รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ การวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศระนาบเรียบสำหรับการสื่อสารไร้สายสมัยใหม่

โดย

ดร. คมกฤช บุญยิ่ง

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลรัตนโกสินทร์

มีนาคม 2563

สัญญาเลขที่ MRG6080070

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ การวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศระนาบเรียบสำหรับการสื่อสารไร้สายสมัยใหม่

ดร. คมกฤช บุญยิ่ง
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลรัตนโกสินทร์

สนับสนุนโดยสำนักงานคณะกรรมการการอุดมศึกษา และสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I-II
Executive Summary	III-V
บทที่ 1 บทนำ	1-4
บทที่ 2 ปัญหาและงานวิจัยที่มีมาก่อน	5-13
บทที่ 3 สายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้น	14-31
บทที่ 4 การวิเคราะห์และการออกแบบสายอากาศ	32-42
บทที่ 5 การทดสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายอากาศ	43-46
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	47-48
ภาคผนวก	49-56
ประวัตินักวิจัย	57
วารสารที่ได้รับการตีพิมพ์	58
เอกสารอ้างอิง	59-62

รูปแบบ Abstract (บทคัดย่อ)

Project Code: MRG6080070
(รหัสโครงการ)

Project Title: การวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศระนาบเรียบสำหรับการสื่อสารไร้สายสมัยใหม่
(ชื่อโครงการ)

Investigator: ดร. คมกฤช บุญยิ่ง มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลรัตนโกสินทร์
(ชื่อนักวิจัย)

E-mail Address: komkris.boo@rmutr.ac.th

Project Period: เมษายน 2560 ถึง เมษายน 2562
(ระยะเวลาโครงการ)

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้เกี่ยวข้องถึงการออกแบบสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลโพลาไรซ์วงกลมด้วยแผ่นแพร่กระจายคลื่นรูปลูกเทนนิสทำงานตั้งแต่ความถี่ 860-960 MHz มีความถี่กลางที่ 910 MHz ในการสร้างแผ่นแพร่กระจายคลื่นรูปลูกเทนนิส ขั้นตอนแรกร่องว่างวงแหวนวงกลมจะถูกสร้างบนแผ่นแพร่กระจายคลื่นวงกลม ถัดมาร่องว่างวงแหวนวงกลมโค้งขนาดใหญ่อยู่ตำแหน่งแนวทแยงที่ตรงข้ามกันบนขอบของแผ่นแพร่กระจายคลื่นวงกลม และแผ่นแพร่กระจายคลื่นหลักได้ถูกตัดขอบที่มุมต่าง ๆ สายอากาศตัวต้นแบบรูปลูกเทนนิสอาศัยเทคนิคการกระตุ้นสัญญาณเชิงประจุไฟฟ้าเพื่อเพิ่มช่วงกว้างแถบความถี่ $|S_{11}|$ สายอากาศตัวต้นแบบให้อัตราขยายเฉลี่ยเท่ากับ 6.18 dBic ค่า $|S_{11}|$ ครอบคลุมความถี่ตั้งแต่ 837.6-966.2 MHz และการโพลาไรซ์วงกลมครอบคลุมความถี่ตั้งแต่ 850.6-963.5 MHz ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับระบบอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟสากล นอกจากนี้ผลการจำลองได้ใช้โปรแกรมซีเอสที ไมโครเวฟ สตูดิโอ เพื่อเปรียบเทียบกับผลการทดสอบ

คำสำคัญ: การป้อนเชิงประจุไฟฟ้า; การโพลาไรซ์วงกลม; สายอากาศเครื่องอ่านข้อมูล; เทคนิคการตัดขอบมุม; อาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟ

Abstract

This research paper deals with the design of a circularly polarized reader antenna with a tennis ball-shaped radiating plate that operates at a frequency range of 860-960 MHz with the center frequency of 910 MHz. In the fabrication of the tennis ball-shaped radiating plate, a small annular-ring slot was first created on a circular radiating plate, followed by two diagonally opposite large arc-shaped annular-ring slots on either edge of the circular radiating plate and then the truncation of the corners of the remaining main element of the plate. A prototype antenna with the final tennis ball-shaped plate was subsequently assembled prior to excitation by the capacitively coupled feed technique to enhance $|S_{11}|$ bandwidth. The prototype antenna could achieve an average gain of 6.18 dBic, $|S_{11}|$ covering the frequency range of 837.6-966.2 MHz, and the circular polarization of 850.6-963.5 MHz, making it suitable for universal UHF RFID applications. In addition, simulations were carried out using CST Microwave Studio for comparison with the experimental results.

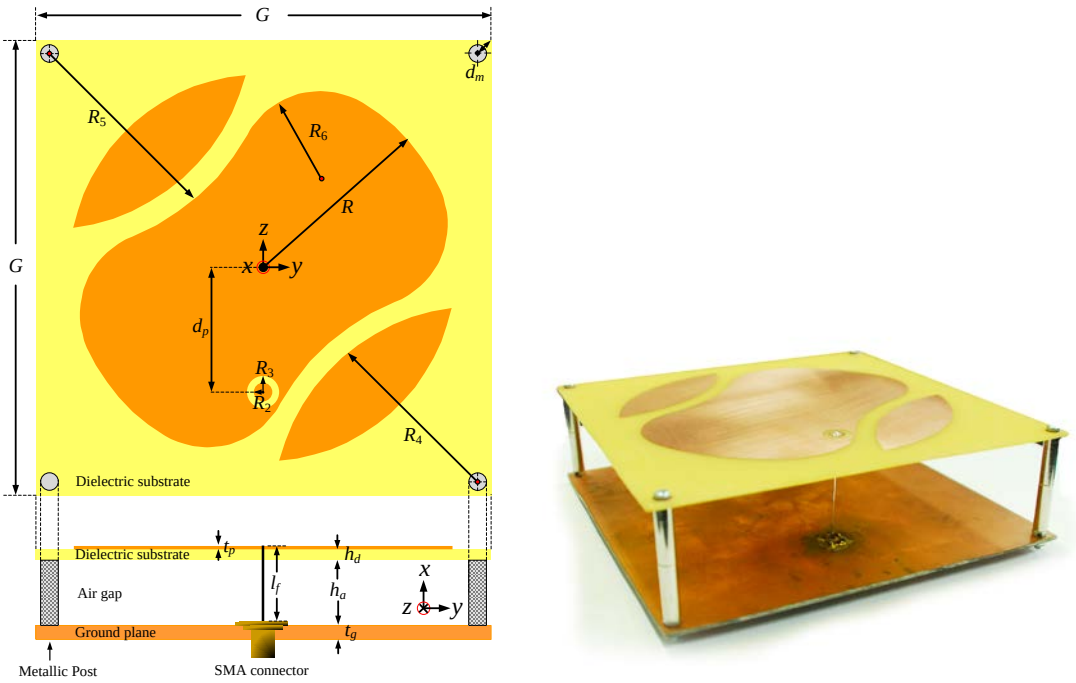
Keywords: capacitively coupled feed; circular polarization; reader antenna; truncation corners technique; UHF RFID

Executive Summary

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

1.1.2 ความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันระบบสื่อสารไร้สายสมัยใหม่ได้มีการพัฒนาไปอย่างรวดเร็ว ดังนั้นอุปกรณ์รับและอุปกรณ์ส่งสัญญาณทางด้านความถี่วิทยุจะต้องพัฒนาตามเทคโนโลยีให้สอดคล้องและใช้งานได้เต็มประสิทธิภาพ โดยโครงการวิจัยนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศระนาบเรียบสำหรับการสื่อสารไร้สายสมัยใหม่โดยใช้งานกับระบบอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟและออกแบบให้สามารถใช้งานได้ทั่วโลกมีโครงสร้างสายอากาศดังรูปที่ I.I



รูปที่ I.I โครงสร้างของสายอากาศ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1.เพื่อวิเคราะห์และออกแบบแผ่นแพร่กระจายคลื่นรูปทรงใหม่ สำหรับใช้งานระบบอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟ

2.เพื่อศึกษาและวิเคราะห์การแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์วงกลมที่มีความจำเป็นต่อระบบอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟ

3. เพื่อศึกษาและออกแบบสายอากาศที่ได้นำเสนอ ครอบคลุมการใช้งานความถี่ยูเอชเอฟอาร์ไอดีทั่วโลก (860-960 MHz)

1.3 ขอบเขตการวิจัย

1.3.1 ศึกษาทฤษฎีการออกแบบสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟ

1.3.2 ศึกษาทฤษฎีการขยายแถบความถี่ด้วยเทคนิคการแทรกร่องวงแหวนวงกลมบนแผ่นแพร่กระจายคลื่น

1.3.3 ศึกษาทฤษฎีการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์วงกลมด้วยเทคนิคการตัดโค้งวงกลมคู่ขนาดใหญ่

1.3.4 ศึกษาการออกแบบและการจำลองผลค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศ เช่น อัตราขยาย แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่น

1.3.5 วิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่มีผลกระทบต่อโครงสร้างสายอากาศเพื่อให้ได้โครงสร้างสายอากาศที่สมบูรณ์แบบ

1.3.6 สร้างและทดสอบสายอากาศต้นแบบ

1.3.7 วิเคราะห์และเปรียบเทียบผลการจำลองและผลการทดสอบ

1.3.8 นำเสนองานวิจัยเพื่อตีพิมพ์ในฐานข้อมูลของวารสารวิชาการ Science Citation Index (SCI) ของ Web of Science หรือ Scimago Journal Rank (SJR)

1.3.9 จัดทำรายงานปิดเล่มการวิจัย

1.4 รายละเอียดของงานวิจัย

โครงการวิจัยนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย และรายละเอียดของงานวิจัย

บทที่ 2 กล่าวถึงหลักการเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟ รวมถึงศึกษางานวิจัยที่มีมาก่อน

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีสายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้น และทฤษฎีต่าง ๆ ที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศเครื่องอ่านมูลอาร์เอฟไอดีตัวต้นแบบ

บทที่ 4 กล่าวถึงขั้นตอนการออกแบบและการวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่มีความสำคัญต่อคุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายอากาศที่ได้นำเสนอ ซึ่งงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบในส่วนแผ่นพิมพ์เพื่อใช้แพร่กระจายคลื่น

บทที่ 5 กล่าวถึงการทดสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายอากาศที่สำคัญ เช่น $|S_{11}|$ ช่วงกว้างแถบความถี่ $|S_{11}|$ อัตราส่วนแกน ช่วงกว้างความถี่อัตราส่วนแกน 3-dB การโพลาไรซ์วงกลม อัตราขยายสายอากาศและรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งผลการทดสอบจะถูกเปรียบเทียบกับผลจำลองเพื่อวิเคราะห์ถึงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลอาร์เอฟไอดีตัวต้นแบบ

บทที่ 6 กล่าวถึงการสรุปเนื้อหาของโครงการวิจัย ปัญหาที่เกิดขึ้น รวมทั้งแนวทางการศึกษาสำหรับการพัฒนางานวิจัยต่อไปในอนาคต

1.5 สรุปผลงานวิจัย

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอแผ่นแพร่กระจายคลื่นรูปเทนนิสที่ได้รวมเข้ากับโครงสร้างสายอากาศสองชั้นเพื่อทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์วงกลมและมีการแพร่กระจายคลื่นชนิดเจาะจงทิศทางและครอบคลุมอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟสากล สายอากาศที่ได้นำเสนอมีขั้นตอนการออกแบบง่ายและมีขนาดโครงสร้างสายอากาศเท่ากับ 165x165x42 มม. ผลการทดสอบสายอากาศ

ตัวต้นแบบมีความสัมพันธ์กับช่วงกว้างแถบความถี่ $|S_{11}|$ ช่วงกว้างความถี่อัตราส่วนแกน 3-dB และมีอัตราขยายสายอากาศมากกว่า 6 dBic ความกว้างครึ่งลำคลื่นของโพลาไรซ์รวม (การโพลาไรซ์วงกลมหมุนซ้ายมือ) บนระนาบ x-y และ x-z มีมากกว่า 80 องศา และมีสายอากาศที่ได้นำเสนอมีระดับกำลังงานโพลาไรซ์ไขว้ (การโพลาไรซ์วงกลมหมุนขวามือ) ต่ำกว่า -20 dB ที่ความถี่ 860 และ 960 MHz ทั้งสองระนาบ

This research has proposed the tennis ball-shaped radiating plate integrated into the suspended-structure antenna for generating the CP and unidirectional radiations that cover the universal UHF RFID band. The proposed antenna was of simple design and 165×165×42 mm in dimensions. The experiments provided the relatively satisfactory results with regard to $|S_{11}|$ BW and 3-dB AR BW with the average gain of >6 dBic. The HPBWs of co-polarization (LHCP) in the x-y and x-z planes were >80°. Nevertheless, one shortcoming of the proposed antenna was the cross-polarization (RHCP) of >-20 dB at 860 and 960 MHz in both planes.

1.6 แนวทางในการพัฒนาต่อยอดงานวิจัยในอนาคต

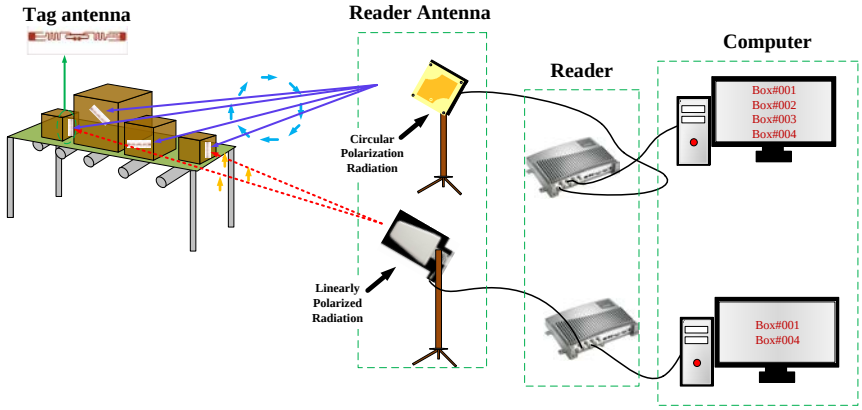
ศึกษาแนวทางการออกแบบสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลตัวต้นแบบให้มีอัตราขยายสูงขึ้นกว่าเดิม โดยจะถูกวิเคราะห์และออกแบบในส่วนของระนาบกราวนด์ หรือแผ่นสะท้อน ในรูปแบบ Electromagnetic bandgap (EBG) รวมใช้หลักการต่อแถวลำดับ (Array antenna)

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

1.1.1 เทคโนโลยีอาร์เอฟไอดี

เทคโนโลยีอาร์เอฟไอดี (RFID technology: Radio frequency identification technology) เกิดขึ้นครั้งแรกในสมัยสงครามโลกครั้งที่ 2 เพื่อใช้ระบุจำนวนเครื่องบินรบบนน่านฟ้า ปัจจุบัน นักวิทยาศาสตร์และนักวิจัยต่างพัฒนาเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดีเพื่อให้สามารถใช้งานเพื่อการติดตาม (Tracking) การระบุตัวตน (Identification) รวมถึงการตรวจสอบ (Detection) สิ่งของหรือวัตถุต่าง ๆ โดยทั่วไปโครงสร้างของระบบอาร์เอฟไอดีประกอบไปด้วย 4 ส่วนหลัก ๆ คือ เครื่องอ่านข้อมูล (Reader) สายอากาศเครื่องอ่านข้อมูล (Reader antenna) สายอากาศแท็ก (Tag antenna) และส่วนของคอมพิวเตอร์ (Host computer) ดังรูปที่ 1.1 นอกจากนี้สหภาพโทรคมนาคมระหว่างประเทศ (International Telecommunication Union: ITU) ได้กำหนดย่านความถี่อาร์เอฟไอดีไว้ 4 ย่านความถี่หลัก ๆ คือ ย่านความถี่ต่ำ (Low Frequency: LF) ย่านความถี่สูง (High Frequency: HF) ย่านความถี่ยูเอชเอฟ (Ultra-High Frequency: UHF) และย่านความถี่ไมโครเวฟ (Microwave Frequency) ตามลำดับ โดยย่านความถี่ต่ำและความถี่สูงจะเป็นการติดต่อสื่อสารระยะใกล้ (Near-Field Communication) มีระยะพิสัยไม่เกิน 30 เซนติเมตร ในส่วนของย่านความถี่ยูเอชเอฟและไมโครเวฟสำหรับการติดต่อสื่อสารระยะไกล (Far-Field Communication) มีระยะพิสัยมากกว่า 2 เมตรขึ้นไป



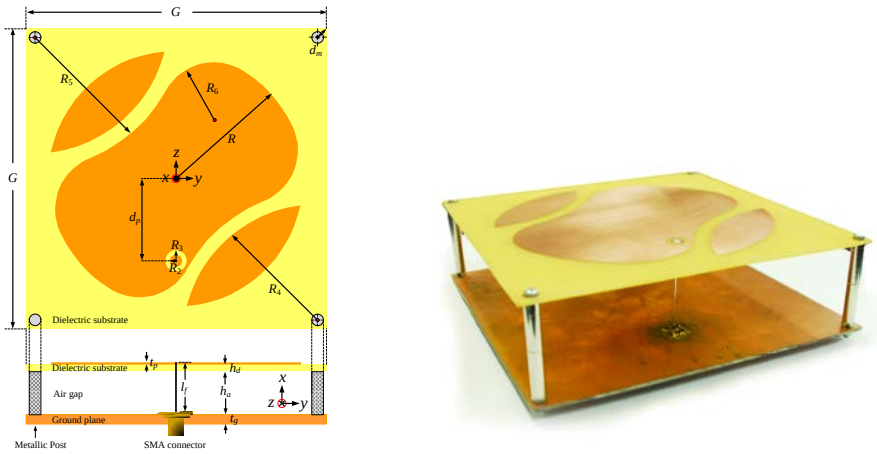
รูปที่ 1.1 โครงสร้างของเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟ และย่านความถี่ไมโครเวฟ

จากการศึกษาพบว่า ระยะพิสัยการติดต่อสื่อสารอาร์เอฟไอดีย่านยูเอชเอฟมีระยะพิสัยไกลกว่าย่านความถี่ไมโครเวฟ เนื่องจากความถี่ (ความยาวคลื่น) มีการแปรผันตามระยะทางส่งผลทำให้เกิดการลดทอนและการสูญเสียจากเส้นทางเดิน (Path loss) ของคลื่นในอากาศ ดังนั้นเมื่อความถี่สูงขึ้นการลดทอนก็จะเพิ่มขึ้นเช่นเดียวกัน ดังนั้นระบบอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟจึงได้รับความนิยมในการใช้งานที่หลากหลาย อาทิเช่น ทางด้านอุตสาหกรรม (Industry) และด้านเกษตรกรรม (Agriculture) ซึ่งถูกใช้ในการติดตาม ตรวจสอบ ระบุชนิดและระบุจำนวน ด้านการศึกษาใช้จัดการใน

ห้องสมุดเพื่อติดตาม ค้นหาและตรวจสอบหนังสือ ด้านคมนาคมและการขนส่ง (Transportation and logistic) เช่น ด่านเก็บเงิน (Easy และ M-pass) บนถนนมอเตอร์เวย์ การตรวจสอบขบวนรถไฟสินค้า ทางด้านการแพทย์ (Medical hub) ตรวจสอบและค้นหาเวชภัณฑ์ต่าง ๆ รวมถึงอุปกรณ์เครื่องทางด้านการแพทย์ นอกจากนี้ยังนำเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดีเข้าไปตรวจสอบสภาวะการเคลื่อนไหวขณะนอนหลับเพื่อใช้ในการวิเคราะห์หาสาเหตุโรคนอนไม่หลับของผู้ป่วย และทางด้านรักษาความปลอดภัยและการอยู่อาศัย (Living and security) เช่น ประตูเข้า-ออก ของรถยนต์รวมถึงยานพาหนะชนิดต่าง ๆ เพื่อป้องกันการโจรกรรมทรัพย์สินได้เป็นอย่างดี เป็นต้น

1.1.2 ความสำคัญของปัญหา

สหภาพโทรคมนาคมระหว่างประเทศกำหนดให้ระบบอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟมีช่วงกว้างความถี่ (Bandwidth: BW) ในแต่ละประเทศและภูมิภาคที่แตกต่างกัน อย่างเช่น ประเทศแถบยุโรป นิวซีแลนด์และสิงคโปร์กำหนดให้ใช้ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 864-868 MHz สำหรับประเทศไทย จีน ออสเตรเลีย เกาหลีและสหรัฐอเมริกากำหนดให้ใช้ในช่วงความถี่ 902-928 MHz และประเทศญี่ปุ่นกำหนดให้ใช้ช่วงความถี่ตั้งแต่ 952-954 MHz เป็นต้น



(ก) ด้านหน้าสายอากาศ (ข) ด้านข้างสายอากาศ

รูปที่ 1.2 โครงสร้างของสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลที่ได้นำเสนอ

ระบบอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟมีการติดต่อสื่อสารระยะไกล โดยทั่วไปจะมีระยะพิสัยในการติดต่อสื่อสารเพียง 3-5 เมตร และมีปัญหาการโพลาไรซ์ระหว่างสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลกับสายอากาศแท็กดังรูปที่ 1.1 ดังนั้นจะส่งผลโดยตรงในการเชื่อมต่อกันภายในระบบ ซึ่งเป็นปัญหาหลักของการสื่อสารไร้สาย ยกตัวอย่างในกรณีกำหนดให้ให้สายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลมีลักษณะแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์เชิงเส้นแนวตั้งสามารถติดต่อกับสายอากาศแท็กได้เพียง 2 ตัวเท่านั้น และในทางตรงกันข้าม เมื่อเปลี่ยนสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลที่มีการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์วงกลมจะทำให้ติดต่อสื่อสารกับสายอากาศแท็กครบทุกตัวดังรูปที่ 1.1 จากปัญหาที่ได้กล่าวมาข้างต้นโดยโครงการวิจัยเพื่อมุ่งเน้นในการวิเคราะห์และออกแบบแผ่นแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟดังรูปที่ 1.2 เพื่อแก้ไขปัญหาที่ได้กล่าวมาข้างต้น โดยออกแบบให้สามารถใช้งานได้ทั่วโลกมีความถี่ตั้งแต่ 860-960 MHz มีการโพลาไรซ์แบบวงกลม มีระยะการ

ติดต่อสื่อสารที่ไกล มีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นชนิดเจาะจงทิศทาง มีระดับกำลังงานโพลาไรซ์ไขว้ต่ำ และมีองศาช่วงกว้างแถบความถี่ครึ่งกำลังงานที่กว้าง ตามลำดับ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1.2.1 เพื่อวิเคราะห์และออกแบบแผ่นแพร่กระจายคลื่นรูปทรงใหม่และให้ได้คุณสมบัติทางไฟฟ้าเป็นไปตามมาตรฐานสากล

1.2.2 เพื่อศึกษาและวิเคราะห์การแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์แบบวงกลมที่มีความจำเป็นต่อระบบอาร์เอฟไอดี

1.2.3 เพื่อศึกษาและออกแบบสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลที่ได้นำเสนอ ให้ครอบคลุมความถี่ยูเอชเอฟสากลตั้งแต่ 860-960 MHz

1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

โครงการวิจัยนี้เป็นการนำเสนอสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟเพื่อให้สามารถใช้งานได้ทั่วโลก มีการโพลาไรซ์แบบวงกลม มีอัตราขยายมากกว่า 6 dBic มีการแพร่กระจายคลื่นชนิดเจาะจงทิศทางและมีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์วงกลม โดยสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลที่ได้นำเสนอมีการปรับปรุงและปรับแต่งแผ่นแพร่กระจายคลื่นจนกลายเป็นรูปทรงลูกเทนนิส ซึ่งได้อาศัยเทคนิคต่าง ๆ อาทิเช่น การเจาะร่องว่าง การตัดขอบของแผ่นแพร่กระจายคลื่นเพื่อให้คุณสมบัติทางไฟฟ้าเป็นไปตามมาตรฐานที่กำหนดไว้และสามารถใช้งานร่วมกับระบบได้เป็นอย่างดี การออกแบบสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลถูกสร้างขึ้นบนแผ่นวงจรพิมพ์ (Printed Circuit Board: PCB) เพื่อให้โครงสร้างสายอากาศมีน้ำหนักเบา ติดตั้งใช้งานได้ง่ายและเคลื่อนย้ายได้สะดวก โดยการออกแบบสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลจะถูกวิเคราะห์ถึงคุณสมบัติทางไฟฟ้าต่าง ๆ เช่น ค่า $|S_{11}|$ ช่วงกว้างแถบความถี่ $|S_{11}|$ ค่าอัตราส่วนแกน ค่าช่วงกว้างความถี่อัตราส่วนแกน 3-dB การโพลาไรซ์วงกลม ค่าอัตราขยายสายอากาศ รวมถึงค่าระดับกำลังงานการโพลาไรซ์ไขว้และรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก เป็นต้น

1.4 ขอบเขตการวิจัย

1.4.1 ศึกษาทฤษฎีการออกแบบสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟ

1.4.2 ศึกษาทฤษฎีการขยายแถบความถี่ด้วยเทคนิคการแทรกร่องวงแหวนวงกลมบนแผ่นแพร่กระจายคลื่น

1.4.3 ศึกษาทฤษฎีการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์วงกลมด้วยเทคนิคการตัดโค้งวงกลมคู่ขนาดใหญ่

1.4.4 ศึกษาการออกแบบและการจำลองผลค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศ เช่น อัตราขยาย แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่น

1.4.5 วิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่มีผลกระทบต่อโครงสร้างสายอากาศเพื่อให้ได้โครงสร้างสายอากาศที่สมบูรณ์แบบ

1.4.6 สร้างและทดสอบสายอากาศต้นแบบ

1.4.7 วิเคราะห์และเปรียบเทียบผลการจำลองและผลการทดสอบ

1.4.8 นำเสนองานวิจัยเพื่อตีพิมพ์ในฐานข้อมูลของวารสารวิชาการ Science Citation Index (SCI) ของ Web of Science หรือ Scimago Journal Rank (SJR)

1.4.9 จัดทำรายงานปิดเล่มการวิจัย

1.5 รายละเอียดของงานวิจัย

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย และรายละเอียดของงานวิจัย

บทที่ 2 กล่าวถึงหลักการเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟ รวมถึงศึกษางานวิจัยที่มีมาก่อน

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีสายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้น และทฤษฎีต่าง ๆ ที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศเครื่องอ่านมูลอาร์เอฟไอดีตัวต้นแบบ

บทที่ 4 กล่าวถึงขั้นตอนการออกแบบและการวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่มีความสำคัญต่อคุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายอากาศที่ได้นำเสนอ ซึ่งงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบในส่วนแผ่นพิมพ์เพื่อใช้แพร่กระจายคลื่น

บทที่ 5 กล่าวถึงการทดสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายอากาศที่สำคัญ เช่น ช่วงกว้างแถบความถี่ $|S_{11}|$ ช่วงกว้างความถี่อัตราส่วนแกน 3-dB การโพลาไรซ์วงกลม อัตราขยายสายอากาศและรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งผลการทดสอบจะถูกเปรียบเทียบกับผลจำลองเพื่อวิเคราะห์ถึงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลอาร์เอฟไอดีตัวต้นแบบ

บทที่ 6 กล่าวถึงการสรุปเนื้อหาของโครงการวิจัย ปัญหาที่เกิดขึ้น รวมทั้งแนวทางการศึกษาสำหรับการพัฒนางานวิจัยต่อไปในอนาคต

บทที่ 2
ปัญหาและงานวิจัยที่มีมาก่อน

2.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงปัญหา หลักการ ในระบบอาร์เอฟไอดีและกล่าวถึงงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลที่มีมาก่อน โดยเริ่มจากปัญหาและแนวคิดเพื่อใช้ในการวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าต่าง ๆ ของสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูล เช่น ช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ ช่วงกว้างความถี่อัตราส่วนแกน 3-dB การแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์วงกลม รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก อัตราขยายสายอากาศ ตามลำดับ ให้สามารถครอบคลุมและใช้งานระบบอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟทั่วโลก (860-960 MHz)

2.2 ปัญหาและแนวคิด

อาร์เอฟไอดีเป็นการระบุลักษณะทางคลื่นวิทยุหรือการระบุลักษณะแบบไร้สาย เริ่มต้นใช้งานในสมัยสงครามโลกครั้งที่ 2 ซึ่งใช้ระบบเรดาร์ในการตรวจสอบจำนวนเครื่องบินบนน่านฟ้า แต่ไม่สามารถระบุบฝ่ายได้ ผู้ที่คิดค้นระบบอาร์เอฟไอดีคือ เซอร์ โรเบิร์ต อเล็กซานเดอร์ วัตซัน วัตต์ (Sir Robert Alexander Watson-Watt) โดยอาศัยพื้นฐานระบบเรดาร์ ถัดจากนั้นไม่นาน ระบบอาร์เอฟไอดีได้มีการปรับปรุงอย่างต่อเนื่องจนมาถึงปัจจุบัน [1] มีความสามารถระบุบ่งบอกตัวตนและสิ่งของได้อัตโนมัติ (Automatic Identification) นอกจากนี้ระบบอาร์เอฟไอดียังมีลักษณะการทำงานที่คล้ายคลึงกับระบบบาร์โค๊ด (Barcode) แต่มีความสะดวกต่อการใช้งานมากกว่า มีความรวดเร็วการรับส่งข้อมูลและความยืดหยุ่นของระบบที่สูงกว่า อาทิเช่น การใช้บัตรผ่านเข้าออกห้องพัก สำนักงาน หรือที่จอดรถตามศูนย์การค้าต่างๆ การใช้งานในภาคอุสาหกรรม โลจิสติกส์ ด้านกระบวนการผลิต การจัดการสินค้า หรือแม้กระทั่งการนำมาระบุสถานะของคน สัตว์ หรือสิ่งของและสินค้า [2] เป็นต้น โครงสร้างระบบอาร์เอฟไอดีสามารถแบ่งออกเป็นสี่ส่วนหลักๆ คือ ส่วนของสายอากาศแท็ก (Tag antenna) ส่วนของเครื่องอ่านข้อมูล (Reader) ส่วนของสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูล (Reader antenna) และส่วนควบคุม (Host computer) ตามลำดับ ในส่วนของสายอากาศแท็กประกอบด้วยสายอากาศและชิปวงจรรวม (IC chip: Integrated circuit chip) ทำหน้าที่บันทึกข้อมูลของวัตถุนั้นๆ ในส่วนของเครื่องอ่านข้อมูลทำหน้าที่เชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแท็กและส่วนควบคุม โดยทำหน้าที่ในการอ่านและเขียนข้อมูลของแท็ก และส่วนสุดท้ายส่วนควบคุมทำหน้าที่คอยควบคุมเครื่องอ่านข้อมูลรวมไปถึงคอมพิวเตอร์และโปรแกรมที่ใช้งานร่วมกับอาร์เอฟไอดี [3] ดังรูปที่ 1.1

ปัจจุบันอาร์เอฟไอดีแบ่งย่านความถี่ใช้งานออกเป็น 4 ย่าน [4] คือ ย่านความถี่ต่ำ (Low frequency: <150 kHz) ย่านความถี่สูง (High frequency: 13.56/27.12 MHz) ย่านความถี่ยูเอชเอฟ (Ultra-high frequency: 433/860–960 MHz) และย่านความถี่ไมโครเวฟ (Microwave frequency: 2.45/5.80 GHz) โดยแต่ละย่านความถี่ที่ได้กล่าวมานั้นมีลักษณะใช้งานจำเพาะเจาะจง อาทิเช่น อาร์เอฟไอดีย่านความถี่ต่ำจะเหมาะสำหรับใช้งานในระยะทางใกล้และไม่ต้องการการอ่านข้อมูลที่รวดเร็วมากซึ่งจะถูกกับงานในลักษณะการตรวจหาและเก็บประวัติของสัตว์ ป้ายสินค้าที่หรือระบบกันขโมยในรถยนต์ เป็นต้น สำหรับอาร์เอฟไอดีย่านความถี่สูงจะมีระยะทางการติดต่อสื่อสารค่อนข้างไกลและมีอัตราการรับส่งข้อมูลที่ปานกลางโดยได้นำไปใช้ในงานที่ห้องสมุดสมาร์ตการ์ดและ

บัตรเข้าออกสถานที่ เป็นต้น ในส่วนของอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟมีระยะการติดต่อสื่อสารได้ไกลกว่าย่านความถี่สูงและมีความสามารถในการอ่านข้อมูลรวดเร็วมาก การใช้งานโดยส่วนมากจะถูกนำไปใช้กับระบบการขนส่งสินค้า ระบบการบริหารคลังสินค้า หรือแม้แต่การใช้งานร่วมกับรหัสสินค้าอิเล็กทรอนิกส์ EPC (Electronic product code) ตามมาตรฐาน EPC global class 1 gen 2 และปัจจุบันพบว่า มีการใช้งานทางด้านการค้าขายมีมากขึ้นเป็นทวีคูณ [5-6] และย่านความถี่สุดท้ายคือย่านความถี่ไมโครเวฟมีระยะการติดต่อสื่อสารไกลมาก การนำอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ไมโครเวฟไปใช้งานโดยส่วนมาก จะถูกนำไปใช้ร่วมกับระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (Wireless LAN) อุตสาหกรรมรถยนต์และการเข้าออกสถานที่เป็นต้น

แต่อย่างไรก็ตามการติดต่อสื่อสารไร้สายระยะไกลที่ได้กล่าวมาข้างต้น จะต้องคำนึงถึงการโพลาไรซ์ระหว่างสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลกับสายอากาศแท็กเพื่อให้สามารถติดต่อสื่อสารกันได้เต็มประสิทธิภาพดังรูปที่ 1.1 เช่น กรณีสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลมีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์เชิงเส้นแนวตั้งและสายอากาศแท็กจะต้องมีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์เชิงเส้นแนวตั้งเช่นเดียวกัน แต่ในทางตรงกันข้าม สายอากาศอ่านข้อมูลมีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์เชิงเส้นแนวตั้ง แต่สายอากาศแท็กมีโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นแนวนอน (โพลาไรซ์ไม่ตรงกัน Polarization mismatch) เป็นที่แน่ชัดประสิทธิภาพการติดต่อสื่อสารลดลงอย่างชัดเจนหรือไม่สามารถติดต่อสื่อสารกันได้ แต่อย่างไรก็ตาม สามารถแก้ไขได้โดยการนำสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลที่มีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์วงกลมนำมาใช้งาน ในส่วนสายอากาศแท็กจะมีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์ใดก็ได้ แต่ทว่าประสิทธิภาพการติดต่อสื่อสารจะถูกลดลงไปครึ่งหนึ่ง นอกจากนี้สายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลที่มีการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์วงกลมยังสามารถลดปัญหาการเฟดดิ่งหลายวิถี (Multipath fading) ในระบบการสื่อสารไร้สายได้เป็นอย่างดีจึงเป็นที่มาและความสำคัญในการออกแบบสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลโพลาไรซ์วงกลม

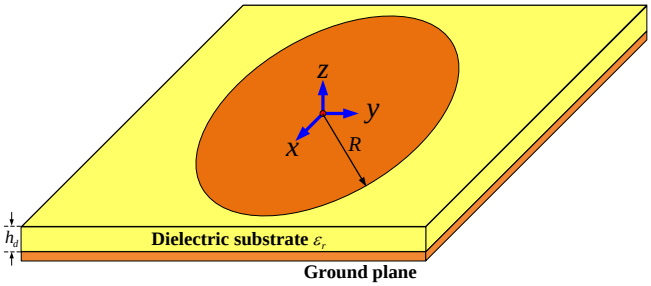
2.3 การศึกษางานวิจัยที่มีมาก่อน

หัวข้อนี้เป็นการศึกษางานวิจัยเกี่ยวข้องกับสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟสากล (860-960 MHz) รวมถึงศึกษารูปร่างของแผ่นแพร่กระจายคลื่นและโครงสร้างสายอากาศเพื่อใช้เป็นแนวทางในการออกแบบและวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่มีความสำคัญต่อสายอากาศ โดยโครงการวิจัยฉบับนี้ มุ่งเน้นการออกแบบและวิเคราะห์ในส่วนของแผ่นแพร่กระจายคลื่น เพื่อให้ได้รูปทรงใหม่และให้ได้คุณสมบัติทางไฟฟ้าเป็นไปตามมาตรฐานสากลของระบบอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟและสามารถใช้งานได้ทั่วโลก

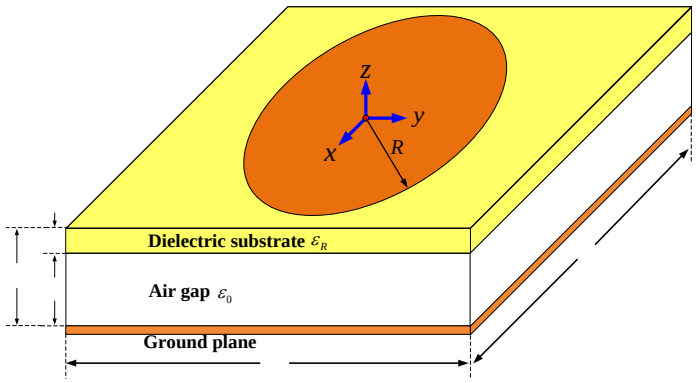
2.3.1 งานวิจัยสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลอาร์เอฟไอดีที่มีมาก่อน

จากการศึกษางานวิจัยที่มีมาก่อน พบว่าสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลจะถูกออกแบบให้มีโครงสร้างลักษณะแบนเรียบเพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบ สะดวกต่อการผลิตและง่ายต่อการติดตั้งใช้งาน รวมถึงมีน้ำหนักที่เบาและสามารถเคลื่อนย้ายได้สะดวก เป็นต้น โดยทั่วไปสายอากาศที่มีโครงสร้างแบนเรียบจะนิยมใช้วัสดุแผ่นพิมพ์หรือเรียกว่า สายอากาศไมโครสตริป (Microstrip antenna) พร้อมด้วยการป้อนสัญญาณด้วยโพรบโคแอคเชียล (Coaxial feed) หรือป้อนด้วยสายนำสัญญาณ (Transmission line feed) เป็นต้น โดยสายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างชั้นเดียวจะมีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเจาะจงทิศทาง (Unidirectional Radiation Pattern) นอกจากนี้สายอากาศ

แผ่นพิมพ์สามารถแบ่งออกได้ 3 โครงสร้างหลัก ๆ คือ โครงสร้างชั้นเดียว (Single layer structure) ดังรูปที่ 2.1 (ก) โครงสร้างช่องว่างระหว่างแผ่นแพร่กระจายคลื่นสองชั้น (Suspended structure) หรือโครงสร้างสองชั้น ดังรูปที่ 2.1 (ข) และโครงสร้างซ้อนกันหลายชั้น (Stacked structure) ตามลำดับ สายอากาศโครงสร้างชั้นเดียวจะมีช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ ($|S_{11}|$ BW) เพียง 1-2% และมีค่าอัตราขยายน้อยกว่า 4 dBi แต่โครงสร้างดังกล่าวนี้จะง่ายต่อการออกแบบและมีน้ำหนักที่เบา [7-9]



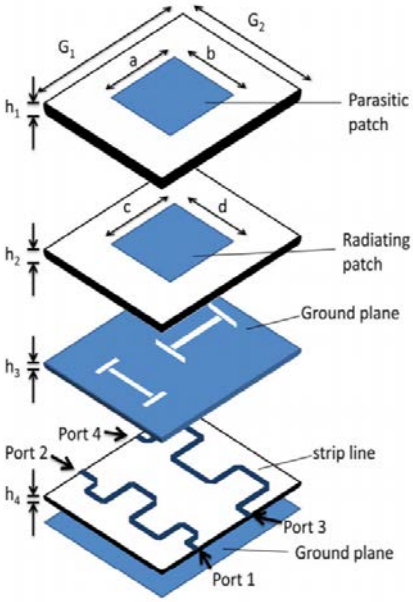
(ก) สายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างชั้นเดียว



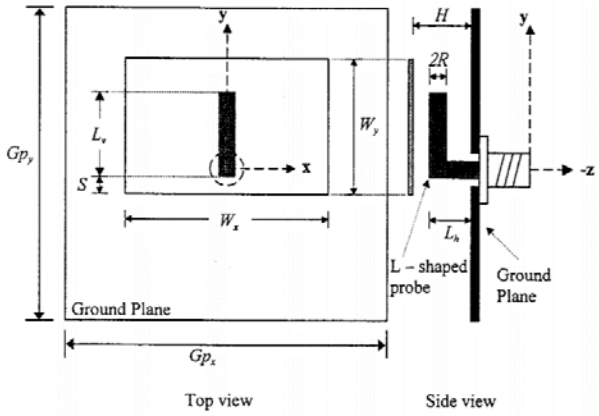
(ข) สายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้น

รูปที่ 2.1 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศแผ่นพิมพ์

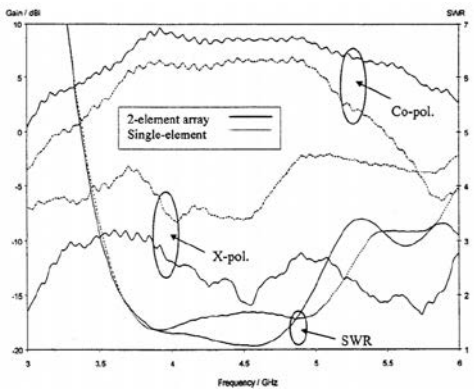
สำหรับสายอากาศโครงสร้างช่องว่างระหว่างแผ่นแพร่กระจายคลื่นหรือสายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้นมีช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ ประมาณ 2-5% และมีค่าอัตราขยายน้อยกว่า 9 dBi [10-13] และสำหรับสายอากาศโครงสร้างซ้อนกันหลายชั้นมีช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ มากกว่า 10% และมีค่าอัตราขยายมากกว่า 9 dBi [6, 9, 14-15] แต่มีข้อเสียคือ สายอากาศมีโครงสร้างที่ซับซ้อนยากต่อการออกแบบและการสร้าง นอกจากนี้ยังมีน้ำหนักที่มากกว่าสองโครงสร้างที่ได้กล่าวมาข้างต้น



รูปที่ 2.2 สายอากาศโครงสร้างซ้อนกันหลายชั้น



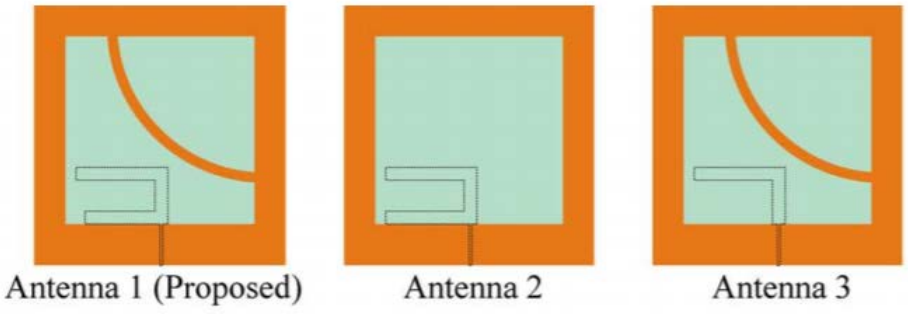
(ก) โครงสร้างสายอากาศ



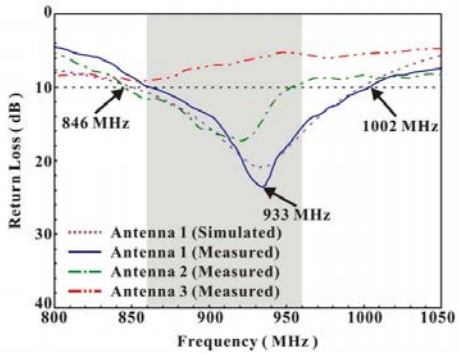
(ข) ผลการทดสอบช่วงกว้างแถบความถี่

รูปที่ 2.3 สายอากาศแผ่นพิมพ์ที่ถูกป้อนสัญญาณด้วยรูปตัวแอล

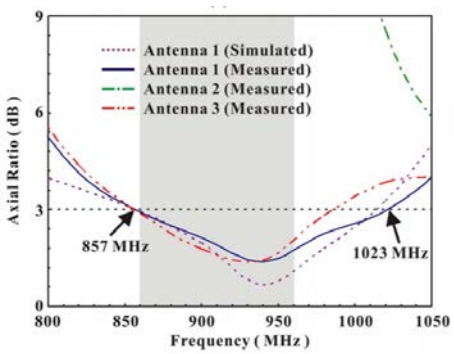
สายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลอาร์เอฟไอดีมุ่งเน้นออกแบบให้สามารถใช้งานที่ย่านความถี่ยูเอชเอฟสากลหรือสามารถใช้งานได้ทั่วโลกความถี่ตั้งแต่ 860-960 MHz (≥11%) [16]-[17] โดยศึกษาเทคนิควิธีการป้อนสัญญาณในรูปแบบต่าง ๆ ให้แก่สายอากาศแผ่นพิมพ์ทั้งสามโครงสร้าง [18-28] เพื่อให้สามารถครอบคลุมความถี่ยูเอชเอฟสากล จากการศึกษาพบว่า สายอากาศโครงสร้างซ้อนกันหลายชั้น [18] ถูกป้อนสัญญาณด้วยรูปตัวแอล (L-shaped) ดังรูปที่ 2.2 และสายอากาศโครงสร้างสองชั้น [19] ที่ถูกป้อนสัญญาณด้วยรูปตัวแอลเช่นเดียวกันดังรูปที่ 2.3 (ก) จะให้ช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ มากกว่า 22% ดังรูปที่ 2.3 (ข) ในส่วนสายอากาศโครงสร้างสองชั้น [20] และสายอากาศโครงสร้างชั้นเดียว [21] ที่ถูกป้อนสัญญาณด้วยรูปตัวเอฟ (F-shaped) ดังรูปที่ 2.4 (ก) จะให้ช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ มากกว่า 15% ดังรูปที่ 2.4 (ข) และ (ค) ตามลำดับ



(ก) โครงสร้างสายอากาศ

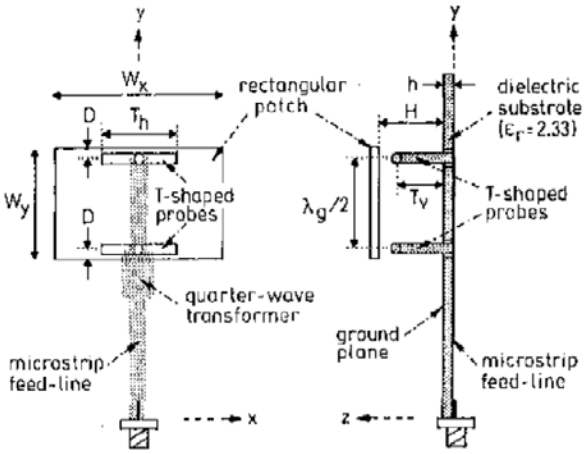


(ข) ผลจำลองและการทดสอบค่าสูญเสียสะท้อนกลับ

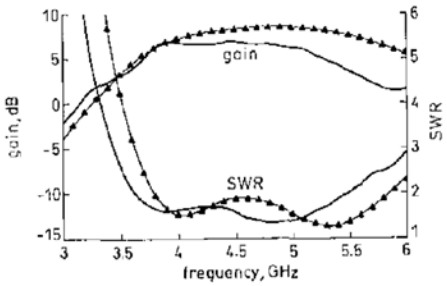


(ค) ผลจำลองและผลทดสอบค่าอัตราส่วนแกน

รูปที่ 2.4 สายอากาศโครงสร้างชั้นเดียวที่ถูกป้อนสัญญาณด้วยรูปตัวเอฟ



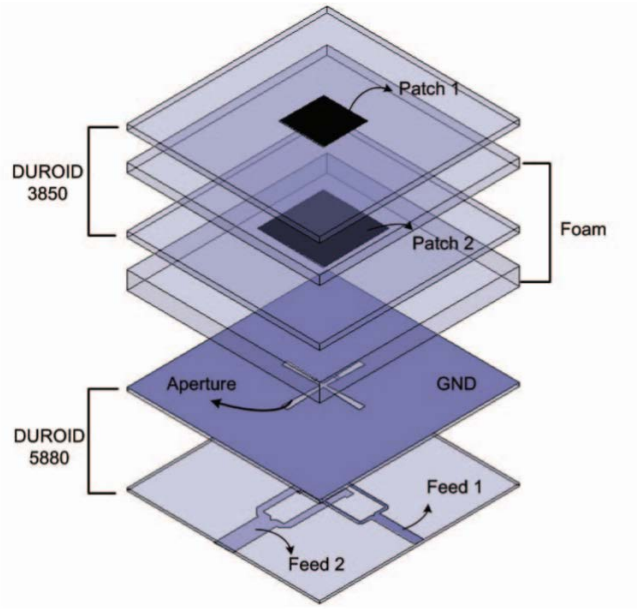
(ก) โครงสร้างสายอากาศ



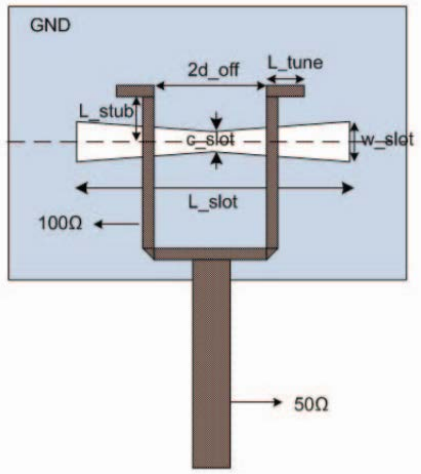
(ข) ผลทดสอบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง

รูปที่ 2.5 สายอากาศโครงสร้างสองชั้นถูกป้อนสัญญาณด้วยรูปตัวที

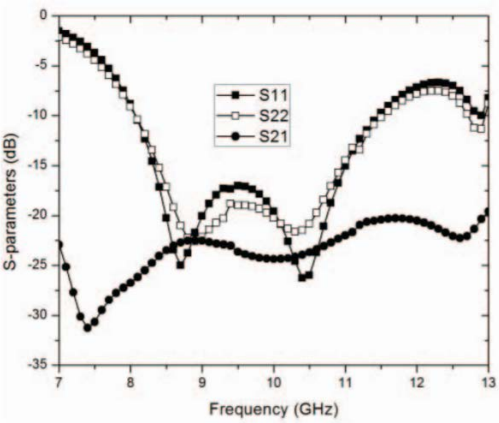
สำหรับสายอากาศโครงสร้างสองชั้นที่ถูกป้อนสัญญาณด้วยรูปตัวที (T-shaped) ดังรูปที่ 2.5 (ก) มีช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ กว้างถึง 44% โดยมีอัตราส่วนคลื่นนิ่ง <2 (Standing wave ratio :SWR <2) [22] ดังรูปที่ 2.5 (ข) สายอากาศโครงสร้างซ้อนกันหลายชั้นถูกป้อนสัญญาณด้วยการเชื่อมต่อแบบช่องเปิด (Aperture couple) [23-24] ดังรูปที่ 2.6 (ก) และ (ข) มีช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ ถึง 25% ดังรูปที่ 2.6 (ค) และ (ง) ตามลำดับ



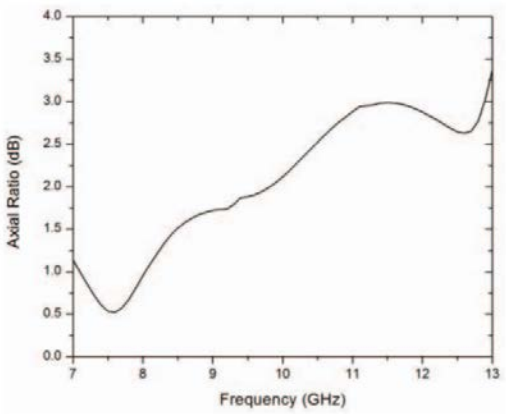
(ก) โครงสร้างสายอากาศ



(ข) เทคนิคการป้อนสัญญาณ



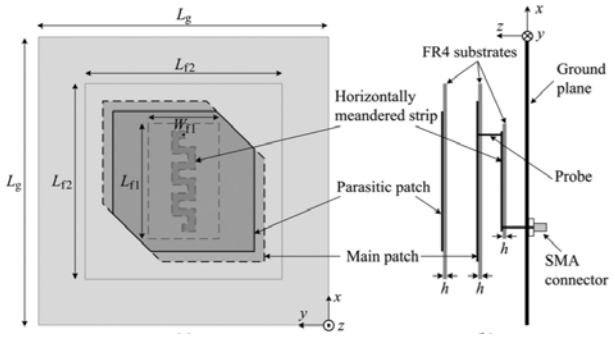
(ค) ผลการทดสอบค่าเอส-พารามิเตอร์



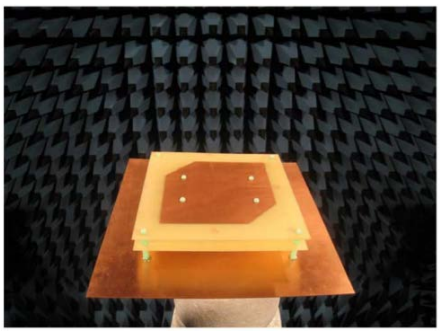
(ง) ผลการทดสอบค่าอัตราส่วนแกน

รูปที่ 2.6 สายอากาศโครงสร้างซ้อนกันหลายชั้นที่ถูกป้อนสัญญาณด้วยการเชื่อมต่อแบบช่องเปิด

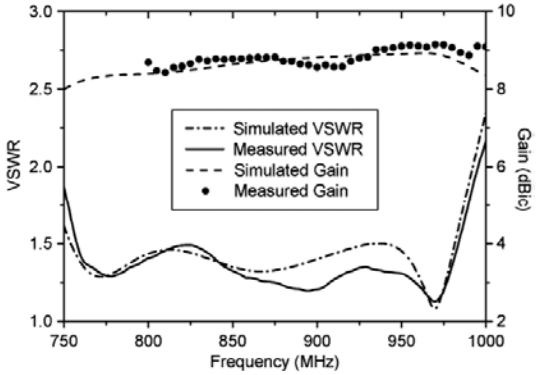
สำหรับในส่วนของสายอากาศโครงสร้างซ้อนกันหลายชั้นที่ถูกป้อนสัญญาณด้วยเส้นแถบเส้นโลหะ (Strip or line plate) [25] ดังรูปที่ 2.7 (ก) และ (ข) และถูกต่อเข้ากับแผ่นแพร่กระจายคลื่นสามารถเพิ่มช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ มากกว่า 25.8% ดังรูปที่ 2.7 (ค) และ (ง) สายอากาศโครงสร้างสองชั้นและสายอากาศโครงสร้างชั้นเดียว [26-27] ที่ถูกป้อนสัญญาณเชิงประจุไฟฟ้าดังรูปที่ 2.8 (ก) โดยตำแหน่งการป้อนสัญญาณดังกล่าวอยู่บนระนาบเดียวกันกับแผ่นแพร่กระจายคลื่น แต่จะถูกแยกออกจากแผ่นแพร่กระจายคลื่นพบว่าสามารถเพิ่มช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ ได้มากกว่า 25% ดังรูปที่ 2.8 (ข) และสายอากาศโครงสร้างช่องว่างระหว่างแผ่นพิมพ์สองชั้นถูกป้อนสัญญาณเชิงประจุไฟฟ้าเช่นกัน แต่ตำแหน่งการป้อนสัญญาณจะลอยอยู่บนตัวแผ่นแพร่กระจายคลื่นและพบว่ามีช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ เพียง 5.3% [28] เท่านั้น



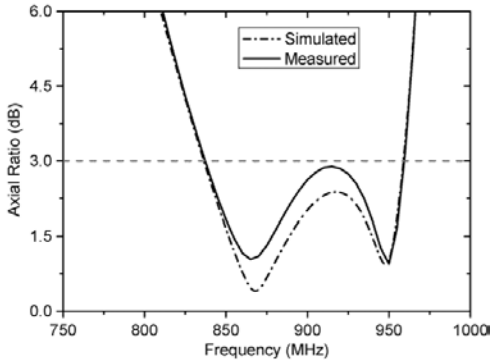
(ก) โครงสร้างสายอากาศ



(ข) สายอากาศตัวต้นแบบ

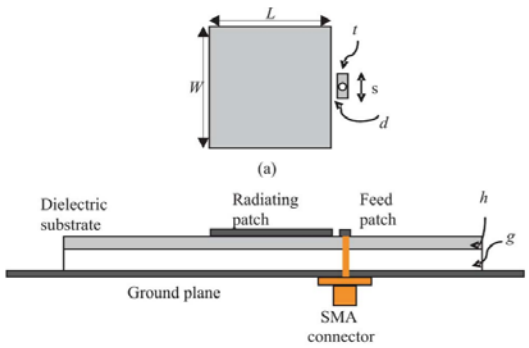


(ค) ผลจำลองและทดสอบอัตราส่วนคลื่นนิ่ง

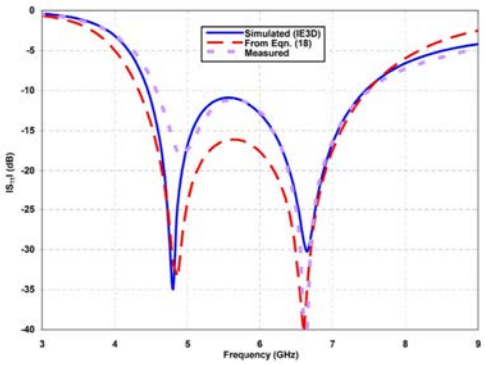


(ง) ผลจำลองและทดสอบค่าอัตราส่วนแกน

รูปที่ 2.7 โครงสร้างสายอากาศซ้อนกันหลายชั้นป้อนสัญญาณด้วยเส้นแถบเส้นโลหะ [25]



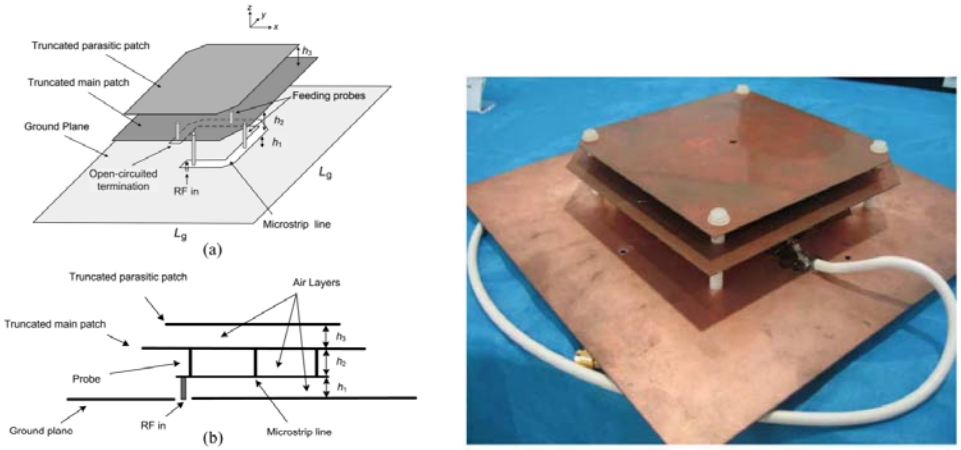
(ก) โครงสร้างสายอากาศ



(ข) ผลจำลองและทดสอบค่าพารามิเตอร์ $|S_{11}|$

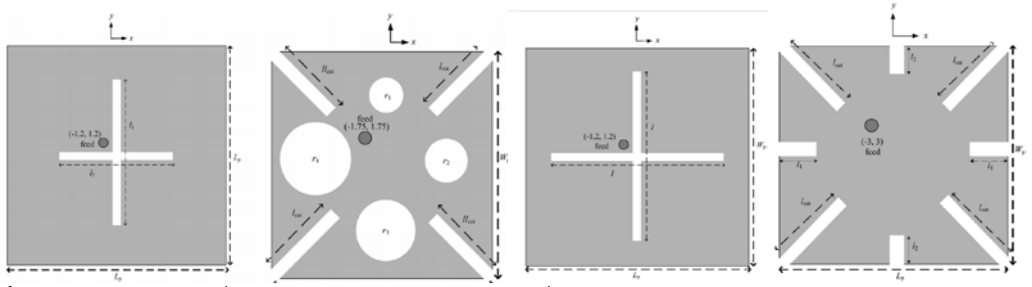
รูปที่ 2.8 โครงสร้างสายอากาศชั้นเดียวถูกป้อนสัญญาณเชิงประจุไฟฟ้า [26]

แต่อย่างไรก็ตาม ระบบอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟมักจะพบปัญหาเรื่องการสื่อสารระหว่างสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลกับสายอากาศแท็ก (ใช้ติดกับวัตถุที่ต้องการตรวจสอบ) เนื่องจากสายอากาศแท็กมีโพลาไรซ์ไม่แน่นอนและชัดเจน การแก้ไขปัญหาดังกล่าวนี้สามารถทำด้วยการออกแบบสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลมีการโพลาไรซ์วงกลมเพื่อให้สามารถรับสัญญาณจากสายอากาศแท็กได้ทุกโพลาไรซ์ดังรูปที่ 1.1 ดังนั้นการศึกษาถึงเทคนิคต่าง ๆ ที่ใช้ออกแบบการโพลาไรซ์วงกลมจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่ง จากการศึกษางานที่มีมาก่อนมีเทคนิควิธีต่าง ๆ เช่น การตัดขอบมุมทั้งสองด้านของแผ่นแพร่กระจายคลื่น [6-9, 25, 29] ดังรูปที่ 2.9 เทคนิคการแทรกร่องด้วยรูปทรงต่างๆ หรือการกรีดเป็นร่องบนแผ่นแพร่กระจายคลื่นหรือตามขอบหรือตามมุมของแผ่นแพร่กระจายคลื่น [6-9, 30-33] ดังรูปที่ 2.10



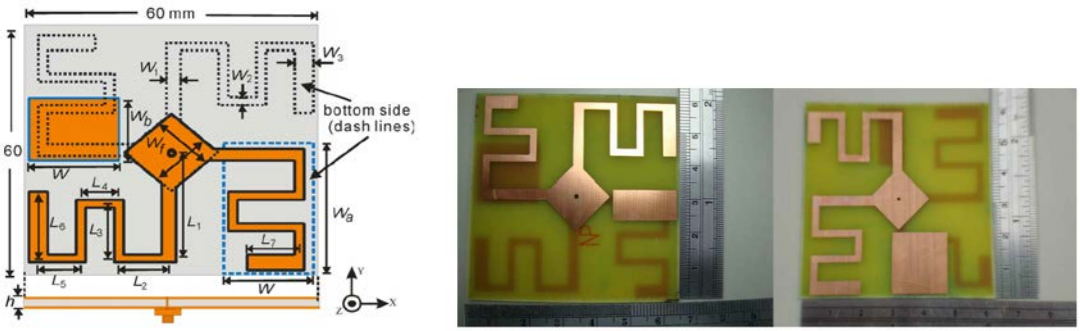
(ก) โครงสร้างสายอากาศ (ข) สายอากาศตัวต้นแบบ

รูปที่ 2.9 สายอากาศที่มีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์วงกลมด้วยเทคนิคการตัดขอบมุม



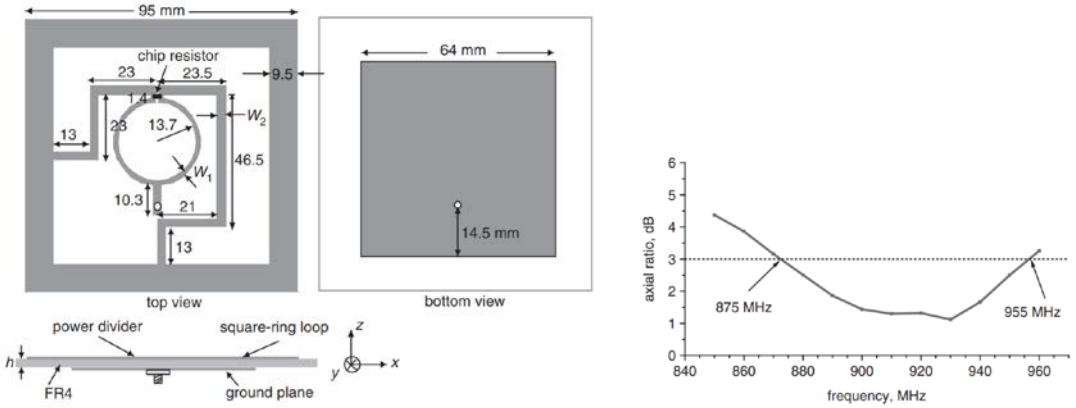
รูปที่ 2.10 สายอากาศที่มีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์แบบวงกลมด้วยเทคนิคกรีดเป็นร่องรูปทรงต่าง ๆ บนแผ่นแพร่กระจายคลื่น

เทคนิควิธีการใช้สายอากาศโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นจำนวน 2 ตัว วางไขว้กันรูปกากบาท (Orthogonal) และสายอากาศทั้งสองตัวห่างกัน $\lambda/4$ หรือเฟสต่างกัน 90 องศา [6-9, 34] ดังรูปที่ 2.11 และเทคนิคสุดท้ายคือการใช้วงจรแบ่งกำลังงานเฟสต่างกัน 90 องศาต่อเข้ากับสายอากาศ [6, 9, 35] ดังรูปที่ 2.12 ตามลำดับ



(ก) โครงสร้างสายอากาศ (ข) สายอากาศตัวต้นแบบ

รูปที่ 2.11 สายอากาศที่มีลักษณะแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์แบบวงกลมด้วยเทคนิคการวางไขว้รูปกากบาท



(ก) โครงสร้างสายอากาศ (ข) ผลทดสอบค่าอัตราส่วนแกน

รูปที่ 2.12 สายอากาศที่มีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์แบบวงกลมด้วยวงจรแบ่งกำลังงานเฟสต่างกัน 90 องศา

2.4 สรุป

บทนี้ได้นำเสนอปัญหาและแนวทางงานวิจัยที่มีมาก่อน สำหรับการออกแบบและการวิเคราะห์สายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลที่ได้นำเสนอจะถูกใช้งานกับระบบอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอฟเอชสากล (860-960 MHz) มีการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์วงกลม มีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นชนิดเจาะจงทิศทาง และมีอัตราขยายสูง ด้วยการใช้โปรแกรมจำลองสนามแม่เหล็กไฟฟ้า CST Microwave studio [36] นอกจากนี้โครงการวิจัยนี้ได้มุ่งเน้นการออกแบบและวิเคราะห์แผ่นแพร่กระจายคลื่นรูปลูกเทนนิสเพื่อให้ได้คุณสมบัติทางไฟฟ้าเป็นไปตามมาตรฐานสากลที่กำหนดไว้ เช่น ช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ ช่วงกว้างความถี่อัตราส่วนแกน 3-dB ค่าอัตราส่วนแกน การโพลาไรซ์วงกลม ค่าอัตราขยายสายอากาศ และรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นทั้งระนาบสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า เป็นต้น

บทที่ 3
สายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้น

3.1 บทนำ

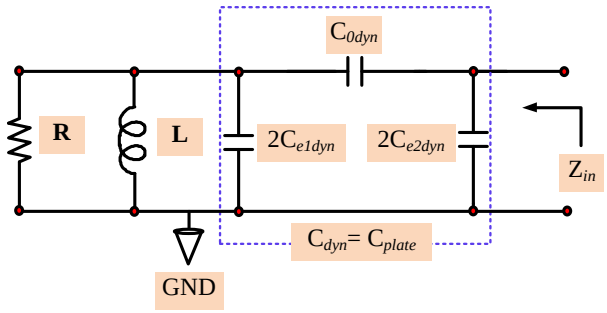
บทนี้กล่าวถึงทฤษฎี การวิเคราะห์และการคำนวณแผ่นแพร่กระจายคลื่นรูปวงกลมพร้อมด้วยการป้อนสัญญาณด้วยโพรบโคแอคเชียล (Coaxial probe) ซึ่งเป็นจุดเริ่มต้นในการออกแบบแผ่นแพร่กระจายคลื่นลูกเทนนิสที่ได้นำเสนอในโครงการวิจัยนี้ การออกแบบและการวิเคราะห์สายอากาศจะถูกออกแบบทำงานโหมด TM_{110} ซึ่งมีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นเป็นการโพลาไรซ์เชิงเส้นแนวตั้ง (Vertical polarization) พร้อมด้วยลักษณะการแพร่กระจายคลื่นชนิดเจาะจงทิศทาง นอกจากนี้แผ่นแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้นำเสนอได้ทำการปรับปรุงและปรับแต่งตามทฤษฎีการแทรกด้วยร่องว่างวงแหวนกลมขนาดเล็กเพื่อใช้ขยายช่วงกว้างแถบความถี่ ตามด้วยทฤษฎีการตัดด้วยร่องโค้งเว้าคู่ขนาดใหญ่เพื่อทำให้สายอากาศมีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์วงกลม สายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้นที่ได้นำเสนอได้ทำการศึกษาถึงคุณลักษณะทางไฟฟ้าที่ประกอบด้วย $|S_{11}|$ การโพลาไรซ์ อัตราส่วนแกน (Axial ratio: AR) รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นและสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) โดยค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จะถูกนำไปออกแบบและวิเคราะห์เพื่อให้ได้คุณสมบัติทางไฟฟ้าเป็นไปตามมาตรฐานสากลที่ถูกกำหนดไว้

3.2 สายอากาศแผ่นพิมพ์

ปัจจุบันสายอากาศแผ่นพิมพ์หรือสายอากาศไมโครสตริปได้รับความสนใจอย่างแพร่หลายแก่นักวิจัยและนักพัฒนาเป็นอย่างมาก เนื่องจากสายอากาศประเภทนี้จะใช้วัสดุอย่างแผ่นวงจรพิมพ์หรือแม้กระทั่งเป็นผ้า กระดาษ รวมถึงแก้ว เป็นต้น เพื่อใช้เป็นฐานรองแก่แผ่นแพร่กระจายคลื่น โดยสายอากาศแผ่นพิมพ์มีโครงสร้างแบนเรียบและมีน้ำหนักเบา สำหรับโครงการวิจัยนี้ได้ใช้เป็นวัสดุแผ่นพิมพ์มาออกแบบและสร้างสายอากาศ เนื่องจากมีราคาถูกและที่สำคัญสามารถนำวงจรอิเล็กทรอนิกส์รวมเข้ากับสายอากาศได้เป็นอย่างดี [37] สายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างพื้นฐานหรือสายอากาศแผ่นพิมพ์ชั้นเดียวประกอบด้วย แผ่นตัวนำ (Condutor) จำนวนสองแผ่นวางขนานกันโดยมีวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก (Dielectric substrate) คั่นกลาง ซึ่งแผ่นตัวนำด้านบนจะมีขนาดที่เล็กกว่าแผ่นตัวนำอีกด้านทำหน้าที่เป็นตัวกระจายคลื่น (Radiating) สำหรับแผ่นตัวนำที่มีขนาดใหญ่กว่าเรียกว่าระนาบกราวนด์ (Ground plane) ดังรูปที่ 2.1

สายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้นมีลักษณะคล้ายคลึงกับโครงสร้างสายอากาศแผ่นพิมพ์ชั้นเดียว เพียงแต่โครงสร้างสายอากาศในหัวข้อนี้ถูกแทรกด้วยช่องว่างอากาศ (Air gap) อยู่ระหว่างวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกและระนาบกราวนด์ ดังรูปที่ 2.2 นอกจากนี้ยังสามารถเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3.1 วงจรสมมูลสายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้น [38]-[40] จะประกอบด้วย ตัวต้าน ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ (RLC_{plate}) วางแบบขนานกัน ในส่วนของตัวเก็บประจุ (C_{plate}) หรือค่าความจุไฟฟ้าไดนามิคส์รวม (Total dynamic capacitance: C_{dyn}) ถูกประกอบไปด้วย ค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดจากประสิทธิผลความยาว (C_{e1dyn}) และประสิทธิผลความกว้าง (C_{e2dyn}) บนสนามฟริงกิ้ง (Fringing Field) ที่เกิดขึ้นบนแผ่นแพร่กระจายคลื่น ในส่วนของค่าความจุไฟฟ้าไดนามิกส์ (Dynamic capacitance: C_{0dyn})

เกิดขึ้นมาจากช่องว่างอากาศโดยมีความสูงเท่ากับ h_a ข้อดีของสายอากาศโครงสร้างนี้คือสามารถขยายช่วงความกว้าง $|S_{11}|$ และเพิ่มอัตราขยายสายอากาศได้ดีกว่าโครงสร้างสายอากาศชั้นเดียว [41-42]



รูปที่ 3.1 วงจรสมมูลของสายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้น

การออกแบบแผ่นแพร่กระจายคลื่นรูปวงกลมของสายอากาศบนโครงสร้างพิมพ์สองชั้นสามารถคำนวณความถี่รีโซแนนซ์ (f_{mn}) หน่วย GHz บนโหมดต่างๆ ได้จากสมการที่ 3.1

$$f_{mn} = \frac{c \times k}{2 \times \pi \times R_{eff} \times \sqrt{\varepsilon_{reff}}} \tag{3.1}$$

โดย

c คือ ค่าความเร็วแสงบนอากาศ มีค่าเท่ากับ $3x10^8$ m/s

k คือ ค่าอันดับของเบสเซลล์ฟังก์ชัน

R_{eff} คือ ค่าประสิทธิผลของรัศมีแผ่นแพร่กระจายคลื่นวงกลม

ε_{reff} คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลของวัสดุฐานรอง (Effective dielectric)

ค่าไดอิเล็กตริกประสิทธิผลของวัสดุฐานรองสามารถหาได้จากสมการที่ 3.2

$$\varepsilon_{reff} = \frac{4 \times \varepsilon_{re} \times \varepsilon_{rdyn}}{\left[\sqrt{\varepsilon_{re}} + \sqrt{\varepsilon_{rdyn}}\right]^2} \tag{3.2}$$

ε_{re} คือ ค่าคงที่ไดเล็กตริกสมมูล หาได้จากสมการที่ 3.3

ε_{rdyn} คือ ผลรวมค่าคงที่ไดเล็กตริกพลวัตที่มีผลต่อขนาดรัศมีวงกลม หาได้จากสมการที่ 3.4

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r \times \left(1 + \left(h_a / h_d\right)\right)}{1 + \varepsilon_r \times \left(h_a / h_d\right)} \tag{3.3}$$

ε_r คือ ค่าคงที่ไดเล็กตริกคงที่ของวัสดุฐานรอง

h_a คือ ความสูงของว่างอากาศ (Air gap) ซึ่งอยู่ระหว่างแผ่นวัสดุฐานรองกับระนาบกราวนด์

h_d คือ ความสูงของแผ่นฐานรองไดอิเล็กตริก

$$\varepsilon_{rdyn} = \frac{C_{dyn}}{C_{dyn}\left(\varepsilon = \varepsilon_0\right)} \tag{3.4}$$

C_{dyn} คือ ผลรวมค่าเชิงประจุไฟฟ้าพลวัต (Total dynamic capacitance) หาได้จากสมการที่ 3.5
C_{dyn} $(\varepsilon=\varepsilon_o)$ คือ ค่าเชิงประจุไฟฟ้าพลวัตในอากาศ จะมี ε_o จะเท่ากับ 1

$$C_{dyn} = C_{0dyn} + C_{edyn} \tag{3.5}$$

C_{0dyn} คือ ค่าเชิงประจุไฟฟ้าพลวัตโดยปราศจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้า หาได้จากสมการที่ 3.6
C_{edyn} คือ ค่าเชิงประจุไฟฟ้าพลวัตบนสนามแม่เหล็กไฟฟ้า หาได้จากสมการที่ 3.7

$$C_{0dyn} = \gamma_n \times C_{0stat} \tag{3.6}$$

γ_n เท่ากับ 0.3525 เมื่อ n = 1
C_{0stat} คือ ค่าคงที่เชิงประจุไฟฟ้าที่ปราศจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้า หาได้จากสมการที่ 3.8

$$C_{edyn} = \frac{C_{estat}}{\delta} \tag{3.7}$$

δ เท่ากับ 2 โดยมีเงื่อนไข $n \neq 0$
C_{estat} คือ ค่าคงที่เชิงประจุไฟฟ้าบนสนามแม่เหล็กไฟฟ้า หาได้จากสมการที่ 3.9

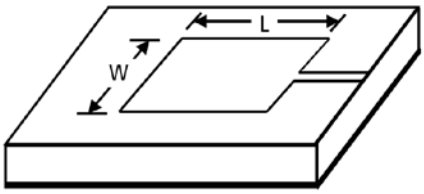
$$C_{0stat} = \left(\frac{\varepsilon_0 \times \varepsilon_{re} \times \pi \times R^2}{h_t} \right) \times 1 + q \tag{3.8}$$

$$C_{estat} = q \times C_{0stat} \tag{3.9}$$

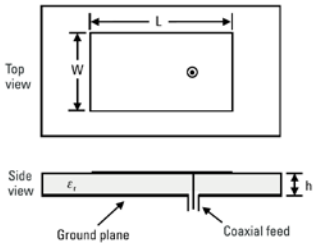
สามารถหาค่าประสิทธิผลของรัศมีแผ่นแพร่กระจายคลื่นวงกลม ได้จากสมการที่ 3.10

$$R_{eff} = \frac{R \times \sqrt{q+1}}{1000} \tag{3.10}$$

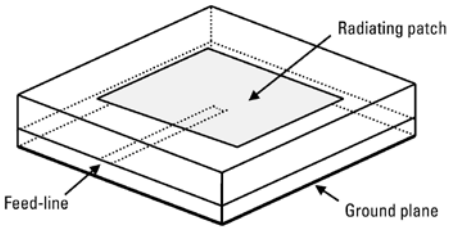
q คือ จำนวนสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นที่ขอบแผ่นแพร่กระจายคลื่นรูปวงกลม โดยมีความสัมพันธ์กับรัศมีวงกลมโดยมีสมการของประสิทธิผลรัศมีวงกลม



(ก) สายนำสัญญาณไมโครสตริป



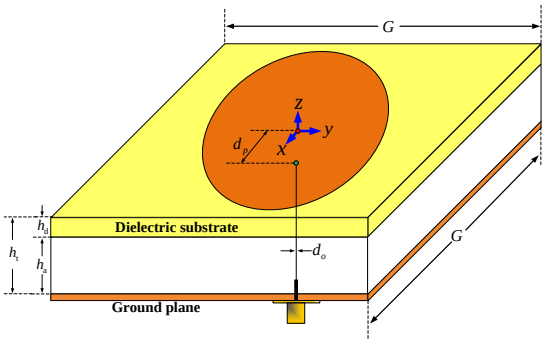
(ข) โพรบโคแอคเชียล



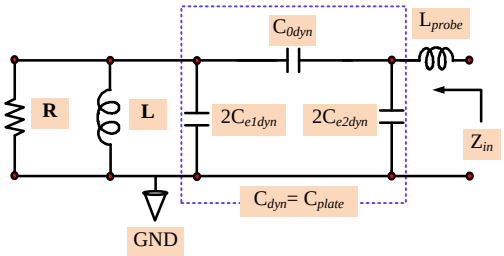
(ค) การเชื่อมต่อร่วมช่องเปิด

รูปที่ 3.2 การป้อนสัญญาณด้วยเทคนิควิธีต่างๆ

การป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศมีหลากหลายเทคนิควิธี สำหรับวิธีที่ได้รับความนิยมใช้กันอย่างแพร่หลายอาทิเช่น การป้อนสัญญาณด้วยสายนำสัญญาณไมโครสตริป (Microstrip line) ดังรูปที่ 3.2 (ก) การป้อนสัญญาณด้วยโพรบโคแอคเชียล (Coaxial probe) ดังรูปที่ 3.2 (ข) และการป้อนสัญญาณด้วยการเชื่อมร่วมช่องเปิด (Aperture coupling) ดังรูปที่ 3.2 (ค) วิธีป้อนสัญญาณด้วยสายนำสัญญาณไมโครสตริปมีข้อดีคือสามารถปรับแมตชิ่งได้ง่าย แต่ก็มีข้อเสียคือสายนำสัญญาณมีการแพร่กระจายคลื่นออกมารบกวนแผ่นแพร่กระจายคลื่นและจะมากขึ้นเมื่อความหนาของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกเพิ่มขึ้นเช่นกัน สำหรับวิธีป้อนสัญญาณด้วยโพรบโคแอคเชียลมีข้อดีคือสามารถปรับแมตชิ่งสายอากาศได้ง่ายเช่นกันและมีการแพร่กระจายคลื่นออกจากตัวโพรบต่ำกว่าการป้อนสัญญาณด้วยสายนำสัญญาณไมโครสตริป แต่มีข้อเสียคือมีช่วงกว้างความถี่แคบ (Narrowband) จากเทคนิควิธีการป้อนสัญญาณทั้ง 2 ลักษณะที่ได้กล่าวมาจะทำให้เกิดโหมดลำดับสูง (Higher mode) และฮาร์มอนิก (Harmonic) เกิดขึ้นส่งผลทำให้สายอากาศมีระดับกำลังของโพลาไรซ์ไขว้สูงเช่นกัน และสุดท้ายเทคนิควิธีการป้อนสัญญาณด้วยการเชื่อมต่อร่วมช่องเปิดเป็นเทคนิควิธีที่ออกแบบและสร้างยากมากที่สุด แต่มีข้อดีคือมีช่วงกว้างความถี่กว้าง (Wideband) โดยเทคนิควิธีนี้สามารถใช้งานร่วมกับสายอากาศโครงสร้างสองชั้นที่ได้นำเสนอได้เป็นอย่างดี



(ก) โครงสร้างสายอากาศ



(ข) วงจรสมมูล

รูปที่ 3.3 สายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้นที่ถูกป้อนสัญญาณด้วยโพรบโคแอคเชียล

การป้อนสัญญาณด้วยโพรบโคแอคเชียลให้กับสายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้นในบทนี้ถูกป้อนสัญญาณบนโหมด TM_{110} โดยตำแหน่งป้อนสัญญาณถูกวางตามแนวแกนตั้งของตัวสายอากาศหรือตามแนวแกน z ดังรูปที่ 3.3 (ก) การป้อนสัญญาณตามแนวแกนดังกล่าวจะทำให้สายอากาศมีโพลาไรซ์เชิงเส้นแนวตั้ง (Vertical polarization) ในส่วนรูปที่ 3.3 (ข) คือวงจรสมมูลเมื่อสายอากาศที่ได้นำเสนอถูกป้อนสัญญาณด้วยโพรบโคแอคเชียล โดยการป้อนสัญญาณดังกล่าวเปรียบเสมือนตัวเหนี่ยวนำเข้าไปต่ออนุกรมกับวงจรสมมูลสายอากาศ [38-40] และสามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าของโพรบโคแอคเชียลได้จากสมการที่ 3.11

$$Z_{in}\left(TM_{110}\right)=\frac{R}{1+Q_t^2\left(\frac{f}{f_{110}}-\frac{f_{110}}{f}\right)^2}+j\left[X_l-\frac{RQ_t\left(\frac{f}{f_{110}}-\frac{f_{110}}{f}\right)}{1+Q_t^2\left(\frac{f}{f_{110}}-\frac{f_{110}}{f}\right)^2}\right] \tag{3.11}$$

ค่าอิมพีแดนซ์ (R) และค่ารีแอคแตนซ์ (X_l) หาได้จากสมการที่ 3.12 และ 3.13

$$R=\frac{Q_t h_t}{\pi f_{110}\varepsilon_{dyn}\varepsilon_0 2W}\cos^2\left(\frac{\pi d_p}{W}\right) \tag{3.12}$$

$$X_l=-\mu_0 f_r h_t\left[In\left(\frac{\pi d_0 f_{110}\sqrt{\varepsilon_{dyn}}}{2C_0}\right)+0.577\right] \tag{3.13}$$

โดยที่

d_o คือ ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางเส้นลวดนำไฟฟ้าซึ่งถูกต่อเข้าระหว่างแผ่นแพร่กระจายและโพรบโคแอคเชียล

d_p คือ ระยะตำแหน่งจุดป้อนสัญญาณ

สำหรับตัวประกอบเชิงคุณภาพทั้งหมดหาได้จากสมการที่ 3.14 ถึง 3.17

$$Q_t=Q_{rad}+Q_c+Q_d+Q_{sw} \tag{3.14}$$

ตัวประกอบเชิงคุณภาพเนื่องจากการสูญเสียทางการแพร่กระจายคลื่นได้จากสมการที่ 3.15

$$Q_{rad}=\frac{2\omega\varepsilon_r}{h\left(G_{rad}/2a\right)}\left(\frac{a}{2}\right) \tag{3.15}$$

ตัวประกอบเชิงคุณภาพเนื่องจากการสูญเสียทางการนำไฟฟ้าหาได้จากสมการที่ 3.16

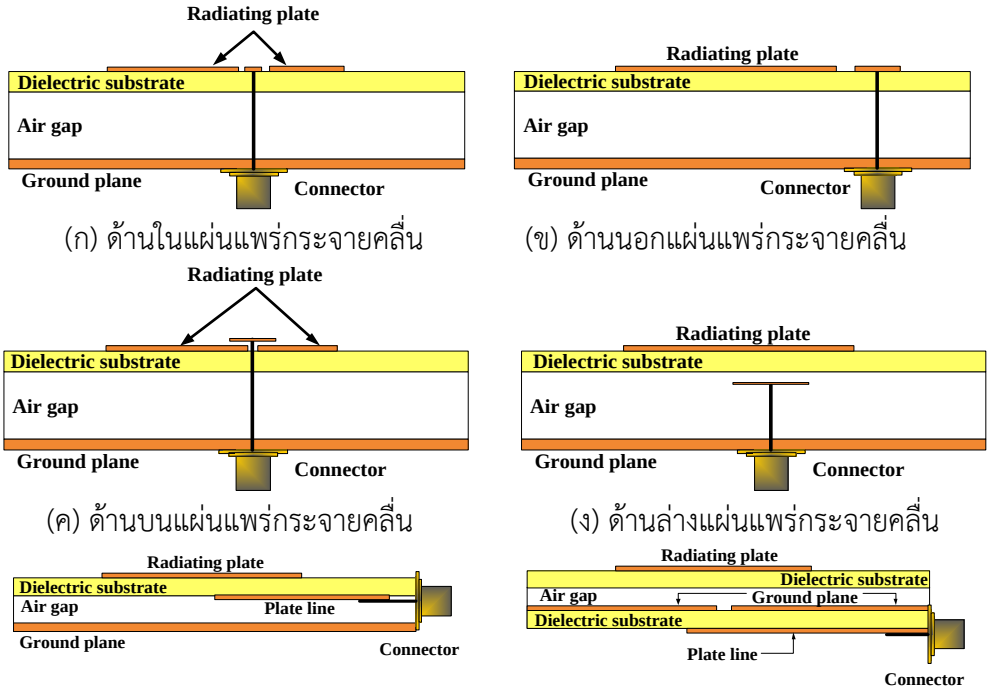
$$Q_c = h\sqrt{\pi f \mu \sigma} \tag{3.16}$$

ตัวประกอบเชิงคุณภาพเนื่องจากการสูญเสียทางไดอิเล็กตริกหาได้จากสมการที่ 3.17

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \tag{3.17}$$

และตัวประกอบเชิงคุณภาพเนื่องจากการสูญเสียทางคลื่นพื้นผิว Q_{sw} สำหรับวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่มีความบาง จะมีค่าตัวประกอบเชิงคุณภาพเนื่องจากการสูญเสียทางคลื่นพื้นผิวน้อย โดยมีเงื่อนไข ($h_d << \lambda$)

จากการศึกษางานวิจัยที่มีมาก่อน โดยทั่วไปสายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างชั้นเดียวและโครงสร้างสองชั้นที่ถูกป้อนสัญญาณด้วยโคแอคเชียล จะมีช่วงกว้างแถบความถี่ $|S_{11}|$ เพียง 1-2% และ 2-5% แต่ระบบอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟมีความต้องการช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ มากกว่า 11% (860-960 MHz)



(ก) ด้านในแผ่นแพร่กระจายคลื่น (ข) ด้านนอกแผ่นแพร่กระจายคลื่น

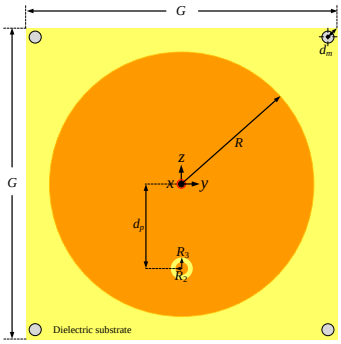
(ค) ด้านบนแผ่นแพร่กระจายคลื่น (ง) ด้านล่างแผ่นแพร่กระจายคลื่น

(จ) เชื่อมต่อร่วมโดยใช้เส้นโลหะนำสัญญาณ (ฉ) ช่องเปิดเชื่อมต่อร่วม

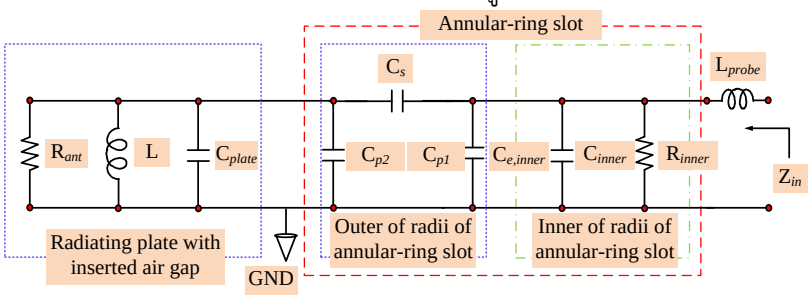
รูปที่ 3.4 การป้อนสัญญาณ ลักษณะต่างๆ บนสายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้น

ดังนั้นจึงต้องหาเทคนิควิธีปรับแต่งเพื่อให้สามารถครอบคลุมความถี่ที่ระบบอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟที่ต้องการ อย่างเช่น การป้อนสัญญาณเชิงประจุไฟฟ้าที่ได้นำเสนอดังรูปที่ 3.4 (ก) ด้วยการแทรกร่องว่างวงแหวนกลม (Annular-ring slot) ลงไปยังแผ่นแพร่กระจายคลื่นวงกลมดังรูปที่ 3.5 (ก) นอกจากนี้ร่องว่างวงแหวนกลมที่ได้นำเสนอยังช่วยลดค่าตัวเหนี่ยวนำที่เกิดจากโพรบโคแอคเชียลซึ่งส่งผลทำให้มีช่วงกว้างแถบความถี่กว้างที่สามารถครอบคลุมความถี่ที่ต้องการใช้งานได้

สำหรับทางด้านกายภาพการป้อนสัญญาณเชิงประจุไฟฟ้าในลักษณะนี้มีความมั่นคงและความแข็งแรงที่มากกว่าการป้อนสัญญาณเหนือแผ่นแพร่กระจายคลื่นและการป้อนสัญญาณด้านล่างแผ่นแพร่กระจายคลื่นดังรูปที่ 3.4 (ค) และ (ง) นอกจากนี้ยังปรับแมตชิ่งได้ง่ายกว่าการป้อนสัญญาณด้วยเส้นโลหะนำสัญญาณและการป้อนสัญญาณแบบช่องเปิดเชื่อมต่อร่วมดังรูปที่ 3.4 (จ) และ (ฉ) มากไปกว่านั้น ยังสามารถลดขนาดโครงสร้างสายอากาศได้เมื่อเทียบกับการป้อนสัญญาณดังรูปที่ 3.4 (ข) การป้อนสัญญาณเชิงประจุไฟฟ้าที่ได้นำเสนอนี้มีลักษณะทางกายภาพเป็นร่องว่างวงแหวนกลมที่ถูกแทรกลงไปยังตัวแผ่นแพร่กระจายคลื่นรูปวงกลม โดยร่องว่างวงแหวนวงกลมมีรัศมีด้านในเท่ากับ R_2 และมีรัศมีด้านนอกเท่ากับ R_3 สำหรับลักษณะกลไกการทำงานของร่องว่างวงแหวนกลมเริ่มต้นจากตัวโพรบโคแอคเชียลถูกป้อนด้วยกำลังงานและส่งผ่านกำลังงานดังกล่าวไปยังเส้นลวดนำไฟฟ้า (Linear electric) ซึ่งถูกเชื่อมต่อเข้ากับแผ่นตัวนำวงกลมรัศมี R_2 จากนั้นกำลังงานจะถูกส่งไปยังแผ่นแพร่กระจายคลื่นวงกลมโดยกำลังงานจะเกิดการข้ามร่องว่างรัศมี R_3 สุดท้ายกำลังงานบนแผ่นแพร่กระจายคลื่นรูปวงกลมจะทำหน้าที่ปล่อยและแพร่กระจายกำลังงานคลื่นออกสู่อากาศ



(ก) สายอากาศแผ่นพิมพ์รูปวงกลม



(ข) วงจรสมมูลสายอากาศแผ่นพิมพ์รูปวงกลม

รูปที่ 3.5 สายอากาศแผ่นพิมพ์รูปวงกลมโครงสร้างสองชั้นที่ได้นำเสนอ

จากรูปที่ 3.5 เป็นวงจรสมมูลสายอากาศแผ่นพิมพ์รูปวงกลมโครงสร้างสองชั้นและถูกป้อนสัญญาณเชิงประจุไฟฟ้าที่ได้นำเสนอ โดยวงจรสมมูลดังกล่าวจะประกอบไปด้วย วงจรสมมูลร่องว่างวงแหวนวงกลมด้านนอกหรือ R_3 และวงจรสมมูลโลหะวงกลมหรือ R_2 ของร่องว่างวงแหวนกลม ในส่วนของวงจรสมมูล R_2 ประกอบด้วย ค่าความจุไฟฟ้าที่ขอบโลหะกลมด้านนอก ($C_{e,inner}$) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.19 ค่าความจุไฟฟ้าของโลหะวงกลม (C_{inner}) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.18 โดยมีค่าความต้านทานของโลหะวงกลม (R_{inner}) และในส่วนของสมมูล R_2 ประกอบด้วย ค่าความจุไฟฟ้าของร่องว่างที่สมมาตรกันจำนวนสองตัว (C_{p1} และ C_{p2}) และความจุไฟฟ้าร่องว่าง (C_s) สามารถคำนวณหาได้จากสมการที่ 3.20-3.22 ซึ่งวงจรสมมูลดังกล่าวจะถูกต่อเรียงกันแบบคาสแคส

(Cascade) และต่ออนุกรมกับโพรบโคแอคเชียลที่ได้นำเสนอ [26] สามารถคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าของสายอากาศแผ่นพิมพ์พร้อมด้วยการป้อนสัญญาณเชิงประจุไฟฟ้าได้จากสมาการที่ 3.31

$$C_{inner} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{reff} \pi R_1^2}{h_t} \tag{3.18}$$

$$C_{e,inner} = \frac{R_2}{2}\left[\frac{Z_{air}}{C_o R_{ant}^2} - \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{reff} \pi R_1^2}{h_t}\right] \tag{3.19}$$

$$C_{p1} = C_{e,outer} \times \frac{Q_1 + Q_2}{Q_1 + 1} \tag{3.20}$$

$$C_{p2} = C_{plate} \times \frac{Q_1 + Q_3}{Q_1 + 1} \tag{3.21}$$

$$C_s = \pi f_r \times h_t Q_4 Q_5 \tag{3.22}$$

โดยที่ $Q_{1,2,3,4,5,6,7 \text{ and } 8}$ คือ ปัจจัยที่ถูกต้อง (Correction factor) ทั้งหมดหาได้จากสมการ 3.23-3.31

$$Q_1 = 0.107\left(\frac{R_1}{h_t} + 9\right)\left(\frac{R_2}{h_t}\right)^{3.23} + 2.09\left(\frac{R_2}{h_t}\right)^{1.05}\left[\frac{1.5 + 0.3\left(\frac{R_1}{h_t}\right)}{1 + 0.6\left(\frac{R_1}{h_t}\right)}\right] \tag{3.23}$$

$$Q_2 = \exp\left[-0.598\left(\frac{R_1}{W}\right)^{1.35}\right] - 0.55 + Q_6 \tag{3.24}$$

$$Q_3 = \exp\left[-0.598\left(\frac{W}{R_1}\right)^{1.35}\right] - 0.55 + Q_7 \tag{3.25}$$

$$Q_4 = \exp\left(-1.86 \times \frac{R_2}{h_t}\right) \times \left[1 + 4.09 \times \left\{1 - \exp\left(-0.785\sqrt{\frac{h_t}{R_1}} \times \frac{W}{R_1}\right)\right\}\right] \tag{3.26}$$

$$Q_5 = 0.046\left\{0.03 + \left(\frac{R_1}{h_t}\right)^{Q_8}\right\} \times \left(0.272 + \varepsilon_{reff} \times 0.07\right) \tag{3.27}$$

$$Q_6 = 1.55 - \left(13.61\left(\frac{R_1}{W}\right)^{0.88} - 1.361 \right) \times \exp\left(-4.793\left(\frac{R_1}{W}\right)^{0.88} \right) - 0.1 \times \exp\left(-\left(13.61\left(\frac{R_1}{W}\right)^{0.88} - 1.361 \right) \right) \tag{3.28}$$

$$Q_7 = -0.73 + \left(1.05\left(\frac{W}{R_1}\right)^{0.88} - 3.892 \right) \times \exp\left(-8.23\left(\frac{W}{R_1}\right)^{0.88} \right) \tag{3.29}$$

$$Q_8 = \frac{1.23}{\left[1 + 0.12\left\{ \left(\frac{W}{R_1}\right) - 1 \right\}^{0.9} \right]} \tag{3.30}$$

$$Z_{in} = \left[\frac{1}{R_{plate}} + j\omega C_{plate} \right]^{-1} + \frac{1}{j\omega C_s} + \left[\frac{1}{R_{inner}} + j\omega C_{e,inner} \right]^{-1} + jL_{probe} \tag{3.31}$$

3.3 การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้น

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีการแพร่กระจายคลื่น (Radiation) ของสายอากาศพิมพ์โครงสร้างสองชั้นซึ่งจะถูกแบ่งออกเป็นสี่หัวข้อย่อยๆ คือ การโพลาไรซ์ (Polarization) อัตราส่วนแกน (Axial ratio: AR) รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น (Radiation pattern) และสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) เพื่อนำมาพิจารณาและวิเคราะห์คุณลักษณะทางไฟฟ้าและนำไปสู่กระบวนการออกแบบสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟในลำดับถัดไป

3.3.1 การโพลาไรซ์สายอากาศ

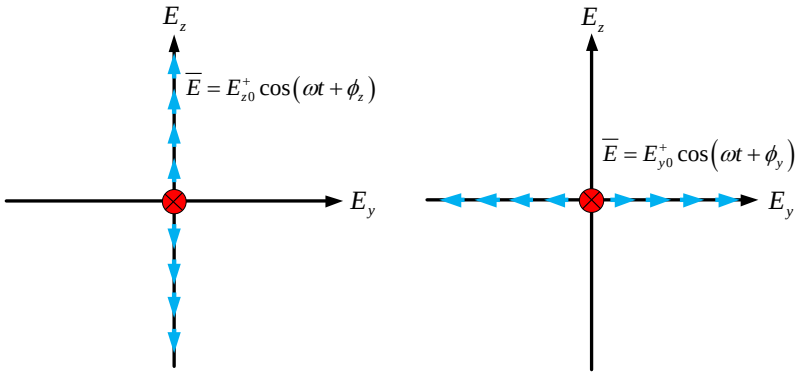
การโพลาไรซ์สายอากาศเป็นตัวบ่งชี้ทิศทางและขนาดสัมพัทธ์ของเวกเตอร์ของสนามไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งสังเกตจากลักษณะการกวาดของสนามไฟฟ้าโดยจะมองตามหลังคลื่นที่เดินทางออกไป สายอากาศมีลักษณะการโพลาไรซ์อยู่ 3 ประเภทหลักๆ คือการโพลาไรซ์เชิงเส้น (Linear polarization) การโพลาไรซ์วงกลม (Circular polarization) และการโพลาไรซ์วงรี (Elliptical polarization) [8, 43-44] สำหรับการโพลาไรซ์เชิงเส้นจะเป็นคลื่นระนาบจะมีการเปลี่ยนแปลงกับเวลาเป็นฮาร์มอนิกส์ประกอบด้วยสนามไฟฟ้าสององค์คือ E_z และ E_y เดินทางในทิศทาง $+x$ สามารถแสดงสนามไฟฟ้าขณะหนึ่งได้จากสมการที่ 3.32-3.34

$$\overline{E} = \hat{a}_z E_z + \hat{a}_y E_y \tag{3.32}$$

$$\overline{E} = \mathrm{Re}\left[\hat{a}_z E_z e^{j(\omega t - \beta x)} + \hat{a}_y E_y e^{j(\omega t - \beta x)} \right] \tag{3.33}$$

$$\overline{E} = \hat{a}_x E_{x0}^{+} \cos\left(\omega t - \beta z + \phi_x\right) + \hat{a}_y E_{y0}^{+} \cos\left(\omega t - \beta z + \phi_y\right) \tag{3.34}$$

โดยที่ E_z^+ และ E_y^+ คือ ขนาดของสนามไฟฟ้าในทิศทาง z และ y ในส่วนของ $E_{z0}^+ e^{j\phi_z}$ และ $E_{y0}^+ e^{j\phi_y}$ คือ เฟสของสนามไฟฟ้าในทิศทาง z และ y ตามลำดับ



(ก) โพลาไรซ์เชิงเส้นแนวตั้ง (ข) โพลาไรซ์เชิงเส้นแนวนอน

รูปที่ 3.6 ลักษณะการโพลาไรซ์เชิงเส้น

เมื่อพิจารณาสนามไฟฟ้าที่ตำแหน่ง x = 0 และ E_{y0}^+ = 0 จะให้เกิดการโพลาไรซ์เชิงเส้นแนวตั้งดังสมการที่ 3.35 และแสดงดังรูปที่ 3.6 (ก)

$$\overline{E} = \hat{a}_z E_{z0}^+ \cos(\omega t + \phi_z) \tag{3.35}$$

และในทางกลับกัน เมื่อกำหนดตำแหน่ง x = 0 โดยที่ E_{z0}^+ = 0 จะทำให้เกิดการโพลาไรซ์เชิงเส้นแนวนอนดังสมการที่ 3.36 และแสดงดังรูปที่ 3.6 (ข)

$$\overline{E} = \hat{a}_y E_{y0}^+ \cos(\omega t + \phi_y) \tag{3.36}$$

สำหรับการโพลาไรซ์วงกลมจะเกิดขึ้นได้ต่อเมื่อ ขนาดกำลังงานสนามไฟฟ้าของการโพลาไรซ์เชิงเส้นแนวตั้งและแนวนอนเท่ากัน แต่เฟสสัญญาณของสนามไฟฟ้าทั้งสองจะต้องต่างกัน 90 องศา ดังเช่นกรณีการโพลาไรซ์วงกลมหมุนขวา เมื่อกำหนด $E_{z0}^+ = E_{y0}^+$ และ ϕ_z = 90 องศา แทนลงในสมการที่ 3.35 และกำหนดให้ ϕ_y = 0 องศา แทนเข้าสมการที่ 3.36 จะได้ขนาดสนามไฟฟ้าในทิศทางแกน z ดังสมการที่ 3.37

$$\overline{E}_z = E_{z0}^+ \cos(\omega t + 90) = -E_{z0}^+ \sin(\omega t) \tag{3.37}$$

ขนาดสนามไฟฟ้าในทิศทางแกน y แสดงดังสมการที่ 3.38

$$\overline{E}_y = E_{y0}^+ \cos(\omega t) \tag{3.38}$$

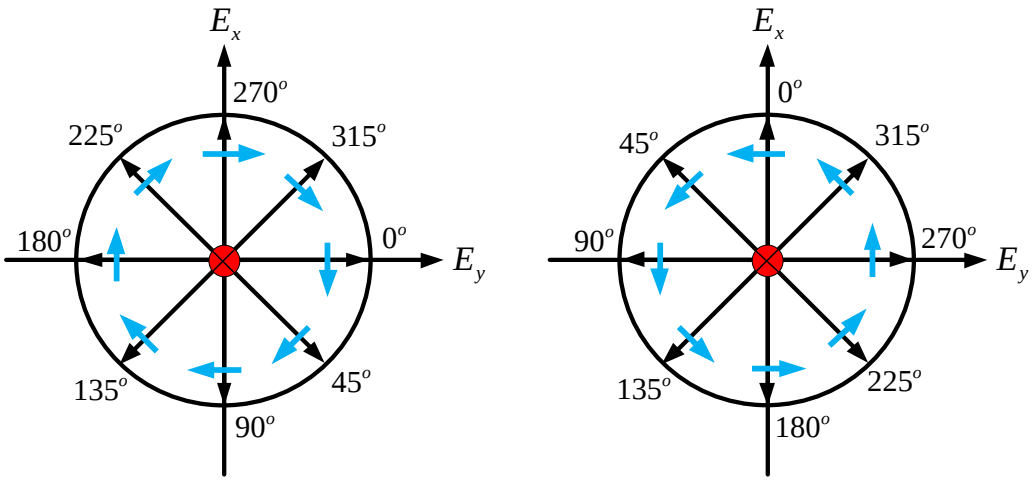
ดังนั้นขนาดสนามไฟฟ้าทั้งสองแกนจะเป็นไปตามสมการที่ 3.39

$$\overline{E}_{zy} = \sqrt{E_{z0}^{+\,2} + E_{y0}^{+\,2}} = \sqrt{E_{zy0}^{+\,2}\left(\cos^2 \omega t + \sin^2 \omega t\right)} = E_{zy0}^{+} \tag{3.39}$$

และจะได้สนามไฟฟ้ารวมดังสมการที่ 3.40

$$\overline{E}_{zy} = \mathrm{Re}\left[\hat{a}_z E_{zy0}^{+} e^{j\left(\omega t - \beta x + 90^o\right)} + \hat{a}_y E_{zy0}^{+} e^{j(\omega t - \beta x)}\right] \tag{3.40}$$

จากสมการที่ 3.40 พบว่าเฟสในสนามไฟฟ้าทิศทางแกน z นำหน้าสนามไฟฟ้าทิศทางแกน y อยู่ 90 องศา ส่งผลทำให้เกิดการโพลาไรซ์วงกลมหมุนขวาเกิดขึ้นดังรูปที่ 3.7 (ก) และในทางกลับกันการเกิดโพลาไรซ์วงกลมหมุนซ้าย เฟสในสนามไฟฟ้าทิศทางแกน y ตามหลังสนามไฟฟ้าทิศทางแกน z เท่ากับ -90 องศา ดังรูปที่ 3.7 (ข)



(ก) หมุนขวา (ข) หมุนซ้าย

รูปที่ 3.7 ลักษณะการโพลาไรซ์วงกลม

3.3.2 อัตราส่วนแกนของสายอากาศ

อัตราส่วนแกน (AR) เป็นการบ่งบอกถึงลักษณะการโพลาไรซ์ของสายอากาศในลักษณะแบบต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นการโพลาไรซ์เชิงเส้นหรือการโพลาไรซ์วงกลม โดยส่วนใหญ่ค่าอัตราส่วนแกนจะถูกพิจารณาเพื่อใช้ในการบ่งถึงลักษณะการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์วงกลม นอกจากนี้อัตราส่วนแกนยังสามารถอธิบายถึงการเปลี่ยนแปลงขนาดและเฟสของสนามไฟฟ้า สามารถวิเคราะห์ได้จากสมการที่ 3.41-3.43

$$\left(AR\right)_{dB} = 10\log\left[\frac{\left|E_{co}\right| + \left|E_{xp}\right|}{\left|E_{co}\right| - \left|E_{xp}\right|}\right]^2 \tag{3.41}$$

หรือ

$$(AR)_{dB} = 20\log\left[\frac{1+CPL}{1-CPL}\right] \tag{3.42}$$

เมื่อ

E_{co} คือ โพลาไรซ์ร่วมของสนามไฟฟ้า (Co-polarization)

E_{xp} คือ โพลาไรซ์ไขว้ของสนามไฟฟ้า (Cross-polarization)

CPL คือ ระดับกำลังงานโพลาไรซ์ไขว้ (Cross-polarization level)

$$CPL = \left|\frac{E_{xp}}{E_{co}}\right| = \left|\frac{1-Ae^{j\Delta\phi}}{1+Ae^{j\Delta\phi}}\right| \tag{3.43}$$

เมื่อ

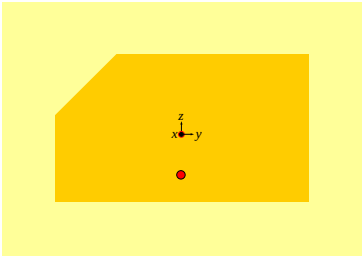
$$E_{co} = \left(1+Ae^{j\Delta\phi}\right)/\sqrt{2} \tag{3.44}$$

และ

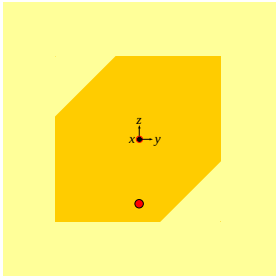
$$E_{xp} = \left(1-Ae^{j\Delta\phi}\right)/\sqrt{2} \tag{3.45}$$

โดยที่ A หรือ E^{+}_{xy0} คือ ขนาดของสนามไฟฟ้า $e^{j\Delta\phi}$ หรือ $e^{j(\omega t-\beta z)}$ คือ เฟสของสนามไฟฟ้า

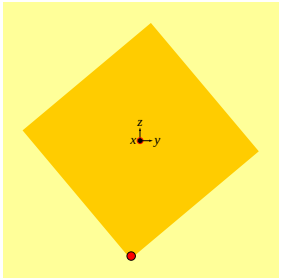
สายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟจะถูกพิจารณาคุณสมบัติทางไฟฟ้าอยู่ 2 ประเภทหลักๆ คือ ช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ และช่วงกว้างอัตราส่วนแกน 3 dB (3-dB AR BW) เพื่อให้สายอากาศที่ได้นำเสนอครอบคลุมการใช้งานในระบบอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟ (860-960 MHz) โดยทั่วไป สายอากาศแผ่นพิมพ์พื้นฐานมีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นแบบโพลาไรซ์เชิงเส้น แต่เมื่อทำการปรับแต่งแผ่นแพร่กระจายคลื่นด้วยการแทรกด้วยร่องว่างรูปทรงต่างๆ ดังรูปที่ 3.8 (ง) (ช) และ(ซ) การตัดขอบมุมหรือขอบแผ่นแพร่กระจายคลื่น ดังรูปที่ 3.8 (ก) (ข) และ (ญ) การป้อนสัญญาณตามแนวแกนเฉียงของตัวสายอากาศ ดังรูปที่ 3.8 (ฉ) (ช) (ซ) และ (ญ) และการใช้วงจรแบ่งกำลังงาน แต่เฟสต่างกัน 90 องศาเข้ามาร่วมใช้งานดังรูปที่ 3.8 (ญ) ด้วยเทคนิควิธีต่างๆ เหล่านี้สามารถทำให้สายอากาศแผ่นพิมพ์มีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์วงกลมเกิดขึ้นทันที โดยเข้าเงื่อนไขสนามไฟฟ้าทั้งสองมีขนาดเท่ากัน แต่เฟสสัญญาณของสนามไฟฟ้าทั้งสองจะต่างกัน 90 องศา ($\lambda/4$)



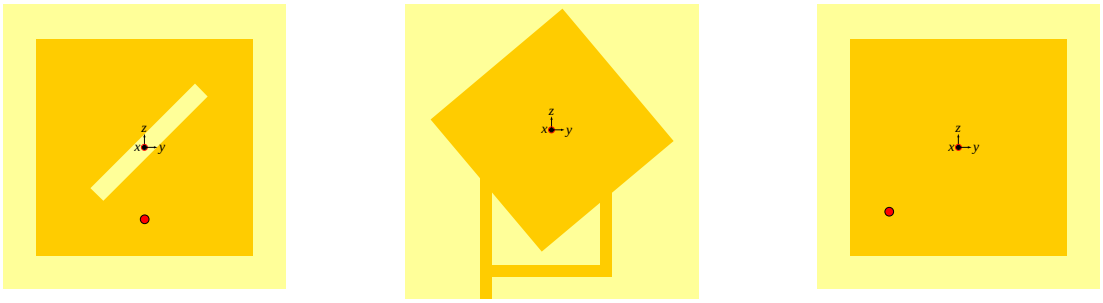
(ก) ตัดขอบมุมด้านเดียว



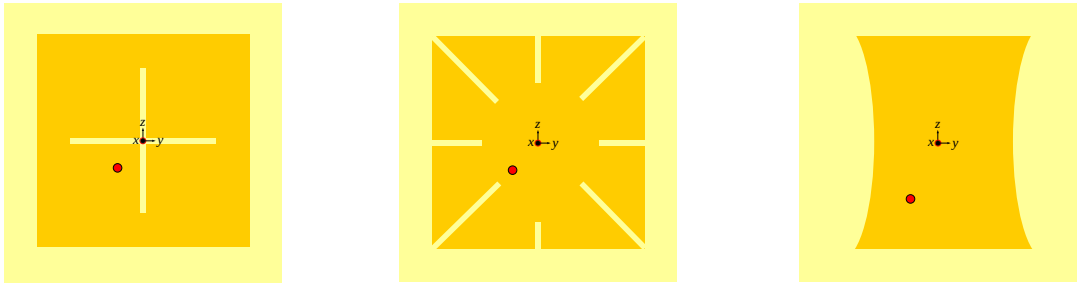
(ข) ตัดขอบมุมสองด้าน



(ค) ป้อนสัญญาณที่มุม



(ง) แทรกร่องแนวเฉียง (จ) วงจรแบ่งกำลังเฟสต่าง 90 องศา (ฉ) ป้อนสัญญาณแนวเฉียง



(ช) แทรกร่องรูปกากบาท (ซ) แทรกร่องตามขอบแผ่น (ญ) ตัดขอบแผ่นสองด้าน

รูปที่ 3.8 สายอากาศแผ่นพิมพ์ที่มีการแพร่กระจายคลื่นแบบโพลาไรซ์วงกลมในรูปแบบต่างๆ

3.3.3 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นสายอากาศ

การวิเคราะห์รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นพิมพ์สามารถทำได้สามวิธีหลัก ๆ คือ วิธีจำลองแบบสายส่ง (Transmission line model) วิธีจำลองแบบโพรง (Cavity model) และวิธีจำลองแบบเต็มลูกคลื่น (Full wave model) โดยวิธีการจำลองแบบสายส่งเป็นการวิเคราะห์ที่ง่ายที่สุดและขาดความแม่นยำทำให้ผลลัพธ์ที่ได้มีความผิดพลาดสูง วิธีการจำลองแบบโพรงเป็นการวิเคราะห์ที่มีความซับซ้อนและมีความแม่นยำสูง โดยวิธีนี้จะกำหนดให้แผ่นแพร่กระจายคลื่นเป็นโลหะตัวนำสมบูรณ์ ซึ่งโลหะดังกล่างจะถูกวางบนตำแหน่งด้านบนและด้านล่างที่ขนานกัน โดยระนาบกราวด์จะถูกกำหนดให้เป็นตัวนำแม่เหล็กไฟฟ้าสมบูรณ์ทรงกระบอกหรือลูกบาศก์สี่เหลี่ยมจัตุรัสตามแต่รูปทรงแผ่นแพร่กระจายคลื่นที่จะนำมาวิเคราะห์ และวิธีสุดท้ายคือการจำลองแบบเต็มลูกคลื่นโดยอาศัยสมการที่มีความซับซ้อนเข้ามาวิเคราะห์เพื่อให้ได้ผลลัพธ์ที่มีความแม่นยำสูงและสามารถวิเคราะห์สายอากาศแผ่นพิมพ์ได้ทุกโครงสร้างและมีโครงสร้างซับซ้อน สำหรับโครงการวิจัยนี้ได้อาศัยการวิเคราะห์วิธีจำลองแบบโพรงโดยมีสมการเริ่มต้นในการวิเคราะห์รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเพื่อหาเวคเตอรพอยน์ติงดังสมการที่ 3.46 และเป็นการนำเข้าไปสู่สมการสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในลำดับถัดไป

$$S = \mathrm{E} \times \mathrm{H} \tag{3.46}$$

โดยที่

S คือ เวกเตอร์พอยน์ติงที่เกิดขึ้นชั่วคราว

E คือ ความเข้มสนามไฟฟ้าชั่วคราว

H คือ ความเข้มของสนามแม่เหล็กชั่วคราว

ความเข้มสนามไฟฟ้าชั่วคราวและความเข้มของสนามแม่เหล็กชั่วคราวมีความสัมพันธ์ทางตัวเลขเชิงซ้อนสามารถแสดงได้ดังสมการที่ 3.47-3.48

$$\mathrm{E}(x,y,z,t) = \mathrm{Re}\left[\mathrm{E}(x,y,z)e^{iwt}\right] \tag{3.47}$$

$$\mathrm{H}(x,y,z,t) = \mathrm{Re}\left[\mathrm{H}(x,y,z)e^{iwt}\right] \tag{3.48}$$

โดยมีสมการจินตภาพ $\mathrm{Re}\left[Xe^{iwt}\right] = \frac{1}{2}\left[Xe^{iwt} + X^{*}e^{iwt}\right]$ ซึ่งจะถูกแทนลงในสมการที่ 3.46 จะได้สมการที่ 3.49

$$S = \frac{1}{2}\mathrm{Re}\left[\mathrm{E}\times\mathrm{H}^{*}\right] + \frac{1}{2}\mathrm{Re}\left[\mathrm{E}\times\mathrm{H}\,e^{iwt}\right] \tag{3.49}$$

ฉนั้นจะได้เวคเตอร์พอยน์ติงเฉลี่ยดังสมการที่ 3.50

$$S_{av} = \frac{1}{2}\mathrm{Re}\left[\mathrm{E}\times\mathrm{H}\right]Wm^{-2} \tag{3.50}$$

การวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบโพรงของโครงการวิจัยนี้ เนื่องจากสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลที่ได้นำเสนอออกแบบให้แผ่นแพร่กระจายคลื่นรูปวงกลม ดังนั้นจะถูกวิเคราะห์ในพิกัดทรงกระบอก โดยกำหนดให้ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์เป็นรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้าวางบนตำแหน่งด้านบนและด้านล่างแทนที่แผ่นแพร่กระจายคลื่นวงกลม และระนาบกราวน์ดจะถูกกำหนดให้เป็นตัวนำแม่เหล็กไฟฟ้าสมบูรณ์ที่มีรูปทรงกระบอก ดังนั้นโครงสร้างสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่อยู่ภายในโพรงทรงกระบอกที่กำหนดไว้จะให้ได้สมการเวคเตอร์โพเทนเชียลสนามแม่เหล็ก A_z ดังสมการที่ 3.51-3.53

$$\nabla^2 A_z(\varphi,\phi,z) + k^2 A_z(\varphi,\phi,z) = 0 \tag{3.51}$$

$$A_x = B_{mnp} J_m\left(k_\rho \rho'\right)\left[A_2\cos\left(m\phi'\right) + B_2\sin\left(m\phi'\right)\right]\cos\left(k_z z'\right) \tag{3.52}$$

$$\left(k_\rho\right)^2 + \left(k_z\right) = k_r^2 = \omega_r^2\mu\varepsilon \tag{3.53}$$

เวกเตอร์โพเทนเชียลสนามแม่เหล็ก A_z มีความสัมพันธ์กับสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก โดยจะถูกวิเคราะห์ในพิกัดทรงกระบอก ดังนั้นจะได้สมการที่ 3.54-3.56

$$E_\rho = -j\frac{1}{\omega\mu\varepsilon}\frac{\partial^2 A_z}{\partial\rho\partial z} \qquad H_\rho = \frac{1}{\mu}\frac{1}{\rho}\frac{\partial A_z}{\partial\rho_x} \tag{3.54}$$

$$E_\phi = -j\frac{1}{\omega\mu\varepsilon}\frac{1}{\rho}\frac{\partial^2 A_z}{\partial\rho\partial z} \qquad H_\phi = -\frac{1}{\mu}\frac{\partial A_z}{\partial\rho_x} \tag{3.55}$$

$$E_z = -j\frac{1}{\omega\mu\varepsilon}\left[\frac{\partial^2}{\partial z^2}+k^2\right]A_z \qquad H_z = 0 \tag{3.56}$$

สมการสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในสมการที่ 3.57-3.59 จะต้องอยู่ในเงื่อนไขดังต่อไปนี้

$$E_\rho\left(0\le\rho'\le a, 0\le\phi'\le 2\pi, z'=0\right)=0 \tag{3.57}$$

$$E_\rho\left(0\le\rho'\le a, 0\le\phi'\le 2\pi, z'=h\right)=0 \tag{3.58}$$

$$H_\phi\left(\rho'=a, 0\le a, 0\le\phi'\le 2\pi, 0\le z'\le h\right)=0 \tag{3.59}$$

โดย ρ', ϕ, z' จะถูกใช้เพื่อแสดงเขตข้อมูลภายในโพรง และ $J_m(x)$ ซึ่งเป็นฟังก์ชันเบสเซลที่ใช้วิเคราะห์สายอากาศแผ่นพิมพ์วงกลม กำหนดให้อยู่บนโหมด TM_{110} และทำให้เกิดสนามไฟฟ้าดังสมการที่ 3.61-3.63

$$E_r = 0 \tag{3.61}$$

$$E_\theta = -j\frac{k_0 R_{eff} V_0 e^{-jk_o^r}}{2r}\left\{\cos\phi\, j'_{02}\right\} \qquad (0^o\le\theta\le 90^o) \tag{3.62}$$

$$E_\phi = -j\frac{k_0 R_{eff} V_0 e^{-jk_o^r}}{2r}\left\{\cos\theta\sin\phi\, j_{02}\right\} \qquad (\phi = 0^o, 180^o) \tag{3.63}$$

$$J'_{o2} = J_o\left(k_o R_{eff}\sin\theta\right) - \left(k_o R_{eff}\sin\theta\right) \tag{3.64}$$

$$J_{o2} = J_o\left(k_o R_{eff}\sin\theta\right) + \left(k_o R_{eff}\sin\theta\right) \tag{3.65}$$

สมการกำลังงานสูงสุดที่แพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นพิมพ์วงกลมสามารถหาได้จากสมการที่ 3.66

$$P_{rad} = |V_0|\frac{(k_0 R_{eff})^2}{960}\left\{\begin{array}{l}\left[1-\frac{3}{2^3}\alpha^2\sin^2\theta+\frac{1}{3\times 2^3}\alpha^4\sin^4\theta-\frac{7}{12\times 2^{10}}\alpha^6\sin^6\theta\right]+ \\ 0.333\left[1-\frac{3}{2^3}\alpha^2\sin^2\theta+\frac{1}{3\times 2^3}\alpha^4\sin^4\theta-\frac{7}{12\times 2^{10}}\alpha^6\sin^6\theta\right]\end{array}\right\} \tag{3.66}$$

และสมการกำลังงานสูงสุดที่แพร่กระจายคลื่นออกสู่อากาศ ในกรณีคิดค่าการสูญเสียของค่าไดอิเล็กตริก หรือวัสดุฐานรองต่าง ๆ จะได้สมการที่ 3.67

$$G_{rad} = |V_0| \frac{(k_0 R_{eff})^2}{480} \left\{ \begin{array}{l} \left[1 - \frac{3}{2^3}\alpha^2 \sin^2\theta + \frac{1}{3\times 2^3}\alpha^4 \sin^4\theta - \frac{7}{12\times 2^{10}}\alpha^6 \sin^6\theta \right] + \\ 0.333\left[1 - \frac{3}{2^3}\alpha^2 \sin^2\theta + \frac{1}{3\times 2^3}\alpha^4 \sin^4\theta - \frac{7}{12\times 2^{10}}\alpha^6 \sin^6\theta \right] \end{array} \right\} \quad (3.67)$$

3.3.4 ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง

ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) เป็นค่าอัตราส่วนของความเข้มกำลังงานการแพร่กระจายคลื่น ($U_{\max}$) มากที่สุดต่อความเข้มกำลังงานการแพร่กระจายคลื่น (U_o) ของสายอากาศไอโซทรอปิก (Isotropic) โดยสายอากาศไอโซทรอปิกนี้มีลักษณะการแพร่กระจายกำลังงานเป็นรูปทรงกลมและมีความเข้มกำลังที่เท่ากันทุกมุมทุกทิศทาง (ถ้าไม่มีการระบุทิศทาง) โดยทั่วไปค่าสภาพเจาะจงทิศทางจะแสดงในหน่วยของเดซิเบล (dB) สามารถหาได้จากการแปลงค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่ไม่มีหน่วย (Dimensionless) ได้จากสมการที่ 3.68

$$D_o = \frac{U_{\max}}{U_o} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{rad}} \quad (3.68)$$

เมื่อพิจารณาสมการสนามไฟฟ้าที่ 3.61-3.65 และกำลังงานสูงสุดที่แพร่กระจายคลื่นในสมการที่ 3.66 จะได้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางดังสมการที่ 3.69

$$D_o = \frac{\left(k_o R_{eff}\right)^2}{120 G_{rad}} \quad (3.69)$$

เมื่อ

$$k_o = \frac{2\pi f_{mn}}{c} \quad (3.70)$$

3.4 สรุป

การออกแบบและการวิเคราะห์สายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้นที่ได้นำเสนอ จะถูกแบบตามทฤษฎีในบทที่ 3 นี้ โดยขั้นตอนแรกจะออกแบบให้สายอากาศมีแผ่นแพร่กระจายคลื่นรูปวงกลมทำงานบนโหมด TM_{110} พร้อมการป้อนสัญญาณด้วยโพรบโคแอคเชียล มีลักษณะการแพร่กระจายโพลาไรซ์เชิงเส้นแนวตั้ง ขั้นตอนที่สองออกแบบและวิเคราะห์ให้สายอากาศมีช่วงกว้างแถบความถี่ครอบคลุมตั้งแต่ 860-960 MHz โดยใช้การป้อนสัญญาณเชิงประจุไฟฟ้า ขั้นตอนที่สามออกแบบและวิเคราะห์การแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์วงกลมโดยการเจาะร่องแผ่นแพร่กระจายคลื่นด้วยร่องโค้งวงกลมขนาดใหญ่ และขั้นสุดท้ายการตัดขอบมุมของแผ่นแพร่กระจายคลื่นทั้งสี่มุมเพื่อให้ค่าอัตราส่วนแกนทำงานที่ความถี่ 910 MHz ดังนั้นการแก้ไขและปรับปรุงแผ่นแพร่กระจายคลื่นจะเกิดเป็นรูปทรงลูกเทนนิสที่ได้นำเสนอ สำหรับการออกแบบแผ่นแพร่กระจายคลื่นในแต่ละขั้นตอนจะถูกกล่าวไว้ในบทถัดไป

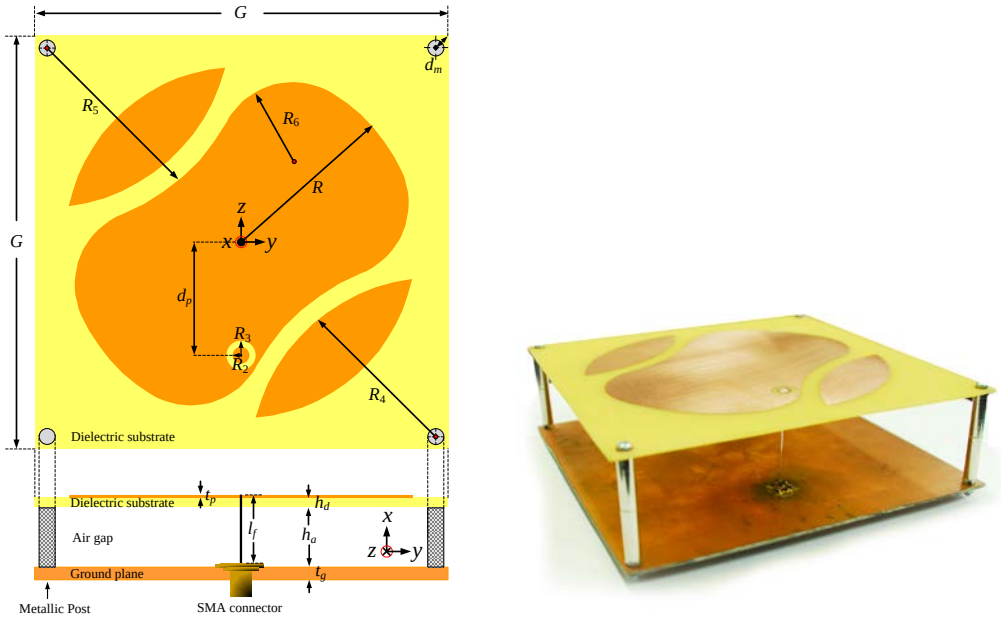
บทที่ 4
การวิเคราะห์และการออกแบบสายอากาศ

4.1 บทนำ

ในบทนี้กล่าวถึงการวิเคราะห์และการอออกแบบสายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้น โดยมุ่งเน้นออกแบบแผ่นแพร่กระจายคลื่นเพื่อให้สายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟครอบคลุมความถี่ใช้งานทั่วโลกตั้งแต่ 860-960 MHz มีการโพลาไรซ์วงกลม มีค่าอัตราส่วนแกนต่ำกว่า 3 dB ตลอดย่านความถี่ โดยการวิเคราะห์และการออกแบบจะคำนึงถึงคุณสมบัติทางไฟฟ้าต่าง ๆ เช่น ค่า $|S_{11}|$ ช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ ค่าอัตราส่วนแกน และช่วงแถบความถี่อัตราส่วนแกน 3-dB เป็นต้น

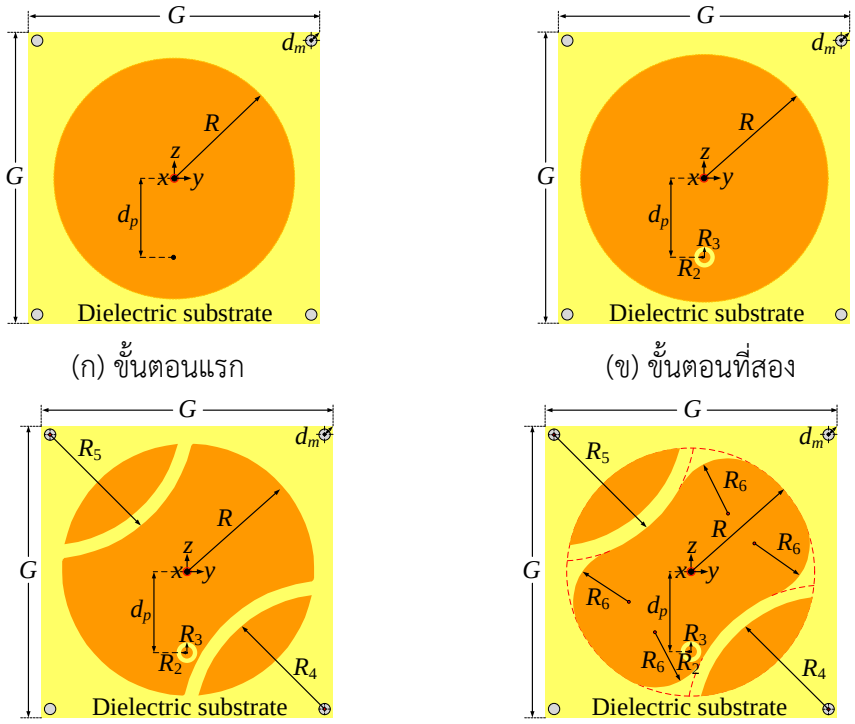
4.2 โครงสร้างและการออกแบบสายอากาศ

รูปที่ 4.1 แสดงโครงสร้างของสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟที่ได้นำเสนอ โดยโครงสร้างสายอากาศถูกออกแบบให้เป็นรูปทรงสี่เหลี่ยมจัตุรัส (G) ด้วยขนาด 165x165 มม. สำหรับแผ่นแพร่กระจายคลื่นออกแบบให้เป็นรูปทรงลูกเทนนิสที่มีรัศมี (R) เท่ากับ 69.7 มม. ความสูงของแผ่นวัสดุฐานรอง (h_d) เท่ากับ 1.6 มม. และเลือกใช้วัสดุฐานรองแผ่นพิมพ์ชนิดอีพร็อกซี่ (ε_r = 3.78) มีความหนาของแผ่นทองแดง (t_p) และค่าสูญเสียของวัสดุฐานรอง (TanD) เท่ากับ 0.03 มม. และ 0.04 ตามลำดับ โครงสร้างสายอากาศได้ออกแบบให้เป็นโครงสร้างสองชั้นโดยมีช่องว่างอากาศ (h_a) อยู่ระหว่างวัสดุฐานรองกับระนาบกราวดน์เท่ากับ 42 มม. นอกจากนี้แผ่นแพร่กระจายคลื่นมีการแทรกด้วยร่องว่างวงแหวนวงกลมขนาดเล็กที่ถูกเชื่อมต่อกับโพรบโคแอคเชียลไฟฟ้าแบบเชิงเส้น การป้อนสัญญาณเชิงประจุไฟฟ้า (ร่องว่างวงแหวนวงกลม) จะถูกวางอยู่บนตำแหน่งแนวแกนตั้งของสายอากาศ มีระยะการป้อนสัญญาณ (d_p) โดยมีระยะจากจุดศูนย์กลางของแผ่นแพร่กระจายคลื่นถึงตำแหน่งจุดป้อนสัญญาณเท่ากับ 45 มม. สำหรับรัศมีด้านใน (R_2) และรัศมีด้านนอก (R_3) ของร่องว่างวงแหวนวงกลมจะเท่ากับ 3.17 มม. และ 5.6 มม. ตามลำดับ ในส่วนของความยาวโพรบป้อนสัญญาณ (l_f) และความหนาของระนาบกราวนด์ (t_g) มีค่าเท่ากับ 43.6 มม. และ 1.6 มม. ตัวยึดแบบโลหะทั้ง 4 ตัว ถูกยึดไว้ระหว่างแผ่นแพร่กระจายคลื่นกับระนาบกราวนด์โดยมีระยะ (d_m) จากจุดศูนย์กลางของตัวยึดโลหะถึงมุมสายอากาศเท่ากับ 7.07 มม. นอกจากนี้ยังได้อาศัยจุดศูนย์กลางของตัวยึดโลหะจำนวน 2 ตัว ที่มีตำแหน่งตรงข้ามกันเพื่อใช้ตำแหน่งดังกล่าวเพื่อสร้างร่องว่างโค้งคู่ขนาดใหญ่ ซึ่งร่องว่างโค้งคู่นี้จะถูกแยกออกจากแผ่นแพร่กระจายคลื่นวงกลมเพื่อให้ได้รูปทรงใบไม้จำนวน 2 แผ่น และมีแผ่นแพร่กระจายคลื่นตรงกลางขนาดใหญ่จำนวน 1 แผ่น โดยมีรัศมีด้านใน (R_4) และรัศมีด้านนอก (R_5) ของร่องว่างโค้งขนาดใหญ่เท่ากับ 74 มม. และ 81.5 มม. ตามลำดับ ที่ขอบมุมทั้ง 4 ด้านของแผ่นแพร่กระจายคลื่นตรงกลางขนาดใหญ่จะถูกตัดขอบด้วยรูปทรงโค้งรัศมี (R_6) เท่ากับ 30 มม. ดังรูปที่ 4.1 (ก) และ (ข)



(ก) โครงสร้างสายอากาศที่ได้นำเสนอ (ข) โครงสร้างสายอากาศตัวต้นแบบ

รูปที่ 4.1 โครงสร้างสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟ



(ก) ขั้นตอนแรก (ข) ขั้นตอนที่สอง

(ค) ขั้นตอนที่สาม) (ง) ขั้นตอนที่สี่

รูปที่ 4.2 วิวัฒนการการออกแบบสายอากาศที่ได้นำเสนอ

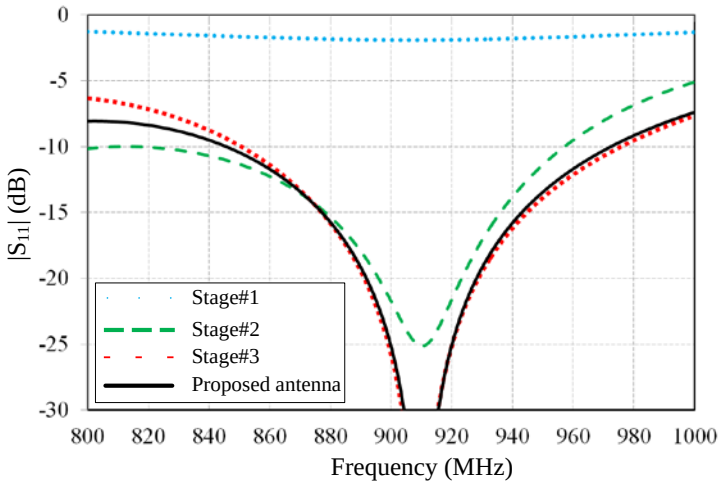
ดังนั้นโครงการวิจัยนี้ได้แบ่งการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศที่ได้นำเสนอจำนวน 4 ขั้นตอนหลัก (4 main stages) ประกอบไปด้วย ขั้นตอนแรก (Stage#1) เป็นการการออกแบบสายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้นที่ถูกป้อนด้วยโพรบโคแอคเชียลและออกแบบแผ่นแพร่กระจายคลื่นวงกลมที่ทำงานบนโหมด TM_{110} ดังรูปที่ 4.2 (ก) ขั้นตอนที่สอง (Stage#2) เป็นการออกแบบสายอากาศให้สามารถขยายแถบความถี่ ($|S_{11}|$ BW) โดยใช้เทคนิคการป้อนเชิงประจุไฟฟ้าด้วยร่องว่างวงแหวน

วงกลมดังรูปที่ 4.2 (ข) ขั้นตอนที่สาม (Stage#3) เป็นการออกแบบร่องว่างวงแหวนโค้งคู่ขนาดใหญ่เพื่อทำให้สายอากาศมีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์วงกลมดังรูปที่ 4.2 (ค) ขั้นตอนที่สี่ (Stage#4 or proposed antenna) เป็นการตัดขอบมุมของแผ่นแพร่กระจายคลื่นตรงกลางขนาดใหญ่เพื่อให้สามารถปรับเปลี่ยนค่าอัตราส่วนแกนเป็นไปตามความถี่กลางที่ใช้ในการออกแบบดังรูปที่ 4.2 (ง) โดยในส่วนของขั้นตอนที่สามและสี่ เมื่อเกิดการรวมกันจะทำให้แผ่นแพร่กระจายคลื่นกลายเป็นรูปทรงลูกเทนนิสที่ได้นำเสนอโดยมีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของแต่ละขั้นตอนถูกระบุในตารางที่ 4.1

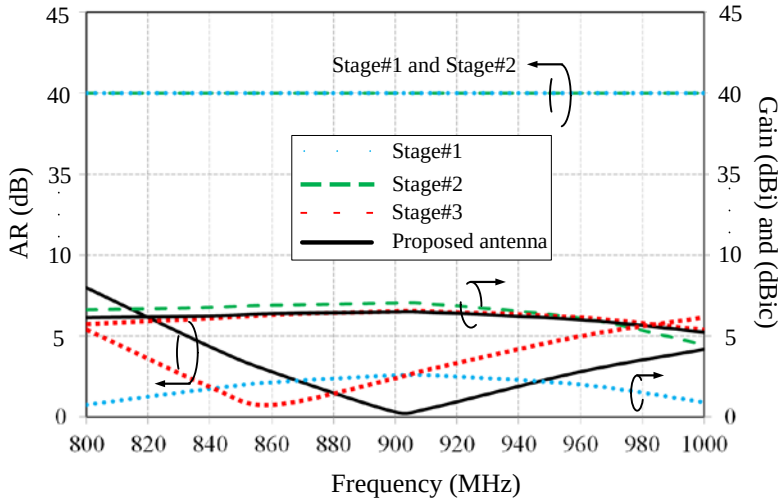
ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ทั้งสี่ขั้นตอนการออกแบบของวิวัฒนาการสายอากาศที่ได้นำเสนอ

พารามิเตอร์	**ขั้นตอนแรก (มม.)**	**ขั้นตอนที่สอง (มม.)**	**ขั้นตอนที่สาม (มม.)**	**ขั้นตอนที่สี่ (มม.)**
G	165	165	165	165
h_a	42	42	42	42
h_d	1.6	1.6	1.6	1.6
d_p	45	45	45	45
d_m	7.07	7.07	7.07	7.07
R	63.23	69.7	69.7	69.7
R_2	-	3.45	3	3.17
R_3	-	6.4	5.6	5.6
R_4	-	-	74	74
R_5	-	-	81.5	81.5
R_6	-	-	-	30

รูปที่ 4.3 (ก) เป็นผลจำลองช่วงกว้างแถบความถี่ $|S_{11}|$ ของวิวัฒนาการตั้งแต่ขั้นตอนแรกถึงขั้นตอนสุดท้ายของสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลที่ได้นำเสนอพบว่า จากการสังเกตขั้นตอนแรกสายอากาศไม่แมตช์ทางอิมพีแดนซ์เกิดขึ้น แต่เมื่อมีการแทรกร่องว่างวงแหวนวงกลมลงบนแผ่นแพร่กระจายคลื่นวงกลมโดยอาศัยเทคนิคการป้อนสัญญาณเชิงประจุไฟฟ้า สายอากาศจะเกิดการแมตชิ่งอิมพีแดนซ์และสามารถช่วยเพิ่มช่วงกว้างแถบความถี่ $|S_{11}|$ ได้ถึง 15.69% (814.2-957 MHz) สำหรับขั้นตอนที่สามจะให้ช่วงกว้างแถบความถี่ $|S_{11}|$ 13.71% (850.8-975.6 MHz) และขั้นตอนสุดท้ายจะให้ช่วงกว้างแถบความถี่ $|S_{11}|$ ถึง 13.89% (845.8-972.2 MHz) ตามลำดับ



(ก) ค่า $|S_{11}|$



(ข) ค่าอัตราส่วนแกนและค่าอัตราขยาย

รูปที่ 4.3 การเปรียบเทียบผลจำลองทั้งสี่ขั้นตอนของสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลที่ได้นำเสนอ

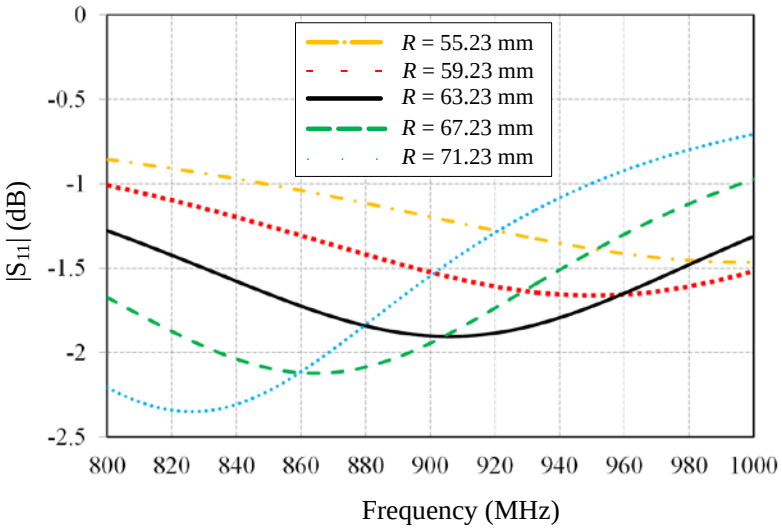
รูปที่ 4.3 (ข) แสดงผลจำลองช่วงกว้างแถบความถี่อัตราส่วนแกน 3-dB และค่าอัตราขยาย พบว่า ขั้นตอนแรกและขั้นตอนที่ 2 จะให้ค่าอัตราส่วนแกนถึง 40 dB ซึ่งบ่งบอกถึงลักษณะการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบเชิงเส้น โดยมีช่วงกว้างแถบความถี่อัตราส่วนแกนเท่ากับ 21.98% (800-1000 MHz) สำหรับในส่วนของขั้นตอนที่สามเกิดการรีโซแนนทซ์ที่ความถี่ 860 MHz มีช่วงกว้างแถบความถี่อัตราส่วนแกนเท่ากับ 9.88% (827.5-912.5 MHz) และขั้นตอนสุดท้าย (สายอากาศที่ได้นำเสนอ) จะเกิดการรีโซแนนทซ์ที่ความถี่ออกแบบ 910 MHz มีช่วงกว้างแถบความถี่อัตราส่วนแกนเท่ากับ 12.31% (853-965 MHz) ตามลำดับ สำหรับการจำลองค่าอัตราขยายสายอากาศพบว่า ขั้นตอนแรกและขั้นตอนที่สองจะให้ค่าอัตราขยายสายอากาศ <3 dBi และ >6 dBi ในทางกลับกันขั้นตอนที่สามและสี่ จะให้อัตราขยายมากกว่า 6 dBic

4.3 การออกแบบและการวิเคราะห์สายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้น

สำหรับในหัวข้อนี้เป็นการวิเคราะห์และการออกแบบสายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้น โดยเริ่มต้นจากการแผ่นแพร่กระจายคลื่นวงกลม ถัดมาเป็นการนำเทคนิคการป้อนสัญญาณเชิงประจุไฟฟ้าเพื่อขยายช่วงกว้างแถบความถี่ $|S_{11}|$ จากนั้นเป็นการนำเทคนิคการแทรกร่องว่างวงแหวนโค้งคู่ขนาดใหญ่เพื่อให้สายอากาศมีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์วงกลมและสุดท้ายเป็นการนำเทคนิคการตัดมุมขอบเพื่อปรับเปลี่ยนค่าอัตราส่วนแกนไปยังความถี่กลาง 910 MHz โดยสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลที่ได้นำเสนอนี้ได้พัฒนาและสามารถใช้งานในระบบอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟสากลทั่วโลก โดยคำนึงคุณสมบัติไฟฟ้าต่าง ๆ เช่น ค่า $|S_{11}|$ ช่วงกว้างแถบความถี่ $|S_{11}|$ ช่วงกว้างแถบความถี่อัตราส่วนแกน 3-dB และค่าอัตราขยายสายอากาศ เพื่อให้สอดคล้องกับมาตรฐานที่กำหนดไว้

4.3.1 สายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้นเริ่มต้น (ขั้นตอนแรก)

สายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้นเริ่มต้นออกแบบ (State#1) ให้แผ่นแพร่กระจายคลื่นเป็นรูปวงกลมและออกแบบบนโหมด TM_{110} สำหรับกำหนดค่าพารามิเตอร์ความสูงของช่องว่างอากาศ (h_a) ความสูงของวัสดุฐานรอง (h_d) และค่าไดอิเล็กตริกคงที่เท่ากับ 42 มม. 16 มม. และ 3.78 ตามลำดับ จากการคำนวณรัศมี (R) ของแผ่นแพร่กระจายคลื่นวงกลมที่ความถี่กลาง 910 MHz จะเท่ากับ 59.23 มม.



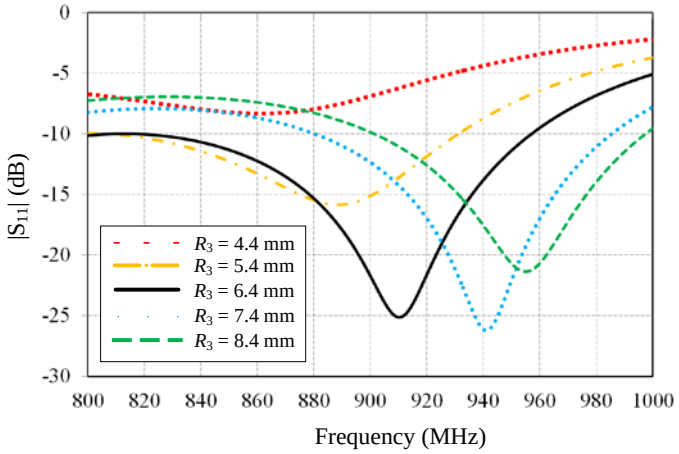
รูปที่ 4.4 ผลจำลองความสัมพันธ์ระหว่างค่า $|S_{11}|$ กับความถี่รีโซแนนท์ เมื่อทำการปรับเปลี่ยนรัศมี (R) ของแผ่นแพร่กระจายคลื่นวงกลม

โดยทั่วไป สายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้นพร้อมการป้อนสัญญาณด้วยโพรบโคแอคเชียลมีข้อจำกัดทางด้านความสูงช่องว่างอากาศต้องไม่เกิน 20 มม. ซึ่งจะเกิดความไม่แมตช์ชิ่ง (Missmatching) ทางอิมพีแดนซ์ สามารถแก้ไขปัญหาได้โดยการนำเทคนิคการป้อนสัญญาณอื่น ๆ เข้ามาร่วมออกแบบ เช่น การป้อนสัญญาณเชิงประจุไฟฟ้าที่ได้นำเสนอในโครงการวิจัยนี้ จึงจะส่งผลทำให้สายอากาศเกิดการแมตชิ่งและช่วยขยายช่วงกว้างแถบความถี่ จากรูปที่ 4.4 เป็นผลการจำลองค่า $|S_{11}|$ เมื่อมีการปรับเปลี่ยนรัศมี (R) ของแผ่นแพร่กระจายคลื่นตั้งแต่ 55.23-71.23 มม. พบว่าแผ่นแพร่กระจายคลื่นรัศมีเท่ากับ 55.23 มม. 59.23 มม. (คำนวณจากสมการ) 63.23 มม. 67.23 มม.

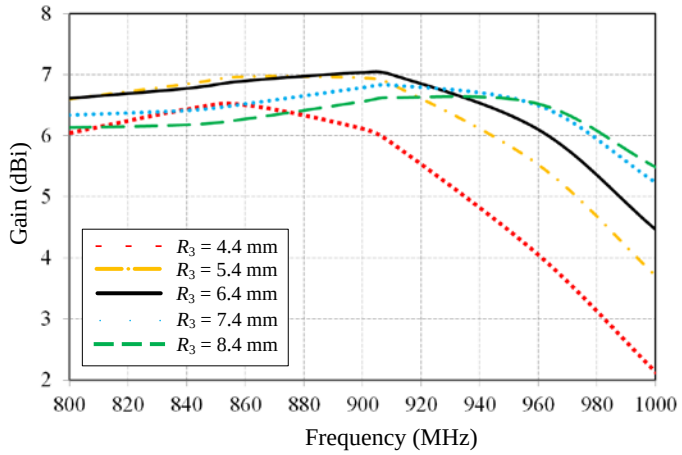
และ 71.23 มม. จะเกิดการรีโซแนนทซ์ความถี่เท่ากับ 1000 MHz 960 MHz 910 MHz 870 MHz และ 825 MHz ตามลำดับ มากไปกว่านั้น ผลการจำลองทั้งหมดนี้ สายอากาศเกิดความไม่แมตซ์ซิ่งอิมพีแดนซ์และยังส่งผลต่อค่าอัตราขยายที่น้อยกว่า 3 dBi แต่อย่างไรก็ตาม ผลการจำลองการโพลาไรซ์ของสายอากาศยังคงพบว่า มีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์เชิงเส้นแนวตั้งดังรูปที่ 4.3 (ข)

4.3.2 การป้อนสัญญาณเชิงประจุไฟฟ้า (ขั้นตอนที่สอง)

จากปัญหาที่ผ่านมา การป้อนสัญญาณด้วยโพรบโคแอคเชียลที่มีความสูงของช่องว่างอากาศเท่ากับ 42 มม. สายอากาศเกิดความไม่แมตซ์ทางอิมพีแดนซ์ ดังนั้นในห้อข้อได้ใช้เทคนิคการป้อนสัญญาณเชิงประจุไฟฟ้าร่วมกับการป้อนสัญญาณด้วยโพรบโคแอคเชียล (Stage#2) เพื่อทำให้สายอากาศแมตชิ่งและสามารถขยายช่วงกว้างความถี่ โดยเทคนิควิธีการป้อนสัญญาณเชิงประจุไฟฟ้าได้อาศัยร่องว่างวงแหวนวงกลมแทรกลงแผ่นแพร่กระจายคลื่น ซึ่งรัศมีแผ่นแพร่กระจายคลื่นวงกลมจะถูกหาค่ารัศมีที่ดีที่สุดและเกิดการรีโซแนนทซ์ความถี่กลาง 910 MHz ที่ใช้ในการออกแบบ ดังนั้นจะได้รัศมี (R) เท่ากับ 69.7 มม. นอกจากนี้ได้ทำการวิเคราะห์และศึกษาผลการจำลอง เมื่อทำการปรับเปลี่ยนรัศมีด้านนอก (R_3) ของร่องว่างวงแหวนวงกลมตั้งแต่ 4.4-8.4 มม. โดยค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จะถูกแสดงดังตารางที่ 4.1 ในส่วนของขั้นตอนนี้สายอากาศยังคงมีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์เชิงเส้นแนวตั้งและมีการแพร่กระจายคลื่นชนิดเจาะจงทิศทางเช่นเดียวกับขั้นตอนแรก โดยรูปที่ 4.5 (ก) เป็นผลการจำลองได้ทำการปรับเปลี่ยนรัศมีด้านนอก (R_3) ของร่องว่างวงแหวนวงกลมจำนวน 5 ค่าพารามิเตอร์ด้วยกันคือ 4.4 มม 5.4 มม. 6.4 มม. 7.4 มม. และ 8.4 มม. ตามลำดับ พบว่า เกิดการรีโซแนนทซ์ที่ความถี่ 865 MHz (ไม่แมตซ์และไม่มีช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$) รีโซแนนทซ์ที่ความถี่ 890 MHz (มีช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ เท่ากับ 12.96%) รีโซแนนทซ์ที่ความถี่ 910 MHz (มีช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ เท่ากับ 15.69%) รีโซแนนทซ์ที่ความถี่ 940 MHz (มีช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ เท่ากับ 11.58%) และรีโซแนนทซ์ที่ความถี่ 953 MHz (มีช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ เท่ากับ 10.63%) ตามลำดับ สำหรับรัศมี R_3 เท่ากับ 6.4 มม. จะเกิดการรีโซแนนทซ์ที่ความถี่กลาง 910 MHz และครอบคลุมความถี่ตั้งแต่ 814.2-957 MHz (มีช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ เท่ากับ 15.69%) แต่อย่างไรก็ตาม การออกแบบสายอากาศขั้นตอนที่ได้นำเสนอนี้ยังไม่สามารถครอบคลุมระบบอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟสากลได้ตามที่ต้องการ สำหรับรูปที่ 4.5 (ข) คือผลจำลองค่าอัตราขยายสายอากาศ พบว่า มีค่าอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 7.12 dBi ที่ความถี่กลาง (910 MHz) ด้วยรัศมี (R_3) เท่ากับ 6.4 มม. สำหรับค่าอัตราขยายเฉลี่ยมาก 6.5 dBi เว้นแต่รัศมี (R_3) เท่ากับ 4.4 มม. จะให้ค่าอัตราขยายเฉลี่ยเพียง 5.63 dBi เนื่องจากเกิดการไม่แมตซ์ของสายอากาศ



(ก) ผลจำลองค่า $|S_{11}|$

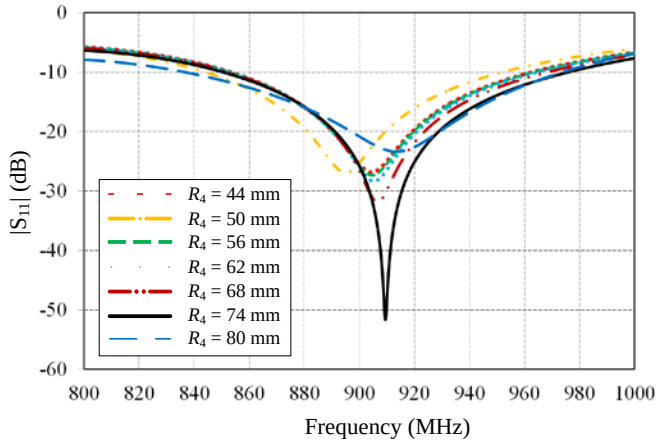


(ข) ผลจำลองค่าอัตราขยายสายอากาศ

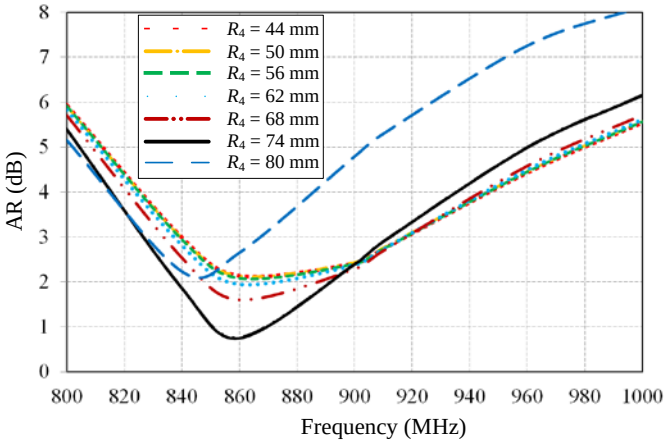
รูปที่ 4.5 ผลจำลองเมื่อทำการปรับเปลี่ยน R_3 (ขั้นตอนที่สอง)

4.3.3 เทคนิคการจับคู่ (ขั้นตอนที่สาม)

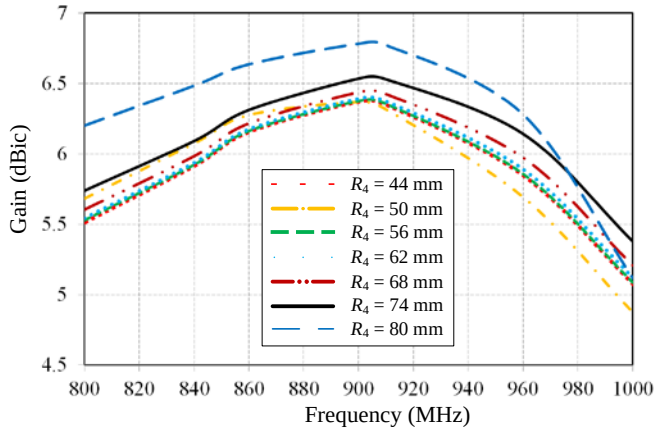
การวิเคราะห์และการออกแบบในขั้นตอนนี้จะพิจารณาค่าพารามิเตอร์รัศมีด้านใน (R_4) ของร่องโค้งขนาดใหญ่ ซึ่งส่งผลกระต่อการโพลาไรซ์ของสายอากาศและสามารถเปลี่ยนแปลงการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์เชิงเส้นเป็นโพลาไรซ์วงกลม นอกจากนี้ ในขั้นตอนนี้ยังต้องวิเคราะห์และพิจารณาค่าอัตราส่วนแกนเข้าร่วมด้วยเช่นกัน



(ก) ค่า $|S_{11}|$



(ข) ค่าอัตราส่วนแกน (AR)



(ค) ค่าอัตราขยายสายอากาศ

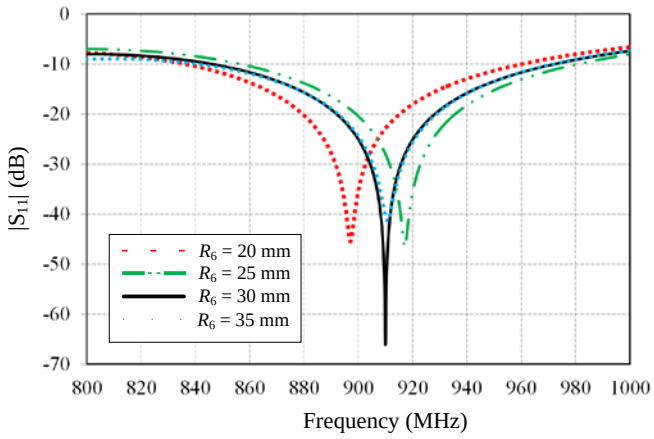
รูปที่ 4.6 ผลจำลองคุณสมบัติทางไฟฟ้าสายอากาศเมื่อปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ R_4 (ขั้นตอนที่สาม)

สำหรับขั้นตอนที่สามจะถูกจำกัดรัศมีด้านนอก (R_5) ของร่องว่างวงแหวนโค้งขนาดใหญ่ต้องมีรัศมีไม่เกิน 81.5 มม. เนื่องจากจะเกิดการเหลื่อมล้ำรวมถึงการซ้อนทับกันระหว่างร่องโค้งขนาดใหญ่กับร่องว่างวงแหวนวงกลมขนาดเล็กที่อยู่บนแผ่นแพร่กระจายคลื่น สำหรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จะถึงระบุไว้ในตารางที่ 4.1 และในขั้นตอนนี้จะทำวิเคราะห์และศึกษาค่ารัศมี R_4 และทำการศึกษาเมื่อมีการ

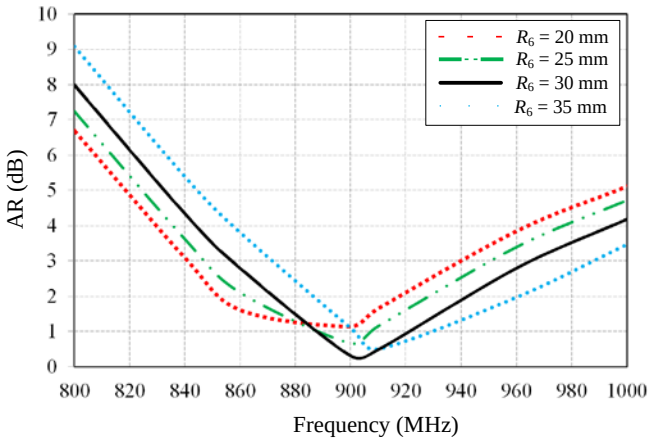
ปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ R_4 ตั้งแต่ 44-80 มม. ดังรูปที่ 4.6รูปที่ 4.6 (ก) เป็นผลการจำลองค่า $|S_{11}|$ และช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ โดยมีความสัมพันธ์กับความถี่รีโซแนนทซ์ เมื่อทำการปรับเปลี่ยนรัศมีด้านนอก (R_4) ของร่องว่างวงแหวนวงกลมขนาดใหญ่ เท่ากับ 44 มม. 50 มม. 56 มม. 62 มม. 68 มม. 74 มม. และ 80 มม. ตามลำดับ จากผลการจำลอง R_4 เท่ากับ 44 มม. (ไร้รูปทรงใบไม้) 50 มม. (รูปทรงใบไม้ขนาดเล็ก และมีช่องว่างกว้างระหว่างใบไม้กับแผ่นแพร่กระจายคลื่นตรงกลางขนาดใหญ่) 56 มม. 62 มม. 68 มม. 74 มม. และ 80 มม. (รูปทรงใบไม้มีขนาดใหญ่ และมีช่องว่างแคบระหว่างใบไม้กับแผ่นแพร่กระจายคลื่นตรงกลางขนาดใหญ่) ดังรูปที่ 4.2 (ค) พบว่า R_4 เท่ากับ 44 มม. จะเกิดการรีโซแนนทซ์ที่ความถี่ 903.8 MHz (ช่วงกว้างความถี่เท่ากับ 11.65%) R_4 เท่ากับ 50 มม. จะเกิดการรีโซแนนทซ์ที่ความถี่ 893.4 MHz (ช่วงกว้างความถี่เท่ากับ 11.69%) R_4 เท่ากับ 56 มม. จะเกิดการรีโซแนนทซ์ที่ความถี่ 903.81 MHz (ช่วงกว้างความถี่เท่ากับ 11.67%) R_4 เท่ากับ 62 มม. จะเกิดการรีโซแนนทซ์ที่ความถี่ 904.4 MHz (ช่วงกว้างความถี่เท่ากับ 11.71%) R_4 เท่ากับ 68 มม. จะเกิดการรีโซแนนทซ์ที่ความถี่ 905.4 MHz (ช่วงกว้างความถี่เท่ากับ 12.7%) R_4 เท่ากับ 74 มม. จะเกิดการรีโซแนนทซ์ที่ความถี่ 910 MHz (ช่วงกว้างความถี่เท่ากับ 13.71%) R_4 เท่ากับ 80 มม. จะเกิดการรีโซแนนทซ์ที่ความถี่ 913.6 MHz (ช่วงกว้างความถี่เท่ากับ 14.95%) จากการพิจารณาและการสังเกตยังพบว่า รัศมี R_4 เท่ากับ 40 มม. และ 56-80 มม. ความถี่ครอบคลุมระบบอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟสากล (860-960 MHz) ยกเว้นแต่รัศมี R_4 เท่ากับ 50 มม. เท่านั้น ที่ไม่ครอบคลุมความถี่โดยมีช่วงกว้างความถี่ (844.4-951.6 MHz) แสดงดังรูปที่ 4.6 (ก) ในส่วนรูปที่ 4.6 (ข) แสดงผลการจำลองค่าอัตราส่วนแกน (AR) ที่มีความสัมพันธ์กับความถี่รีโซแนนทซ์ เมื่อทำการปรับเปลี่ยนรัศมี R_4 เท่ากับ 44 มม. 50 มม. 56 มม. 62 มม. 68 มม. และ 74 มม. พบว่า มีช่วงกว้างความถี่อัตราส่วนแกน เท่ากับ 9.01% 9.83% 9.24% 9.3% 9.77% (รีโซแนนทซ์ที่ความถี่ 860 MHz) และรัศมี R_4 เท่ากับ 80 มม. มีช่วงกว้างความถี่อัตราส่วนแกนเท่ากับ 9.88% (รีโซแนทซ์ที่ความถี่ 843.3 MHz) เช่นเดียวกันผลการจำลองค่าอัตราส่วนแกนมีค่าต่ำกว่า 0.8 dB ที่รัศมี R_4 เท่ากับ 74 มม. และรัศมี R_4 ตั้งแต่ 44-80 มม. จะให้ช่วงกว้างความถี่อัตราส่วนแกนครอบคลุมอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟสากลดังรูปที่ 4.6 (ข) จากรูปที่ 4.6 (ค) เป็นผลการจำลองค่าอัตราขยายสายอากาศพบว่า รัศมี R_4 ตั้งแต่ 44-74 มม. มีค่าอัตราขยายเฉลี่ยมากกว่า 6.15 dBic (860-960 MHz) แต่รัศมี R_4 เท่ากับ 80 มม. ให้อัตราขยายเฉลี่ยมากกว่า 6.25 dBic เนื่องจากมีส่วนของรูปทรงใบไม้ที่มีขนาดใหญ่และมีช่องว่างรอยต่อแคบส่งผลให้มีอัตราขยายที่สูงขึ้น

4.3.4 เทคนิคการตัดขอบ (ขั้นตอนที่สุดท้าย)

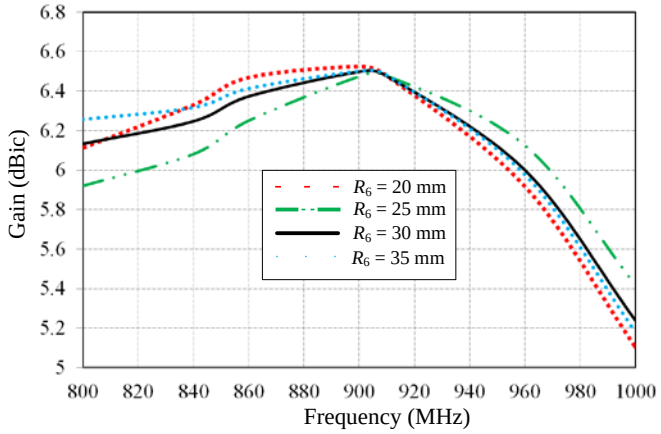
เทคนิคการตัดขอบ (Stage#4) จะถูกตัดที่มุมขอบของแผ่นแพร่กระจายคลื่นตรงกลางด้วยรูปทรงโค้งโดยมีรัศมี (R_6) ตั้งแต่ 20-35 มม. เพื่อต้องการเลื่อนค่าอัตราส่วนแกนไปยังที่ความถี่กลาง (910 MHz) ที่ต้องการออกแบบ นอกจากนี้ยังส่งผลต่อรูปร่างของแผ่นแพร่กระจายคลื่นจึงทำให้แผ่นแพร่กระจายคลื่นมีรูปทรงลูกเทนนิสที่ได้นำเสนอในโครงการวิจัยนี้ ได้ทำการศึกษาและวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์รัศมี R_6 ตั้งแต่ 20-35 มม. และค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จะถูกระบุดังตารางที่ 4.1



(ก) ค่า $|S_{11}|$



(ข) ค่าอัตราส่วนแกน (AR)



(ค) ค่าอัตราขยายสายอากาศ

รูปที่ 4.7 ผลจำลองคุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายอากาศ เมื่อทำการปรับเปลี่ยน R_6 (ขั้นตอนสุดท้าย)

จากรูปที่ 4.7 (ก) เมื่อมีรัศมีตัดขอบมุม (R_6) เท่ากับ 20 มม. จะเกิดการรีโซแนนซ์ที่ความถี่ 896.6 MHz (ช่วงกว้างความถี่เท่ากับ 13.45%) รัศมีการตัดขอบมุม (R_6) เท่ากับ 25 มม. จะเกิดการรีโซแนนซ์ที่ความถี่ 916.8 MHz (ช่วงกว้างความถี่เท่ากับ 13.51%) รัศมีตัดขอบมุม (R_6) เท่ากับ 30 มม. จะเกิดการรีโซแนนซ์ที่ความถี่ 910 MHz (ช่วงกว้างความถี่เท่ากับ 13.89%) และรัศมีตัดขอบมุม (R_6) เท่ากับ 35 มม. จะเกิดการรีโซแนนซ์ที่ความถี่ 910.4 MHz (ช่วงกว้างความถี่เท่ากับ

14.46%) ตามลำดับ นอกจากนี้ จากผลการจำลองยังพบว่า ช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ ของรัศมีตัดขอบมุม (R_6) ทั้งหมด สามารถครอบคลุมความถี่อาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟสากลได้ตั้งแต่ 860-960 MHz จากรูปที่ 4.7 (ข) แสดงผลการจำลองช่วงกว้างความถี่อัตราส่วนแกน 3-dB ที่สัมพันธ์กับความถี่ และทำการปรับเปลี่ยนรัศมี R_6 ตั้งแต่ 20-35 มม. พบว่า R_6 เท่ากับ 20 มม. 25 มม. 30 มม. และ 35 มม. จะให้ช่วงกว้างความถี่อัตราส่วนแกนเท่ากับ 11.2% (838.1-940 MHz) 11.26% (847.5-950 MHz) 12.31% (853-965 MHz) และ 12.7% (871.9-987.5 MHz) ตามลำดับ และจากการสังเกตยังพบว่า รัศมี (R_6) ที่ถูกตัดขอบมุมเท่ากับ 30 มม. สามารถครอบคลุมช่วงกว้างความถี่อาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟสากล (860-960 MHz) เท่านั้น และรูปที่ 4.7 (ค) เป็นผลการจำลองค่าอัตราขยายสายอากาศเมื่อทำการปรับเปลี่ยนรัศมี R_6 เท่ากับ 20 มม.จะให้ค่าอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 6.52 dBic ที่ความถี่ 900 MHz โดยรัศมี R_6 เท่ากับ 25 มม. จะให้ค่าอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 6.48 dBic ที่ความถี่ 910 MHz MHz รัศมี R_6 เท่ากับ 30 มม. จะให้ค่าอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 6.50 dBic ที่ความถี่ 900 MHz และ รัศมี R_6 เท่ากับ 35 มม. จะให้ค่าอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 6.5 dBic ที่ความถี่ 900 MHz ตามลำดับ นอกจากนี้ผลการจำลองพบว่ามีค่าอัตราขยายเฉลี่ยเท่ากับ 6.33 dBic

4.3 บทสรุป

การวิเคราะห์และการอออกแบบสายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้น โดยมุ่งเน้นออกแบบแผ่นแพร่กระจายคลื่นให้มีลักษณะคล้ายรูปลูกเทนนิสและได้ศึกษาถึงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในแต่ละขั้นตอนที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น จากผลการจำลองพบว่ามีช่วงกว้างความถี่เท่ากับ 13.89% (845.8-972.2 MHz) และรีโซแนนทซ์ที่ความถี่กลาง 910 MHz ผลการจำลองอัตราส่วนแกนที่ความถี่ 860 MHz 910 MHz และ 960 MHz เท่ากับ 2.79 dB 0.49 dB และ 2.79 dB ผลการจำลองช่วงกว้างความถี่อัตราส่วนแกน 3 dB เท่ากับ เท่ากับ 12.31% (853-965 MHz) ผลการจำลองอัตราขยายสายอากาศที่ความถี่ 860 MHz 910 MHz และ 960 MHz เท่ากับ 6.37 dBic 6.48 dBic และ 6 dBic และผลการจำลองค่าเฉลี่ยอัตราขยายสายอากาศเท่ากับ 6.28 dBic ตามลำดับ

บทที่ 5
การทดสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายอากาศ

5.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลการทดสอบของสายอากาศตัวต้นแบบ ซึ่งการพิจารณาคุณสมบัติทางไฟฟ้าพื้นฐานของสายอากาศจะประกอบไปด้วย ค่า $|S_{11}|$ ช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ อัตราส่วนแกน ช่วงกว้างอัตราส่วนแกน 3-dB การโพลาไรซ์วงกลม อัตราขยายสายอากาศและรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นสายอากาศทั้งสองระนาบคือ x-z และ x-y เพื่อยืนยันความถูกต้องระหว่างผลการจำลองและผลที่ได้จากการทดสอบ

5.2 สายอากาศต้นแบบ

ในหัวข้อนี้เป็นการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองของสายอากาศที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 4 กับผลการทดสอบสายอากาศตัวต้นแบบดังรูปที่ 5.1 ผลการจำลองและผลการทดสอบจะถูกแสดงในเทอม ค่า $|S_{11}|$ ช่วงกว้างความถี่ $|S_{11}|$ ค่าอัตราส่วนแกน ช่วงกว้างความถี่อัตราส่วนแกน 3-dB อัตราขยายสายอากาศ และรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นทั้งระนาบสนามไฟฟ้า (x-z) และสนามแม่เหล็ก (x-y) สำหรับการทดสอบหาค่าอัตราขยายสายอากาศ อัตราส่วนแกน และรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น ทางโครงการวิจัยได้กำหนดให้สายอากาศตัวต้นแบบอยู่ในโหมดทางด้านภาครับสัญญาณ ซึ่งได้ทดสอบในห้องไร้การสะท้อน (Anechoic chamber) ด้วยเครื่องมือทดสอบการวิเคราะห์โครงข่ายเวคเตอร์ Agilent 8720 ทางด้านภาคส่งอาศัยสายอากาศไดโพลมาตรฐาน แอนริทซู (Anritsu) รุ่น MP-651B ซึ่งสายอากาศรับและสายอากาศส่งจะถูกวางในระยะสนามไกล (Far-field) และอาศัยสมการการส่งผ่านกำลังงานฟรีส (Friis transmission formula) ในการคำนวณหาผลลัพทธ์ที่ได้จากการทดสอบดังรูปที่ 5.2-5.4 สำหรับรูปที่ 5.2 (ก) คือผลการจำลองและผลการทดสอบ $|S_{11}|$ พบว่า เกิดการรีโซแนนทซ์ความถี่ที่ 910 MHz และ 902.6 MHz มีช่วงกว้างแถบความถี่ $|S_{11}|$ เท่ากับ 13.89% (845.8-972.2 MHz) และ 14.13% (837.6-966.2 MHz) ตามลำดับ สำหรับผลการจำลองและผลการทดสอบค่าอัตราส่วนแกนที่ความถี่ 860 MHz 910 MHz และ 960 MHz พบว่า ผลการจำลองมีค่าอัตราส่วนแกนเท่ากับ 2.79 dB 0.49 dB และ 2.79 dB และผลการทดสอบค่าอัตราส่วนแกนมีค่าเท่ากับ 2.54 dB 0.82 dB และ 2.91 dB ตามลำดับ นอกจากนี้ผลการจำลองและผลการทดสอบช่วงกว้างความถี่ 3-dB เท่ากับ 12.31% (853-965 MHz) และ 12.41% (850.6-963.5 MHz) ดังรูปที่ 5.2 (ข) สำหรับรูปที่ 5.2 (ค) เป็นผลการจำลองและผลการทดสอบอัตราขยายสายอากาศที่ความถี่ 860 MHz 910 MHz และ 960 MHz พบว่าผลการจำลองค่าอัตราขยายสายอากาศเท่ากับ 6.37 6.48 และ 6 dBic และผลการทดสอบค่าอัตราขยายสายอากาศเท่ากับ 6.44 dBic 6.31 dBic และ 5.8 dBic ตามลำดับ สำหรับผลการจำลองและผลการทดสอบค่าเฉลี่ยอัตราขยายสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟสากลเท่ากับ 6.28 dBic และ 6.18 dBic

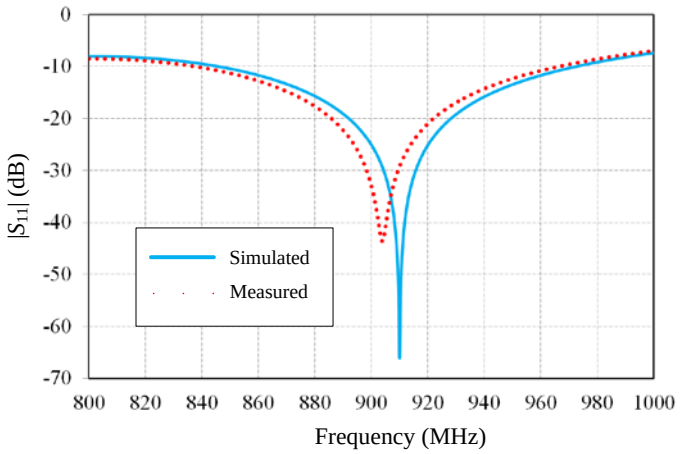
(ก) ด้านหน้า

(ข) ด้านข้าง

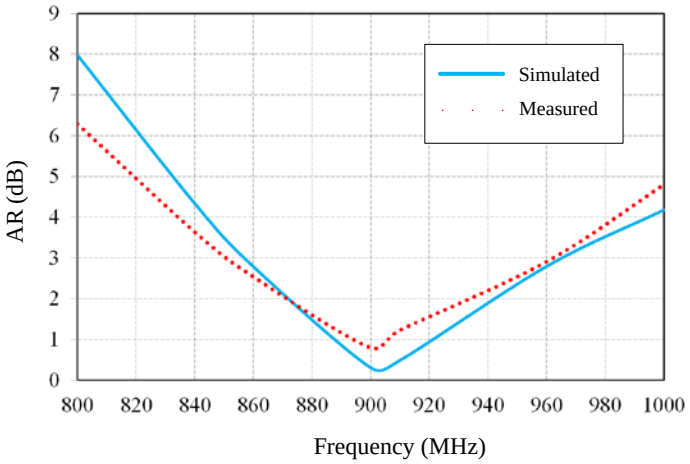
(ง) ด้านตัดขวาง

รูปที่ 5.1 สายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้นตัวต้นแบบที่ได้นำเสนอ

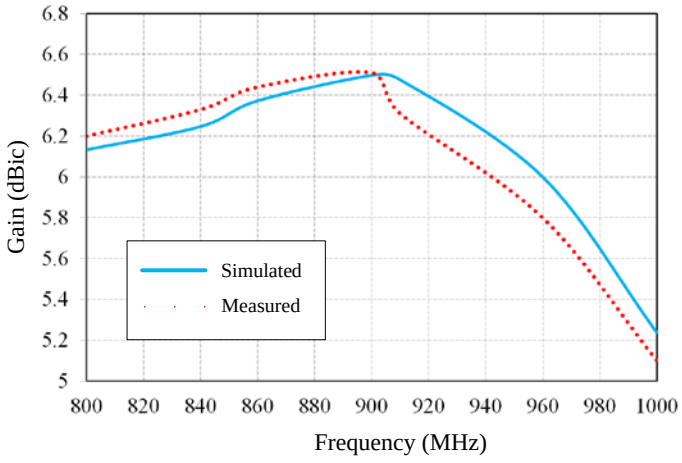
รูปที่ 5.3 คือผลการจำลองและผลการทดสอบรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 860 MHz 910 MHz และ 960 MHz บนระนาบแกน ***x-z*** พบว่า มีความกว้างครึ่งลำคลื่นของโพลาไรซ์ร่วม (Co-polarization) หรือการโพลาไรซ์วงกลมแบบหมุนซ้ายมือเท่ากับ 81.5 องศา 83.8 องศา และ 82.5 องศา ตามลำดับ และผลการจำลองระดับกำลังงานของโพลาไรซ์ไขว้ที่ความถี่ 860 MHz 910 MHz และ 960 MHz ที่โลปหลักเท่ากับ -16.1 dB -40 dB และ -16.3 dB ตามลำดับ สำหรับผลการทดสอบความกว้างครึ่งลำคลื่นของโพลาไรซ์ร่วม (การโพลาไรซ์วงกลมแบบหมุนซ้ายมือ) ที่ความถี่ 860 MHz 910 MHz และ 960 MHz เท่ากับ 84.1 องศา 83.6 องศา และ 82.5 องศา และผลการทดสอบระดับกำลังงานของโพลาไรซ์ไขว้ที่ความถี่ 860 MHz 910 MHz และ 960 MHz ที่โลปหลักเท่ากับ -15.15 dB -40 dB และ -15.45 dB ตามลำดับ รูปที่ 5.4 คือผลการจำลองและผลการทดสอบรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 860 MHz 910 MHz และ 960 MHz บนระนาบแกน ***x-y*** พบว่า ความกว้างครึ่งลำคลื่นของโพลาไรซ์ร่วมมีความกว้างครึ่งลำคลื่นเท่ากับ 84.4 องศา 83.7 องศา และ 82.5 องศา ตามลำดับ และผลการจำลองระดับกำลังงานของโพลาไรซ์ไขว้ที่ความถี่ 860 MHz 910 MHz และ 960 MHz ที่โลปหลักเท่ากับ -16.11 dB -37.11 dB และ -16.11 dB ตามลำดับ ผลการทดสอบความกว้างครึ่งลำคลื่นของโพลาไรซ์ร่วม ที่ความถี่ 860 MHz 910 MHz และ 960 MHz เท่ากับ 84 องศา 83.5 องศา และ 82.5 องศา และผลการทดสอบระดับกำลังงานของโพลาไรซ์ไขว้ (Cross polarization) ที่ความถี่ 860 MHz 910 MHz และ 960 MHz ที่โลปหลักเท่ากับ -16 dB -30 dB และ -16.2 dB ตามลำดับ



(ก) $|S_{11}|$

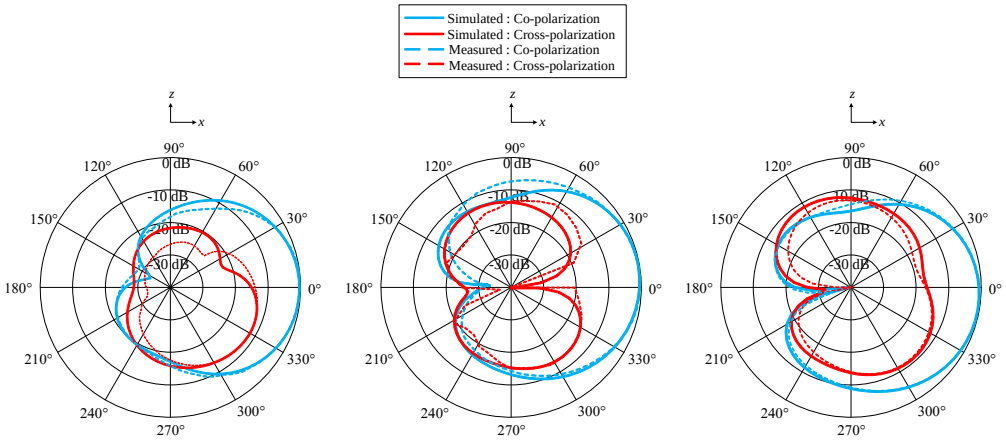


(ข) อัตราส่วนแกน



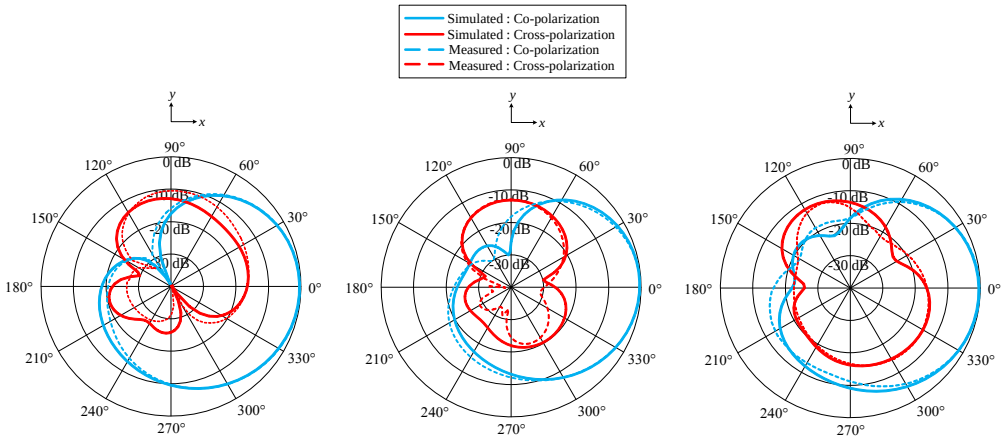
(ค) อัตราขยายสายอากาศ

รูปที่ 5.2 ผลจำลองและผลทดสอบของสายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้นตัวต้นแบบที่ได้นำเสนอ



(ก) 860 MHz (ข) 910 MHz (ค) 960 MHz

รูปที่ 5.3 ผลจำลองและผลทดสอบรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นบนระนาบ x-z



(ก) 860 MHz (ข) 910 MHz (ค) 960 MHz

รูปที่ 5.4 ผลจำลองและผลทดสอบรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นบนระนาบ x-y

5.3 สรุป

จากการทดสอบคุณลักษณะทางไฟฟ้าของสายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้นประกอบไปด้วยค่า $|S_{11}|$แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น การโพลาไรซ์วงกลม และอัตราขยายของสายอากาศ โดยนำผลที่ได้จากการจำลองที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 4 มาทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดสอบที่ได้แสดงไว้ในบทที่ 5 นี้ พบว่าผลการทดสอบมีความสอดคล้องกับผลการจำลอง และเมื่อพิจารณาคุณลักษณะของค่า $|S_{11}|$ ที่ได้ มีความสอดคล้องกัน โดยมีช่วงความถี่ที่ใช้งานตั้งแต่ 845.8-972.2 MHz (13.89%) ซึ่งครอบคลุมมาตรฐานอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟสากล ตามข้อกำหนดของสหพันธ์โทรคมนาคมระหว่างประเทศ (International telecommunication union: ITU) มีการแพร่กระจายคลื่นชนิดเจาะจงทิศทาง มีลักษณะการแพร่กระคลื่นเป็นโพลาไรซ์วงกลมหมุนซ้ายมือ มีอัตราขยายเฉลี่ยมากกว่า 6 dBic มีความกว้างครึ่งลำคลื่นมากกว่า 80 องศา และระดับกำลังโพลาไรซ์ไขว้ต่ำกว่า -20 dB ทั้งสองระนาบคือระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

บทที่ 6
สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอแผ่นแพร่กระจายคลื่นรูปเทนนิสที่ได้รวมเข้ากับโครงสร้างสายอากาศสองชั้นเพื่อทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์วงกลมและมีการแพร่กระจายคลื่นชนิดเจาะจงทิศทางและครอบคลุมอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟสากล สายอากาศที่ได้นำเสนอมีขั้นตอนการออกแบบง่ายและมีขนาดโครงสร้างสายอากาศเท่ากับ 165x165x42 มม. ผลการทดสอบสายอากาศตัวต้นแบบมีความสัมพันธ์กับช่วงกว้างแถบความถี่ $|S_{11}|$ ช่วงกว้างความถี่อัตราส่วนแกน 3-dB และมีอัตราขยายสายอากาศมากกว่า 6 dBic ความกว้างครึ่งลำคลื่นของโพลาไรซ์รวม (การโพลาไรซ์วงกลมหมุนซ้ายมือ) บนระนาบ x-y และ x-z มีมากกว่า 80 องศา และมีสายอากาศที่ได้นำเสนอมีระดับกำลังงานโพลาไรซ์ไขว้ (การโพลาไรซ์วงกลมหมุนขวามือ) ต่ำกว่า -20 dB ที่ความถี่ 860 MHz และ 960 MHz ทั้งสองระนาบ

6.1 สรุปเนื้อหาของงานวิจัย

เนื้อหาของงานวิจัยแบ่งออกเป็น 6 บท

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย และรายละเอียดของงานวิจัย

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดีย่านความถี่ยูเอชเอฟ รวมถึงศึกษางานวิจัยที่มีมาก่อน

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีสายอากาศแผ่นพิมพ์โครงสร้างสองชั้นที่ใช้ในการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศเครื่องอ่านมูลอาร์เอฟไอดีตัวต้นแบบ

บทที่ 4 กล่าวถึงขั้นตอนการออกแบบและการวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่มีความสำคัญต่อคุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายอากาศที่ได้นำเสนอ ซึ่งงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบในส่วนแผ่นพิมพ์เพื่อใช้แพร่กระจายคลื่น

บทที่ 5 กล่าวถึงการทดสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายอากาศที่สำคัญ เช่น $|S_{11}|$ ช่วงกว้างแถบความถี่ $|S_{11}|$ อัตราส่วนแกน ช่วงกว้างความถี่อัตราส่วนแกน 3-dB การโพลาไรซ์วงกลม อัตราขยายสายอากาศและรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งผลการทดสอบจะถูกเปรียบเทียบกับผลจำลองเพื่อวิเคราะห์ถึงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลอาร์เอฟไอดีตัวต้นแบบ

บทที่ 6 กล่าวถึงการสรุปเนื้อหาของโครงการวิจัย ปัญหาที่เกิดขึ้น รวมทั้งแนวทางการศึกษาสำหรับการพัฒนางานวิจัยต่อไปในอนาคต

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

ศึกษาแนวทางการออกแบบสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลตัวต้นแบบให้มีอัตราขยายสูงขึ้นกว่าเดิม โดยจะถูกวิเคราะห์และออกแบบในส่วนของระนาบกราวนด์ หรือแผ่นสะท้อน ในรูปแบบ Electromagnetic bandgap (EBG) รวมใช้หลักการต่อแถวลำดับ (Array antenna)

Komkris Boonying[1], Chuwong Phongcharoenpanich[2]

Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Rattanakosin, Nakhon Pathom (1), Thailand
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (2), Thailand

doi:10.15199/48.2020.01.23

Analysis and Design of Circularly Polarized Capacitively-Fed Planar Suspended Antenna for Universal UHF RFID Applications

Abstract. *This research paper deals with the design of a circularly polarized reader antenna with a tennis ball-shaped radiating plate that operates at a frequency range of 860-960 MHz with the center frequency of 910 MHz. In the fabrication of the tennis ball-shaped radiating plate, a small annular-ring slot was first created on a circular radiating plate, followed by two diagonally opposite large arc-shaped annular-ring slots on either edge of the circular radiating plate and then the truncation of the corners of the remaining main element of the plate. A prototype antenna with the final tennis ball-shaped plate was subsequently assembled prior to excitation by the capacitively coupled feed technique to enhance $|S_{11}|$ bandwidth. The prototype antenna could achieve an average gain of 6.18 dBic, $|S_{11}|$ covering the frequency range of 837.6-966.2 MHz, and the circular polarization of 850.6-963.5 MHz, making it suitable for universal UHF RFID applications. In addition, simulations were carried out using CST Microwave Studio for comparison with the experimental results.*

Streszczenie. *W artykule zaprezentowano projekt anteny o kształcie piłki tenisowej pracujacej w zakresie częstotliwopści 860 – 960 MHz. Prototyp anteny pokrywał zakrs 837.6 – 966.2 MHz co spełnia wymagania uniwersalnej komunikacji UHF RFID.* ***Projekt i analiza planarnej anteny cyrkularnie polaryzowanej do zastosowań w UHF RFID transmisji danych***

Keywords: Capacitively coupled feed, circular polarization, suspended structure, truncation corners, UHF RFID.
Słowa kluczowe: antena RFID, antena cyrkularnie polaryzowana, antena planarna

Introduction

Based on the radar principle, radio frequency identification (RFID) technology is suitable for objects identification and tracking applications. In a typical RFID system which consists of a tag and a reader antenna, the exchange of data is carried out through electromagnetic waves. Currently, the RFID technology has found its usefulness in manufacturing, security, logistics and transportation [1-2]. Of the existing RFID bands, the Ultra High Frequency (UHF) RFID band is commonly adopted for various applications due to its long readable range, higher transfer rate and robust capability. According to the International Standardization Organization (ISO)'s 18000-63 standard, the UHF RFID universal band refers to the frequency range of 860-960 MHz [3]. The Europe Union (EU) and the city-state of Singapore have adopted the 866-869 MHz frequency. The Americas and some Asian nations have used 902-928 MHz, while Japan and several other Asian countries have implemented 952-955 MHz. Typically, the design of the tag is of dipole antenna with a linearly polarized (LP) radiation, and so is the design of the reader antenna with the linearly polarized radiation. Nevertheless, due to the inherent multipath fading and mismatch polarization of the tag (when rotated positions), the design of reader antenna of this research is of circularly polarized (CP) radiation to overcome both issues.

Previous research [4-14] investigated three existing UHF RFID reader antenna structures fed by single linear electric coaxial probe: the single-layer, suspended, and stacked antennas. The first structure (i.e. the single-layer antennas) could achieve the less satisfactory $|S_{11}|$ bandwidth (BW) of 1-2% and gain of <4 dBi, but the advantages of this structure are its low profile and ease of fabrication [4-6]. The suspended structure (with an air gap) could achieve a better $|S_{11}|$ BW of 4-5% and a higher gain of <9 dBi [7-12]. With the stacked structure antenna (multi-layer structure), the $|S_{11}|$ BW was enhanced to >10% with a much higher gain of >9 dBi [4, 7, 13-14]; however, it is bulky and difficult to design.

In [15-25], the previously three structures were experimented with different feeding methods to improve the $|S_{11}|$ BW. The stacked [15] and suspended structured antennas [16] with an L-shaped feeding probe could achieve the $|S_{11}|$ BW of >22%. The suspended [17] and single structured antennas [18] with an F-shaped feeding probe produced the $|S_{11}|$ BW of >15%. In [19], the suspended structure antenna with a T-shaped feeding probe achieved the $|S_{11}|$ BW of 41% with an SWR of <2. The stacked structured antenna with an aperture couple feeding achieved the $|S_{11}|$ BW of >25% [20-21]. In [22], the stacked structured antenna with strip or line plate feeding connected directly to the radiating plate could achieve the $|S_{11}|$ BW of >25.8%. In [23-24], the suspended structured antenna with capacitively coupled feeding on the same plane as but outside the radiating plate produced the $|S_{11}|$ BW of >25%. The suspended antenna with capacitive feed (i.e. rectangular slot near the feeding probe) on the radiating plate generated the $|S_{11}|$ BW of 5.3% [25].

In addition, various CP-radiation generating techniques were employed in [26-32]. In [4-7, 26], the truncation technique whereby the corners or edges of the radiating plate are truncated were discussed. The insertion technique with slot, slit, strip plate or spur line on the radiating plate or at the corners or edges of the plate were experimented in [4-7, 18, 26-30]. In addition, the generation of CP radiation was achieved with the use of cross or orthogonal antennas [4-7, 31]. In [4, 7, 32], an antenna with square radiating plate was integrated with a Wilkinson power divider circuit with 90° phase difference.

This research paper has proposed a square suspended-structure antenna with tennis ball-shaped radiating plate excited by the capacitively coupled feed technique to fully cover the universal UHF RFID band. In the fabrication of the tennis ball-shaped plate, a small annular-ring slot was first created on a circular radiating plate, followed by two diagonally opposite large arc-shaped annular-ring slots on either edge of the circular radiating plate and the truncation of the corners of the main section of the radiating plate. In the implementation of the capacitively coupled feeding technique, a small annular-ring slot was connected to a coaxial probe to enhance and achieve the $|S_{11}|$ BW of 14.13% (837.6-966.2 MHz). A paring and the truncation techniques of the CP radiation were achieved a 3-dB axial ratio (AR) BW of 12.41% (850.6-963.5 MHz) with the average gain within the universal UHF RFID band of 6.18 dBic.

The organization of the rest of the paper is as follows: Section II details the structure, evolution and design of the proposed antenna. Section III discusses the parametric study of the initial antenna, capacitively coupled feed, paring and truncation techniques. Section IV deals with the simulation and measurement results with regard to the $|S_{11}|$ BW, AR BW, radiation patterns and gains. The simulations were carried out using the CST MICROWAVE STUDIO software program. The concluding remarks are provided in Section V.

Antenna structure and design

Figure 1 illustrates the geometry of the proposed UHF RFID reader antenna. The antenna was composed of a 165 × 165 mm square-shaped structure (G) and the tennis ball-shaped radiating plate of 69.7 mm in radius (R). The height (h_d) of the epoxy substrate (ε_r=3.78) was 1.6 mm, while the copper thickness (t_p) and loss tangent of the substrate were 0.03 mm and 0.04, respectively. The antenna design was of suspended structure with a 42 mm air-gap (h_a) between the radiating plate and the ground plane. In addition, on the radiating plate was a small annular-ring slot which was directly connected to a linear electric coaxial probe

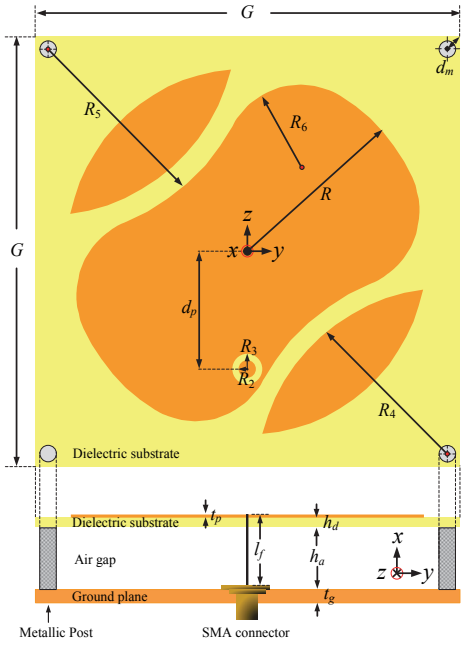


Fig.1. Geometry of the UHF RFID reader antenna

The capacitively coupled feed (i.e. the small annular-ring slot) was located vertically opposite to the center of the radiating plate with a distance point (d_p) of 45 mm. The inner (R_2) and outer (R_3) radii of the small annular-ring slot were 3.17 mm and 5.6 mm, respectively. The feeding probe length (l_f) and the ground plane thickness (t_g) were respectively 43.6 mm and 1.6 mm. Four metallic posts were mounted between the radiating plate and the ground plane and the distance (d_m) from the metallic post center to its nearest antenna corner was 7.07 mm. Two of the metallic post centers of opposite corners served as the center points from which two large arc-shaped annular-ring slots were created. The double paring divided the circular radiating plate into three sections, consisting of two leaf-shaped sections and one large middle section. The inner (R_4) and outer (R_5) radii of the large annular-ring slots were 74 and 81.5 mm, respectively. The four corners of the middle section of the radiating plate were subsequently truncated into arc shape with a radius (R_6) of 30 mm individually. The amalgamation of the three sections (i.e. two leaf-shaped sections and the middle section) formed the tennis ball-shaped radiating plate of the proposed antenna.

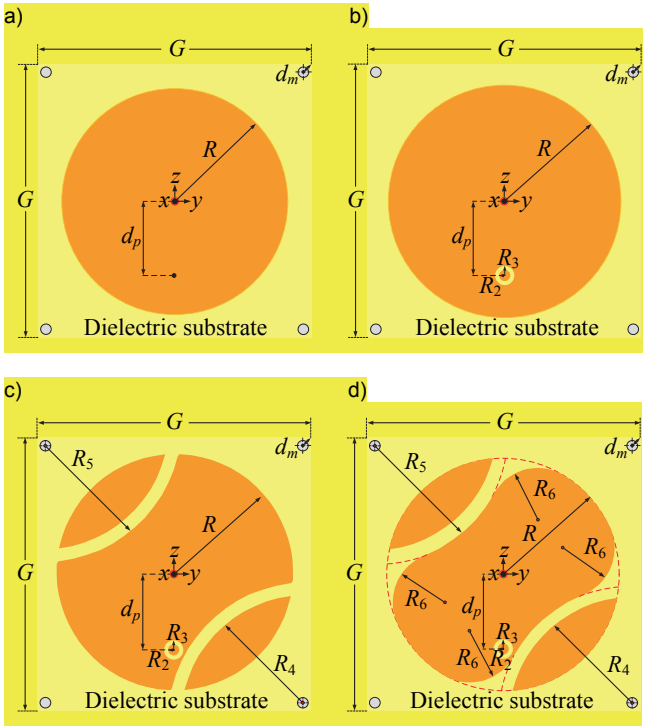


Fig. 2. Design evolution of the proposed antenna: (a) circular radiating plate antenna (stage#1), (b) the antenna with a small annular-ring slot (stage#2), (c) generation of two large annular-ring slots (stage#3), (d) truncation of four corners (stage#4 or proposed antenna).

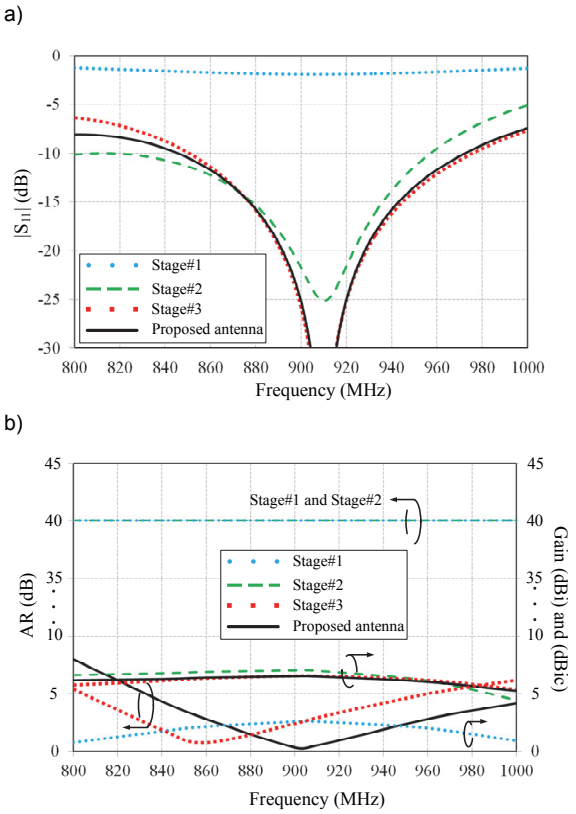


Fig. 3. Comparison of the simulated $|S_{11}|$, AR and gain for the four stages of the antenna evolution (a) $|S_{11}|$, (b) AR and rad gain.

Table 1. The parametric values at the four stages of the antenna evolution

Parameters	Stage#1 (mm.)	Stage#2 (mm.)	Stage#3 (mm.)	Proposed antenna (mm.)
G	165	165	165	165
h_a	42	42	42	42
h_d	1.6	1.6	1.6	1.6
d_p	45	45	45	45
d_m	7.07	7.07	7.07	7.07
R	63.23	69.7	69.7	69.7
R_2	-	3.45	3	3.17
R_3	-	6.4	5.6	5.6
R_4	-	-	74	74
R_5	-	-	81.5	81.5
R_6	-	-	-	30

Figure 2 illustrates the design evolution of the proposed antenna, consisting of four main stages. Fig. 2 (a) depicts the initial suspended-structure antenna excited with linear electric coaxial probe (stage#1). In stage#2, to enhance the $|S_{11}|$ BW, the capacitively coupled feeding technique using the small annular-ring slot as the feeding point was implemented, as shown in Fig. 2 (b). In stage#3, the two large arc-shaped annular-ring slots (i.e. two leaf-shaped sections) were created for generation of the CP radiation (Fig. 2 (c)). The remaining middle section of the radiating plate was subsequently truncated along its four corners to shift the AR to approach the center frequency. The three sections in combination produced the tennis ball-shaped radiating plate of the proposed antenna (stage#4), as shown in Fig. 2 (d). Table 1 presents the parametric values at the four stages of the evolution of the proposed antenna.

Figure 3 (a) illustrates the simulated $|S_{11}|$ BW throughout the evolution of the proposed antenna. At the first stage of the evolution, an impedance mismatch was observed. With the introduction of the small annular-ring slot (stage#2), the $|S_{11}|$ BW of 15.69% (814.2-957 MHz) was achieved. In stage#3, the $|S_{11}|$ BW was 13.71% (850.8-975.6 MHz), and the proposed antenna (stage#4) could achieve the $|S_{11}|$ BW of 13.89% (845.8-972.2 MHz).

Figure 3 (b) shows the simulated 3-dB AR BW and gains throughout the antenna evolution. Both stages#1 and #2 could achieve the simulated AR BWs of 40.00 dB with 21.98% (800-1000 MHz) and were of linearly polarized radiation. The 3-dB AR BW achieved in stage#3 at the resonant frequency of 860 MHz was 9.88% (827.5-912.5 MHz), while that of stage#4 (the proposed antenna) at the center frequency (910 MHz) was 12.31% (853-965 MHz). The average simulated gains for stages#1 and #2 of the antenna evolution were <3 and >6 dBi, while those for stages#3 and #4 were >6 dBic.

Parametric study

This section discusses the suspended-structure initial antenna, the capacitively coupled feed technique for the $|S_{11}|$ BW enhancement, the paring technique to create the two arc-shaped large annular-ring slots for CP radiation generation, and the corners-truncation technique for shifting the AR to be near the center frequency. The proposed reader antenna is developed for use in the UHF RFID system and applications. The $|S_{11}|$, $|S_{11}|$ BW, 3-dB AR BW and gain are the deciding criteria for the suitability and applicability of the antenna.

Initial antenna at stage#1, the radius of the circular radiating plate of the suspended-structure initial antenna was determined using TM_{110} mode [16, 33]. The basic design parameters of the initial suspended antenna encompass the height of the air-gap (h_a), the height of the dielectric substrate (h_d) and the dielectric constant (ε_r) were 42 mm, 1.6 mm and 3.78, respectively. Based on [16, 33], the resultant radius of the circular radiating plate at the center frequency (910 MHz) was 59.23 mm. Nonetheless, the air-gap height of a typical suspended-structure antenna with linear electric coaxial probe is limited to not exceeding 20 mm; otherwise, the impedance mismatch would ensue. To overcome the height limitation, the capacitively coupled feeding technique was integrated with the linear coaxial feed for impedance matching and the $|S_{11}|$ BW enhancement. Figure 4 depicts the simulated $|S_{11}|$ and resonant frequencies achieved with five circular radiating plate radii (R) of 55.23, 59.23, 63.23, 67.23 and 71.23 mm. The resonant frequencies for the radii of 55.23, 59.23 (identical to the above calculation), 63.23, 67.23 and 71.23 mm were 1000, 960, 910, 870 and 825 MHz, respectively, with varied impedance mismatch. At this stage, the simulated gain was <3.00 dBi and the radiation was purely linear polarization with AR of 40 dB, as shown in Fig.3 (b).

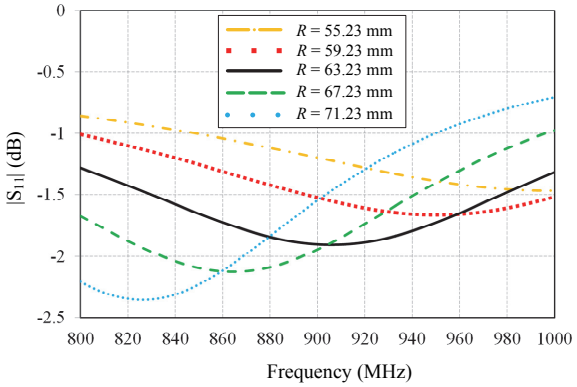
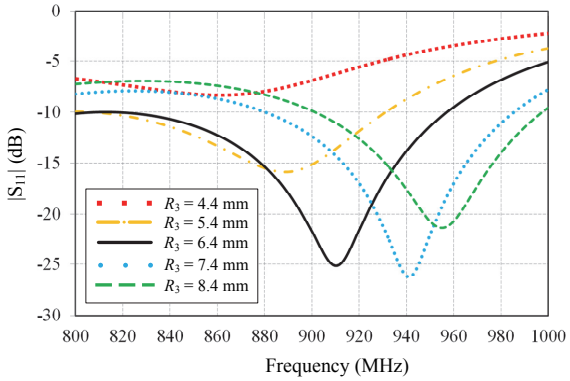


Fig. 4. The simulated $|S_{11}|$ relative to resonant frequency for various radii (R) of the circular radiating plate (stage#1).

a)



b)

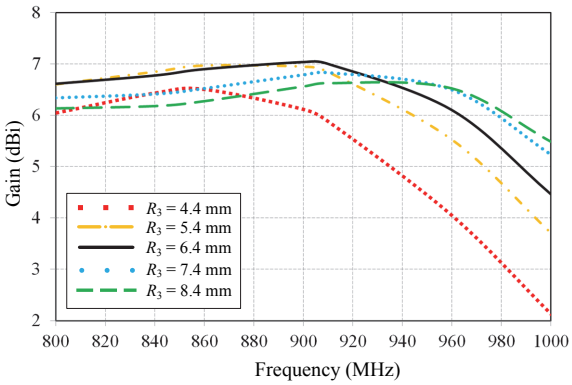


Fig. 5. The simulation results by varying R_3 (stage#2): (a) $|S_{11}|$ versus frequency (b) gains versus frequency.

Capacitively coupled feed technique (stage#2). At stage#2, the capacitively coupled feeding technique was employed to matching and enhancing the |S11| BW (Fig. 5 (a)). In general, the insertion of slots into the radiating plate of an antenna affects the resonant frequency of the antenna. In this research, the radius (R) of the circular radiating plate thus required optimization and the optimal R was 69.7 mm with the resonant frequency of 910 MHz (i.e. the center frequency). At this stage, the simulations were carried out by varying the outer radius of the small annular-ring slot R_3 (i.e. 4.4, 5.4, 6.4, 7.4, 8.4 mm) while using G, h_a, h_d, d_p, d_m, R and R_2 from Table 1. Similar to those of stage#1, the polarization and beam achieved in stage#2 were vertical and unidirectional, respectively. Figure 5 (a) illustrates the simulated |S11| and |S11| BW for the various outer radii of the small annular-ring slot R_3. The simulated resonant frequencies and |S_{11}| BWs for R_3 of 4.4, 5.4, 6.4, 7.4 and 8.4 mm, respectively, were 865 MHz (with impedance mismatch and no |S_{11}| BW), 890 MHz (BW of 12.96%), 910 MHz (15.69%), 940 MHz (11.58%) and 953 MHz (10.63%). The R_3 of 6.4 mm was resonant center frequency and |S11| BW of 814.2-957 MHz (15.69%) indicated the failure to cover the universal UHF RFID band. In Figure 5 (b), the maximum gain of 7.12 dBi at the center frequency (910 MHz) was achieved for R_3 of 6.4 mm, while the average gains achieved with R_3 of 5.4, 6.4, 7.4 and 8.4 mm were >6.50 dBi, except for the case of R_3 = 4.4 mm where there was impedance mismatch was average gain of 5.63 dBi.

Paring technique (stage#3). In the third stage, the simulations were carried out to identify R_4 that provided the lowest AR by concurrently varying the inner radii (R_4) of the two large annular-ring slots. In this research, the maximum outer radius (R_5) of the large annular-ring slots was limited to 81.5 mm to avoid an overlap with the small annular-ring slot. In addition, except for R_4 which was varied between 44-80 mm, G, h_a, h_d, d_p, d_m, R, R_2, R_3 and R_5 were referred to the optimal values in Table 1. Figure 6 (a) illustrates the simulated |S11| and |S11| BW relative to the resonant frequency for varying R_4 (i.e. 44, 50, 56, 62, 68, 74 and 80 mm). The simulated resonant frequencies for R_4 of 44 (without two leaf-shaped sections), 50 (with two “smallest” leaf-shaped sections and “widest” gap between the leaf-shaped and middle sections), 56, 62, 68, 74 and 80 mm (with two “largest” leaf-shaped sections and “narrowest” gap between the leaf-shaped and middle sections), respectively, were 903.8 (BW of 11.65%), 893.4 (11.69%), 903.81 (11.67%), 904.4 (11.71%), 905.4 (12.70%), 910 (13.71%) and 913.6 MHz (14.95%). The simulation results also showed that, except for that of 50 mm, R_4 of 44 mm and 56-80 mm generated the frequencies that covered the universal UHF RFID band (860-960 MHz). The frequency range for R_4 of 50 mm was 844.4-951.6 MHz. Figure 6 (b) illustrates the simulated AR relative to the resonant frequency for the various R_4. The simulated 3-dB AR BW for R_4 of 44 (without two leaf-shaped sections), 50 (with two “smallest” leaf-shaped sections and “widest” gap between the leaf-shaped and middle sections), 56, 62, 68, 74 and 80 mm (with two “largest” leaf-shaped sections and “narrowest” gap between the leaf-shaped and middle sections), respectively, were 9.01%, 9.83%, 9.24%, 9.3%, 9.77% at 860 MHz and 9.88% at 843.3 MHz. Based on the simulation results, an AR of <0.8 dB could be achieved only for R_4 of 74 mm. In addition, the simulated 3-dB AR BW for all the R_4 (i.e. 44–80 mm) indicated the failure to cover the universal UHF RFID band. Figure 6 (c) depicts the simulated gains for the various R_4. The average gain was >6.15 dBic (860-960 MHz) with the highest gain of >6.25 dBic achieved at R_4 of 80 mm. (with two “largest” leaf-shaped sections and “narrowest” gap between the leaf-shaped and middle sections).

Truncation technique (stage#4). In the final stage, the four corners of the middle section of the radiating plate were truncated into arc shape with a radius (R_6) of 20-35 mm to shift the AR in order to reach the center frequency. The amalgamation of the two small leaf-shaped and the large middle sections subsequently formed the tennis ball-shaped radiating plate of the proposed antenna. At stage#4, R_6 was varied between 20 and 35 mm, while G, h_a, h_d, d_p, d_m, R, R_2, R_3, R_4 and R_5 were referred to the optimal values in Table 1. Figure 7 (a) illustrates the simulated |S11| and |S11| BW relative to the resonant frequency for varying R_6 (i.e. 20, 25, 30 and 35 mm). The simulated resonant frequencies for R_6 of 20, 25, 30 and 35 mm were 896.6 MHz (BW of 13.45%), 916.8 MHz (13.51%), 910 MHz (13.89%) and 910.4 MHz (14.46%), respectively.

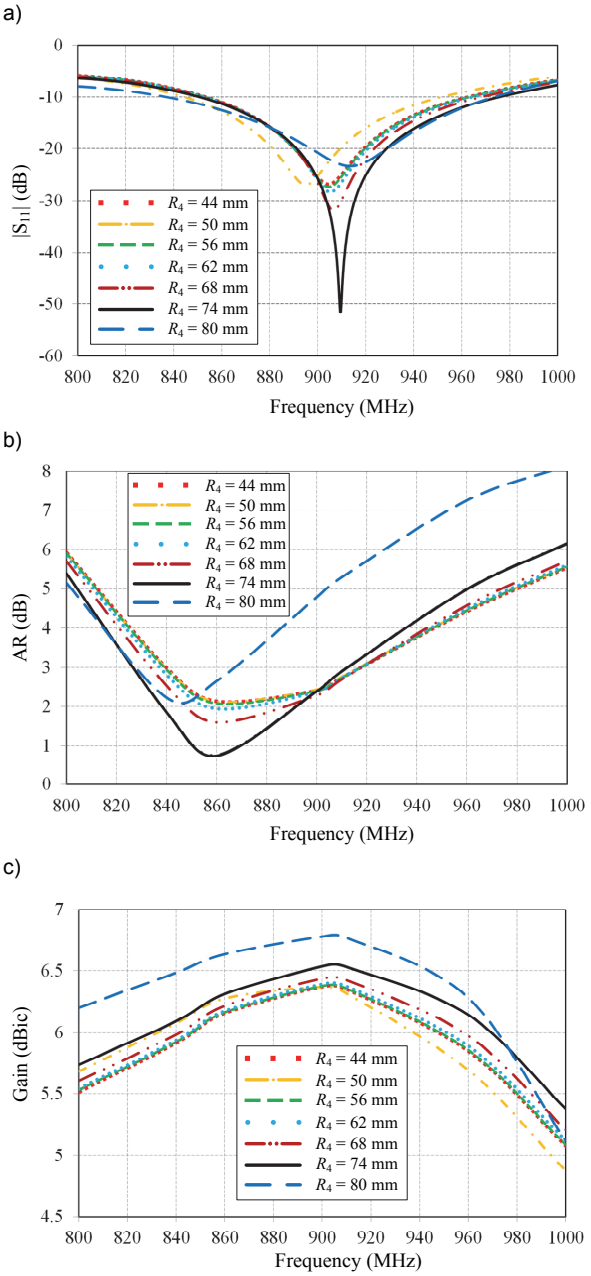
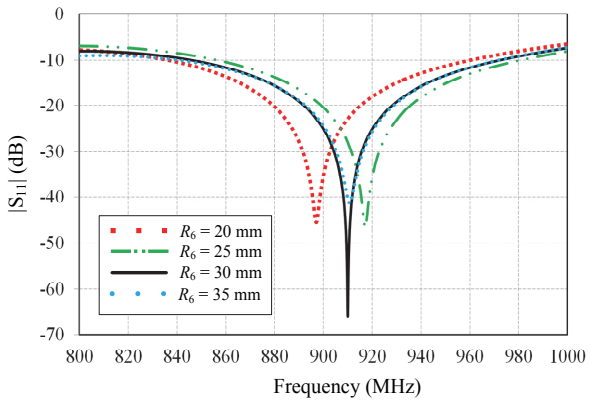


Fig. 6. The simulation results by varying R_4 (stage#3): (a) |S11|, (b) AR and (c) gain.

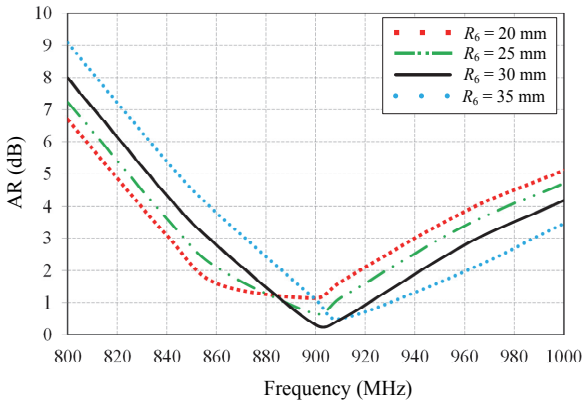
The simulated |S11| BW for all the R_6 (i.e. 20–35 mm) indicated to cover the universal UHF RFID band.

Figure 7 (b) shows the simulated 3-dB AR BW relative to frequency for the various R_6. The simulated 3-dB AR BW for R_6 of 20, 25, 30 and 35 mm, respectively, were 11.2% of BW (838.1-940 MHz), 11.26% (847.5-950 MHz), 12.31% (853-965 MHz) and 12.7% (871.9-987.5 MHz). The findings also revealed that it was only R_6 of 30 mm that the simulated 3-dB AR BW covered the universal UHF RFID band. Figure 7 (c) depicts the simulated gains for the various R_6. The maximum simulated gains for R_6 of 20, 25, 30 and 35 mm, respectively, were 6.52 dBic at 900 MHz, 6.48 dBic at 910 MHz, 6.50 dBic at 900 MHz, and 6.5 dBic at 900 MHz. The average simulated gain within the universal UHF RFID band was approximately 6.33 dBic.

a)



b)



c)

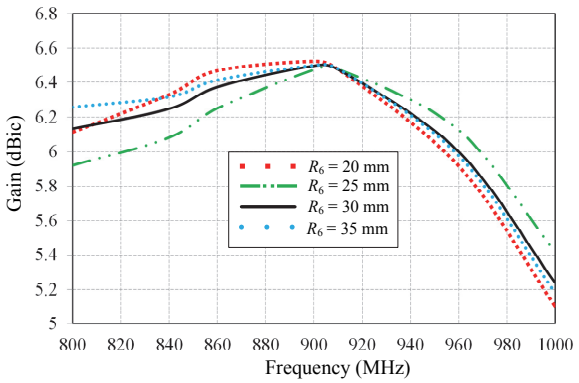


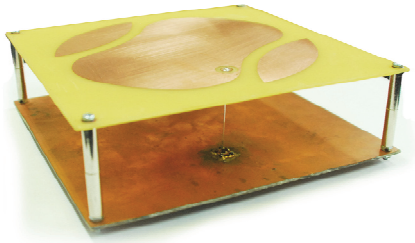
Fig. 7. The simulation results by varying R_6 (proposed antenna): (a) $|S_{11}|$, (b) AR and (c) gain.

Simulation and experimental results

This section presents the comparisons between the simulation outcomes of the proposed antenna and the measured results of the prototype antenna. Fig. 8 illustrates the front, perspective and cross-sectional views of the prototype antenna. Both the simulation and measured results relative to frequency encompass the $|S_{11}|$ BWs, the 3-dB AR BWs, the gains and the radiation patterns in the *x-y* and *x-z* planes. The comparison revealed a close resemblance between the simulation and the measurements, as shown in Figs. 9–11.

a)

b)



c)

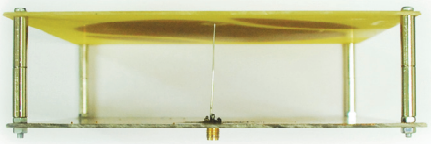


Fig. 8. The proposed CP reader antenna for the universal UHF RFID band: (a) front view, (b) perspective view, (c) cross-sectional view.

The measurements were carried out using Agilent 8720 vector network analyzer. In Fig. 9 (a), the simulated and measured $|S_{11}|$ were resonant at the frequency of 910 and 902.6 MHz, with the $|S_{11}|$ BW of 13.89% (845.8-972.2 MHz) and 14.13% (837.6-966.2 MHz), respectively. The measured antenna gain, AR and radiation patterns are performed in the receiving mode in an anechoic chamber. The measurement setup uses transmitting standard dipole antenna with Anritsu MP-651B and the proposed antennas were separated by a distance of the far-field region. Mean-while, the boresight gain was measured based on the Friis transmission formula that can be accomplished by swept frequency. The simulated and measured AR at 860, 910 and 960 MHz of 2.79, 0.49 and 2.79 dB; and 2.54, 0.82 and 2.91 dB, respectively, while the simulated and measured 3-dB AR BW were 12.31% (853-965 MHz) and 12.41% (850.6-963.5 MHz), as shown in Fig 9 (b).

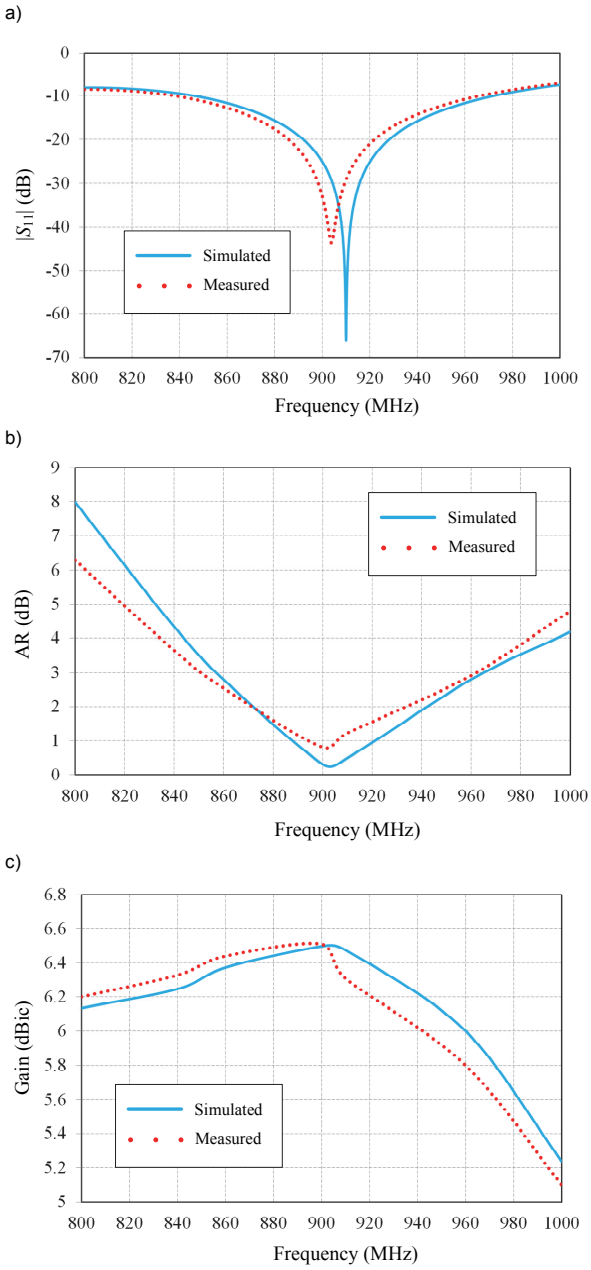


Fig. 9. The simulation and measurement results: (a) $|S_{11}|$, (b) AR, (c) gain.

Figure 9 (c) shows the simulated and measured gains at the frequencies of 860, 910 and 960 MHz of 6.37, 6.48 and 6.00 dBic; and 6.44, 6.31 and 5.8 dBic, respectively. The average simulated and measured gains within the universal UHF RFID band were, respectively, 6.28 and 6.18 dBic. Figure 10 illustrates the simulated and measured radiation patterns at 860, 910 and 960 MHz in the *x-z* plane. The simulated half-power beamwidths (HPBWs) of the co-polarization (left-hand circular polarization: LHCP) at 860, 910 and 960 MHz were 85.1°, 83.8° and 82.5°, respectively. The simulated cross-polarization (right-hand circular polarization: RHCP) levels at 860, 910 and 960 MHz at the main lobe of the radiation pattern were -16.1, -40 and -16.3 dB, respectively. The measured HPBWs of the co-polarization (LHCP) in the *x-z* plane at 860, 910 and 960 MHz were 84.1°, 83.6° and 82.5°, while the measured cross-polarization (RHCP) levels at 860, 910 and 960 MHz were -15.15, -40.00 and -15.45 dB, respectively.

Figure 11 depicts the simulated and measured radiation patterns at 860, 910 and 960 MHz in the *x-y* plane. The simulated half-power beamwidths (HPBWs) of the co-polarization (left-hand circular polarization: LHCP) at 860, 910 and 960 MHz were 84.4°, 83.7° and 82.5°, respectively. The simulated cross-polarization (right-hand circular polarization: RHCP) levels at 860, 910 and 960 MHz at the main lobe of the radiation pattern were -16.11, -37.11 and -16.11 dB, respectively. The measured HPBWs of the co-polarization (LHCP) in the *x-y* plane at 860, 910 and 960 MHz were 84°, 83.5° and 82.5°, while the measured cross-polarization (RHCP) levels at 860, 910 and 960.00 MHz were-16, -30 and -16.2 dB, respectively.

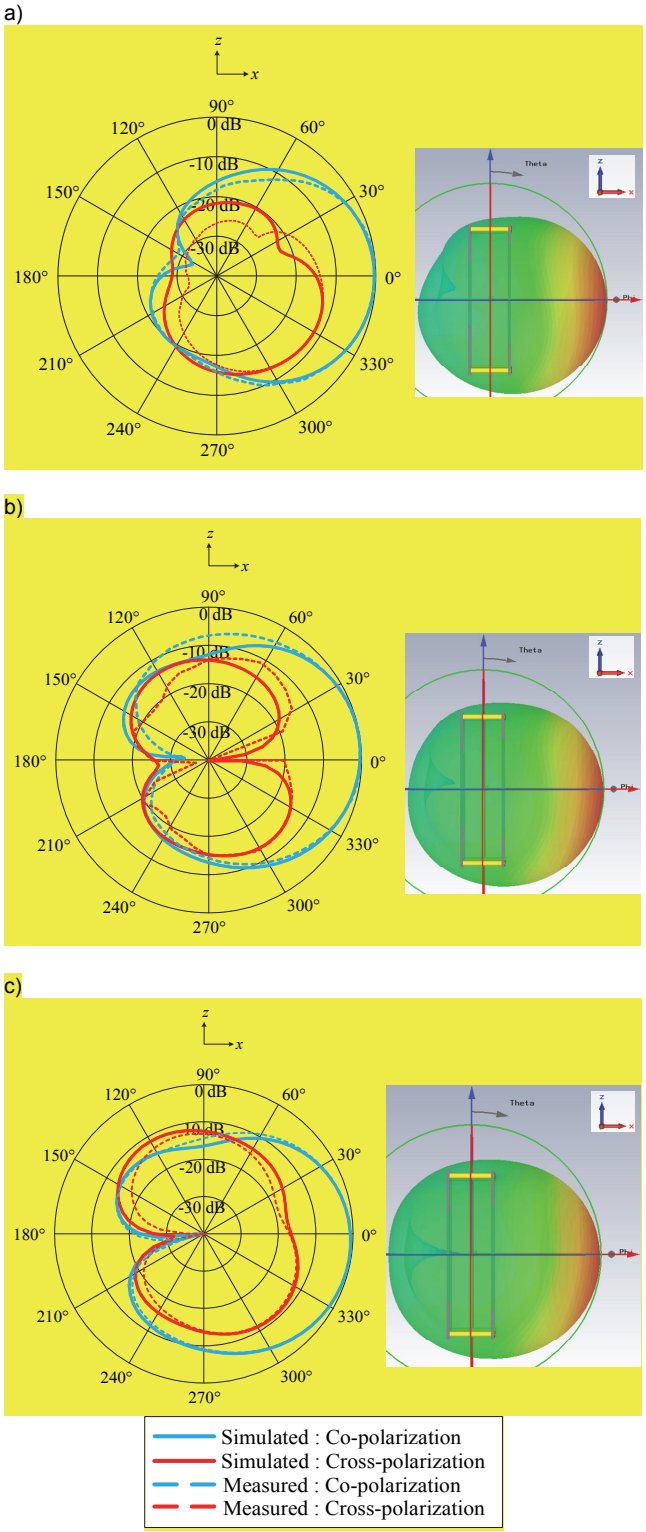


Fig. 10. The simulated and measured radiation patterns in the *x-z* plane (a) 860 MHz (b) 910 MHz and (c) 960 MHz

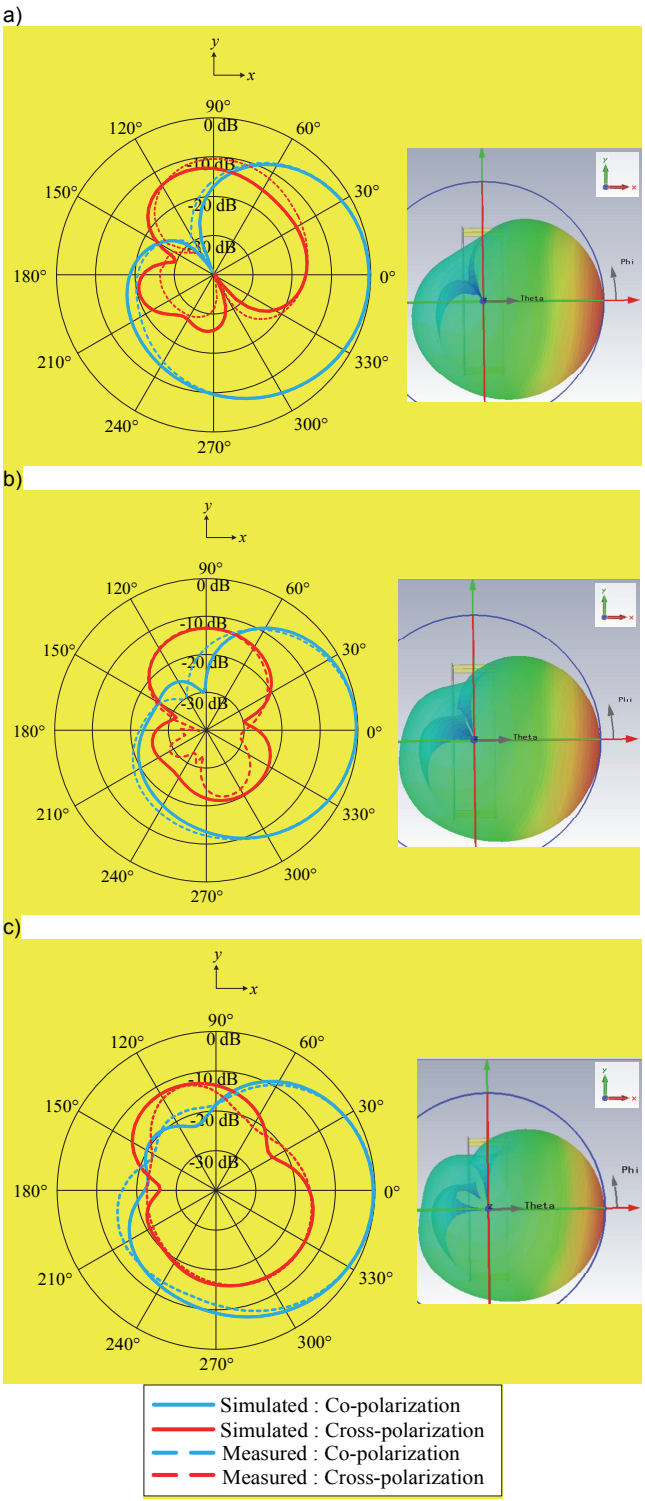


Fig. 11. The simulated and measured radiation patterns in the *x-y* plane (a) 860 MHz (b) 910 MHz and (c) 960 MHz

Conclusion

This research has proposed the tennis ball-shaped radiating plate integrated into the suspended-structure antenna for generating the CP and unidirectional radiations that cover the universal UHF RFID band. The proposed antenna was of simple design and 165×165×42 mm in dimensions. The experiments provided the relatively satisfactory results with regard to $|S_{11}|$ BW and 3-dB AR BW with the average gain of >6 dBic. The HPBWs of co-polarization (LHCP) in the *x-y* and *x-z* planes were >80°. Nevertheless, one shortcoming of the proposed antenna was the cross-polarization (RHCP) of >-20 dB at 860 and 960 MHz in both planes.

Acknowledgements

This work has been supported by the Thailand Research Fund (TRF) and the Thailand Science Research and Innovation (TSRI) through the Research Grant for New Scholar Program under Grant no. MRG6080070. The authors acknowledge with gratefulness the resources provided by the Institute of Research and Development (IRD), Rajamangala University of Technology Rattanakosin.

Authors: *Komkris Boonying, Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Rattanakosin, Phutthamonthon, Nakhon Pathom, 73170, Thailand, E-mail: komkris.boo@rmutr.ac.th; Chuwong Phongcharoenpanich, Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, BangKok, 10250, Thailand. E-mail: pchuwong@gmail.com.*

REFERENCES

[1] Finkenzeller K., *RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication*, John Wiley & Sons Ltd., 2010.

[2] Curty P., Declercq M., Dehollain C., Joehl N., *Design and Optimization of Passive UHF RFID System*, Springer Science+Business Media, 2007.

[3] Aguirre J. I., *EPC global: A Universal Standard*, Available: http://web.mit.edu/smadnick/www/wp/ 2007-01.pdf. Feb., 2007

[4] Kumar G., Ray K. P., *Broadband Microstrip Antenna*, Artech House Inc., 2003.

[5] Bhartia P., Bahl I., Garg R., Ittipiboon A., *Microstrip Antenna Design Hand book*, Artech House, Inc., 2001.

[6] Balanis C.A., *Antenna Theory: Analysis and Design*, Wiley, Hoboken, NJ, 3rd., 2005.

[7] Wong K. L., *Compact and Broadband Microstrip Antenna*, New York, John Wiley & Sons, Inc., 2014.

[8] Lee J. M., Kim N. S., Pyo C. S., A circular polarized metallic patch antenna for RFID reader, *Asia-Pacific Conference on Communications*, (2005), 116-118.

[9] Chen Z. N., Chia M. Y. W., Broadband suspended plate antenna with probe-fed strip, *IEE proceeding Microwaves, Antennas and Propagation,* vol. 148 *(2001),* 37-40.

[10] Laohapensaeng T., and Boonying K., Dual-polarized microstrip antenna with high isolation using an inserted slot, *International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications Systems*, (2011), 1-5.

[11] Phongcharoenpanich Ch., Boonying K., Kosulvit S., Dual-polarized flat rectenna for 2.45 GHz, *IEEE-APS Topical conference on Antennas and Propagation in Wireless communications*, (2013), 1433-1436.

[12] Boonying K., Phongcharoenpanich Ch., Kosulvit S., Polarization reconfigurable suspended antenna using RF switches and P-I-N diodes, The 4th *Joint International conference on Information and Communication Technology, Electronic and Electrical Engineering*, (2014), pp. 5-8.

[13] Granholm J., Woelders K., Dual polarization stacked microstrip patch antenna array with very low cross-polarization, *IEEE Transactions on Antennas and propagation*, vol. 49 (2001), 1393-1402.

[14] Waterhouse R. B., Design of probe-fed stacked patches, *IEEE Transactions on Antennas and*

Propagation, vol. 47 (1999), 1767-1771.
[15]Mak C. L., Luk K. M., Lee K. F., Chow Y. L., Experimental study of a microstrip patch antenna with an L-shaped probe, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48 (2000), 777-783.
[16]Sim C. Y. D., Chi C. J., A slot loaded circularly polarized patch antenna for UHF RFID reader, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60 (2012), 4516-4521.
[17]Ooi B. L., Lee C. L, Kooi P. S., Chew S. T., A novel F-probe fed broadband patch antenna, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, (2001),* 73-76.
[18]Lu J. H., Wang S. F., Planar broadband circularly polarized antenna with square slot for UHF RFID reader, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61 (2013), 45-52.
[19]Mak C. L., Lee K. F., Luk K. M., Broadband patch antenna with T-shape probe, *IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 147 (2000), 73-76.
[20]Yang X. H., Shafai Y. L., Characteristics of aperture coupled microstrip antennas with various radiating patches and coupling apertures, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 43 (1995), 72-78.
[21]Lee J. -K., Ahn Ch. H., Chang K., Broadband circularly polarized aperture-coupled microstrip antenna with dual-offset feedlines, *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, (2011), 1127-1130.
[22]Wang Z., Fang S., Fu S., Jia S., Single-fed broadband circularly polarized stacked patch antenna with horizontally meandered strip for universal UHF RFID applications, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59 (2011), 1066-1073.
[23]Kasabegoudar V. G., Vinoy K. J., Coplanar capacitively coupled probe fed microstrip antenna for wideband applications, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58 (2010), 3131-3138.
[24]Ridgers M. G., Odendaal J. W., Joubert J., Single-layer capacitive feed for wideband probe-fed microstrip antenna elements, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51 (2003), 1405-1407.
[25]Son H. W., Design of dual-polarised microstrip antenna with high isolation using capacitive feed, *Electronics Letters,* vol. 45 (2009), 383-385.
[26]Chen Z. N., Qing X., Chung H. L., A universal UHF RFID reader antenna, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,* vol. 57 (2009), 1275-1282.
[27]Nasimuddin, Chen Z. N., Qing X., Asymmetric-circular shaped slotted microstrip antennas for circular polarization and RFID applications, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* vol. 58 (2010), 3821-3828.
[28]Agarwal K., Nasimuddin, and Alphones A., RIS-base compact circularly polarized microstrip antennas, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61 (2013), 547-554.
[29]Nasimuddin, Qing X., Chen Z. N., Compact asymmetric-slit microstrip antennas for circular polarization, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* vol. 59 (2011), 285-288.
[30]Lu J. H., Yu H. Ch., Wong K. L., Compact circular polarisation design for equilateral-triangular microstrip antenna with spur lines, *Electronics Letters*, vol. 34 (1998),1989-1990.
[31]Lin Y. F., Wang Y. K., Chen H. M., Yang Z. Z., Circularly polarized crossed dipole antenna with phase delay lines for RFID handheld reader, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60 (2012), 1221-1227.
[32]Lin Y. F., Chen H. M., Chu F. H., Pan S. C., Bidirectional radiated circularly polarised square-ring antenna for portable RFID reader, *Electronics Letters*, vol. 44 (2009), 1275-1282.
[33]Guha D., Resonant frequency of circular microstrip antennas with and without air gaps, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49 (2001), 55-59.

ประวัตินักวิจัย

ชื่อ – นามสกุล ดร.คมกฤช บุญยิ่ง
วัน เดือน ปีเกิด 8 พฤศจิกายน 2525
ประวัติการศึกษา

ชื่อย่อปริญญา	สาขา	สถาบันที่จบ	ปีที่จบ
วศ.ด.	วิศวกรรมไฟฟ้า	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง	2558
วศ.ม.	วิศวกรรมไฟฟ้า	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร	2554
วศ.บ.	วิศวกรรมโทรคมนาคม	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร	2550

ประวัติการทำงาน

ตำแหน่ง	ประเภทธุรกิจ	ชื่อหน่วยงาน	ปีที่ทำงาน
อาจารย์	มหาวิทยาลัย	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลรัตนโกสินทร์	พ.ศ. 2558 ถึง ปัจจุบัน
ช่างเทคนิคห้องปฏิบัติการโทรคมนาคม	มหาวิทยาลัย	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร	พ.ศ. 2551 ถึง พ.ศ. 2553

สาขาที่เชี่ยวชาญ การออกแบบสายอากาศพาสซีฟและแอกทีฟ และการออกแบบวงจรรวมทางด้านไมโครเวฟเบื้องต้น

วารสารที่ได้รับการตีพิมพ์

1. **K. Boonying** and C. Phongcharoenpanich, “Circularly-polarized capacitively-fed UHF-RFID antenna with truncated reverse-arc shape,” *Journal of Electromagnetic Waves and Applications* (JEMWA 2015), Taylor & Francis., pp. 2052-2065, Sep 2015.

2. C. Phongcharoenpanichand **K. Boonying**, “A 2.4-GHz Dual Polarized Suspended Square Plate Rectenna with Inserted Annular Rectangular Ring Slot,” *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering,* Wiley, Published online: 27 Oct., 2015.

3. **K. Boonying** and E. Nugoolcharoenlap, “Unidirectioal Circularly Polarized Elliptical Flat Antenna for UHF RFID Reader,” *International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC 2018)*, Nov. 2018.

4. **K. Boonying** and C. Phongcharoenpanich, “Analysis and Design of Circularly Polarized Capacitively-Fed Planar Suspended Antenna for Universal UHF RFID Applications,” Przeglad Elektrotechniczny, pp.100-107, Jan. 2020.

เอกสารอ้างอิง

[1] Roberti M, The History of RFID Technology website [Online]. Available: http:// www.rfidjournal.com/articles/pdf?1338, Jan., 2005.

[2] Banks J., Hanny D., Pachano M.A. and Thompson L.G., RFID Applied, New Jersey USA, John Wiley & Sons, Inc., 2007.

[3] Curty J. -P., Declercq M., Dehollain C. and Joehl N., Design and Optimization of Passive UHF RFID System, Springer Science+Business Media Inc., 2007.

[4] Finkenzeller K., RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication, 3rd ED., New York USA, John Wiley & Sons Inc., 2010.

[5] Dobkin D. M., The RF in RFID Passive UHF in Practice, Boston Elsevier Inc., 2008.

[6] Kumar G. and Ray K. P., Broadband Microstrip Antennas, Boston USA, Artech House Inc., 2003.

[7] Garg R., Bhartia P., Bahl I. and Ittipiboon A., Hand book: Microstrip Antenna Design, Boston USA, Artech House Inc., 2001.

[8] Balanis C. A., Antenna Theory Analysis and Design, 3rd ED, New York USA, John Wiley and Sons Inc., 2010.

[9] Wong K. -L., Compact and Broadband Microstrip Antenna, New York USA, John Wiley & Sons Inc., 2014.

[10] Lee J. M., Kim N. S. and Pyo C. S., "A Circular Polarized Metallic Patch Antenna for RFID Reader," *Proc. of Asia-Pacific conference on Communications*, Oct. 2005. pp. 116-118.

[11] Chen Z. N. and Chia M. Y. W., "Broadband Suspended Plate Antenna with Probe-Fed Strip," *Proc. of IEE Microwaves Antennas and Propagation*, Aug. 2001, pp. 37-40.

[12] Laohapensaeng T. and Komkris B., "Dual-Polarized Microstip Antenna with High Isolation using an Inserted Slot," *Proc. of IEEE Intelligent Signal Processing and Communications Systems International Symposium*, Dec. 2011, pp. 1-5.

[13] Phongcharoenpanich Ch., Boonying K. and Kosulvit S., "Dual-Polarized Flat Rectenna for 2.45 GHz," *Proc. of IEEE Antennas and Propagation in Wireless communications,* Sep. 2013, pp. 1433-1436.

[14] Granholm J. and Woelders K, "Dual Polarization Stacked Microstrip Patch Antenna Array with Very Low Cross-Polarization," *IEEE Trans. Antennas and propagation*, Aug. 2001, pp. 1393-1402.

[15] Waterhouse R. B., "Design of Probe-Fed Stacked Patches," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Aug. 1999, pp. 1767-1771.

[16] GS1., Regulatory Status for Using RFID in the EPC Gen 2 Band (860 to 960 MHz) of the UHF Spectrum website [Online]. Available: http://www.gs1.org/docs/epcglobal/UHF_Regulations.pdf, Oct., 2014.

[17] Aguirre J. I., EPCglobal: A Universal Standard, *Mater Thesis of Massachusetts Institute of Technology*, 2007.

[18] Mak C. L., Luk K. M., Lee K. F. and Chow Y. L., "Experimental Study of A Microstrip Patch Antenna with An L-Shaped Probe," *IEEE Trans. Antennas and Propagation,* May, 2000, pp. 777-783.

[19] Sim C. and Chi Ch.–J., "A Slot Loaded Circularly Polarized Patch Antenna for UHF RFID Reader," *IEEE Trans. Antennas and Propagation,* Jul., 2012, pp. 4516-4521.

[20] Ooi, B. L., Lee C. L, Kooi P. S. and Chew S. T., "A Novel F-probe Fed Broadband Patch Antenna," *Proc. of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Jul., 2001*,* pp. 474-477.

[21] Lu J. –H. and Wang S. –F., "Planar Broadband Circularly Polarized Antenna with Square Slot for UHF RFID Reader," *IEEE Trans. Antennas and Propagation,* Sep., 2012, pp. 45-523.

[22] Mak C. L., Lee K. F. and Luk K. M., "Broadband Patch Antenna with T-Shape Probe," *Proc. of IEE Microwaves Antennas and Propagation,* Apr. 2000. 73-76.

[23] Yang X. H. and Shafai L., "Characteristics of Aperture Coupled Microstrip Antennas with Various Radiating Patches and Coupling Apertures," *IEEE Trans. Antennas and Propagation,* Jan., 1995, pp. 72-78.

[24] Lee J. -K., Ahn Ch. -H. and Kai. Ch., "Broadband Circularly Polarized Aperture-Coupled Microstrip Antenna with Dual-Offset Feedlines," *Proc. of IEEE Antennas and Propagation International Symposium,* Jul., 2011, pp. 1127-1130.

[25] Wang Z., Fang S., Fu S. and Jia S., "Single-Fed Broadband Circularly Polarized Stacked Patch Antenna with Horizontally Meandered Strip for Universal UHF RFID Applications," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, Mar., 2011, pp. 1066-1073.

[26] Kasabegoudar V. G. and Vinoy K. J., "Coplanar Capacitively Coupled Probe Fed Microstrip Antennas for wideband Applications*," IEEE Trans. Antennas and Propagation,* Jul., 2010, pp. 3131-3138.

[27] Mayhew -R. G., Odendaal J. W. and Joubert J., "Single-Layer Capacitive Feed for Wideband Probe Microstrip Antenna Elements," *IEEE Trans. Antennas and Propagation,* Jul., 2003, pp.1405-1407.

[28] Son H. W., "Design of Dual-Polarised Microstrip Antenna with High Isolation using Capacitive Feeds," *Electronics Letters*, May, 2009, pp. 533-534.

[29] Chen Z. N., Qing X. and Chung H. L., "A Universal UHF RFID Reader Antenna*," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques,* Mar., 2009, pp. 1275-1282.

[30] Nasimuddin, Chen Z. N. and Qing X., “Asymmetric-Circular Shaped Slotted Microstrip Antennas for Circular Polarization and RFID Applications,” *IEEE Trans. Antennas and Propagation,* Dec., 2010, pp. 3821-3828.

[31] Agarwal K., Nasimuddin and Alphones A., “RIS-base compact circularly polarized microstrip antennas,” *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Nov., 2012, pp. 547-554.

[32] Nasimuddin, Qing X. and Chen Z. N., “Compact Asymmetric-Slit Microstrip Antenns for Circular Polarization,” *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Nov., 2010*,* pp.285-288.

[33] Lu J. -H., Yu H. -Ch. and Wong K. -L., “Compact Circular Polarisation Design for Equilateral-Triangular Microstip Antenna with Spur Lines,” *Electronics Letters,* Oct., 1988, pp. 1989-1990.

[34] Lin Y. –F., Wang Y. –K., Chen H. –M. and Yang Zh. –Z, “Circularly Polarized Crossed Dipole Antenna with Phase Delay Lines for RFID Handheld Reader,” *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Dec., 2011, pp. 1221-1227.

[35] Lin Y. -F., Chen H. -M., Chu F. -H. and Pan S. –C., “Bidirectional Radiated Circularly Polarised Square-Ring Antenna for Portable RFID Reader,” *Electronics Letters,* Nov., 2008, pp. 1383-1384.

[36] CST Microwave Studio (User’s Manual, 2011)

[37] Drabowitch S., Papiernik A., Griffiths H., Encinas J. and Smith B. L., Modern Antenna, Cambridge UK, Chapman & Hall, Inc. 1998.

[38] Abboud F., Damiano J. P. and Papiernik A., “Accurate Model for The Input Impedance of Coax-Fed Rectangular Microstrip Antenna with and without Air gaps,” *Proc. of International Conference Antennas and Propagation,* Apr., 1989, pp. 102-106.

[39] Abboud F., Damiano J. P. and Papiernik A., “A New Model for Calculating the Input Impedance of Coax-Fed Circular Microstrip Antenna with and without Air gaps.” *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Nov., 1990, pp. 1882-1885.

[40] Chattopadhyay S., Biswas M., Siddiqui J. Y. and Guha D., “Input Impedance of Probe-Fed Rectangular Microstrip Antenna with Variable Air Gap and Varying Aspect Ratio,” *Proc. of Microwaves Antennas and Propagation*, Dec., 2009, pp. 1151-1156.

[41] Shambavi K., “Gain and Bandwidth Enhancement Technique in Square Microstrip Antenna for WLAN Applications.” *Proc. of Asia-Pacific Microwave Conference,* Dec., 2007, pp. 1-4, 2007.

[42] Budayawan K., Isa M., Ismail A. and Azmir R. S., “Implementation Model of Rectangular Microstip Antenna with multilayer Air gap,” *Proc. of IEEE RF and Microwave Conference,* Dec., 2011, pp. 274-277.

[43] โมไนย ไกรฤกษ์, วิศวกรรมคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า, บริษัท พิมพ์สวย จำกัด, 2537.

[44] Balanis C. A., Antenna Advanced Engineering Electromagnetics, New York USA, John Wiley & Sons Inc., 2012.