมคติของพินไดโอด

จากการจำลองแบบสามารถสรุปผลการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่นำเสนอ สามารถสรุปได้พอสังเขป คือ กรณี A (กรณีปกติ) เมื่อสวิตช์ทุกตัวเปิดวงจร พบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz ได้แบบรูปการแผ่กำลังงานด้านข้างเป็นแบบรอบตัว ในขณะที่ 5.5 GHz ได้แบบรูปใกล้เคียงแบบรอบตัวแต่มีผลกระทบเล็กน้อยจากระนาบกราวด์พาราซิติกที่ขึ้นสู่ส่วน กรณี B เมื่อสวิตช์ลัดวงจรเพียงตัวเดียว พบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz มีลำคลื่นหลักที่ชี้ไปในทิศทางตรงข้ามกับตำแหน่งสวิตช์ SW1 ที่ลัดวงจร ในขณะที่กรณี 5.5 GHz ลำคลื่นหลักจะชี้ไปในทิศทางเช่นเดียวกับกรณี 2.45 GHz แต่ลำคลื่นด้านหน้าแยกออกเป็นสามพูคลื่นซึ่งเป็นผลกระทบจากระนาบกราวด์พาราซิติกที่ไหลดเพิ่มเข้ามา กรณี C เมื่อสวิตช์ลัดวงจรสองตัวอยู่ใกล้กัน พบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz ลำคลื่นหลักจะชี้ไปในทิศทางเดียวกันกับตำแหน่งเฉลี่ยกึ่งกลางระหว่างสวิตช์ SW1 และ SW2 ที่ลัดวงจร ในขณะที่ความถี่ 5.5 GHz ลำคลื่นหลักจะชี้ไปในทิศทางตรงข้ามกับกรณีความถี่ 2.45 GHz และมีลำคลื่นหลักแยกออกเป็นสองพูพร้อมด้วยลำคลื่นด้านหลังอีกสามพู ซึ่งเป็นผลกระทบจากระนาบกราวด์พาราซิติกที่ไหลดเพิ่มเข้ามา กรณี D เมื่อสวิตช์ลัดวงจรสามตัว พบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz มีลำคลื่นหลักแยกเป็นสองทางชี้ไปในทิศเดียวกันกับตำแหน่งโดยประมาณเฉลี่ยกึ่งกลางระหว่างสวิตช์ที่ลัดวงจร (SW1-SW2 และ SW2-SW3) ในขณะที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ลำคลื่นหลักที่ชี้ไปในลักษณะใกล้เคียงกันกัน แต่มีลำคลื่นด้านหน้าแยกออกเพิ่มอีกสองพู โดยเป็นผลกระทบหลักจากระนาบกราวด์พาราซิติกที่ไหลดเพิ่มเข้ามาทั้ง 3 ส่วน กรณี E เมื่อสวิตช์ลัดวงจรสองตัวอยู่ตรงข้ามกัน พบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz ให้ลำคลื่นหลักเป็นแบบสองทิศทางค่อนไปทางแบบรอบตัว โดยชี้ไปในทิศทางของสวิตช์ SW1 และ SW3 ที่ลัดวงจร ในขณะที่ความถี่ 5.5 GHz ได้ลำคลื่นหลักเป็นแบบสองทิศทางที่ชัดเจนขึ้นพร้อมกับลำคลื่นด้านข้างแยกออกทั้งสองฝั่งด้วย ซึ่งเป็นผลกระทบจากระนาบกราวด์พาราซิติกที่เพิ่มเข้ามา 2 ส่วนที่อยู่ฝั่งตรงข้ามกัน

ในทุกกรณีข้างต้นพบอีกว่าการจำลองสวิตช์แบบ PIN จะทำให้ผลการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์ในภาพรวมแยกลงโดยส่วนใหญ่ที่ความถี่ 2.45 GHz เมื่อเทียบกับกรณีสวิตช์แบบ PCB มีจุดที่สังเกตได้เพิ่มเติม คือ ที่ความถี่ 5.5 GHz ในกรณีการจำลองสวิตช์แบบ PCB นั้นให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เจาะจงทิศทางในภาพรวมดีกว่ากรณีแบบ PIN ในบางกรณี

จากการวิเคราะห์แนวโน้มของความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจรกับคุณสมบัติหลักของสายอากาศ สามารถสรุปในภาพรวมได้ว่า ในกรณีของการแมตซ์อิมพีแดนซ์นั้นทั้งสองความถี่ (2.45 GHz และ 5.5 GHz) มีแนวโน้มเหมือนกัน คือการแมตซ์ของอิมพีแดนซ์จะแยกลงถ้ามีจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจรมากขึ้น ในกรณีของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์นั้นทั้งสองความถี่มีแนวโน้มไปในทิศทางตรงข้ามกัน คือที่ความถี่ 5.5 GHz จะได้แนวโน้มของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ที่กว้างขึ้นในขณะที่ความถี่ 2.45 GHz จะลดลงถ้ามีจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจรมากขึ้น ส่วนกรณีของอัตราขยายสูงสุดนั้นทั้งสองความถี่มีแนวโน้มไปในทิศทางตรงข้ามกัน คือจะได้แนวโน้มของอัตราขยายสูงสุดที่มากขึ้นในขณะที่ความถี่ 2.45 GHz จะลดลงถ้ามีจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจรมากขึ้น สุดท้ายในกรณีของมุมเอียงของลำคลื่นหลักนั้นทั้งสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่มีแนวโน้มในภาพรวมเป็นไปในทิศทางเดียวกัน คือกรณีของจำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจร 2 ตัวที่อยู่ใกล้กันจะได้มุมเอียงของลำคลื่นหลักลดลงสูงสุดได้ถึง 3 องศาในขณะที่จำนวนสวิตช์ที่ลัดวงจร 2 ตัวที่ลัดวงจรแบบตรงข้ามกันนั้นจะทำให้มุมเอียงแปรค่าสูงสุดเพียง 2 องศาเทียบกับกรณีไม่มีสวิตช์ โดยสรุปแล้วมุมเอียงของลำคลื่นหลักมีการเปลี่ยนแปลงไม่เกิน ± 3 องศา

ในส่วนของการสร้างจริงและผลการวัดเมื่อใช้วิธีการสวิตช์ทั้งสองรูปแบบ พบว่าการติดตั้งสวิตช์นั้นส่งผลกระทบต่อแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่พอส่งเกตได้ โดยเกิดจากการสะท้อนที่สวิตช์ทั้งแบบแรก (กลไกเลื่อน) ที่ระนาบกราวด์ด้านบน และแบบที่สอง (วงจรมินิไดโอด) ซึ่งอยู่ข้างใต้ระนาบกราวด์ ส่วนคุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์และอัตราขยายสูงสุดนั้น สามารถสรุปได้เป็นแนวทางเดียวกันสำหรับวิธีการสวิตช์ทั้งสองรูปแบบ คือ ในภาพรวมแล้วผลการวัดจะให้ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่แคบกว่าผลการจำลองแบบ โดยเฉพาะที่ย่านความถี่แรก (ย่านความถี่ต่ำ) ในขณะที่มุมเอียงของลำคลื่นรูปกรวยหลัก (θ_{max}) มีค่าเฉลี่ยอยู่ที่ประมาณ 45 องศา ทั้งสองความถี่ และในภาพรวมจะต่างจากผลการจำลองแบบอยู่ที่ประมาณ ± 2 องศา และพบอีกว่าการใช้สวิตช์แบบมินิไดโอดมีการสูญเสียจากหลายส่วนกว่าสวิตช์แบบกลไกเลื่อน โดยมีการสูญเสียที่สำคัญ เช่น การสูญเสียจากการใส่แทรก (Insertion Loss) ที่ตัวพินไดโอดเอง และการสูญเสียจากตัวเหนี่ยวนำที่ใช้กันสัญญาณอาร์เอฟไม่ให้ไปรบกวนวงจรไบอัสไฟกระแสตรง แต่อย่างไรก็ตามวิธีการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่นำเสนอนี้ทำให้เห็นเป็นแนวทางว่ามีความเป็นไปได้ที่จะนำสายอากาศไปประยุกต์ใช้งานจริง สามารถยืนยันผลจากการสร้างจริงได้โดยผลการวัดมีแนวโน้มที่สอดคล้องกันกับการออกแบบ

ในตารางที่ 6.1 แสดงการเปรียบเทียบคุณสมบัติสายอากาศที่นำเสนอกับของงานวิจัยที่มีมาก่อน ซึ่งแสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติเด่นในหลายด้านของสายอากาศที่นำเสนอ เช่น มีแบนด์วิดท์ที่กว้างมาก (1.2 GHz ขึ้นไป) ทำงานได้แบบแบนด์คู้ และมีจำนวนจุดปรับไม่มาก เป็นต้น

ตารางที่ 6.1 การเปรียบเทียบคุณสมบัติสายอากาศที่นำเสนอกับงานวิจัยที่มีมาก่อน

งานวิจัย	คุณสมบัติของสายอากาศที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ที่อ้างอิง			
	แบนด์วิดท์ที่ 1 (ช่วงความถี่ที่ 1)	แบนด์วิดท์ที่ 2 (ช่วงความถี่ที่ 2)	แบบรูปที่ปรับ/ จำนวนจุดปรับ	ขนาดของ สายอากาศ (mm ³)
[6]	0.45 GHz (2.31-2.76 GHz)	0.30 GHz (4.92-5.22 GHz)	2/4	60 × 60 × 40.8
[7]	0.28 GHz (2.32-2.60 GHz)	0.66 GHz (5.34-6.00 GHz)	3/2	40 × 40 × 1.6
[8]	0.25 GHz (2.32-2.57 GHz)	ไม่มี (แบบแบนด์เดี่ยว)	3/2	48 × 48 × 34
[9]	0.50 GHz (2.42-2.92 GHz)	ไม่มี (แบบแบนด์เดี่ยว)	7/10	39.5 × 39.25 × 30
[10]	0.07 GHz (2.43-2.50 GHz)	0.20 GHz (4.83-5.03 GHz)	4/12	52.2 × 52.2 × 4.37
งานที่ นำเสนอ	1.20 GHz (1.88-3.08 GHz)	1.99 GHz (4.70-6.69 GHz)	5/4	122 × 122 × 37.8

*แบบรูปที่ปรับ คือ จำนวนแบบรูปต่างกันที่ทำได้/ไม่รวมการหมุน และ จำนวนจุดปรับ คือ จำนวนสวิตช์ที่ใช้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

ในขั้นตอนการจำลองแบบโครงสร้างและการสร้างต้นแบบสายอากาศจริง พบประเด็นปัญหาและข้อเสนอแนะที่สำคัญ ดังต่อไปนี้

- 1) ในทางปฏิบัติการติดตั้งสวิตช์และวงจรควบคุมการไปอัสอาจทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนทางตำแหน่งได้ง่าย ซึ่งอาจส่งผลต่อการเกิดโหมดของกระแสที่ไม่สมมาตรบนระนาบกราวด์และได้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ไม่สมมาตร โดยเฉพาะในกรณีที่มีสวิตช์ 2 ตัวอยู่ตรงข้ามกัน ในกรณีนี้อาจจะแก้ไขได้โดยการเพิ่มจุดสังเกต (Marking Point) ลงไปตั้งแต่ในขั้นตอนการออกแบบก่อนที่จะทำการถ่ายโอนภาพแบบและกัดลายวงจรพิมพ์
- 2) กรณีของสวิตช์แบบกลไกเลื่อน พบว่าผลการวัดจริงให้อัตราขยายสูงสุดในภาพรวมต่ำกว่าการจำลองแบบ สาเหตุสำคัญเกิดจากการใช้แบบจำลองที่เป็นอุดมคติมากเกินไป รวมถึงการจัดวางตำแหน่งในโครงสร้างจริงอาจเกิดความคลาดเคลื่อนได้ หากต้องการให้การจำลองแบบสามารถทำนายผลจากการออกแบบได้ใกล้เคียงความเป็นจริงมากขึ้นอาจต้องใช้โครงสร้างของแบบจำลองสวิตช์ที่เสมือนจริงมากขึ้นด้วย รวมถึงในการสร้างจริงควรกำหนดจุดติดตั้งสวิตช์ให้แม่นยำมากยิ่งขึ้น
- 3) กรณีของสวิตช์แบบพินไดโอด พบว่าผลการวัดจะมีอัตราขยายสูงสุดในภาพรวมต่ำกว่าการจำลองแบบ สาเหตุสำคัญเกิดจากการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ขั้วสายอากาศ ซึ่งเกิดจากการสูญเสียจากหลายส่วน เช่น การสูญเสียจากการใส่แทรก (Insertion Loss) ภายในตัวพินไดโอดเอง และการสูญเสียจากตัวเหนี่ยวนำที่ใช้กันสัญญาณอาร์เอฟไม่ทำให้ไปรบกวนวงจรไปอัสไฟกระแสตรง รวมไปถึงการจัดวางตำแหน่งในโครงสร้างจริง หากต้องการให้การจำลองแบบสามารถทำนายผลจากการออกแบบได้ใกล้เคียงความเป็นจริงมากขึ้นอาจต้องใช้โครงสร้างของแบบจำลองพินไดโอดที่มีขนาดเสมือนจริงมากยิ่งขึ้นและมีพารามิเตอร์ภายในวงจรสมมูลที่ขึ้นกับความถี่ด้วย รวมถึงในการสร้างจริงควรกำหนดจุดติดตั้งสวิตช์ให้แม่นยำมากยิ่งขึ้นและใช้เส้นลวดที่จุดเจาะทะลุ (Via) ให้สั้นลง

6.3 แนวทางในการพัฒนา

ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการสายอากาศย่านความถี่กว้างคู่ที่ปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นได้ โดยมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน ใช้อุปกรณ์ในการควบคุมน้อย สามารถนำไปสร้างจริงได้ไม่ยาก และได้ออกแบบไว้ให้มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นหลักเป็นรูปกรวยที่มีลำคลื่นหลักเป็นมุมเยื้องออกจากระนาบกราวด์ ในส่วนของการปรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นนั้นจึงเกิดความแตกต่างของอัตราขยายสูงสุดได้น้อยในบางกรณีของการสวิตช์ลำคลื่น แต่มีแนวทางที่จะนำไปพัฒนาต่อได้ในอนาคต เช่น การพิจารณาเพิ่มขนาดของสายอากาศโดยขยายส่วนของระนาบกราวด์พาราซิติคให้กว้างขึ้น หรือเพิ่มจำนวนชั้นของระนาบกราวด์พาราซิติคให้มากขึ้น รวมไปถึงการเพิ่มจุดควบคุมแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นด้วยการเพิ่มสวิตช์หรือพินไดโอดให้มากขึ้น เป็นต้น ซึ่งการพัฒนาเหล่านี้จะช่วยส่งผลให้ได้ลำคลื่นที่แคบลง มีแบบรูปของลำคลื่นที่หลากหลายมากขึ้น และได้อัตราขยายสูงสุดที่แตกต่างกันในแต่ละกรณีมากยิ่งขึ้น อนึ่ง ในกรณีของการสวิตช์โดยใช้พินไดโอดนั้นอาจพิจารณาเลือกตัวอุปกรณ์ที่มีคุณภาพสูงขึ้น โดยให้มีการสูญเสียจากการใส่แทรกน้อยลง ซึ่งเป็นปัจจัยที่สำคัญในด้านอัตราขยายสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] N. Wainstein, G. Adam, E. Yalon, and S. Kvatinsky, "Radiofrequency Switches Based on Emerging Resistive Memory Technologies - A Survey," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 109, Issue 1, Jan 2021, pp. 77-95.
- [2] R. Cicchetti, A. Faraone, D. Caratelli, and M. Simeoni (Ed.), "Wideband, Multiband, Tunable, and Smart Antenna Systems for Mobile and UWB Wireless Applications 2016," Hindawi Publishing Corporation, 2017.
- [3] M. A. Matin (Ed.), "Wideband, Multiband, and Smart Antenna Systems," Springer International Publishing, 2021.
- [4] D. Schaubet, "Frequency-Agile Polarization Diverse Microstrip Antennas and Frequency Scanned Arrays," US Patent #4, 367, 474, Jan 4, 1983.
- [5] S. Zhang, Q. Zeng, Y. Shang, and Y. Wu, "An Overview of Antenna Reconfiguration Technologies," *Proc. 2019 International Conference on Information Technology and Computer Application (ITCA)*, 20-22 Dec 2019, pp. 1-4.
- [6] C.-H. Ko, I.-Y. Tam, and S.-J. Chung, "A Compact Dual-Band Pattern Diversity Antenna by Dual-Band Reconfigurable Frequency-Selective Reflectors With a Minimum Number of Switches," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 61, No. 2, Feb 2013, pp. 646-654.
- [7] S. Koley, L. Murmu, and B. Pal, "A Pattern Reconfigurable Antenna for WLAN and WiMAX Systems," *Progress In Electromag. Research*, Vol. 66, 2016, pp. 183-190.
- [8] J.-S. Row and Y.-H. Wu, "Pattern Reconfigurable Slotted-Patch Array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 66, No. 3, Mar 2018, pp. 1580-1583.
- [9] S. Shamsinejad, et al., "Pattern Reconfigurable Cubic Slot Antenna," *IEEE Access*, Vol. 7, 2019, pp. 64401-64410.
- [10] J. Zhou, M. Yang, and J. Yu, "Pattern Reconfigurable Patch Antenna with Dual Band Characteristic for WLAN & 5G Applications," *Progress In Electromag. Research*, Vol. 98, 2020, pp. 147-158.
- [11] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design," 3rd Ed., John Wiley & Son, Inc., 2005.
- [12] R. L. Li, B. Pan, and J. Laskar, IEEE, and Manos M. Tentzeris, "A Novel Low-Profile Broadband Dual-Frequency Planar Antenna for Wireless Handsets," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 56, No. 4, 2008, pp. 1155-1163.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [13] B. Yildirim, "Multiband and Compact WCDMA/WLAN Antenna for Mobile Equipment," *IEEE Antennas & Wireless Propag. Lett.*, vol.10, 2011, pp.14-16.
- [14] T. G. Spence and D. H. Werner, "A Novel Miniature Broadband/Multiband Antenna Based on an End-Loaded Planar Open- Sleeve Dipole," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 54, Issue 12, Dec 2006, pp. 3614-3620.
- [15] R. Karimian and H. Tadayon, "Multiband MIMO Antenna System with Parasitic Elements for WLAN and WiMAX Application," *Inter. Jour. Antennas Propag.*, vol. 2013, November 2013, pp. 1-7.
- [16] Y. Koga, M. Shimizu, and H. Egawa, "A small tunable multiband antenna with parasitic elements for mobile applications," *Proc. 2015 Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, September, 2015, pp. 434-437.
- [17] T. Manassas, T. Kaifas, and K. Siakavara, "Multiband printed antenna for low frequencies WLAN applications," *Inter. Jour. Microw. & Optic. Tech.*, Vol 2, No 3, pp. 182-186, 2007.
- [18] S.-W. Chen, D.-Y. Wang, and W.-H. Tu, "Dual-Band/Tri-Band/Broadband CPW-Fed Stepped-Impedance Slot Dipole Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 62, Issue 1, Jan 2014, pp. 485-490.
- [19] J. L. Buckley, K. G. McCarthy, L. Loizou, B. O'Flynn, and C. O'Mathuna, "A Dual-ISM-Band Antenna of Small Size Using a Spiral Structure With Parasitic Element," *IEEE Antennas & Wireless Propag. Lett.*, vol.15, 2016, pp.630-633.
- [20] R. K. Saini and P. S. Bakariya, "Dual-Band Dual-Sense Circularly Polarized Asymmetric Slot Antenna with F-Shaped Feed Line and Parasitic Elements," *Progress In Electromag. Research M*, Vol. 69, 2018, pp.185-195.
- [21] O. P. Falade, M. U. Rehman, Y. Gao, X. Chen, C. G. Parini, "Single Feed Stacked Patch Circular Polarized Antenna for Triple Band GPS Receivers," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 60, Issue. 10, Oct 2012, pp. 4479-4484.
- [22] D. K. Singh, B. K. K., S. Dwari, G. P. Pandey, and S. Kumar, "Multiband Circularly Polarized Stacked Microstrip Antenna," *Progress In Electromag. Research C*, Vol. 56, 2015, pp. 55-64.
- [23] J. Yu, Y. Sun, H. Zhu, F. Li, and Y. Fang, "Stacked-patch Dual-Band & Dual-Polarized Antenna with Broadband Baluns for WiMAX & WLAN Applications," *Progress In Electromag. Research M*, Vol. 68, 2018, pp. 41-52.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [24] J. Singh, R. Stephan, M. A. Hein, “Low-Profile Penta-Band Automotive Patch Antenna Using Horizontal Stacking and Corner Feeding,” *IEEE Access*, Vol. 7, May 2019, pp. 74198-74205.
- [25] S. B. Shukla, K.A. Vidya, T. Chacko, and K.K. Mukundan, “Conf-Single Feed Stacked Circularly Polarized Patch Antenna For Dual Band NavIC Receiver of Launch Vehicles,” *Proc. 2019 IEEE Indian Conference on Antennas and Propagation (InCAP)*, 19-22 Dec 2019.
- [26] N. Yan, K. Ma, H. Zhang, and P. Jia, “An SISL Triple-Band Multimode Stacked-Patch Antenna With L-Strips for Multiband Applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 67, Issue 2, Feb 2019, pp. 1284-1288.
- [27] R. Gupta, G. Bakshi, and A. Bansal, “Dual-Band Circularly Polarized Stacked Sapphire and TMM13i Rectangular DRA,” *Progress In Electromag. Research M*, Vol. 91, 2020, pp. 143-153.
- [28] X. Wang, G. Zheng, and Z. Zhang, “A Multiband Navigation Stacked Patch Antenna for GNSS Receiver Measurement,” *Proc. 2020 IEEE 3rd International Conference on Electronic Information and Communication Technology (ICEICT)*, 13-15 Nov 2020.
- [29] Kai Fong Lee, Shing Lung , Steven Yang, Ahmed A. Kishk and Kwai Man Luk, “The versatile U-slot patch antennas,” *IEEE Antennas Propag. Magazine*, Vol. 52, 1, 2010, pp. 71-88.
- [30] S. M. Abbas, B. Aftab, E. Qamar, F. Muzahir, S. Shahid, and H. Zahra, “High Gain Broadband Monopole Antenna for Wireless Communications,” *Proc. 2012 International Conference on Emerging Technologies*, 8-9 Oct 2012.
- [31] Y.F. Cao, S.W. Cheung, and T.I. Yu, “A Multiband Slot Antenna for GPS/WiMAX/WLAN systems, ” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 63, Issue 3, March 2015, pp. 952-958.
- [32] Wei-Mei Li, Bo Liu, and Hong-Wei Zhao, “The U-shaped structure in Dual-Band Circularly Polarized Slot Antenna Design”, *IEEE Antennas & Wireless Propag. Lett.*, Vol. 13, 2014, pp. 447-450.
- [33] H. F. Abutarboush, H. Nasif, R. Nilavalan, and S.W. Cheung, “Multiband and Wideband Monopole Antenna for GSM 900 and other Wireless Applications”, *IEEE Antennas & Wireless Propag. Lett.*, Vol. 11, 2012, pp. 539-542.
- [34] H. F. Abutarboush and A. Shamim, “Paper-Based Inkjet Printed Tri-Band U-Slot Monopole Antenna for Wireless Applications”, *IEEE Antennas & Wireless Propag. Lett.*, Vol. 11, 2012, pp. 1234-1237.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [35] T. Fujimoto, Y. Yoshitake, and D. Yagyu, "Design and Simulation Based Studies of a Dual-Band Circularly-Polarized Square Microstrip Antenna," *Progress In Electromag. Research Lett.*, Vol. 52, 2015, pp. 129-134.
- [36] F. H. Wee, S. Z. Ibrahim, M. Jusoh, B. S. Yew, and L. Y. Seng, "Multiple bands of Antenna Design Based on Slits Configuration," *Proc. 2018 IEEE International RF and Microwave Conference (RFM)*, 17-19 Dec 2018.
- [37] C.-T. Lee and K.-L. Wong, "Uniplanar Printed Coupled-Fed PIFA with a Band-Notching Slit for WLAN/WiMAX Operation in the Laptop Computer," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 57, No. 4, Apr 2009, pp. 1252-1258.
- [38] M. Barbuto, F. Trotta, F. Bilotti, and A. Toscano, "Horn Antennas With Integrated Notch Filters," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 63, No. 2, Feb 2015, pp. 781-785.
- [39] M. Li, Q. Li, B. Wang, C. Zhou, and S. Cheung, "A Miniaturized Dual-Band Base Station Array Antenna Using Band Notch Dipole Antenna Elements and AMC Reflectors," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 66, No. 6, Jun 2018, pp. 3189-3194.
- [40] Z. Li, C. Yin and X. Zhu, "Compact UWB MIMO Vivaldi Antenna with Dual Band-Notched Characteristics," *IEEE Access*, Vol.7, Mar 2019, pp. 38696-38701.
- [41] R. Chandel, A. Kumar Gautam, and K. Rambabu, "Tapered Fed Compact UWB MIMO-Diversity Antenna With Dual Band-Notched Characteristics," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 66, Issue 4, April 2018, pp. 1677-1684.
- [42] Y. Zhang, Y. Zhang, D. Li, K. Liu, and Y. Fan, "Dual-Polarized Band-Notched Antenna Without Extra Circuit for 2.4/5 GHz WLAN Applications," *IEEE Access*, Vol.7, Jun 2019, pp. 84890-84896.
- [43] Z. Li, J. Han, Y. Mu, X. Gao, and L. Li, "Dual-Band Dual-Polarized Base Station Antenna With a Notch Band for 2/3/4/5G Communication Systems," *IEEE Antennas & Wireless Propag. Lett.*, Vol. 19, Issue 12, Dec 2020, pp. 2462-2466.
- [44] X. Yang, Y. Ji, L. Ge, X. Zeng, Y. Wu, and Y. Liu, "A Dual-Band Radiation-Differentiated Patch Antenna for Future Wireless Scenes," *IEEE Antennas & Wireless Propag. Lett.*, Vol. 19, Issue 6, Jun 2020, pp. 1007-1011.
- [45] W.-C. Liu, C.-M. Wu, and Y. Dai, "Design of Triple-Frequency Microstrip-Fed Monopole Antenna Using Defected Ground Structure," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 59, No. 7, 2011, pp. 2457-2466.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [46] J. Pei, A.-G. Wang, S. Gao, and W. Leng, "Miniaturized Triple-Band Antenna With a Defected Ground Plane for WLAN/WiMAX Applications," *IEEE Antennas & Wireless Propag. Lett.*, Vol. 10, 2011, pp. 298-301.
- [47] M. C. Derbal, A. Zeghdoud, and M. Nedil, "A Dual Band Notched UWB Antenna with Optimized DGS Using Genetic Algorithm," *Progress In Electromag. Research Lett.*, Vol. 88, 2020, pp. 89-95.
- [48] R. Kumar, G. S. Saini, and D. Singh, "Compact Tri-Band Patch Antenna for Ku Band Applications," *Progress In Electromag. Research C*, Vol. 103, 2020, pp. 45-58.
- [49] A. K. Arya, A. Patnaik, and K. Machavaram, "Defected Ground Structure in the perspective of Microstrip Antennas: A Review," *Frequenz*, Vol. 64, Issue 5-6, 2010, pp. 78-84.
- [50] S. Sreepriya, N. George, and S. Amit, "A Multi-Resonant Microstrip Patch Antenna with Fractal Defected Ground Structure," *Proc. 2019 1st International Conference on Advanced Technologies in Intelligent Control, Environment, Computing & Communication Engineering (ICATIECE)*, 19-20 March 2019.
- [51] J. Jing, J. Pang, H. Lin, Z. Qiu, and C.-J. Liu, "A Multiband Compact Low-Profile Planar Antenna Based on Multiple Resonant Stubs," *Progress In Electromag. Research Lett.*, Vol. 94, 2020, pp. 1-7.
- [52] K. Dautov, M. Hashmi, G. Nauryzbayev, and N. Nasimuddin, "Recent Advancements in Defected Ground Structure-Based Near-Field Wireless Power Transfer Systems," *IEEE Access*, Vol. 8, 2020, pp. 81298-81309.
- [53] H. B. Kim and K. C. Hwang, "Dual-Port Spidron Fractal Slot Antenna for Multiband Gap-Filler Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 60, No. 10, Oct 2012, pp. 4940-4943.
- [54] H. Oraizi and S. Hedayati, "Circularly Polarized Multiband Microstrip Antenna Using the Square and Giuseppe Peano Fractals," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 60, No. 7, Jul 2012, pp. 3466-3470.
- [55] M. S. Sedghi, M. N.-M., and F. B. Zarrabi, "A Dual Band Fractal Slot Antenna Loaded with Jerusalem Crosses for Wireless and WiMAX Communications," *Progress In Electromag. Research Lett.*, Vol. 61, 2016, pp. 19-24.
- [56] A. Kaur and P. K. Malik, "Multiband Elliptical Patch Fractal and Defected Ground Structures Microstrip Patch Antenna for Wireless Applications," *Progress In Electromag. Research B*, Vol. 91, 2021, pp. 157-173.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [57] B. K. Soni and R. Singhai, "Design and Analysis of Minkowskized Hybrid Fractal Like Antenna for Multiband Operation," *Progress In Electromag. Research Lett.*, Vol. 80, 2018, pp. 117-126.
- [58] Z. Feng, J. Rui, H. Jiahao, L. Yang, "A Multi-frequency Complementary Fractal Microstrip Antenna," *Proc. 2019 IEEE 6th International Symposium on Electromagnetic Compatibility (ISEMC)*, 1-4 Nov 2019.
- [59] X. Ran, Z. Yu, T. Xie, Y. Li, X. Wang, and P. Huang, "A Novel Dual-Band Binary Branch Fractal Bionic Antenna for Mobile Terminals," *Inter. Jour. Antennas Propag.*, Vol. 2020, 2020, pp. 1-9.
- [60] C.M. Krishna, et al., "Design and Analysis of Tortoise Shaped Quadband Antenna for C- & Ku-Band Applications," *Proc. 2021 Inter. Conference on Computer Communication and Informatics (ICCCI)*, 27-29 Jan 2021.
- [61] W. Cao, B. Zhang, A. Liu, T. Yu, D. Guo, and X. Pan, "Multi-Frequency and Dual-Mode Patch Antenna Based on Electromagnetic Band-gap (EBG) Structure," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 60, No. 12, Dec 2012, pp. 6007-6012.
- [62] X. Tan, W. Wang, Y. Wu, Y. Liu, and A. A. Kishk, "Enhancing Isolation in Dual-Band Meander-Line Multiple Antenna by Employing Split EBG Structure," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 67, No. 4, Apr 2019, pp. 2769-2774.
- [63] K. A. Alshamaileh, M. J. Almalkawi, and V. K. Devabhaktuni, "Dual Band-Notched Microstrip-Fed Vivaldi Antenna Utilizing Compact EBG Structures," *Inter. Jour. Antennas Propag.*, Vol. 2015, 2015, pp. 1-7.
- [64] M. E. Ghabzouri, A. E. Salhi, P. Anacleto, and P. M. Mendes, "Enhanced Low Profile, Dual-Band Antenna via Novel Electromagnetic Band Gap Structure," *Progress In Electromag. Research C*, Vol. 71, 2017, pp. 79-89.
- [65] P. P. Bhavarthe, S. S. Rathod, and K. T. V. Reddy, "A Compact Dual Band Gap Electromagnetic Band Gap Structure," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 67, No. 1, Jan 2019, pp. 596-600.
- [66] W. Weijiang, "Flexible and compact EBG structure design for Multi-band applications," *Proc. 2020 IEEE International Conference on Power, Intelligent Computing and Systems (ICPICS)*, 28-30 July 2020.
- [67] L. Zhang, S. Huang, Z.-X. Huang, C. Liu, C. Wang, Z. Wang, X. Yu, and X.-L. Wu, "Miniaturized Notched Ultra-Wideband Antenna Based on EBG Electromagnetic Bandgap Structure," *Progress In Electromag. Research Lett.*, Vol. 91, 2020, pp. 99-107.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [68] A. Y. I. Ashyap, et. al., “An Overview of Electromagnetic Band-Gap Integrated Wearable Antennas,” *IEEE Access*, Vol. 8, 2020, pp. 7641-7658.
- [69] G. Ruvio, M. J. Ammann, and Z. N. Chen, “Wideband reconfigurable rolled planar monopole antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 55, No. 6, June 2007, pp. 1760–1767.
- [70] Y. Tawk, J. Costantine, and C. G. Christodoulou, “A rotatable reconfigurable antenna for cognitive radio applications,” *Proc. IEEE 2011 Radio Wireless Symposium*, pp. 158–161, 2011.
- [71] A. Martin, V. L. Neillon, A. Jouade, and M. Himdi, “Mechanically Reconfigurable Radiation Pattern Slot Antenna Array Fed by Bended Sectoral Horn and Metalized Wood Splitter,” *Progress In Electromag. Research C*, Vol. 72, 2017, pp. 159-165.
- [72] H. Li, X. Man, and J. Qi, “Accurate and Robust Characterization of Metasurface-Enabled Frequency Reconfigurable Antennas by Radially Homogeneous Model,” *IEEE Access*, Vol. 7, 2019, pp. 122605-122612.
- [73] I. T. McMichael, “A Mechanically Reconfigurable Patch Antenna with Polarization Diversity,” *IEEE Antennas & Wireless Propag. Lett.*, Vol. 17, No. 7, Jun 2018, pp. 1186-1189.
- [74] P. Sanchez-Olivares, et. al., “Mechanically Reconfigurable Linear Array Antenna Fed by a Tunable Corporate Waveguide Network with Tuning Screws,” *IEEE Antennas & Wireless Propag. Lett.*, Vol. 17, No. 8, Aug 2018, pp. 1430-1434.
- [75] P. Mei, S. Zhang, and G. F. Pedersen, “A Wideband 3-D Printed Reflectarray Antenna with Mechanically Reconfigurable Polarization,” *IEEE Antennas & Wireless Propag. Lett.*, Vol. 19, No. 10, Oct 2020, pp. 1798-1802.
- [76] Z. Jiang, P. Zheng, Y. Qiu, H. Zhu, C. Ding, and G. Wei, “Mechanically Beamsteering of Horn Antenna Using Non-uniform Flexible Meta-Surface,” *Proc. 2020 IEEE 6th International Conference on Computer and Communications*, 11-14 Dec 2020.
- [77] M. T. Ali, M. N. M. Tan, T. A. Rahman, M. R. Kamarudin, M. F. Jamlos, and R. Sauleau, “A Novel of Reconfigurable Planar Antenna Array (RPAA) with Beam Steering Control,” *Progress In Electromag. Research B*, Vol. 20, 2010, pp. 125-146.
- [78] Y.-Y. Bai, S. Xiao, C. Liu, X. Shuai, and B.-Z. Wang, “Design of Pattern Reconfigurable Antennas Based on a Two-Element Dipole Array Model,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 61, No. 9, Sep 2013, pp. 4867-4871.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [79] C. Gu, et. al., “Compact Smart Antenna with Electronic Beam-Switching and Reconfigurable Polarizations,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 63, No. 12, Dec 2015, pp. 5325-5333.
- [80] Y. B. Chaouche, F. Bouttout, M. Nedil, I. Messaoudene, and I. Benmabrouk, “A Frequency Reconfigurable U-Shaped Antenna for Dual-Band WIMAX/WLAN Systems,” *Progress In Electromag. Research C*, Vol. 87, 2018, pp. 63-71.
- [81] G.-W. Yang , J. Li , B. Cao, D. Wei , S.-G. Zhou , and J. Deng, “A Compact Reconfigurable Microstrip Antenna with Multidirectional Beam and Multipolarization,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 67, No. 2, Feb 2019, pp. 1358-1363.
- [82] P. P. Singh, P. K. Goswami, S. K. Sharma, and G. Goswami, “Frequency Reconfigurable Multiband Antenna for IoT Applications in WLAN, Wi-Max, and C-Band,” *Progress In Electromag. Research C*, Vol. 102, 2020, pp. 149-162.
- [83] L. Kang, H. Li, B. Tang, X. Wang, and J. , “Quad-Polarization-Reconfigurable Antenna With a Compact and Switchable Feed,” *IEEE Antennas & Wireless Propag. Lett.*, Vol. 20, Issue 4, Apr 2021, pp. 548-552.
- [84] K. Y. Kapusuz, S. Lemey, and H. Rogier, “Multipolarization-Reconfigurable Air-Filled Substrate Integrated Waveguide Cavity-Backed Slot Antenna,” *IEEE Antennas & Wireless Propag. Lett.*, Vol. 20, Apr 2021, pp. 622-626.
- [85] C. J. Panagamuwa, A. Chauraya, and J.Y. C. Vardaxoglou, “Frequency and Beam Reconfigurable Antenna using Photoconducting Switches,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 54, No. 2, Feb 2006, pp. 449-454.
- [86] Y. Tawk, Alex R. Albrecht, S. Hemmady, G. Balakrishnan, and C. G. Christodoulou, “Optically Pumped Frequency Reconfigurable Antenna Design,” *IEEE Antennas & Wireless Propag. Lett.*, Vol. 9, 2010, pp. 280-283.
- [87] D. Patron, K. R. Dandekar, and A. S. Daryoush, “Optical Control of Pattern-Reconfigurable Planar Antennas,” *Proc. 2013 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*, 28-31 Oct 2013.
- [88] P. Lin and J. Huangfu, “Optically-Switched Antenna with Parallel Photodiodes,” *Prog. In Electromag. Research*, Vol. 98, 2020, pp. 205-212.
- [89] A. M. Yadav, C. J. Panagamuwa, R. D. Seager, “Investigation of a Plug Hole Shaped Frequency and Pattern Reconfigurable Antenna using Photoconductive Microwave Switches,” *Proc. 41st European Microwave Conference*, 10-13 Oct 2011.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [90] S. Pendharker, R. K. Shevgaonkar, and A. N. Chandorkar, "Optically Controlled Frequency-Reconfigurable Microstrip Antenna with Low Photo-conductivity," *IEEE Antennas & Wireless Propag. Lett.*, Vol. 13, 2014, pp. 99-102.
- [91] Md I. B. Shams, Z. Jiang, J. Qayyum, S. M. Rahman, P. Fay, and L. Liu, "A Terahertz Reconfigurable Photo-Induced Fresnel-Zone-Plate Antenna for Dynamic Two-Dimensional Beam Steering and Forming," *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 17-22 May 2015.
- [92] Md I. B. Shams, Z. Jiang, S. M. Rahman, L.-J. Cheng, J. L. Hesler, P. Fay, and L. Liu, "A 740-GHz Dynamic Two-Dimensional Beam-Steering and Forming Antenna Based on Photo-Induced Reconfigurable Fresnel Zone Plates," *IEEE Trans. Terahertz Science Tech.*, Vol. 7, No. 3, May 2017, 310-319.
- [93] A. C. Polycarpou, M. A. Christou, and N. C. Papanicolaou, "Tunable Patch Antenna Printed on a Biased Nematic Liquid Crystal Cell," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 62, No. 10, Oct 2014, pp. 4980-4987.
- [94] D. Rodrigo, L. Jofre, and B. A. Cetiner, "Circular Beam-Steering Reconfigurable Antenna With Liquid Metal Parasitics," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 60, No. 4, Apr 2012, pp. 1796-1802.
- [95] Z. Wu, H. Liu, and L. Li, "Metasurface-Inspired Low Profile Polarization Reconfigurable Antenna With Simple DC Controlling Circuit," *IEEE Access*, Vol. 7, 2019, pp. 45073-45079.
- [96] D.-W. Yue, H. H. Nguyen, and Y. Sun, "mmWave Doubly-Massive-MIMO Communications Enhanced With an Intelligent Reflecting Surface: Asymptotic Analysis," *IEEE Access*, Vol. 8, 2020, pp. 183774-183786.
- [97] Y. Shafiq, J. Henricks, C. P. Ambulo, T. H. Ware, and S. V. Georgakopoulos, "A Passive RFID Temperature Sensing Antenna With Liquid Crystal Elastomer Switching," *IEEE Access*, Vol. 8, 2020, pp. 24443-24456.
- [98] V. Bharambe, D. P. Parekh, C. Ladd, K. Moussa, Michael D. Dickey, and Jacob J. Adams, "Liquid-Metal-Filled 3-D Antenna Array Structure With an Integrated Feeding Network," *IEEE Antennas & Wireless Propag. Lett.*, Vol. 17, 2018, pp. 739-742.
- [99] W. Li, *et al.*, "A Reconfigurable Polarization Converter Using Active Metasurface and Its Application in Horn Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 64, No. 12, Dec 2016, pp. 5281-5290.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [100] Z. Yigit, E. Basar, and I. Altunbas, “Low Complexity Adaptation for Reconfigurable Intelligent Surface-Based MIMO Systems,” *IEEE Communications Lett.*, Vol. 24, 2020, pp. 2946-2950.
- [101] V. K. Varadan, K. J. Vinoy, and K. A. Jose, “RF MEMS and Their Applications,” John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [102] Application Note: Design with PIN Diodes, Skyworks Inc. [Online]. Available: https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/Documents/Products/1-100/Design_With_PIN_Diodes_200312D.pdf
- [103] BAR50, Infineon Inc. [Online]. Available: https://www.infineon.com/cms/en/product/rf-wireless-control/rf-diode/rf-pin-diode/antenna-switch/bar50-02v/#!documents,Infineon-BAR50SERIES-DS-v01_01-en.pdf



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ต้นฉบับไม่มีภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล	นายเอกจิต คุ่มวงศ์
วัน เดือน ปีเกิด	24 กันยายน 2517
ที่อยู่	839/161 หมู่ 1 ตำบลบ้านเกาะ อำเภอเมือง จังหวัดนครราชสีมา โทร 085-025-0339
ประวัติการศึกษา	พ.ศ. 2540 สำเร็จการศึกษา หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี พ.ศ. 2542 สำเร็จการศึกษา หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

วารสารที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] Ekajit Khoomwong and Chuwong Phongcharoenpanich, “A Dual-Wideband Crossed Elliptical Disc Antenna with Reconfigurable Radiation Patterns for Multiband Applications,” *Przeglad Elektrotechniczny*, R. 96 NR 4/2020, pp. 43-48. doi:10.15199/48.2020.04.08.

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] Ekajit Khoomwong and Chuwong Phongcharoenpanich, “Characteristics of a Dual-Broadband Antenna with Crossed Elliptical Probes and L-Shaped Slits,” *2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, Phuket, 2017, pp. 1-2.
- [2] Ekajit Khoomwong and Chuwong Phongcharoenpanich, “Design of Ultra-Broadband Bidirectional Ring Antenna with Superellipse Slot Using MoM-RWG,” *2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, Phuket, 2017, pp. 1-2.