



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการเทคโนโลยีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อเกษตรยั่งยืน

โดย ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

กันยายน 2554

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการเทคโนโลยีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อเกษตรยั่งยืน

ผู้วิจัย

- | | |
|-----------------------------------|--|
| 1. ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์ | สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง |
| 2. รศ.ดร.ประยุทธ์ อัครเอกผาลิน | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ |
| 3. รศ.ดร.มิตรชัย จงเขียวชำนาญ | มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ |
| 4. รศ.ดร.อภิรักษ์ ชนชยานนท์ | สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง |
| 5. รศ.ดร.ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์ | สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง |
| 6. ผศ.ดร.เผ่าถัก ศิริสุข | สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง |
| 7. รศ.ดร.दनัย ต.รุ่งเรือง | มหาวิทยาลัยเอเชียน |
| 8. ผศ.ดร.เด่นชัย วรเสวต | มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ |
| 9. อ.ดร.โชคชัย แสงดาว | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร |
| 10. อ.ดร.ฐิติพงษ์ เลิศวิริยะประภา | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ |
| 11. อ.ดร.เอกรัฐ บุญญา | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ |

สนับสนุนโดยสำนักงานคณะกรรมการการอุดมศึกษา

และสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย

(ความเห็นในรายงานนี้เป็นของผู้วิจัยสกอ. และสกว. ไม่จำเป็นต้องเห็นด้วยเสมอไป)

คำนำ

รายงานฉบับสมบูรณ์นี้ จัดทำขึ้นเพื่อรายงานการดำเนินงานวิจัยของโครงการตลอดระยะเวลา 3 ปี (29 กรกฎาคม 2551 ถึง 28 กรกฎาคม 2554) ภายใต้โครงการเทคโนโลยีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อเกษตรยั่งยืน ที่ได้รับการสนับสนุนโดยสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย ตามสัญญาเลขที่ RTA5180002 ตามวัตถุประสงค์การสร้างกลุ่มนักวิจัยในสถาบันต่างๆ โดยการดำเนินงานของโครงการได้จัดกิจกรรมเพื่อดำเนินการวิจัยต่างๆ มากมาย อาทิ การประชุมสัมมนาวิชาการ นำเสนอสื่อเผยแพร่ พบปะแลกเปลี่ยนความรู้ในการทำวิจัยกับผู้ทรงคุณวุฒิและเชี่ยวชาญอย่างสม่ำเสมอ ทั้งนี้เพื่อกระตุ้นให้เกิดความตื่นตัวต่อการทำวิจัยในการพัฒนาประเทศและกลุ่มนักวิจัยหวังเป็นอย่างยิ่งว่ารายงานฉบับสมบูรณ์โครงการวิจัยนี้จะเป็นประโยชน์ต่อผู้อ่านในอนาคตต่อไป

ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

หัวหน้าโครงการวิจัยผู้รับทุน

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	1
Abstract	2
Executive Summary	3
เนื้อหางานวิจัย	4
บทที่ 1 ไมโครเวฟเพื่อการอบแห้ง	4
การพัฒนาระบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดไชน์เบด	4
บทที่ 2 เซนเซอร์ไมโครเวฟ	39
2.1 เซนเซอร์วัดความชื้นโดยใช้การเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศ	39
2.2 การเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศแบบร่องบนตัวกลางหลายชั้นที่มีระนาบกรวดขนาดจำกัด	64
2.3 การสังเคราะห์สมการแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อทำนายเปอร์เซ็นต์เนื้อเยื่อแห้งในน้ำยางสดและการประยุกต์ใช้กับระบบวัดแบบหกพอร์ต	89
2.4 การคัดแยกผลไม้โดยไม่ทำลายด้วยคลื่นไมโครเวฟ	115
2.5 เซนเซอร์ RFID เพื่อตรวจสอบคุณภาพของผลิตผลทางการเกษตร	137
2.6 การออกแบบไมโครชิพสำหรับไมโครเวฟเซนเซอร์	175
บทที่ 3 สายอากาศ	208
3.1 สายอากาศแถวลำดับปรับตัวโดยใช้อัลกอริทึม CMA	208
3.2 สายอากาศสวิตช์ลากลื่นโดยสายอากาศแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ	234
3.3 การสร้าง FPGA ของการอินเวอร์สเมทริกซ์โดยใช้ MGS สำหรับระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต	265
3.4 สายอากาศแถบความถี่กว้างและสายอากาศหลายแถบความถี่	277
3.5 สายอากาศแบบสองโหมดสำหรับป้อนยูเอชเอฟอาร์เอฟไอดีแบบแพสซีฟ	295
บทที่ 4 การแพร่กระจายคลื่นและโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย	305
4.1 การแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสวนทุเรียน	305
4.2 ระบบโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย	330
บทที่ 5 สรุป	349
ภาคผนวก	354

บทคัดย่อ

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ของโครงการเทคโนโลยีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อเกษตรยั่งยืน (RTA5180002) รวบรวมผลการวิจัยที่ได้ดำเนินการในช่วง 3 ปี ระหว่าง 29 กรกฎาคม 2551 ถึง 28 กรกฎาคม 2554 โดยได้แบ่งหัวข้อการวิจัยเป็น 4 หัวข้อหลัก คือ

1. ไมโครเวฟเพื่อการอบแห้งที่กล่าวถึงการพัฒนากระบวนการอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดไคซ์เบด
2. เซนเซอร์ไมโครเวฟที่มีการวิจัยเพื่อใช้ตรวจสอบคุณสมบัติของผลิตผลทางการเกษตร ประกอบด้วย
 - 2.1 เซนเซอร์วัดความชื้นโดยใช้การเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศ
 - 2.2 การศึกษาการเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศแบบร่องบนตัวกลางหลายชั้นที่มีระนาบกราวด์ขนาดจำกัดที่นำไปสู่การหาคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของวัสดุที่ถูกปกคลุมด้วยวัสดุอื่น
 - 2.3 การสังเคราะห์สมการแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อทำนายเปอร์เซ็นต์เนื้อเยื่อแห้งในน้ำยางสดและการประยุกต์ใช้กับระบบวัดแบบหกพอร์ต
 - 2.4 เซนเซอร์คัดแยกผลไม้ด้วยคลื่นไมโครเวฟ
 - 2.5 เซนเซอร์อาร์เอฟไอดีเพื่อตรวจสอบคุณภาพผลิตผลทางการเกษตร
 - 2.6 การออกแบบไมโครเวฟชิฟสำหรับเซนเซอร์ไมโครเวฟ
3. สายอากาศ ประกอบด้วย
 - 3.1 สายอากาศแถวลำดับปรับตัวโดยใช้อัลกอริทึม CMA
 - 3.2 สายอากาศสวิตช์ลากลื่นโดยใช้สายอากาศแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ
 - 3.3 การสร้าง FPGA ของการอินเวอร์สเมทริกซ์โดยใช้ MGS สำหรับระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต
 - 3.4 สายอากาศแถบความถี่กว้างและสายอากาศหลายแถบความถี่
 - 3.5 สายอากาศแบบสองโหมดสำหรับป้ายยูเอชเอฟอาร์เอฟไอดีแบบแพสซีฟ
4. การแพร่กระจายคลื่นในสวนและโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย ที่ประกอบด้วย
 - 4.1 การแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสวนทุเรียน
 - 4.2 ระบบโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สายเพื่อควบคุมการเก็บเกี่ยวทุเรียน

หลังจากที่ได้กล่าวถึงงานวิจัยแล้วได้รวบรวมผลลัพธ์ที่ได้จากงานวิจัย ประกอบด้วยผลงานตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ สิทธิบัตร เครื่องต้นแบบ หนังสือ และการสำเร็จการศึกษาของนักศึกษาที่ร่วมโครงการ

คณะนักวิจัยขอขอบคุณสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัยที่ให้การสนับสนุนโครงการนี้ด้วยดี

Abstract

This final report of the Electromagnetic Wave Technology for Sustainable Agriculture Project (RTA 5180002) summarizes the research works conducted in three years during July 29, 2008 to July 28, 2011. The research topics are divided into four categories:

1. Microwave drying which is about a continuous fluidized-bed microwave paddy drying system.
2. Microwave sensors associated with various sensors for inspection of agricultural products, i. e.,
 - 2.1 Moisture content sensor using mutual coupling of antennas
 - 2.2 Study on mutual coupling of slot antennas with finite ground plane on stratified medium. This work is essential in determination of unknown dielectric covered by other dielectric material.
 - 2.3 Synthesis of mathematical model for dry rubber content prediction and applications with six-port measurement system
 - 2.4 Microwave sensor for fruit classification
 - 2.5 RFID sensor for quality determination of some agricultural products
 - 2.6 Design of microchips for microwave sensors
3. Antennas consisting of
 - 3.1 Adaptive antennas using CMA algorithm
 - 3.2 Switched-beam antenna using circumferential-slots on a concentric sectoral cylindrical cavity excited by coupling slots
 - 3.3 FPGA implementation of QR decomposition using MGS algorithm for MIMO system
 - 3.4 Wideband and multiband antennas
 - 3.5 Dual mode antenna for passive UHF RFID tag
4. Radio wave propagation in an orchard and wireless sensor network. This topic is divided into two parts.
 - 4.1 Radio wave propagation in durian orchard
 - 4.2 Wireless sensor network for pre-harvesting control of durian

The research outcomes including publications in international journals, patent, prototype, books, and graduations of students involved in the project are listed.

The researchers deeply appreciate the Thailand Research Fund for supporting this project.

Executive Summary

ในโครงการเทคโนโลยีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อเกษตรยั่งยืน สัญญาเลขที่ RTA5180002 ได้ร่วมนักวิจัยทั้งหมด 11 คน จาก 6 สถาบัน ประกอบด้วย

1. ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2. รศ.ดร.ประยุทธ์ อัครเอกผาลิน มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
3. รศ.ดร.มิตรชัย จงเชื้อวานานู มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์
4. รศ.ดร.อภิรักษ์ รัตนยานนท์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
5. รศ.ดร.ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
6. ผศ.ดร.เผ่าศักดิ์ ศิริสุข สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
7. ผศ.ดร.ดนัย ต.รุ่งเรือง มหาวิทยาลัยเอเซีย
8. ผศ.ดร.เด่นชัย วรเสวต มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์
9. อ.ดร.โชคชัย แสงดาว มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
10. อ.ดร.จิตพงษ์ เลิศวิริยะประภา มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
11. อ.ดร.เอกรัฐ บุญงา มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

รวมทั้งนักศึกษาระดับบัณฑิตศึกษาเพื่อทำวิจัยเกี่ยวกับการนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้ในการสร้างเครื่องมือที่จะควบคุมคุณภาพของผลผลิตทางการเกษตร อันจะนำไปสู่การส่งเสริมให้เกษตรกรมีความยั่งยืนได้แบ่งการวิจัยออกเป็น 4 กลุ่ม คือ 1. การอบแห้งด้วยไมโครเวฟที่ได้พัฒนาองค์ความรู้จากเครื่องในระดับห้องปฏิบัติการจนถึงเครื่องนำร่องอุตสาหกรรมเพื่อลดความชื้นข้าวเปลือก 2. เซนเซอร์ไมโครเวฟเพื่อควบคุมคุณภาพของผลผลิตทางการเกษตร ได้แก่ เซนเซอร์วัดความชื้น เซนเซอร์วัดเปอร์เซ็นต์เพื่อขังในน้ำยางสด เซนเซอร์คัดแยกผลไม้ เซนเซอร์อาร์เอฟไอดีตลอดจนการออกแบบไมโครชิพสำหรับเซนเซอร์ไมโครเวฟ 3. การพัฒนาสายอากาศแบบต่างๆ ที่ใช้ในระบบสื่อสารไร้สายในระบบตรวจสอบคุณภาพผลไม้ ได้แก่ สายอากาศสำหรับตัวอ่านอาร์เอฟไอดีในระบบคัดทุเรียน สายอากาศสวิตช์ลากลื่นเพื่อสื่อสารในสวนสายอากาศแถบความถี่กว้างและหลายแถบความถี่ ตลอดจนสายอากาศสำหรับป้ายอาร์เอฟไอดี และกลุ่มสุดท้ายคือ 4. การแพร่กระจายคลื่นในสวนและโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย ที่ศึกษาการแพร่กระจายคลื่นไมโครเวฟในสวนทุเรียน และการพัฒนาระบบโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สายที่ทำให้สามารถทราบวันที่เหมาะสมสำหรับการเก็บเกี่ยว

ในโครงการนี้ได้ตีพิมพ์บทความในวารสารวิชาการระดับนานาชาติจำนวน 16 บทความ มีบทความที่อยู่ระหว่างการพิจารณา 1 บทความ บทความที่กำลังจะตีพิมพ์จำนวน 5 บทความ ได้ยื่นขอจดสิทธิบัตรในประเทศ 1 สิทธิบัตร มีเครื่องต้นแบบลดความชื้นขนานนำร่องอุตสาหกรรม 1 เครื่อง หนังสือ 2 เล่ม (เทคโนโลยีสายอากาศและเทคโนโลยีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อเกษตรยั่งยืน)

เนื้อหางานวิจัย

ในโครงการวิจัยนี้ได้แบ่งการวิจัยออกเป็น 4 หัวข้อหลักดังนี้

บทที่ 1

ไมโครเวฟเพื่อการอบแห้ง

การพัฒนาระบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดซ์เบด

(Development of a Continuous Fluidized-bed Microwave Paddy Drying System)

ดร.โชคชัย แสงดาว และ ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

วัตถุประสงค์

เพื่อพัฒนาเครื่องอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกนําร่องอุตสาหกรรมให้ทำงานได้เต็มประสิทธิภาพ

1. ความเป็นมาและงานวิจัยที่ได้ดำเนินการไปแล้ว

การศึกษาวิธีลดความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกด้วยกระบวนการต่างๆ ได้มีผู้ศึกษาวิจัยมาช้านาน ตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบัน [1-5] กระบวนการลดความชื้นมีแนวความคิดเบื้องต้นคือการกำจัดปริมาณน้ำในเมล็ดข้าวเปลือกให้หายไปด้วยการให้ความร้อนแก่เมล็ดข้าวเปลือกที่อุณหภูมิและเวลาที่เหมาะสม การวิเคราะห์ระบบอบแห้งที่ต้องการเริ่มจากการอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ได้แก่ สมการส่งผ่านความร้อนที่แสดงถึงคุณสมบัติทางความร้อนของเมล็ดข้าวเปลือกและคุณสมบัติของลมร้อนที่เวลาใดๆ สมการสมดุลพลังงานแสดงถึงกลไกการป้อนพลังงานความร้อนเข้าไปภายในระบบอบแห้งกับความร้อนที่ปรากฏขึ้นภายในเมล็ดข้าวเปลือก และสมการทำนายความชื้นแสดงถึงกลไกการระเหยของน้ำภายในเมล็ดข้าวเปลือกจากความร้อนเป็นต้น [6-9] ซึ่งการวิเคราะห์หมีปัจจัยพื้นฐานสำคัญคือ อุณหภูมิของอากาศและเมล็ดข้าวเปลือก ความเร็วของอากาศและเมล็ดข้าวเปลือก ความชื้นสัมพัทธ์ ความชื้นเริ่มต้น ความชื้นสุดท้าย ความหนาแน่นของเมล็ดข้าวเปลือก เวลาของการอบแห้ง ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือก และระดับพลังงานความร้อน ตลอดจนคุณภาพเมล็ดข้าวเปลือกที่ได้ภายหลังผ่านการอบแห้ง [10-12] เพื่อหาเงื่อนไขที่เหมาะสมในการนำไปออกแบบสร้างและทดสอบเครื่องอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกต้นแบบภายในห้องปฏิบัติการ วิธีการอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกที่นิยมกันอย่างกว้างขวางในปัจจุบันคือ วิธีฟลูอิดซ์เบดและวิธีสเป้าเตคเบด เนื่องจากสามารถลดความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกได้ในปริมาณมากและรวดเร็ว [13-18] ขณะที่วิธีอื่นๆสามารถที่จะลดความชื้นได้ดีเช่นกันแต่มีข้อจำกัดอยู่ที่ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือกน้อยจึงเป็นวิธีที่กระทำอยู่ภายในห้องปฏิบัติการเท่านั้น [19-23] เมื่อเมล็ดข้าวเปลือกมีปริมาณมากจำเป็นต้องใช้เครื่องอบแห้งขนาดใหญ่ที่มีสมรรถนะสูง ซึ่งกระทำได้ด้วยการพัฒนาสมรรถนะจากเครื่องอบแห้งต้นแบบ [24] ไปเป็นเครื่องอบแห้งอย่างต่อเนื่องระดับนําร่อง

อุตสาหกรรม [25-27] และเครื่องอบแห้งอย่างต่อเนื่องระดับอุตสาหกรรมที่มีสมรรถนะสูงและประหยัดพลังงาน [28-30] เมล็ดข้าวเปลือกที่ผ่านการอบแห้งจะถูกนำมาเก็บรักษาภายในถังขนาดใหญ่ด้วยการควบคุมระดับความชื้นไม่ให้เกินมาตรฐาน แล้วจึงนำไปสีเป็นข้าวสารที่มีคุณภาพเพื่อบริโภคต่อไป [31-32] ส่วนเครื่องอบแห้งระดับนำร่องอุตสาหกรรมที่มีใช้กับผลผลิตทางการเกษตรอื่นๆ ในปัจจุบัน ได้แก่ เครื่องอบแห้งเมล็ดถั่ว [33-34] เมล็ด Bracatinga [35] และ Baker's yeast [36] เป็นต้น

จากการศึกษาสังเกตได้ว่าเครื่องอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องระดับนำร่องอุตสาหกรรมและระดับอุตสาหกรรมส่วนใหญ่ใช้วิธีสเป็คเตเบคและฟลูอิดไชน์เบคที่มีลักษณะโครงสร้างเป็นท่อทรงกระบอกวางตั้งในแนวดิ่ง เมล็ดข้าวเปลือกเคลื่อนที่จากบริเวณด้านบนลงสู่ด้านล่างสวนทางกับทิศทางการเคลื่อนที่ของลมร้อนทำให้มีข้อจำกัดในการควบคุมอัตราไหลของเมล็ดข้าวเปลือก ขณะที่เครื่องอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกที่มีโครงสร้างวางตามแนวระนาบมีข้อจำกัดอยู่ที่เมล็ดข้าวเปลือกเคลื่อนที่ได้ลำบาก [37] โดยวิธีสเป็คเตเบคใช้อุณหภูมิลมร้อนอบแห้งอยู่ระหว่าง $80.0-160.0^{\circ}\text{C}$ จากพลังงานความร้อนระหว่าง $3.1-3.8 \text{ MJ/kg}_{\text{water}}$ สามารถลดความชื้นจาก 25.0% ลงมาเหลือ 14.0% (d.b.) ได้ ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือกที่ผ่านการอบแห้ง $500.0-3,500.0 \text{ kg/h}$ ขณะที่วิธีฟลูอิดไชน์เบคใช้อุณหภูมิลมร้อนอยู่ระหว่าง $100.0-160.0^{\circ}\text{C}$ จากพลังงานความร้อน $3.87, 4.42, 5.1$ และ $7.2 \text{ MJ/kg}_{\text{water}}$ อัตราการระเหยไอน้ำเชิงปริมาตรประมาณ $198.0 \text{ kg}_{\text{water}}/\text{m}^3\text{h}$ สัมประสิทธิ์การส่งผ่านความร้อนเชิงปริมาตรประมาณ $7,013.0 \text{ W/m}^3\text{K}$ ความชื้นลดลงจาก 25.0% ลงมาเหลือ 14.0% (d.b.) หรือระหว่าง $0.43-0.22 \text{ kg/kg}$ (d.b.) ได้ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือกที่ผ่านการอบแห้ง 100.0 kg/h และ $150.0 \text{ kg}_{\text{dry solid}}/\text{h}$ ในเวลาสั้น หรืออบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกจากความชื้นเริ่มต้นระหว่าง $20.0-26.0 \%$ ให้ได้ความชื้นสุดท้ายระหว่าง $18.0-21.1 \%$ ที่อุณหภูมิ 150.0°C จะต้องใช้พลังงานความร้อน $5.07-5.55 \text{ MJ/kg}_{\text{water}}$ จึงจะทำให้ได้ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือกระหว่าง $2.3-7.9 \text{ ton/h}$ หากเมล็ดข้าวเปลือกมีความชื้นเริ่มต้นต่ำลงระหว่าง $18.0-21.1 \%$ แล้วอบแห้งให้ความชื้นสุดท้าย $15.3-15.5 \%$ พลังงานความร้อนที่ใช้จะอยู่ระหว่าง $5.36-6.89 \text{ MJ/kg}_{\text{water}}$ ส่วนการอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกความชื้นเริ่มต้น 23.6% ให้ลดลงมาเหลือความชื้นสุดท้ายเท่ากับ 13.6% ด้วยวิธีฟลูอิดไชน์เบคแบบ LSU (Large Scale Unit) จะต้องใช้พลังงานความร้อน $8.295 \text{ MJ/kg}_{\text{water}}$ (ช่วงแรกใช้พลังงาน $3.874 \text{ MJ/kg}_{\text{water}}$ และช่วงที่สองใช้พลังงาน $4.421 \text{ MJ/kg}_{\text{water}}$) จึงจะทำให้เมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิ $50.4-60.4^{\circ}\text{C}$ ในการอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกที่มีปริมาณ $30,000 \text{ ton/year}$ โดยไม่ทำให้คุณภาพของเมล็ดข้าวเปลือกด้อยลงตามลำดับ

สำหรับอุตสาหกรรมข้าวนี้จะอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกปริมาณ 15.0 kg/h ที่อุณหภูมิ 140.0°C จากความชื้นเริ่มต้น $28.0-32.0 \%$ (w.b.) จนได้ความชื้นสุดท้าย $13.3-13.8 \%$ (w.b.) ด้วยกระบวนการอบแห้งเชิงกลศาสตร์ จากพลังงานความร้อน 1.52 MJ/kg , 1.55 MJ/kg และ 1.9 MJ/kg ตามลำดับ

ซึ่งแสดงให้เห็นว่ากระบวนการอบแห้งทั้งหลายเหล่านี้มักจะใช้อุณหภูมิการอบแห้งและสิ้นเปลืองพลังงานความร้อนสูง

ดังนั้นในงานวิจัยชิ้นนี้มีวัตถุประสงค์ที่จะอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดไชน์เบดในเครื่องอบแห้งระดับนำร่องอุตสาหกรรมที่สามารถประหยัดพลังงานได้ดีกว่าวิธีทั่วไป ขณะเดียวกันต้องสามารถรักษาคุณภาพไว้ได้เหมือนเดิม โดยจะทำการวิเคราะห์และทดสอบระบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดไชน์เบดที่มีโครงสร้างเป็นโพรงทรงกระบอกจำนวนหลายตัววางเรียงตามมุมในแนวระนาบเอียงกับพื้นดินที่พัฒนามาจากระบบอบแห้งอย่างต่อเนื่องภายในห้องปฏิบัติการ เมล็ดข้าวเปลือกจะเคลื่อนที่จากด้านบนลงสู่ด้านล่างได้ด้วยแรงโน้มถ่วงของโลกและแรงขับเคลื่อนจากลมด้วยพัดลมไฟฟ้าแรงดันสูง ใช้แมกนีตรอนเป็นแหล่งกำเนิดคลื่นไมโครเวฟ เพื่อพัฒนาให้เป็นเครื่องอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องที่มีสมรรถนะสูงขึ้นและสามารถนำไปลดความชื้นภายในเมล็ดข้าวเปลือกได้ดี

สำหรับงานที่ผ่านมาผู้วิจัยได้ศึกษาการอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดไชน์เบดภายในห้องปฏิบัติการ โดยได้ใช้สายอากาศปล่อยคลื่นรูปโพรงทรงกระบอกซ้อนกันปิดปลายระหว่างผนังทรงกระบอกชั้นในและชั้นนอก ป้อนกำลังงานไมโครเวฟผ่านท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมผืนผ้ามุมฉาก แล้วเจาะแฉกลำดับร่องเอียงกันบนผนังชั้นใน เมล็ดข้าวเปลือกเคลื่อนผ่านบริเวณตรงกลางสายอากาศในแนวดิ่ง ขณะเดียวกันใช้ลมร้อนที่ได้จากการระบายความร้อนหลอดแมกนีตรอนและลมอุณหภูมิปกติจากพัดลมไฟฟ้าป้อนเข้าไปภายในระบบอบแห้ง การคำนวณสนามไฟฟ้าภายในเมล็ดข้าวเปลือกสามารถหาได้จากแบบจำลองของเมล็ดข้าวเปลือก ควบคู่กับสมการสถิติ จากนั้นคำนวณอุณหภูมิภายในเมล็ดข้าวเปลือกด้วยสมการส่งผ่านความร้อน สมการสมดุลพลังงาน และทำนายความชื้นได้ด้วยสมการแบบจำลองของเพจน์ เมื่อปรับพารามิเตอร์ได้แก่ ตำแหน่งและทิศทางการเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือก ความหนาแน่นเมล็ดข้าวเปลือกภายในปริมาตรสายอากาศ ระดับพลังงานไมโครเวฟ ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า อุณหภูมิลมร้อน และเวลาอบแห้ง ผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าเมล็ดข้าวเปลือกจะมีความหนาแน่นเท่ากับ 40 % ของปริมาตรสายอากาศ ระดับพลังงานไมโครเวฟ 3.2 kJ ลมร้อนจากการระบายความร้อนของหลอดแมกนีตรอนเท่ากับ 60.0 °C ลมอุณหภูมิปกติเท่ากับ 30.0 °C รวมกันเป็นลมอุณหภูมิผสมเท่ากับ 52.5 °C ด้วยอัตราเร็วเท่ากับ 6.0 m/s ทำให้เมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิเท่ากับ 94.4 °C สามารถลดความชื้นเมล็ดข้าวเปลือกลดลงจาก 24.0 % (w.b.) ลงมาเหลือ 14.0 % (w.b.) ภายในเวลาอบแห้ง 4.0 นาที โดยมีปริมาณเมล็ดข้าวเปลือกที่ผ่านการอบแห้งเท่ากับ 3.1 kg_{dry solid}/h และมีคุณภาพเทียบเท่ากับการอบแห้งด้วยวิธีอื่นๆทั่วไป เมื่อคิดค่าการสิ้นเปลืองกระแสไฟฟ้าได้เท่ากับ 47.7 US\$/ton และระบบมีความปลอดภัยกับผู้ใช้งานเนื่องจากมีคลื่นไมโครเวฟรั่วไหลต่ำกว่าเกณฑ์มาตรฐานกำหนด [38-39]

2. Material and Methods

ระบบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดไชน์เบดระดับนำร่องอุตสาหกรรมประกอบไปด้วยสายอากาศปล่อยคลื่นรูปโพรงทรงกระบอกซ้อนกันจำนวน 10.0 ตัว วางเรียงให้แถวลำดับร่องเยื้องกันและทำมุมในแนวระนาบเอียงกับพื้นดิน สายอากาศปล่อยคลื่นไมโครเวฟแต่ละตัวมีโครงสร้างเป็นโพรงทรงกระบอกซ้อนกันคือ รัศมีทรงกระบอกชั้นในที่เจาะแถวลำดับร่องตามแนวท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมผืนผ้ามุมฉาก รัศมีทรงกระบอกชั้นนอกถูกป้อนกำลังงานไมโครเวฟด้วยหลอดแมกนีตรอนจำนวน 2.0 ตัวผ่านท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมผืนผ้ามุมฉาก และปิดปลายทั้งสองด้านระหว่างรัศมีชั้นในกับรัศมีชั้นนอกด้วยแผ่นตัวนำ บริเวณรอยต่อของสายอากาศแต่ละตัวถูกป้อนด้วยลมร้อนจากการระบายความร้อนของหลอดแมกนีตรอนกับลมอุณหภูมิปกติจากพัดลมไฟฟ้าผ่านท่อทรงกระบอก ส่วนบริเวณหัวและท้ายของระบบถูกติดตั้งชุดป้องกันคลื่นรั่ว สายพานเกลียวและวาล์วแม่เหล็กเพื่อลำเลียงเมล็ดข้าวเปลือกเข้าออกโดยควบคุมการทำงานทั้งหมดผ่านหน่วยควบคุม เมล็ดข้าวเปลือกจะเคลื่อนที่ผ่านบริเวณตรงกลางสายอากาศจำนวน n ตัวที่มีมุมของระบบเท่ากับ [40]

$$\theta = \frac{2A_l}{l^2} \quad (1)$$

เมื่อ θ คือ มุมเอียงของระบบบอบแห้ง (Radian)

A_l คือ พื้นที่ส่วนย่อยของวงกลม (m^2)

l คือ ความยาวรวมของระบบบอบแห้ง (m)

การเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือกภายในระบบจะไหลเคลื่อนที่จากด้านบนลงสู่ด้านล่างในแนวเอียงตามกฎการเคลื่อนที่ของวัตถุแบบโปรเจกไทล์บนพื้นเอียง (Projectile motion) ที่ประกอบด้วยการเคลื่อนที่ของวัตถุในแนวดิ่งด้วยความเร่งจากแรงโน้มถ่วงของโลกกับการเคลื่อนที่ของวัตถุที่ในแนวราบด้วยความเร็วคงที่ [41] ดังนั้นการเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือกแบบโปรเจกไทล์ที่เวลาใดๆ คือ

$$m \frac{d\vec{v}}{dt} = mG \quad (2)$$

เมื่อ $\vec{v}$ คือ เวกเตอร์ความเร็วการเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือกแบบโปรเจกไทล์ (m/s)

m คือ มวลรวมของเมล็ดข้าวเปลือกในระบบบอบแห้ง (kg)

G คือ ค่าแรงโน้มถ่วงของโลกมีค่าเท่ากับ $6.668 \times 10^{-11} \text{ Nm}^2/\text{kg}$

ขณะเดียวกันเมล็ดข้าวเปลือกจะถูกขับเคลื่อนด้วยลมอุณหภูมิผสมภายในท่อทรงกระบอกกลมที่มีความเร็วเป็น

$$V = \frac{Q}{A} \quad (3)$$

ตามความสัมพันธ์ของรัศมีท่อทรงกระบอกกลมคือ

$$r = \sqrt{\frac{A}{\pi}} \quad (4)$$

เมื่อ V คือ ความเร็วของลมอุณหภูมิมผสม (m/s)

Q คือ ปริมาตรอากาศ (m^3 / s)

A คือ พื้นที่หน้าตัดสี่เหลี่ยม (m^2)

r คือ รัศมีของท่อทรงกระบอกกลม (m)

จากความสัมพันธ์ระหว่างความยาวของระบบบอบแห้ง มุมเอียงของระบบบอบแห้ง ลักษณะการเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือก และความเร็วของลมอุณหภูมิมผสมดังแสดงในสมการที่ (1)-(4) ทำให้สามารถแสดงระยะทางการเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือกได้ว่า

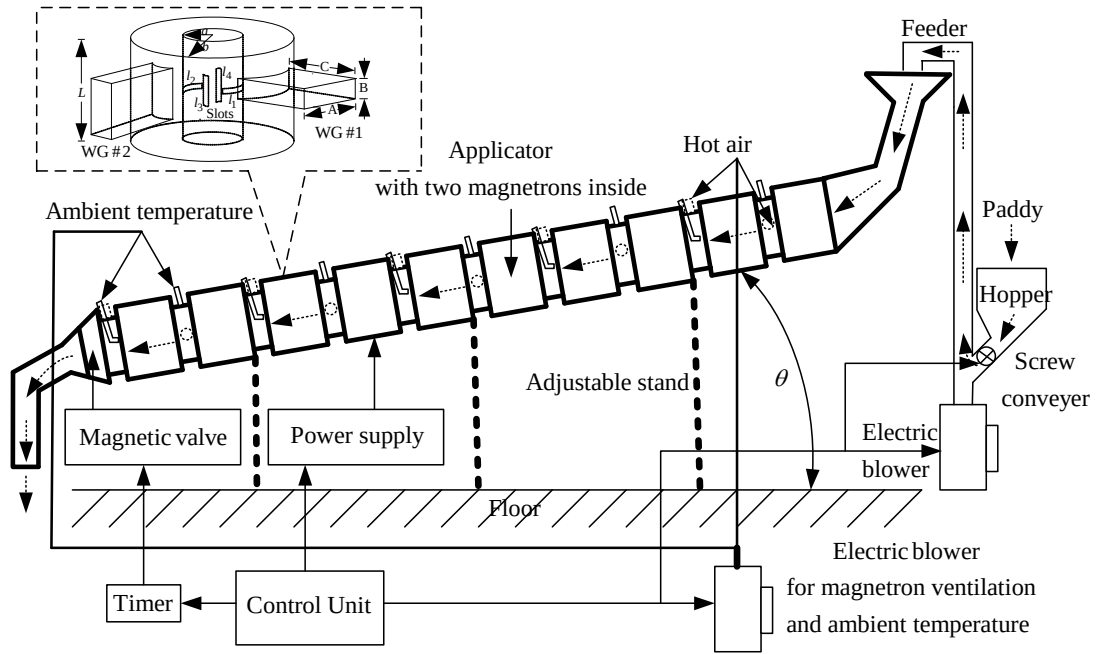
$$R_p = \frac{2(u^2 + V)}{G} \frac{\cos(\chi + \theta) \sin(\chi)}{(\cos(\theta))^2} \quad (5)$$

เมื่อ R_p คือ ระยะทางการเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือก (m)

u คือ ความเร็วการเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือกในระบบบอบแห้ง (m/s)

χ คือ มุมการเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือกที่กระทำกับมุมเอียงของระบบบอบแห้ง (Radian)

สมการระยะทางการเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือกแสดงให้เห็นว่าเมล็ดข้าวเปลือกจะถูกกระทำให้เคลื่อนที่ตามมุมเอียงของระบบบอบแห้งและความเร็วของลมอุณหภูมิมผสม ทำให้ได้รับพลังงานไมโครเวฟในเวลาที่เหมาะสม ขณะเดียวกันเมล็ดข้าวเปลือกยังฟุ้งกระจายด้วยลมอุณหภูมิมผสมอีกด้วย ดังแสดงในรูปที่ 1



รูปที่ 1 ระบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดิเซชันแบบระดับนําร่อง
อุตสาหกรรม

2.1 Energy balance equation

การอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดิเซชันเป็นการประยุกต์ใช้คลื่นไมโครเวฟมาให้ความร้อนเชิงปริมาตรแก่เมล็ดข้าวเปลือก ส่วนความเร็วของลมร้อนจากการระบายความร้อนของหลอดแมกนีตรอนและลมอุณหภูมิปกติจะกลายเป็นลมอุณหภูมิผสมที่สามารถทำให้เมล็ดข้าวเปลือกฟุ้งกระจายอยู่ภายในสายอากาศทั้งหมด n ตัว ตามเงื่อนไขฟลูอิดิเซชัน (Fluidization phenomena) ผลรวมของการเปลี่ยนแปลงพลังงานระหว่างพลังงานจลน์กับพลังงานความร้อนภายในปริมาตรสายอากาศที่มีการอบแห้งแบบชั้นบางๆ กับเอนโทรปี (Entropy) ของไอน้ำจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นของเมล็ดข้าวเปลือกมีค่าเท่ากับอุณหภูมิของลมผสมบวกกับอุณหภูมิที่เกิดจากพลังงานไมโครเวฟ ซึ่งเป็นไปตามกฎข้อที่หนึ่งของกลศาสตร์ของไหล (First law of thermodynamics) คือพลังงานด้านออกของระบบปิดที่ไม่มีการสูญเสียเท่ากับพลังงานด้านเข้า [42] สามารถเขียนเป็นสมการได้ว่า

$$\sum_{i=1}^{i=n} c_{a_i} T_{mix_sys} + R H o_{mix_sys} L_{v_i} + R H o_{mix_sys} c_{a_i} T_{mix_sys} + R_i c_{m_i} G_{r_i} + T_{wave_i} + \frac{Q_{loss_i}}{m_{mix_i}}$$

$$= \sum_{i=1}^{i=n} c_{a_i} T_{out_i} + R H o_{out_i} c_{v_i} T_{out_i} + R_i c_{m_i} T_{out_i} + R H o_{out_i} L_{v_i} \quad (6)$$

เมื่อ

$$T_{mix_i} = 3(T_{hot_i} - T_{amb_i}) / 4 + T_{amb_i},$$

$$T_{out_i} = 3(T_{out_i-1} - T_{mix_i-1}) / 4 + T_{mix_i-1},$$

$$\therefore T_{mix_sys} = T_{mix_i=1} + \sum_{i=2}^n T_{out_i}$$

$$RHo_{mix_i} = 3(RHo_{hot_i} - RHo_{amb_i}) / 4 + RHo_{amb_i},$$

$$RHo_{out_i} = 3(RHo_{out_i-1} - RHo_{mix_i-1}) / 4 + RHo_{mix_i-1},$$

$$\therefore RHo_{mix_sys} = RHo_{mix_i=1} + \sum_{i=2}^n RHo_{out_i}$$

$$T_{wave_i} = \frac{\omega \epsilon_0 \epsilon'_{eff} |\vec{E}_i|^2}{2 \rho_m c_m}.$$

$$i = 1, 2, 3, \dots, n$$

เมื่อ

c_{a_i} คือ ค่าความจุความร้อนอากาศแห้ง มีค่าเท่ากับ 1.0 kJ/kg°C

c_{m_i} คือ ค่าความจุความร้อนจำเพาะของเมล็ดข้าวเปลือก มีค่าระหว่าง 1.6-1.9 kJ/kg°C

c_{v_i} คือ ค่าความจุความร้อนของไอน้ำ มีค่าเท่ากับ 1.9343 kJ/kg°C

G_{r_i} คือ อุณหภูมิในเมล็ดข้าวเปลือก (°C)

L_{v_i} คือ ความร้อนแฝงของไอน้ำ มีค่าระหว่าง 2,200-2,400 kJ/kg°C

R_i คือ อัตราส่วนของมวลเมล็ดข้าวเปลือกแห้งกับมวลอากาศแห้ง

มีค่าเท่ากับ 1.33 (kg dry matter/kg dry air)

Q_{loss_i} คือ การสูญเสียพลังงานความร้อนและการสูญเสียพลังงานไฟฟ้าของระบบ (J/s)

m_{mix_i} คือ อัตราเร็วลมอุณหภูมิผสมของสายอากาศแต่ละตัว มีค่าเท่ากับ 3.0 และ 6.0 (m/s)

T_{hot_i} คือ อุณหภูมิความร้อนของหลอดแมกนีตรอนแต่ละตัว มีค่าระหว่าง 50.0-70.0 °C

T_{amb_i} คือ อุณหภูมิปกติของสายอากาศแต่ละตัว มีค่าระหว่าง 20.0-40.0 °C

T_{mix_i} คือ อุณหภูมิผสมของสายอากาศแต่ละตัว (°C)

T_{out_i} คือ อุณหภูมิความร้อนที่ออกจากสายอากาศแต่ละตัว (°C)

T_{mix_sys} คือ อุณหภูมิผสมของทั้งระบบรวม (°C)

T_{wave_i} คือ อุณหภูมิความร้อนที่เกิดจากไมโครเวฟของสายอากาศแต่ละตัว (°C)

RHo_{hot_i} คือ ความชื้นสัมพัทธ์ของลมร้อนของสายอากาศแต่ละตัว (% , kg H₂O/kg dry air)

RHo_{amb_i} คือ ความชื้นสัมพัทธ์ของลมอุณหภูมิปกติของสายอากาศแต่ละตัว

(% , kg H₂O/kg dry air)

$RH_{o_{mix_i}}$ คือ ความชื้นสัมพัทธ์ของลมอุณหภูมิผสมของสายอากาศแต่ละตัว
(%, $\text{kg H}_2\text{O/kg dry air}$)

$RH_{o_{out_i}}$ คือ ความชื้นสัมพัทธ์ของลมร้อนที่ออกจากสายอากาศแต่ละตัว
(%, $\text{kg H}_2\text{O/kg dry air}$)

$RH_{o_{mix_sys}}$ คือ ความชื้นสัมพัทธ์ของลมอุณหภูมิผสมทั้งระบบ (%, $\text{kg H}_2\text{O/kg dry air}$)

โดย ρ_{s_i} คือ ความดันบรรยากาศที่อุณหภูมิต่างๆ มีค่าระหว่าง 4.5-200.0 kN/m^2
 ρ_m คือ ความหนาแน่นของข้าวเปลือก มีค่าเท่ากับ 1.347 (kg/m^3)
 ω คือ ความถี่เชิงมุม (Radian) มีค่าเท่ากับ $2\pi f$ เมื่อ f เท่ากับ 2.45 GHz
 ϵ_0 คือ สภาพยอมทางไฟฟ้าของอากาศอิสระ มีค่าเท่ากับ 8.854×10^{-12} F/m
 ϵ'_{eff} คือ ค่าตัวประกอบการสูญเสียยังผล (Effective Loss Factor) มีค่าเท่ากับ 2.0 และ 4.0
 $\bar{E}_i$ คือ สนามไฟฟ้ารวมจากสายอากาศปล่อยคลื่น (V/m)

โดยเมล็ดข้าวเปลือก 1.0 เมล็ดมีมวลเท่ากับ 0.0254 gm, มีปริมาตรเท่ากับ 0.0265 cm^3
 สายอากาศ 1.0 ตัว มีปริมาตรเท่ากับ 1,343.6 cm^3 เมื่อเมล็ดข้าวเปลือกบรรจุอยู่ในสายอากาศปล่อยคลื่น
 1.0 ตัว มีสัดส่วนเท่ากับ 40.0 % ของปริมาตรสายอากาศ ทำให้ได้ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือกเท่ากับ 383.0
 gm/cm^3

สมการสมดุลพลังงานมีความหมายเดียวกับสมการส่งผ่านความร้อนที่แสดงความสัมพันธ์
 ระหว่างพลังงานความร้อนของลมที่ป้อนให้แก่เมล็ดข้าวเปลือก พลังงานไมโครเวฟ พลังงานความร้อน
 ที่เกิดขึ้นในเมล็ดข้าวเปลือก และพลังงานความร้อนของอากาศที่ออกจากระบบอบแห้ง ดังนั้นหากแทน
 ค่าคุณสมบัติต่างๆ ตามเงื่อนไขที่กำหนดลงในสมการสมดุลพลังงาน จะทำให้สามารถทราบพลังงาน
 ความร้อนที่เกิดขึ้นในเมล็ดข้าวเปลือกและพลังงานความร้อนของอากาศที่ออกจากระบบอบแห้งได้ โดย
 เกิดจากผลรวมระหว่างกลไกพลังงานความร้อนของลมอุณหภูมิผสมและกลไกความร้อนจากพลังงาน
 ไมโครเวฟที่สายอากาศปล่อยคลื่นแต่ละตัวรวมกันเป็นลำดับจากตัวที่ 1.0 ถึง ตัวที่ n

2.2 Moisture content prediction

ความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกเป็นตัวแปรที่สำคัญอย่างหนึ่งกับการอบแห้งที่ต้องใช้พลังงานความ
 ร้อนและเวลาจำนวนหนึ่ง เพื่อให้ได้ความชื้นสุดท้ายตามต้องการและใช้เวลาการอบแห้งสั้นที่สุด
 สำหรับการทำนายความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกสามารถกระทำได้ด้วยการอาศัยสมการทำนายความชื้น

ของเพจ (Page's model) ตามกฎข้อที่สองของฟิคส์ (Fick's second law) คือ ความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกที่มีค่าสูงจะไหลไปยังบริเวณภายนอกเมล็ดข้าวเปลือกที่มีความชื้นต่ำกว่า [43] ซึ่งเขียนเป็นสมการได้คือ

$$MR = \frac{M(t) - M_{eq}}{M_{in} - M_{eq}} = e^{(-Pt^q)} \quad (7)$$

โดยมีค่าคงที่การอบแห้งเป็น

$$P = e^{(a + bRHo_{out_i} + c \ln(1.8Gr_i + 32) + dM_{in})},$$

$$q = a_1 + b_2RHo_{out_i} + c_1Gr_i + dM_{in} \quad ; \text{สำหรับอุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกต่ำกว่า } 100.0^\circ\text{C}$$

กับ

$$P = a + bRHo_{out_i} + cGr_i + dM_{in},$$

$$q = a_1 + b_2RHo_{out_i} + c_1Gr_i + dM_{in} \quad ; \text{สำหรับอุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกอยู่ระหว่าง } 100.0^\circ\text{C} - 158.0^\circ\text{C}$$

และค่ากำลังสองของสัมประสิทธิ์การกำหนด (R^2) มีค่าเท่ากับ 0.9804 [44]

เมื่อ M_{eq} คือ ความชื้นสมดุล (% (w.b.))

M_{in} คือ ความชื้นเริ่มต้น (% (w.b.))

MR คือ อัตราส่วนความชื้น

$M(t)$ คือ ความชื้นที่เวลาใดๆ (% (w.b.))

2.3 Diffusion coefficient

ขณะที่เกิดกลไกการถ่ายเทความชื้นหรือไอน้ำจากภายในสู่ภายนอกเมล็ดข้าวเปลือกที่อุณหภูมิต่างๆจะสามารถอธิบายได้ด้วยค่าสัมประสิทธิ์การแพร่ความชื้น (Diffusion coefficient (D); (m^2/s)) ผ่านพื้นที่หน้าตัดต่อหน่วยเวลา เมื่ออุณหภูมิของเมล็ดข้าวเปลือกอยู่ระหว่าง $38.0^\circ\text{C} - 158.0^\circ\text{C}$ สมการสัมประสิทธิ์การแพร่ความชื้นคือ

$$D = 4.1574444 \times 10^{-6} e^{(-3,748.6/(Gr_i + 273.15))} \quad (8)$$

2.4 Dry mater loss

การสูญเสียการอบแห้งจะเป็นตัวบ่งชี้ถึงคุณภาพของเมล็ดข้าวเปลือก หากเมล็ดข้าวเปลือกมีความขวนน้อยหรือเหลืองปนแสดงว่าคุณค่าทางโภชนาการลดลง การคำนวณค่าการสูญเสียการอบแห้งจะอยู่ในพจน์ของอุณหภูมิและความชื้นภายในเมล็ดข้าวเปลือก ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ [45-46] คือ

$$DML = 1 - e^{(term)} \quad (9)$$

$$\text{เมื่อ } term = a \left(\frac{t_h}{1,000} \right)^b e^{(c(1.8Gr_i - 28))} e^{(d(M(t) - 0.14))}$$

t_h คือ เวลาของการอบแห้ง (Hr)

$a, b, c, d = 0.001889, 0.7101, 0.0274$ and 31.63 ตามลำดับ

2.5 Whiteness

ส่วนค่าความขาวและความเหลืองของเมล็ดข้าวเปลือกที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิและปฏิกิริยาของน้ำในเมล็ดข้าวเปลือก [47] ภายหลังเมล็ดข้าวเปลือกผ่านการอบแห้ง แล้วนำมาเก็บรักษารอการนำไปสีเพื่อบริโภคจะสามารถแสดงได้ว่า

$$\frac{dB}{dt_d} = k \quad (10)$$

และโดยการอินทิเกรตสมการ (10) ทำให้ได้สมการอัตราความเหลืองของเมล็ดข้าวเปลือกคือ

$$k = e^{(71.87 - 25.32a_w - \frac{25,919.13}{Gr_i} + \frac{10,712.78a_w}{Gr_i})} \quad (11)$$

เมื่อ B คือ ค่าความเหลืองของเมล็ดข้าวเปลือก (Hunter b unit) มีค่าเท่ากับ $B = B_0 + kt_d$ และ

$$B = B_0 \text{ เมื่อ } t_d = 0, B = B \text{ เมื่อ } t_d = t_d \text{ Yeilded}$$

k คือ ค่าคงที่สำหรับอัตราความเหลือง (Hunter b unit/day)

t_d คือ เวลาของการอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือก (Day)

a_w คือ ปฏิกิริยาของน้ำในเมล็ดข้าวเปลือก (Decimal)

Gr_i คือ อุณหภูมิของเมล็ดข้าวเปลือก (Kelvin)

ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างความขาวกับความเหลืองของเมล็ดข้าวเปลือกคือ

$$W = 85.1 - 3.36(kt_d) \quad (12)$$

เมื่อ W คือ ค่าความขาวของเมล็ดข้าวเปลือก (Hunter b unit)

3. Analysis

ระบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดซ์เบดระดับนำร่องอุตสาหกรรมประกอบด้วยสายอากาศรูปโพรงทรงกระบอกซ้อนกันที่มีรัศมีชั้นในเป็น $a=6.1$ cm รัศมีชั้นนอกเป็น $b=7.7$ cm และมีความยาวเท่ากับ $L=11.5$ cm ป้อนพลังงานไมโครเวฟผ่านท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมผืนผ้ามุมฉาก (WG#1 และ WG#2) กว้างเป็น $A=9.0$ cm สูงเป็น $B=4.5$ cm และยาวเป็น $C=16.7$ cm ตามลำดับ โดยมีรีโซแนนซ์โหมดสนามไฟฟ้าตามขวางเป็น TE_{11}^z และ โหมดสนามแม่เหล็กตามขวางเป็น TM_{010}^z และความยาวแถวลำดับร่องที่เจาะบนผนังทรงกระบอกชั้นในเป็น $l_i=8.4$ cm เมื่อ $(i=1, 2, 3, 4)$ [48] ท่อทรงกระบอกกลมสำหรับใช้รวบรวมลมอุณหภูมิผสมมีรัศมีเท่ากับ 6.1 cm ยาว 5.8 cm จากท่อลำเลียงลมร้อนและลมอุณหภูมิปกติที่มีรัศมี 3.81 cm โดยระบบอบแห้งดังกล่าวเกิดจากการใช้สายอากาศปล่อยคลื่นไมโครเวฟและท่อทรงกระบอกกลมต่อเรียงสลับกันจำนวน 10.0 ชุด ให้แถวลำดับร่องของสายอากาศปล่อยคลื่นไมโครเวฟแต่ละตัวมีลักษณะเยื้องกัน บริเวณปลายทั้งสองของระบบอบแห้งถูกต่อด้วยท่อทรงกระบอกกลมลำเลียงเมล็ดข้าวเปลือกเข้าและออกที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับ 7.62 cm ยาวด้านละ 40.0 cm จากความสัมพันธ์ระหว่างความยาวของระบบอบแห้งรวมเท่ากับ 233.1 cm ลักษณะการเคลื่อนที่ของเมล็ดข้าวเปลือกเข้าและออกในแนวระนาบเอียง ความเร็วของลมอุณหภูมิผสมเท่ากับ 6.0 m/s และปริมาณน้ำหนักของเมล็ดข้าวเปลือกรวมเท่ากับ 4.0 kg จึงทำให้ระบบอบแห้งมีมุมเอียงกับระนาบพื้นดินเท่ากับ $\theta = 25.0^\circ$ ดังแสดงในรูปที่ 1

3.1 Temperature distribution from energy balance equation

การวิเคราะห์อุณหภูมิภายในเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดซ์เบดระดับนำร่องอุตสาหกรรมจะเริ่มศึกษาจากการอาศัยสมการสมดุลพลังงานที่สามารถอธิบายกลไกการเกิดความร้อนที่สมดุลในระบบอบแห้งได้ด้วยการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ได้แก่ จำนวนสายอากาศปล่อยคลื่นคือ 2.0 ถึง 10.0 ตัว ระดับพลังงานไมโครเวฟจากหลอดแมกนีตรอนคือ 800.0 W, 2.0 kW, 5.0 kW และ 10.0 kW ค่าตัวประกอบการสูญเสียยังผลของเมล็ดข้าวเปลือกคือ 2.0 และ 4.0 อุณหภูมิกับความชื้นสัมพัทธ์ของลมร้อนที่ได้จากการระบายความร้อนของหลอดแมกนีตรอนระหว่าง 50.0 ถึง 70.0°C อุณหภูมิกับความชื้นสัมพัทธ์ของลมอุณหภูมิปกติระหว่าง 20.0 ถึง 40.0°C ความเร็วของลมร้อนกับลมเย็นคือ 3.0 และ 6.0 m/s ซึ่งสัมพันธ์กับรัศมีของท่อทรงกระบอกที่ลำเลียงลมทั้งสองตลอดจนคาบเวลาการอบแห้งตั้งแต่ 30.0 วินาที ถึง 10.0 นาที โดยสมมุติว่าระบบไม่มีการสูญเสียพลังงานความร้อนและการสูญเสียพลังงานไฟฟ้า เพื่อหาเงื่อนไขของปัจจัยการอบแห้งที่เหมาะสมได้แก่ อุณหภูมิในเมล็ดข้าวเปลือก อุณหภูมิผสม ความชื้นสัมพัทธ์ของลมร้อนที่ออกจากระบบอบแห้งและคาบเวลาการอบแห้งของสายอากาศแต่ละตัว

3.2 Moisture content

การทำนายความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกที่ผ่านการอบแห้งจะอาศัยสมการแบบจำลองของเพจันตามสมการที่ (7) ที่แสดงสัดส่วนความชื้นระหว่างความชื้นที่เวลาใดๆ ความชื้นสมดุล และความชื้น

เริ่มต้น ซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่าคงที่การอบแห้งตามช่วงของระดับอุณหภูมิในเมล็ดข้าวเปลือก ความชื้นสัมพัทธ์ของลมร้อนที่ออกจากระบบ และค่าสัมประสิทธิ์ของความชื้น เพื่อคำนวณหาความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกที่ผ่านการอบแห้งที่เวลาต่างๆ จากการปรับพารามิเตอร์ของการคำนวณอุณหภูมิดังกล่าวข้างต้น จากนั้นได้ทำการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ได้แก่ ความชื้นเริ่มระหว่าง 20.0 ถึง 40.0 % (w.b.) และความชื้นสมดุล จนทำให้ทราบถึงค่าความร้อนจากการดูดกลืนของน้ำ (Water sorption isothermal) ที่อุณหภูมิต่างๆ ในเวลาที่เหมาะสม

3.3 Diffusion coefficient

ส่วนการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การแพร่ความชื้นภายในเมล็ดข้าวเปลือกได้คำนวณจากการแทนค่าอุณหภูมิภายในเมล็ดข้าวเปลือกในเงื่อนไขที่ใช้สายอากาศปล่อยคลื่นไมโครเวฟจำนวนเท่ากับ 10.0 ตัว ($n=10.0$, พลังงานไมโครเวฟเท่ากับ 16.0 kJ) อุณหภูมิของลมร้อนเท่ากับ 60.0°C อุณหภูมิลมปกติเท่ากับ 30.0°C อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกเริ่มต้น 30.0°C ค่าตัวประกอบการสูญเสียยังผลของเมล็ดข้าวเปลือกเท่ากับ 2.0 และ 4.0

3.4 Dry matter loss

สำหรับการคำนวณค่าการสูญเสียการอบแห้งได้อาศัยอุณหภูมิและความชื้นสุดท้ายของเมล็ดข้าวเปลือกภายหลังการอบแห้งแล้ว มาคำนวณค่าการสูญเสียการอบแห้งที่เวลาต่างๆ ตามสมการที่ (9)

3.5 Whiteness

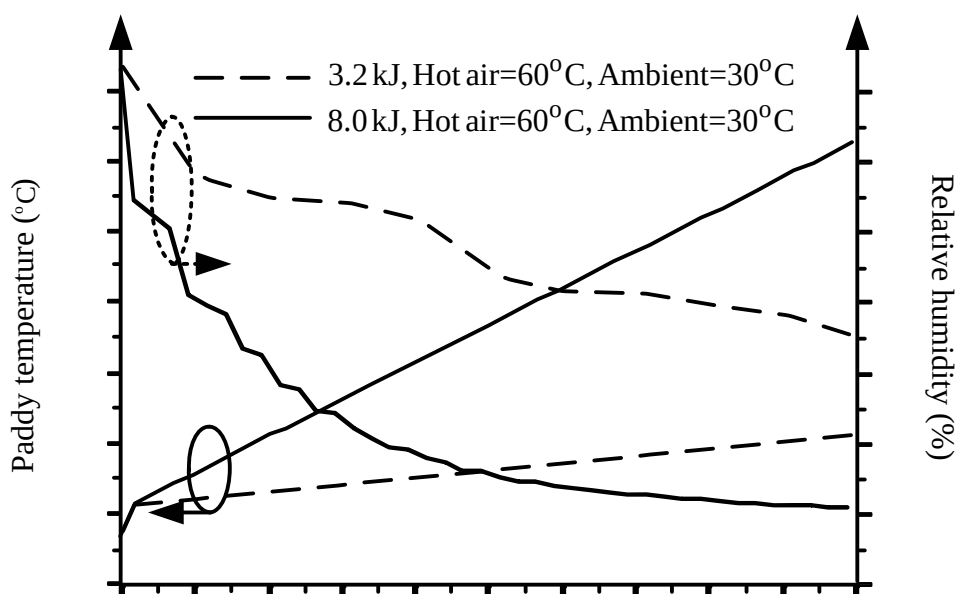
การศึกษาความขาวของเมล็ดข้าวเปลือกในขณะอบแห้งได้อาศัยค่าคงที่สำหรับอัตราความเหลืองที่ได้จากอุณหภูมิและปฏิกิริยาของน้ำในเมล็ดข้าวเปลือกมาคำนวณค่าความขาวของเมล็ดข้าวเปลือกที่เวลาต่างๆ

4. Results and discussion

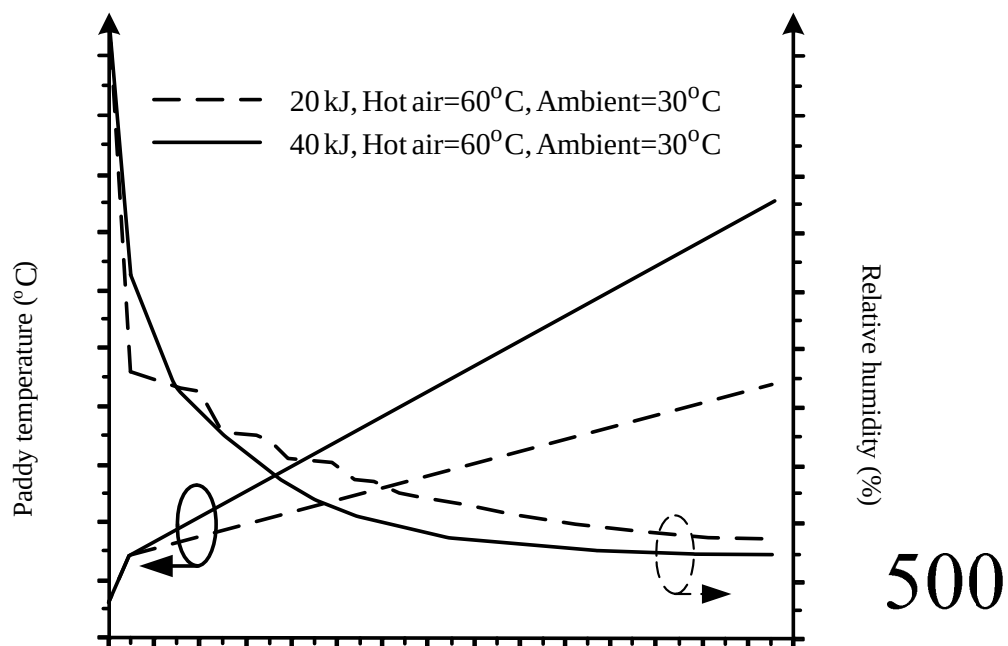
4.1 Temperature distribution

ผลการคำนวณอุณหภูมิภายในเมล็ดข้าวเปลือกเมื่อใช้สายอากาศปล่อยคลื่น 2 ตัววางเรียงให้แถวลำดับรองเอียงกัน ป้อนพลังงานไมโครเวฟจากหลอดแมกนีตรอนขนาด 800.0 W, 2.0 kW, 5.0 kW และ 10.0 kW ซึ่งพลังงานรวมมีค่าเท่ากับ 3.2 kJ, 8.0 kJ, 20.0 kJ และ 40.0 kJ (สายอากาศ 1.0 ตัว ใช้แมกนีตรอน 2.0 ตัว) ตามลำดับ ลมร้อนจากการระบายความร้อนหลอดแมกนีตรอน 60.0°C ลมอุณหภูมิปกติ 30.0°C ความเร็ว 6.0 m/s และค่าตัวประกอบการสูญเสียยังผลของเมล็ดข้าวเปลือกเท่ากับ 4.0 อุณหภูมิเริ่มต้นเมล็ดข้าวเปลือก 30.0°C พบว่ากรณีใช้พลังงานไมโครเวฟ 3.2 kJ อุณหภูมิในเมล็ดข้าวเปลือกมีค่าสูงขึ้นระหว่าง 54.9°C ถึง 94.4°C และความชื้นสัมพัทธ์ลดลงจาก 37.1 % เหลือ 17.1 % ในเวลา 10.0 นาที เมื่อใช้ระดับพลังงานไมโครเวฟเป็น 8.0 kJ อุณหภูมิในเมล็ดข้าวเปลือกมีค่าสูงมากขึ้นระหว่าง 67.8°C ถึง 312.7°C และความชื้นสัมพัทธ์ลดลงจาก 37.1 % เหลือ 5.9 % ใน

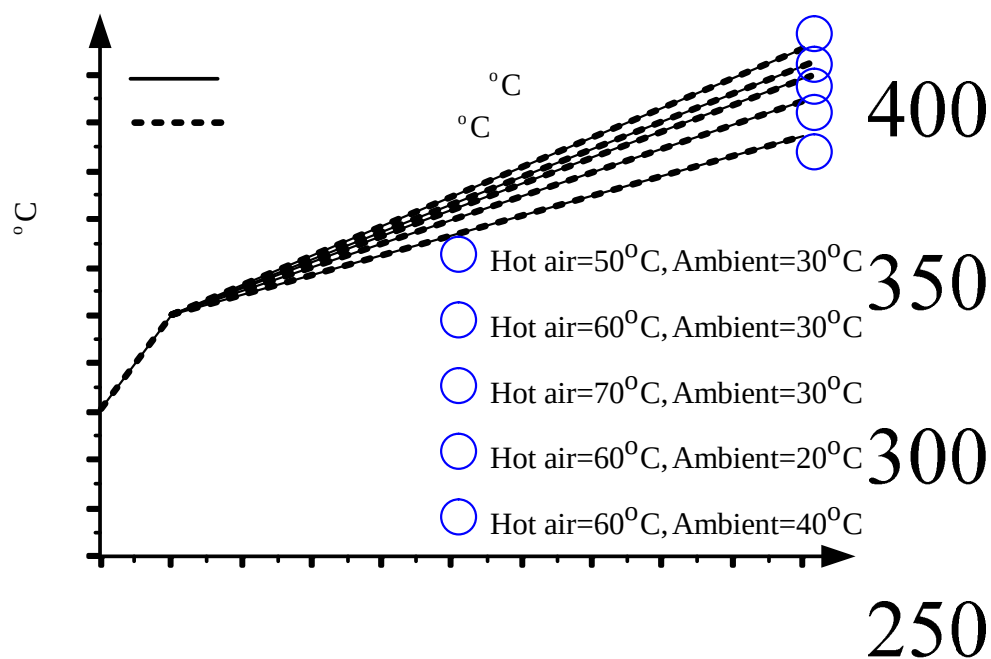
เวลาเท่ากัน ดังแสดงในรูปที่ 2 ก) ขณะที่เมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิสูงขึ้นจากอุณหภูมิเริ่มต้นเป็น 215.2°C ความชื้นสัมพัทธ์ลดลงมาเป็น 7.1 % ในเวลา 30.0 วินาที เมื่อใช้พลังงานไมโครเวฟเท่ากับ 20.0 kJ และอุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกจะสูงที่สุดเท่ากับ 377.8°C ความชื้นสัมพัทธ์ต่ำสุดเท่ากับ 5.1 % ได้จากพลังงานไมโครเวฟเท่ากับ 40.0 kJ ในเวลาเท่ากันกับพลังงานไมโครเวฟ 20.0 kJ ดังแสดงในรูปที่ 2 ข) และเมื่อทำการปรับเปลี่ยนอุณหภูมิลมร้อนของหลอดแมกนีตรอนระหว่าง 50.0 ถึง 70.0°C อุณหภูมิลมปกติระหว่าง 20.0 ถึง 40.0°C ทำให้เมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิสูงสุดเท่ากับ 86.5°C , 94.4°C , 97.8°C , 91.8°C และ 96.8°C ในเวลา 10.0 นาที จากพลังงานไมโครเวฟ 3.2 kJ ดังแสดงในรูปที่ 2 ค) การปรับเปลี่ยนระดับพลังงานไมโครเวฟให้สูงขึ้นแสดงให้เห็นว่าอุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกสูงขึ้นเป็นเชิงเส้นอย่างรวดเร็ว ความชื้นสัมพัทธ์ลดลงแบบเอ็กโพเนนเชียลได้ต่ำมาก ซึ่งอุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกจะสูงที่สุดได้เมื่อไมโครเวฟมีพลังงานสูงและลมร้อนมีอุณหภูมิสูงตามลำดับ



ก)



ข)



ค)

รูปที่ 2 อุณหภูมิและความชื้นสัมพัทธ์ในเมล็ดข้าวเปลือกจากการใช้สายอากาศปล่อยคลื่น 2.0 ตัว

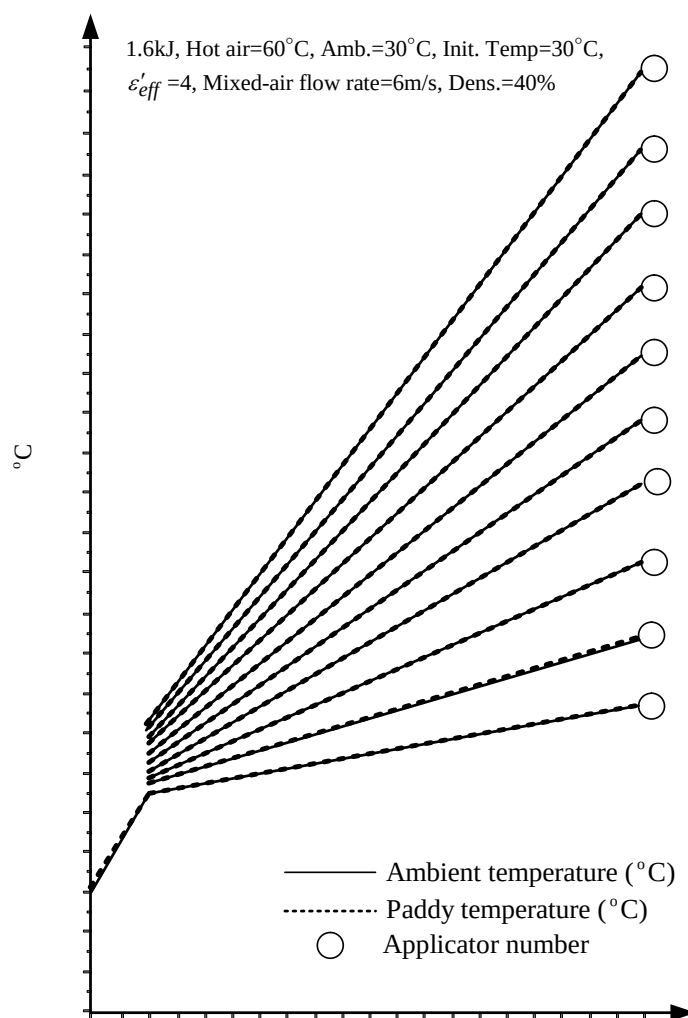
ก) ระดับพลังงานไมโครเวฟ 3.2 kJ และ 8.0 kJ

ข) ระดับพลังงานไมโครเวฟ 20.0 kJ และ 40.0 kJ

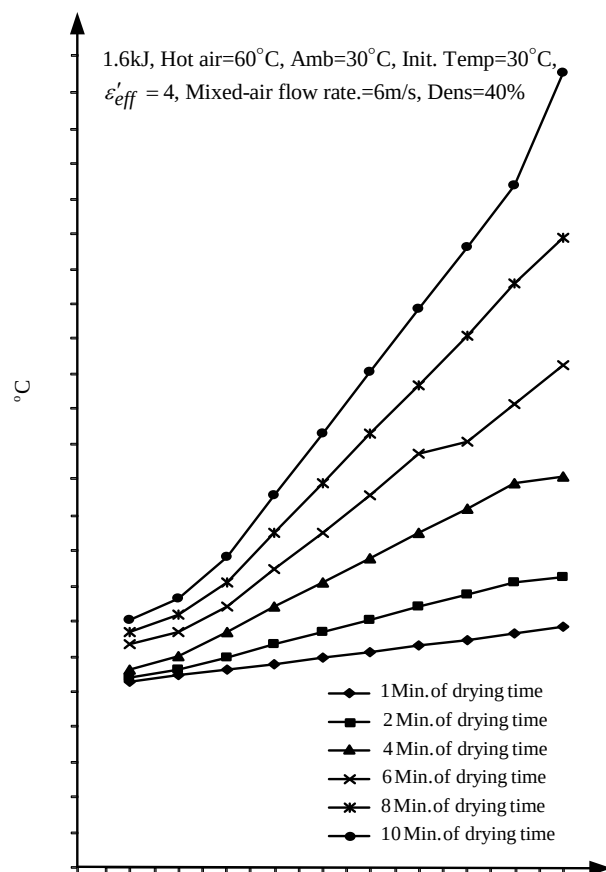
ค) เมื่อปรับเปลี่ยนอุณหภูมิลมร้อนและลมปกติ

เมื่อนำสายอากาศปล่อยคลื่นไมโครเวฟจำนวน 10.0 ตัวมาประกอบเป็นระบบบอบแห้งอย่างต่อเนื่องระดับนำร่องอุตสาหกรรม โดยป้อนพลังงานไมโครเวฟด้วยหลอดแมกนีตรอน 800.0 W ดังนั้นสายอากาศปล่อยคลื่น 1.0 ตัว จึงมีพลังงานไมโครเวฟ 1.6 kJ และทั้งระบบมีพลังงานไมโครเวฟรวม $|E_i|^2 = 16.0$ kJ ได้รับความร้อนจากการระบายความร้อนหลอดแมกนีตรอน $T_{hot_i} = 60.0^\circ\text{C}$ ลมอุณหภูมิปกติ $T_{amb_i} = 30.0^\circ\text{C}$ ความเร็ว $m_{mix_i} = 6.0$ m/s ค่าตัวประกอบการสูญเสียยังผลของเมล็ดข้าวเปลือกเท่ากับ $\varepsilon'_{eff} = 4.0$ อุณหภูมิเริ่มต้นเมล็ดข้าวเปลือก 30.0°C และความหนาแน่นเมล็ดข้าวเปลือกเท่ากับ 40.0 % ของปริมาตรสายอากาศ เมล็ดข้าวเปลือกเคลื่อนที่ผ่านสายอากาศแต่ละตัวในเวลาตั้งแต่ 1.0-10.0 นาที เมื่อเมล็ดข้าวเปลือกเคลื่อนที่ผ่านสายอากาศตัวละ 1.0 นาที ทำให้อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกเพิ่มขึ้นตามลำดับเวลา คือ $G_{r_i} = 54.9^\circ\text{C}, 56.7^\circ\text{C}, 58.5^\circ\text{C}, 60.3^\circ\text{C}, 62.1^\circ\text{C}, 63.9^\circ\text{C}, 65.7^\circ\text{C}, 67.5^\circ\text{C}, 69.3^\circ\text{C}$ และ 71.1°C ลมอุณหภูมิอากาศแวดล้อมคือ $T_{out_i} = 54.8^\circ\text{C}, 56.6^\circ\text{C}, 58.4^\circ\text{C}, 60.2^\circ\text{C}, 61.8^\circ\text{C}, 63.3^\circ\text{C}, 64.6^\circ\text{C}, 67.0^\circ\text{C}, 68.7^\circ\text{C}$ และ 69.7°C ดังแสดงตามเส้นหมายเลข ① ในรูปที่ 3 ก) ลมอุณหภูมิผสมที่เคลื่อนที่ออกจากสายอากาศแต่ละตัวคือ $T_{mix_i} = 52.5^\circ\text{C}, 54.2^\circ\text{C}, 55.9^\circ\text{C}, 57.6^\circ\text{C}, 59.3^\circ\text{C}, 61.0^\circ\text{C}, 62.7^\circ\text{C}, 64.4^\circ\text{C}, 66.1^\circ\text{C}$ และ 68.3°C ดังแสดงในรูปที่ 3 ข) ความชื้นสัมพัทธ์ของลมร้อนที่ออกจากสายอากาศแต่ละตัวคือ $RH_{out_i} = 27.5\%, 27.3\%, 26.7\%, 26.8\%, 25.2\%, 22.6\%, 22.4\%, 19.9\%, 19.8\%$ และ 19.1% ดังแสดงตามเส้นหมายเลข ① ในรูปที่ 3 ค) ส่วนพลังงานความร้อนที่เกิดจากคลื่นไมโครเวฟมีค่าอยู่ระหว่าง $T_{wave_i} = 2.4^\circ\text{C}, 2.5^\circ\text{C}, 2.6^\circ\text{C}, 2.7^\circ\text{C}, 2.8^\circ\text{C}, 3.9^\circ\text{C}, 3.0^\circ\text{C}, 3.1^\circ\text{C}, 3.2^\circ\text{C}$ และ 5.0°C ตามลำดับ และเมื่อเมล็ดข้าวเปลือกมีเวลาการเคลื่อนที่ผ่านสายอากาศแต่ละตัวระหว่าง 2.0-10.0 นาที ส่งผลให้อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือก ลมอุณหภูมิอากาศแวดล้อม และลมอุณหภูมิผสมสูงขึ้นเป็นเชิงเส้นอย่างรวดเร็ว ส่วนความชื้นสัมพัทธ์ของลมร้อนลดลงเป็นเอ็กซ์โพเนนเชียลที่มีค่าต่ำมาก โดยเมล็ดข้าวเปลือกมีเวลาการเคลื่อนที่ผ่านสายอากาศแต่ละตัวเป็นเวลา 2.0, 4.0, 6.0, 8.0 และ 10.0 นาที จะมีผลให้อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกอยู่ระหว่าง $G_{r_i} = 57.3-89.4^\circ\text{C}, 62.3-125.4^\circ\text{C}, 67.1-153.9^\circ\text{C}, 72.1-196.7^\circ\text{C}$ และ $76.9-234.4^\circ\text{C}$, $T_{out_i} = 57.2-88.8^\circ\text{C}, 62.0-124.9^\circ\text{C}, 66.7-153.2^\circ\text{C}, 71.5-196.1^\circ\text{C}$ และ $76.2-233.9^\circ\text{C}$, $T_{mix_i} = 53.6-83.6^\circ\text{C}, 56.0-111.4^\circ\text{C}, 63.2-143.2^\circ\text{C}, 66.7-179.9^\circ\text{C}$, และ $70.3-227.4^\circ\text{C}$, $RH_{out_i} = 27.4-11.3\%, 25.2-6.9\%, 24.9-6.1\%, 21.3-5.6\%$ และ $16.8-5.1\%$, $T_{wave_i} = 4.7-8.6^\circ\text{C}, 9.5-16.1^\circ\text{C}, 14.2-21.8^\circ\text{C}, 19.0-29.8^\circ\text{C}$ และ $23.7-39.4^\circ\text{C}$ ดังแสดงตามเส้นหมายเลข ①-⑩ ในรูปที่ 3 ก) และ 3 ค) และหากระบบบอบแห้งระดับนำร่องอุตสาหกรรมมีเงื่อนไขเดียวกัน แต่มี $\varepsilon'_{eff} = 2.0$ ผลของอุณหภูมิมิมีค่าลดลงประมาณ $\frac{1}{4}$ ส่วนของกรณีแรกคือเมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิระหว่าง $53.0-66.8^\circ\text{C}, 53.3-78.0^\circ\text{C}, 53.9-89.0^\circ\text{C}, 54.1-102.0^\circ\text{C}, 54.8-112.0^\circ\text{C}, 55.2-123.0^\circ\text{C}, 55.9-136.0^\circ\text{C}, 56.4-149.5^\circ\text{C}, 56.8-161.0^\circ\text{C}$ และ $57.1-174.0^\circ\text{C}$

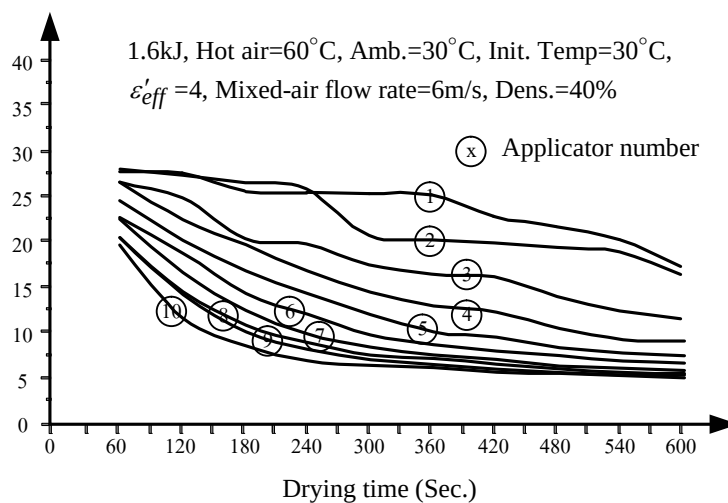
ขณะที่ความชื้นสัมพัทธ์และอุณหภูมิผสมจะลดลงตามสัดส่วนของอุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกตามลำดับเวลา 1.0-10.0 นาทีและลำดับสายอากาศตัวที่ 1.0-10.0 ดังแสดงในตารางที่ 1



ก)



ข)



ค)

รูปที่ 3 อุณหภูมิและความชื้นสัมพัทธ์จากการใช้สายอากาศปล่อยคลื่น 10.0 ตัว

ก) อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกและอากาศแวดล้อม

ข) อุณหภูมิลมผสม

ค) ความชื้นสัมพัทธ์

ผลการคำนวณอุณหภูมิในเมล็ดข้าวเปลือก อุณหภูมิอากาศแวดล้อม และความชื้นสัมพัทธ์ได้แสดงให้เห็นว่าระบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดซ์เบดระดับนำร่องอุตสาหกรรมมีความสามารถในการเพิ่มอุณหภูมิในเมล็ดข้าวเปลือกได้สูงรวดเร็ว และมีความชื้นสัมพัทธ์ของอากาศแวดล้อมที่ต่ำมาก เมื่อเมล็ดข้าวเปลือกเคลื่อนที่ผ่านระบบอบแห้งในเวลา 10.0-100.0 นาที ส่งผลให้เมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิสูงสุดคือ 71.1°C , 89.4°C , 106.6°C , 125.4°C , 142.1°C , 153.9°C , 173.4°C , 196.7°C , 216.6°C และ 234.4°C ตามลำดับ และเมื่อเพิ่มระดับพลังงานไมโครเวฟเป็น 8.0 kJ ใช้สายอากาศปล่อยคลื่นจำนวน 2.0 ตัว อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกสูงสุดคือ 78.8°C , 104.8°C , 130.8°C , 156.8°C , 182.8°C , 208.8°C , 234.7°C , 260.8°C , 286.6°C และ 312.7°C เมล็ดข้าวเปลือกเคลื่อนที่ผ่านสายอากาศแต่ละตัวเท่ากับ 1.0-10.0 นาที ขณะที่ระดับพลังงานไมโครเวฟเท่ากับ 20.0 kJ อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกสูงได้ถึง 79.8°C , 107.0°C , 134°C , 161.1°C , 188.2°C และ 215.2°C ใช้เวลาเพียง 10.0-60.0 วินาที และอุณหภูมิจะสูงได้มากที่สุดคือ 161.1°C , 269.4°C และ 377.8°C ในเวลาเพียง 10.0-30.0 วินาที เมื่อไมโครเวฟมีระดับพลังงานเท่ากับ 40.0 kJ ตามลำดับ

ตารางที่ 1 อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือก อุณหภูมิลมร้อนจากสายอากาศแต่ละตัว อุณหภูมิผสม อุณหภูมิความร้อนที่เกิดจากไมโครเวฟ และความชื้นสัมพัทธ์จากสายอากาศแต่ละตัว

1.6kJ, Hot air=60°C, Amb=30°C, Init. Temp=30°C, $\epsilon_{eff} = 2$, Mixed-air flow rate.=6m/s, Dens=40%, Drying time=1-10Min.										
Parameters	Applicator number									
	①	②	③	④	⑤	⑥	⑦	⑧	⑨	⑩
G_{r_i} (°C)	53.0-57.1	54.0-69.4	55.0-82.0	57.8-97.8	58.3-110.0	59.5-120.5	61.5-133.0	63.0-148.0	65.0-156.0	66.8-174.0
T_{out_i} (°C)	53.0-57.1	54.0-69.4	55.0-82.0	57.8-97.8	58.3-110.0	59.5-120.5	61.5-133.0	63.0-148.0	65.0-156.0	66.8-174.0
T_{mix_i} (°C)	52.8-55.9	53.6-65.2	54.3-74.6	56.4-86.5	55.4-95.6	57.8-103.5	59.3-112.9	60.4-124.1	61.9-130.1	63.2-143.6
T_{wave_i} (°C)	0.2-2.2	0.4-4.2	0.7-7.4	1.4-11.3	0.7-14.4	1.7-17.0	2.2-20.1	2.6-23.9	3.1-25.9	3.6-30.4
RH_{out_i} (°C)	37.1-27.0	28.5-19.5	28.5-15.5	26.9-12.7	25.5-11.5	25.6-10.9	24.4-10.3	25.2-9.9	21.1-9.8	21.1-9.6

4.2 Moisture content

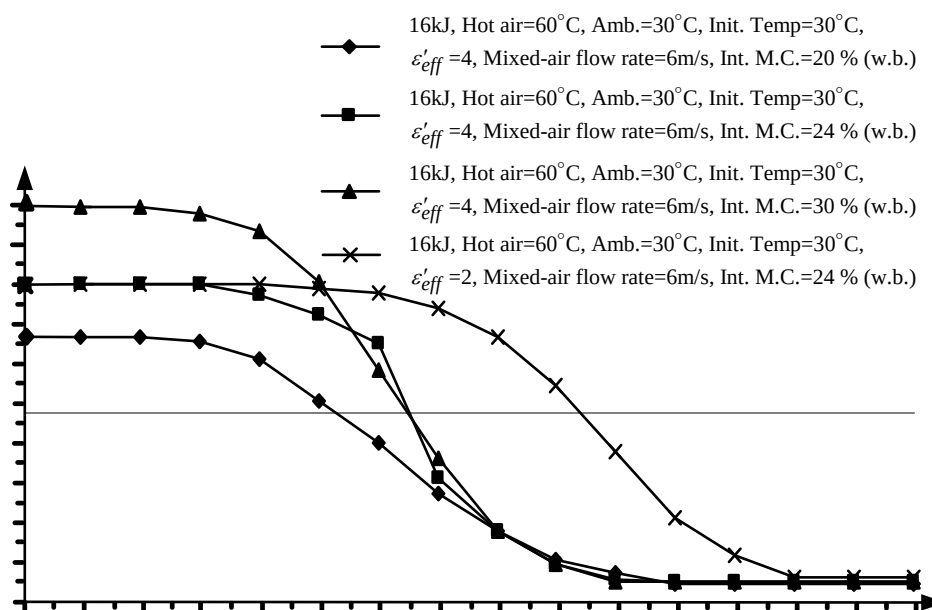
สำหรับผลการลดความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกที่อุณหภูมิและความชื้นสัมพัทธ์ต่างๆ สามารถคำนวณได้จากสมการแบบจำลองของเพจน์ โดยกรณีที่ใช้สายอากาศปล่อยคลื่นจำนวน 2.0 ตัว วางเรียงกันเพื่ออบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกที่มีความชื้นเริ่มต้น 24.0 % (w.b.) ให้ลดลงเหลือ 14.0 % (w.b.) จากการใช้พลังงานไมโครเวฟ 3.2 kJ อุณหภูมิลมร้อน 60.0 °C อุณหภูมิลมปกติ 30.0 °C อัตราเร็วลมอุณหภูมิผสม 6.0 m/s อุณหภูมิเริ่มต้นเมล็ดข้าวเปลือก 30.0 °C จะต้องใช้เวลา 10.0 นาที ซึ่งเมล็ดข้าวเปลือกจะมีอุณหภูมิ 94.4 °C หากเพิ่มระดับพลังงานไมโครเวฟเป็น 8.0 kJ อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกจะสูงขึ้นเป็น 312.7 °C ในเวลา 10.0 นาที อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือกจะสูงขึ้นอีก เมื่อระดับพลังงานไมโครเวฟเท่ากับ 20.0 kJ แต่ใช้เวลาอบแห้งลดลง 10.0 เท่า และจะใช้เวลาอบแห้งน้อยที่สุดคือ 30.0 วินาที เมื่อทำให้เมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิ 377.7 °C ด้วยพลังงานไมโครเวฟ 40.0 kJ ส่วนกรณีที่ความชื้นเริ่มต้นเมล็ดข้าวเปลือกแตกต่างกันเป็น 19.0 % (w.b.), 24.0 % (w.b.), 30.0 % (w.b.) และ 40.0 % (w.b.) จะใช้เวลาการอบแห้งแตกต่างกันกล่าวคือ เมื่อพลังงานไมโครเวฟเท่ากับ 3.2 kJ เวลาการอบแห้งในแต่ละกรณีจะเท่ากับ 4.5, 5.8, 7.5 และ 9.5 นาที ตามลำดับ ทำให้ทราบว่าหากเมล็ดข้าวเปลือกมีความชื้นเริ่มต้นสูงจะต้องใช้พลังงานไมโครเวฟสูงหรือต้องใช้เวลาอบแห้งนานหากไมโครเวฟมีพลังงานต่ำ เมื่อปรับความชื้นสมดุลให้สูงขึ้นจาก 14.0 % (w.b.) เป็น 18.0 และ 22.0 % (w.b.) จะใช้เวลาอบแห้งลดลงเนื่องจากความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกมีค่าใกล้กับความชื้นสมดุล และถ้าความชื้นสมดุลลดลงจาก 14.0 % (w.b.) เป็น 12.0 % (w.b.) ต้องใช้เวลาอบแห้งนานขึ้น เนื่องจากช่วงความชื้นต่ำจะลดลงได้ช้า อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกกับความชื้นสมดุลของอากาศอบแห้งหรือปฏิกิริยาของน้ำในเมล็ดข้าวเปลือก (Water activity) ซึ่งเรียกว่า Water sorption isothermal ทำให้ทราบได้ชัดเจนว่ากรณีอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกด้วยพลังงานไมโครเวฟ 3.2 kJ ในเวลา 5.0 นาทีที่อุณหภูมิ 73.0 °C ทำให้สามารถลดความชื้นจาก 24.0 % (w.b.) ลงมาเหลือที่จุดสมดุลความชื้น 14.0 % (w.b.) ได้ ถ้าพลังงานไมโครเวฟเท่ากับ 8.0 kJ เมล็ดข้าวเปลือกต้องมีอุณหภูมิ 130.0 °C ในเวลา 3.0 นาที ส่วนที่เวลาอบแห้ง 26.0 วินาที ต้องใช้พลังงานไมโครเวฟสูงเท่ากับ 8.0 kJ ที่อุณหภูมิเมล็ดข้าวเปลือก 123.0 °C ยิ่งไปกว่านั้นความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกจะลดลงจาก 24.0 % (w.b.) ลงมาเหลือ 14.0 % (w.b.) ได้รวดเร็วที่สุดคือ 12.0 วินาที เมล็ดข้าวเปลือกต้องมีอุณหภูมิ 183.0 °C ด้วยพลังงานไมโครเวฟ 40.0 kJ ตามลำดับ ดังแสดงในตารางที่ 2

ตารางที่ 2 การทำนายความชื้นจากแบบจำลองของเพจน์และ Water sorption isothermal

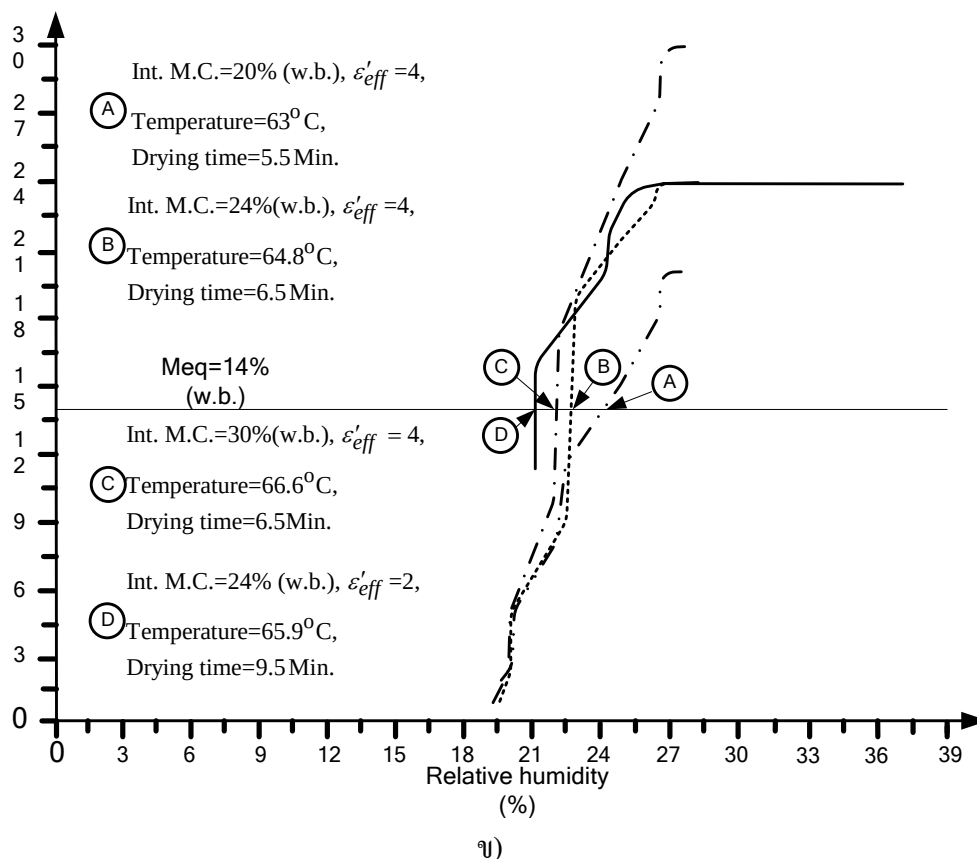
Hot air=60°C, Amb=30°C, $\varepsilon'_{eff} = 4$, Mixed-air flow rate=6m/s, Init. Temp=30°C, Init. M.C.=24%(w.b.), Final M.C.=14%(w.b.)				
Microwave energy (kJ)	Page's model		Water sorption isothermal	
	G_{r_i} (°C)	Drying time	G_{r_i} (°C)	Drying time
3.2	94.4	15.0 Min.	73.0	5.0 Min.
8.0	312.7	10.0 Min.	130.0	3.0 Min.
20.0	215.2.0	1.0 Min.	123.0	26.0 Sec.
40.0	377.7	30.0 Sec.	183.0	12.0 Sec.

กรณีลดความชื้นเมล็ดข้าวเปลือกด้วยระบบอบแห้งอย่างต่อเนื่องระดับนำร่องอุตสาหกรรมที่มีพลังงานไมโครเวฟเท่ากับ 16.0 kJ อุณหภูมิลมร้อน 60.0°C อุณหภูมิลมปกติ 30.0°C อัตราเร็วลม อุณหภูมิผสม 6.0 m/s อุณหภูมิเริ่มต้นเมล็ดข้าวเปลือก 30.0°C ค่าตัวประกอบการสูญเสียยังผลของเมล็ดข้าวเปลือกเท่ากับ 4.0 ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือก 4.0 kg ความชื้นเริ่มต้น 20.0 % (w.b.) ทำการอบแห้งเป็นเวลา 15.0 นาที เมื่อพิจารณาเส้นโค้งความชื้นพบว่าจะเกิดบริเวณช่วงเวลาเกิดความร้อน (Heating zone) ประมาณ 2.0 นาที ช่วงเวลาอบแห้ง (Drying zone) 3.5 นาที อัตราอบแห้งลดลงช่วงที่ 1 (First falling rate) ประมาณ 2.5 นาที และช่วงที่อัตราอบแห้งลดลงช่วงที่ 2 (Second falling rate) ประมาณ 3.5 นาที จุดวิกฤติ (Critical point) เกิดขึ้นที่เวลาเท่ากับ 7.8 นาที ความชื้นลดลงมาที่ 14.0 % (w.b.) ได้ในเวลา 5.3 นาที หากความชื้นเริ่มต้นมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 24.0 % (w.b.) ช่วงเวลาการเกิดความร้อนจะนานขึ้นเป็น 3.0 นาที ช่วงเวลาอบแห้ง 3.5 นาที จุดวิกฤติเกิดขึ้นเมื่อเวลาผ่านไป 7.8 นาทีเท่ากัน ส่วนกรณีที่ความชื้นเริ่มต้นสูงเท่ากับ 30.0 % (w.b.) กลับพบว่าช่วงเวลาการให้ความร้อนเท่ากับ 2.0

นาที่ และช่วงเวลารอบแห้งเท่ากับ 3.0 นาที่ ช่วงอัตราการอบแห้งลดลงทั้งสองช่วงเกิดที่เวลาระหว่าง 5.0-11.0 นาที่ และต้องใช้เวลา 6.7 นาที่ จึงจะลดความชื้นลงมาให้เท่ากับ 14.0 % (w.b.) ตามลำดับ และถ้าค่าตัวประกอบการสูญเสียยังผลของเมล็ดข้าวเปลือกลดลงเท่ากับ 2.0 ความชื้นเริ่มต้นเท่ากับ 24.0 % (w.b.) ทำให้เกิดช่วงเวลารอบแห้งให้ความร้อนและช่วงเวลารอบแห้งนานกว่ากรณีอื่นคือ 5.0 นาที่ กับ 4.0 นาที่ ช่วงอัตราการอบแห้งลดลงช่วงละ 2.0 นาที่ ซึ่งต้องใช้เวลา 9.5 นาที่ จึงลดความชื้นได้เท่ากับ 14.0 % (w.b.) ดังแสดงในรูปที่ 4 ก) และเมื่อพิจารณาเส้น Water sorption isothermal ตามรูปที่ 4 ข) กรณีที่เหมาะสมสำหรับการอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกที่มีความชื้นเริ่มต้น 20.0 % (w.b.) ให้ลดลงมาที่ตำแหน่งสมดุลความชื้น 14.0 % (w.b.) เมล็ดข้าวเปลือกต้องมีอุณหภูมิ 63.0 °C ในเวลาอบแห้ง 5.5 นาที่ คือที่ตำแหน่งจุด ① หากความชื้นเริ่มต้นเป็น 24.0 % (w.b.) ตำแหน่งจุด ② เป็นตำแหน่งที่ใช้เวลาอบแห้ง 6.5 นาที่ ที่อุณหภูมิ 64.8 °C และใช้เวลาอบแห้งเท่ากับ 6.5 นาที่เท่ากัน ตำแหน่งจุด ③ คือตำแหน่งที่เมล็ดข้าวเปลือกมีความชื้นเริ่มต้นสูงเท่ากับ 30.0 % (w.b.) ด้วยอุณหภูมิเท่ากับ 66.6 °C ส่วนตำแหน่งจุด ④ คือตำแหน่งที่ใช้เวลารอบแห้งจะนานที่สุดคือ 9.5 นาที่ จากอุณหภูมิ 65.9 °C เมื่อเมล็ดข้าวเปลือกมีความชื้นเริ่มต้น 24.0 % (w.b.) แต่มีค่าตัวประกอบการสูญเสียยังผลของเมล็ดข้าวเปลือกเท่ากับ 2.0 ตามลำดับ



ก)



รูปที่ 4 เส้นโค้งความชื้นและค่าความร้อนจากการดูดกลืนของน้ำ
 ก) เส้นโค้งความชื้นเริ่มต้นต่างกัน ข) ค่าความร้อนจากการดูดกลืนของน้ำ

ผลการทำนายความชื้นและกราฟค่าความร้อนจากการดูดกลืนของน้ำแสดงให้เห็นว่าเมล็ดข้าวเปลือกที่มีความชื้นสูงจะใช้อุณหภูมิและเวลาในการอบแห้งมากกว่าเมล็ดข้าวเปลือกที่มีความชื้นต่ำ ขณะที่ค่าความร้อนจากการดูดกลืนของน้ำจะบอกถึงอุณหภูมิอบแห้งและเวลาที่เหมาะสมในเงื่อนไขต่างๆ เพื่อลดความชื้นจากปริมาณสูงให้ลดลงอยู่ในเกณฑ์มาตรฐานกำหนดคือ 14.0 % (w.b.) แต่จะสังเกตได้ว่าความชื้นสัมพัทธ์ของอากาศร้อนบริเวณรอบๆ เมล็ดข้าวเปลือกจะอยู่ระหว่าง 21.0 %-24.0 % แสดงว่ากลไกที่ทำให้ความชื้นภายในเมล็ดข้าวเปลือกต่ำกว่าความชื้นสัมพัทธ์ของอากาศร้อนบริเวณรอบๆ เมล็ดข้าวเปลือกเกิดจากพลังงานไมโครเวฟทำให้เกิดความร้อนขึ้นบริเวณภายในเมล็ดข้าวเปลือก

4.3 Diffusion coefficient

ค่าสัมประสิทธิ์การแพร่ความชื้นภายในเมล็ดข้าวเปลือกเป็นตัวแปรที่สำคัญอย่างหนึ่งถึงการไถการแพร่ความชื้นจากภายในสู่ภายนอกเมล็ดข้าวเปลือกจากกลไกได้รับพลังงานความร้อนที่อุณหภูมิต่างๆ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสัมประสิทธิ์การแพร่ความชื้นจะมีค่าสูงขึ้นตามอุณหภูมิที่สูงขึ้น โดยในกรณีนี้ค่าสัมประสิทธิ์มีค่าระหว่าง 9.3×10^{-11} - 2.6×10^{-9} m^2/s ที่อุณหภูมิตั้งแต่ 76.9 - 234.4 $^{\circ}\text{C}$ และมีค่าระหว่าง 4.9×10^{-11} - 9.5×10^{-10} m^2/s เมื่ออุณหภูมิ 57.1 - 174.0 $^{\circ}\text{C}$ ดังนั้นกรณีที่เมล็ดข้าวเปลือกมี

อุณหภูมิ 63.0°C , 64.8°C , 66.6°C และ 65.9°C สัมประสิทธิ์การแพร่ความชื้นจะมีค่าเท่ากับ $5.3 \times 10^{-10} \text{ m}^2/\text{s}$, $5.6 \times 10^{-10} \text{ m}^2/\text{s}$, $6.8 \times 10^{-10} \text{ m}^2/\text{s}$ และ $6.7 \times 10^{-10} \text{ m}^2/\text{s}$ ตามลำดับ

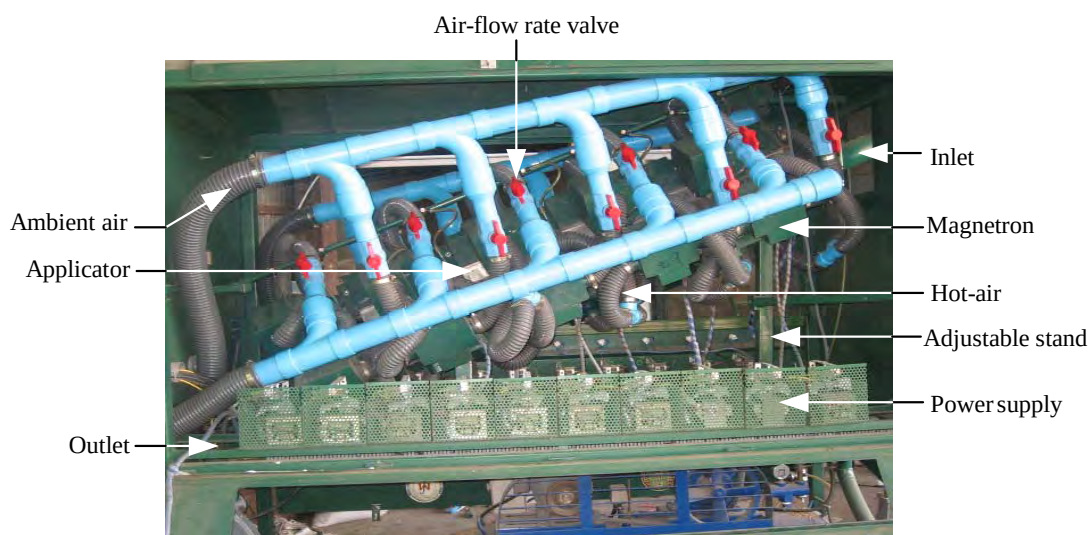
4.4 Dry matter loss

ค่าการสูญเสียการอบแห้งที่คำนวณจากสมการที่ (9) โดยการแทนค่าอุณหภูมิและความชื้นในเมล็ดข้าวเปลือกที่เวลาต่างๆ หรือสามารถหาได้จากอัตราส่วนระหว่างค่าพลังงานที่ใช้ในการคำนวณกับค่าพลังงานสิ้นเปลืองในการทดลอง ดังนั้นในงานนี้ค่าพลังงานไมโครเวฟที่ใช้คำนวณเท่ากับ 16.0 kJ ส่วนค่าพลังงานสิ้นเปลืองในการทดลองที่รวมเอาค่าพลังงานสิ้นเปลืองของอุปกรณ์อื่นๆ ไว้ด้วยมีเท่ากับ 18.4 kJ จึงทำให้ค่าการสูญเสียการอบแห้งเท่ากับ 0.87%

5. Experiment result

ระบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดซ์เบดระดับนำร่องอุตสาหกรรมประกอบด้วยสายอากาศปล่อยคลื่นจำนวน 10.0 ตัว วางเรียงให้แถวลำดับร่องเยื้องกันบนแท่นยึดที่สามารถปรับมุมเอียงกับพื้นดิน $\theta = 25.0^{\circ}$ สายอากาศถูกป้อนคลื่นไมโครเวฟจากหลอดแมกนีตรอนขนาด 800.0 W จำนวน 20.0 ตัว โดยแมกนีตรอนมีประสิทธิภาพประมาณ 65.0% ดังนั้นพลังงานเอาต์พุตไมโครเวฟรวมจึงมีค่าประมาณ 11.0 kJ ขณะที่พัดลมไฟฟ้าแรงดันสูงจะทำหน้าที่ในการระบายความร้อนจากหลอดแมกนีตรอนได้เป็นลมร้อนอุณหภูมิ 56.5°C แล้วป้อนกลับเข้าไปภายในระบบอบแห้งกับทำหน้าที่เป่าให้เมล็ดข้าวเปลือกฟุ้งกระจายด้วยอุณหภูมิปกติเท่ากับ 31.0°C กลายเป็นลมอุณหภูมิผสมที่มีอัตราเร็ว 7.8 m/s ด้วยการปรับวาล์วแสดงในรูปที่ 5 ก) การทำงานของระบบอบแห้งจะสัมพันธ์กันทุกส่วนจากวงจรควบคุมระบบไฟฟ้าแสดงในรูปที่ 5 ข) อบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกที่มีความชื้นเริ่มต้น 26.6% (w.b.) และอุณหภูมิเริ่มต้น 31.0°C ไหลผ่านระบบภายในเวลา 10.0 นาที ทำให้เมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิสูงสุดเท่ากับ 87.5°C ความชื้นสัมพัทธ์เท่ากับ 19.2% ความชื้นลดลงเหลือ 14.2% (w.b.) และมีปริมาณเมล็ดข้าวเปลือกที่ผ่านการอบแห้งเท่ากับ $28.0 \text{ kg}_{\text{dry solid}}/\text{hr}$ สิ้นเปลืองพลังงานเท่ากับ $0.66 \text{ kJ/kg}_{\text{dry solid}}$ ผลลัพธ์จากการทดลองได้นำกลับไปคำนวณตามเงื่อนไขเดียวกัน พบว่าเมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิสูงสุด 77.8°C ความชื้นสัมพัทธ์ 19.7% ความชื้นสุดท้าย 13.7% (w.b.) และได้ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือก $24.0 \text{ kg}_{\text{dry solid}}/\text{hr}$ สิ้นเปลืองพลังงานเท่ากับ $0.77 \text{ kJ/kg}_{\text{dry solid}}$ ดังแสดงในรูปที่ 6 เมื่อนำอุณหภูมิและความชื้นสัมพัทธ์หรือปฏิกิริยาของน้ำในเมล็ดข้าวเปลือกไปคำนวณหาค่าความขาวของเมล็ดข้าวเปลือก พบว่าค่าความขาวของเมล็ดข้าวเปลือกมีค่าเป็น $w = 85.0 \text{ Hunter } b \text{ unit}$ ตลอดเวลาการอบแห้ง 10.0 นาที ขณะที่ผลการทดสอบวัดค่าความขาวจากห้องปฏิบัติการมีค่าเท่ากับ $81.5 \text{ Hunter } b \text{ unit}$ [47] ผลการคำนวณกับผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าอุณหภูมิสูงสุดในเมล็ดข้าวเปลือกมีความแตกต่างกัน 9.7°C คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ค่าผิดพลาดร้อยละ 11.1% ความชื้นสัมพัทธ์แตกต่างกัน 0.5% ผิดพลาดร้อยละ 2.5% ความชื้นสุดท้าย

แตกต่างกัน 0.5 % ผิดพลาดร้อยละ 3.5 % ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือกแตกต่างกัน 4.0 kg/hr ผิดพลาดร้อยละ 14.3 % การสิ้นเปลืองพลังงานแตกต่างกัน 0.11 kJ/kg_{dry solid} ผิดพลาดร้อยละ 14.3 % และค่าความขาวแตกต่างกัน 3.5 Hunter *b* unit/Day ผิดพลาดร้อยละ 4.1 % ตามลำดับ



ก)

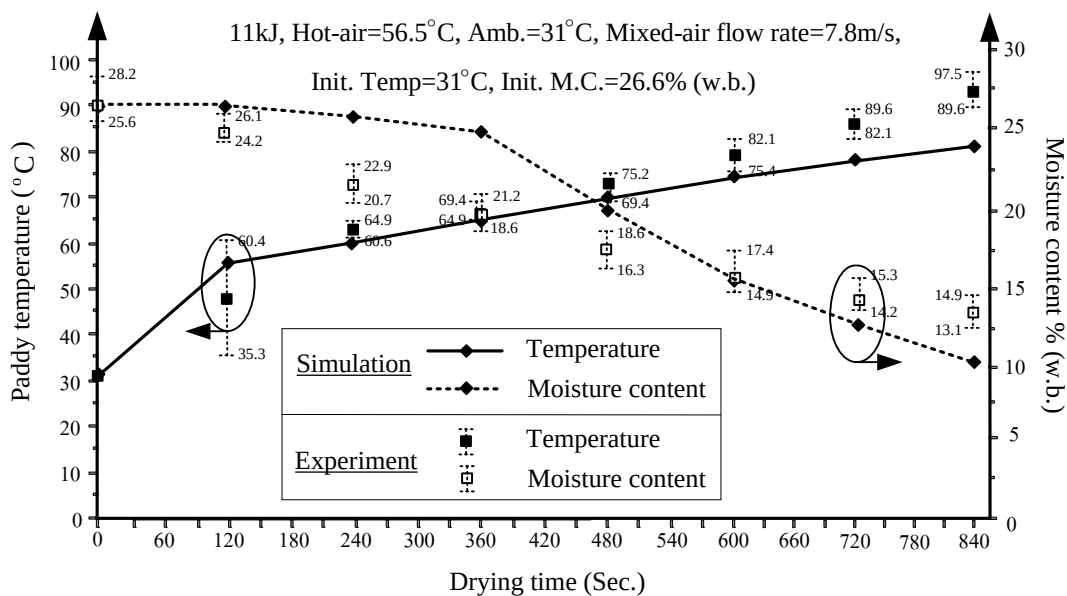


ข)

รูปที่ 5 เครื่องอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องระดับนำร่องอุตสาหกรรม

ก) ส่วนประกอบภายในระบบอบแห้ง

ข) ส่วนประกอบภายนอกระบบอบแห้ง



รูปที่ 6 เปรียบเทียบผลของอุณหภูมิและความชื้นระหว่างการคำนวณกับการทดลอง

ผลการคำนวณและการทดลองได้แสดงให้เห็นแล้วว่าแนวคิดในการพัฒนาระบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดซ์เบดระดับนำร่องอุตสาหกรรมที่ได้เริ่มจากการวิเคราะห์ภายในห้องปฏิบัติการมีความสามารถนำไปใช้งานได้ดีในระดับหนึ่ง สมการวิเคราะห์ต่างๆมีความสอดคล้องกับเงื่อนไขการใช้งานจริงและสามารถนำมาอธิบายกลไกการอบแห้งได้พอสมควร ถึงแม้ว่าจะมีค่าผิดพลาดเกิดขึ้นบ้างเล็กน้อย สาเหตุน่าจะมาจากค่าของตัวแปรต่างๆที่ใช้ในการคำนวณ อุณหภูมิได้แก่ ค่าความจุความร้อนอากาศแห้ง ค่าความจุความร้อนจำเพาะของเมล็ดข้าวเปลือก ค่าความจุความร้อนของไอน้ำ ความร้อนแฝงของไอน้ำ อัตราส่วนของมวลเมล็ดข้าวเปลือกแห้งกับมวลอากาศแห้ง การสูญเสียพลังงานความร้อนและการสูญเสียพลังงานไฟฟ้าของระบบที่ได้ตัดทิ้งไป ความชื้นสัมพัทธ์ของลมร้อน ความชื้นสัมพัทธ์ของลมอุณหภูมิผสม ความหนาแน่นของข้าวเปลือก ค่าตัวประกอบการสูญเสียยังผล ตลอดจนค่าคงที่ต่างๆซึ่งเป็นค่าโดยประมาณทั่วไป เป็นต้น ซึ่งค่าเหล่านี้จะแปรผันตามอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ทำให้ค่าอุณหภูมิในเมล็ดข้าวเปลือกและอากาศแวดล้อมมีค่าผิดพลาดเกิดขึ้น ซึ่งจะส่งผลโดยตรงกับค่าความชื้นสุดท้ายและค่าความขาวของเมล็ดข้าวเปลือก ขณะที่เงื่อนไขในการทดลองไม่สามารถกำหนดให้เป็นเงื่อนไขเดียวกับการคำนวณได้ทั้งหมด ตัวอย่างเช่น ระดับพลังงานไมโครเวฟ อุณหภูมิลมร้อนและลมปกติ อัตราเร็วของลม อัตราเร็วการเคลื่อนที่เมล็ดข้าวเปลือก มุมระนาบเอียงของระบบอบแห้ง ส่วนลำดับขั้นตอนการทดลองวัดผลของอุณหภูมิ ความชื้นสัมพัทธ์ ความชื้นเริ่มต้น และความชื้นสุดท้ายในเมล็ดข้าวเปลือกอาจจะมีตำแหน่งช่วงเวลา และจำนวนการสุ่มตัวอย่างเมล็ดข้าวเปลือกที่ไม่แม่นยำตามเงื่อนไขทั้งหมด ผิดกับค่าความผิดพลาดของเครื่องมือวัดที่มีส่วนเกี่ยวข้องในการแสดงผลด้วยเช่นกัน

อย่างไรก็ตามยังมีความเป็นไปได้ที่จะนำเครื่องอบแห้งดังกล่าวนี้ไปใช้ในระดับอุตสาหกรรม ซึ่งจะเป็นทางเลือกอีกวิธีหนึ่งที่น่าสนใจ กล่าวคือหากจะนำไปใช้อบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกที่มีความชื้นเริ่มต้น 26.6 % (w.b.) ให้ลดลงเหลือ 14.0 % (w.b.) ในปริมาณ 1.0 ton_{dry solid}/h จะต้องใช้พลังงานสิ้นเปลืองรวมทั้งหมดเท่ากับ 662.4 kJ แบ่งออกเป็นพลังงานจากไมโครเวฟ 396.0 kJ และพลังงานจากอุปกรณ์อื่น 266.4 kJ (คิดจากกรณีสภาพการใช้งานจริงที่แต่ละเครื่องมีสายอากาศปล่อยคลื่นจำนวน 10.0 ตัว ติดตั้งหลอดแมกนีตรอนขนาด 800.0 W จำนวน 20.0 หลอด แต่ละหลอดมีประสิทธิภาพ 65.0 % ได้พลังงานไมโครเวฟเอาต์พุตรวม 11.0 kJ พลังงานจากอุปกรณ์อื่นๆ 7.4 kJ ซึ่งจะสิ้นเปลืองพลังงานรวมเครื่องละ 18.4 kJ ดังนั้นจะต้องใช้เครื่องอบแห้งระดับนำร่องอุตสาหกรรมมาต่อขนานกันจำนวน 36.0 เครื่อง หรืออาจจะนำมาต่อเรียงอนุกรมกันได้ แต่มีข้อจำกัดที่ระบบอบแห้งจะมีความยาวมากโดยจะต้องใช้หลอดแมกนีตรอนขนาด 800 W จำนวนอย่างน้อย 720.0 ตัว และระบบจะมีความยุ่งยากซับซ้อนในการติดตั้งพัฒนไฟฟ้าที่ใช้ระบายความร้อนให้หลอดแมกนีตรอนกับเป่าให้เมล็ดข้าวเปลือกฟุ้งกระจาย ข้อดีของการอบแห้งวิธีนี้คือความร้อนในเมล็ดข้าวเปลือกเกิดขึ้นได้รวดเร็วจากระดับพลังงานไมโครเวฟต่ำเพียง 396.0 kJ/ton เมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิสูงเพียงพอและทั่วถึงสม่ำเสมอ ลมร้อนได้มาจากการระบายความร้อนของหลอดแมกนีตรอน และหลอดแมกนีตรอนสามารถหาซื้อได้ง่าย และมีราคาถูก อีกกรณีหนึ่งคือการใช้เครื่องอบแห้งที่มีพลังงานไมโครเวฟเครื่องละประมาณ 26.0 kJ จำนวน 15.0 เครื่อง จากหลอดแมกนีตรอนตัวละ 2.0 kW (มีประสิทธิภาพ 65.0 % เท่ากัน) จำนวน 390.0 ตัว หรือใช้เครื่องอบแห้งที่มีพลังงานไมโครเวฟเครื่องละประมาณ 65.0 kJ จำนวน 6.0 เครื่อง ด้วยหลอดแมกนีตรอนตัวละ 5.0 kW จำนวน 120.0 ตัว และหากใช้หลอดแมกนีตรอนขนาด 10.0 kW จะต้องใช้จำนวน 60.0 ตัว ซึ่งจะลดจำนวนเครื่องอบแห้งลงเหลือ 3.0 เครื่อง มีพลังงานไมโครเวฟเครื่องละ 130.0 kJ ซึ่งจะสามารถลดความยุ่งยากในการสร้างลงได้มาก แต่การใช้แมกนีตรอนที่ขนาดกำลังงานสูง นอกจากจะมีราคาแพงแล้ว ยังมีความยุ่งยากในการระบายความร้อนซึ่งจะทำให้สูญเสียปริมาณลมร้อนไปบางส่วน และที่สำคัญเมล็ดข้าวเปลือกจะมีอุณหภูมิสูงขึ้นอย่างรวดเร็วอันจะทำให้คุณภาพเมล็ดข้าวเปลือกเสียหายได้ สำหรับกรณีที่ใช้เครื่องอบแห้งจำนวน 36.0 เครื่องนำมาต่อขนานหรืออนุกรมกัน โดยเปลี่ยนแมกนีตรอนจากขนาด 800.0 W เป็น 2.0 kW, 5.0 kW หรือ 10.0 kW เพื่อลดจำนวนแมกนีตรอนจะต้องอาศัยอุปกรณ์แบ่งกำลังงานไปยังสายอากาศแต่ละตัวซึ่งจะก่อให้เกิดความซับซ้อนในการออกแบบสร้างระบบอบแห้งยิ่งขึ้น

เมื่อเปรียบเทียบกับกรอบแห้งด้วยวิธีสเปาเดอบที่มีปริมาณเมล็ดข้าวเปลือก 3,500 kg/h จากพลังงานความร้อนต่ำสุด 3.1 MJ/kg_{water} พบว่าหากใช้วิธีไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดซ์เบดอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือก 3,500 kg/h เท่ากันจะใช้พลังงานไมโครเวฟเท่ากับ 2.32 MJ/kg_{water} ซึ่งใช้พลังงานต่ำกว่า 0.78 MJ/kg_{water} หรือต่ำกว่า 25.0 % ขณะที่วิธีฟลูอิดซ์เบดอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกปริมาณ 100.0 kg/hr ใช้พลังงานความร้อน 7.2 MJ/kg_{water} ถ้าใช้วิธีไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดซ์เบดจะใช้พลังงานเพียง 66.3 kJ/kg_{water} คิดเป็นเปอร์เซ็นต์เพียง 0.93 % หรือหากใช้พลังงานความร้อน 5.1

MJ/kg_{water} ออบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกด้วยวิธีฟลูอิดไชน์เบดที่มีปริมาณ 150 kg_{dry solid}/h เมื่อใช้วิธีไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดไชน์เบดจะใช้พลังงานต่ำกว่าเท่ากับ 1.45 MJ/kg_{water} คือใช้พลังงาน 3.65 MJ/kg_{water} หรือเท่ากับ 71.5 % หรือออบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกจากความชื้นเริ่มต้นระหว่าง 20.0-26.0 % ให้ได้ความชื้นสุดท้ายระหว่าง 18.0-21.1 % ใช้พลังงานความร้อน 5.07-5.55 MJ/kg_{water} ได้ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือกระหว่าง 2.3-7.9 ton/h เมื่อใช้วิธีไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดไชน์เบดจะใช้พลังงาน 1.52-5.23 MJ/kg_{water} ต่ำกว่า 5.76-70.0 % หากเมล็ดข้าวเปลือกมีความชื้นเริ่มต้นต่ำลงระหว่าง 18.0-21.1 % แล้วออบแห้งให้ความชื้นสุดท้าย 15.3-15.5 % ใช้พลังงานความร้อนระหว่าง 5.36-6.89 MJ/kg_{water} ถ้าใช้วิธีไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดไชน์เบดจะใช้พลังงานเพียง 1.52-5.23 MJ/kg_{water} ต่ำกว่า 24.1-71.6 % และถ้าออบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกความชื้นเริ่มต้น 23.6 % ให้ลดลงมาเหลือความชื้นสุดท้ายเท่ากับ 13.6 % ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือก 30,000 ton/year หรือ 10.4 ton/h (8 h/Day of drying period) ด้วยวิธีฟลูอิดไชน์เบดแบบ LSU (Large Scale Unit) ที่ใช้พลังงานความร้อน 8.295 MJ/kg_{water} หากใช้วิธีไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดไชน์เบดจะใช้พลังงานเพียง 6.888 MJ/kg_{water} ซึ่งต่ำกว่า 16.9 %

ส่วนการอบแห้งข้าวหนึ่ง 15.0 kg/h ที่อุณหภูมิ 140.0 °C ความชื้นเริ่มต้น 28.0-32.0 % (w.b.) ความชื้นสุดท้าย 13.3-13.8 % (w.b.) พลังงานความร้อน 1.52 MJ/kg, 1.55 MJ/kg และ 1.9 MJ/kg ใช้วิธีไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดไชน์เบดจะใช้พลังงาน 307.5 kJ/kg หรือใช้พลังงานเพียง 20.0 %, 19.8 % และ 16.2 % ตามลำดับดังแสดงในตารางที่ 3

ตารางที่ 3 เปรียบเทียบอุณหภูมิและการสิ้นเปลืองพลังงาน

Dryer	Initial M.C.	Final M.C.	Capacity	Temperature(°C)	Energy consumption (MJ/kg _{water})	Energy saved (%)	Reference
Spouted bed	25.0% (d.b.)	14.0% (d.b.)	3.5 t/h	80.0 – 160.0	3.1, 3.8	25.0, 39.0	Madhijanon et al.(2001)
Fluidised bed Microwave				87.5	2.32		
Fluidised bed	0.43 kg/kg _{d.b.}	0.22 kg/kg _{d.b.}	100.0 kg/h	100.0 – 160.0	7.2	90.0	Soponronnarit et al.(2006)
Fluidised bed Microwave				87.5	0.063		
Fluidised bed	28.0% (d.b.)	24.6-24.3% (d.b.)	150 kg _{dry solid} /h	110.0	5.1	28.5	Nimmol and Devahastin (2010)
Fluidised bed Microwave				87.5	3.65		
Fluidised bed	20.0-26.0% (d.b.)	18.0-21.1% (d.b.)	2.3 – 7.9 t/h	150.0	5.07, 5.55	70.0, 5.76	Prachayawarakorn et al.(2005)
Fluidised bed Microwave				87.5	1.52, 5.23		
Fluidised bed	18.0-21.1% (d.b.)	15.3-15.5% (d.b.)	2.3 – 7.9 t/h	150.0	5.36, 6.89	71.6, 24.1	Prachayawarakorn et al.(2005)
Fluidised bed Microwave				87.5	1.52, 5.23		
Fluidised bed and LSU	23.6%	13.6%	10.4 t/h	50.4 – 60.4	8.295	16.9	Jittanit et al.(2010)
Fluidised bed Microwave				87.5	6.888		
Mechanical	28.0-32.0% (w.b.)	13.3-13.8% (w.b.)	15.0 kg/h	140.0	1.52, 1.55, 1.9	80.0, 80.2, 83.8	Varadharaju and Sreenarayanan (2004)
Fluidised bed Microwave				87.5	0.3075		

6. Conclusions

ระบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดไชน์เบดระดับนำร่องอุตสาหกรรมได้พัฒนามาจากระบบอบแห้งภายในห้องปฏิบัติการที่ใช้สายอากาศปล่อยคลื่นจำนวน 10.0 ตัว วางเรียงให้แถวลำดับรองเชื่อมกันบนระนาบมุมเอียงกับพื้นดิน ป้อนพลังงานไมโครเวฟ ลมร้อนและลมอุณหภูมิปกติ โดยการปรับเปลี่ยนระดับพลังงานไมโครเวฟ อุณหภูมิลมร้อน อุณหภูมิลมปกติ อัตราเร็วลมอุณหภูมิผสม ความชื้นเริ่มต้น ความชื้นสมดุล คาบเวลาการอบแห้งของสายอากาศปล่อยคลื่นแต่ละตัว เพื่อคำนวณหาเงื่อนไขการการอบแห้งที่เหมาะสมได้แก่ ระดับพลังงานไมโครเวฟ อุณหภูมิผสม อุณหภูมิสูงสุดของเมล็ดข้าวเปลือก ความชื้นสัมพัทธ์ของอากาศร้อน ความชื้นสุดท้ายของเมล็ดข้าวเปลือก คาบเวลาการอบแห้ง ปริมาณเมล็ดข้าวเปลือกที่ผ่านการอบแห้ง ตลอดจนคุณภาพด้านความขาวของเมล็ดข้าวเปลือกจากการปรับปรุงสมการสมดุลพลังงาน สมการทำนายความชื้นของเพนน์ สมการสัมประสิทธิ์การแพร่ความชื้น สมการสูญเสียการอบแห้งและสมการความขาวของเมล็ดข้าวเปลือก จนทำให้ได้เครื่องอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดไชน์เบดระดับนำร่องอุตสาหกรรมต้นแบบที่เหมาะสม และยังสามารถนำไปพัฒนาเป็นเครื่องอบแห้งระดับอุตสาหกรรมที่มีสมรรถนะสูงและสิ้นเปลืองพลังงานต่ำได้อีกด้วย

ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารวิจัยดังนี้

ปัจจุบันกำลังเขียนบทความเพื่อส่งไปนำเสนอขอตีพิมพ์ที่ Journal of food engineering

ความคิดเห็นของผู้วิจัย

ที่ผ่านมาผู้วิจัยได้พยายามศึกษาปัญหาของกระบวนการอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดไชน์เบดภายในห้องปฏิบัติการ จนสามารถพัฒนาเป็นเครื่องอบแห้งนำร่องอุตสาหกรรมได้สำเร็จ และยังได้แนวทางการพัฒนาเป็นเครื่องอบแห้งระดับอุตสาหกรรมที่มีประสิทธิภาพและประหยัดพลังงาน

References

- [1.] J. M. Beeny and Chin Shin Ngin, "Multipass Drying of Paddy (Rice) in the Humid Tropics," *Journal of Agricultural Engineering Research*, Vol. 15(4), pp. 364-374, 1970.
- [2.] A. P. Mossman, "A Review of Basic Concepts in Rice Drying Research," *Critical Review in Food Science and Nutrition*, vol.25, no.1, pp.49-70, 1986.
- [3.] S. K. Das and Y. Kumar, "Design and Performance of a Solar Dryer with Vertical Collector Chimney Suitable for Rural Application," *Energy Conversion Management*, Vol. 29, No. 2, pp. 129-135, 1989.
- [4.] A. Chakraverty and S. K. Das, "Development of a Two-Directional Air Flow Paddy Dryer Coupled with An Integrated Array of Solar Air Heating Modules," *Energy Conversion Management*, Vol. 33, No. 3, pp. 183-190, 1992.
- [5.] A. Putranto, Xiao Dong Chen, Zongyuan Xiao and P. A. Webley, "Mathematical Modeling of Intermittent and Convective Drying of Rice and Coffee using the Reaction Engineering Approach (REA)," *Journal of Food Engineering*, Vol. 105, pp. 638-646, 2011.
- [6.] Y. Tirawanichakul, S. Prachayawarakorn, W. Varanyanond and S. Soponronnarit, "Simulation and Grain Quality for In-Store Drying of Paddy," *Journal of Food Engineering*, Vol. 64, pp. 405-415, 2004.
- [7.] Witinantakit, K.; Prachayawarakorn, S.; Nathakarakule, A.; Soponronnarit, S. Paddy Drying Using Adsorption Technique: Experiments and Simulation. *Drying Technology*, Vol. 24, pp. 609-617, 2006.
- [8.] P. Bunyawanichakul, G. J. Walker, J. E. Sargison and P. E. Doe, "Modeling and Simulation of Paddy Grain (Rice) Drying in a Simple Pneumatic Dryer," *Biosystems Engineering*, Vol. 96(3), pp. 335-344, 2007.
- [9.] Witinantakit, K.; Prachayawarakorn, S.; Nathakarakule, A.; Soponronnarit, S. Multi-Pass Sorption Drying of Paddy Using Rice Husk Adsorbent: Experiments and Simulation. *Drying Technology*, Vol. 27(2), pp. 226-236, 2009.
- [10.] Sunthonvit, N.; Szrednicki, G.; Craske, J. Effects of High-Temperature Drying on the Flavor Components in Thai Fragrant Rice. *Drying Technology*, Vol. 23, pp. 1407-1418, 2005.
- [11.] Prachayawarakorn, S.; Tia, W.; Poopaiboon, K.; Soponronnarit, S. Comparison of Pulsed and Conventional Fluidised-bed Dryers. *Journal Stored Products Research*, Vol. 41, pp.

- 479-497, 2005.
- [12.] Taechapairoj, C.; Prachayawarakorn, S.; Soponronnarit, S. Characteristics of Rice Dried in Superheated-Steam Fluidized-Bed. *Drying Technology*, Vol. 22(4), pp. 719-743, 2004.
 - [13.] Thakur, A. K.; Gupta, A. K. Stationary versus Fluidized-Bed Drying of High-Moisture Paddy with Rest Period. *Drying Technology*, Vol. 24, pp. 1443-1456, 2006.
 - [14.] W. Rordprapat, A. Nathakaratanakule, W. Tia and S. Soponronnarit, "Comparative Study of Fluidized Bed Paddy Drying using Hot Air and Superheated Steam," *Journal of Food Engineering*, Vol. 71, pp. 28-36, 2005.
 - [15.] S. Prachayawarakorn, W. Tia, K. Poopaiboon and S. Soponronnarit, "Comparison of Performance of Pulsed and Convectional Fluidized-bed Dryers," *Journal of Stored Products Research*, Vol. 41, pp. 479-497, 2005.
 - [16.] C. Taechapairoj, I. Dhuchakalla, S. Soponronnarit, S. Wetchacama and S. Prachayawarakorn, "Superheated Steam Fluidized Bed Paddy Drying," *Journal of Food Engineering*, Vol. 58, pp. 67-73, 2003.
 - [17.] C. Taechapairoj, S. Prachayawarakorn and S. Soponronnarit, "Modeling of Parboiled Rice in Superheated-Steam Fluidized Bed," *Journal of Food Engineering*, Vol. 76, pp. 411-419, 2006.
 - [18.] C. Nimmol and S. Devahastin, "Evaluation of Performance and Energy Consumption of an Impinging Stream Dryer for Paddy," *Applied Thermal Engineering*, Vol. 30, pp. 2204-2212, 2010.
 - [19.] G. Elbert, M. P. Tolaba and C. Suárez, "Effects of Drying Conditions on Head Rice Yield and Browning Index of Parboiled Rice," *Journal of Food Engineering*, Vol. 47, pp. 37-41, 2001.
 - [20.] J. M. Frías, L. Foucat, J. J. Bimbenet and C. Bonazzi, "Modeling of moisture Profile in Paddy Rice During Drying Mapped with Magnetic Resonance Imaging," *Chemical Engineering Journal*, Vol. 86, pp. 173-178, 2002.
 - [21.] M. Izadifar, Oon-Doo Baik and C. J. Simonson, "Modeling of the Packed Bed Drying of Paddy Rice using the Local Volume Averaging (LVA) Approach," *Food Research International*, Vol. 39, pp. 712-720, 2006.
 - [22.] A. Zomorodian, D. Zare and H. Ghasemkhani, "Optimization and Evaluation of a Semi-Continuous Solar Dryer for Cereals (Rice, etc)," *Desalination*, Vol. 209, pp. 129-135, 2007.

- [23.] N. Meeso, A. Nathakaranakule, T. Madhiyanon and S. Soponronnarit, "Modeling of Far-Infrared Irradiation in Paddy Drying Process," *Journal of Food Engineering*, Vol. 78, pp. 1248-1258, 2007.
- [24.] I. C. Kemp and Q. Sohet, "Scale-Up, Optimization, and Control of Industrial Batch Fluidized Bed Dryers using Multilevel Theoretical Models," *An International Journal of Drying Technology*, Vol. 28, pp. 710-722, 2010.
- [25.] S. Soponronnarit, S. Prachayawarakorn and W. Rordprapat, A. Nathakaranakule and Warunee Tia, "A Superheated-Steam Fluidized-Bed Dryer for Parboiled Rice: Testing of a Pilot Scale and Mathematical Model Development," *An International Journal of Drying Technology*, Vol. 24, pp. 1457-1467, 2006.
- [26.] J. Berghel and R. Renström, "Basic Design Criteria and Corresponding Results Performance of a Pilot-Scale Fluidized Superheated Atmospheric Condition Steam Dryer," *Biomass and Bioenergy*, Vol. 23, pp. 103-112, 2002.
- [27.] L. Hung-Nguyen, R. H. Driscoll and G. Srzednicki, "Drying of High Moisture Content Paddy in a Pilot Scale Triangular Spouted Bed Dryer," *An International Journal of Drying Technology*, Vol. 19(2), pp. 375-387, 2001.
- [28.] T. Madhijanon, S. Soponronnarit and Warunee Tia, "Industrial-Scale Prototype of Continuous Spouted Bed Paddy Dryer," *An International Journal of Drying Technology*, Vol. 19(1), pp. 207-216, 2001.
- [29.] W. Jittanit, N. Saeteaw and A. Charoenchaisri, "Industrial Paddy Drying and Energy Saving Options," *Journal of Stored Products Research*, Vol. 46, pp. 209-213, 2010.
- [30.] N. Varadharaju and V. V. Sreenarayanan, "Energy Requirement for Conduction Parboiling Paddy," *IE (I) Journal-AG*, Vol. 85, pp.37-43, 2004.
- [31.] Prachayawarakorn, S.; Poomsa-ad, N.; Soponronnarit, S. Quality Maintenance and Economy with High-Temperature Paddy-Drying Processes. *Journal Stored Products Research*, Vol. 41, pp. 333-351, 2005.
- [32.] G. S. Srzednicki, R. Hou and R. H. Driscoll, "Development of a Control System for In-Store Drying of Paddy in Northeast China," *Journal of Food Engineering*, Vol. 77, pp. 368-377, 2006.
- [33.] B. A. Souraki and D. Mowla, "Simulation of Drying Behaviour of a small Spherical Foodstuff in a Microwave Assisted Fluidized Bed of Inert Particles," *Journal of Food Research International*, Vol. 41, pp. 255-265, 2008.

- [34.] B. A. Souraki and D. Mowla, "Axial and Radial Moisture Diffusivity in Cylindrical Fresh Green Beans in a Fluidized Bed Dryer with Energy Carrier: Modeling with and without Shrinkage," *Journal of Food Engineering*, Vol. 88, pp. 9-19, 2008.
- [35.] J. L. M. S. Ganter, A. T. M. Cardoso, M. Kaminski and F. Reicher, "Galactomannan from the Seeds of *Mimosa Scabrella*: a Scale-Up Process," *International Journal of Biological Macromolecules*, Vol. 21, pp. 137-140, 1997.
- [36.] M. Köni, U. Yüzgeç, M. Türkur and H. Dinçer, "Optimal Quality Control of Baker's Yeast Drying in Large Scale Batch Fluidized Bed," *Chemical Engineering and Processing*, Vol. 48, pp. 1361-1370, 2009.
- [37.] C. Fyhr, I. C. Kemp and R. Wimmerstedt, "Mathematical Modelling of Fluidized Bed Dryers with Horizontal Dispersion," *Chemical Engineering and Processing*, Vol. 38, pp. 89-94, 1999.
- [38.] C. Sangdao and M. Krairiksh, "Analysis of a Continuous Fluidized-Bed Microwave Rice Kernel Drying System," *Maejo International Journal of Science and Technology*, Vol. 1 (Special Issue), pp. 61-71, 2008.
- [39.] C. Sangdao, S. Songsermpong and M. Krairiksh, "A Continuous Fluidized-Bed Microwave Paddy Drying System Using Applicators with Perpendicular Slots on a Concentric Cylindrical Cavity," *An International Journal of Drying Technology*, Vol. 29, pp. 35-46, 2011.
- [40.] M. R. Spiegel, "Mathematical Handbook of Formulas and Tables," McGraw-Hill Publishing Company, New York, USA, 1968.
- [41.] F. J. Bueche, "Introduction to Physics for Scientists and Engineers," Fourth Edition, McGraw-Hill Book Company, Singapore, 1986.
- [42.] E. E. Anderson, "Thermodynamics," PWS Publishing Company, Boston, Massachusetts, USA, 1994.
- [43.] Varadharaju, N.; Sreenarayanan, V. V. Energy Requirement for Conducting Parboiling of Paddy. *IE(I) Journal-AG* 2004, 85, 37-43.
- [44.] Chandra, P.K.; Singh, R.P., "Applied Numerical Methods for Food and Agricultural Engineers," CRC Press, Inc., United States of America, 1995.
- [45.] Wiset, L.; Srzednicki, G.; Driscoll, R.H.; Tumambing, J.; Booamsa-ad, N. Modeling of Paddy Drying in a Fluidised bed Dryer. *Proceeding of the 13th International Drying Symposium (IDS 2002)*, Beijing, China, A, pp. 362-370, 2002.

- [46.] Y. Tirawanichakull, S. Prachayawarakorn, W. Chaiwatpongskorn, P. Ttrangtrakoon and S. Soponronnarit, "Experiments on In-Store Paddy using Tropical Climate : Simulation and Product Quality," Proceeding of the 13th International Drying Symposium (IDS 2002), Vol. B, pp. 1228-1236, Beijing, China, August 27-30, 2002.
- [47.] S. Soponronnarit, N. Srisubati and T. Yoovidya, "Effedt of Temperature and Relative Humidity on Yellowing Rate of Paddy," Journal of Stored Product Research, Vol. 34(4), pp. 323-330, 1998.
- [48.] Sangdao, C.; Songsermpong, S.; Krairiksh, M. "Performance of a Continuous Fluidized Bed Microwave Paddy Drying System using Applicators with Perpendicular Slots on a Concentric Cylindrical Cavity," International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2008), Taipei, Taiwan, pp. 975-978, 2008.

บทที่ 2

เซนเซอร์ไมโครเวฟ

2.1 เซนเซอร์วัดความชื้นโดยใช้การเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศ

นายธัญวัฒน์ ลิ้มปิติ นายจิรภัฏฐ์ เหมือนชู และ ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

1. บทนำ

ในปัจจุบันแมลงจำนวนมากสามารถปรับตัวให้เข้ากับสภาพที่ค่อนข้างแห้งของข้าวที่เก็บรักษาไว้ในโกดัง นับเป็นปัญหาสำคัญต่อการรักษาคุณภาพของเมล็ดข้าว ซึ่งแมลงกัดกินเมล็ดข้าวสามารถเจริญเติบโตที่ระดับความชื้นเมล็ดข้าว 10-14 เปอร์เซ็นต์ ขณะที่ระดับความชื้นตั้งแต่ 14-18 เปอร์เซ็นต์ทำให้เกิดปัญหาด้านการเจริญเติบโตของเชื้อรา ดังนั้นโดยทั่วไปแล้วเมล็ดข้าวจะถูกเก็บไว้ที่ระดับความชื้น 14 เปอร์เซ็นต์ [1] วิธีการลดระดับความชื้นเมล็ดข้าวมีหลายวิธี เช่น วิธีฟลูอิดไดซ์เบดที่ใช้ไอน้ำความร้อนสูงร่วมกับลมร้อนที่อุณหภูมิ 100-150 องศาเซลเซียส ซึ่งวิธีนี้เหมาะสำหรับระบบที่มีความจุสูง ใช้กำลังงานน้อย และมีคุณภาพดี [2]-[4] เมื่อกระบวนการเข้าสู่สถานะเสถียร [5] ต่อมาได้พัฒนาวิธีการนำไมโครเวฟมาใช้ร่วมกับลมร้อนจากฟลูอิดไดซ์เบด เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานและคุณภาพของเมล็ดข้าว [6] โดยลดค่าใช้จ่ายพลังงาน ลดระยะเวลาการทำงาน และเพิ่มคุณภาพของเมล็ดข้าว [7]-[8] เมื่อเร็วๆ นี้ มีการนำเสนอระบบลดความชื้นข้าวเปลือกแบบฟลูอิดไดซ์เบดร่วมกับไมโครเวฟที่ทำงานแบบต่อเนื่อง อย่างไรก็ตามระบบนี้ทำงานแบบระบบเปิด และคุณภาพของเมล็ดข้าวยังไม่ได้รับการรับรอง ดังนั้นเซนเซอร์ตรวจสอบระดับความชื้นจึงเป็นสิ่งจำเป็นสำหรับการประยุกต์ใช้ในการทำงานแบบระบบปิด

วิธีการวัดระดับความชื้นมีหลายเทคนิค เทคนิคการวัดประจุและมุมเฟสของระบบเพลดขานานับเป็นวิธีหนึ่งที่ทำให้ผลแม่นยำ เนื่องจากการวัดในระบบปิด [10] อย่างไรก็ตามข้อจำกัดของวิธีการนี้คือ ต้องเดิมวัสดุทดสอบทั้งหมด ซึ่งทำให้ไม่สามารถตรวจวัดแบบตลอดเวลาได้ เทคนิคอวกาศว่างเป็นการวัดค่าจริง และค่าจินตภาพของสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพัทธ์ของวัสดุทดสอบด้วยคลื่นสะท้อนและส่งผ่าน [11] ต่อมาได้ประยุกต์ใช้เทคนิคนี้กับการวัดแบบไดนามิกของวัสดุซีเมนต์ผสมที่เปลี่ยนแปลงไปตามวัน [12] ซึ่งเทคนิคนี้เหมาะสำหรับการตรวจสอบวัสดุบนสายพาน นอกจากนี้มีการพัฒนาเซนเซอร์ที่ใช้การเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศไดโพลเพื่อตรวจสอบระดับความชื้นของข้าวเปลือกด้วยการวัดค่า S_{11} และ S_{21} [13] ผลที่ได้ค่อนข้างแม่นยำเป็นที่น่าพอใจเมื่อเทียบกับเทคนิคการวัดส่งผ่านทั่วไป [14] แต่สำหรับระบบการลดความชื้นข้าวเปลือกแบบปิด การพัฒนาเซนเซอร์สำหรับการตรวจสอบระดับความชื้นแบบต่อเนื่อง ด้วยการใส่เข้าไปในถังเก็บข้าวเปลือกนับเป็นสิ่งที่มีค่าและน่าสนใจ ซึ่งเซนเซอร์ใน [13] ไม่เหมาะสำหรับการประยุกต์ใช้งานแบบนี้ เนื่องจากเซนเซอร์นี้ต้องใช้วัดที่ผิวของข้าวเปลือกเท่านั้น ต่อมา มีการนำเสนอเทคนิคสำหรับการตรวจสอบสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อน

ด้วยการวัดขนาดของการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศไดโพลที่มีโพลาริเซชันแบบขนานและตั้งฉาก [15] ซึ่งได้นำมาใช้ทดสอบจริงโดยใช้สายอากาศสวิตช์โพลาริเซชันไดโพลในการตรวจสอบสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนของน้ำ [16] วิธีนี้พิจารณาค่าขนาดการเชื่อมต่อที่อิงมาจากอิมพีแดนซ์ร่วม แม้ว่า การวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ร่วมได้มีการศึกษาเป็นเวลานานนับทศวรรษ การวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ร่วมระหว่างสายอากาศไดโพลความยาวใดๆ ที่มีการจัดวางแบบอิสระด้วยการคำนวณเชิงเลขนับเป็นงานที่น่าสนใจอย่างหนึ่ง [17] หรืออิมพีแดนซ์ร่วมของสายอากาศไดโพลที่ไม่เป็นเชิงระนาบและมีการจัดวางตัวแบบเอียง ที่นำเสนอโดยริชมอนด์และเกียร์รี [18] หรือ อิมพีแดนซ์ร่วมของสายอากาศไดโพลที่มีการไหลของกระแสไฟฟ้าและแม่เหล็กแบบไฮบริด [19] แต่ผลการวิเคราะห์จากงานวิจัยที่มีมาก่อนหน้าไม่ได้อยู่ในรูปสูตรสำเร็จและตัวกลางที่มีการสูญเสีย ดังนั้นผลการวิเคราะห์ที่อยู่ในรูปสูตรสำเร็จมีประโยชน์ที่ใช้เวลาในการคำนวณน้อยกว่า และสามารถคำนวณร่วมกับการเปลี่ยนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกและค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกได้อย่างต่อเนื่อง เมื่อเทียบกับผลการวิเคราะห์ในงานวิจัยก่อนหน้า รวมทั้งโปรแกรมจำลองทางด้านแม่เหล็กไฟฟ้า

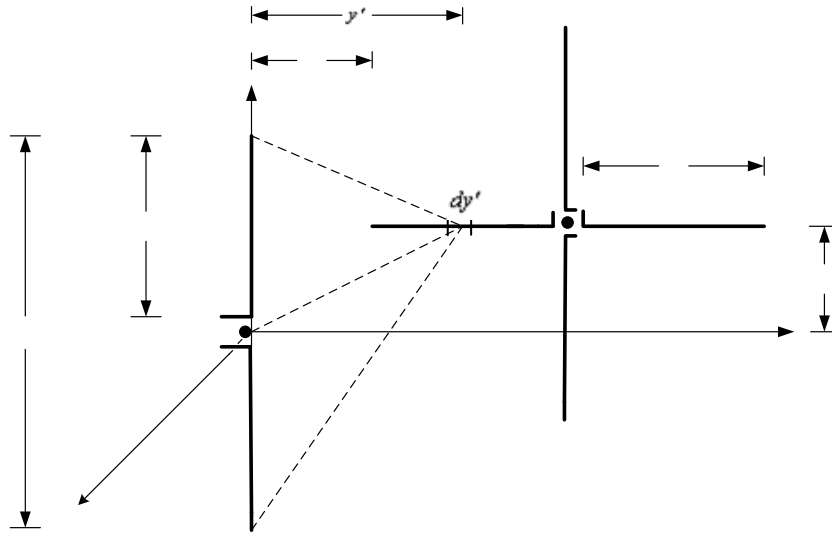
ดังนั้นในงานวิจัยนี้นำเสนอสูตรสำเร็จสำหรับการคำนวณการเชื่อมต่อของสายอากาศไดโพลตั้งฉากในตัวกลางที่มีการสูญเสีย เพื่อใช้พลอตกราฟเชิงพื้นที่ผิวของการเชื่อมต่อที่เปลี่ยนตามสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อน ผลการวิเคราะห์จะใช้ในการหาค่าผลกระทบของ RF สวิตช์ การเชื่อมต่อของอิมพีแดนซ์ที่อยู่ใกล้กันและระบบป้อนสัญญาณ จากนั้นนำเสนอการออกแบบสายอากาศสวิตช์โพลาริเซชันไดโพลสำหรับการตรวจวัดระดับความชื้นข้าวเปลือก โดยไม่ต้องวัดค่า S_{11} ผลการวัดจะถูกเปรียบเทียบกับผลจากวิธีการทั่วไปเพื่อแสดงความแม่นยำของเซ็นเซอร์

2. หลักการ

คุณลักษณะของสายอากาศในตัวกลางใดๆ เป็นฟังก์ชันของพารามิเตอร์สำคัญที่สามารถหาได้ด้วยการวัดอิมพีแดนซ์ร่วม พารามิเตอร์สำคัญสำหรับวัสดุที่ไม่มีคุณสมบัติแม่เหล็ก คือ ความนำ σ และสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์ $\epsilon_r = \epsilon'_r - j\epsilon''_r$ โดยค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเป็นส่วนใหญ่ และค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกเป็นส่วนจินตภาพ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกแสดงถึงความสามารถในการเก็บพลังงานของวัสดุภายใต้สนามไฟฟ้า ขณะที่ค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกแสดงการแผ่พลังงานไฟฟ้าของวัสดุในรูปของความร้อน การตรวจสอบค่าพารามิเตอร์ทั้งสองนี้ได้อย่างแม่นยำเป็นสิ่งจำเป็นสำหรับการหาคุณลักษณะทางไฟฟ้าที่เฉพาะเจาะจงของวัสดุ เทคนิคในการตรวจสอบที่นำเสนอ จะใช้ขนาดของอิมพีแดนซ์ร่วมจากสายอากาศที่มีรูปแบบการจัดวางแบบขนานและตั้งฉาก [15]-[16] เพื่อความสะดวกในการใช้งานจริงจะพิจารณาอิมพีแดนซ์ร่วมของทั้งสองโพลาริเซชันในรูปของการเชื่อมต่อ ซึ่งข้อดีของเทคนิคนี้ คือ ไม่จำเป็นต้องวัดเฟส เพราะเทคนิคนี้พิจารณาเฉพาะค่าของขนาดการเชื่อมต่อเพียงอย่างเดียว

2.1 สูตรสำเร็จของอิมพีแดนซ์ร่วม

โครงสร้างของสายอากาศไดโพลตั้งฉากในตัวยกกลางที่มีการสูญเสีย ที่ใช้ในการวิเคราะห์แสดงในรูปที่ 1 ซึ่งมีสายอากาศไดโพลที่มีจุดป้อนสัญญาณอยู่กึ่งกลาง แต่ละตัวมีความยาวครึ่งความยาวคลื่น L โดยสายอากาศส่งวางอยู่ในแนวแกน z ในระบบคาร์ทีเซียน ส่วนสายอากาศรับวางอยู่ในแนวแกน y และสูงจากแกนเท่ากับ h สมมติให้สายอากาศทั้งสองตัวมีระยะห่างตรงจุดป้อนสัญญาณน้อยกว่าสายอากาศทั้งสองวางห่างกันเป็นระยะ d ด้วยวิธีการแรงแม่เหล็กไฟฟ้า



รูปที่ 1 โครงสร้างสำหรับการคำนวณการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศไดโพลขนานและตั้งฉาก

เหนี่ยวนำ (The induced emf method) สมการสำหรับหาค่าอิมพีแดนซ์ร่วมระหว่างสายอากาศทั้งสองแสดงในสมการที่ (1)

$$Z_{21} = -\frac{1}{I_1(0)I_2(0)} \int E_{21}I_2(y')dy'. \quad (1)$$

สนามระยะใกล้และกระแสของสายอากาศไดโพลขนาดเล็ก ที่มีการกระจายของกระแสแบบไซน์ แสดงดังสมการที่ (2)

$$E_{21} = E_y = j \frac{\eta I_m}{4\pi y} \left(\frac{z-H}{R_1} \exp(-jkR_1) + \frac{z+H}{R_2} \exp(-jkR_2) - \frac{2z \cos(kH)}{r} \exp(-jkr) \right) \quad (2)$$

และสมการที่ (3)

$$I_2(y') = \begin{cases} I_m \sin[k(y'-d)] & ; d < y' < H+d \\ I_m \sin[k(2H+d-y')] & ; H+d < y' < 2H+d \end{cases} \quad (3)$$

โดยที่ I_m และ η แทนกระแสสูงสุดและอินทรีนซิกอิมพีแดนซ์ตามลำดับ ค่าคงตัวการแพร่กระจาย k ในตัวกลางสูญญากาศ ซึ่งค่าคงตัวการลดทอน α แสดงด้วยส่วนจริง ขณะที่ส่วนจินตภาพเป็นค่าคงตัวเฟส β ดังแสดงในสมการที่ (4)

$$k = \alpha + j\beta = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)} = \sqrt{-\omega^2\mu\epsilon + j\omega\mu\sigma} \quad (4)$$

โดยที่ α และ β แสดงในสมการที่ (5) และ (6) ตามลำดับ

$$\alpha = \omega\sqrt{\mu\epsilon} \left\{ \frac{1}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon} \right)^2} - 1 \right] \right\}^{1/2} \text{ Np/m} \quad (5)$$

$$\beta = \omega\sqrt{\mu\epsilon} \left\{ \frac{1}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon} \right)^2} + 1 \right] \right\}^{1/2} \text{ rad/m} . \quad (6)$$

การอินทิเกรตของ E_{y21} และ $I_2(y')$ เทียบกับ y' ในสมการที่ (1) ได้ผลลัพธ์ทั้งสิ้น 12 เทอม ซึ่งผลรวมของผลลัพธ์ทั้ง 12 เทอมแสดงดังสมการที่ (7)

$$Z_{21} = \sum_{i=1}^{12} A_i \quad (7)$$

โดยที่ผลลัพธ์แต่ละเทอมแสดงดังสมการที่ (8)-(19)

$$A_1 = -\left(\frac{h-H}{d} \right) \times \left[\exp(d\beta) \times \{ \cos(d\alpha) - j\sin(d\alpha) \} \times \{ \{ Ci(u_0) - Ci(u_1) \} + j \{ Si(u_0) - Si(u_1) \} \} \right] \quad (8)$$

$$A_2 = -\left(\frac{h+H}{d} \right) \times \left[\exp(d\beta) \times \{ \cos(d\alpha) - j\sin(d\alpha) \} \times \{ \{ Ci(u_3) - Ci(u_2) \} + j \{ Si(u_3) - Si(u_2) \} \} \right] \quad (9)$$

$$A_3 = \frac{2h}{d} \times \frac{1}{2} \left[\cos(H\alpha) \times [\exp(H\beta) + \exp(-H\beta)] - j\sin(H\alpha) \times [\exp(H\beta) - \exp(-H\beta)] \right] \times [\exp(d\beta)]$$

$$\times [\cos(d\alpha) - j \sin(d\alpha)] \times \left[\{Ci(u_5) - Ci(u_4)\} + j \{Si(u_5) - Si(u_4)\} \right] \quad (10)$$

$$A_4 = -\left(\frac{h-H}{d}\right) \times \left[\exp(-d\beta) \times \{\cos(d\alpha) + j \sin(d\alpha)\} \times \{\{Ci(v_0) - Ci(v_1)\} - j \{Si(v_0) - Si(v_1)\}\} \right] \quad (11)$$

$$A_5 = -\left(\frac{h+H}{d}\right) \times \left[\exp(-d\beta) \times \{\cos(d\alpha) + j \sin(d\alpha)\} \times \{\{Ci(v_3) - Ci(v_2)\} - j \{Si(v_3) - Si(v_2)\}\} \right] \quad (12)$$

$$A_6 = \frac{2h}{d} \times \frac{1}{2} \left[\cos(H\alpha) \times [\exp(H\beta) + \exp(-H\beta)] - j \sin(H\alpha) \times [\exp(H\beta) - \exp(-H\beta)] \right] \times [\exp(-d\beta)] \\ \times [\cos(d\alpha) + j \sin(d\alpha)] \times \left[\{Ci(v_5) - Ci(v_4)\} - j \{Si(v_5) - Si(v_4)\} \right] \quad (13)$$

$$A_7 = \left(\frac{h-H}{d}\right) \times \left[\exp(-2H\beta) \times \exp(-d\beta) \right] \times \{\cos(2H\alpha) + j \sin(2H\alpha)\} \times \{\cos(d\alpha) + j \sin(d\alpha)\} \\ \times \{\{Ci(m_1) - Ci(v_0)\} - j \{Si(m_1) - Si(v_0)\}\} \quad (14)$$

$$A_8 = \left(\frac{h+H}{d}\right) \times \left[\exp(-2H\beta) \times \exp(-d\beta) \right] \times \{\cos(2H\alpha) + j \sin(2H\alpha)\} \times \{\cos(d\alpha) + j \sin(d\alpha)\} \\ \times \{\{Ci(m_2) - Ci(v_3)\} - j \{Si(m_2) - Si(v_3)\}\} \quad (15)$$

$$A_9 = -\frac{2h}{d} \times \frac{1}{2} \left[\cos(H\alpha) \times [\exp(H\beta) + \exp(-H\beta)] - j \sin(H\alpha) \times [\exp(H\beta) - \exp(-H\beta)] \right] \times [\exp(-2H\beta)] \\ \times [\exp(-d\beta)] \times [\cos(2H\alpha) + j \sin(2H\alpha)] \times [\cos(d\alpha) + j \sin(d\alpha)] \\ \times \{\{Ci(m_3) - Ci(v_5)\} - j \{Si(m_3) - Si(v_5)\}\} \quad (16)$$

$$A_{10} = \left(\frac{h-H}{d}\right) \times \left[\exp(2H\beta) \times \exp(d\beta) \right] \times \{\cos(2H\alpha) - j \sin(2H\alpha)\} \times \{\cos(d\alpha) - j \sin(d\alpha)\} \\ \times \{\{Ci(m_4) - Ci(u_0)\} + j \{Si(m_4) - Si(u_0)\}\} \quad (17)$$

$$A_{11} = \left(\frac{h+H}{d}\right) \times \left[\exp(2H\beta) \times \exp(d\beta) \right] \times \{\cos(2H\alpha) - j \sin(2H\alpha)\} \times \{\cos(d\alpha) - j \sin(d\alpha)\} \\ \times \{\{Ci(m_5) - Ci(u_3)\} + j \{Si(m_5) - Si(u_3)\}\} \quad (18)$$

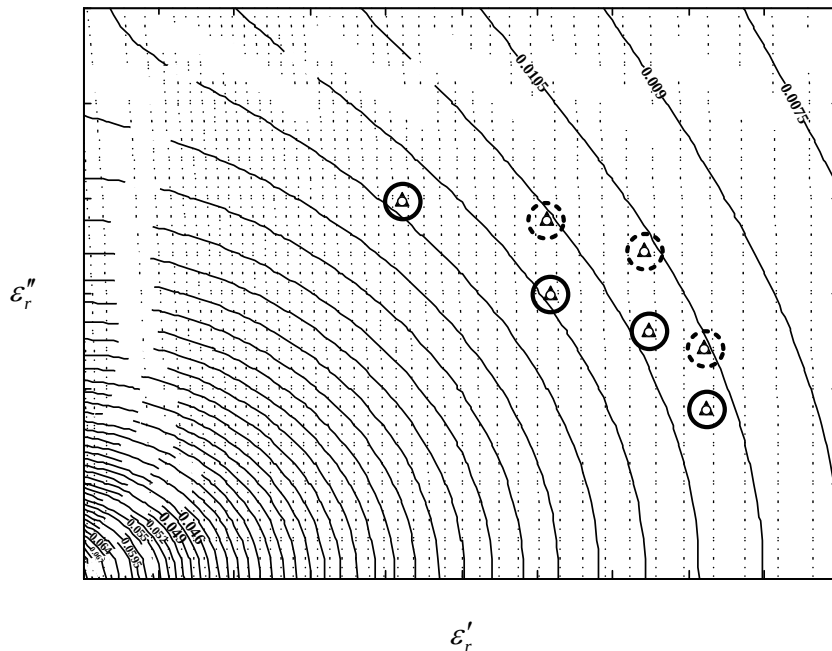
$$A_{12} = -\frac{2h}{d} \times \frac{1}{2} \left[\cos(H\alpha) \times [\exp(H\beta) + \exp(-H\beta)] - j \sin(H\alpha) \times [\exp(H\beta) - \exp(-H\beta)] \right] \times [\exp(2H\beta)] \\ \times [\exp(d\beta)] \times [\cos(2H\alpha) - j \sin(2H\alpha)] \times [\cos(d\alpha) - j \sin(d\alpha)]$$

$$\times \left\{ \left\{ Ci(m_6) - Ci(u_5) \right\} + j \left\{ Si(m_6) - Si(u_5) \right\} \right\} \quad (19)$$

$Si(\cdot)$ และ $Ci(\cdot)$ เป็นฟังก์ชันไซน์อินทิกรัลและโคไซน์อินทิกรัลตามลำดับ โดยที่ส่วนของมุม $u_0, u_1, \dots, u_5, v_0, v_1, \dots, v_5, m_1, \dots, m_5$ แสดงในภาคผนวก

2.2 กราฟเชิงพื้นผิวสำหรับการตรวจสอบ ε'_r และ ε''_r

อิมพีแดนซ์ร่วมของสายอากาศไดโพลโพลาริเซชันตั้งฉากที่ได้จากผลรวมของสูตรสำเร็จทั้ง 12 เทอม และอิมพีแดนซ์ร่วมของสายอากาศไดโพลโพลาริเซชันขนานที่ได้จากการประยุกต์ [21] ในตัวกลางที่มีการสูญเสีย จะถูกแปลงให้อยู่ในรูปของพารามิเตอร์ S ซึ่งค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมที่ได้จากทั้งสองโพลาริเซชันจะถูกนำมาใช้หาคำตอบสำหรับการตรวจสอบคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของวัสดุ โดยการวาดเป็นกราฟเชิงพื้นผิวของขนาดการเชื่อมต่อร่วมที่เปลี่ยนตามค่าคงตัวไดอิเล็กตริก และค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริก ในการใช้งานกราฟเชิงพื้นผิวเพื่อหาคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของวัสดุทดสอบ ทำได้โดยการพลอตค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมทั้งสองโพลาริเซชันที่ได้จากการวัดในกราฟเชิงพื้นผิว แล้วอ่านค่าคงตัวไดอิเล็กตริกและค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกที่ได้จากจุดตัดบน ข้อสำคัญของกราฟเชิงพื้นผิวที่ใช้สำหรับการหาคำตอบ คือ จะต้องมียกเว้นเงื่อนไขเดียว หรือจุดตัดเพียงจุดเดียวระหว่างค่าขนาดหนึ่งค่าจากแต่ละโพลาริเซชันเท่านั้น กราฟเชิงพื้นผิวที่ใช้ในการหาคำตอบคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของวัสดุทดสอบแสดงในรูปที่ 2



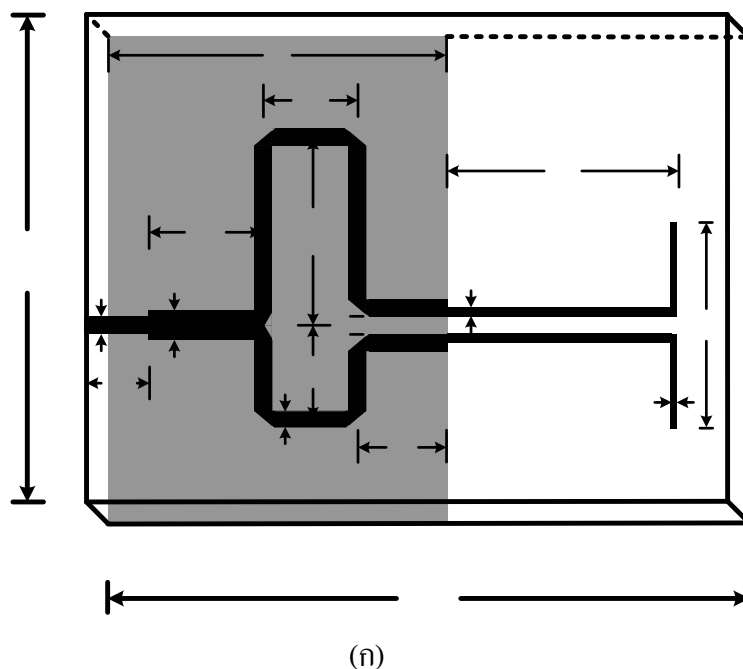
รูปที่ 2 กราฟเชิงพื้นผิวของค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมที่ใช้สำหรับการหาคุณสมบัติไดอิเล็กตริก

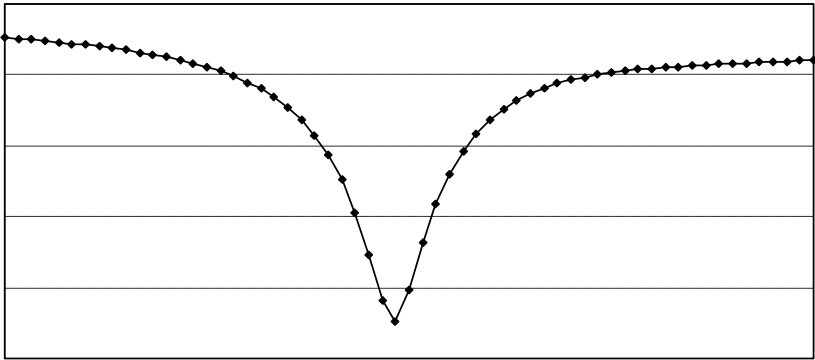
(○ : ผลที่ได้จากการทดลอง, ⊖ : ผลที่ได้จากการชดเชย).

3. การวิเคราะห์และออกแบบเซ็นเซอร์

3.1 การออกแบบสายอากาศตัวเดียว

สายอากาศสวิตช์โพลาริเซชันไดโพลถูกออกแบบและสร้างด้วยแผ่น PCB ราคาถูกชนิด FR-4 หนา 1.6 มิลลิเมตร มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกและการสูญเสียแทนเจนต์ของซัปสเตรตเท่ากับ 4.36 และ 0.01178 ตามลำดับ สายอากาศออกแบบโดยประยุกต์ใช้โครงสร้างสายสตริประนาบร่วม (CPS) เป็นตัวป้อนสัญญาณ ซึ่งในทางอุดมคติรองรับการส่งผ่านสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ นอกจากนี้มีโครงสร้างของสายไมโครสตริปบาลัน ที่มีความต่างเฟสระหว่างสายเท่ากับ 180 องศา เพื่อให้การส่งผ่านระหว่างสายสตริประนาบร่วมและสายไมโครสตริปมีประสิทธิภาพ [23]-[25] และสามารถส่งผ่านไปยังโหมด CPS ได้ง่ายในบริเวณหลังกราวด์ที่ถูกตัด [26]-[27] สายอากาศสวิตช์โพลาริเซชันไดโพลออกแบบที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ โครงสร้างด้านบนของ PCB ประกอบด้วย สายป้อนสัญญาณ 50 โอห์ม ตัวแปลงหนึ่งส่วนสี่คลื่น 35.4 โอห์ม บาลัน และสายอากาศไดโพล ขณะที่โครงสร้างด้านล่างเป็นระนาบกราวด์ รูปโครงสร้างสายอากาศตัวเดียวแสดงในรูปที่ 3 (ก) โดยที่ขนาดของสายอากาศตัวเดียวแสดงในตารางที่ 1 ผลการจำลองค่าสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศไดโพลตัวเดียวด้วยโปรแกรมจำลองทางด้านการแม่เหล็กไฟฟ้า [28] แสดงในรูปที่ 3 (ข) ขนาดของสายอากาศตัวเดียวที่ได้จากการออกแบบจะถูกนำไปใช้สำหรับการออกแบบสายอากาศสวิตช์โพลาริเซชันไดโพล





0

(ข)

รูปที่ 3 (ก) โครงสร้างสายอากาศตัวเดี่ยว (ข) ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับ

ตารางที่ 1 ขนาดของโครงสร้างสายอากาศตัวเดี่ยว

พารามิเตอร์

ขนาด (มิลลิเมตร)

W

75.85

W₁

2.69

W₂

4.64

W₃

2.69

W₄

1.41

W₅

2.69

L

100.00

L₁

10.00

L₂

17.89

L₃

29.30

L₄

14.65

L₅

14.65

L₆

14.65

L₇

57.18

L₈

36.27

L₉

31.99

S

2.69

Return loss (dB)

-4

-8

-12

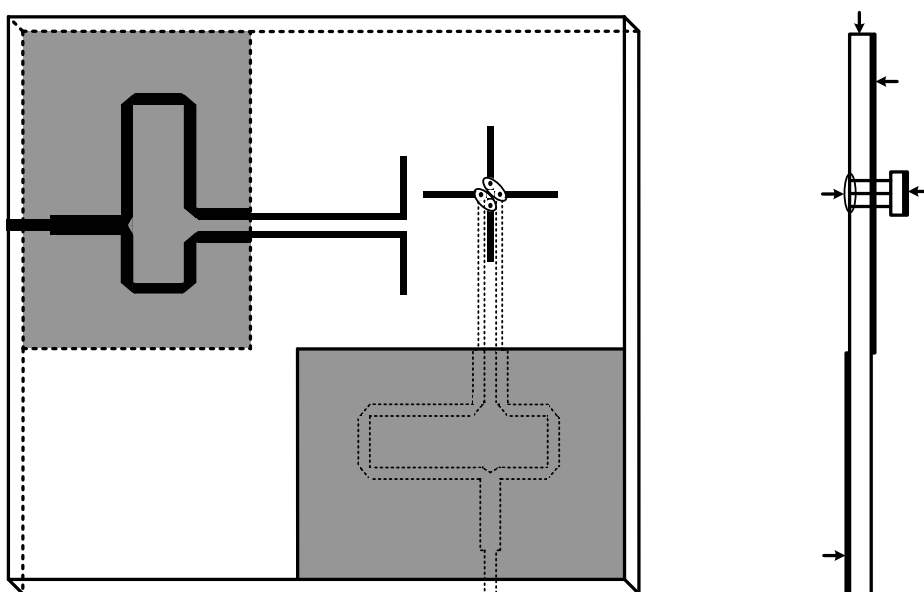
-16

-20

2.30

3.2 โครงสร้างสายอากาศสวิตช์โพลาริเซชันไดโพล

โครงสร้างสายอากาศสวิตช์โพลาริเซชันไดโพลใช้ขนาดที่ได้จากการออกแบบสายอากาศไดโพลตัวเดียวดังแสดงในรูปที่ 4 จะเห็นได้ว่าด้านบนของแผ่น PCB ประกอบด้วยสายอากาศไดโพลหนึ่งตัวที่มีสายป้อนสัญญาณ และอิลิเมนต์รูปกากบาท 4 อิลิเมนต์ ซึ่งทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่งและสายอากาศรับตามลำดับ สายอากาศรับมีสายป้อนสัญญาณอยู่ด้านล่างของแผ่น PCB เชื่อมต่อกับ SPDT RF สวิตช์ 2 ตัว ซึ่งสวิตช์แต่ละตัวจะต่อกับอิลิเมนต์เป็นรูปแบบ L เพื่อเลือกโพลาริเซชันระหว่างตั้งฉากและขนาน สวิตช์ตัวแรกควบคุมอิลิเมนต์บนและอิลิเมนต์ขวา ขณะที่สวิตช์อีกตัวควบคุมอิลิเมนต์ล่างและอิลิเมนต์ซ้าย เมื่อต้องการให้สวิตช์เลือกโพลาริเซชันขนาน สวิตช์ตัวแรกจะเลือกให้อิลิเมนต์บนทำงาน สวิตช์ตัวที่สองจะเลือกให้อิลิเมนต์ล่างทำงาน ส่วนโพลาริเซชันตั้งฉาก สวิตช์ตัวแรกจะเลือกให้อิลิเมนต์ขวาทำงาน สวิตช์ตัวที่สองจะเลือกให้อิลิเมนต์ซ้ายทำงาน โพลาริเซชันทั้งสองมีจุดป้อนสัญญาณร่วมกัน โดยระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งกับอิลิเมนต์ซ้ายของโพลาริเซชันตั้งฉากเท่ากับ 2 มิลลิเมตร ส่วนโพลาริเซชันขนานระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งไปยังอิลิเมนต์ของสายอากาศรับ เท่ากับผลรวมของระยะห่างของโพลาริเซชันตั้งฉากรวมกับความยาวอิลิเมนต์ซ้ายของสายอากาศไดโพลโพลาริเซชันตั้งฉาก

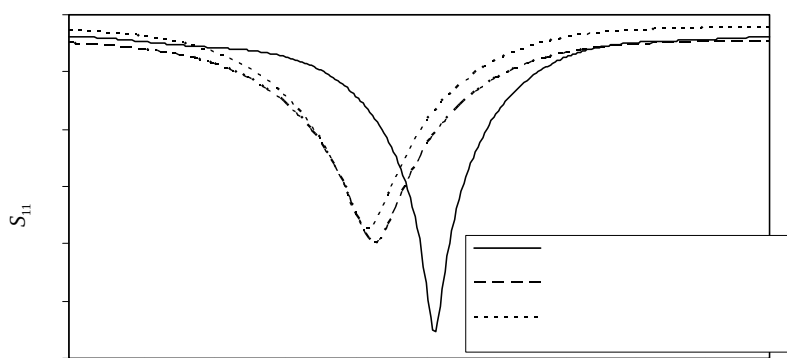
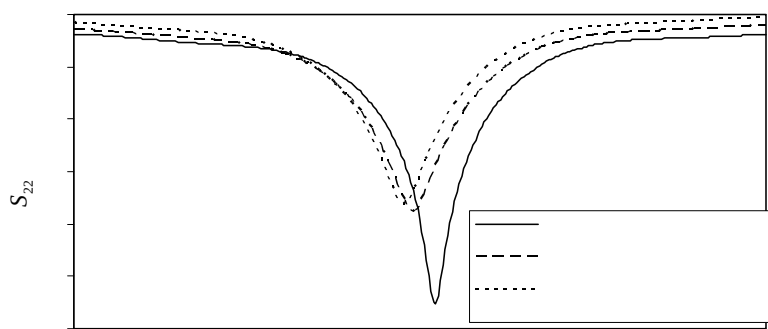


รูปที่ 4 โครงสร้างสายอากาศสวิตช์โพลาริเซชันไดโพล

3.3 การจำลองเพื่อขดเคยการสูญเสีย

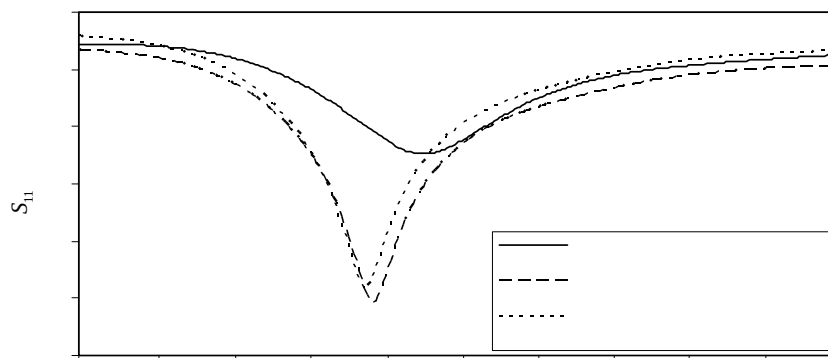
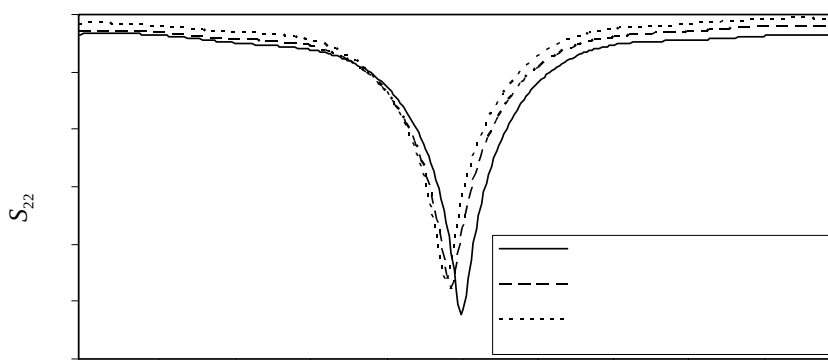
ผลกระทบของ RF สวิตช์และอิลิเมนต์ข้างเคียงที่ทำงานต่างโพลาริเซชันเป็นเหตุที่ทำให้เกิดการสูญเสียในการออกแบบสายอากาศสวิตช์โพลาริเซชันไดโพลสำหรับการใช้งานจริง ดังนั้นจึงต้อง

วิเคราะห์เพื่อชดเชยการสูญเสียด้วยการจำลองร่วม [29] การวิเคราะห์เป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่งเพื่อชดเชยสัญญาณรับได้ที่สูญหาย เนื่องจากขนาดของการเชื่อมต่อร่วมของแต่ละโพลาริเซชันที่ใช้ในกราฟเชิงพื้นที่เพื่อหาคำตอบคุณสมบัติไดอิเล็กตริก ถูกคำนวณด้วยเงื่อนไขโพลาริเซชันเดียว ในการวิเคราะห์จะแบ่งออกเป็นสองกรณี คือ กรณีโพลาริเซชันขนาน และโพลาริเซชันตั้งฉาก แต่ละกรณีพิจารณาที่พอร์ตด้านเข้า S_{11} และพอร์ตด้านออก S_{22} โดยแบ่งการพิจารณาเป็นสามกลุ่ม คือ โพลาริเซชันเดียว ผลกระทบของอิมเพแดนซ์ข้างเคียง และ ผลกระทบรวมระหว่างอิมเพแดนซ์ข้างเคียง และ RF สวิตช์ ผลการจำลอง S_{11} และ S_{22} กรณีโพลาริเซชันขนานแสดงในรูปที่ 5 (ก) และ 5 (ข) ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ ค่า S_{11} และ S_{22} ประมาณ -19 dB เมื่อมีผลกระทบของอิมเพแดนซ์ของโพลาริเซชันตั้งฉาก ทำให้ความถี่เลื่อนไปทางด้านความถี่ต่ำ ค่า S_{11} และ S_{22} ที่ได้เท่ากับ -12.54 dB และ -18.17 dB ตามลำดับ และเมื่อมีผลกระทบของ RF สวิตช์ร่วมกับอิมเพแดนซ์ของโพลาริเซชันตั้งฉาก ค่า S_{11} และ S_{22} ที่ได้สูงขึ้นเท่ากับ -10.32 dB และ -15.44 dB ตามลำดับ

(ก) S_{11} (ข) S_{22}

รูปที่ 5 ผลการจำลองกรณีโพลาริเซชันขนาน

กรณีโพลาไรเซชันตั้งฉากแสดงในรูปที่ 6 (ก) และ 6 (ข) ตามลำดับ จะเห็นว่าที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ ค่า S_{11} เท่ากับ -11.45 dB และค่า S_{22} เท่ากับ -23.86 dB เมื่อมีผลกระทบของอิมพีแดนซ์ของโพลาไรเซชันขนาน ค่า S_{11} และ S_{22} ที่ได้เท่ากับ -11.96 dB และ -22.33 dB ตามลำดับ และเมื่อมีผลกระทบของ RF สวิตช์ร่วมกับอิมพีแดนซ์ของโพลาไรเซชันตั้งฉาก ค่า S_{11} และ S_{22} ที่ได้สูงขึ้นเท่ากับ -10.17 dB และ -19.15 dB ตามลำดับ

(ก) S_{11} (ข) S_{22}

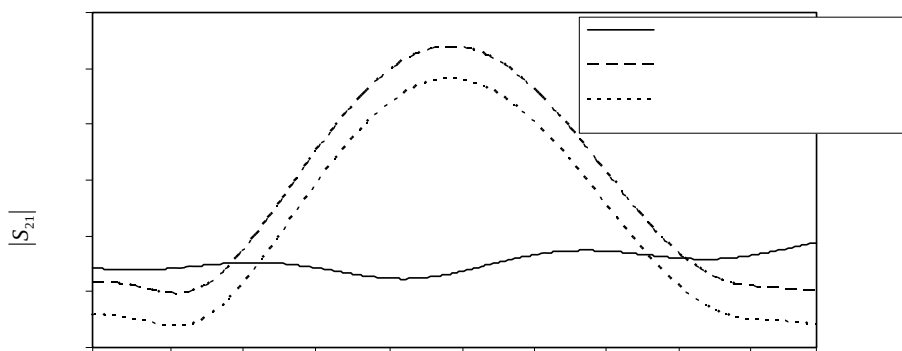
รูปที่ 6 ผลการจำลองกรณีโพลาไรเซชันตั้งฉาก

0

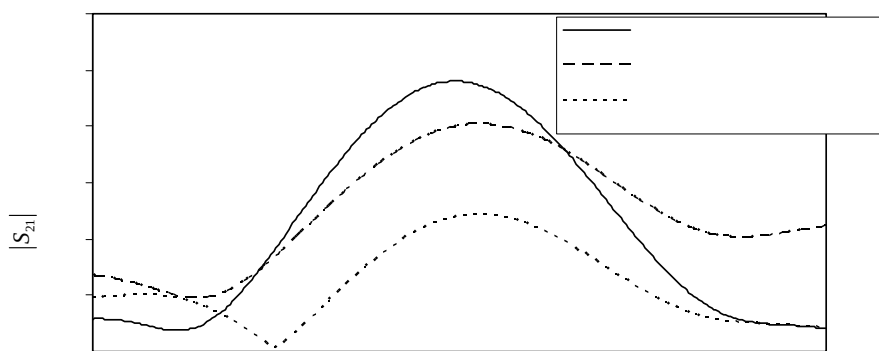
จากการจำลองจะเห็นได้ว่า แม้ว่าผลกระทบของทั้งอิมพีแดนซ์ข้างเคียง และ RF สวิตช์จะทำให้เกิดการสูญเสีย แต่พอร์ตทางด้านเข้าและด้านออกยังคงแมตซ์ซิ่ง อย่างไรก็ตามอิมพีแดนซ์ข้างเคียง และ RF สวิตช์มีผลต่อการเชื่อมต่อร่วมดังแสดงในรูปที่ 7 (ก) และ 7 (ข) สัญญาณการเชื่อมต่อร่วมแสดงในรูปของขนาดการเชื่อมต่อร่วม ขนาดการเชื่อมต่อร่วมกรณีโพลาไรเซชันขนานเดียวเท่ากับ 0.0669 แต่เมื่อมีอิมพีแดนซ์ของโพลาไรเซชันตั้งฉากเข้ามา ทำให้ค่าการเชื่อมต่อร่วมเพิ่มขึ้นเป็น 0.2693 อย่างแรกเมื่อรวม

[dB]
-15

ผลกระทบของ RF สวิตช์เข้าไป ค่าการเชื่อมต่องานลดลงเป็น 0.2400 ส่วนกรณีโพลาริเซชันตั้งฉาก เดียวขนาดการเชื่อมต่องานเท่ากับ 0.2002 แต่เมื่อมีอิทธิพลของโพลาริเซชันขนานเข้ามา ทำให้ค่าการเชื่อมต่องานลดลงเป็น 0.1201 อย่างไรก็ตามเมื่อรวมผลกระทบของ RF สวิตช์เข้าไป ค่าการเชื่อมต่องานลดลงเป็น 0.1069 ดังนั้นผลการจำลองมีความสำคัญอย่างยิ่งสำหรับขดเคเบิลการสูญเสียทั้งหมดในการออกแบบสายอากาศสวิตช์โพลาริเซชันไดโพล เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ นอกจากนี้ผลการจำลองนี้ยังมีความสำคัญสำหรับการคาลิเบรต ซึ่งจะได้นำกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป



(ก) กรณีโพลาริเซชันขนาน



(ข) กรณีโพลาริเซชันตั้งฉาก

รูปที่ 7 ผลการจำลองขนาดการเชื่อมต่องาน

4. การทดลองและผลการทดลอง

4.1 การวัดความชื้นข้าวเปลือก

เพื่อแสดงถึงการใช้สายอากาศสวิตช์โพลาริเซชันไดโพลสำหรับการตรวจสอบคุณสมบัติไดอิเล็กตริกด้วยการใช้กราฟเชิงพื้นที่ผิวของขนาดการเชื่อมต่องาน จึงได้สร้างการทดลอง

0.3

0.25

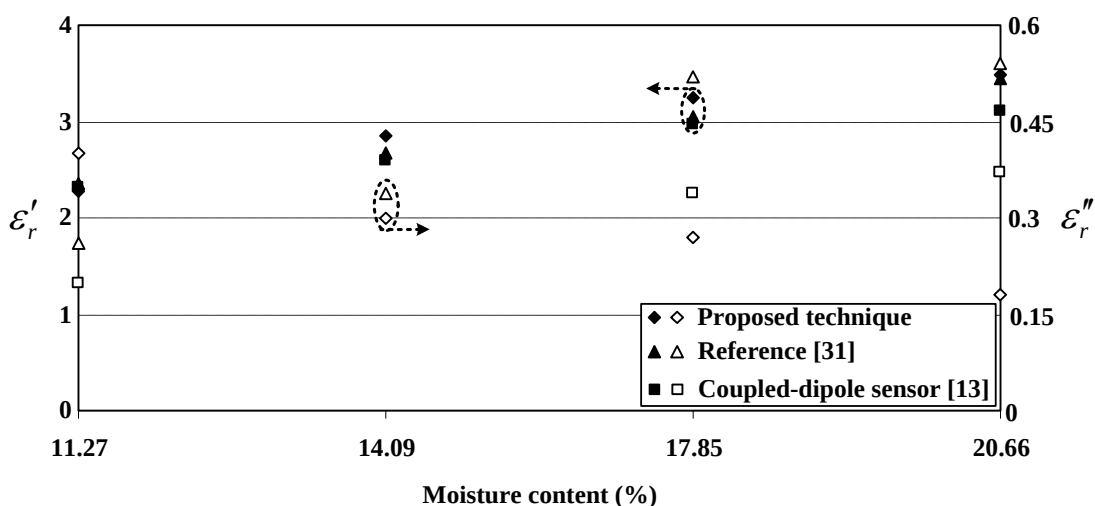
less]

0.2

สายอากาศสวิตช์โพลาริเซชันกับเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย HP8530A เพื่อวัดขนาดของการเชื่อมต่อร่วมกรณีโพลาริเซชันขนานและตั้งฉาก RF สวิตช์ถูกควบคุมด้วยตัวควบคุมภายนอก ซึ่งต้องการไฟเลี้ยง +5 โวลต์ วัสดุทดสอบ คือ ขั้วเปลือกที่บรรจุอยู่ภายในถังพลาสติกขนาด 40x65x30 ลูกบาศก์เซนติเมตร ซึ่งขนาดของถังใหญ่กว่าสิบเท่าของความยาวคลื่นที่ความถี่ใช้งานเพื่อลดปรากฏการณ์การสะท้อนหลายครั้ง ขั้วเปลือกที่ใช้ทดลองถูกเตรียมไว้ที่ระดับความชื้น 11-22 เปอร์เซ็นต์ ในกระบวนการวัดจะวัดที่อุณหภูมิ 25 องศาเซลเซียส โดยที่ระดับความชื้นหนึ่ง จะวัดเป็นจำนวน 10 ครั้ง ที่ตำแหน่งแตกต่างกันทั้งสองโพลาริเซชัน และจะเฉลี่ยเพื่อให้ได้ผลที่แม่นยำ ค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมที่ผ่านการเฉลี่ยแล้วจะถูกหาคะแนนการสูญเสียจากอิมิตันซ์ข้างเคียงและ RF สวิตช์ เพื่อให้ได้ค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมที่เป็นโพลาริเซชันเดียวกันที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อก่อนหน้านี้ โดยที่กรณีโพลาริเซชันขนานและตั้งฉาก แฟกเตอร์สำหรับการหาคะแนนการสูญเสียเท่ากับ 0.2789 และ 0.18708 ค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมที่ผ่านการหาคะแนนการสูญเสียจะถูกนำไปเทียบกับผลการวัดอากาศที่ได้จากการวัดในสภาพเดียวกับการทดลองเพื่อใช้ในการคลิเบรต ในบริเวณทดลองล้อมรอบด้วยตัวดูดซับคลื่น ค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมของอากาศที่วัดได้กรณีโพลาริเซชันขนานและตั้งฉากเท่ากับ 0.0529 และ 0.2002 ตามลำดับ ขณะที่ค่าที่ได้จากการคำนวณเท่ากับ 0.28304 และ 0.0728 ตามลำดับ ดังนั้นแฟกเตอร์สำหรับการคลิเบรตของกรณีโพลาริเซชันขนานและตั้งฉากเท่ากับ 5.3505 และ 0.0692 ตามลำดับ ค่าแฟกเตอร์นี้จะต้องคูณกับค่าที่ผ่านการหาคะแนนการสูญเสียก่อน จากนั้นพลอตลงบนกราฟเชิงพื้นที่ดังแสดงในรูปที่ 2 โดยค่าคงตัวไดอิเล็กตริกและค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกเปลี่ยนแปลงในช่วง $1 < \epsilon_r' < 4$ และ $0 < \epsilon_r'' < 0.6$ ตามลำดับ ค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมกรณีโพลาริเซชันขนานแสดงด้วยเส้นประ ส่วนของกรณีโพลาริเซชันตั้งฉากแสดงด้วยเส้นทึบ จุดวงกลมสีขาวใช้พลอตสำหรับกรณีขนาน ขณะที่สามเหลี่ยมสีดำใช้พลอตสำหรับกรณีตั้งฉาก จากการทดลองมีความชื้นอยู่ 4 ระดับ คุณสมบัติไดอิเล็กตริกของแต่ละระดับความชื้นสามารถอ่านได้โดยตรงจากจุดตัด ระหว่างค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมกรณีโพลาริเซชันขนานและตั้งฉาก ค่าที่อ่านได้แสดงดังตารางที่ 2 โดยค่าที่ได้จากการทดลองเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากเทคนิคการวัดส่งผ่านทั่วไป [31] และวิธีที่ใช้สายอากาศเชื่อมต่อร่วมโคโพล [13] ผลการเปรียบเทียบแสดงในรูปที่ 8 จะเห็นได้ว่าค่าคงตัวไดอิเล็กตริกที่ได้จากเทคนิคที่นำเสนอมีค่าเกือบเท่ากับวิธีใน [31] ที่ระดับความชื้น 11 และ 20 เปอร์เซ็นต์ ส่วนค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกที่ได้จาก [13] เปรียบเทียบกับ [31] มีค่าแม่นยำกว่าวิธีการที่นำเสนอทุกระดับความชื้น ความคลาดเคลื่อนของค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกของวิธีการที่นำเสนอเปรียบเทียบกับ [31] น่าจะมีสาเหตุมาจากเทคนิคการวัดส่งผ่านจะพิจารณาทั้งขนาดที่ลดทอนและเฟสที่เลื่อนไป ขณะที่วิธีการที่นำเสนอพิจารณาเฉพาะขนาดเพียงอย่างเดียว นอกจากนี้วิธีการที่นำเสนอเป็นเทคนิคกึ่งอวกาศว่าง ซึ่งความคลาดเคลื่อนของค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกเป็นธรรมชาติของเทคนิคนี้ [32]

ตารางที่ 2 คุณสมบัติไดอิเล็กตริกของข้าวเปลือกที่ระดับความชื้นต่างๆ

Moisture content [%]	Dielectric constant			Dielectric loss factor		
	Proposed technique	Reference [31]	Reference [13]	Proposed technique	Reference [31]	Reference [13]
11.27	2.278	2.360	2.320	0.400	0.260	0.200
14.09	2.852	2.670	2.600	0.300	0.340	0.280
17.85	3.243	3.050	2.980	0.265	0.520	0.340
20.66	3.478	3.450	3.110	0.177	0.540	0.370



รูปที่ 8 เปรียบเทียบคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของข้าวเปลือกที่ความชื้นต่างๆ

4.2 การชดเชยความผิดพลาด

จากการทดลองวัดความชื้นข้าวเปลือกที่ระดับความชื้นต่างๆ จะเห็นความคลาดเคลื่อนทั้งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกและค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกที่ได้จากเทคนิคที่นำเสนอ เปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก [31]-[13] ดังนั้นจึงจำเป็นต้องวิเคราะห์ถึงความคลาดเคลื่อน ในการวิเคราะห์นี้ความผิดพลาดที่ต้องชดเชยเนื่องจากกราฟเชิงพื้นที่ผิวที่ใช้หาค่าตอบคุณสมบัติไดอิเล็กตริกได้จากเงื่อนไขตัวกลางที่ระเหยอนันต์ ขณะที่ถังบรรจุข้าวที่ใช้ในการทดลองมีขนาดจำกัด ความลึกผิวของข้าวเปลือกที่เปลี่ยนตามระดับความชื้นที่ความถี่ 2.45 GHz จะอยู่ที่ช่วง 4.36-6.50 เซนติเมตร แม้ว่าถังบรรจุข้าวที่เลือกมาใช้ในการทดลองจะมีขนาดลึกเท่าของความลึกผิว ซึ่งถือว่ามีความลึกเพียงพอที่จะลดการสะท้อนภายในหลายครั้งให้น้อยที่สุดแล้ว ยังคงมีผลกระทบของการกระจายของสนามที่ไม่สามารถกำจัดได้หมด ดังนั้นสาเหตุของความผิดพลาดที่จะวิเคราะห์เพื่อชดเชยและแก้ไขคุณสมบัติไดอิเล็กตริก ในการวิเคราะห์สมมติให้สนามไฟฟ้าเป็นคลื่นระนาบที่ส่งจากสายอากาศส่งไปยังผนังทั้ง 6 ด้านของถังแล้ว

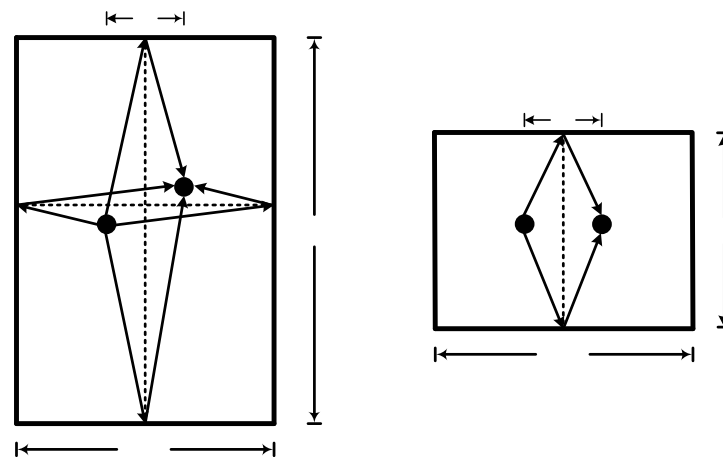
สะท้อนกลับมายังสายอากาศรับดังแสดงในรูปที่ 9 ทิศทางของการกระจายไปยังผนังทั้ง 4 ด้านแสดงในรูปมุมมองด้านบน ซึ่งขนาดความกว้าง ความยาว และความสูงของถังเท่ากับ 40, 65 และ 30 เซนติเมตร ตามลำดับ ขณะที่เส้นทางกระจายไปยังผนังด้านบนและด้านล่างแสดงในรูปมุมมองด้านข้าง สมมติให้สายอากาศส่งและรับห่างกันเป็นระยะทางเท่ากับ R โดยมีคลื่นตกกระทบ E_i และคลื่นสะท้อน $\Gamma \angle \phi$ ดังนั้นสนามกระจาย E_S ทุกทิศทางแสดงได้ดังสมการที่ (20)

$$E_S = E_i \left\{ 2 \left(\exp(-jkR_1) + \exp(-jkR_2) + \exp(-jkR_3) \right) + \Gamma \angle \phi (2 \exp(-jkR_2) + 2 \exp(-jkR_3) + \exp(-jk(R_1 + R)) + \exp(-jk(R_1 - R))) \right\} \quad (20)$$

โดย Γ และ ϕ เป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนและเฟสตามลำดับ สัมประสิทธิ์การสะท้อนในแต่ละระดับความถี่หาได้จากสมการที่ (21)

$$\Gamma = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \quad (21)$$

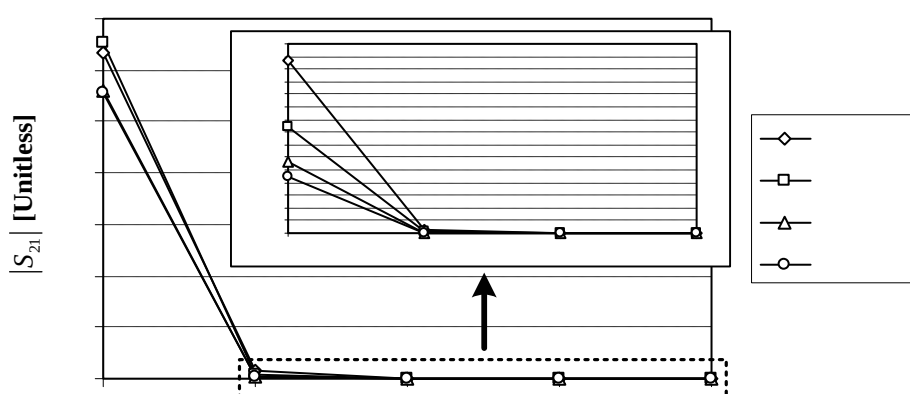
โดย η_1 และ η_2 แทนอินทรีนซิกอิมพีแดนซ์ของข้าวเปลือกและอากาศตามลำดับ



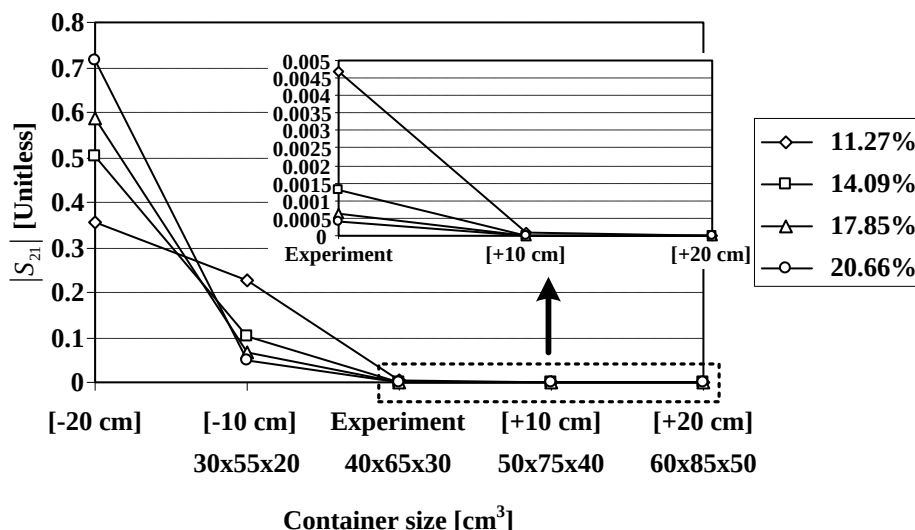
รูปที่ 9 ทางเดินของสนามกระจายภายในถังบรรจุข้าว

สนามกระจายถูกคำนวณตามขนาดของถังที่ใช้ในการทดลอง และหาขนาดของการเชื่อมต่อกันที่ได้รับผลกระทบ นอกจากนี้ยังวิเคราะห์เพื่อหาขนาดถังที่เหมาะสมมีผลกระทบจากการกระจายสนามน้อยที่สุด ดังนั้นจึงวิเคราะห์ขนาดของถังด้วยการเพิ่มและลดขนาดของถังทุกด้านขึ้น 2 ระดับ ระดับละ 10 เซนติเมตร ขนาดของถังที่เพิ่มขึ้น 20 เซนติเมตรทุกด้าน เท่ากับ 60x85x50 ลูกบาศก์เซนติเมตร ขนาด

ของถังที่เพิ่มขึ้น 10 เซนติเมตรทุกด้าน เท่ากับ 50x75x40 ลูกบาศก์เซนติเมตร ขนาดของถังที่ลดลง 10 เซนติเมตรทุกด้าน เท่ากับ 30x55x20 ลูกบาศก์เซนติเมตร ขนาดของถังที่ลดลง 20 เซนติเมตรทุกด้าน เท่ากับ 20x45x10 ลูกบาศก์เซนติเมตร ขนาดของการเชื่อมต่อรวมทั้งสองโพลาริเซชันที่มีผลกระทบจากสนามกระจายแสดงดังรูปที่ 10 จากผลการวิเคราะห์ขนาดการเชื่อมต่อรวมทั้งสองโพลาริเซชันที่ระดับความชื้นต่างๆ ซึ่งเป็นผลมาจากขนาดของถัง ในกรณีโพลาริเซชันขนานเปลี่ยนแปลงในช่วง 0.00004-0.003 ขณะที่กรณีของโพลาริเซชันตั้งฉากเปลี่ยนแปลงในช่วง 0.0004-0.005 นอกจากนี้ยังพบว่าขนาดของการเชื่อมต่อรวมทั้งสองโพลาริเซชันลดลงเมื่อถังมีขนาดใหญ่ขึ้นทุกระดับความชื้น ดังนั้นเมื่อชดเชยผลกระทบจากการกระจายสนามเนื่องจากขนาดของถัง แล้วนำค่าไปพลอตบนกราฟพื้นผิวในรูปที่ 2 ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกและค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกแสดงในตารางที่ 3 จะเห็นได้ว่าค่าคงตัวไดอิเล็กตริกที่ผ่านการชดเชยที่ระดับความชื้น 14.09 17.85 และ 20.66 เปอร์เซ็นต์ มีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยเมื่อเทียบกับผลที่ได้จากการทดลอง แต่ค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกที่ผ่านการชดเชยแล้วมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้ค่าความคลาดเคลื่อนเมื่อเทียบกับ [31] ลดลง ที่ระดับความชื้น 11.27 เปอร์เซ็นต์ ไม่สามารถหาคุณสมบัติไดอิเล็กตริกด้วยกราฟเชิงพื้นผิวได้ เนื่องจากไม่มีจุดตัดระหว่างค่าขนาดการเชื่อมต่อรวมทั้งสองโพลาริเซชันที่ผ่านการชดเชย อย่างไรก็ตามกระบวนการชดเชยความผิดพลาดที่เป็นผลมาจากสนามกระจายเนื่องจากถังบรรจุข้าว มีประโยชน์และสำคัญต่อการปรับปรุงคุณสมบัติไดอิเล็กตริกให้มีความแม่นยำมากยิ่งขึ้น นอกจากนี้การวิเคราะห์ยังแสดงให้เห็นว่าภาชนะที่ใช้ในการทดลองไม่ให้ผลกระทบที่น้อยที่สุด แต่เนื่องจากผลกระทบของสนามกระจายภายในถังบรรจุที่มีขนาดเล็กน้อยมาก จึงสามารถสรุปได้ว่าขนาดของถังที่ใช้ในการทดลอง มีขนาดเพียงพอที่จะนำไปใช้งานจริงร่วมกับกราฟเชิงพื้นผิว



(ก) กรณีขนาน



(ข) กรณีสักจาก

รูปที่ 10 ผลกระทบของขนาดภาชนะบรรจุที่มีต่อการเชื่อมต่อยรวม

ตารางที่ 3 เปรียบเทียบคุณสมบัติไดอิเล็กตริกระหว่างผลการชดเชย ผลการทดลอง และ [31]

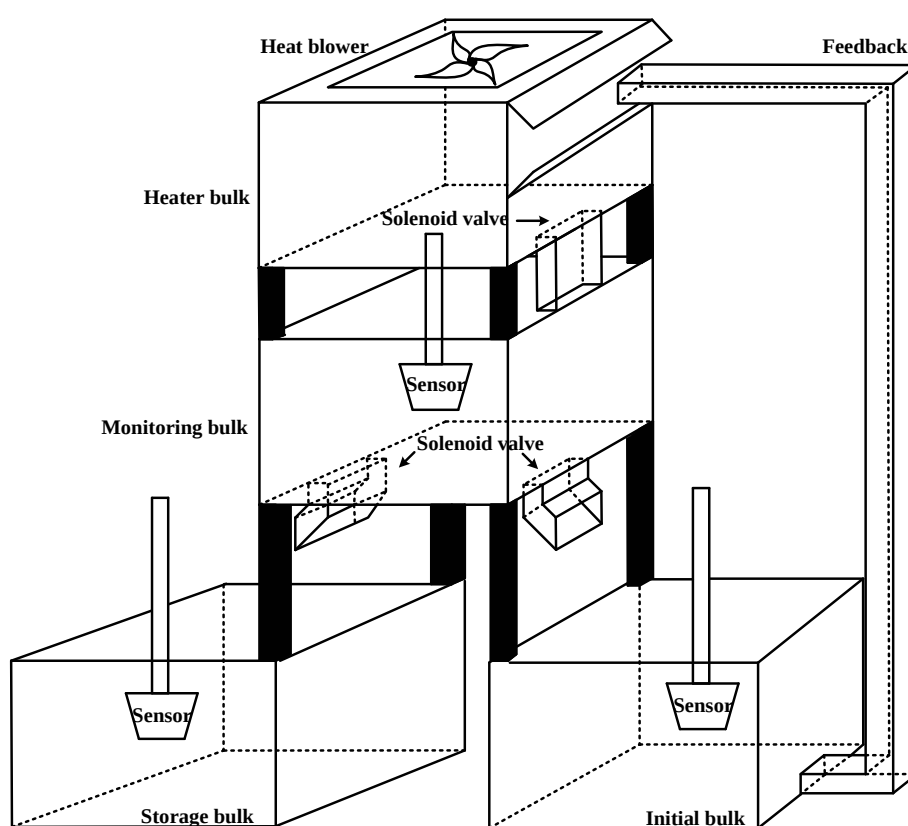
Moisture content [%]	Dielectric constant			Dielectric loss factor		
	Error compensated	Experiment	Reference [31]	Error compensated	Experiment	Reference [31]
11.27	-	2.278	2.360	-	0.400	0.260
14.09	2.845	2.852	2.670	0.380	0.300	0.340
17.85	3.235	3.243	3.050	0.345	0.265	0.520
20.66	3.475	3.478	3.450	0.245	0.177	0.540

4.3 การวัดความชื้นในสภาพจริงอย่างต่อเนื่อง

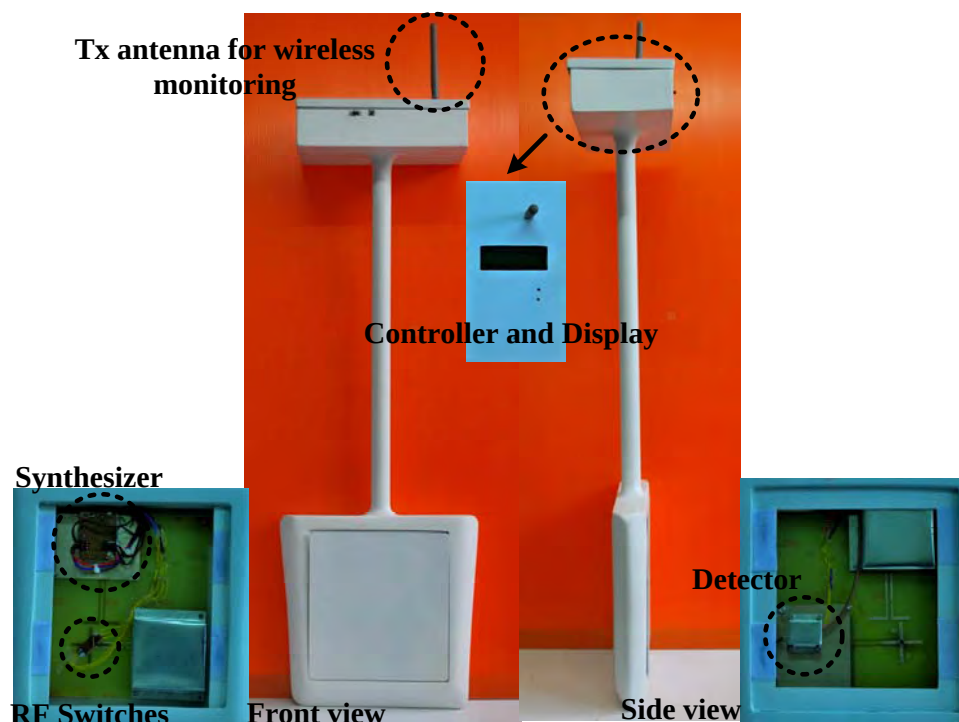
เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ในการประยุกต์ใช้สายอากาศสวิตช์โพลาไรเซชันไดโพลเป็นตัวเซ็นเซอร์ร่วมกับระบบลดความชื้นแบบปิด จึงสร้างระบบลดความชื้นขนาดกะทัดรัดอย่างง่ายดังแสดงในรูปที่ 11 ระบบนี้ประกอบด้วยถังบรรจุข้าวเปลือก 4 ถัง ได้แก่ ถังให้ความร้อน (Heater bulk), ถังพักสำหรับวัดความชื้น (Monitoring bulk), ถังจัดเก็บ (Storage bulk) และถังเริ่มต้น (Initial bulk) กระบวนการทำงานของระบบนี้เริ่มจากใส่ข้าวเปลือกในถังเริ่มต้นแล้ววัดความชื้น เมื่อความชื้นที่วัดได้มากกว่า 14 เปอร์เซ็นต์ ข้าวเปลือกในถังจะถูกปั๊มขึ้นมายังถังให้ความร้อน ในถังนี้จะมีเครื่องเป่าลมร้อนขนาด 1,000 วัตต์ ให้ความร้อนข้าวเปลือกตลอดเวลา ข้าวเปลือกจะถูกปล่อยสู่ถังพักเพื่อวัดความชื้นทุกๆ ชั่วโมง ถ้าความชื้นที่วัดได้ต่ำกว่า 14 เปอร์เซ็นต์ ข้าวเปลือกจะถูกปล่อยสู่ถังเก็บ แต่ถ้าความชื้นที่

วัดได้สูงกว่า 14 เปอร์เซ็นต์ ข้าวเปลือกจะถูกปล่อยสู่ถังเริ่มต้นและปั๊มกลับสู่ถังให้ความร้อนต่อไป ซึ่งกระบวนการจะวนแบบนี้ไปเรื่อยและทุกถังบรรจุข้าวเปลือกจะมีเซ็นเซอร์ตรวจสอบอยู่ตลอดเวลา

เซ็นเซอร์ที่ใช้งานจริงร่วมกับระบบลดความชื้นแบบปิดแสดงในรูปที่ 12 โดยสายอากาศส่งเชื่อมกับตัวกำเนิดสัญญาณ สายอากาศรับซึ่งมีอิเล็คตรอนิกส์เชื่อมกับสวิทช์จะต่อกับตัวตรวจจับกำลังงาน ส่วนของคอนโทรลเลอร์ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานตัวกำเนิดสัญญาณ ตัวตรวจจับกำลังงาน และสวิทช์ โดยที่ค่าขนาดการเชื่อมต่อร่วมที่วัดได้จะแสดงบนหน้าจอ LCD นอกจากนี้ได้เพิ่มฟังก์ชันในส่วนของการส่งข้อมูลแบบไร้สาย สำหรับการประยุกต์ใช้งานจริงในภาคสนามกรณีต้องการส่งข้อมูลมายังภายนอกโรงสี หรือ โกดังเก็บข้าวเปลือก ซึ่งมีผลดีสำหรับคนงานและเจ้าของโรงสีในการเข้าถึงข้อมูล

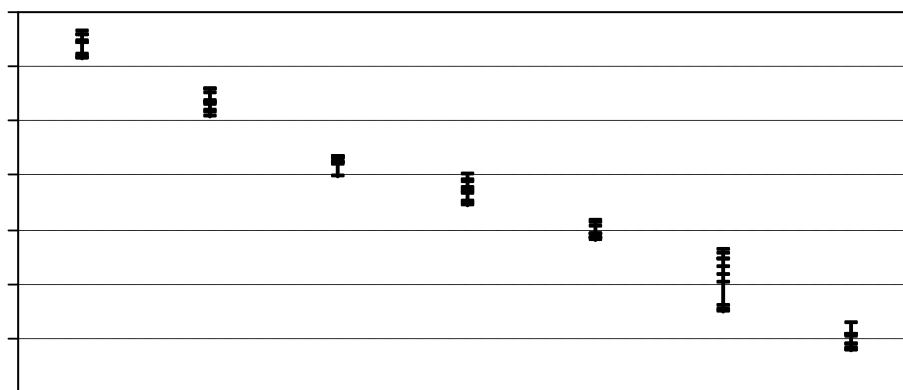


รูปที่ 11 ระบบจำลองลดความชื้นข้าวแบบปิด



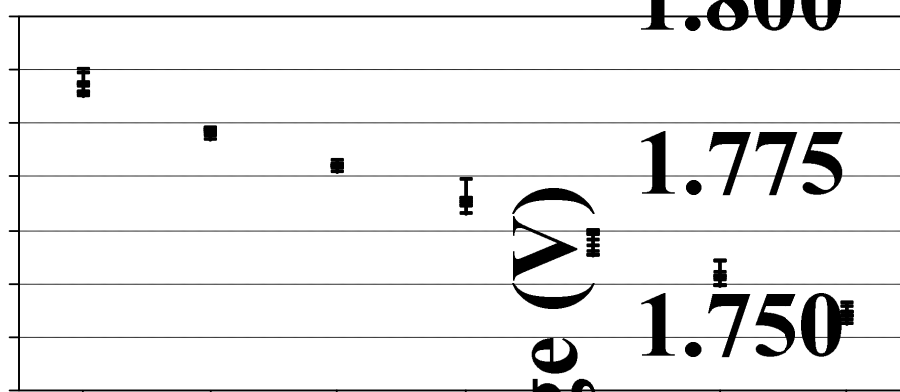
รูปที่ 12 เซ็นเซอร์สำหรับใช้งานจริงในภาคสนาม

จากการทดลอง เริ่มต้นด้วยการหาความสัมพันธ์ระหว่างระดับแรงดัน (Voltage) และความชื้นของข้าวเปลือก ซึ่งระดับความชื้นได้จากการทดลองในห้องปฏิบัติการด้วยวิธีการวัดตามมาตรฐานของ The American Society of Agricultural and Biological Engineers (ASAE) โดยมีขั้นตอนดังนี้ นำข้าวเปลือก 10 กรัม ใส่ในถ้วยแก้วทนความร้อนจำนวน 30 ตัวอย่าง ชั่งน้ำหนักด้วยเครื่องชั่งที่มีความละเอียด 0.0001 กรัม ก่อนให้ความร้อน จากนั้นให้ความร้อนในตู้อบที่อุณหภูมิ 130°C เป็นเวลา 19 ชั่วโมง นำออกจากตู้อบทิ้งไว้ให้เย็นลงในโถดูดความชื้น แล้วชั่งน้ำหนัก นำเข้าตู้อบอีกครั้งเป็นเวลา 6 ชั่วโมง แล้วนำออกมาชั่งน้ำหนักอีกครั้ง เปรียบเทียบน้ำหนักที่ได้กับครั้งก่อนหน้าว่าน้ำหนักเปลี่ยนไปเท่าไร ถ้าน้ำหนักเปลี่ยนแปลงมากกว่า 0.005 กรัม ให้นำเข้าตู้อบเป็นเวลา 6 ชั่วโมง อีกครั้ง กระบวนการจะวนซ้ำไปเรื่อยๆ จนกว่าน้ำหนักที่เปลี่ยนแปลงน้อยกว่า 0.005 กรัม จึงเลิกนำเข้าตู้อบ ความชื้นหาได้จากอัตราส่วนของน้ำหนักที่หายไปต่อน้ำหนักข้าวก่อนอบ ความสัมพันธ์ระหว่างระดับแรงดันที่วัดได้จากทั้งสองโพลาริเซชันกับความชื้นแสดงในรูปที่ 13 จะสังเกตได้จากทั้งสองโพลาริเซชันว่าระดับแรงดันลดลงเมื่อความชื้นสูงขึ้น นอกจากนี้ระดับแรงดันยังแยกออกชัดเจนในช่วงของแต่ละความชื้น ทำให้สามารถนำข้อมูลนี้ไปใช้ตัดสินใจสำหรับการวัดความชื้นข้าวเปลือกในระบบปิด ผลการทดลองเซ็นเซอร์ร่วมกับระบบลดความชื้นแบบปิดแสดงในรูปที่ 14 ซึ่งระดับความชื้นที่วัดได้ก่อนให้ความร้อนมากกว่า 26.04 เปอร์เซ็นต์ ต้องให้ความร้อนเป็นระยะเวลา 13 ชั่วโมงเพื่อลดความชื้นให้เท่ากับ 12.39 เปอร์เซ็นต์



1.825

(ก)



1.800

1.775

1.750

1.725

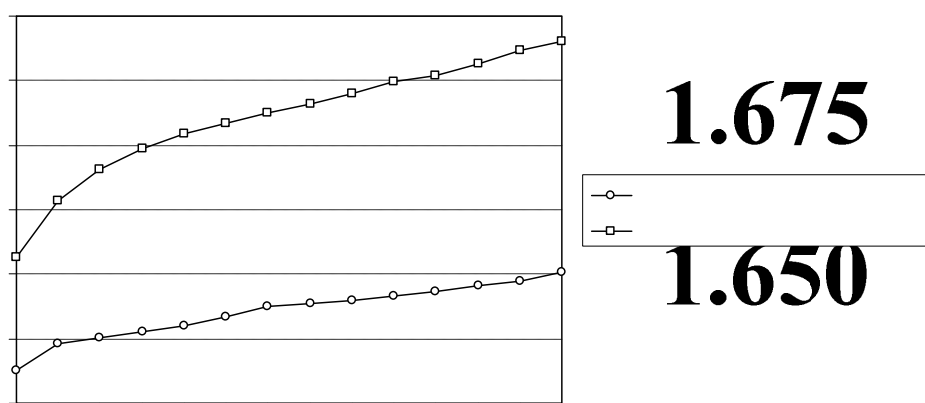
1.700

Voltage (V)

(ข)

รูปที่ 13 ระดับแรงดันต่อความชื้นข้าวเปลือกที่เปลี่ยนไป

(ก) โพลาริเซชันตั้งฉาก (ข) โพลาริเซชันขนาน



1.675

1.650

12.39

รูปที่ 14 ระดับแรงดันต่อความชื้นที่ขึ้นกับช่วงเวลา

5. สรุป

งานวิจัยนี้นำเสนอเซ็นเซอร์วัดระดับความชื้นด้วยการประยุกต์ใช้สายอากาศสวิตช์โพลาริเซชันไดโพล โดยวัดขนาดการเชื่อมต่อร่วมระหว่างโพลาริเซชันตั้งฉากและขนานเพื่อตรวจสอบคุณสมบัติไดอิเล็กตริก งานวิจัยนี้นำเสนอสูตรสำเร็จใหม่ของการหาอิมพีแดนซ์ร่วมของสายอากาศไดโพลที่มีโพลาริเซชันตั้งฉาก นำเสนอการออกแบบสายอากาศสวิตช์โพลาริเซชันไดโพล รวมทั้งการวิเคราะห์เพื่อเพิ่มสมรรถนะ ด้วยการชดเชยการสูญเสียเนื่องจากอิมเพแดนซ์ข้างเคียงและสวิตช์ ในส่วนของการทดลองวัดค่าเปลือกที่ระดับความชื้นต่างๆ แสดงให้เห็นว่าค่าคงตัวไดอิเล็กตริกที่ได้ก่อนข้างแม่นยำเมื่อเปรียบเทียบกับงานวิจัยก่อนหน้านี้ [13], [31] แต่ค่าตัวประกอบสูญเสียไดอิเล็กตริกยังมีความคลาดเคลื่อนอยู่ ดังนั้นจึงได้วิเคราะห์เพื่อชดเชยความผิดพลาดที่เกิดจากภาชนะที่บรรจุ ทำให้ทราบขนาดของภาชนะที่เหมาะสม $40 \times 65 \times 30 \text{ cm}^3$ ที่ไม่ส่งผลต่อความผิดพลาดในการทดลอง จากนั้นทดลองเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างระดับแรงดันกับความชื้น ที่หาได้จากวิธีการตามมาตรฐานของ ASAE ซึ่งความสัมพันธ์นี้สามารถนำไปใช้เป็นตัวตัดสินใจเพื่อกักความชื้นข้าวเปลือกในระบบลดความชื้นแบบปิด โดยระบบลดความชื้นแบบปิดขนาดจำลองถูกสร้างขึ้น เพื่อทดสอบความเป็นไปได้สำหรับนำเซ็นเซอร์ไปใช้งานจริงร่วมกับระบบลดความชื้นแบบปิด ผลที่ได้แสดงถึงความสามารถของเซ็นเซอร์ที่นำเสนอ ซึ่งข้อดีของเซ็นเซอร์ที่นำเสนอนี้ คือ ราคาถูก ใช้เวลาในการวัดน้อย สามารถตรวจสอบความชื้นในสภาพใช้งานจริงได้อย่างต่อเนื่องและตลอดเวลา

เอกสารอ้างอิง

- [1] A. P. Mossman, "A review of basic concepts in rice drying research," *Critical Review in Food Science and Nutrition*, vol. 25, pp. 49-70, 1986.
- [2] S. Soponronnarit, "Fluidised-bed paddy drying," *Science Asia*, vol. 25, pp. 51-56, 1999.
- [3] N. Sunthonvit, G. Srzednicki, and J. Caske, "Effects of high-temperature drying on the flavor components in Thai fragrant Rice," *Drying Technology*, vol. 23, pp. 1407-1418, 2005.
- [4] C. Taechapairoj, S. Prachawarakorn, and S. Soponronnarit, "Characteristics of rice dried in superheated-steam fluidized-bed," *Drying Technology*, vol. 22, no. 4, pp. 719-743, 2004.
- [5] S. Prachawarakorn, N. Poomsa-ad, and S. Soponronnarit, "Quality maintenance and economy with high-temperature paddy-drying process," *Journal of Stored Products Research*, vol. 41, pp. 333-351, 2005.
- [6] E. I. Goksu, G. Summu, and A. Esin, "Effect of microwave fluidized bed drying of Macaroni beads," *Journal of Food Engineering*, vol. 66, pp. 463-468, 2005.
- [7] G. Roussy, S. Jassm, and J-M Thiebaut, "Modeling of a fluidized bed irradiated by a single or a multimode electric microwave field distribution," *Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy*, vol. 30, no. 3, pp. 178-187, 1995.
- [8] W. Radajewski, P. Jolly, and G. Y. Abawi, "Grain drying in a continuous flow drier supplemented with a microwave heating system," *Journal of Agricultural Engineering Research*, vol. 41, pp. 211-225, 1988.
- [9] C. Sangdao, S. Songsermpong, and M. Krairiksh, "A continuous fluidized bed microwave paddy drying system using applicators with perpendicular slots on a concentric cylindrical cavity," *Drying Technology*, vol. 29, pp. 35-46, 2010.
- [10] C. V. K. Kandala, C. L. Butts, and S. O. Nelson, "Capacitance sensor for nondestructive measurement of moisture content in nuts and grain," *IEEE Trans. Instrum Meas.*, vol. 56, pp. 1809-1813, 2007.
- [11] Z. Ma and S. Okamura, "Permittivity determination using amplitudes of transmission and reflection coefficients at microwave frequency," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 47, pp. 546-550, 1999.
- [12] S. N. Kharkovsky, M. F. Akay, U. C. Hasar, and C. D. Atis, "Measurement and monitoring of microwave reflection and transmission properties of cement-based specimens," *IEEE Trans. Instrum Meas.*, vol. 51, pp. 1210-1218, 2002.

- [13] J. Mearnchu, T. Limpiti, D. Torrungrueng, P. Akkaraekthalin, and M. Krairiksh, "A handheld moisture content sensor using coupled-dipole antennas," *Latin America Applied research*, vol. 40, no. 3, pp. 199-206, 2010.
- [14] S. O. Nelson, S. Trabelski, and A. W. Kraszewski, "RF sensing of grain and seed moisture content," *IEEE Trans.Sensors*, vol. 1, pp. 119-126, 2001.
- [15] T. Limpiti and M. Krairiksh, "Complex permittivity determination by measuring magnitude of mutual coupling between co and cross polarized dipoles," *Proc. of 2007 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 2031-2034, Dec. 2007.
- [16] T. Limpiti and M. Krairiksh, "Dielectric property determination using magnitude of mutual coupling by switched-polarization dipoles," *Proc. of 2009 IEEE International Conference on Antennas and Systems*, pp. 157-1-157-4, Dec. 2009.
- [17] H. C. Baker and A. H. Lagrone, "Digital computation of the mutual impedance between thin dipoles," *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-10, no. 2, pp. 172-178, 1962.
- [18] J. H. Richmond and N. H. Geary, "Mutual impedance of nonplanar-skew sinusoidal dipoles," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 23, no. 5, pp. 412-414, 1975.
- [19] K. Liu, C. A. Balanis, and G. C. Barber, "Exact mutual impedance between sinusoidal electric and magnetic dipoles," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 39, no. 5, pp. 684-686, 1991.
- [20] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. New York: Wiley, 1982.
- [21] H. E. King, "Mutual impedance of unequal length antenna in echelon," *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 5, no. 3, pp. 306-313, 1957.
- [22] T. Limpiti and M. Krairiksh, "Closed-form expressions of mutual impedance between perpendicular thin dipoles," *Proceedings of ECTI-CON 2007*, pp. 951-954, 2007.
- [23] Y. Qian and T. Itoh, "A broadband uniplanar microstrip-to-CPS transition," *1997 Asia Microwave Conf. Dig.*, pp. 609-612, Dec. 1997.
- [24] N. Kaneda, Y. Qian, and T. Itoh, "A novel Yagi-Uda dipole array fed by a microstrip-to-CPS transition," *Proceedings of APMC 1998*, Yokohama, Japan, pp. 1413-1416, Dec. 1998.
- [25] N. Kaneda, W. R. Deal, Y. Qian, R. Waterhouse, and T. Itoh, "A broad-band planar quasi-Yagi antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 50, no. 8, pp. 1158-1160, Aug. 2002.
- [26] N. I. Dib, R. N. Simons, and L. P. B. Katehi, "New uniplanar transition for circuit and antenna applications," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, no. 12, pp. 2868-2873, Dec. 1995.

- [27] L. Zhu and K. Wu, "Model-based characterization of CPS-fed printed dipole for innovative design of uniplanar integrated antenna," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 9, no. 9, pp. 342-344, Sep. 1999.
- [28] CST microwave studio 2008.
- [29] Advanced Design System Fundamentals. Agilent EEsof EDA. Part Number E8900-90329-ADS 1.5 (4/01).
- [30] Hittite Microwave Corporation, "HMC284MS8G/284MS8GE, SPDT Non- Reflective Switch, DC-3.5 GHz" Datasheet.
- [31] S. O. Nelson, S. Trabelsi, and A. W. Krazewski, "RF sensing of grain and seed moisture content," *IEEE Sensors Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 119-126, Aug. 2001.
- [32] F. Sagnard, F. Bentabet, and C. Vignat, "In situ measurements of the complex permittivity of materials using reflection ellipsometry in the microwave band: experiments (Part II)," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 54, no. 3, pp. 1274-1282, Jun. 2005.

ภาคผนวก

ตัวแปรของสูตรสำเร็จทั้ง 12 เทอม

$$\begin{aligned}
 u_0 &= k \left[(H+d) - \sqrt{(H-h)^2 + (H+d)^2} \right] \\
 u_1 &= k \left[d - \sqrt{(H-h)^2 + d^2} \right] \\
 u_2 &= k \left[d - \sqrt{(H+h)^2 + d^2} \right] \\
 u_3 &= k \left[(H+d) - \sqrt{(H+h)^2 + (H+d)^2} \right] \\
 u_4 &= k \left[d - \sqrt{h^2 + d^2} \right] \\
 u_5 &= k \left[(H+d) - \sqrt{h^2 + (H+d)^2} \right] \\
 v_0 &= k \left[\sqrt{(H-h)^2 + (H+d)^2} + (H+d) \right] \\
 v_1 &= k \left[\sqrt{(H-h)^2 + d^2} + d \right] \\
 v_2 &= k \left[\sqrt{(H+h)^2 + d^2} + d \right] \\
 v_3 &= k \left[\sqrt{(H+h)^2 + (H+d)^2} + (H+d) \right]
 \end{aligned}$$

$$v_4 = k \left[\sqrt{h^2 + d^2} + d \right]$$

$$v_5 = k \left[\sqrt{h^2 + (H + d)^2} + (H + d) \right]$$

$$m_1 = k \left[\sqrt{(H - h)^2 + (2H + d)^2} + (2H + d) \right]$$

$$m_2 = k \left[\sqrt{(H + h)^2 + (2H + d)^2} + (2H + d) \right]$$

$$m_3 = k \left[\sqrt{h^2 + (2H + d)^2} + (2H + d) \right]$$

$$m_4 = k \left[(2H + d) - \sqrt{(H - h)^2 + (2H + d)^2} \right]$$

$$m_5 = k \left[(2H + d) - \sqrt{(H + h)^2 + (2H + d)^2} \right]$$

2.2 การเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศแบบร่องบนตัวกลางหลายชั้นที่มีระนาบกราวด์ขนาดจำกัด

Mutual Coupling of Coupled-Slot Antennas on A Finite Ground Plane and a Stratified Medium

นายไพบุณย์ ย้อยหยด และ ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

1. วัตถุประสงค์

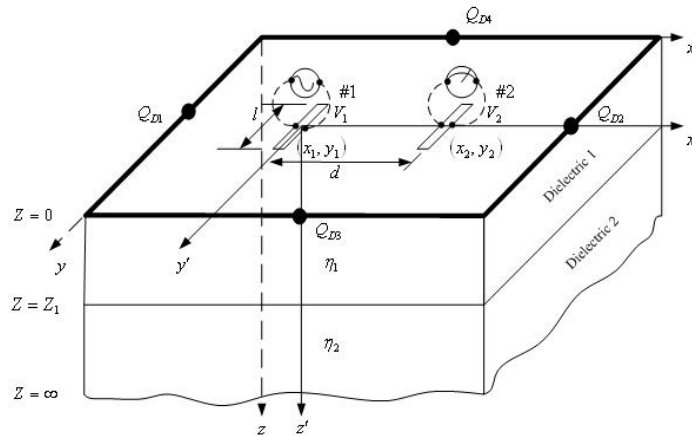
1. เพื่อศึกษารูปแบบการเลี้ยวเบนของคลื่นเมื่อสายอากาศร่องมีขนาดระนาบกราวด์ลดลงในอวกาศว่างและเมื่ออยู่ใกล้ตัวกลางหลายชั้นเพื่อให้เหมาะสมในการนำไปใช้งาน
2. เพื่อให้ได้มาซึ่งเครื่องมือในการตรวจวัดค่าคงที่ไดอิเล็กตริกหรือรู้การเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัตถุนั้นๆ ได้

2. บทนำ

เนื่องจากความต้องการควบคุมคุณภาพของการส่งออกสินค้าเกษตรจึงได้มีการนำเซ็นเซอร์ไมโครเวฟมาประยุกต์ใช้ในการตรวจสอบผลผลิตดังกล่าวและได้มีการพัฒนา เช่น เซ็นเซอร์ไดโพลเชื่อมต่อร่วมได้รับการพัฒนาในการวัดความชื้นของข้าวเปลือก [1] ซึ่งวัดทั้งสัญญาณสะท้อนและเชื่อมต่อ เซ็นเซอร์สวิตช์โพลาริไซซ์ไดโพลเชื่อมต่อร่วมได้นำเสนอเฉพาะการวัดสัญญาณเชื่อมต่อร่วม [2] สำหรับการวัดผลไม่มีการนำเซ็นเซอร์ไมโครสตริปเชื่อมต่อร่วมมาใช้ตรวจสอบความแก่ของทุเรียน [3] เป็นต้น งานที่กล่าวมาทั้งหมดนี้อาศัยแบบจำลองแม่เหล็กไฟฟ้าที่ต้องใช้เวลาคำนวณนาน แต่ถ้าหากเป็นการหาสูตรสำเร็จต้องใช้เวลาสำหรับการค้นคว้า และเมื่อได้สูตรสำเร็จมาจะใช้เวลาในการคำนวณหาคำตอบน้อย นอกจากนี้ยังให้ความเข้าใจทางด้านวิธีการทำงานอีกด้วย ดังนั้นบทความนี้นำเสนอหลักการของสายอากาศเชื่อมต่อร่วม ผลการคำนวณจะแสดงและตรวจสอบโดยการทดลองที่มั่นใจว่าการคำนวณนั้นเป็นประโยชน์ในการพัฒนาเซ็นเซอร์สำหรับการตรวจสอบสินค้าเกษตร

จากงานวิจัยที่มีมาก่อนหน้านี้ได้แสดงการคำนวณและทดลองเกี่ยวกับความสัมพันธ์ของสายอากาศแบบร่องในอวกาศว่างและที่อยู่ใกล้ตัวกลางหลายชั้นที่ระนาบกราวด์ขนาดอนันต์ [4] ในการใช้งานจริงที่ระนาบกราวด์มีขนาดใหญ่ไม่เหมาะสมในการนำไปใช้เป็นเครื่องมือตรวจสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงเป็นการลดขนาดแผ่นระนาบกราวด์ลงเพื่อให้เหมาะสมกับการนำไปใช้งาน

3. การคำนวณ



รูปที่ 1 สายอากาศแบบร่องบนตัวกลางหลายชั้น

สมมติให้ความยาวร่องทั้งสองยาว 1 บนระนาบตัวนำที่ $z = 0$ วางบนตัวกลางหลายชั้น ไดอิเล็กทริกที่ 1 มีความหนาเท่ากับ z_1 มีพารามิเตอร์ที่สำคัญคือ $(\mu_1, \epsilon_1, \sigma_1)$ ขณะที่พารามิเตอร์ที่สอดคล้องกันของไดอิเล็กทริกที่ 2 คือ $(\mu_2, \epsilon_2, \sigma_2)$ ในที่นี้เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณไดอิเล็กทริกที่ 2 จึงให้มีความหนาเป็นอนันต์ โดยบริเวณร่องที่ 1 ใช้เป็นตัวส่งผ่านคลื่น ขณะที่บริเวณร่องที่ 2 ใช้เป็นตัวรับคลื่น โดยร่อง 1 อยู่ที่ตำแหน่ง $(x_1, y_1, 0)$ และ ร่อง 2 อยู่ที่ตำแหน่ง $(x_2, y_2, 0)$ สามารถหาแอดมิตแตนซ์ตัวเองและแอดมิตแตนซ์ร่วมของสายอากาศช่องเปิดได้ดังนี้

แอดมิตแตนซ์ตัวเอง (Self admittance)

$$Y_{11} = \frac{1}{V_1 V_2} \iint_{S_{a_1}} (\vec{E}_1^t \times \vec{H}_1^t) \cdot \hat{a}_n ds' \quad (1)$$

แอดมิตแตนซ์ร่วม (Mutual admittance)

$$Y_{21} = \frac{1}{V_1 V_2} \iint_{S_{a_2}} (\vec{E}_1^t \times \vec{H}_2^t) \cdot \hat{a}_n ds' \quad (2)$$

โดยที่ S_{a_1}, S_{a_2} คือบริเวณพื้นที่ปากร่องตัวที่หนึ่งและสองตามลำดับ

สมมติให้ร่องแคบ ทำให้กำหนดความหนาแน่นกระแสแม่เหล็กเป็นฟังก์ชันโคไซน์ได้ดังนี้

$$\bar{M}(x,y) = \hat{a}_y \begin{cases} \frac{M_0 \cos(k_1(l - |y' - y_1|)) \delta(x' - x_1)}{\cos(k_1 l)} & , |y' - y_1| \leq \frac{l}{2} \\ 0 & , |y' - y_1| \geq \frac{l}{2} \end{cases} \quad (3)$$

โดยที่ M_0 คือ ขนาดและ k_1 คือ ค่าคงที่การแพร่กระจายคลื่นของไดอิเล็กตริกที่ 1 ซึ่งมีค่าเท่ากับ $(k_x^2 + k_y^2 + k_z^2)^{(1/2)}$

$$k_x = \pm k_1 \sin \theta \cos \phi, k_y = \pm k_1 \sin \theta \sin \phi, k_z = k_1 \cos \theta$$

เครื่องหมายบวกใช้สำหรับคลื่นสะท้อนกลับ ขณะที่เครื่องหมายลบใช้สำหรับคลื่นตกกระทบ เนื่องจากสนามใกล้ปากสายอากาศรบกวนไม่ได้เป็นคลื่นระนาบ ดังนั้นจะใช้วิธีโดเมนเชิงสเปกตรัม [9] เพื่อแปลงสนามระยะใกล้นี้ให้เป็นคลื่นระนาบและใช้หลักการสมมูลหาค่าสนามไฟฟ้า ซึ่งสนามไฟฟ้าในโดเมนเชิงสเปกตรัมมีค่าดังนี้

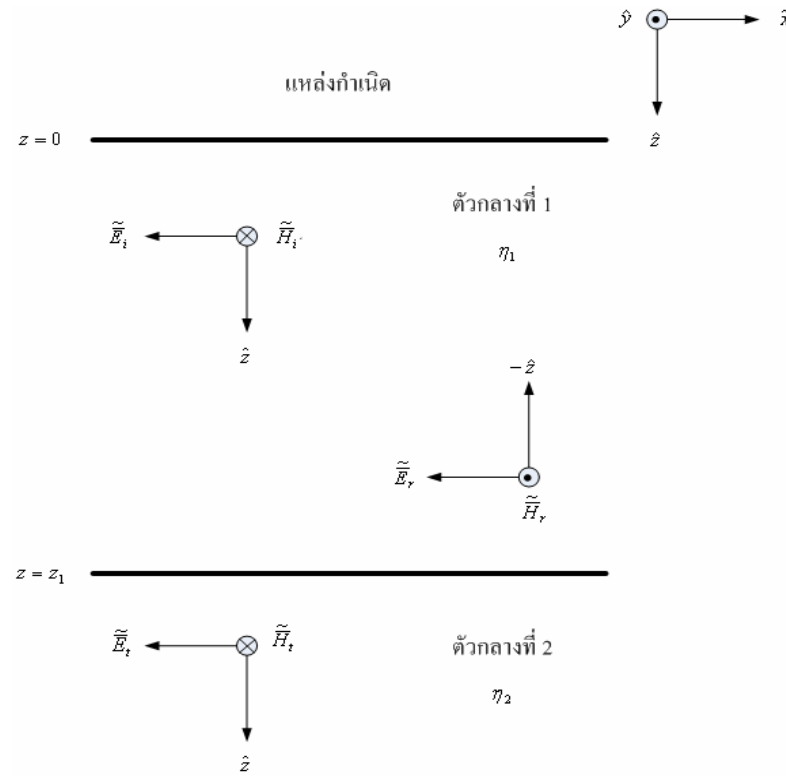
$$\tilde{\tilde{E}}(k_x, k_y) = -\hat{a}_x \frac{2e^{-j(k_x x_1 + k_y y_1)}}{\cos(k_1 l)} \left[\frac{k_1 \sin(k_1 l) - k_1 \sin\left(k_1 \frac{l}{2}\right) \cos\left(k_y \frac{l}{2}\right) - k_y \cos\left(k_1 \frac{l}{2}\right) \sin\left(k_y \frac{l}{2}\right)}{k_1^2 - k_y^2} \right] \quad (4)$$

ต่อไปพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตเพื่อหาสัมประสิทธิ์การตกกระทบ สัมประสิทธิ์การสะท้อน และสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสนามไฟฟ้าในตัวกลางที่มีการสูญเสียตามรูปที่ 2 เงื่อนไขของตัวกลาง 2 ชั้น ซึ่งประกอบด้วยแหล่งกำเนิดคลื่น ณ ตำแหน่ง $z = 0$ แพร่คลื่นตกกระทบรอยต่อของตัวกลางที่ 1 กับตัวกลางที่ 2 ที่มีการสูญเสียและมีขนาดคอนันต์ ซึ่งอยู่ห่างเป็นระยะทาง z_1 โดยมีคลื่นตกกระทบ คลื่นสะท้อน และคลื่นส่งผ่านเป็น $\tilde{\tilde{E}}_i, \tilde{\tilde{H}}_i, \tilde{\tilde{E}}_r, \tilde{\tilde{H}}_r$ และ $\tilde{\tilde{E}}_t, \tilde{\tilde{H}}_t$ ตามลำดับ โดยที่

$$\tilde{\tilde{E}}_i = -Ie^{-jk_z z} \hat{a}_x \quad \tilde{\tilde{E}}_r = -Re^{jk_z z} \hat{a}_x \quad \tilde{\tilde{E}}_t = -Te^{-jk_z z} \hat{a}_x$$

$$\tilde{\tilde{H}}_i = -\frac{I}{\eta_1} e^{-jk_z z} \hat{a}_y \quad \tilde{\tilde{H}}_r = \frac{R}{\eta_1} e^{jk_z z} \hat{a}_y \quad \tilde{\tilde{H}}_t = -\frac{T}{\eta_1} e^{-jk_z z} \hat{a}_y$$

I R และ T เป็นสัมประสิทธิ์การตกกระทบ สัมประสิทธิ์การสะท้อน และสัมประสิทธิ์การส่งผ่านตามลำดับ



รูปที่ 2 การพิจารณาเงื่อนไขขอบเขต

เมื่ออาศัยเงื่อนไขขอบเขตที่สนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสของสนามโดเมนเชิงสเปกตรัม ที่ $z = 0$ มีค่าเท่ากับความหนาแน่นกระแสแม่เหล็ก ทำให้ได้ความสัมพันธ์

$$\tilde{E}_i + \tilde{E}_r = \tilde{E} \quad (5)$$

จะได้

$$-I - \text{Re}^{-jk_z z_1} = \tilde{E} \quad (6)$$

จะได้ความสัมพันธ์เงื่อนไขขอบเขตของสนามไฟฟ้าที่ต่อเนื่อง ณ รอยต่อระหว่างตัวกลางทั้งสองที่ $z = z_1$

$$\tilde{E}_i + \tilde{E}_r = \tilde{E}_t \quad (7)$$

ซึ่งจะได้

$$-Ie^{-jk_z z_1} - R = -Te^{-jk_z z_1} \quad (8)$$

เมื่อพิจารณาสานแม่เหล็กที่ต่อเนื่อง ณ ขอบเขตรอยต่อ

$$\tilde{\tilde{H}}_i + \tilde{\tilde{H}}_r = \tilde{\tilde{H}}_t \quad (9)$$

ซึ่ง

$$\frac{-I}{\eta_1} e^{-jk_z z_1} + \frac{R}{\eta_1} = \frac{-T}{\eta_2} e^{-jk_z z_1} \quad (10)$$

เมื่อจัดสมการความต่อเนื่องเหล่านี้ เป็นเมตริกซ์จะได้

$$\begin{bmatrix} -1 & -e^{-jk_z z_1} & 0 \\ -e^{-jk_z z_1} & -1 & e^{-jk_z z_1} \\ \frac{-e^{-jk_z z_1}}{\eta_1} & \frac{1}{\eta_1} & \frac{e^{-jk_z z_1}}{\eta_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ R \\ T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\tilde{E}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

ดังนั้นสามารถหาสัมประสิทธิ์การตกกระทบ (I), สัมประสิทธิ์การสะท้อน (R) และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (T) ได้ดังนี้

$$I = \frac{-(\eta_1 + \eta_2) e^{2jk_z z_1} \tilde{\tilde{E}}}{(\eta_1 + \eta_2) e^{2jk_z z_1} - (\eta_1 - \eta_2)} \quad (11)$$

$$R = \frac{(\eta_1 - \eta_2) e^{-jk_z z_1} \tilde{\tilde{E}}}{(\eta_1 + \eta_2) e^{2jk_z z_1} - (\eta_1 - \eta_2)} \quad (12)$$

$$T = \frac{2\eta_1 e^{2jk_z z_1} \tilde{\tilde{E}}}{(\eta_1 + \eta_2) e^{2jk_z z_1} - (\eta_1 - \eta_2)} \quad (13)$$

การคำนวณหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากอิทธิพลของขอบเขตทั้งสี่ด้านของแผ่นระนาบกราวด์ เริ่มที่การหาสนามแม่เหล็กรวม $\vec{H}_1^t$ บริเวณสายอากาศตัวส่ง กำหนดให้กระแสแม่เหล็กเป็น

$$\vec{M}(x, y) = M_x(x, y) + M_y(x, y) \quad (14)$$

พิจารณาที่สนามระยะไกล (Far-field) สนามตกกระทบแม่เหล็กที่ขนาดระนาบกราวด์อนันต์

$$H_r^i(r, \theta, \phi) = 0 \quad (15)$$

$$H_\theta^i(r, \theta, \phi) = -\frac{jk_1}{\eta_1} \frac{e^{-jk_1 r}}{4\pi r} \cos \theta \left[\tilde{M}_x(k_x, k_y) \cos \phi + \tilde{M}_y(k_x, k_y) \sin \phi \right] \quad (16)$$

$$H_\phi^i(r, \theta, \phi) = -\frac{jk_1}{\eta_1} \frac{e^{-jk_1 r}}{4\pi r} \left[\tilde{M}_y(k_x, k_y) \cos \phi - \tilde{M}_x(k_x, k_y) \sin \phi \right] \quad (17)$$

โดยที่

$$\tilde{M}_x(k_x, k_y) = \iint_{Sa} M_x(x, y) e^{-j(k_x x' + k_y y')} dx' dy' = 0$$

และ

$$\begin{aligned} \tilde{M}_y(k_x, k_y) &= \iint_{Sa} M_y(x, y) e^{-j(k_x x' + k_y y')} dx' dy' \\ &= \frac{2e^{-j(k_x x_1 + k_y y_1)}}{\cos(k_1 l)} \left[\frac{k_1 \sin(k_1 l) - k_1 \sin(k_1 \frac{l}{2}) \cos(k_y \frac{l}{2}) - k_y \cos(k_1 \frac{l}{2}) \sin(k_y \frac{l}{2})}{k_1^2 - k_y^2} \right] \end{aligned}$$

จะได้สนามที่ระยะไกลเป็นดังนี้

$$H_\theta^i(r, \theta, \phi) = -\frac{jk_1}{\eta_1} \frac{e^{-jk_1 r}}{4\pi r} \cos \theta \left[\tilde{M}_y(k_x, k_y) \sin \phi \right] \quad (18)$$

$$H_\phi^i(r, \theta, \phi) = -\frac{jk_1}{\eta_1} \frac{e^{-jk_1 r}}{4\pi r} \left[\tilde{M}_y(k_x, k_y) \cos \phi \right] \quad (19)$$

โดยที่

$$k_x = k_1 \cos \phi \sin \theta \quad \text{และ} \quad k_y = k_1 \sin \phi \sin \theta$$

$$r = s' \quad \theta = \alpha' + 90^\circ \quad \phi = 90^\circ$$

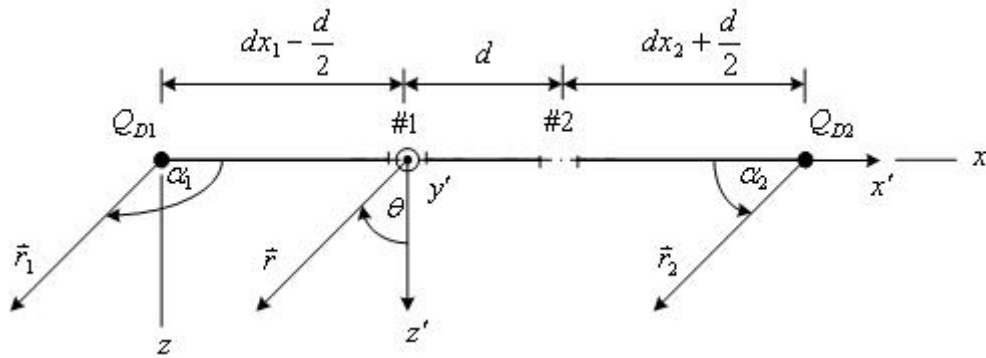
สำหรับสนามไฟฟ้าตกกระทบจะมีค่าเป็น

$$E_\theta^i(r, \theta, \phi) = -\frac{jk_1 e^{-jk_1 r}}{4\pi r} \left[\tilde{M}_y(k_x, k_y) \cos \phi \right] \quad (20)$$

$$E_\phi^i(r, \theta, \phi) = \frac{jk_1 e^{-jk_1 r}}{4\pi r} \cos \theta \left[\tilde{M}_y(k_x, k_y) \sin \phi \right] \quad (21)$$

ค่าคลื่นตกกระทบที่เกิดจากสายอากาศร่องแคบๆ ที่จุดสังเกต $P(r, \theta, \phi = 0)$

ระนาบ xz



ในงานวิจัยนี้จะใช้ทฤษฎีการเลี้ยวเบนสม่ำเสมอที่ล้มในการหาสนามเลี้ยวเบนด้านที่ 1 (Q_{D1}) และ 2 (Q_{D2}) เมื่อพิจารณาที่สนามระยะไกลจะได้รูปแบบคลื่นตกกระทบที่เหมาะสมสำหรับสายอากาศร่องเป็นคลื่นตกกระทบทรงกลม โดยที่ $s \gg s'$ ซึ่ง $L = s' \sin^2 \beta'_0$ และ $A(s) = \frac{\sqrt{s'}}{s}$

สนามเลี้ยวเบนด้านที่ 1

ในระนาบ xz ค่าคลื่นตกกระทบที่เกิดจากสายอากาศร่องแคบๆ ที่จุดสังเกต $P(r, \theta, \phi = 0)$

$$H_r^i(Q_{D1}) = 0 \quad (22)$$

$$H_\theta^i(Q_{D1}) = 0 \quad (23)$$

$$H_\phi^i(Q_{D1}) = \frac{-jk_1 e^{-jk_1 \left((dx_1 - \frac{d}{2}) + x_1 \sin \theta \right)}}{\eta_1 \cos(k_1 l) 2\pi (dx_1 - \frac{d}{2})} \left[\frac{k_1 \sin(k_1 l) - k_1 \sin(k_1 \frac{l}{2})}{k_1^2} \right] \quad (24)$$

จะได้ว่า

$$A(s) = \frac{\sqrt{(dx_1 - \frac{d}{2})}}{r_1}, \quad L = \left(dx_1 - \frac{d}{2} \right) \text{ และ } \beta'_0 = \frac{\pi}{2}$$

เนื่องจากมุมตกกระทบจากแหล่งกำเนิดไปยังจุดเลี้ยวเบนมีค่าเท่ากับศูนย์องศา ($\alpha'_1 = 0$) ดังนั้น

$$\alpha_1 - \alpha'_1 = \alpha_1 + \alpha'_1 = \theta + \frac{\pi}{2}$$

ในกรณีที่พิจารณาี้จะเป็นลิมที่มุมลิมเท่ากับศูนย์ นั่นคือตัวประกอบของลิมมีค่าเท่ากับ 2 $((2-n)\pi = 0; n = 2)$ ดังนั้นสัมประสิทธิ์การเลี้ยวเบนจะเป็น

$$D_{\perp}(L, \alpha_1) = \frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{2\pi k_1}} \cdot \frac{F_s[k_1 La(\alpha_1)]}{\cos\left(\frac{\alpha_1}{2}\right)} \quad (25)$$

เมื่อ $L = \left(dx_1 - \frac{d}{2}\right)$, $\alpha_1 = \theta + \frac{\pi}{2}$ และ $D_{\parallel} = 0$

ถ้าเป็นคลื่นตกกระทบเฉียง ($\alpha'_1 = 0$) สัมประสิทธิ์การเลี้ยวเบนจะถูกแบ่งเป็นสองส่วน ซึ่งเขียนได้เป็น

$$H_{Q_{D1}}^d(\theta) = H_{\phi}^i(Q_{D1}) \frac{D_{\perp}}{2} A(s) e^{-jk_1 r_1} \quad (26)$$

$$H_{Q_{D2}}^d(\theta) = H_{\phi}^i(Q_{D2}) \frac{D_{\perp}}{2} A(s) e^{-jk_1 r_2} \quad (27)$$

สนามเลี้ยวเบนด้านที่ 2

$$H_{Q_{D2}}^d(\theta) = H_{\phi}^i(Q_{D2}) \frac{D_{\perp}}{2} A(s) e^{-jk_1 r_2} \quad (28)$$

เมื่อ

$$H_r^i(Q_{D2}) = 0 \quad (28.1)$$

$$H_{\theta}^i(Q_{D2}) = 0 \quad (28.2)$$

$$H_{\phi}^i(Q_{D2}) = \frac{-jk_1 e^{-jk_1 \left((dx_2 + \frac{d}{2}) + x_1 \sin \theta\right)}}{\eta_1 \cos(k_1 l) 2\pi \left(dx_2 + \frac{d}{2}\right)} \left[\frac{k_1 \sin(k_1 l) - k_1 \sin\left(k_1 \frac{l}{2}\right)}{k_1^2} \right] \quad (28.3)$$

ที่ $D_{\perp}$ ของ Q_{D2} เขียนได้เป็น

$$D_{\perp}(L, \alpha_2 \pm \alpha'_2) = \frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{2\pi k_1}} \cdot \frac{F_s[k_1 L a(\alpha_2 \pm \alpha'_2)]}{\cos\left(\frac{\alpha_2 \pm \alpha'_2}{2}\right)} \quad (29)$$

โดยที่

$$\alpha_2 \pm \alpha'_2 = \begin{cases} \frac{\pi}{2} - \theta & , 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} \\ \frac{5\pi}{2} - \theta & , \frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \pi \end{cases}$$

$$A(s) = \frac{\sqrt{(dx_2 + \frac{d}{2})}}{r_2} \quad \text{และ} \quad L = dx_2 + \frac{d}{2}$$

เนื่องจากหาสนามระยะไกล ดังนั้น

$$\left. \begin{aligned} r_1 &\approx r - \left(dx_1 - \frac{d}{2}\right) \sin \theta \\ r_2 &\approx r + \left(dx_2 + \frac{d}{2}\right) \sin \theta \end{aligned} \right\} \quad \text{สำหรับเฟส}$$

$$r_1 \approx r_2 \approx r \quad \text{สำหรับขนาด}$$

ดังนั้นสนามรวม ณ จุดสังเกต $P(r, \theta, \phi = 0)$ จะเป็น

$$H^t(\theta) = H^i(\theta) + H_{Q_{D1}}^d(\theta) + H_{Q_{D2}}^d(\theta) \quad (30)$$

ในความเป็นจริงจะมีความไม่ต่อเนื่องเกิดขึ้นในรูปแบบการกระจายคลื่นที่ $\theta = \frac{\pi}{2}$ ซึ่งเป็นบริเวณที่อยู่ตรงรอยต่อเงาพบว่า $H_{Q_{D1}}^d$ ไม่ต่อเนื่องที่รอยต่อ เราจะแก้ไขปัญหานี้ได้โดยรวมพจน์เลี้ยวเบนกำลังสูงขึ้นไปในสนามรวมพจน์นี้จะเป็นสนามที่แพร่จาก Q_{D1} ที่เกิดจากสนามเลี้ยวเบน Q_{D2} ซึ่งแสดงได้ว่า

$$H_{Q_{D12}}^d(\theta) = H_{Q_{D2}}^d(Q_{D1}) \frac{D_{\perp}}{2} A(s) e^{-jk_1 r_1} \quad (31)$$

โดยที่

$$H_{Q_{D2}}^d(Q_{D1}) = H_{\phi}^i(Q_{D1}) \frac{1}{2} \left\{ \frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{2\pi k_1}} \cdot \frac{F_s[k_1(dx_2 + \frac{d}{2})a(\alpha_2 \pm \alpha'_2)]}{\cos\left(\frac{\alpha_2 \pm \alpha'_2}{2}\right)} \right\} \cdot \frac{\sqrt{(dx_2 + \frac{d}{2})}}{r_2} \cdot e^{-jk_1 r_2}$$

$$D_{\perp} = \frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{2\pi k_1}} \cdot \frac{F_s[k_1(dx_1 - \frac{d}{2})a(\alpha_1)]}{\cos\left(\frac{\alpha_1}{2}\right)}$$

$$A(s) = \frac{\sqrt{(dx_1 - \frac{d}{2})}}{r_1}$$

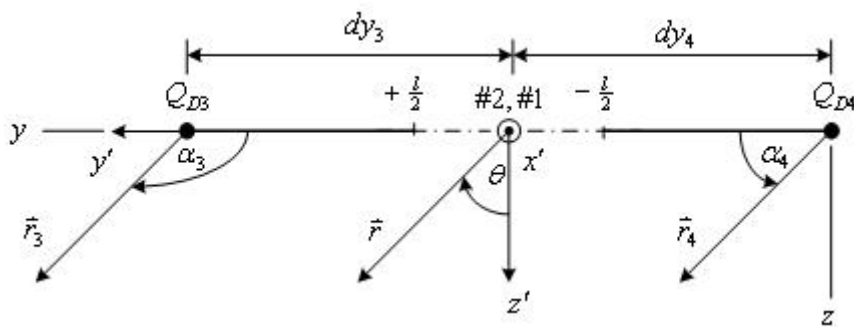
ดังนั้น

$$H_{1,2}^{td}(\theta) = \begin{cases} H_{1,2}^i(\theta) + H_{Q_{D1}}^d(\theta) + H_{Q_{D2}}^d(\theta) + H_{Q_{D12}}^d(\theta) & , 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} \\ H_{Q_{D1}}^d(\theta) + H_{Q_{D2}}^d(\theta) + H_{Q_{D12}}^d(\theta) & , \frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \pi \end{cases} \quad (32)$$

โดยที่

$$H_{1,2}^i(\theta) = H_{\phi}^i(Q_{D1}) + H_{\phi}^i(Q_{D2})$$

สำหรับระนาบ yz ที่ตำแหน่งจุดสังเกต $P(r, \theta, \phi = \frac{\pi}{2})$ ถ้าเส้นตกกระทบเป็น



ที่สนามระยะไกล

$$H_r^i(Q_{D3}) = 0 \quad (33)$$

$$H_\theta^i(Q_{D3}) = \frac{-jk_1 e^{-jk_1(dy_3 + y_1 \sin \theta)}}{\eta_1 \cos(k_1 l) 2\pi dy_3} \cos \theta \times \left[\frac{k_1 \sin(k_1 l) - k_1 \sin(k_1 \frac{l}{2}) \cos(k_1 \sin \theta \frac{l}{2}) - k_1 \sin \theta \cos(k_1 \frac{l}{2}) \sin(k_1 \sin \theta \frac{l}{2})}{k_1^2 - (k_1 \sin \theta)^2} \right] \quad (34)$$

$$H_\phi^i(Q_{D3}) = 0 \quad (35)$$

และ

$$H_r^i(Q_{D4}) = 0 \quad (36)$$

$$H_\theta^i(Q_{D4}) = \frac{-jk_1 e^{-jk_1(dy_4 + y_1 \sin \theta)}}{\eta_1 \cos(k_1 l) 2\pi dy_4} \cos \theta \times \left[\frac{k_1 \sin(k_1 l) - k_1 \sin(k_1 \frac{l}{2}) \cos(k_1 \sin \theta \frac{l}{2}) - k_1 \sin \theta \cos(k_1 \frac{l}{2}) \sin(k_1 \sin \theta \frac{l}{2})}{k_1^2 - (k_1 \sin \theta)^2} \right] \quad (37)$$

$$H_\phi^i(Q_{D4}) = 0 \quad (38)$$

ในกรณีนี้ค่าคลื่นตกกระทบมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งมีจุดเลี้ยวเบนที่ $\theta = \frac{\pi}{2}$ ดังนั้นสนามเลี้ยวเบนจะมีค่าเป็นศูนย์ ทำให้เราต้องรวมพจน์การเลี้ยวเบนเอียงที่จุดเลี้ยวเบนจากรูปในระนาบ yz จะเห็นว่าจุดเลี้ยวเบนสองจุดดังนั้นการเลี้ยวเบนเอียง (Slope diffraction) ของจุดทั้งสองนี้จะหาได้ดังนี้

สนามเลี้ยวเบนด้านที่ 3

$$H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) = \frac{1}{jk_1} \cdot \frac{\partial H_\theta^i(Q_{D3})}{\partial n} \cdot \frac{\partial D_\perp(Q_{D3})}{\partial \alpha'_3} \cdot A(s) e^{-jk_1 r_3} \quad (39)$$

การหาอนุพันธ์ $\frac{\partial H_\theta^i(Q_{D3})}{\partial n}$

$$\frac{\partial H_\theta^i}{\partial n} = -\frac{1}{s'} \frac{\partial H_\theta^i}{\partial \theta}$$

จะได้

$$\frac{\partial}{\partial n} H_{\theta}^i(Q_{D3}) = \frac{jk_1 e^{-jk_1(dy_3+y_1)}}{\eta_1 \cos(k_1 l) 2\pi(dy_3)^2} \left[\frac{k_1^2 \sin^2(k_1 \frac{l}{2}) \frac{l}{2} - k_1 \cos(k_1 \frac{l}{2}) \sin(k_1 \frac{l}{2}) - k_1^2 \cos^2(k_1 \frac{l}{2}) \frac{l}{2}}{k_1^2} \right] \quad (40)$$

และการหาอนุพันธ์

$$\frac{\partial D_{\perp}(Q_{D3})}{\partial \alpha'_3}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial D_{\perp}(Q_{D3})}{\partial \alpha'_3} = \frac{e^{-j\frac{\pi}{4}}}{4n^2 \sqrt{2\pi k_1} \sin \beta'_0} & \left\{ \left[\csc^2\left(\frac{\pi + (\alpha_3 - \alpha'_3)}{2n}\right) F_s[k_1 s'_3 a^+(\alpha_3 - \alpha'_3)] \right. \right. \\ & \left. \left. - \csc^2\left(\frac{\pi - (\alpha_3 - \alpha'_3)}{2n}\right) F_s[k_1 s'_3 a^-(\alpha_3 - \alpha'_3)] \right] \right. \\ & \left. - \left[\csc^2\left(\frac{\pi + (\alpha_3 + \alpha'_3)}{2n}\right) F_s[k_1 s'_3 a^+(\alpha_3 + \alpha'_3)] \right. \right. \\ & \left. \left. - \csc^2\left(\frac{\pi - (\alpha_3 + \alpha'_3)}{2n}\right) F_s[k_1 s'_3 a^-(\alpha_3 + \alpha'_3)] \right] \right\} \quad (41) \end{aligned}$$

โดยที่

$$L = s'_3 = dy_3$$

$$\begin{aligned} F_s[k_1 s'_3 a^{\pm}(\alpha_3 \pm \alpha'_3)] &= 2j \left| \sqrt{k_1 s'_3 a^{\pm}(\alpha_3 \pm \alpha'_3)} \right| e^{j(k_1 s'_3 a^{\pm}(\alpha_3 \pm \alpha'_3))} \int_{\left| \sqrt{k_1 s'_3 a^{\pm}(\alpha_3 \pm \alpha'_3)} \right|}^{\infty} e^{-j\tau^2} d\tau \\ &= 2j \left| \sqrt{k_1 s'_3 a^{\pm}(\alpha_3 \pm \alpha'_3)} \right| e^{j(k_1 s'_3 a^{\pm}(\alpha_3 \pm \alpha'_3))} \\ &\quad \times \left\{ \int_{\left| \sqrt{k_1 s'_3 a^{\pm}(\alpha_3 \pm \alpha'_3)} \right|}^{\infty} \cos(\tau^2) d\tau - j \int_{\left| \sqrt{k_1 s'_3 a^{\pm}(\alpha_3 \pm \alpha'_3)} \right|}^{\infty} \sin(\tau^2) d\tau \right\} \\ &= 2j \left| \sqrt{k_1 s'_3 a^{\pm}(\alpha_3 \pm \alpha'_3)} \right| e^{j(k_1 s'_3 a^{\pm}(\alpha_3 \pm \alpha'_3))} \\ &\quad \times \{C_1(k_1 s'_3 a^{\pm}(\alpha_3 \pm \alpha'_3)) - jS_1(k_1 s'_3 a^{\pm}(\alpha_3 \pm \alpha'_3))\} \end{aligned}$$

$$a^{\pm}(\alpha_3 \pm \alpha'_3) = 1 + \cos[2\pi m N^{\pm} - (\alpha_3 \pm \alpha'_3)] \text{ ซึ่ง } 2\pi m N^{\pm} - (\alpha_3 \pm \alpha'_3) = \pi$$

จะได้

$$\frac{\partial D_{\perp}(Q_{D3})}{\partial \alpha'_3} = \frac{e^{-j\frac{\pi}{4}}}{16\sqrt{2\pi k_1}} \left\{ \left[\csc^2\left(\frac{\pi + (\alpha_3 - \alpha'_3)}{4}\right) F_s[k_1 dy_3 (1 + \cos(2\pi m N^{\pm} - (\alpha_3 - \alpha'_3)))] \right] \right\}$$

$$\begin{aligned}
& -\csc^2\left(\frac{\pi-(\alpha_3-\alpha'_3)}{4}\right)F_s\left[k_1dy_3\left(1+\cos(2\pi N^\pm-(\alpha_3-\alpha'_3))\right)\right] \\
& -\left[\csc^2\left(\frac{\pi+(\alpha_3+\alpha'_3)}{4}\right)F_s\left[k_1dy_3\left(1+\cos(2\pi N^\pm-(\alpha_3+\alpha'_3))\right)\right]\right. \\
& \left.-\csc^2\left(\frac{\pi-(\alpha_3+\alpha'_3)}{4}\right)F_s\left[k_1dy_3\left(1+\cos(2\pi N^\pm-(\alpha_3+\alpha'_3))\right)\right]\right] \Bigg\}
\end{aligned} \tag{42}$$

ดังนั้น

$$H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) = \frac{1}{jk_1} \frac{\partial H_\theta^i(Q_{D3})}{\partial n} \cdot \frac{\partial D_\perp(Q_{D3})}{\partial \alpha'_3} \frac{\sqrt{dy_3}}{r_3} e^{-jk_1 r_3} \tag{43}$$

สนามเลี้ยวเบนด้านที่ 4

$$H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta) = \frac{1}{jk_1} \frac{\partial H_\theta^i(Q_{D4})}{\partial n} \cdot \frac{\partial D_\perp(Q_{D4})}{\partial \alpha'_4} A(s) e^{-jk_1 r_4} \tag{44}$$

การหาอนุพันธ์ $\frac{\partial H_\theta^i(Q_{D4})}{\partial n}$ จะได้

$$\begin{aligned}
\frac{\partial H_\theta^i(Q_{D4})}{\partial n} &= -\frac{1}{s'} \frac{\partial H_\theta^i}{\partial \theta} \\
&= \frac{jk_1 e^{-jk_1(dy_4+y_1)}}{\eta_1 \cos(k_1 l) 2\pi(dy_4)^2} \left[\frac{k_1^2 \sin^2(k_1 \frac{l}{2}) \frac{l}{2} - k_1 \cos(k_1 \frac{l}{2}) \sin(k_1 \frac{l}{2}) - k_1^2 \cos^2(k_1 \frac{l}{2}) \frac{l}{2}}{k_1^2} \right] \tag{45}
\end{aligned}$$

และการหาอนุพันธ์ $\frac{\partial D_\perp(Q_{D4})}{\partial \alpha'_4}$

$$\begin{aligned}
\frac{\partial D_\perp(Q_{D4})}{\partial \alpha'_4} &= \frac{e^{-j\frac{\pi}{4}}}{4n^2 \sqrt{2\pi k_1} \sin \beta'_0} \left\{ \left[\csc^2\left(\frac{\pi+(\alpha_4-\alpha'_4)}{2n}\right) F_s\left[k_1 s'_4 a^+(\alpha_4-\alpha'_4)\right] \right. \right. \\
& \quad \left. \left. - \csc^2\left(\frac{\pi-(\alpha_4-\alpha'_4)}{2n}\right) F_s\left[k_1 s'_4 a^-(\alpha_4-\alpha'_4)\right] \right] \right\}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& - \left[\csc^2 \left(\frac{\pi + (\alpha_4 + \alpha'_4)}{2n} \right) F_s [k_1 s'_4 a^+ (\alpha_4 + \alpha'_4)] \right. \\
& \quad \left. - \csc^2 \left(\frac{\pi - (\alpha_4 + \alpha'_4)}{2n} \right) F_s [k_1 s'_4 a^- (\alpha_4 + \alpha'_4)] \right] \Bigg\} \quad (46)
\end{aligned}$$

โดยที่

$$L = s'_4 = dy_4$$

$$\begin{aligned}
F_s [k_1 s'_4 a^\pm (\alpha_4 \pm \alpha'_4)] &= 2j \sqrt{k_1 s'_4 a^\pm (\alpha_4 \pm \alpha'_4)} e^{j(k_1 s'_4 a^\pm (\alpha_4 \pm \alpha'_4))} \int_{\sqrt{k_1 s'_4 a^\pm (\alpha_4 \pm \alpha'_4)}}^{\infty} e^{-j\tau^2} d\tau \\
&= 2j \sqrt{k_1 s'_4 a^\pm (\alpha_4 \pm \alpha'_4)} e^{j(k_1 s'_4 a^\pm (\alpha_4 \pm \alpha'_4))} \\
&\quad \times \left\{ \int_{\sqrt{k_1 s'_4 a^\pm (\alpha_4 \pm \alpha'_4)}}^{\infty} \cos(\tau^2) d\tau - j \int_{\sqrt{k_1 s'_4 a^\pm (\alpha_4 \pm \alpha'_4)}}^{\infty} \sin(\tau^2) d\tau \right\} \\
&= 2j \sqrt{k_1 s'_4 a^\pm (\alpha_4 \pm \alpha'_4)} e^{j(k_1 s'_4 a^\pm (\alpha_4 \pm \alpha'_4))} \\
&\quad \times \{C_1(k_1 s'_4 a^\pm (\alpha_4 \pm \alpha'_4)) - jS_1(k_1 s'_4 a^\pm (\alpha_4 \pm \alpha'_4))\}
\end{aligned}$$

$$a^\pm (\alpha_4 \pm \alpha'_4) = 1 + \cos[2\pi n N^\pm - (\alpha_4 \pm \alpha'_4)] \text{ ซึ่ง } 2\pi n N^\pm - (\alpha_4 \pm \alpha'_4) = \pi$$

จะได้

$$\begin{aligned}
\frac{\partial D_\perp(Q_{D4})}{\partial \alpha'_4} &= \frac{e^{-j\frac{\pi}{4}}}{16\sqrt{2\pi k_1}} \left\{ \left[\csc^2 \left(\frac{\pi + (\alpha_4 - \alpha'_4)}{4} \right) F_s [k_1 dy_4 (1 + \cos(2\pi n N^\pm - (\alpha_4 - \alpha'_4)))] \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - \csc^2 \left(\frac{\pi - (\alpha_4 - \alpha'_4)}{4} \right) F_s [k_1 dy_4 (1 + \cos(2\pi n N^\pm - (\alpha_4 - \alpha'_4)))] \right] \right. \\
&\quad \left. - \left[\csc^2 \left(\frac{\pi + (\alpha_4 + \alpha'_4)}{4} \right) F_s [k_1 dy_4 (1 + \cos(2\pi n N^\pm - (\alpha_4 + \alpha'_4)))] \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - \csc^2 \left(\frac{\pi - (\alpha_4 + \alpha'_4)}{4} \right) F_s [k_1 dy_4 (1 + \cos(2\pi n N^\pm - (\alpha_4 + \alpha'_4)))] \right] \right\} \quad (47)
\end{aligned}$$

ดังนั้น

$$H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta) = \frac{1}{jk_1} \frac{\partial H_{\theta}^i(Q_{D4})}{\partial n} \cdot \frac{\partial D_{\perp}(Q_{D4})}{\partial \alpha'_4} \frac{\sqrt{dy_4}}{r_4} e^{-jk_1 r_4} \quad (48)$$

สนามเลี้ยวเบนเอียงรวมที่จุดสังเกต $P\left(r, \theta, \phi = \frac{\pi}{2}\right)$ คือ

$$H_{3,4}^{td}(\theta) = \begin{cases} H_{3,4}^i(\theta) + H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + H_{Q_{D4}}^d(\theta) & , 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} \\ H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta) & , \frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \pi \end{cases} \quad (49)$$

โดยที่

$$H_{3,4}^i(\theta) = H_{\theta}^i(Q_{D3}) + H_{\theta}^i(Q_{D4})$$

ดังนั้น สนามแม่เหล็กกรวมบริเวณสายอากาศรองที่ 1 จะได้เป็น

$$\bar{H}_1^t = \begin{cases} \bar{H}_1 + H_{1,2}^i(\theta) + H_{Q_{D1}}^d(\theta) + H_{Q_{D2}}^d(\theta) + H_{Q_{D12}}^d(\theta) \\ + H_{3,4}^i(\theta) + H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta) & , 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} \\ \bar{H}_1 + H_{Q_{D1}}^d(\theta) + H_{Q_{D2}}^d(\theta) + H_{Q_{D12}}^d(\theta) \\ + H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta) & , \frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \pi \end{cases} \quad (50)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} \bar{H}_1 = & \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\mu_1}} \left\{ \left[j \frac{k_1 e^{-jk_1 r_{I_1}}}{2\pi r_{I_1}} E_{xi_1} (\sin^2 \theta_{i_1} \sin \phi_{i_1} \cos \phi_{i_1}) + j \frac{k_1 e^{jk_1 r_{R_1}}}{2\pi r_{R_1}} E_{xr_1} (\sin^2 \theta_{r_1} \sin \phi_{r_1} \cos \phi_{r_1}) \right] \hat{a}_x \right. \\ & + \left[j \frac{k_1 e^{-jk_1 r_{I_1}}}{2\pi r_{I_1}} E_{xi_1} (\cos^2 \theta_{i_1} - \sin^2 \theta_{i_1} \cos^2 \phi_{i_1}) - j \frac{k_1 e^{jk_1 r_{R_1}}}{2\pi r_{R_1}} E_{xr_1} (\cos^2 \theta_{r_1} \sin^2 \phi_{r_1} + \cos^2 \phi_{r_1}) \right] \hat{a}_y \\ & \left. + \left[-j \frac{k_1 e^{-jk_1 r_{I_1}}}{2\pi r_{I_1}} E_{xi_1} (\sin \theta_{i_1} \cos \theta_{i_1} \sin \phi_{i_1}) - j \frac{k_1 e^{jk_1 r_{R_1}}}{2\pi r_{R_1}} E_{xr_1} (\sin \theta_{r_1} \cos \theta_{r_1} \sin \phi_{r_1}) \right] \hat{a}_z \right\} \end{aligned}$$

$$E_{xi_1} = -\frac{1}{(\eta_1^2 - \eta_2^2) \cos(k_1 l)}$$

$$\times \left[\frac{k_1 \sin(k_1 l) - k_1 \sin(k_1 \frac{l}{2}) \cos(k_1 \sin \theta_{i_1} \sin \phi_{i_1} (\frac{l}{2})) - (k_1 \sin \theta_{i_1} \sin \phi_{i_1}) \cos(k_1 \frac{l}{2}) \sin(k_1 \sin \theta_{i_1} \sin \phi_{i_1} (\frac{l}{2}))}{k_1^2 - k_1^2 \sin^2 \theta_{i_1} \sin^2 \phi_{i_1}} \right]$$

$$r_{i_1} = \sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + z^2}$$

$$\theta_{i_1} = \cos^{-1} \left(\frac{z}{\sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + z^2}} \right)$$

$$\phi_{i_1} = \tan^{-1} \left(\frac{y - y_1}{x - x_1} \right)$$

$$E_{xr_1} = \frac{1}{(\eta_1 + \eta_2)^2 \cos(k_1 l)}$$

$$\times \left[\frac{k_1 \sin(k_1 l) - k_1 \sin(k_1 \frac{l}{2}) \cos(k_1 \sin \theta_{r_1} \sin \phi_{r_1} (\frac{l}{2})) - (k_1 \sin \theta_{r_1} \sin \phi_{r_1}) \cos(k_1 \frac{l}{2}) \sin(k_1 \sin \theta_{r_1} \sin \phi_{r_1} (\frac{l}{2}))}{k_1^2 - k_1^2 \sin^2 \theta_{r_1} \sin^2 \phi_{r_1}} \right]$$

$$r_{r_1} = \sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + (z - z_1)^2}$$

$$\theta_{r_1} = \cos^{-1} \left(\frac{(z - z_1)}{\sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + (z - z_1)^2}} \right)$$

$$\phi_{r_1} = \tan^{-1} \left(\frac{y - y_1}{x - x_1} \right)$$

ซึ่งในการหาสนามไฟฟ้ารวมที่สายอากาศช่อง 1 และสนามแม่เหล็กที่สายอากาศช่อง 2 สามารถหาได้ในทำนองเดียวกัน

สนามไฟฟ้ารวมที่สายอากาศช่อง 1 คือ

$$\vec{E}_1^t = \begin{cases} \vec{E}_1 + E_{1,2}^i(\theta) + E_{Q_{D1}}^d(\theta) + E_{Q_{D2}}^d(\theta) + E_{Q_{D12}}^d(\theta) \\ + E_{3,4}^i(\theta) + E_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + E_{Q_{D4}}^{sd}(\theta) & , 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} \\ \\ \vec{E}_1 + E_{Q_{D1}}^d(\theta) + E_{Q_{D2}}^d(\theta) + E_{Q_{D12}}^d(\theta) \\ + E_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + E_{Q_{D4}}^{sd}(\theta) & , \frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \pi \end{cases} \quad (51)$$

โดยที่

$$\begin{aligned}\bar{E}_1 = & \left\{ \left[j \frac{k_1 e^{-jk_1 r_{I_1}}}{2\pi r_{I_1}} E_{xi_1} \cos \theta_{i_1} (1 - 2 \sin^2 \theta_{i_1} \cos^2 \phi_{i_1}) - j \frac{k_1 e^{jk_1 r_{R_1}}}{2\pi r_{R_1}} E_{xr_1} (\cos \theta_{r_1}) \right] \hat{a}_x \right. \\ & + \left[-j \frac{k_1 e^{-jk_1 r_{I_1}}}{2\pi r_{I_1}} E_{xi_1} (2 \sin^2 \theta_{i_1} \cos \theta_{i_1} \cos \phi_{i_1} \sin \phi_{i_1}) \right] \hat{a}_y \\ & \left. + \left[-j \frac{k_1 e^{-jk_1 r_{I_1}}}{2\pi r_{I_1}} E_{xi_1} \sin \theta_{i_1} \cos \phi_{i_1} (1 - 2 \sin^2 \theta_{i_1}) + j \frac{k_1 e^{jk_1 r_{R_1}}}{2\pi r_{R_1}} E_{xr_1} (\sin \theta_{r_1} \cos \phi_{r_1}) \right] \hat{a}_z \right\}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}E_{xi_1} = & -\frac{1}{(\eta_1^2 - \eta_2^2) \cos(k_1 l)} \\ & \times \left[\frac{k_1 \sin(k_1 l) - k_1 \sin(k_1 \frac{l}{2}) \cos(k_1 \sin \theta_{i_1} \sin \phi_{i_1} (\frac{l}{2})) - (k_1 \sin \theta_{i_1} \sin \phi_{i_1}) \cos(k_1 \frac{l}{2}) \sin(k_1 \sin \theta_{i_1} \sin \phi_{i_1} (\frac{l}{2}))}{k_1^2 - k_1^2 \sin^2 \theta_{i_1} \sin^2 \phi_{i_1}} \right]\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}r_{I_1} &= \sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + z^2} \\ \theta_{i_1} &= \cos^{-1} \left(\frac{z}{\sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + z^2}} \right) \\ \phi_{i_1} &= \tan^{-1} \left(\frac{y - y_1}{x - x_1} \right)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}E_{xr_1} &= \frac{1}{(\eta_1 + \eta_2)^2 \cos(k_1 l)} \\ & \times \left[\frac{k_1 \sin(k_1 l) - k_1 \sin(k_1 \frac{l}{2}) \cos(k_1 \sin \theta_{r_1} \sin \phi_{r_1} (\frac{l}{2})) - (k_1 \sin \theta_{r_1} \sin \phi_{r_1}) \cos(k_1 \frac{l}{2}) \sin(k_1 \sin \theta_{r_1} \sin \phi_{r_1} (\frac{l}{2}))}{k_1^2 - k_1^2 \sin^2 \theta_{r_1} \sin^2 \phi_{r_1}} \right]\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}r_{R_1} &= \sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + (z - z_1)^2} \\ \theta_{r_1} &= \cos^{-1} \left(\frac{(z - z_1)}{\sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + (z - z_1)^2}} \right) \\ \phi_{r_1} &= \tan^{-1} \left(\frac{y - y_1}{x - x_1} \right)\end{aligned}$$

สนามแม่เหล็กรวมที่สายอากาศช่อง 2 คือ

$$\bar{H}_2^t = \begin{cases} \bar{H}_2 + H_{1,2}^i(\theta) + H_{Q_{D1}}^d(\theta) + H_{Q_{D2}}^d(\theta) + H_{Q_{D12}}^d(\theta) \\ + H_{3,4}^i(\theta) + H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta) & , 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} \\ \\ \bar{H}_2 + H_{Q_{D1}}^d(\theta) + H_{Q_{D2}}^d(\theta) + H_{Q_{D12}}^d(\theta) \\ + H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta) & , \frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \pi \end{cases} \quad (52)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} \bar{H}_2 = & \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\mu_1}} \left[\begin{aligned} & j \frac{k_1 e^{-jk_1 r_{I_2}}}{2\pi r_{I_2}} E_{xi_2} \cos \theta_{i_2} (\cos^2 \theta_{i_2} \cos^2 \phi_{i_2} - \sin^2 \theta_{i_2} \cos^2 \phi_{i_2} - \sin^2 \phi_{i_2}) \\ & - j \frac{k_1 e^{jk_1 r_{R_2}}}{2\pi r_{R_2}} E_{xr_2} \cos \theta_{r_2} \end{aligned} \right] \hat{a}_x \\ & + \left[j \frac{k_1 e^{-jk_1 r_{I_2}}}{2\pi r_{I_2}} E_{xi_2} \cos \theta_{i_2} \sin \phi_{i_2} \cos \phi_{i_2} (\cos^2 \theta_{i_2} - \sin^2 \theta_{i_2} + 1) \right] \hat{a}_y \\ & + \left[-j \frac{k_1 e^{-jk_1 r_{I_2}}}{2\pi r_{I_2}} E_{xi_2} \sin \theta_{i_2} \cos \phi_{i_2} (\cos^2 \theta_{i_2} - \sin^2 \theta_{i_2}) + j \frac{k_1 e^{jk_1 r_{R_2}}}{2\pi r_{R_2}} E_{xr_2} \cos \phi_{r_2} \sin \theta_{r_2} \right] \hat{a}_z \Big\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E_{xi_2} = & -\frac{1}{(\eta_1^2 - \eta_2^2) \cos(k_1 l)} \\ & \times \left[\frac{k_1 \sin(k_1 l) - k_1 \sin(k_1 \frac{l}{2}) \cos(k_1 \sin \theta_{i_2} \sin \phi_{i_2} (\frac{l}{2})) - (k_1 \sin \theta_{i_2} \sin \phi_{i_2}) \cos(k_1 \frac{l}{2}) \sin(k_1 \sin \theta_{i_2} \sin \phi_{i_2} (\frac{l}{2}))}{k_1^2 - k_1^2 \sin^2 \theta_{i_2} \sin^2 \phi_{i_2}} \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} r_{I_2} &= \sqrt{(x - (x_2 + x_1))^2 + (y - (y_2 + y_1))^2 + z^2} \\ \theta_{i_2} &= \cos^{-1} \left(\frac{z}{\sqrt{(x - (x_2 + x_1))^2 + (y - (y_2 + y_1))^2 + z^2}} \right) \\ \phi_{i_2} &= \tan^{-1} \left(\frac{y - (y_2 + y_1)}{x - (x_2 + x_1)} \right) \end{aligned}$$

$$E_{xr_2} = \frac{1}{(\eta_1 + \eta_2)^2 \cos(k_1 l)}$$

$$\times \left[\frac{k_1 \sin(k_1 l) - k_1 \sin(k_1 \frac{l}{2}) \cos(k_1 \sin \theta_{r_2} \sin \phi_{r_2} (\frac{l}{2})) - (k_1 \sin \theta_{r_2} \sin \phi_{r_2}) \cos(k_1 \frac{l}{2}) \sin(k_1 \sin \theta_{r_2} \sin \phi_{r_2} (\frac{l}{2}))}{k_1^2 - k_1^2 \sin^2 \theta_{r_2} \sin^2 \phi_{r_2}} \right]$$

$$r_{R_2} = \sqrt{(x - (x_2 + x_1))^2 + (y - (y_2 + y_1))^2 + (z - z_1)^2}$$

$$\theta_{r_2} = \cos^{-1} \left(\frac{(z - z_1)}{\sqrt{(x - (x_2 + x_1))^2 + (y - (y_2 + y_1))^2 + (z - z_1)^2}} \right)$$

$$\phi_{r_2} = \tan^{-1} \left(\frac{y - (y_2 + y_1)}{x - (x_2 + x_1)} \right)$$

การกำหนดให้ความกว้างของร่องแคบก็เพื่อให้่ายในการคำนวณซึ่งสามารถหาผลลัพธ์อินทิเกรตพื้นผิว โดยการอินทิเกรตตามเส้นและสามารถลดรูปแอดมิตแดนซ์ร่วมได้เป็น

$$Y_{21} = \frac{1}{V_1 V_2} \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} (\bar{E}_1^t \times \bar{H}_2^t) \cdot \hat{a}_z dy \quad (53)$$

$$\begin{aligned} Y_{21} &= \frac{1}{V_1 V_2} \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} \left(\left[\bar{E}_1 + \{E_{1,2}^i(\theta) + E_{Q_{D1}}^d(\theta) + E_{Q_{D2}}^d(\theta) + E_{Q_{D12}}^d(\theta) + E_{3,4}^i(\theta) + E_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + E_{Q_{D4}}^{sd}(\theta)\} \right] \right. \\ &\quad \left. \times [\bar{H}_2 + \{H_{1,2}^i(\theta) + H_{Q_{D1}}^d(\theta) + H_{Q_{D2}}^d(\theta) + H_{Q_{D12}}^d(\theta) + H_{3,4}^i(\theta) + H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta)\}] \right] \cdot \hat{a}_z dy \\ &= \frac{1}{V_1 V_2} \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} \left((\bar{E}_1 \times \bar{H}_2) - (\bar{E}_1 \times \{H_{1,2}^i(\theta) + H_{Q_{D1}}^d(\theta) + H_{Q_{D2}}^d(\theta) + H_{Q_{D12}}^d(\theta) + H_{3,4}^i(\theta) + H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta)\}) \right. \\ &\quad \left. - (\{E_{1,2}^i(\theta) + E_{Q_{D1}}^d(\theta) + E_{Q_{D2}}^d(\theta) + E_{Q_{D12}}^d(\theta) + E_{3,4}^i(\theta) + E_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + E_{Q_{D4}}^{sd}(\theta)\} \times \bar{H}_2) \right) dy \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{V_1 V_2} \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} \left[\sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\mu_1}} \left(\frac{k_1}{2\pi} \right)^2 \frac{e^{-jk_1(r_{I_2}+r_{I_1})}}{r_{I_2} r_{I_1}} E_{xi_2} E_{xi_1} \begin{bmatrix} -\cos^3 \theta_{i_2} \cos^2 \phi_{i_2} \cos^2 \theta_{i_1} \\ +\cos^3 \theta_{i_2} \cos^2 \phi_{i_2} \sin^2 \theta_{i_1} \cos^2 \phi_{i_1} \\ +\cos \theta_{i_2} \sin^2 \theta_{i_2} \cos^2 \phi_{i_2} \cos^2 \theta_{i_1} \\ -\cos \theta_{i_2} \sin^2 \theta_{i_2} \cos^2 \phi_{i_2} \sin^2 \theta_{i_1} \cos^2 \phi_{i_1} \\ +\cos \theta_{i_2} \sin^2 \phi_{i_2} \cos^2 \theta_{i_1} \\ -\cos \theta_{i_2} \sin^2 \phi_{i_2} \sin \theta_{i_1} \cos^2 \phi_{i_1} \\ +\cos^3 \theta_{i_2} \cos \phi_{i_2} \sin \phi_{i_2} \sin^2 \theta_{i_1} \sin \phi_{i_1} \cos \phi_{i_1} \\ -\sin^2 \theta_{i_2} \cos \theta_{i_2} \sin \phi_{i_2} \cos \phi_{i_2} \sin^2 \theta_{i_1} \sin \phi_{i_1} \cos \phi_{i_1} \\ +\cos \theta_{i_2} \sin \phi_{i_2} \cos \phi_{i_2} \sin^2 \theta_{i_1} \sin \phi_{i_1} \cos \phi_{i_1} \end{bmatrix} \right. \\
&\quad + \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\mu_1}} \left(\frac{k_1}{2\pi} \right)^2 \frac{e^{-jk_1(r_{I_2}-r_{R_1})}}{r_{I_2} r_{R_1}} E_{xi_2} E_{xr_1} \begin{bmatrix} \cos^3 \theta_{i_2} \cos^2 \phi_{i_2} \cos^2 \theta_{r_1} \sin^2 \phi_{r_1} \\ +\cos^3 \theta_{i_2} \cos^2 \phi_{i_2} \cos^2 \phi_{r_1} \\ -\cos \theta_{i_2} \sin^2 \theta_{i_2} \cos^2 \phi_{i_2} \cos^2 \theta_{r_1} \sin^2 \phi_{r_1} \\ -\cos \theta_{i_2} \sin^2 \theta_{i_2} \cos^2 \phi_{i_2} \cos^2 \phi_{r_1} \\ -\cos \theta_{i_2} \sin^2 \phi_{i_2} \cos^2 \theta_{r_1} \sin^2 \phi_{r_1} \\ -\cos \theta_{i_2} \sin^2 \phi_{i_2} \cos^2 \phi_{r_1} \\ +2 \cos^3 \theta_{i_2} \cos \phi_{i_2} \sin \phi_{i_2} \sin \phi_{r_1} \cos \phi_{r_1} \sin^2 \theta_{r_1} \end{bmatrix} \\
&\quad + \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\mu_1}} \left(\frac{k_1}{2\pi} \right)^2 \frac{e^{jk_1(r_{R_2}-r_{I_1})}}{r_{R_2} r_{I_1}} E_{xr_2} E_{xi_1} [\cos \theta_{r_2} \cos^2 \theta_{i_1} - \cos \theta_{r_2} \sin^2 \theta_{i_1} \cos^2 \phi_{i_1}] \\
&\quad \left. + \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\mu_1}} \left(\frac{k_1}{2\pi} \right)^2 \frac{e^{jk_1(r_{R_2}+r_{R_1})}}{r_{R_2} r_{R_1}} E_{xr_2} E_{xr_1} [-\cos \theta_{r_2} \cos^2 \theta_{r_1} \sin^2 \phi_{r_1} - \cos \theta_{r_2} \cos^2 \phi_{r_1}] \right] dy
\end{aligned} \tag{54}$$

หาค่าแอมมิตแดนซ์ตัวเอง (Y_{11}) ได้จาก

$$\begin{aligned}
Y_{11} &= \frac{1}{V_1 V_1} \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} (\bar{E}_1^t \times \bar{H}_1^t) \cdot \hat{a}_z dy \\
Y_{11} &= \frac{1}{V_1 V_1} \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} \left(\left[\bar{E}_1 + \{E_{1,2}^i(\theta) + E_{Q_{D1}}^d(\theta) + E_{Q_{D2}}^d(\theta) + E_{Q_{D12}}^d(\theta) + E_{3,4}^i(\theta) + E_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + E_{Q_{D4}}^{sd}(\theta)\} \right] \right. \\
&\quad \left. \times \left[\bar{H}_1 + \{H_{1,2}^i(\theta) + H_{Q_{D1}}^d(\theta) + H_{Q_{D2}}^d(\theta) + H_{Q_{D12}}^d(\theta) + H_{3,4}^i(\theta) + H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta)\} \right] \right) \cdot \hat{a}_z dy \\
&= \frac{1}{V_1 V_1} \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} \left((\bar{E}_1 \times \bar{H}_1) - (\bar{E}_1 \times \{H_{1,2}^i(\theta) + H_{Q_{D1}}^d(\theta) + H_{Q_{D2}}^d(\theta) + H_{Q_{D12}}^d(\theta) + H_{3,4}^i(\theta) + H_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + H_{Q_{D4}}^{sd}(\theta)\}) \right. \\
&\quad \left. - (\{E_{1,2}^i(\theta) + E_{Q_{D1}}^d(\theta) + E_{Q_{D2}}^d(\theta) + E_{Q_{D12}}^d(\theta) + E_{3,4}^i(\theta) + E_{Q_{D3}}^{sd}(\theta) + E_{Q_{D4}}^{sd}(\theta)\} \times \bar{H}_1) \right) dy
\end{aligned}$$

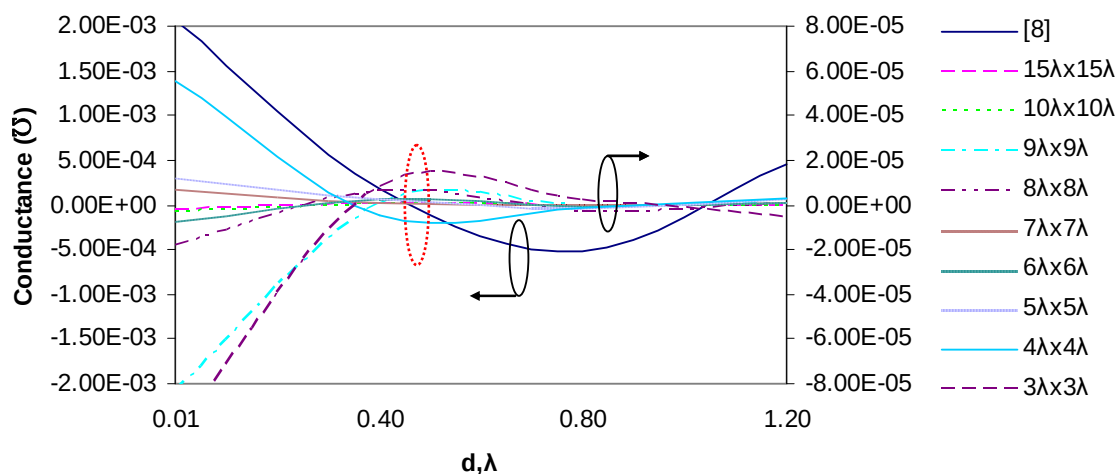
โดยที่ตัวแปรไม่ทราบค่าซึ่งเป็นองค์ประกอบของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนได้แสดงไปก่อนหน้านี้แล้ว และสนามแม่เหล็กรวมบริเวณช่องที่ 1 หาได้จากสมการที่ (50) ดังนั้นสามารถหาค่าแอดมิตแตนซ์ตัวเองได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 & \left[\sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\mu_1}} \left(\frac{k_1}{2\pi} \right)^2 \frac{e^{-jk_1 2r_{I_1}}}{r_{I_1}^2} E_{xi_1}^2 \left[\begin{aligned} & -\cos^3 \theta_{i_1} \sin^2 \phi_{i_1} - \cos^2 \phi_{i_1} \cos \theta_{i_1} + 2 \sin^2 \theta_{i_1} \cos^2 \phi_{i_1} \cos \theta_{i_1} \\ & + 2 \sin^2 \theta_{i_1} \cos^2 \phi_{i_1} \cos^3 \theta_{i_1} \sin^2 \phi_{i_1} + 2 \sin^2 \theta_{i_1} \cos^4 \phi_{i_1} \cos \theta_{i_1} \\ & - 4 \sin^4 \theta_{i_1} \cos^4 \phi_{i_1} \cos \theta_{i_1} - 2 \sin^4 \theta_{i_1} \cos \theta_{i_1} \sin^2 \phi_{i_1} \cos^2 \phi_{i_1} \end{aligned} \right] \right. \\
 & \quad \left. \left[\begin{aligned} & \cos \theta_{i_1} \cos^2 \phi_{r_1} + \cos \theta_{i_1} \cos^2 \theta_{r_1} \sin^2 \phi_{r_1} \\ & - 2 \sin^2 \theta_{i_1} \cos \theta_{i_1} \cos^2 \phi_{i_1} \cos^2 \phi_{r_1} \\ & - 2 \sin^2 \theta_{i_1} \cos \theta_{i_1} \cos^2 \phi_{i_1} \cos^2 \theta_{r_1} \sin^2 \phi_{r_1} \\ & + \cos^2 \theta_{i_1} \sin^2 \phi_{i_1} \cos \theta_{r_1} + \cos^2 \phi_{i_1} \cos \theta_{r_1} \\ & - 2 \sin^2 \theta_{i_1} \cos \theta_{r_1} \cos^2 \phi_{i_1} \\ & - 2 \sin^2 \theta_{i_1} \cos \theta_{i_1} \sin \phi_{i_1} \cos \phi_{i_1} \sin \phi_{r_1} \cos \phi_{r_1} \\ & + 2 \sin^2 \theta_{i_1} \cos \theta_{i_1} \sin \phi_{i_1} \cos \phi_{i_1} \cos^2 \theta_{r_1} \sin \phi_{r_1} \cos \phi_{r_1} \end{aligned} \right] \right] dy \\
 & + \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\mu_1}} \left(\frac{k_1}{2\pi} \right)^2 \frac{e^{jk_1 2r_{R_1}}}{r_{R_1}^2} E_{xr_1}^2 \left[-\cos \theta_{r_1} \cos^2 \phi_{r_1} - \cos^3 \theta_{r_1} \sin^2 \phi_{r_1} \right] \\
 & \left. \right] \quad (56)
 \end{aligned}$$

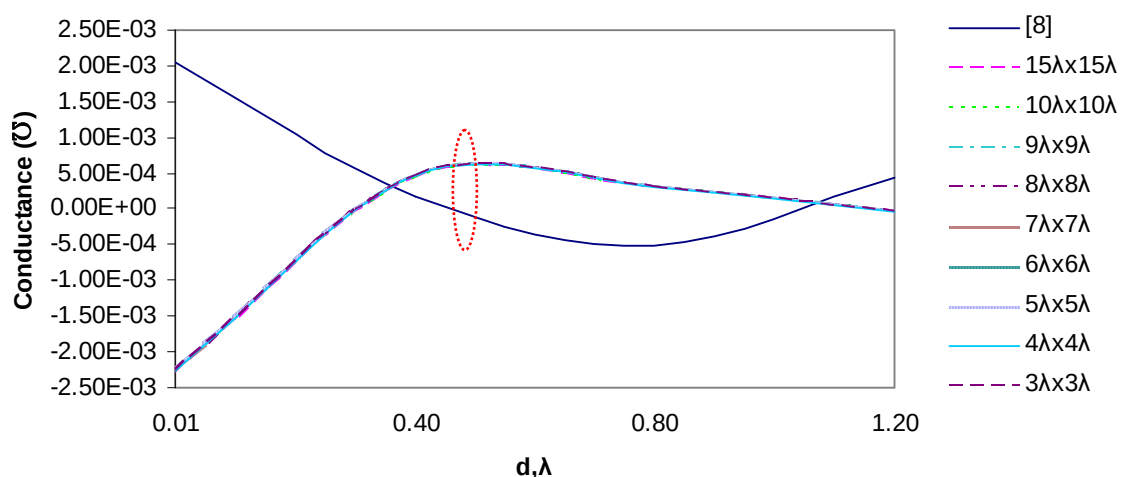
ค่าแอดมิตแตนซ์ร่วมและแอดมิตแตนซ์ตัวเองที่หาได้ก่อนหน้านี้สามารถนำไปหาค่าพารามิเตอร์การกระจายได้ [7]

4. ผลการคำนวณ

หัวข้อนี้จะแสดงบางผลการคำนวณที่แสดงประโยชน์ของวิธีการที่นำเสนอ เพื่อให้แน่ใจว่าการคำนวณถูกต้อง การเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศสองได้นำมาเทียบกับผลการคำนวณในอวกาศว่าง [8] การเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศไดโพลเปลี่ยนเป็นสายอากาศสองโดยใช้หลักการของ Babinet ซึ่งใช้เป็นข้อมูลอ้างอิง เมื่อการคำนวณของวิธีที่เสนออนุญาตนำไปใช้กับกรณีของอวกาศว่าง ที่ $z_1 \rightarrow \infty$ ผลลัพธ์ของความนำ (G) และ ชัตเซปแดนซ์ (B) จะแสดงในรูปที่ 2 และ 3



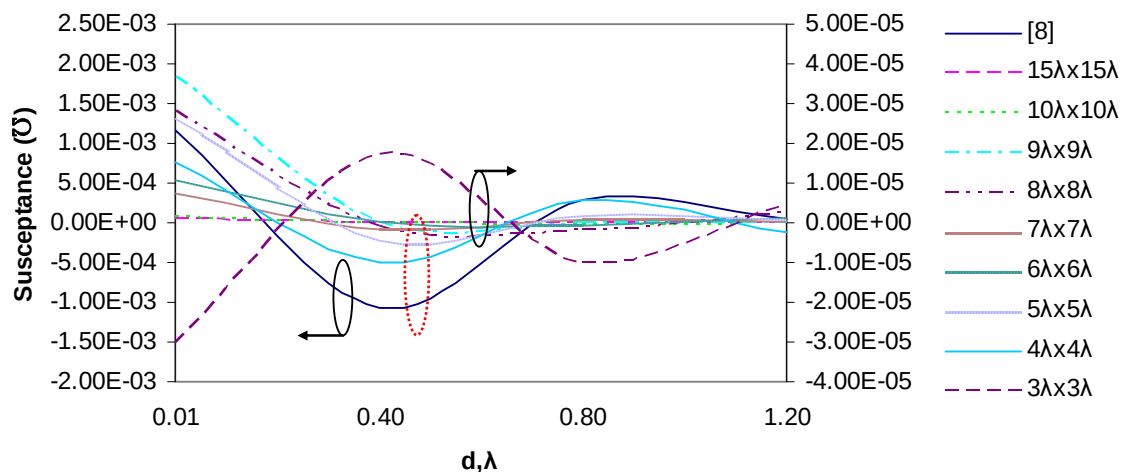
(ก) ผลการคำนวณค่าความนำเชื่อมร่วม



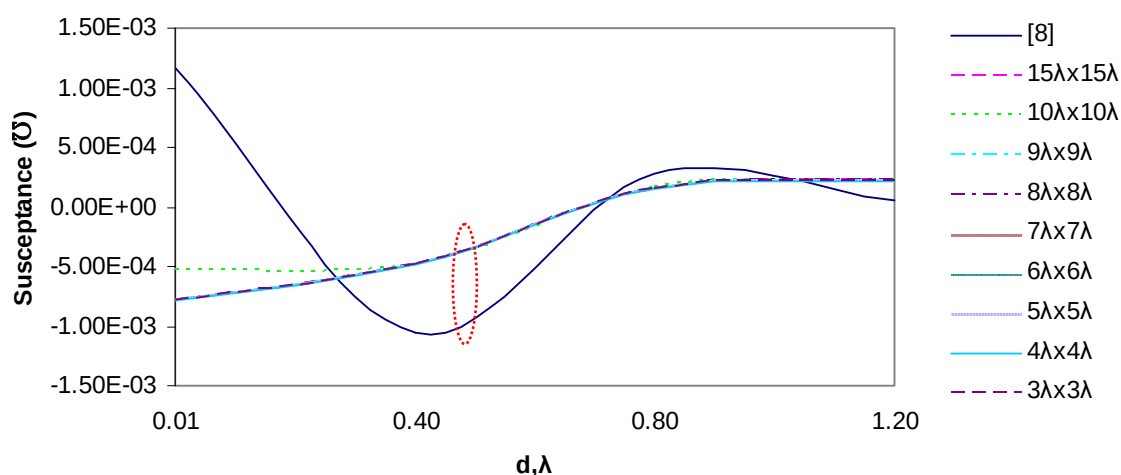
(ข) ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขค่าความนำเชื่อมร่วม

รูปที่ 2 การเปรียบเทียบค่าความนำเชื่อมร่วมระหว่างผลการคำนวณและผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลข

จากรูปที่ 2 (ก) แสดงการเปรียบเทียบสายอากาศเชื่อมร่วมขนาดระนาบกราวด์ที่ต่างๆ กับขนาดอนันต์[8] ในอวกาศว่าง จะสังเกตได้ว่าที่เมื่อระยะห่างระหว่างร่องของสายอากาศตัวส่งกับตัวรับเพิ่มมากขึ้นที่ขนาดระนาบกราวด์ $4\lambda \times 4\lambda$ มีแนวโน้มรูปแบบค่าความนำที่ใกล้เคียงกับค่าความนำที่ระนาบกราวด์ขนาดอนันต์ ซึ่งมีขนาดต่างกันประมาณ 100 เท่า ส่วนในรูปที่ 2 (ข) เป็นการเปรียบเทียบผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขที่ขนาดระนาบกราวด์ต่างๆ กับขนาดอนันต์ [8] ในอวกาศว่างเช่นเดียวกัน เมื่อขนาดของ d ใหญ่ขึ้น พบว่าแต่ละขนาดระนาบกราวด์มีค่าความนำใกล้เคียงกับค่าความนำของระนาบกราวด์ขนาดอนันต์



(ก) ผลการคำนวณค่า susceptance เชื่อมร่วม



(ข) ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขค่า susceptance เชื่อมร่วม

รูปที่ 3 การเปรียบเทียบค่า susceptance เชื่อมร่วมระหว่างผลการคำนวณและผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลข

รูปที่ 3 (ก) แสดงแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงค่า susceptance เชื่อมร่วมที่สัมพันธ์กับระยะ d ที่มากขึ้น ที่ขนาดระนาบกราวด์แต่ละขนาดเทียบกับขนาดระนาบกราวด์อื่นในอวกาศว่าง พบว่าที่ขนาดระนาบกราวด์ $4\lambda \times 4\lambda$ มีค่าการเปลี่ยนแปลงใกล้เคียงกับขนาดอื่น ซึ่งมีความต่างกันประมาณ 100 เท่า เช่นเดียวกับค่าความนำเชื่อมร่วม และรูปที่ 3 (ข) แสดงผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขเปรียบเทียบค่า susceptance เชื่อมร่วมที่สัมพันธ์กับระยะห่างระหว่างร่องสายอากาศในอวกาศว่างกับขนาดระนาบกราวด์อื่นที่เทียบกับแต่ละขนาดแผ่นระนาบกราวด์ สังเกตได้ว่าค่า susceptance เชื่อมร่วมมีค่าใกล้เคียงกันสำหรับทุกขนาดระนาบกราวด์

จากการเปรียบเทียบแอดมิตแดนซ์ร่วมระหว่างผลการคำนวณและผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขในอวกาศว่าง พบว่าขนาดระนาบกราวด์ $4\lambda \times 4\lambda$ มีลักษณะแนวโน้มเช่นเดียวกับแผ่นระนาบกราวด์ขนาด

อนันต์ และระยะ d ประมาณ 0.5λ ขึ้นไปเป็นค่าที่เหมาะสมสำหรับระยะห่างระหว่างสายอากาศตัวส่งและตัวรับ

จากการคำนวณที่ทำมาข้างต้นจะนำไปประยุกต์ใช้งานพิจารณาจากการหาค่าความสัมพันธ์ต่างๆ ของสายอากาศแบบร่องเชื่อมร่วมซึ่งสามารถพิสูจน์ให้เห็นถึงความแตกต่างของคุณสมบัติค่าคงที่ไดอิเล็กตริก เมื่อให้ไดอิเล็กตริกชั้นที่ 1 เป็นชั้นบนมีความหนา z_1 และไดอิเล็กตริกชั้นที่ 2 เป็นชั้นล่างที่ไม่รู้ค่า ซึ่งได้จากการวิเคราะห์พารามิเตอร์การกระจายที่หามาจากแอดมิตแตนซ์ร่วมและตัวเอง ดังนั้นจึงสามารถแสดงให้เห็นการเปลี่ยนแปลงของไดอิเล็กตริกชั้นล่าง

5. บทสรุป

หลักการสายอากาศเชื่อมต่อยุ่เป็นสิ่งสำคัญในการใช้วัดคุณภาพผลิตภัณฑ์ทางการเกษตร ซึ่งวิธีการวิเคราะห์หาค่าทำได้โดยใช้แบบจำลองทางแม่เหล็กไฟฟ้าก็สามารถรู้ผลได้ แต่ต้องใช้เวลาประมวลผลนานทำให้เสียเวลามาก งานนี้จึงได้นำเสนอรูปแบบสูตรสำเร็จโดยใช้ สายอากาศแบบร่องเชื่อมร่วมวางในอวกาศว่างและอยู่ใกล้ตัวกลางหลายชั้นที่มีขนาดขอบเขตของระนาบกราวด์เป็นการศึกษาให้เข้าใจถึงการเปลี่ยนแปลงของวัสดุ โดยใช้วิธีโคเมนเชิงสเปกตรัมและเงื่อนไขขอบเขตทำให้ได้ค่าแอดมิตแตนซ์เชื่อมต่อยุ่และแอดมิตแตนซ์ตัวเองของสายอากาศแบบร่อง พร้อมกันนี้ได้นำเสนอผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากสูตรสำเร็จมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน แต่ค่าแอดมิตแตนซ์ร่วมและค่าแอดมิตแตนซ์ตัวเองจากสูตรสำเร็จจะมีค่าน้อยกว่าทางวิธีเชิงตัวเลข เพราะว่าการพิจารณาค่าคงที่การแพร่กระจายคลื่นจากสูตรสำเร็จกำหนดให้มีค่ามาก ซึ่งต่อไปจะนำรูปแบบความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์การกระจายที่สายอากาศแบบร่องวางใกล้วัตถุนำไปสร้างเครื่องมือเพื่อใช้ตรวจสอบวัตถุนั้นๆ ได้

เอกสารอ้างอิง

- [1] J. Mearnchu, T. Limpiti, D. Torrungrueng, P. Akkaraekthalin, and M. Krairiksh, "A handheld moisture content sensor using coupled-dipole antennas," Latin American Applied Research, Vol. 40, No.3, pp.199-206, 2010.
- [2] T. Limpiti and M. Krairiksh, "Complex permittivity determination by measuring magnitude of mutual coupling between co and cross polarized dipoles," Proceedings of Asia Pacific Microwave Conference 2007, pp.2031-2034, December 2007.
- [3] S. Suttapa, J. Varith, M. Krairiksh, C. Noochuay, and J. Phimpimol, "Microwave sensor response in relation to durian maturity", Accepted for presentation in 2009 CIGR Section VI International Symposium on Food Processing, Monitoring Technology on Bioprocesses and Food Quality Management, Potsdam, Germany.

- [4] Y. Paiboon and M. Krairiksh, "Mutual Coupling of Coupled-Slot Antennas on A Stratified Medium," Proceedings of TJMW 2009, Bangkok, Thailand, pp. 99-102, August 2009.
- [5] Titipong Lertwiriypapra, "Analysis of Radiation and Impedance Characteristics of the Antenna Using the Slot on Rectangular Cavity", Master Thesis, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, 2000.
- [6] C.A. Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics, John Wiley and Sons, 1989.
- [7] D.M. Pozar, Microwave Engineering, John Wiley and Sons, 2005.
- [8] J.D. Kraus, Antennas for all applications, Third Edition, McGraw-Hill, New York, 2002.
- [9] C. Scott, The spectral domain method in electromagnetics, Artech House, 1989.

2.3 การสังเคราะห์สมการแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อทำนายเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางสด และการประยุกต์ใช้กับระบบวัดแบบหกพอร์ต (Synthesis Mathematical Model for Dry Rubber Content Prediction and Applications with Six-port Measurement System)

รศ.ดร.มิตรชัย จงเขียวชำนาญ นายสากล จุลรัตน์ และ ศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

1. คุณสมบัติการโพลาไรซ์ (Polarization) ของน้ำยาง

ก. ลักษณะทางกายภาพของน้ำยางและปรากฏการณ์โพลาไรซ์

น้ำยางสดเป็นคอลลอยด์ (Colloids) [1] ประกอบด้วยโมเลกุลพอลิเมอร์ (Polymer) ซึ่งแขวนลอยอยู่ในน้ำ โมเลกุลน้ำประกอบด้วยอะตอมออกซิเจนและไฮโดรเจนสองอะตอมในขณะที่โมเลกุลพอลิเมอร์เป็นสารประกอบไฮโดรคาร์บอนในกลุ่มโมเลกุลสารโพลีไอโซพรีน (Polyisopryne) [2] ทั้งสองโมเลกุลต่างเป็นกลางทางไฟฟ้า หากพักน้ำยางสดไว้ชั่วขณะ โมเลกุลพอลิเมอร์ที่มีมวลมากจะเกาะกลุ่มกันเองและตกตะกอน ทั้งนี้สามารถอธิบายปรากฏการณ์นี้ด้วยกลไกแวนเดอร์วาลส์ (Van der Waals) ซึ่งเป็นแรงที่เกิดขึ้นจากการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนวงนอกของอะตอมสองอะตอม ดังนั้นเพื่อป้องกันการจับตัวกันของโมเลกุลพอลิเมอร์ เกษตรกรจึงต้องเติมสารจำพวกเบสเพื่อลดแรงแวนเดอร์วาลส์ การเติมสารนี้จะทำให้เกิดความไม่ดุลทางไฟฟ้า เสริมแรงจากประจุไฟฟ้าสถิตย์ (Electrostatic force) ก่อให้เกิดแรงต้านกับแรงแวนเดอร์วาลส์ ยังผลให้น้ำยางคงสภาพความเป็นของเหลวได้ (บางกรณี อาจมีสารอื่นเป็นส่วนประกอบโดยเจตนาเช่น แป้ง เป็นต้น [3])

ในน้ำยาง ส่วนที่เป็นโมเลกุลน้ำซึ่งประกอบด้วยอะตอมของไฮโดรเจนสองอะตอมและออกซิเจนหนึ่งอะตอมจับตัวกันตามลักษณะพันธะโควาเลนต์ (Covalent bond) [4] ทั้งนี้ การจัดเรียงตัวของอะตอมไฮโดรเจนสองอะตอมและอะตอมออกซิเจนจะทำมุมในสภาวะปกติที่ 105 องศาทำให้เกิดสนามไฟฟ้าอ่อนๆ ขึ้นภายในแต่ละโมเลกุลน้ำโดยมีทิศชี้จากอะตอมออกซิเจนไปจรดตำแหน่งกึ่งกลางระหว่างอะตอมของไฮโดรเจนทั้งสองอะตอม ด้วยลักษณะดังกล่าวของน้ำนี้เองที่ทำให้ให้น้ำยางจับตอบนองต่อสนามไฟฟ้าภายนอกได้ในลักษณะได้แก่

- การโพลาไรเซชันระดับอิเล็กตรอน (Electronic polarization) เป็นปรากฏการณ์การตอบสนองต่อสนามไฟฟ้านี้เกิดขึ้นภายในอะตอมของทุกอะตอม ในโมเลกุลน้ำมีอะตอมของออกซิเจนและไฮโดรเจน ส่วนโพลิเมอร์มีอะตอมของไฮโดรเจนและคาร์บอนซึ่งอะตอมทุกอะตอมนั้นประกอบด้วยส่วนที่เป็นนิวเคลียสและกลุ่มเมฆอิเล็กตรอนจับตัวกันโดยตำแหน่งของทั้งนิวเคลียสและกลุ่มเมฆเหล่านั้นสามารถเปลี่ยนแปลงตามแรงจากสนามไฟฟ้าภายนอกที่มากระทำ
- การโพลาไรเซชันระดับไอออน (Ionic polarization) เป็นปรากฏการณ์โพลาไรซ์ภายในโมเลกุลเองทั้งนี้เนื่องจากการเรียงตัวของอะตอมแต่ละอะตอม มุมของอะตอมออกซิเจนและ

ไฮโดรเจนซึ่งเกิดจากพันธะโควาเลนต์แปรเปลี่ยนได้ตามขนาดและทิศของแรงเนื่องจากสนามไฟฟ้าภายนอกที่มากระทำ

- การโพลาไรซ์ระดับโมเลกุล (Molecular polarization) เป็นปรากฏการณ์โพลาไรซ์ระหว่างโมเลกุล ทั้งนี้เนื่องจากโมเลกุลของน้ำแต่ละโมเลกุลจะมีสนามไฟฟ้าภายในเองโดยทิศสนามไฟฟ้าของโมเลกุลของน้ำจะสัมพันธ์กับมุมที่เกิดจากการจัดเรียงอะตอมตามพันธะโควาเลนต์
- การโพลาไรซ์บริเวณรอยต่อ (Interfacial polarization) เป็นปรากฏการณ์โพลาไรซ์ที่เกิดขึ้นระหว่างกลุ่มโมเลกุลของสารสองชนิดสองกลุ่มที่ต่างกัน

ข. การโพลาไรซ์กับสนามไฟฟ้าภายนอก

ปรากฏการณ์โพลาไรซ์ทั้งสี่รูปแบบที่กล่าวไว้เป็นปรากฏการณ์ทางกายภาพและเป็นหลักพื้นฐานที่สำคัญอันจะนำไปพัฒนาอุปกรณ์วัดเปอร์เซ็นต์เนื้อเยื่อในน้ำยางสดได้ การโพลาไรซ์ ($\mathbf{P}$) ของสารใดๆ ที่มีคุณสมบัติเชิงเส้นจะเปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้นด้วยตามลักษณะสนามไฟฟ้าภายนอกที่มากระทำ ($\mathbf{E}$) ดังสมการ

$$\mathbf{P} = \chi_e \epsilon_0 \mathbf{E} \quad (1.1)$$

ค่า ϵ_0 คือค่าเพอร์มิติวิตีของอากาศว่างซึ่งเป็นค่าคงที่และ χ_e คือค่าซัสเซพติบิลิตี (Susceptibility) ทางไฟฟ้าของสารเชิงเส้น ปรากฏการณ์ทางกายภาพที่สามารถบ่งชี้ให้เห็นถึงการดำรงอยู่ของการโพลาไรซ์ของสารคือปรากฏการณ์การขยับตัวของประจุหรือเรียกว่าการดิสเพลซ (Displacement) ซึ่งปรากฏการณ์นี้จะอธิบายสำหรับสารทุกสารในโลกนี้โดยการขยับตัวของประจุไฟฟ้าหมายถึงการเปลี่ยนตำแหน่งของอนุภาคที่มีประจุ (เช่น อิเล็กตรอน) ซึ่งอาจเป็นกลุ่มอนุภาคอิสระหรืออนุภาคที่ยึดติดกับอะตอมในโครงสร้างโมเลกุลของสารก็ได้ ความสัมพันธ์ของการดิสเพลซนี้สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} \quad (1.2)$$

จากสมการจะเห็นสอดคล้องกับปรากฏการณ์ดิสเพลซกล่าวคือ มีทั้งองค์ประกอบของปรากฏการณ์เปลี่ยนตำแหน่งของอนุภาคอิสระ $\epsilon_0 \mathbf{E}$ และอนุภาคที่ยึดติดกับอะตอม $\mathbf{P}$ องค์ประกอบแรกที่อธิบายด้วยค่าเพอร์มิติวิตีของอากาศว่างบอกเป็นนัยถึงระดับความเป็นอิสระในการเคลื่อนตัวของอนุภาคซึ่งถือว่าอากาศว่างไม่มีแรงจากปัจจัยภายในมากระทำในขณะที่ส่วนที่สองเป็นปรากฏการณ์ของตัวกลางหรือ

อะตอมใดๆ เมื่อผนวกสมการ (1.1) และ (1.2) ด้วยกันแล้วจะสามารถนิยามความสามารถในการโพลาริซ์ของสสารได้ด้วยค่าเพอร์มิตติวิตีสัมพัทธ์ (Relative permittivity: ϵ_r) ของสสารนั้นดังนี้

$$\epsilon_r = \epsilon/\epsilon_0 = 1 + \chi_e \quad (1.3)$$

โดยที่ความสัมพันธ์ของการดิสเพลซยังมีความสัมพันธ์ในรูปเชิงเส้นกับสนามไฟฟ้าภายนอกที่มากระทำ เช่นเดิมตามคุณสมบัติของสสารที่มีความเป็นเชิงเส้น

$$\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} \quad (1.4)$$

กรณีค่า ϵ คือค่าเพอร์มิตติวิตีของสสาร (Permittivity of material) ที่กำลังพิจารณาและสามารถกล่าวได้ว่าค่า ϵ นี้บ่งชี้ถึงความสามารถในการโพลาริซ์ของสสารนั้น

หากพิจารณาสมการ (1.4) ในแง่มุมทางคณิตศาสตร์ สนามไฟฟ้าเป็นจำนวนเชิงซ้อน (Complex number) มีทั้งองค์ประกอบที่แสดงทั้งขนาดและทิศทางเช่นเดียวกับการดิสเพลซ ดังนั้นค่าเพอร์มิตติวิตีของสสารใดๆ ย่อมต้องเป็นจำนวนเชิงซ้อนซึ่งประกอบด้วยค่าจำนวนจริงและค่าจำนวนจินตภาพด้วย ในเชิงกายภาพสามารถอธิบายความหมายของค่าเพอร์มิตติวิตีได้ดังนี้ ส่วนเพอร์มิตติวิตีที่เป็นจำนวนจริงจะแสดงความสามารถในการโพลาริซ์ของสสารนั้นและเรียกส่วนนี้ว่าค่าคงที่ทางไดอิเล็กตริก (Dielectric constant) ในขณะที่ส่วนจินตภาพคือค่าความสามารถในการนำไฟฟ้าของสสาร (Conductivity) การโพลาริซ์แสดงถึงปรากฏการณ์ดิสเพลซของสสารซึ่งย่อมต้องแตกต่างอย่างสิ้นเชิงกับปรากฏการณ์การนำไฟฟ้าของสสาร เราจะเห็นว่าค่าเพอร์มิตติวิตีที่กำหนดในรูปจำนวนเชิงซ้อนนี้จึงสามารถอธิบายปรากฏการณ์โพลาริซ์ของสสารใดๆ ในโลกนี้ได้อย่างสมบูรณ์ การกำหนดให้มีจำนวนจินตภาพเป็นการทำให้ค่าเพอร์มิตติวิตีของสสารสามารถนิยามสสารในโลกนี้ได้ทุกชนิด

ก. ความสัมพันธ์ของความถี่สนามไฟฟ้ากับปรากฏการณ์โพลาริซ์ของน้ำยาง

หากประยุกต์ความสัมพันธ์ในสมการ (1.3) และ (1.4) ในน้ำยางจะพบว่าค่าเพอร์มิตติวิตีของน้ำยางย่อมบ่งชี้ถึงโครงสร้างของน้ำยางได้ทั้งนี้เนื่องจากค่านี้ระบุถึงความสามารถในการโพลาริซ์ของน้ำยางซึ่งแปรเปลี่ยนตามโครงสร้างของสสารในระดับอนุภาค ดังนั้น หากทราบค่า ϵ ของน้ำยาง(ซึ่งสามารถวัดในทางกายภาพได้โดยเชื่อมโยงกับสมการสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของแมกซ์เวลล์) ย่อมสามารถทำนายค่าเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางสดได้ อย่างไรก็ดี จากที่ได้กล่าวในหัวข้อ 1.1 ว่ารูปแบบการโพลาริซ์ในน้ำยางมีได้ถึง 4 ลักษณะตั้งแต่ระดับการโพลาริซ์ในระดับอิเล็กตรอนไปจนถึงระดับกลุ่มโมเลกุล หากไม่ควบคุมคุณลักษณะของสนามไฟฟ้าแล้ว กระบวนการเกิดโพลาริซ์ภายในน้ำยางสดอาจซับซ้อนและแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในการทำนายอาจยุ่งยาก

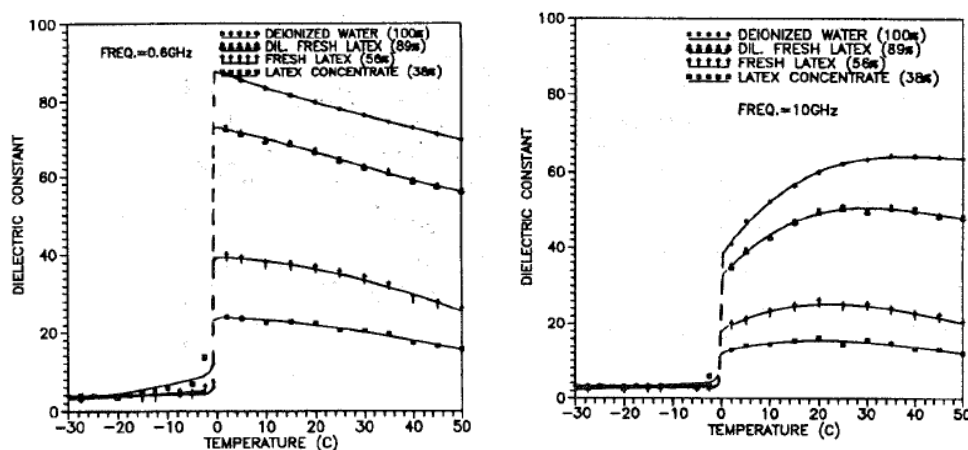
เนื่องจากสนามไฟฟ้าที่ป้อนให้กับน้ำยางเป็นสิ่งที่เราสามารถควบคุมคุณลักษณะได้ทั้งปริมาณ ขนาด ทิศทางการป้อน เฟส และ ความถี่ ดังนั้นหากควบคุมสนามไฟฟ้าภายนอกให้เกิดการโพลาริซ์ให้ เกิดในลักษณะเดียวกันย่อมส่งผลให้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของน้ำยางสามารถทำได้โดยง่าย ใน หัวข้อ 1.1 การโพลาริซ์มีตั้งแต่ระดับอิเล็กตรอนที่เล็กที่สุดไปจนถึงระดับกลุ่มโมเลกุลที่ใหญ่ที่สุดใน สารน้ำยาง โดยพื้นฐานแล้วกลไกการเกิดโพลาริซ์ทั้ง 4 แบบจะเด่นชัดสุดตามค่าความถี่ของ สนามไฟฟ้ากระตุ้นจากภายนอก หรือหากกล่าวอีกนัยหนึ่ง การโพลาริซ์ในระดับอิเล็กตรอนซึ่งมี อนุภาคขนาดเล็กที่สุดจะตอบสนองต่อสนามไฟฟ้าที่มีความยาวคลื่นทางไฟฟ้าที่เล็กที่สุด (ความถี่ทาง ไฟฟ้าของสนามภายนอกประมาณ 10^{15} เฮิรตซ์) ในขณะที่กลุ่มโมเลกุลขนาดใหญ่จะโพลาริซ์กับ สนามไฟฟ้าที่มีความยาวคลื่นยาว (ความถี่ 100 เฮิรตซ์) สำหรับความถี่ของสนามไฟฟ้าภายนอกที่ เหมาะสมสำหรับทำให้กลไกโพลาริซ์ระดับไอออนและระดับโมเลกุลคือช่วงความถี่ระหว่าง 10^{10} - 10^{13} เฮิรตซ์และน้อยกว่า 10^{10} เฮิรตซ์ตามลำดับ โดยเหตุนี้ การออกแบบควรต้องเลือกความถี่ที่เหมาะสมค่า เดียวในการทำงานเพื่อให้กลไกการเกิดโพลาริซ์มีเพียงรูปแบบเดียวที่ปรากฏชัดเจนจะยังผลให้การ สังเคราะห์แบบจำลองคณิตศาสตร์เพื่อทำนายค่าเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งทำได้ง่าย

ง. ปัจจัยภายนอกที่ส่งผลกระทบต่อการใช้โพลาริซ์ของน้ำยาง

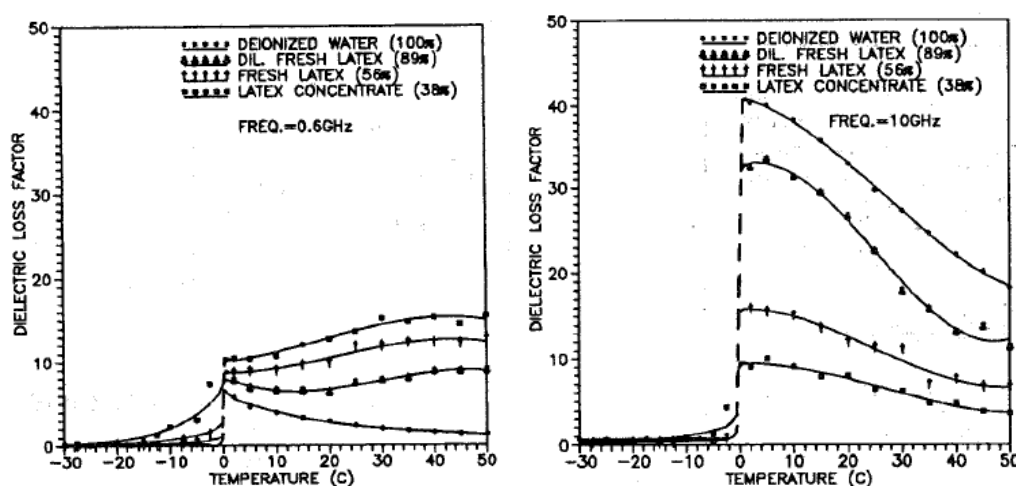
จากรูปที่ 1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าคงที่ทางไดอิเล็กตริกของน้ำยางเมื่อเทียบกับอุณหภูมิ ณ ความถี่ 0.6 และ 10 GHz ทั้งสองความถี่ กราฟที่แสดงเป็นกราฟค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของสาร 4 ชนิด ได้แก่ น้ำที่มีไอออนอิสระน้อย (De-ionized water) น้ำยางสดที่เจือจาง (Diluted fresh latex) น้ำยางสดจริง (Fresh latex) และ น้ำยางสดเข้มข้น (Concentrated latex) ความถี่ของสนามไฟฟ้าที่มากกระตุ้นในการ ทดสอบครั้งนี้มีสองความถี่คือค่าความถี่ 0.6 และ 10 กิกะเฮิรตซ์ หากพิจารณาพบว่าผู้ทดลองตั้งใจให้ ช่วงความถี่ทั้งสองความถี่ต่างกันมากเพราะต้องการนำเสนอว่าค่าปัจจัยการสูญเสียจากไดอิเล็กตริก ในช่วงความถี่ต่างๆอาจมีผลต่อการออกแบบอุปกรณ์วัดเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางดังแสดงรูปที่ 2 จากผลการทดลองทั้งสองรูป เราสามารถสรุปประเด็นสำคัญและสามารถอธิบายปรากฏการณ์เหล่านี้ได้ ดังนี้

- ณ อุณหภูมิเดียวกัน ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของน้ำยางที่สนามไฟฟ้าความถี่ต่างกันจะไม่ เท่ากัน เมื่อป้อนสนามไฟฟ้าจากภายนอกความถี่ใดๆ ขั้วของสนามไฟฟ้าจะแปรเปลี่ยน สลับไปมาด้วยจำนวนครั้งต่อวินาทีเท่ากับค่าความถี่สนามไฟฟ้าภายนอกที่กระตุ้น ยังผลให้องค์ประกอบของน้ำยางซึ่งประกอบด้วยโมเลกุลน้ำและพอลิเมอร์บิดเรียงตัวตาม ทิศของสนามไฟฟ้าที่สลับเปลี่ยนทิศอย่างรวดเร็ว แต่เนื่องจากในโมเลกุลทั้งสอง องค์ประกอบต่างมีปัจจัยที่หน่วงการเคลื่อนที่ไม่ว่าจะเป็นแรงเนื่องจากสนามไฟฟ้าภายใน แรงดึงดูดระหว่างโมเลกุลและอะตอม เป็นต้น ปัจจัยเหล่านี้เองที่ทำให้การบิดเรียงตัวไป ตามจังหวะการกลับขั้วสนามไฟฟ้าที่กระตุ้นจากภายนอกทำได้ไม่สมบูรณ์ ยิ่งความเร็วใน การสลับขั้วสนามไฟฟ้าเร็วมากขึ้นเท่าไร การบิดเรียงตัวของโมเลกุลตามจังหวะ

สนามไฟฟ้าก็ยิ่งทำได้ยากขึ้น ดังนั้น ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกที่บ่งชี้ถึงการดิสเพรสชันของประจุไฟฟ้า (ระดับการโพลาไรซ์) จะมีแนวโน้มลดลงเมื่อความถี่ของสนามไฟฟ้าภายนอกสูงขึ้น [2]



รูปที่ 1 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของสารประกอบน้ำยางธรรมชาติ [5]



รูปที่ 2 ค่าการสูญเสียเนื่องจากไดอิเล็กตริกของสารประกอบน้ำยางธรรมชาติ [5]

- ในการกระตุ้นด้วยสนามไฟฟ้าภายนอกด้วยค่าความถี่ใดใด เพอร์มิตติวิตีของน้ำยางจะเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิแวดล้อม ปรากฏการณ์นี้เนื่องจากโมเลกุลของน้ำมีสนามไฟฟ้าอ่อนๆภายใน ขณะเดียวกันการเคลื่อนที่ของโมเลกุลจะอ่อนไหวต่ออุณหภูมิภายนอกที่กระทำ ทั้งนี้การเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิภายนอกคือการเปลี่ยนแปลงระดับพลังงานกระตุ้นภายนอกต่อระบบซึ่งจะส่งผลโดยตรงต่อพลังงานของโมเลกุลน้ำและต่อปรากฏการณ์โพลาไรซ์ของน้ำ ในแง่ของการโพลาไรซ์ในระดับโมเลกุล หากระดับพลังงานเพิ่มขึ้นย่อมทำให้โมเลกุลน้ำมีพลังงานจลน์มากขึ้น ผลกระทบดังกล่าวทำให้โมเลกุลของน้ำ

เคลื่อนตัวเร็วในลักษณะกระจายมากขึ้น ทำให้เราต้องการพลังงานจากสนามไฟฟ้าภายนอกเพิ่มขึ้นเพื่อบังคับให้โมเลกุลของน้ำปรับทิศทางไปตามทิศของสนามไฟฟ้า แต่หากไม่เพิ่มปริมาณสนามไฟฟ้าภายนอกแล้ว ณ อุณหภูมิสูงขึ้น ความสามารถในการโพลาริซ์ของน้ำตามสนามไฟฟ้าภายนอกจะลดลงเนื่องเพราะระดับพลังงานจลน์ที่สูงขึ้นในโมเลกุลของน้ำ ปรากฏการณ์นี้จะเห็นได้ชัดเจนจากผลกราฟในรูปที่ 1 ณ ช่วงความถี่ต่ำซึ่งน้ำยางจะมีค่าไดอิเล็กตริกลดลงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น อย่างไรก็ตาม ปรากฏการณ์นี้ไม่สามารถอธิบายได้ในผลกราฟของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกในช่วงความถี่ 10 กิกะเฮิร์ตซ์ เพราะกลไกการโพลาริซ์ในช่วงความถี่นี้เป็นกลไกที่กำกวมระหว่างการโพลาริซ์ระดับโมเลกุลและอออน

- ในช่วงอุณหภูมิต่ำกว่า 0 องศาเซลเซียส ค่าเพอร์มิตติวิตีของสารประกอบน้ำยางจะเปลี่ยนแปลงน้อยมาก ทั้งนี้เนื่องจาก ณ อุณหภูมิดังกล่าว โมเลกุลน้ำและโมเลกุลพอลิเมอร์เปลี่ยนไปสู่สถานะความเป็นของแข็งซึ่งมีโครงสร้างโมเลกุลที่แข็งแรงไม่อ่อนไหวต่อสภาพแวดล้อมภายนอกที่มากระทบ
- เพอร์เซ็นต์น้ำในสารประกอบน้ำยางเป็นปัจจัยหลักที่กำหนดระดับการแปรผันของค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ทั้งนี้เนื่องจากองค์ประกอบโมเลกุลน้ำที่โพลาริซ์กับสนามไฟฟ้าในขณะที่โมเลกุลพอลิเมอร์แทบจะไม่โพลาริซ์กับสนามภายนอก
- น้ำเป็นปัจจัยสำคัญที่ทำให้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของสารประกอบน้ำยางเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ ทั้งนี้เนื่องจากโมเลกุลพอลิเมอร์ไม่ทำปฏิกิริยากับสนามไฟฟ้าและอุณหภูมิ

หากพิจารณาจากผลลัพธ์และประเด็นที่นำเสนอข้างต้น โดยละเอียดแล้วผนวกกับการติดตามงานของ Khalid ที่ประดิษฐ์อุปกรณ์วัดเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางสดแล้วจะพบประเด็นที่ชวนสงสัยดังนี้ งานวิจัยประดิษฐ์อุปกรณ์ของ Khalid ในระยะแรกได้เลือกความถี่ที่ใช้ในการวัดค่าไดอิเล็กตริก ณ ความถี่ 10 กิกะเฮิร์ตซ์ซึ่งทำงานร่วมกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ทำนายเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งโดยเน้นไปที่ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่านั้น อย่างไรก็ตาม ผลการทดลองของนักวิจัยคนเดียวกันได้ชี้ให้เห็นว่าค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของน้ำยาง ณ ความถี่ 0.6 กิกะเฮิร์ตซ์บ่งชี้สัดส่วนเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางได้ชัดเจนกว่าการวัด ณ ความถี่ 10 กิกะเฮิร์ตซ์ ข้ออ้างที่นักวิจัยใช้ถึงเหตุผลที่เลือกออกแบบอุปกรณ์ ณ ความถี่ 10 กิกะเฮิร์ตซ์จากการทดสอบค่าปัจจัยการสูญเสียเนื่องจากไดอิเล็กตริกดูจะไม่สมเหตุผลผลเลยนั้นเพราะนักวิจัยท่านนี้ไม่ได้นำค่าปัจจัยการสูญเสียเนื่องจากค่าไดอิเล็กตริกมาประยุกต์ในการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แม้แต่น้อย ต่อเมื่อติดตามงานวิจัยของนักวิจัยท่านนี้ในภายหลังจะพบว่าตัวนักวิจัยเองได้กลับไปเลือกออกแบบอุปกรณ์ ณ ความถี่ที่ต่ำในระดับ 3 กิกะเฮิร์ตซ์ ดังนั้น หากเป็นเช่นนั้นจริง งานวิจัยที่ผ่านมาที่ตัดสินใจการออกแบบโดยเลือกความถี่ที่ 10 กิกะเฮิร์ตซ์โดยอ้างว่าเป็นความถี่ที่เหมาะสมที่สุดจึงไม่เป็นจริงแม้แต่น้อย

จ. การเลือกความถี่เหมาะสม

คำถามที่นักวิจัยต้องตอบคำถามให้ได้คือ ควรกำหนดความถี่ของสนามไฟฟ้าที่ไปกระตุ้นอย่างไรให้เหมาะสมสำหรับการวัดเปอร์เซ็นต์เนื้อเยื่อในน้ำยางสด การจะตอบคำถามนี้ได้ครบถ้วนอาจไม่เพียงแต่เข้าใจคุณสมบัติการโพลาริซซ์ของน้ำยางสดเท่านั้น แต่ควรพินิจข้อจำกัดทางวิศวกรรม ต้นทุนและรูปแบบการใช้งาน สิ่งต่างๆเหล่านี้จะเป็นข้อกำหนดกรอบการออกแบบอุปกรณ์เพื่อวัดทดสอบเปอร์เซ็นต์เนื้อเยื่อในน้ำยางสด

ประเด็นเรื่องความถี่ที่ใช้งานซึ่งได้อภิปรายในหัวข้อที่แล้ว หากพิจารณาคุณสมบัติทางกายภาพของน้ำยางและรูปการโพลาริซซ์แล้ว เราจะย่อยช่วงความถี่ที่พิจารณาได้เป็น 4 ช่วงแต่ละช่วงความถี่ดังนี้คือ

ช่วงที่ 1 ความถี่ $< 100 \text{ Hz}$ ซึ่งเป็นปรากฏการณ์โพลาริซซ์ที่เกิดขึ้นในกลไกกับกลุ่มโมเลกุลขนาดใหญ่

ช่วงที่ 2 ความถี่ $100\text{Hz}-10 \text{ GHz}$ เป็นปรากฏการณ์โพลาริซซ์ระดับโมเลกุล

ช่วงที่ 3 ความถี่ $10\text{GHz}-1 \text{ THz}$ เป็นปรากฏการณ์โพลาริซซ์ระดับอออน

ช่วงที่ 4 ความถี่ $> 1 \text{ THz}$ เป็นปรากฏการณ์โพลาริซซ์ระดับอิเล็กตรอน

ทั้งนี้ช่วงความถี่ไมโครเวฟเป็นช่วงความถี่ในระหว่างช่วงความถี่ที่ 2 และ 3 ซึ่งการเลือกป้อนสนามไฟฟ้าภายนอกในความถี่ช่วงไมโครเวฟเท่ากับ 1 กิกะเฮิร์ตซ์สำหรับวัดน้ำยางในโครงการวิจัยนี้ เพราะต้องการวัดกลไกการโพลาริซซ์ในโมเลกุลของน้ำซึ่งอยู่ภายใต้สมมติฐานว่าโมเลกุลน้ำรายรอบโมเลกุลพอลิเมอร์ หากพิจารณาโดยสมมติว่าน้ำยางเป็นเนื้อเดียวกันหมดและไม่มีสนามไฟฟ้าภายในโมเลกุลพอลิเมอร์ การโพลาริซซ์ของโมเลกุลน้ำได้มากหรือน้อยขึ้นอยู่กับปริมาณโมเลกุลน้ำในบริเวณนั้นๆ ซึ่งหากมีการโพลาริซซ์มากย่อมหมายถึงปริมาณน้ำมากและปริมาณเนื้อเยื่อแห้งน้อย (ซึ่งจะเป็นจริงในทางกลับกัน) ทั้งนี้ ช่วงความถี่ที่เลือกเท่ากับความถี่ 1 กิกะเฮิร์ตซ์จะห่างจากค่าความถี่สูงสุดซึ่งเป็นขอบเขตระหว่างการโพลาริซซ์แบบอออนถึง 10 เท่า นอกจากนี้การเลือกออกแบบความถี่ระดับไมโครเวฟจะลดขนาดอุปกรณ์ได้เพราะขนาดของวงจรทางไมโครเวฟจะแปรผกผันตามค่าความถี่ ยิ่งออกแบบวงจรความถี่สูงมากเท่าไรยิ่งส่งผลให้อุปกรณ์มีขนาดเล็กลงตาม

2. การพัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับน้ำยางสด

หลักการในการพัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของน้ำยางอาศัยความรู้ทางกายภาพของน้ำยางตามที่ได้กล่าวข้างต้น โดยแบบจำลองที่พัฒนานี้จะอธิบายปรากฏการณ์เปลี่ยนแปลงของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกกับเปอร์เซ็นต์เนื้อเยื่อในน้ำยางสดและอุณหภูมิ ทั้งนี้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของน้ำยางในรายงานนี้จะนำเสนอวิธีการสองลักษณะได้แก่ แบบจำลองจากลักษณะทางกายภาพของน้ำยางและแบบจำลองจากการเรียนรู้จากค่าผลลัพธ์

แบบจำลองทางกายภาพของน้ำยาง

แบบจำลองที่ศึกษานี้จะใช้แบบจำลองไดอิเล็กตริกผสมโดยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สองแบบจำลองได้แก่ แบบจำลองของ Maxwell-Garnett และ Bruggerman ทั้งนี้อยู่ภายใต้สมมติฐานสำคัญดังต่อไปนี้

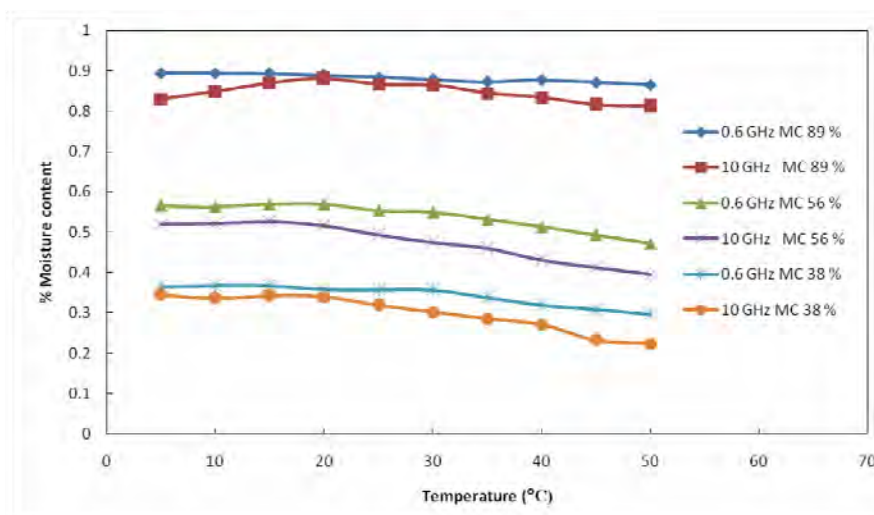
- โครงสร้างของน้ำยางประกอบด้วยโมเลกุลน้ำและโมเลกุลพอลิเมอร์และเป็นเนื้อเดียวกันทั้งหมดและเป็นสสารไดอิเล็กตริกแบบเชิงเส้น
- การโพลาไรซ์โดยสนามไฟฟ้าจากภายนอกของน้ำยางจะขึ้นอยู่กับโพลาไรซ์ของโมเลกุลน้ำเป็นหลักและระดับการโพลาไรซ์ที่มีนัยสำคัญคือการโพลาไรซ์ในระดับโมเลกุลเท่านั้น
- โมเลกุลพอลิเมอร์ไม่โพลาไรซ์กับสนามไฟฟ้าภายนอกและไม่มีการเปลี่ยนแปลงเมื่อเทียบกับอุณหภูมิ
- โมเลกุลน้ำในน้ำยางเป็นโมเลกุลอิสระทั้งหมด (Free water) มีองค์ประกอบที่เป็นโมเลกุลเกาะยึดน้อยมาก (Bound water)

ภายใต้สมมติฐานเหล่านี้เองที่นำไปสู่การพัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยแบบจำลองแบบไดอิเล็กตริกผสม ประเด็นสำคัญที่นำเสนอในการพัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของน้ำยางในงานวิจัยนี้คือ การปรับปรุงโมเดลของน้ำยางให้สามารถอธิบายปรากฏการณ์กับสภาวะอุณหภูมิใดๆได้ โดยการปรับปรุงแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของน้ำที่อธิบายด้วยค่าคงที่ไดอิเล็กตริกค่าเดียวด้วยแบบจำลองของ Debye ที่อธิบายปรากฏการณ์ของโมเลกุลน้ำอิสระ ณ อุณหภูมิต่างๆ

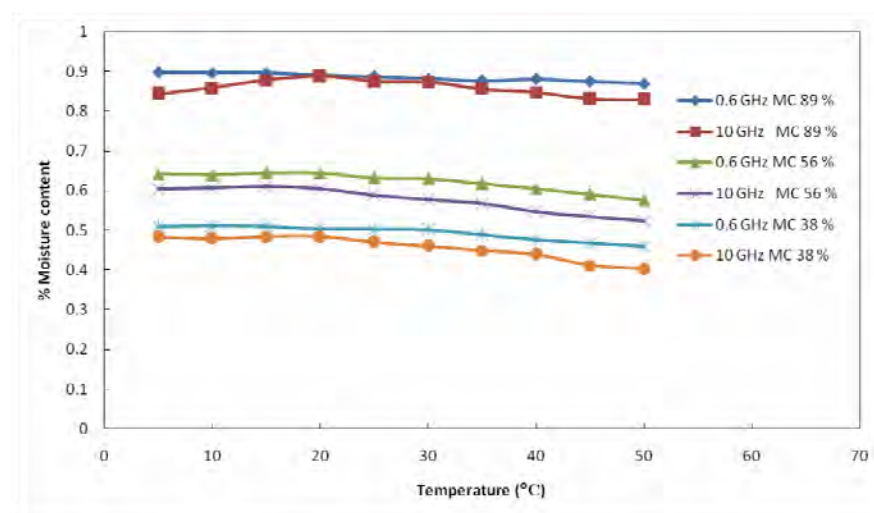
ผลทดสอบแบบจำลองที่นำเสนอสำหรับทำนายค่าเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางสด ณ อุณหภูมิต่างๆ ตั้งแต่ระดับค่า 5 จนถึง 50 องศาเซลเซียส การทดสอบในเบื้องต้นจะอ้างอิงข้อมูลทดสอบจากผลข้อมูลที่ทดลองและเผยแพร่ในบทความของนักวิจัยมาเลเซีย ณ ความถี่ไมโครเวฟ 0.6 และ 10 กิกะเฮิร์ตซ์ โดยทดสอบกับค่าความชื้นสัมพัทธ์ในน้ำยาง (Moisture Content : MC) ซึ่งแปรผกผันกับค่าเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางสดตามระดับค่าคือ 38 56 และ 89 เปอร์เซ็นต์ ผลทดสอบที่ได้เป็นดังรูปที่ 1 ซึ่งผลที่ได้ในรูป 1 ก และ ข แสดงให้เห็นว่า ณ ความถี่และ ณ อุณหภูมิหนึ่ง แบบจำลองที่ทำนายด้วย Maxwell-Garnett แม่นยำกว่า อย่างไรก็ตามทั้งสองต่างยังคงแปรผันกับความถี่และอุณหภูมิที่เปลี่ยนไป นอกจากนี้แนวโน้มความคลาดเคลื่อนจะค่อนข้างสูง ณ ความถี่ 10 กิกะเฮิร์ตซ์ทั้งนี้ผู้วิจัยคาดว่าสาเหตุหลักๆที่สำคัญได้แก่

- ความถี่ของสนามไฟฟ้าป้อนเข้าที่ 10 กิกะเฮิร์ตซ์ซึ่งนักวิจัยจากมาเลเซียใช้ทดสอบในช่วงความถี่รอยต่อที่ทำให้เกิดปรากฏการณ์โพลาไรซ์ทั้งสองรูปแบบคือปรากฏการณ์โพลาไรซ์ระดับโมเลกุลและปรากฏการณ์โพลาไรซ์ระดับอออน
- ความคลาดเคลื่อนจากการอ่านผลลัพธ์ในกราฟที่นำเสนอในบทความของนักวิจัยมาเลเซีย

อย่างไรก็ตามหากเทียบกันในภาพรวมแล้ว แบบจำลองของ Maxwell-Garnett สามารถทำนายค่าเปอร์เซ็นต์ความชื้น (ซึ่งบ่งชี้ถึงเปอร์เซ็นต์เนื้อยางแห้งในน้ำยางสด) ได้เที่ยงตรงกว่าแบบจำลองของ Bruggerman ทั้งนี้เราสามารถเห็นชัดเจนทั้งในแง่ของการเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิ ความถี่ หรือระดับค่าเปอร์เซ็นต์ของเนื้อยางแห้งในน้ำยางสด



(ก)



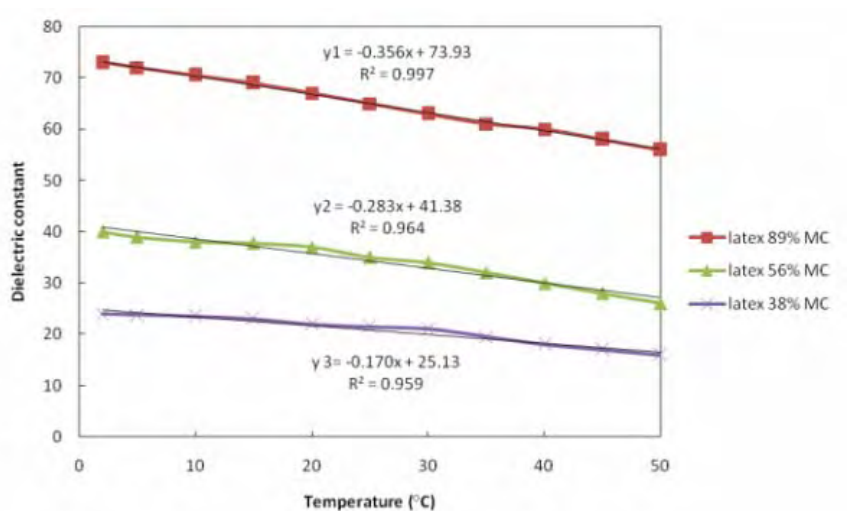
(ข)

รูปที่ 1.1 ผลทำนายเปอร์เซ็นต์ค่าความชื้นสัมพัทธ์ด้วยแบบจำลอง (a)Maxwell-Garnett (b)Bruggemann

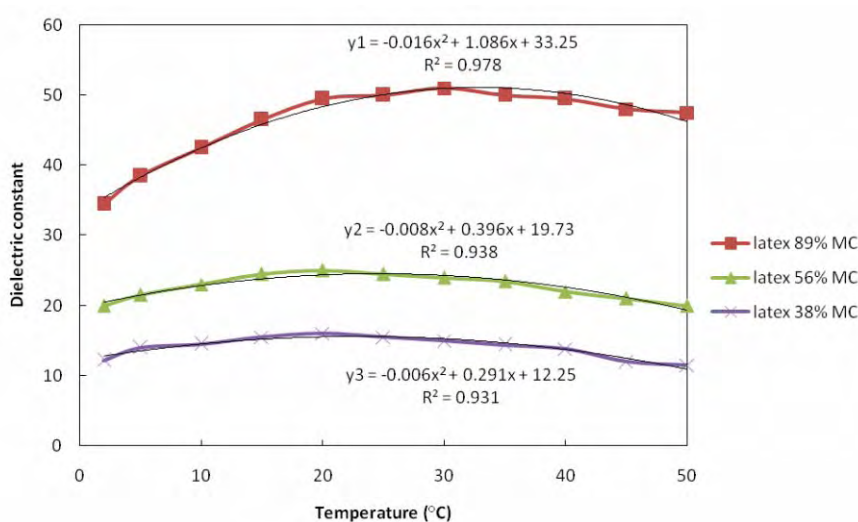
แบบจำลองจากการเรียนรู้จากค่าผลลัพธ์

ข้อดีของแบบจำลองนี้คือไม่จำเป็นต้องสนใจคุณสมบัติทางกายภาพของน้ำยาง ผลของค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองได้จากข้อมูลที่ได้จากการวัดจริงและสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ความแม่นยำของแบบจำลองนี้จะขึ้นอยู่กับปริมาณและคุณภาพของข้อมูลที่นำมาสร้างแบบจำลองทาง

คณิตศาสตร์ ข้อเสียของแบบจำลองที่ได้คือไม่เชื่อมโยงถึงคุณสมบัติทางกายภาพของน้ำยาง อย่างไรก็ตาม ดี แบบจำลองลักษณะนี้มีข้อได้เปรียบและน่าจะเหมาะสมหากนำมาประดิษฐ์เป็นเครื่องมือวัดในกรณีที่เราใช้ข้อจำกัดของระบบประมวลผล (ซึ่งมีแนวโน้มว่าจะเป็นสูงเพราะพัฒนาการของเทคโนโลยีคอมพิวเตอร์ที่ต่อเนื่องทำให้ราคาถูกลงและทำงานเร็วขึ้น) ในรายงานนี้ ใช้ข้อมูลเบื้องต้นจากการรายงานของนักวิจัยมาเลเซียและใช้วิธีการปรับเส้นโค้ง (Curve fitting) เพื่อสังเคราะห์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ทั้งสองความถี่ ผลลัพธ์ที่ได้และสมการที่ประยุกต์ใช้ในการทำนายเป็นดังรูปที่ 1.2 โดยข้อมูลจะแสดงผลจากการปรับเส้นโค้งกับค่าข้อมูลทดลองด้วยค่าสหสัมพันธ์



(ก)



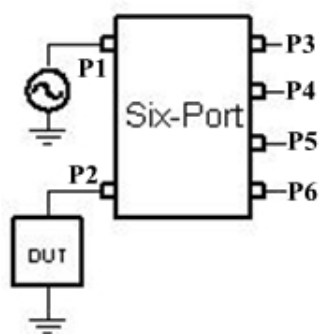
(ข)

รูปที่ 1.2 ผลการทำนายจากแบบจำลองจากวิธีปรับเส้นโค้ง ณ ความถี่ (ก) 0.6GHz และ (ข) 10GHz,

จากผลการทำนายแบบจำลองที่ได้ทั้งสองวิธีจะเห็นว่า แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้จากการเรียนรู้จากค่าผลลัพธ์จะทำนายผลลัพธ์ได้แม่นยำกว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เชื่อมโยงกับคุณสมบัติทางกายภาพของน้ำยางซึ่งพัฒนามบนพื้นฐานของการโพลาริซ์ของน้ำยาง สำหรับแบบจำลองจากการเรียนรู้ ความแม่นยำจะมากหรือน้อยนั้นขึ้นกับรูปแบบสมการคณิตศาสตร์ที่นำมาใช้ด้วย จากรูปที่ 1.2 ก และ ข สมการแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่นำมาประยุกต์ใช้ประกอบด้วยส่วนของสมการเชิงเส้นและส่วนของสมการควอดราติก (Quadratic equation) อย่างไรก็ดี ผลลัพธ์ที่ได้เป็นผลที่สังเคราะห์จากกลุ่มข้อมูลที่เผยแพร่ที่มีจำนวนจำกัด ดังนั้นระดับความแม่นยำจะได้เป็นระดับความแม่นยำที่วัดจากกลุ่มข้อมูลที่มีอยู่เท่านั้น หากจะนำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์นี้ไปประยุกต์ใช้อย่างจริงจังจะต้องสังเคราะห์จากกลุ่มข้อมูลที่มากขึ้นเพื่อให้ได้ระดับความแม่นยำที่เชื่อได้ว่าจะครอบคลุมข้อมูลทั้งหมด ดังนั้น จึงอาจยังสรุปไม่ได้ว่า แบบจำลองประเภทแรกจะไม่แม่นยำ ทั้งนี้ ต้องทดลองวัดจริงกับน้ำยางที่เตรียมจากน้ำยางข้นและน้ำยางสด

3. การพัฒนางจรหกพอร์ตสำหรับการวัดน้ำยาง

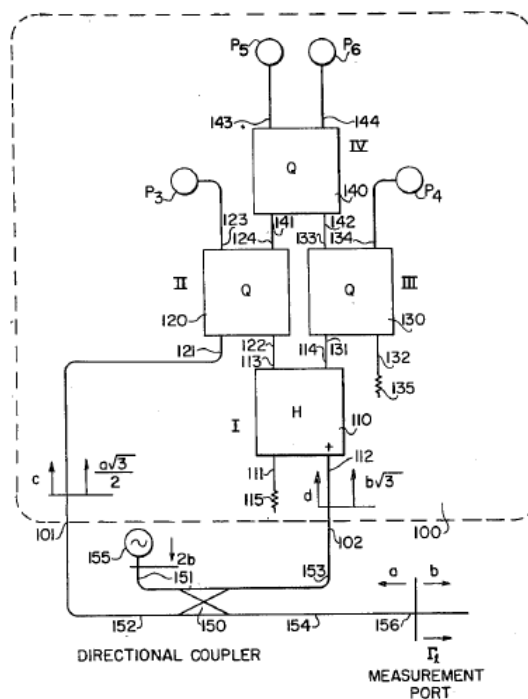
อุปกรณ์รีเฟลคโตมิเตอร์แบบหกพอร์ต (Six-port reflectometer : SPR) เป็นอุปกรณ์ตรวจวัดคุณสมบัติของวัสดุโดยอาศัยคุณสมบัติของคลื่นที่สะท้อนกลับจากโหลดทดสอบ ในรูป 2.1 แสดงวงจรหกพอร์ต (พอร์ต P1-P6) ซึ่งพอร์ต P1 เชื่อมต่อกับแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่ไมโครเวฟ พอร์ต P2 ต่อกับโหลดทดสอบ และ พอร์ต P3-P6 ต่อเชื่อมกับอุปกรณ์ตรวจจับกำลังงานความถี่อาร์เอฟ (RF power detector) ค่าพารามิเตอร์ของคลื่นสะท้อนกลับนี้จะสัมพันธ์กับคุณสมบัติทางกายภาพของโหลดทดสอบ ในกรณีของงานวิจัยนี้ โหลดทดสอบคือน้ำยางซึ่งเมื่อส่งคลื่นจากแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่ไมโครเวฟ ณ พอร์ต P1 แล้ว สัญญาณจะเดินทางผ่านวงจรหกพอร์ตไปตกกระทบกับน้ำยาง (ณ พอร์ต P2 ตามรูป 2.1) และสะท้อนกลับตามเปอร์เซ็นต์ความเข้มข้นของเนื้อยางแห้งในน้ำยาง คลื่นที่สะท้อนกลับนี้จะไปตกกระทบที่พอร์ต P3-P6 และถูกแปลงเป็นสัญญาณไฟตรงผ่านอุปกรณ์ตรวจจับกำลังงานอาร์เอฟ จากนั้นจะถูกแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลและประมวลผลโดยระบบประมวลผล



รูปที่ 2.1 อุปกรณ์รีเฟลคโตมิเตอร์แบบหกพอร์ต

วงจรหกพอร์ตเป็นโครงข่ายวงจรไมโครเวฟซึ่งส่วนใหญ่แล้วจะสังเคราะห์ด้วยทฤษฎีสายส่งทำให้สามารถสังเคราะห์ได้จริงบนเทคโนโลยีแผ่นพิมพ์ วงจรหกพอร์ตเป็นวงจรที่ถูกออกแบบด้วยเงื่อนไขเฉพาะเพื่อให้กำลังงานคลื่นที่สะท้อนกลับจากพอร์ต P2 .ที่เชื่อมต่อกับทุกสถานะโหลดทดสอบตกกระทบที่พอร์ต P3-P6 ได้มากที่สุดและโดยสมบูรณ์ในขณะที่ไม่มีปริมาณคลื่นสะท้อนกลับที่พอร์ต P1 หรือน้อยมาก

วิวัฒนาการโครงสร้างของวงจรหกพอร์ตเริ่มจากสิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาหมายเลข 4104583 ซึ่งเป็นจุดเริ่มต้นของวงจรวัดแบบหกพอร์ต ในสิทธิบัตรนี้ได้นำเสนอแนวคิดและวิธีการวัดค่าสัมประสิทธิ์คลื่นสะท้อนจากพอร์ตวัดกำลังงานคลื่นสะท้อนที่ตำแหน่งต่างกันสี่พอร์ต

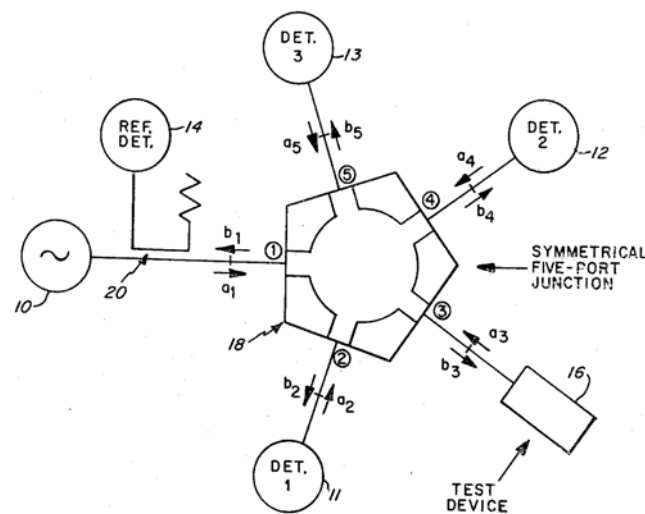


รูปที่ 2.2 วงจรหกพอร์ตในสิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาหมายเลข 4104583

จากรูปที่ 2.2 วงจรดังกล่าวประกอบด้วยแหล่งกำเนิดคลื่นเป็นพอร์ตที่หนึ่ง (155) พอร์ตวัดสัญญาณคลื่นสะท้อนซึ่งต่อกับวัดทดสอบเป็นพอร์ตที่สอง (156) และพอร์ตวัดกำลังงานคลื่นสะท้อนที่ตำแหน่งต่างกันสี่พอร์ต (123, 134, 143 และ 144) โครงสร้างภายในวงจรประกอบด้วย สายส่งคู่ควบ (Direction Couple, 150) อุปกรณ์แบบไฮบริด (Hybrid) แบบ 90 องศา (Quadrature, Q) สามตัว และแบบ 180 องศา (H) การออกแบบจัดวางอุปกรณ์แบบไฮบริดสามารถทำได้สี่แบบด้วยกันได้แก่ ตัวที่หนึ่งเป็นไฮบริด แบบ 180 องศา ส่วนตัวที่สอง ตัวที่สาม และตัวที่สี่เป็นไฮบริดแบบ 90 องศา, ตัวที่หนึ่ง ตัวที่สอง และตัวที่สาม เป็นไฮบริดแบบ 180 องศา ส่วนตัวที่สี่เป็นไฮบริดแบบ 90 องศา, ตัวที่หนึ่งเป็นไฮบริดแบบ 90 องศา ส่วนตัวที่สอง ตัวที่สาม และตัวที่สี่เป็นไฮบริดแบบ 180 องศา, ตัวที่หนึ่ง ตัวที่สอง ตัวที่สาม และตัวที่สี่เป็นไฮบริดแบบ 90 องศา

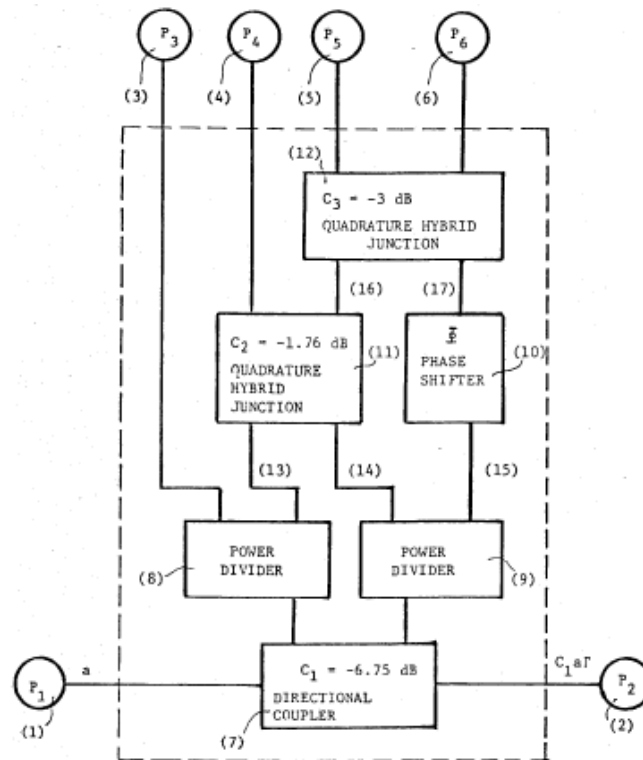
หลักการสำคัญของการออกแบบโครงสร้างของวงจรหกพอร์ตดังกล่าวคือการประยุกต์ใช้ค่าที่วัดได้จากพอร์ตวัดกำลังงานคลื่นสะท้อนที่ตำแหน่งต่างกันสี่พอร์ตในการแก้สมการเพื่อหาค่าสัมประสิทธิ์คลื่นสะท้อนของโหลด จากแนวคิดของวงจรหกพอร์ตดังกล่าวได้มีการปรับปรุงและนำเสนอโครงสร้างวงจรหกพอร์ตในรูปแบบต่างๆ ซึ่งได้แก่

- สิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาหมายเลขที่ 4427936 ในรูปที่ 2.3 ได้นำเสนอวงจรหกพอร์ตที่เล็กลงโดยโครงสร้างภายในประกอบด้วยสายส่งคู่ควบและวงจรห้าพอร์ตแบบสมมาตร (Symmetrical Five-Port Junction) ด้วยคุณสมบัติของวงจรห้าพอร์ตแบบสมมาตรสามารถที่จะช่วยลดขนาดของวงจรให้เล็กลงได้



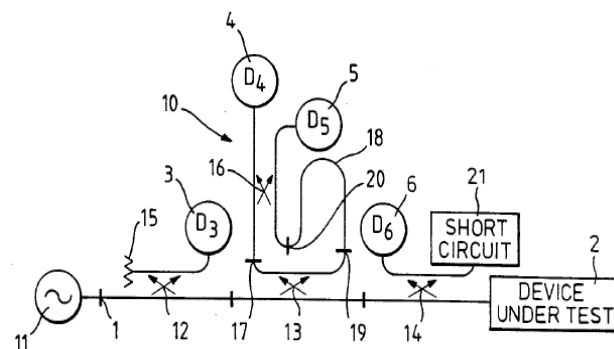
รูปที่ 2.3 โครงสร้างวงจรหกพอร์ตในสิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาหมายเลข 4427963

- สิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาหมายเลขที่ 4521728 ในรูปที่ 2.4 ได้นำเสนอวงจรหกพอร์ตที่สามารถปรับคุณลักษณะของวงจรให้สามารถทำงานในช่วงความถี่ที่กว้างขึ้น โครงสร้างภายในประกอบด้วยสายส่งคู่ควบ วงจรแบ่งกำลัง (Phase power divider) วงจรแบ่งกำลังแบบ 90 องศา และวงจรเลื่อนเฟส (Phase shifter) ที่ใช้ในการปรับคุณลักษณะของวงจรให้สามารถทำงานในช่วงความถี่ที่กว้างขึ้นได้ นอกจากนี้ในสิทธิบัตรดังกล่าวยังได้นำเสนอสถาปัตยกรรมการออกแบบระบบคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์คลื่นสะท้อนด้วยคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล



รูปที่ 2.4 วงจรหกพอร์ตในสิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาหมายเลข 4521728

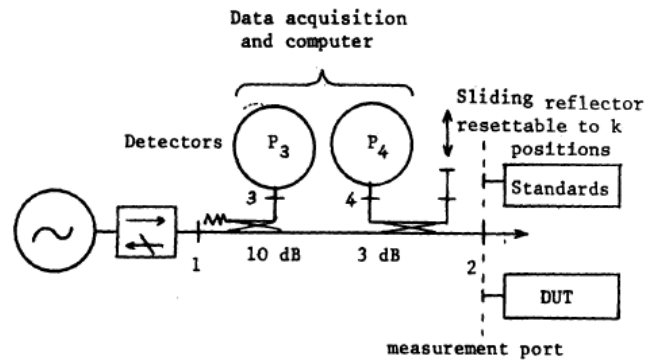
- สิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาหมายเลข 4571545 ในรูปที่ 2.5 ได้นำเสนอโครงสร้างของวงจรหกพอร์ตที่ประกอบด้วยสายส่งคู่ควบเพียงอย่างเดียวที่ใช้โครงสร้างของท่อนำคลื่น อย่างไรก็ตามโครงสร้างดังกล่าวเป็นโครงสร้างที่มีขนาดใหญ่



รูปที่ 2.5 วงจรหกพอร์ตในสิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาหมายเลข 4571545 [12]

- งานวิจัยเรื่อง A multistate reflectometer (L.C. Oldfield และคณะ-1985) ในรูปที่ 2.6 ได้นำเสนอวิธีการวัดแบบวงจรหกพอร์ตที่แตกต่างออกไปโดยใช้โครงสร้างวงจรแบบสี่พอร์ตประกอบด้วยสายส่งคู่ควบ และพอร์ตสำหรับปรับการสะท้อนของคลื่นได้ (Resettable reflector หรือ Sliding short) ในการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์คลื่นสะท้อนจะอาศัยการวัดสามครั้งหรือมากกว่าโดยการ

ปรับตำแหน่งของพอร์ตสำหรับปรับการสะท้อนของคลื่นได้เพื่อนำค่าที่ได้ไปประยุกต์ใช้ในการแก้สมการเพื่อทำนายค่าสัมประสิทธิ์ของโหลด

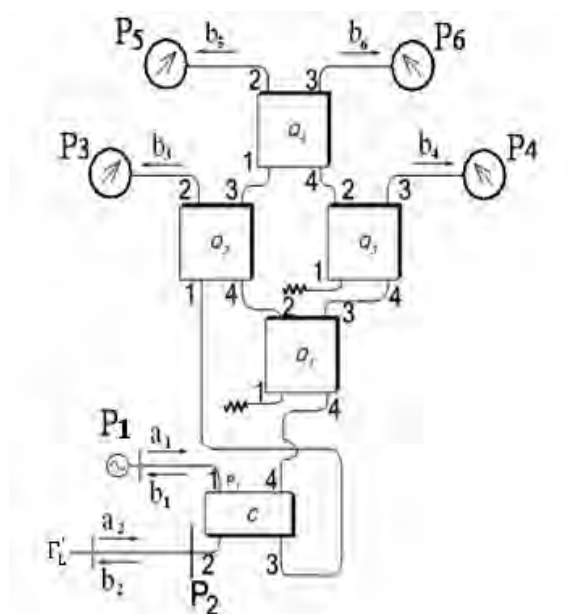


รูปที่ 2.6 วงจรหกวอร์ตในงานวิจัยเรื่อง A multistate reflectometer

จากการศึกษาพบว่าการออกแบบโดยใช้โครงสร้างที่นำเสนอในสิทธิบัตรสหรัฐอเมริกาหมายเลข 4427936 จะมีขนาดของวงจรเล็กที่สุดเมื่อเทียบกับโครงสร้างแบบอื่นๆ โดยจะทำให้วงจรมีขนาดเล็กกะทัดรัด น้ำหนักเบา เหมาะแก่การพัฒนาใช้เป็นวงจรถ่ายทอดสัญญาณสำหรับวัดสัญญาณที่สามารถพกพาได้สะดวก

ข.2 ทฤษฎีการทำงานของวงจรถ่ายทอด

รูปที่ 2.7 แสดงวงจรถ่ายทอดที่ใช้วงจรไฮบริดแบบ Q สี่ตัว ซึ่งประกอบด้วยพอร์ตอินพุต (P1) พอร์ตทดสอบคลื่นสะท้อน (P2) ที่มีโหลดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ Γ_L เชื่อมต่ออยู่ และพอร์ตสำหรับวัดทดสอบกำลังงาน (P3, P4, P5 และ P6) กำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ



รูปที่ 2.7 วงจรถ่ายทอดที่ใช้วงจรไฮบริดแบบ Q สี่ตัว

จากรูปที่ 2.7 พบว่าที่พอร์ตวัดทดสอบกำลังงาน (พอร์ต 3 4 5 และ 6) จะไม่มีคลื่นตกกระทบ ดังนั้นตัวแปรคลื่นตกกระทบที่เหลือคือ ณ พอร์ต 1 และ 2 (a_1 และ a_2) ดังนั้นเราสามารถแก้สมการโดยใช้พารามิเตอร์กระจาย (Scattering parameter) ได้ดังนี้

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.1)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.2)$$

$$b_3 = S_{31}a_1 + S_{32}a_2 \quad (2.3)$$

$$b_4 = S_{41}a_1 + S_{42}a_2 \quad (2.4)$$

$$b_5 = S_{51}a_1 + S_{52}a_2 \quad (2.5)$$

$$b_6 = S_{61}a_1 + S_{62}a_2 \quad (2.6)$$

หากกำจัด a_1 จากสมการที่ (2.2) เราจะได้

$$a_1 = \frac{b_2 - S_{22}a_2}{S_{21}} \quad (2.7)$$

นำ (2.7) แทนใน (2.6) แล้วจัดสมการในรูปของตัวแปร a_2 และ b_2 เราจะได้

$$b_3 = \left(S_{31} - \frac{S_{31}S_{22}}{S_{21}}\right)a_2 + \left(\frac{S_{31}}{S_{21}}\right)b_2 = Aa_2 + Bb_2 \quad (2.8)$$

$$b_4 = \left(S_{41} - \frac{S_{41}S_{22}}{S_{21}}\right)a_2 + \left(\frac{S_{41}}{S_{21}}\right)b_2 = Ca_2 + Db_2 \quad (2.9)$$

$$b_5 = \left(S_{51} - \frac{S_{51}S_{22}}{S_{21}}\right)a_2 + \left(\frac{S_{51}}{S_{21}}\right)b_2 = Ea_2 + Fb_2 \quad (2.10)$$

$$b_6 = \left(S_{61} - \frac{S_{61}S_{22}}{S_{21}}\right)a_2 + \left(\frac{S_{61}}{S_{21}}\right)b_2 = Ga_2 + Hb_2 \quad (2.11)$$

กำหนดให้ค่าสัมประสิทธิ์สะท้อนที่พอร์ตวัดทดสอบ Γ_L เท่ากับ $\frac{a_2}{b_2}$ ดังนั้นแทนค่า $a_2 = b_2 \Gamma_L$ ใน (2.11) จะได้ผลลัพธ์คือ

$$b_3 = (A\Gamma_L + B)b_2 \quad (2.12)$$

$$b_4 = (C\Gamma_L + D)b_2 \quad (2.13)$$

$$b_5 = (E\Gamma_L + F)b_2 \quad (2.14)$$

$$b_6 = (G\Gamma'_L + H)b_2 \quad (2.15)$$

จาก (2.12)-(2.15) เราสามารถคำนวณกำลังงานที่พอร์ต 3-6 ได้ดังสมการ

$$P_3 = |b_3|^2 = |A\Gamma'_L + B|^2 |b_2|^2 \quad (2.16)$$

$$P_4 = |b_4|^2 = |C\Gamma'_L + D|^2 |b_2|^2 \quad (2.17)$$

$$P_5 = |b_5|^2 = |E\Gamma'_L + F|^2 |b_2|^2 \quad (2.18)$$

$$P_6 = |b_6|^2 = |G\Gamma'_L + H|^2 |b_2|^2 \quad (2.19)$$

หากเราเลือกพอร์ตสี่ให้เป็นพอร์ตอ้างอิง อัตราส่วนกำลังงานระหว่างพอร์ตสามและพอร์ตสี่คือ

$$\frac{P_3}{P_4} = \frac{|A\Gamma'_L + B|^2 |b_2|^2}{|C\Gamma'_L + D|^2 |b_2|^2} \quad (2.20)$$

ในทางทฤษฎี เราสามารถออกแบบวงจรเพื่อได้ค่า C เป็นศูนย์ได้ ดังนั้น กรณีนี้ (2.20) จะเป็นดังนี้

$$\frac{P_3}{P_4} = \frac{|A|^2}{|D|^2} \left| \Gamma'_L + \frac{B}{A} \right|^2 \quad (2.21)$$

ในการทำงานเดียวกันสำหรับอัตราส่วนกำลังงานระหว่างพอร์ตสี่กับพอร์ตห้าและพอร์ตหก ดังนั้น เราสามารถสรุปสมการสำหรับอัตราส่วนกำลังงานระหว่างพอร์ตที่ i ($i=3,5$, และ 6) เทียบกับกำลังงาน ณ พอร์ตที่ 4 ได้ดังสมการ

$$\frac{P_i}{P_4} = K_i |\Gamma'_L - q_i|^2 \quad (2.22)$$

โดยที่

$$q_i = \frac{A_i}{A} \frac{B_i}{B} - \frac{C_i}{C} \frac{D_i}{D}$$

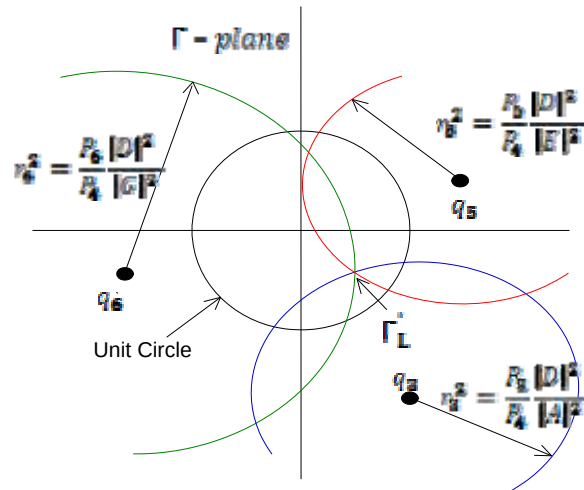
(2.23)

$$K_t = \frac{|S_{12}S_{21} - S_{11}S_{22}|^2}{|S_{44}|^2} \quad (2.24)$$

สมการ (2.22) คือสมการวงกลมบนระนาบจำนวนเชิงซ้อน Γ ทั้งนี้ในสมการนี้จะประกอบด้วยวงกลม 3 วงแต่ละวงจะมีจุดศูนย์กลางคือ q_i และมีรัศมีคือ r_i ดังรูปที่ 2.8 ทั้งนี้รัศมีวงกลม คือ

$$r_i = \sqrt{\frac{P_i}{K_t P_4}} \quad (2.25)$$

วงกลมเหล่านี้ถูกเรียกว่า q-circle โดยจุดตัดของวงกลมทั้งสามวงคือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของน้ำยาง Γ_L



รูปที่ 2.8 วงกลมสามวงจากชุดสมการ (2.22)

อย่างไรก็ดี การออกแบบเพื่อให้เงื่อนไขค่า C เป็นศูนย์อาจทำได้ยากในทางปฏิบัติจริง ดังนั้น กรณีนี้ค่าที่ C ใน (2.20) จะไม่เท่ากับศูนย์ เราจะเขียน (2.21) และ (2.22) ใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{P_2}{P_4} \frac{|C|^2}{|A|^2} |\Gamma_L - q_4|^2 = |\Gamma_L - q_3|^2 \quad (2.26)$$

กระจายสมการ (2.26) โดยใช้คุณสมบัติจำนวนเชิงซ้อนเราจะได้

$$\frac{P_2}{P_4} \frac{|C|^2}{|A|^2} (\Gamma_L^2 - \Gamma_L \bar{q}_4 - \Gamma_L q_4 + |q_4|^2) = |\Gamma_L|^2 - \Gamma_L \bar{q}_3 - \Gamma_L q_3 + |q_3|^2 \quad (2.27)$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าอัตราส่วนกำลังงานระหว่างพอร์ต 5 กับพอร์ต 4 และ พอร์ต 6 กับพอร์ต 4 จะสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\frac{P_5}{P_4} \frac{|C|^2}{|E|^2} (\Gamma_L'^2 - \Gamma_L' \overline{q_4} - \overline{\Gamma_L} q_4 + |q_4|^2) = |\Gamma_L'|^2 - \Gamma_L' \overline{q_5} - \overline{\Gamma_L} q_5 + |q_5|^2 \quad (2.28)$$

$$\frac{P_6}{P_4} \frac{|C|^2}{|F|^2} (\Gamma_L'^2 - \Gamma_L' \overline{q_4} - \overline{\Gamma_L} q_4 + |q_4|^2) = |\Gamma_L'|^2 - \Gamma_L' \overline{q_6} - \overline{\Gamma_L} q_6 + |q_6|^2 \quad (2.29)$$

จัดรูปสมการ (2.27)-(2.29) ใหม่ได้ดังนี้

$$\left(\frac{P_5}{P_4} \frac{|C|^2}{|A|^2} - 1 \right) \Gamma_L'^2 - \left(\frac{P_3}{P_4} \frac{|C|^2}{|A|^2} \overline{q_4} - \overline{q_3} \right) \Gamma_L' - \left(\frac{P_3}{P_4} \frac{|C|^2}{|A|^2} q_4 - q_3 \right) \overline{\Gamma_L'} = |q_3|^2 - \frac{P_3}{P_4} \frac{|C|^2}{|A|^2} |q_4|^2 \quad (2.30)$$

$$\left(\frac{P_5}{P_4} \frac{|C|^2}{|E|^2} - 1 \right) \Gamma_L'^2 - \left(\frac{P_5}{P_4} \frac{|C|^2}{|E|^2} \overline{q_4} - \overline{q_5} \right) \Gamma_L' - \left(\frac{P_5}{P_4} \frac{|C|^2}{|E|^2} q_4 - q_5 \right) \overline{\Gamma_L'} = |q_5|^2 - \frac{P_5}{P_4} \frac{|C|^2}{|E|^2} |q_4|^2 \quad (2.31)$$

$$\left(\frac{P_5}{P_4} \frac{|C|^2}{|E|^2} - 1 \right) \Gamma_L'^2 - \left(\frac{P_5}{P_4} \frac{|C|^2}{|E|^2} \overline{q_4} - \overline{q_5} \right) \Gamma_L' - \left(\frac{P_5}{P_4} \frac{|C|^2}{|E|^2} q_4 - q_5 \right) \overline{\Gamma_L'} = |q_5|^2 - \frac{P_5}{P_4} \frac{|C|^2}{|E|^2} |q_4|^2 \quad (2.32)$$

หากพิจารณา (2.30)-(2.32) จะพบว่าเป็นระบบสมการเชิงเส้นโดยมีตัวแปรเวกเตอร์ที่ต้องการหาค่าคำตอบคือ Γ_L' $\overline{\Gamma_L'}$ ในขณะที่ค่าที่อยู่ทางด้านขวามือของสมการคือเวกเตอร์ของค่าคงที่ ดังนั้น สามารถจัดสมการ (2.30-2.32) ให้อยู่ในรูปสมการเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} & \left[\left(\frac{P_3}{P_4} \frac{|C|^2}{|A|^2} - 1 \right) \& - \left(\frac{P_3}{P_4} \frac{|C|^2}{|A|^2} \overline{q_4} - \overline{q_3} \right) \right] \begin{bmatrix} \Gamma_L' \\ \overline{\Gamma_L'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |q_3|^2 - \frac{P_3}{P_4} \frac{|C|^2}{|A|^2} |q_4|^2 \\ |q_5|^2 - \frac{P_5}{P_4} \frac{|C|^2}{|E|^2} |q_4|^2 \end{bmatrix} \\ & = \begin{bmatrix} |q_3|^2 - \frac{P_3}{P_4} \frac{|C|^2}{|A|^2} |q_4|^2 \\ |q_5|^2 - \frac{P_5}{P_4} \frac{|C|^2}{|E|^2} |q_4|^2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.33)$$

สมการเมตริกซ์ (2.33) เป็นสมการสำคัญที่ใช้ในการแก้หาคำตอบของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของน้ำยาง เมตริกซ์ขนาด 3×3 ที่ปรากฏทางซ้ายมือของ (2.33) เป็นเมตริกซ์ของค่าจำนวนจริงที่ประกอบด้วยพารามิเตอร์ของวงจรหกวอร์ตที่ประยุกต์ใช้และค่ากำลังงานที่ปรากฏที่พอร์ต 3-6 ทั้งนี้ค่าพารามิเตอร์ของวงจรหกวอร์ตสามารถหาค่าได้จากการเปรียบเทียบก่อนการวัดจริงโดยเปรียบเทียบจากโหนดมาตรฐานที่รู้ค่า การแก้สมการ (2.33) ไม่ซับซ้อนซึ่งมีอัลกอริทึมเชิงเลขหลายอัลกอริทึมที่จะสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการคำนวณบนคอมพิวเตอร์สมองกลขนาดเล็กได้ เช่นอัลกอริทึมแบบสไจเดล (Gauss Seidel) เป็นต้น

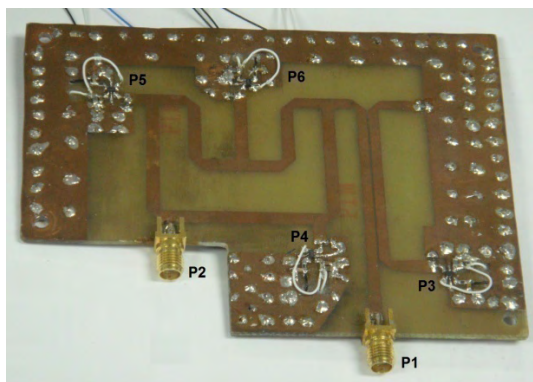
ข.3 ผลการออกแบบวงจรหกวอร์ต

ในรูป 2.9 แสดงวงจรหกวอร์ตที่ทำงานความถี่ 1 กิกะเฮิรตซ์บนแผ่นพิมพ์ที่ได้ออกแบบบนเทคโนโลยีไมโครสตริป (Microstrip) บนแผ่นพิมพ์ FR4 หนา 1.55 มิลลิเมตร แผ่นพิมพ์นี้มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก 4.55 และค่าการสูญเสียเนื่องจากแทนเจนต์ (Tangent loss) เท่ากับ 0.02 การออกแบบจะเริ่มต้นจากการใช้ทฤษฎีสายส่งแบบอุดมคติ (Ideal transmission line) และปรับเปลี่ยนเป็นเทคโนโลยีไมโครสตริปโดยใช้โปรแกรมการออกแบบ Advanced Design System (ADS2010) ของบริษัทอะจีเลนต์ เทคโนโลยี (Agilent technology) จากนั้นจะวาดลายวงจรและส่งผลของลายวงจรที่วาดได้ให้กับโปรแกรมจำลองสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic simulation) ลักษณะของการหักมุมของลายวงจรจะส่งผลต่อการทำงานของวงจรซึ่งต้องมีการปรับแต่งมิติของลายพิมพ์วงจรหกวอร์ตเพื่อให้คุณสมบัติของวงจรหกวอร์ตเหมาะสมที่สุด

จากรูป 2.9 ส่วนที่เป็นลายทองแดงคือส่วนที่เป็นสายส่ง ในแผ่นพิมพ์วงจรจะมีระนาบกราวด์ (Ground) ปรากฏทั้งส่วนบนและส่วนล่างของแผ่น ส่วนที่เป็นระนาบกราวด์ด้านบนจะเชื่อมต่อกับระนาบกราวด์ด้านล่างด้วยลวดเชื่อมต่อโดยกำหนดวางตำแหน่งลวดเชื่อมต่อหลายจุดโดยแต่ละจุดห่างกันในระยะไม่เกิน 0.5 เซนติเมตรเพื่อให้ศักย์ไฟฟ้าเป็นศูนย์ทั่วทั้งบริเวณที่เป็นกราวด์ สำหรับพอร์ต 1 และ 2 ของวงจรจะกำกับด้วยอักษร P1 และ P2 ดังรูปที่ 2.9 โดยมีคอนเนคเตอร์แบบ SMA ชนิดตัวเมีย (SMA connector-Female type) เพื่อเป็นตัวเชื่อมต่อจากสายส่งไมโครสตริปเป็นสายเคเบิลแกนร่วม (Coaxial cable) ณ ตำแหน่งที่แสดงตัวอักษร P3-P6 จะเป็นตำแหน่งของพอร์ต 3 4 5 และ 6 โดยเชื่อมต่อกับวงจรตรวจจับกำลังงานอาร์เอฟ

สำหรับอุปกรณ์ตรวจจับกำลังงานอาร์เอฟ ในโครงงานวิจัยนี้เลือกใช้ไอซีตรวจจับกำลังงานแบบแบบล็อกการิทึมมิก (Logarithmic detector integrated circuit) ตัวถังแบบเซอร์เฟซเมาท์ (Surface mount) ของบริษัทลิเนียร์เทคโนโลยีตระกูล LT5534 แทนที่จะใช้ไดโอด (Diode) จุดเด่นคือไอซีนี้มีค่าพิสัยพลวัต (Dynamic range) ถึง 80 เดซิเบล (dB) สามารถวัดระดับกำลังงานของสัญญาณได้ต่ำสุดถึง -76 เดซิเบล-มิลลิวัตต์ (dBm) ความสัมพันธ์ระหว่างค่าโวลเตจเอาต์พุตและกำลังงานอาร์เอฟที่ตรวจจับได้ในหน่วย dBm เป็นแบบเชิงเส้นและมีราคาถูก ในรูป 2.9 จะเห็นเอาต์พุตของวงจร LT5534 ทั้งสี่วงจรจะเชื่อมติดกับสายไฟอ่อนดังปรากฏในรูปเพื่อนำสัญญาณกระแสไฟตรงที่ได้ไปแปลงเป็น

สัญญาณดิจิทัลและประมวลในระบบประมวลผล วงจรหกพอร์ตที่ออกแบบได้มีขนาด 8x8 ตารางเซนติเมตร



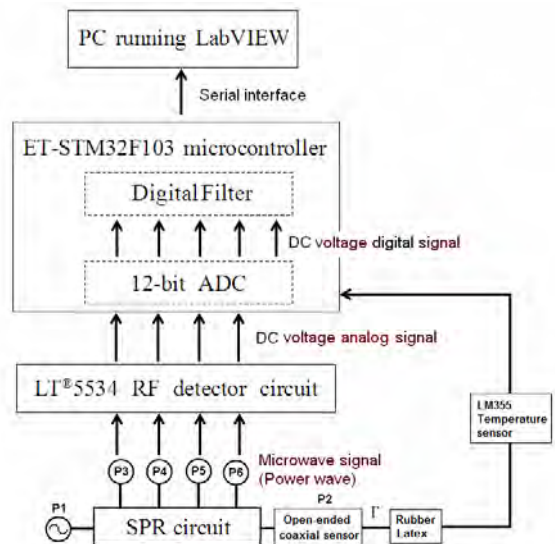
รูปที่ 2.9 วงจรหกพอร์ตที่เชื่อมต่อกับอุปกรณ์ตรวจจับกำลังงานอาร์เอฟแล้ว

ก. พัฒนาระบบวัดและคอมพิวเตอร์สมองกลฝังตัวเชื่อมต่อกับวงจรหกพอร์ตสำหรับวัดน้ำยาง

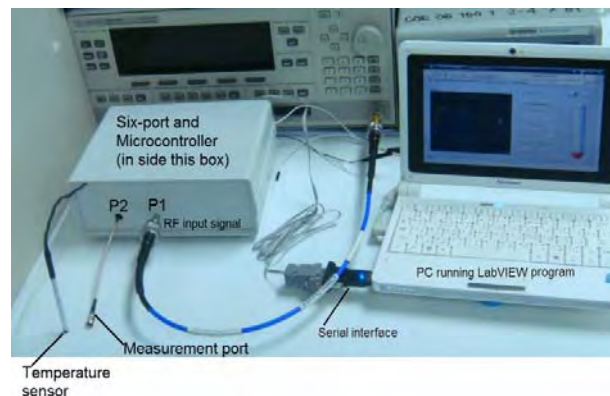
ก.1 ระบบวัดแบบหกพอร์ตที่พัฒนา

วงจรหกพอร์ตที่ออกแบบได้จะนำไปบูรณาการกับอุปกรณ์ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) ซึ่งมีโปรแกรมสำคัญที่ส่วนได้แก่ ส่วนรับข้อมูลและประมวลสัญญาณ ส่วนทำหน้าที่ประมวลผลเพื่อทำนายค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของโหลด ส่วนการปรับเทียบโหลดแบบอัตโนมัติ และส่วนสื่อสารผ่านพอร์ตอนุกรมเพื่อส่งข้อมูลที่คำนวณได้ให้กับโปรแกรม LabVIEW สำหรับแสดงผล ในโครงการวิจัยนี้เลือกใช้คอมพิวเตอร์สมองกลฝังตัวซึ่งเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล ARM -32 บิตโดยใช้บอร์ดของบริษัท ETT เบอร์ ET-STM32F103 :ซึ่งบอร์ดนี้มีวงจรแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัลแบบ 12 บิต สัญญาณโวลเตจซึ่งเป็นเอาต์พุตจากวงจร LT553 จะถูกแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัล 12 บิต โปรแกรมส่วนแรกของไมโครคอนโทรลเลอร์ จะรับสัญญาณดิจิทัลจากแต่ละช่องสัญญาณ จากนั้นจะจัดสัญญาณรบกวนโดยวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR (Finite Impulse response) ที่มีผลตอบสนองเชิงขนาดแบบต่ำผ่าน (Low pass) และมีผลตอบสนองเฟสแบบเชิงเส้น (Linear phase) ผลลัพธ์ที่ได้จะนำเข้าสู่โปรแกรมประมวลผล และผลลัพธ์ของการประมวลจะส่งผ่านพอร์ตอนุกรมของบอร์ด ET-STM32F103 ไปช่องทางการสื่อสารแบบอนุกรมของคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลและแสดงผลโดยโปรแกรม LabVIEW

ระบบทั้งหมด (ยังไม่รวมส่วนเซ็นเซอร์อุณหภูมิ และน้ำยาง เนื่องจากยังไม่ถึงกำหนดเวลาของกิจกรรมที่ต้องพัฒนาส่วนนี้) จะเป็นดังรูปที่ 3.2 ซึ่งทั้งวงจรหกพอร์ตและบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ได้บรรจุในกล่องอุปกรณ์สำเร็จแล้วโดยมีส่วนแหล่งจ่ายกระแสไฟตรงอยู่ภายใน สำหรับส่วนที่เป็นพอร์ต 1 จะเชื่อมต่อกับเครื่องส่งเคราะห์สัญญาณความถี่สูงของบริษัทฮิวเลตต์แพคการ์ด (Hewlett-Packard) ในขณะที่พอร์ต 2 ในรูปจะแสดงการเชื่อมต่อกับโหลดที่สร้างขึ้นสำหรับการทดสอบ



รูปที่ 3.1 ภาพแสดงระบบวัดและคอมพิวเตอร์สมองกลฝังตัวเชื่อมต่อกับวงจรหกพอร์ต



รูปที่ 3.2 ภาพถ่ายระบบวัดและคอมพิวเตอร์สมองกลฝังตัวเชื่อมต่อกับวงจรหกพอร์ต

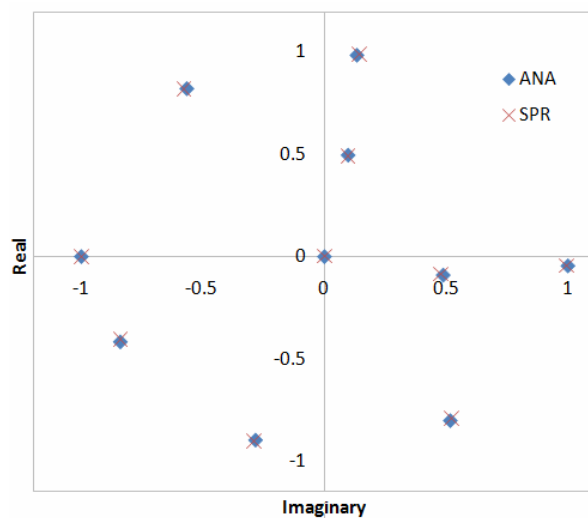
ก.2 ผลการทดสอบ

ก่อนการใช้งานทุกครั้ง ระบบวัดหกพอร์ต (SPR) ควรต้องได้รับการปรับเทียบ (Calibrate) กับ โหลดมาตรฐาน (Standard load) ที่รู้ค่าแล้วทั้งนี้เพื่อให้ระบบมีความน่าเชื่อถือมากที่สุดและระดับความแม่นยำสามารถอ้างอิงได้ สมการที่ใช้ในการปรับเทียบเป็นสมการเชิงเส้นดังนี้

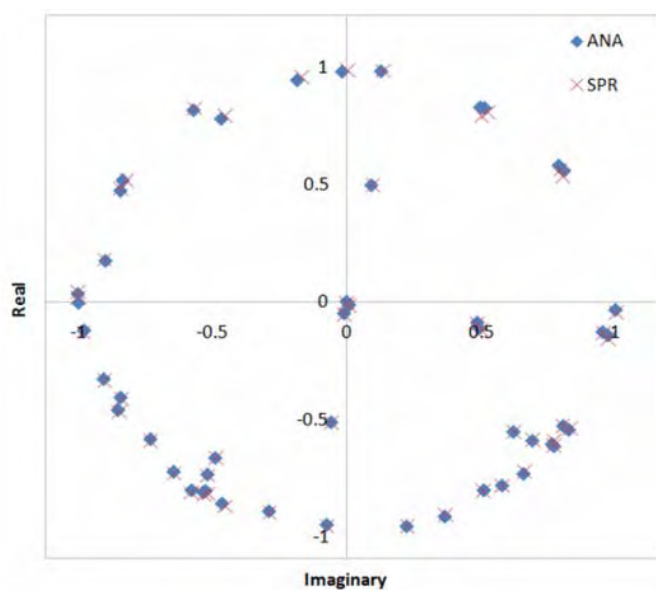
$$\Gamma = \frac{\sum_{i=1}^N (F_i + jG_i) P_i}{\sum_{i=1}^N (H_i) P_i} \quad (3.1)$$

ผลลัพธ์ของการทำนายค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของระบบหกพอร์ตที่พัฒนาโดยแสดงในระนาบ จำนวนเชิงซ้อนเมื่อปรับเทียบแล้วโดยวัดกับกลุ่มโหลดที่ใช้ปรับเทียบเทียบกับค่าโหลดที่วัดจาก เครื่องมือมาตรฐาน (Automatic Network Analyzer:ANA) เป็นดังรูปที่ 3.3 และเมื่อวัดกับค่าโหลด

ทดสอบค่าอื่นๆเป็นดังรูปที่ 3.4 จากผลทดสอบที่ได้จะเห็นว่าระบบหกออร์ตที่พัฒนามีระดับความแม่นยำมากและสามารถนำมาใช้งานได้จริง



รูปที่ 3.3 ผลการวัดค่าโหนดที่ใช้เปรียบเทียบเปรียบเทียบกับค่าที่วัดได้จากเครื่องมือมาตรฐาน



รูปที่ 3.4 ผลการวัดค่าโหนดที่ใช้เปรียบเทียบเปรียบเทียบกับค่าที่วัดได้จากเครื่องมือมาตรฐาน

4. การออกแบบระบบหกออร์ตวัดน้ำยาง

อุปกรณ์วัดปริมาณเนื้อยางแห้งได้บรรจุไว้ในภาชนะที่ป้องกันความชื้นเพื่อควบคุมป้องกันการกระทบจากภายนอก อุปกรณ์นี้ประกอบด้วยโครงสร้างสี่ส่วนด้วยกันคือ

- โครงสร้างส่วนวัดคลื่นสะท้อนไมโครเวฟของน้ำยาง ที่ซึ่งประกอบ โพรบหัววัดคลื่นสะท้อนไมโครเวฟแบบสายส่งโคแอกเซียลปลายเปิด วงจรวัดคลื่นสะท้อนหกออร์ต วงจร

วัดกำลังงานไฟฟ้า และไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลภายใน สำหรับคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์สะท้อนคลื่นไมโครเวฟ

- โครงสร้างส่วนวัดอุณหภูมิของน้ำยางซึ่งประกอบด้วยโพรบหัววัดอุณหภูมิของน้ำยางและไมโครคอนโทรลเลอร์วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลสำหรับคำนวณหาค่าอุณหภูมิของน้ำยาง
- โครงสร้างส่วนแสดงผลการทำงาน และส่วนรับคำสั่งควบคุมการทำงาน ที่ซึ่งประกอบด้วยปุ่มกดรับคำสั่งควบคุมการทำงาน จอแสดงผลการทำงานและ ไมโครคอนโทรลเลอร์สำหรับประมวลผลการทำงาน
- โครงสร้างส่วนประมวลผลการทำงาน ที่ซึ่งประกอบด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์และอุปกรณ์อื่นๆ ที่ช่วยสนับสนุนการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

หลักการทำงานที่สำคัญอุปกรณ์วัดปริมาณเนื้อยางแห้งในน้ำยางสด คือโครงสร้างวัดคลื่นสะท้อนไมโครเวฟของน้ำยาง โดยใช้วงจรหกพอร์ตซึ่งพอร์ตหนึ่งของวงจรหกพอร์ตเชื่อมต่อกับวงจรแหล่งกำเนิดคลื่นไมโครเวฟ พอร์ตที่สองของวงจรหกพอร์ตเชื่อมต่อกับโพรบหัววัดคลื่นสะท้อนไมโครเวฟแบบสายส่งโคแอกเซียลปลายเปิดที่ถูกประกอบติดเข้ากับภาชนะที่ใช้ใส่น้ำยางทำหน้าที่เป็นหัววัดคลื่นสะท้อนของน้ำยางผ่านทางสายส่งไมโครเวฟ ค่ากำลังงานไฟฟ้าคลื่นไมโครเวฟที่วัดได้ที่พอร์ตที่สาม พอร์ตที่สี่ พอร์ตที่ห้า และพอร์ตที่หกของวงจรหกพอร์ตด้วยวงจรวัดกำลังงานไฟฟ้าคลื่นไมโครเวฟจะอยู่ในรูปของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจากการแปลงผ่านวงจรตรวจจับกำลังงาน แล้วส่งต่อไปยังวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลที่อยู่ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถนำค่ากำลังงานไฟฟ้าคลื่นไมโครเวฟที่วัดได้จากวงจรหกพอร์ตมาคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์สะท้อนคลื่นไมโครเวฟของน้ำยางได้ ตามหลักการคำนวณของวงจรหกพอร์ตกล่าวคือในน้ำยางที่มีปริมาตรเท่ากันแต่มีปริมาณเนื้อยางแห้งต่างกัน ค่าสัมประสิทธิ์สะท้อนคลื่นไมโครเวฟของน้ำยางที่วัดได้ก็จะมีค่าต่างกัน โดยที่การอธิบายปรากฏการณ์ดังกล่าวจะใช้คุณสมบัติของค่าไดอิเล็กทริกเพอร์มิทิวิตี้ของน้ำยางในการอธิบาย โดยค่าไดอิเล็กทริกเพอร์มิทิวิตี้ของน้ำยางสามารถคำนวณและหาค่าสัมประสิทธิ์สะท้อนคลื่นไมโครเวฟของน้ำยางผ่านทางสมการที่จำลองโพรบหัววัดคลื่นสะท้อนไมโครเวฟแบบสายส่งโคแอกเซียลปลายเปิด ค่าไดอิเล็กทริกเพอร์มิทิวิตี้ของน้ำยางจะขึ้นอยู่กับปริมาณเนื้อยางแห้งในน้ำยาง ณ ที่ความถี่ และอุณหภูมิ ที่กำลังวัดน้ำยาง ดังนั้นจึงต้องใช้โครงสร้างส่วนของวัดอุณหภูมิของน้ำยางเข้ามาด้วยจึงจะทำให้สามารถคำนวณหาปริมาณเนื้อยางแห้งในน้ำยางได้อย่างแม่นยำ โครงสร้างส่วนวัดอุณหภูมิของน้ำยางซึ่งประกอบด้วยโพรบหัววัดอุณหภูมิของน้ำยางทั้งหมดสี่ตัวถูกประกอบติดกับภาชนะที่ใช้ใส่น้ำยางเพื่อให้การวัดอุณหภูมิของน้ำยางมีความน่าเชื่อถือและแม่นยำ โดยค่าสัญญาณแรงดันไฟฟ้าของโพรบหัววัดอุณหภูมิที่วัดได้จะถูกส่งไปยังวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลที่อยู่ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านทางสายสัญญาณเพื่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถนำค่าอุณหภูมิของน้ำยางได้ โดยที่การควบคุมการ

ทำงานของอุปกรณ์วัดปริมาณน้ำอย่างแท้จริงในน้ำยางนี้จะใช้ปุ่มกดรับคำสั่งควบคุมการทำงาน สัญญาณคำสั่งจะถูกส่งไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านทางสายสัญญาณซึ่งไมโครคอนโทรลเลอร์ก็จะทำการวัดและคำนวณหาปริมาณน้ำอย่างแท้จริงในน้ำยาง ณ ที่ความถี่ และอุณหภูมิ ที่กำลังวัดน้ำยาง แล้วส่งสัญญาณไปแสดงผลที่จอแสดงผลการทำงานผ่านทางสายสัญญาณ

ในการออกแบบในโครงการวิจัยนี้ อุปกรณ์วัดปริมาณน้ำอย่างแท้จริงในน้ำยางจะประยุกต์ใช้โครงสร้างส่วนวัดคลื่นสะท้อนไมโครเวฟของน้ำยางทำงานที่ความถี่ 1 กิกะเฮิรตซ์ ที่ซึ่งประกอบด้วยโพรบหัววัดคลื่นสะท้อนไมโครเวฟแบบสายส่งโคแอกเซียลปลายเปิดขนาด 3.5 มิลลิเมตร ทำงานครอบคลุมย่านความถี่ 1 กิกะเฮิรตซ์ มีความต้านทานคุณลักษณะของวงจรเท่ากับ 50 โอห์ม โพรบหัววัดคลื่นสะท้อนถูกวางยึดติดเข้ากับแกนกลางของก้านภาชนะทรงกระบอกที่ใช้ใส่น้ำยางรัศมี 3 เซนติเมตร สูง 4 เซนติเมตร ส่วนปลายอีกด้านเชื่อมต่อกับสายส่งไมโครเวฟทำงานครอบคลุมย่านความถี่ 1 กิกะเฮิรตซ์ มีความต้านทานคุณลักษณะของวงจรเท่ากับ 50 โอห์มเพื่อเชื่อมต่อไปยังวงจรวัดคลื่นสะท้อนหกพอร์ตที่ทำงานย่านความถี่ 1 กิกะเฮิรตซ์ มีความต้านทานคุณลักษณะของวงจรเท่ากับ 50 โอห์ม โดยใช้วงจรวัดกำลังงานไฟฟ้าคลื่นไมโครเวฟทำงาน ณ ย่านความถี่ 1 กิกะเฮิรตซ์ มีความต้านทานคุณลักษณะของวงจรด้านอินพุตเท่ากับ 50 โอห์ม ที่ให้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุตกำลังงานไฟฟ้าคลื่นไมโครเวฟจากวงจรหกพอร์ตกับค่าเอาต์พุตแรงดันไฟฟ้าที่วัดได้เป็นเชิงเส้น จากนั้นจะใช้วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลขนาด 12 บิต ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ 16 บิต แปลงค่ากำลังงานไฟฟ้าคลื่นไมโครเวฟที่วัดได้เพื่อใช้ในการคำนวณหาความสัมพันธ์สะท้อนคลื่นไมโครเวฟของน้ำยาง โครงสร้างส่วนวัดอุณหภูมิของน้ำยางซึ่งประกอบด้วย โพรบหัววัดอุณหภูมิของน้ำยางที่สามารถวัดอุณหภูมิในช่วง -40 ถึง 100 องศาเซลเซียส ค่าอุณหภูมิอินพุตที่วัดมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต โดยใช้หัววัดอุณหภูมิสี่ตัววางแบบสมมาตรยึดติดเข้ากับก้านภาชนะทรงกระบอกที่ใช้ใส่น้ำยางที่ตำแหน่งกึ่งกลางระหว่างโพรบหัววัดคลื่นสะท้อนและผนังของภาชนะ เพื่อหาค่าเฉลี่ยของอุณหภูมิ เช่นเดียวกันค่าแรงดันไฟฟ้าที่อ่านได้จากโพรบหัววัดอุณหภูมิของน้ำยางจะถูกส่งไปยังวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลขนาด 12 บิต ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ 16 บิต เพื่อคำนวณหาอุณหภูมิของน้ำยาง โครงสร้างส่วนแสดงผลการทำงานและส่วนรับคำสั่งควบคุมการทำงานซึ่งประกอบด้วย ปุ่มกดรับคำสั่งควบคุมการทำงานแบบปกติปิดโดยเมื่อกดปุ่มเท่านั้นจึงจะทำงาน และเมื่อปล่อยนิ้วมือออกจากปุ่มแล้วจะหน่วงการทำงานไปอีก 2 นาที่ จึงจะหยุดการทำงาน ช่วงเวลาที่หน่วงออกไปนี้จะเป็นช่วงเวลาที่อุปกรณ์วัดปริมาณน้ำอย่างแท้จริงในน้ำยางทำงานและแสดงผลการทำงานผ่านจอแสดงผลการทำงานขนาด 16 ตัวอักษรแบบสองแถวโดยมีโครงสร้างส่วนประมวลผลการทำงานซึ่งประกอบด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 16 บิต เป็นตัวประมวลผล และอุปกรณ์อื่นๆ ที่ช่วยสนับสนุนการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 16 บิต

เอกสารอ้างอิง

- [1] Lei Dong, “Dielectric Properties of Colloidal Suspensions”, *Doctoral Dissertation*, Helsinki University of Technology, 2009.
- [2] F. Bueche, *Physical Properties of Polymers*, Interscience Publishers, 1962.
- [3] ข้อมูลเกี่ยวกับการเติมสารเจือ
- [4] K. Kupfaer, *Electromagnetic Aquametry*, Springer, 2004.
- [5] K.B. Khalid, “Microwave dielectric properties of Hevea rubber latex”, *Asia-Pasific Microwave Conference*, 1992, pp. 611-616.
- [6] K.B. Khalid and W. M. Daud, “Dielectric properties of natural rubber lates at frequencies from 200 MHz to 2500 MHz”, *Journal of National Rubber Research*, vol. 7(4), 1992, pp. 281-289.
- [7] E. Tuncer, Y. V. Serdyuk, S. M. Gubanski, “Dielectric mixtures: electrical properties and modeling”, *IEEE Transactions on Dielectric and Electrical Insulation*, vol. 9 No.5, October 2002, pp.
- [8] สากล จุลรัตน์, มิตรชัย จงเชื้อวานานู, ธเนศ เคารพพงศ์, อรสา ภัทรไพบุญย์ชัย และโมไนย ไกรฤกษ์, *ร่างสิทธิบัตร อุปกรณ์วัดเนื้อยางแห้งในน้ำยาง*

2.4 การคัดแยกผลไม้โดยไม่ทำลายด้วยคลื่นไมโครเวฟ (Microwave Sensor for Fruit Classification)

นายประพนธ์ ลีกุล และ ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

1. บทนำ

รายงานนี้นำเสนอระบบเซ็นเซอร์สำหรับคัดแยกรสชาติของผลไม้ (ส้ม) โดยไม่ทำลาย โครงสร้างเซ็นเซอร์ประกอบด้วยสายอากาศไมโครสตริปที่แมตช์กับผลส้ม 4 ตัว ประกอบด้วยตัวส่ง 1 ตัว และตัวรับ 3 ตัว โดยจะใช้หลักการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศส่ง-รับ ซึ่งมีผลส้มอยู่ตรงกลาง พารามิเตอร์ที่ได้จากการวัดคือ ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศตัวส่ง (S_{11}) และค่าการเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศตัวรับทั้ง 3 ตัว (S_{41} , S_{51} , S_{61}) เพื่อให้มีความแม่นยำในการตัดสินใจที่มากขึ้นจึงนำข้อมูลที่ได้อาวิเคราะห์เชิงสถิติด้วยโครงข่ายประสาทเทียม (Artificial Neural Networks, ANNs) ที่ประกอบด้วยโครงสร้างภายในคือมี 4 โหนดอินพุต (Input) 10 โหนดฮอนเร้น และ 2 โหนดเอาต์พุต (Output) ที่ให้ 3 ความเป็นไปได้คือเปรี้ยว จืด และหวานตามลำดับ

2. ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ประเทศไทยเป็นประเทศเกษตรกรรม และมีเนื้อที่ถือครองทางการเกษตรทั้งหมด 131.60 ล้านไร่ โดยได้ถูกนำมาใช้เป็นพื้นที่สำหรับไม้ผลยืนต้นเฉลี่ยคือ 27.40 ล้านไร่ [1] เช่น ส้ม ทุเรียน มะม่วง มังคุด และไม้ผลยืนต้นอื่นๆ เป็นต้น ซึ่งในแต่ละปีให้ผลผลิตจำนวนมาก และเป็นรายได้หลักที่สำคัญของประชากรในประเทศ แต่ในกรณีที่มีผลผลิตจำนวนมากการคัดแยกผลไม้เป็นปัญหาหลักที่เข้ามากระทบบทบาทสำคัญในส่วนของการควบคุมคุณภาพของผลผลิต ยกตัวอย่างเช่นการคัดแยก ส้ม ทุเรียน มังคุด หรือผลไม้อื่นๆ จากในอดีตที่ผ่านมาอาศัยเพียงความชำนาญของเกษตรกรเป็นหลักเกณฑ์ในการคัดแยกคุณภาพของผลไม้ ดังนั้นจึงส่งผลให้การคัดแยกไม่มีมาตรฐานที่แน่นอน และมีความแปรปรวนสูงวิธีการดั้งเดิมในลักษณะนี้จึงไม่เป็นที่เหมาะสมในการคัดแยกผลไม้ในปริมาณมาก และในเวลาจำกัด ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้มุ่งเน้นที่การค้นคว้าหาวิธีที่เหมาะสมในการคัดแยกผลไม้ให้อยู่ในมาตรฐานเดียวกันโดยไม่ทำลายสภาพของผลไม้ และลดการใช้เวลาในการตรวจสอบให้เกิดความรวดเร็วเพิ่มขึ้น

ส้มถือเป็นผลไม้เศรษฐกิจที่สำคัญ และเป็นตัวเลือกหนึ่งในการให้ความสนใจของนักวิจัยอย่างแพร่หลาย เริ่มตั้งแต่การตรวจสอบการเกิดลักษณะของส้มฟ้าม [2] การเปรียบเทียบค่าคงที่ทางไฟฟ้าของผลส้มในแต่ละอุณหภูมิ [3] [4] [5] ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงสนใจศึกษาการทดลองในส้ม ซึ่งเป็นหนึ่งในพืชเศรษฐกิจหลักที่นำรายได้เข้าสู่ประเทศไทย โดยผลผลิตของส้มในประเทศนั้นให้ผลผลิตมากในช่วงเดือนมกราคมถึงเดือนกุมภาพันธ์ และช่วงเดือนพฤศจิกายนถึงเดือนธันวาคมของทุกปี และมีพื้นที่การเพาะปลูกพบมากในจังหวัดเชียงใหม่ สุโขทัย กำแพงเพชร เชียงราย แพร่ เป็นต้น ดังนั้นการเพิ่มมาตรฐานการคัดแยกผลผลิตจึงควรได้รับการพัฒนาเพื่อเพิ่มมูลค่าของส้มให้กับผู้ผลิตหรือเกษตรกร

และเพื่อช่วยลดปัญหาสำหรับผู้บริโภคอื่นเนื่องมาจากการคัดเลือก ที่ทำได้แต่เพียงอาศัยความชำนาญ จากการสังเกตรูปลักษณ์ภายนอก เช่น ลักษณะหรือสีของผิวส้ม ซึ่งวิธีการข้างต้นไม่สามารถรู้ถึงสภาพ เนื้อภายใน และรสชาติของผลไม้ได้ จึงอาจทำให้เกิดความผิดพลาด และนำมาซึ่งความไม่พอใจของผู้บริโภค

ปัจจุบันการนำสายอากาศมาใช้ในการตรวจวัดคุณภาพผลไม้เป็นที่นิยมโดยทั่วไป เช่น ทูเรียน มังคุด และส้ม เป็นต้น [6] และในรายงานฉบับนี้มุ่งเน้นในการตรวจวัด และแบ่งแยกความแตกต่างระหว่างรสชาติของส้มว่ามีคุณสมบัติเปรี้ยว จืด หรือหวาน ซึ่งในการตรวจสอบทั้งหมดนี้ได้ใช้สายอากาศที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ (GHz) ที่ลำคลื่นหลักชี้ไปในลูกส้ม จากนั้นค่าที่ได้รับจากการวัดลูกส้มนำมาวิเคราะห์เชิงสถิติด้วยโครงข่ายประสาทเทียม (Artificial Neural Networks, ANNs) ในขั้นตอนการวิเคราะห์โครงข่ายประสาทเทียมสามารถตัดสินใจได้จากพารามิเตอร์ S_{11} , S_{21} , S_{31} , S_{41} , S_{51} และ S_{61} ในขั้นตอนสุดท้ายเป็นการออกแบบฮาร์ดแวร์ของโครงข่ายประสาทเทียม เพื่อนำไปใช้งานจริงในระบบเครื่องมือวัด

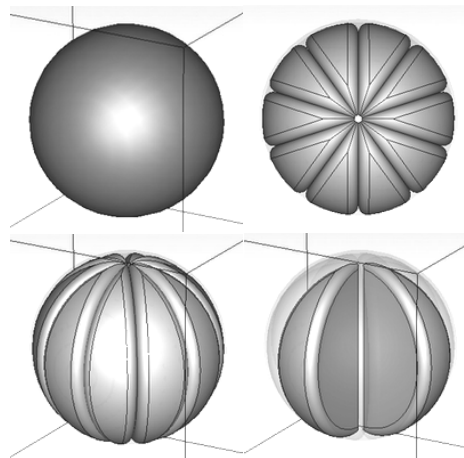
3. ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Dielectric constant) ของวัสดุต่างๆ และผลไม้

วัสดุต่างๆ แต่ละชนิดรวมทั้งผลไม้ล้วนมีค่าสภาพยอมไฟฟ้า (Permittivity) และความซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability) หรือเรียกอีกอย่างว่าคุณสมบัติไดอิเล็กตริก (Dielectric property) ที่แตกต่างกันออกไป ซึ่งเป็นตัวบอกถึงความแตกต่างของวัสดุแต่ละประเภทที่มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่แตกต่างกัน โดยค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพันธ์เชิงซ้อนคือ $\epsilon_r = \epsilon_r' - \epsilon_r''$ ซึ่ง ϵ_r' คือส่วนจริงหรือค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Dielectric constant) ที่เป็นค่าแสดงความสามารถของวัสดุในการเก็บสะสมพลังงานของสนามไฟฟ้า และส่วนของจินตภาพ (ϵ_r'') คือตัวคูณสูญเสียไดอิเล็กตริก (Dielectric loss factor) เป็นค่าของวัสดุที่แปลงพลังงานสนามไฟฟ้าให้อยู่ในรูปแบบของความร้อน และงานที่ศึกษาอยู่ก่อนหน้าภายในห้องวิจัยได้มีการเก็บผลข้อมูลค่าสภาพยอมไฟฟ้าของผลไม้โดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายวัดค่าจริง เปรียบเทียบค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ กับรสชาติของส้ม ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงได้นำข้อมูลที่ได้รับมานี้ใช้สำหรับจำลองออกแบบผลส้ม และในส่วนของสายอากาศไมโครสตริปได้ออกแบบให้แมตช์กับผลส้มโดยใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO™ (CST)

4. การจำลองการทำงานของสายอากาศและผลส้ม

การจำลองการออกแบบผลส้มด้วยโปรแกรม CST อาศัยพื้นฐานจากข้อมูลจริงของขนาด และจำนวนกลีบของผลส้ม ซึ่งโดยทั่วไปผลส้มขนาดกลางมีความสูง และความกว้างเฉลี่ยประมาณ 5.9×6.8 เซนติเมตร โดยใน 1 ผลมีกลีบภายในอยู่ประมาณ 10-15 กลีบ จึงได้สร้างแบบจำลองกำหนดให้ผลส้มรสชาติหวาน มีความหนาของเปลือก 1 มิลลิเมตร และมีกลีบของผลส้มจำนวน 10 กลีบ ดังแสดงในรูปที่ 1 พร้อมทั้งกำหนดให้เปลือกส้มมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r') เท่ากับ 15 และค่าตัวคูณสูญเสียไดอิเล็กตริก

($\mathcal{E}_r''$) เท่ากับ 7 และเนื้อผลส้มมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ 30 และค่าตัวคูณสูญเสียไดอิเล็กตริกเท่ากับ 7 ซึ่งเป็นค่าที่ได้จากการวัดผลส้มจริง

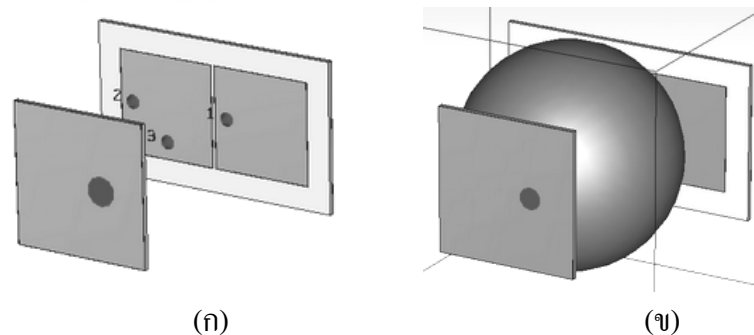


รูปที่ 1 ผลส้ม 10 กลีบ และเปลือก

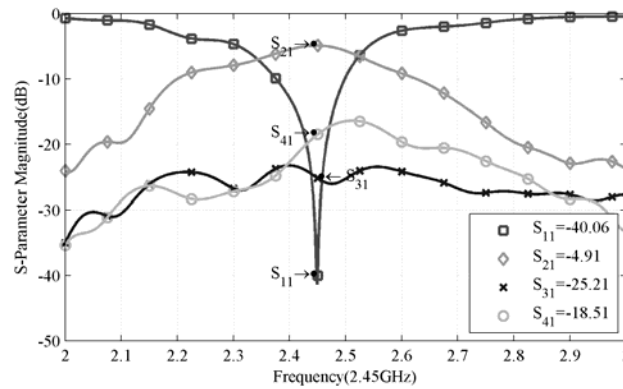
3.1 การจำลองสายอากาศ 3 ตัว

ได้จำลองสายอากาศ 3 ตัว โดยสายอากาศตัวแรกเป็นสายอากาศส่ง ที่มีจุดป้อนสัญญาณ 1 จุด สายอากาศตัวที่สองเป็นสายอากาศรับ ที่ประกอบด้วยตัวรับสัญญาณสองจุด คือ โพลาริเซชันร่วม (Co-polarization) และโพลาริเซชันไขว้ (Cross-polarization) และสายอากาศตัวสุดท้ายเป็นสายอากาศรับ ที่ประกอบด้วยจุดรับสัญญาณหนึ่งจุดที่เป็นโพลาริเซชันร่วม ดังแสดงในรูปที่ 2 (ก) ปรับพัฒนาให้แมตช์กับผลส้ม โดยใช้ความถี่ที่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ รวมทั้งปรับระยะจุดป้อนสัญญาณ และระยะจุดรับสัญญาณ จึงได้อัตราส่วนของสายอากาศที่เหมาะสมดังแสดงในรูปที่ 2 (ข) จากนั้นจึงทำการบันทึกค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อนำมาวิเคราะห์แบ่งแยกความแตกต่างของรสชาติผลไม้

ค่าพารามิเตอร์ที่ได้ของสายอากาศตัวที่ 1 คือ S_{11} เท่ากับ -40.6 เดซิเบล ค่าการเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศตัวที่ 2 มีโพลาริเซชันร่วมกับตัวส่ง S_{21} เท่ากับ -4.91 เดซิเบล และโพลาริเซชันไขว้กับสายอากาศตัวส่ง คือ S_{31} เท่ากับ -25.21 เดซิเบล และค่าการเชื่อมต่อร่วมสายอากาศตัวที่ 3 คือ S_{41} ซึ่งสายอากาศอยู่ด้านหลังของผลส้มมีค่าเท่ากับ -18.51 เดซิเบล ดังแสดงในรูปที่ 3



รูปที่ 2 แบบจำลองสายอากาศไมโครสตริป 3 ตัว และผลส้ม

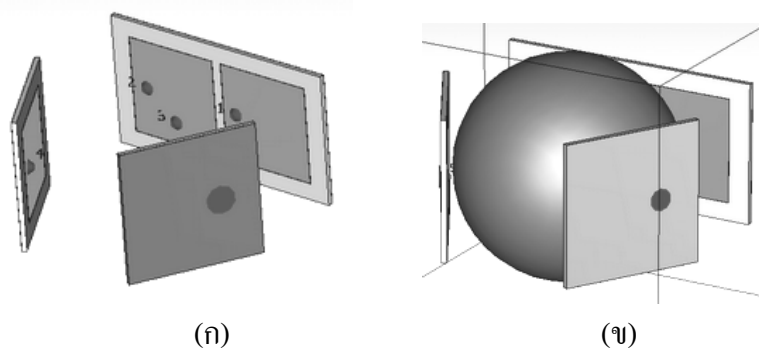


รูปที่ 3 ผลการทำงานของสายอากาศไมโครสตริป 3 ตัวกับผลสัมหวน

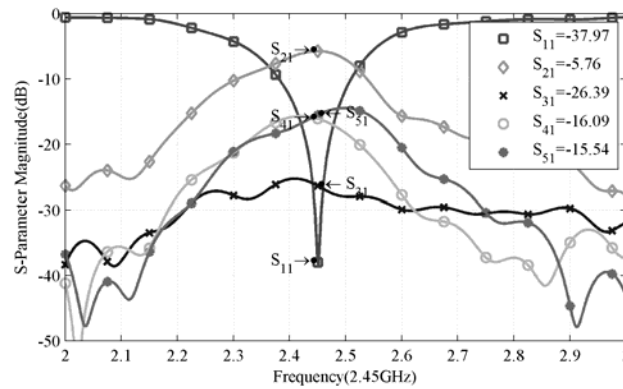
3.2 การจำลองสายอากาศ 4 ตัว

สายอากาศ 4 ตัวได้รับการพัฒนาต่อมาจากสายอากาศ 3 ตัว โดยเพิ่มจำนวนสายอากาศขึ้นอีก 1 ตัว เพื่อให้มีข้อมูลมาวิเคราะห์รสชาติของผลส้มเพิ่มขึ้น โดยสายอากาศตัวที่ 1 เป็นสายอากาศส่งมีจุดป้อนสัญญาณ 1 จุด สายอากาศตัวที่ 2 เป็นสายอากาศรับที่มีจุดรับสัญญาณสองจุดคือ โพลาริเซชันร่วมและโพลาริเซชันไขว้ เหมือนดังเช่นการออกแบบสายอากาศ 3 ตัว แต่สายอากาศตัวที่ 3 ทำมุมเอียง 45 องศา กับสายอากาศส่ง และมีจุดรับสัญญาณ 1 จุด ที่เป็นโพลาริเซชันร่วมกับสายอากาศส่ง และสายอากาศตัวที่ 4 ทำมุมเอียง -45 องศา กับสายอากาศส่งมีจุดรับสัญญาณหนึ่งจุด และเป็นโพลาริเซชันร่วมกับสายอากาศส่งตามลำดับดังแสดงในรูปที่ 4 (ก) โดยได้รับการปรับขนาดของระยะจุดป้อนและจุดรับสัญญาณให้แมตช์กับผลส้มที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ ดังแสดงในรูปที่ 4 (ข)

จากนั้นได้บันทึกค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อนำมาวิเคราะห์แยกความแตกต่างของรสชาติผลไม้ ค่าพารามิเตอร์ที่นำมาใช้ของสายอากาศตัวที่ 1 คือ ค่า S_{11} เท่ากับ -37.97 เดซิเบล ค่าการเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศตัวที่ 2 คือ ค่าโพลาริเซชันร่วมกับตัวส่ง S_{21} เท่ากับ -5.76 เดซิเบล และค่าโพลาริเซชันไขว้กับสายอากาศตัวส่ง S_{31} เท่ากับ -26.39 เดซิเบล สายอากาศตัวที่ 3 มีค่าโพลาริเซชันร่วมกับตัวส่ง S_{41} เท่ากับ -16.09 เดซิเบล และสายอากาศตัวสุดท้ายมีค่าโพลาริเซชันร่วมกับตัวส่ง S_{51} เท่ากับ -15.54 เดซิเบล ดังแสดงในรูปที่ 5



รูปที่ 4 แบบจำลองสายอากาศไมโครสตริป 4 ตัวและผลส้ม



รูปที่ 5 ผลการทำงานของสายอากาศไมโครสตริป 4 ตัวกับผลสัมหวน

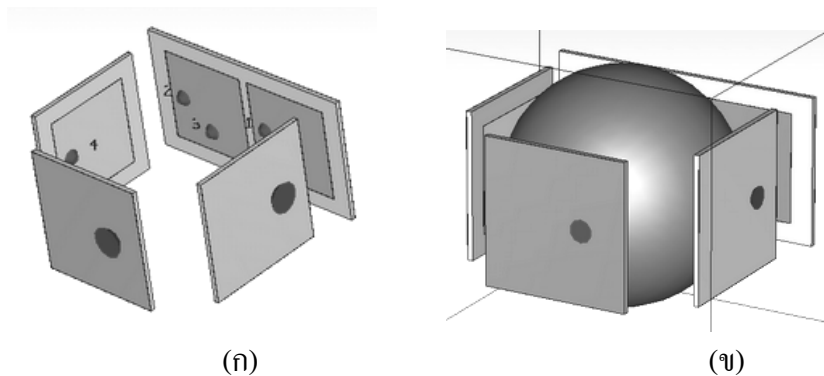
3.3 การจำลองสายอากาศ 5 ตัว

ได้พัฒนาสายอากาศ 5 ตัวต่อมาจากการสายอากาศ 4 ตัว เพื่อเพิ่มข้อมูลที่น่าสนใจในการวิเคราะห์หรัสชาติของผลสัมหวนอย่างมีประสิทธิภาพ สายอากาศทั้ง 5 ตัวได้ออกแบบมาให้แมตช์กับผลสัม โดยใช้นาผลสัมเท่าเดิม ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของผลสัมหวนอยู่ที่ 30 เท่าเดิม แต่เปรียบเทียบความแตกต่างเมื่อมีข้อมูลพารามิเตอร์เพิ่มขึ้นในกรณีทีเพิ่มสายอากาศ และสายอากาศตัวแรกเป็นตัวส่งมีจุดป้อนสัญญาณ 1 จุด สายอากาศตัวที่ 2 เป็นสายอากาศรับที่มีจุดรับสัญญาณสองจุด คือ โพลาริเซชันร่วมและโพลาริเซชันไขว้ คล้ายกับการออกแบบก่อนหน้าในส่วนอง 3 ตัว และ 4 ตัว แต่สายอากาศตัวที่ 3 ทำมุมเอียง 90 องศา กับสายอากาศส่ง และมีจุดรับสัญญาณ 1 จุด ซึ่งเป็นโพลาริเซชันร่วมกับสายอากาศตัวส่ง สายอากาศตัวที่ 4 ทำมุมเอียง -90 องศา กับสายอากาศส่งมีจุดรับสัญญาณหนึ่งจุด เป็นโพลาริเซชันร่วมกับสายอากาศตัวส่ง สายอากาศตัวสุดท้ายทำมุมเอียง 180 องศา กับสายอากาศตัวส่งมีจุดรับสัญญาณหนึ่งจุด และเป็นโพลาริเซชันร่วมกับสายอากาศส่ง ดังแสดงในรูปที่ 6 (ก) จากการจำลองสายอากาศไมโครสตริป 5 ตัว สายอากาศถูกพัฒนาให้แมตช์กับผลสัมที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ ดังแสดงในรูปที่ 6 (ข)

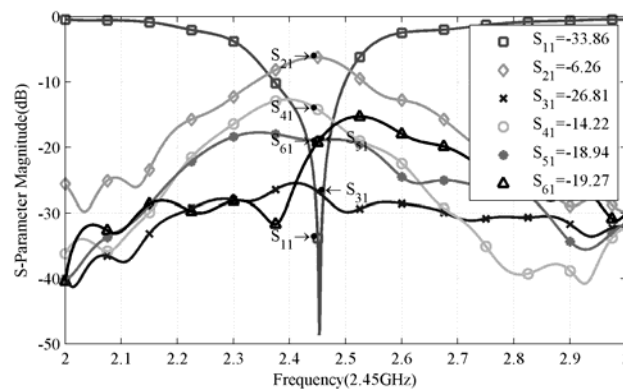
สายอากาศทั้ง 5 ตัว ได้รับการปรับขนาด ระยะจุดป้อนสัญญาณ และระยะจุดรับสัญญาณ เพื่อให้สายอากาศแมตช์กับผลสัม จากการปรับสายอากาศแต่ละตัวเพื่อให้สายอากาศแมตช์ ทำให้ขนาดและระยะจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศแต่ละตัวไม่เท่ากัน จากนั้นได้เก็บค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในการค่าการเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศ เพื่อนำมาวิเคราะห์สำหรับคัดแยกความแตกต่างของรสนาติผลไม

ค่าพารามิเตอร์ที่นำมาใช้จากสายอากาศตัวแรก คือ ค่า S_{11} เท่ากับ -33.86 เดซิเบล สายอากาศตัวที่สองวางอยู่บนระนาบกราวด์เดียวกันกับสายอากาศส่ง และมีจุดรับสัญญาณ 2 จุด ที่มีค่าโพลาริเซชันร่วมกับตัวส่ง S_{21} เท่ากับ -6.26 เดซิเบล และค่าโพลาริเซชันไขว้กับสายอากาศตัวส่ง S_{31} เท่ากับ -26.81 เดซิเบล สายอากาศตัวที่สามมีจุดรับสัญญาณ 1 จุด และเป็นโพลาริเซชันร่วมกับสายอากาศตัวส่ง S_{41} เท่ากับ -14.22 สายอากาศตัวที่สี่มีจุดรับสัญญาณ 1 จุด และเป็นโพลาริเซชันร่วมกับตัวส่ง S_{51} และ

สายอากาศตัวสุดท้ายคือตัวที่ห้ามีจุดรับสัญญาณ 1 จุด และเป็นโพลาริเซชันร่วมกับสายอากาศตัวส่ง S_{61} ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 7



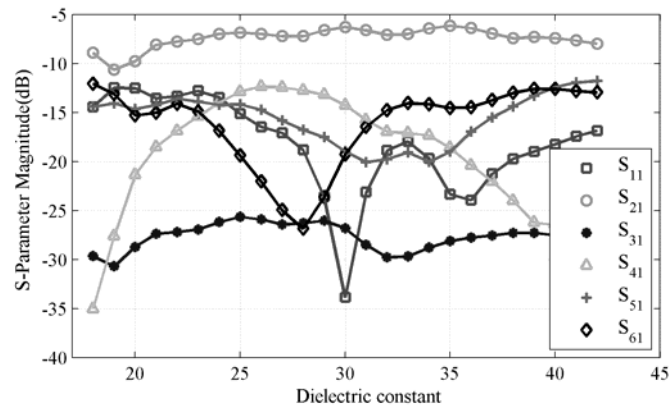
รูปที่ 6 แบบจำลองสายอากาศไมโครสตริป 5 ตัวและผลส้ม



รูปที่ 7 ผลการทำงานของสายอากาศไมโครสตริป 5 ตัวกับผลส้มหวาน

5. การจำลองผลสัมฤทธิ์อื่นๆ ที่ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกแตกต่างกัน

จากการจำลองสายอากาศไมโครสตริปที่แมตช์กับผลส้ม จึงเลือกใช้จำลองการออกแบบสายอากาศ 5 ตัว (ในหัวข้อที่ 3.3) เพื่อใช้ในการวัดหารสชาติของส้ม (โดยโครงสร้าง และขนาดสายอากาศอธิบายละเอียดในหัวข้อที่ 5) โดยเปลี่ยนค่ากำหนดให้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r') เท่ากับ 15 และค่าการสูญเสียไดอิเล็กตริก (ϵ_r'') เท่ากับ 7 ซึ่งทั้งสองค่านี้ไม่มีการเปลี่ยนแปลง และส่วนเนื้อส้มกำหนดให้มีค่าการสูญเสียไดอิเล็กตริกมีค่าเท่ากับ 7 ไม่เปลี่ยนแปลง แต่ได้มีการเปลี่ยนค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเริ่มตั้งแต่ 18 ไปถึง 42 และได้เป็นพารามิเตอร์ทั้งหมด 6 ตัว คือ S_{11} , S_{21} , S_{31} , S_{41} , S_{51} และ S_{61} จึงพบว่ากรณีที่ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของผลส้มน้อยกว่า 28 นั้นจัดอยู่ในสมมุติฐานที่เป็นส้มจืด ตั้งแต่ 28 ถึง 32 จัดอยู่ในสมมุติฐานที่เป็นส้มหวาน และมากกว่า 32 จัดอยู่ในสมมุติฐานที่เป็นส้มเปรี้ยว ดังรูปที่ 8



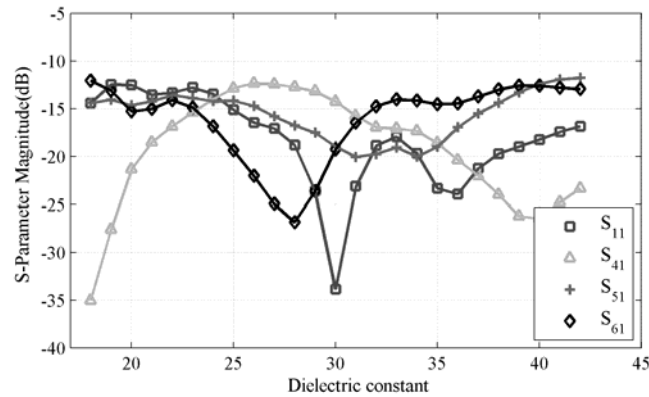
รูปที่ 8 การเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ S ทั้งหมด

ตารางที่ 1 ค่าการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ S

พารามิเตอร์ S	สูงสุด (เดซิเบล)	ต่ำสุด (เดซิเบล)
S_{11}	-12.47	-33.86
S_{21}	-6.13	-10.62
S_{31}	-25.65	-30.68
S_{41}	-12.35	-35.01
S_{51}	-11.78	-20.05
S_{61}	-12.06	-26.86

ผลการจำลองการทำงานของสายอากาศพบว่าค่าพารามิเตอร์ S นั้นเปลี่ยนแปลงมากหรือน้อย ขึ้นอยู่กับค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของเนื้อสัมผัส และสายอากาศแต่ละตัว (ตารางที่ 1) และผลจากรูปที่ 8 แสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงของค่า S_{11} เท่ากับ -12.47 เดซิเบล ถึง -33.86 เดซิเบล ซึ่งสามารถสังเกตได้ชัดเจน และแสดงความแตกต่างมากที่สุด จึงเหมาะสำหรับนำมาใช้วิเคราะห์เพื่อคัดแยกรสชาติของผลสัมผัส แต่ในส่วนของการเชื่อมต่อยุบรวมของ S_{21} และ S_{31} แสดงให้เห็นการเปลี่ยนแปลงน้อยสุด โดยพารามิเตอร์ S_{21} เปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง -6 เดซิเบล ถึง -11 เดซิเบล และพารามิเตอร์ S_{31} เปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง -26 เดซิเบล ถึง -31 เดซิเบล พารามิเตอร์ทั้งสองแสดงการเปลี่ยนแปลงไม่ชัดเจนเมื่อเทียบกับพารามิเตอร์อื่นๆ ดังนั้นจึงตัดข้อมูลในส่วน of S_{21} และ S_{31} ออก เพื่อลดทรัพยากร และความซับซ้อนสำหรับการออกแบบฮาร์ดแวร์ และในค่าการเชื่อมต่อยุบรวมของ S_{41} , S_{51} และ S_{61} มีการเปลี่ยนแปลงที่เพียงพอที่สังเกตได้ โดยค่าพารามิเตอร์ S_{41} ข้อมูลค่าการเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง -12 เดซิเบล ถึง -35 เดซิเบล ซึ่งพบว่าการเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วงปานกลาง เพื่อให้การคัดแยกมีความแม่นยำขึ้น ข้อมูลจึงได้รับการเก็บไว้ใช้งาน พารามิเตอร์ S_{51} มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง -12 เดซิเบล ถึง -20 เดซิเบล ซึ่งการเปลี่ยนแปลงสูงเท่ากับพารามิเตอร์ S_{11} แต่มากกว่า S_{21} และ S_{31} จึงควรเก็บไว้ใช้งานเพื่อเพิ่มความชัดเจนในการตัดสินใจ และพารามิเตอร์ S_{61} การเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง -12 เดซิเบล ถึง -27 เดซิเบล จัดความ

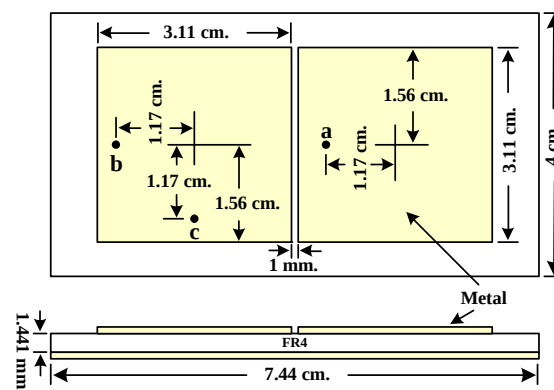
แตกต่างของข้อมูลอยู่ในระดับกลางเช่นเดียวกัน ข้อมูลชุดนี้จึงมีส่วนช่วยในการตัดสินใจในการคัดแยกส้ม ดังนั้นเพื่อลดทรัพยากร และความซับซ้อนแต่ยังคงข้อมูลที่สำคัญเพื่อใช้สำหรับการตัดสินใจในการคัดแยกส้ม ค่าพารามิเตอร์ที่ได้นำมาใช้งานจริงมีทั้ง 4 ค่า ได้แก่ S_{11} , S_{41} , S_{51} และ S_{61} ดังแสดงในรูปที่ 9



รูปที่ 9 การเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ S จากการจำลอง

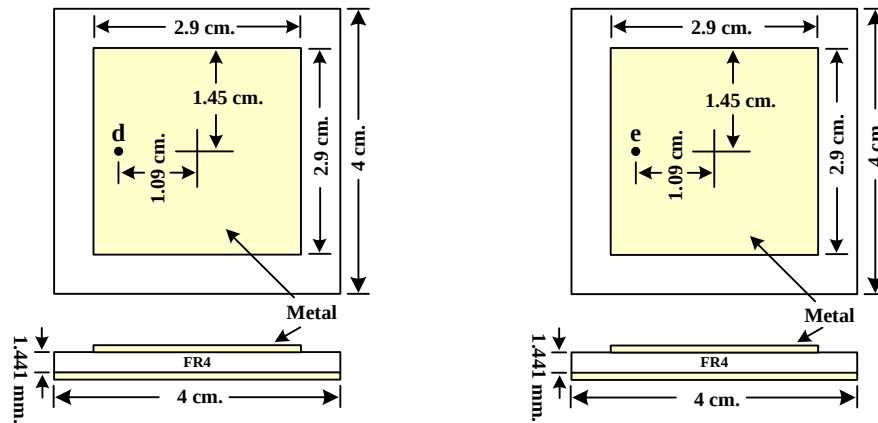
6. การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป

การจำลองสายอากาศไมโครสตริปที่แมตช์กับผลส้ม เพื่อหาขนาด และจุดป้อนสัญญาณที่เหมาะสม กำหนดให้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง (Dielectric substrate) เท่ากับ 4.36 ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ โดยสายอากาศตัวที่ 1 และตัวที่ 2 ถูกสร้างขึ้นโดยอยู่บนระนาบกราวด์ร่วม และวัสดุฐานรองเดียวกัน สายอากาศไมโครสตริปทั้งสองตัวมีรูปทรงสี่เหลี่ยมจัตุรัสขนาด 3.11×3.11 เซนติเมตร ระยะห่างระหว่างสายอากาศไมโครสตริป 0.1 เซนติเมตร มีระนาบกราวด์ร่วมขนาด 4×7.44 เซนติเมตร จุดป้อนสัญญาณของสายอากาศตัวแรกอยู่ห่างจากจุดศูนย์กลาง 1.17 เซนติเมตร จุดรับสัญญาณของสายอากาศตัวที่ 2 มีสองจุด โดยจุดรับสัญญาณตัวแรกอยู่ห่างจากจุดศูนย์กลาง 1.17 เซนติเมตร และมีโพลาริไรซ์ร่วมกับสายอากาศส่ง จุดรับสัญญาณตัวที่สองอยู่ห่างจากจุดศูนย์กลาง 1.17 เซนติเมตร แต่มีโพลาริไรซ์ไขว้กับสายอากาศส่ง ดังแสดงในรูปที่ 10



รูปที่ 10 สายอากาศไมโครสตริปตัวที่ 1 และ 2

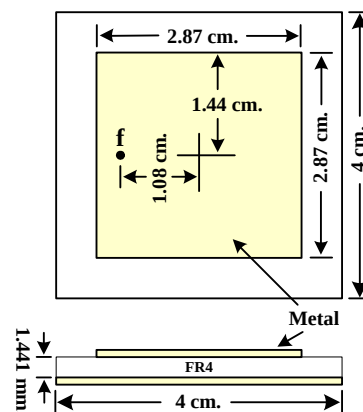
สายอากาศไมโครสตริปตัวที่ 3 และตัวที่ 4 มีขนาดเท่ากัน โดยโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปทั้งสองตัวเป็นรูปทรงสี่เหลี่ยมจัตุรัสขนาด 2.9×2.9 เซนติเมตร วางอยู่บนวัสดุฐานรองและระนาบกราวด์เท่ากัน คือ 4×4 เซนติเมตร จุดรับสัญญาณของสายอากาศไมโครสตริปอยู่ห่างจากจุดศูนย์กลาง 1.09 เซนติเมตร ดังแสดงในรูปที่ 11



รูปที่ 11 สายอากาศไมโครสตริปตัวที่ 3 และ 4

สายอากาศตัวสุดท้าย คือ สายอากาศไมโครสตริปตัวที่ 5 เมื่อปรับขนาด และระยะจุดรับสัญญาณจึงมีโครงสร้างคล้ายกับสายอากาศตัวที่ 3 และ 4 แต่มีขนาดเล็กกว่า โดยเป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัสขนาด 2.87×2.87 เซนติเมตร วางอยู่บนวัสดุฐานรอง และระนาบพื้นขนาด 4×4 เซนติเมตร จุดรับสัญญาณของสายอากาศไมโครสตริปตัวที่ 5 อยู่ห่างจากจุดศูนย์กลาง 1.08 เซนติเมตร ดังแสดงในรูปที่

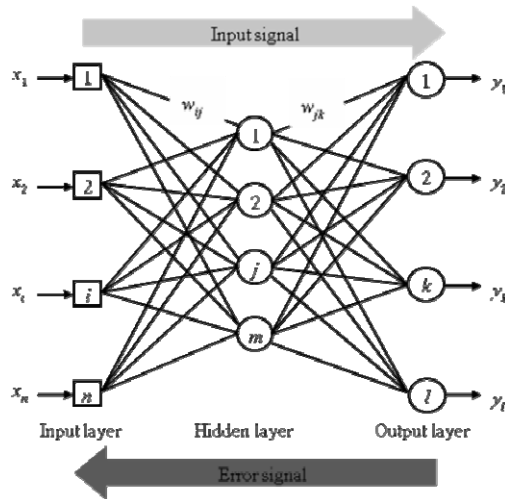
12



รูปที่ 12 สายอากาศไมโครสตริปตัวที่ 5

7. ทฤษฎีพื้นฐานของโครงข่ายประสาทเทียม

หลักการของโครงข่ายประสาทเทียมเป็นการประมวลผลหรือการคิดที่เลียนแบบสมองวิธีการคิดของมนุษย์ เพื่อให้การตัดสินใจมีความถูกต้องมากที่สุด โครงสร้างของโครงข่ายประสาทเทียมแสดงได้ดังรูปที่ 13



รูปที่ 13 โครงข่ายประสาทเทียม

การทำงานของโครงข่ายประสาทเทียมที่นำมาใช้ฝึกสอนก่อนนำไปใช้งาน มีทั้งหมด 5 ขั้นตอนตามลำดับ

ขั้นตอนที่ 1: กำหนดค่าเริ่มต้น

$$\left(-\frac{2.4}{F_i}, +\frac{2.4}{F_i} \right) \quad (1)$$

ขั้นตอนที่ 2: กำหนดค่าอินพุต (Input) และเอาต์พุต (Output)

$$\begin{aligned} \text{อินพุต} \quad & x_1(p), x_2(p), \dots, x_n(p) \\ \text{เอาต์พุต} \quad & y_{d,1}(p), y_{d,2}(p), \dots, y_{d,l}(p) \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 3: ฝึกสอน

$$(a) \quad y_j(p) = \text{sigmoid} \left[\sum_{i=1}^n x_i(p) \times w_{ij}(p) - \theta_j \right] \quad (2)$$

ชั้นเอาต์พุต

$$(b) \quad y_k(p) = \text{sigmoid} \left[\sum_{j=1}^n x_{jk}(p) \times w_{jk}(p) - \theta_k \right] \quad (3)$$

ขั้นตอนที่ 3: หาน้ำหนักที่เหมาะสม

$$(a) \quad \delta_k(p) = y_k(p) \times [1 - y_k(p)] \times e_k(p) \quad (4)$$

$$e_k(p) = y_{d,k}(p) - y_k(p) \quad (5)$$

$$\Delta w_{jk}(p) = \alpha \times y_j(p) \times \delta_k(p) \quad (6)$$

$$w_{jk}(p+1) = w_{jk}(p) + \Delta w_{jk}(p) \quad (7)$$

$$(b) \quad \delta_j(p) = y_j(p) \times [1 - y_j(p)] \times \sum_{k=1}^l \delta_k(p) \times w_{jk}(p) \quad (8)$$

ค่าผิดพลาดที่นำไปใช้งานไม่เป็น 0 แต่ขึ้นอยู่กับความต้องการของงานที่นำไปใช้

$$\Delta w_{ij}(p) = \alpha \times x_i(p) \times \delta_j(p) \quad (9)$$

$$w_{ij}(p+1) = w_{ij}(p) + \Delta w_{ij}(p) \quad (10)$$

ขั้นตอนที่ 4: วนซ้ำ เพื่อหาน้ำหนักที่เหมาะสม

จำลองข้อมูลการฝึกสอนโครงข่ายประสาทเทียม

ข้อมูลที่ได้จากการจำลองการทำงานของสายอากาศ และการเปลี่ยนแปลงค่า $\mathcal{E}_r$ ตั้งแต่ 18 ถึง 42 จัดออกมาเป็นตารางเรียงลำดับของส้มจี๊ด (01) ส้มหวาน (10) และส้มเปรี้ยว (11) ตามลำดับ ดังแสดงในตารางที่ 2

ตารางที่ 2 ค่าพารามิเตอร์ S_{11} , S_{41} , S_{51} และ S_{61} และผลลัพธ์

$\mathcal{E}_r'$	S_{11}	S_{41}	S_{51}	S_{61}	Output
18	-14.406	-35.013	-14.377	-12.064	11
19	-12.466	-27.592	-14.045	-13.124	11
20	-12.51	-21.346	-14.633	-15.295	11
21	-13.524	-18.502	-14.235	-15.004	11
22	-13.336	-16.834	-13.558	-14.116	11
23	-12.781	-15.384	-13.878	-14.873	11
24	-13.455	-13.982	-14.196	-16.853	11
25	-15.127	-12.863	-14.173	-19.35	11
26	-16.453	-12.345	-14.7	-22.014	11
27	-17.072	-12.429	-15.818	-24.943	11
28	-18.796	-12.732	-16.745	-26.859	10
29	-23.603	-13.172	-17.521	-23.641	10
30	-33.857	-14.221	-18.945	-19.271	10
31	-23.123	-15.751	-20.051	-16.467	10
32	-18.861	-16.941	-19.743	-14.744	10
33	-17.937	-17.069	-19.062	-14.04	01
34	-19.679	-17.336	-20.01	-14.134	01
35	-23.308	-18.602	-18.991	-14.531	01
36	-23.94	-20.35	-16.948	-14.454	01
37	-21.237	-22.005	-15.487	-13.731	01
38	-19.705	-23.967	-14.375	-12.996	01
39	-18.967	-26.207	-13.277	-12.583	01
40	-18.223	-26.478	-12.405	-12.598	01
41	-17.428	-24.772	-11.919	-12.784	01
42	-16.847	-23.333	-11.778	-12.938	01

การฝึกสอนโครงข่ายประสาทเทียมได้นำข้อมูลของพารามิเตอร์ S มาใช้เป็นอินพุต และกำหนดเอาต์พุตที่ต้องการ จากนั้นนำข้อมูลที่มีทั้งเข้าสู่กระบวนการการฝึกสอนโดยการฝึกสอนแบ่งเป็น 3 ลักษณะ โดยลักษณะที่ 1 ได้แก่ 4 โหนดอินพุต (Input node) 8 โหนดซ่อนเร้น (Hidden node) และ 2 โหนดเอาต์พุต (Output node) ต่อมาลักษณะที่ 2 ได้แก่ 4 โหนดอินพุต 10 โหนดซ่อนเร้น และ 2 โหนดเอาต์พุต

และโครงสร้างลักษณะสุดท้ายใช้ 4 โหนดอินพุต 12 โหนดซ่อนเร้น และ 2 โหนดเอาต์พุต ซึ่งการทำงานในแต่ละโครงสร้างนั้นให้ประสิทธิภาพที่แตกต่างกันไปดังแสดงในตารางที่ 3

ตารางที่ 3 ข้อมูลการฝึกสอนโครงข่ายประสาทเทียม

Input node	Hidden node	Output node	Iteration loop	Error
4	8	2	36,462,608	1×10^{-3}
4	10	2	7,392,126	1×10^{-3}
4	12	2	6,838,618	1×10^{-3}

การใช้ข้อมูลสำหรับฝึกสอนโครงข่ายประสาทเทียม ได้เปลี่ยนแปลงจำนวนโหนดในชั้นซ่อนเร้นเพื่อเปรียบเทียบความเร็วในการฝึกสอน และเพื่อให้ได้ผลของค่าความผิดพลาดที่ยอมรับได้ (Error) ซึ่งการฝึกสอนโดยเปลี่ยนชั้นโหนดซ่อนเร้นที่ 8 โหนดซ่อนเร้น 10 โหนดซ่อนเร้น และ 12 โหนดซ่อนเร้น กำหนดค่าความผิดพลาดที่ยอมรับได้อยู่ที่ 1×10^{-3} ที่ 8 โหนดซ่อนเร้น ใช้การวนซ้ำ (Iteration loop) มากที่สุดประมาณ 36.5 ล้านครั้ง ต่อมาที่ 10 โหนดซ่อนเร้นใช้การวนซ้ำรองลงมา คือ ประมาณ 7.4 ล้านครั้ง และสุดท้ายที่ 12 โหนดซ่อนเร้น ใช้การวนซ้ำน้อยที่สุด คือ ประมาณ 6.8 ล้านครั้ง ซึ่งโดยปกติในแต่ละโครงสร้างของโครงข่ายประสาทเทียมมีค่าความผิดพลาดเท่ากัน จำนวนการวนซ้ำน้อยเป็นสิ่งที่บ่งชี้ถึงประสิทธิภาพที่ดีกว่าการวนซ้ำจำนวนมาก จากการทดสอบจึงเห็นได้ว่าที่ 12 โหนดซ่อนเร้นใช้การวนซ้ำน้อยสุด จึงถือว่าเป็นโครงสร้างที่ดีที่สุด แต่ถ้าสำหรับการออกแบบฮาร์ดแวร์โครงสร้างของ 10 โหนดซ่อนเร้นเหมาะสมที่สุด เนื่องจากใช้จำนวนโหนดซ่อนเร้นน้อยกว่า แต่การวนซ้ำต่างกันอยู่เล็กน้อยในระดับที่ยอมรับได้ เมื่อจำนวนโหนดซ่อนเร้นลดลง จึงทำให้การใช้ทรัพยากรน้อยและมีความซับซ้อนต่ำ ซึ่งทำให้การทำงานของระบบมีประสิทธิภาพสูงสุด

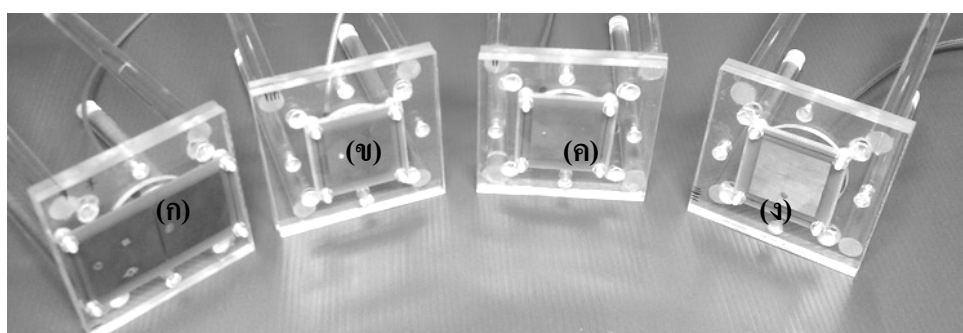
ข้อมูลข้างต้นแสดงให้เห็นว่าการใช้ 10 โหนดซ่อนเร้นเหมาะสมที่สุดสำหรับการออกแบบฮาร์ดแวร์ และค่าความผิดพลาดที่ยอมรับได้ ขั้นตอนต่อไป คือ การฝึกสอนโครงข่ายประสาทเทียมเพื่อหาค่าของน้ำหนักในแต่ละชั้นของโครงสร้าง การเชื่อมต่อระหว่างอินพุต และโหนดซ่อนเร้น คือ W_i การเชื่อมต่อระหว่างโหนดซ่อนเร้น และเอาต์พุต คือ W_j ข้อมูลในชั้นซ่อนเร้นคือ θ_j และข้อมูลในชั้นเอาต์พุตคือ θ_k นำข้อมูลที่ได้จากค่าพารามิเตอร์ (S_{11} , S_{41} , S_{51} และ S_{61}) ของการจำลองการวัดผลสัม มาใช้สำหรับฝึกสอนโครงข่ายประสาทเทียม กำหนดให้เป็นอินพุต 4 โหนด 10 โหนดซ่อนเร้น และ 2 เอาต์พุต แต่แสดงเป็น 3 คำตอบที่ต้องการ และในการฝึกสอนค่าความผิดพลาดที่ยอมรับได้อยู่ในช่วง 10^{-3} และน้ำหนักสุดท้ายจากการฝึกสอนที่ได้นำมาใช้งานแสดงในตารางที่ 4

ตารางที่ 4 น้ำหนักสุดท้ายจากการฝึกสอนที่ 10 โคนซ่อนเร้น

W_j	2.906	1.806	-3.290	1.676	2.716	-0.706	-0.169	1.174	0.799	0.729
	-4.810	-0.388	5.183	-0.370	-0.957	-4.814	-0.332	-0.408	-0.303	4.705
	0.287	-0.016	-2.462	0.059	-0.787	0.846	0.517	-0.109	0.038	-0.338
	0.181	-1.374	1.274	-1.337	-0.910	5.479	-0.028	-0.539	-0.427	-6.075
W_k	-1.829	4.752	1.948	4.030	3.599	-6.642	0.165	1.964	1.375	6.992
	7.008	2.479	-7.019	2.513	3.059	6.511	0.745	1.271	0.563	-6.926
θ_j	-0.502	-0.068	0.711	0.004	-0.381	-0.005	-0.044	-0.242	-0.111	0.055
θ_k	0.350	0.214								

8. การทดสอบสมรรถนะของระบบ

จากงานก่อนหน้านี้ที่ได้จำลองออกแบบสายอากาศให้แมตช์กับผลส้มโดยใช้โปรแกรม CSTTM ทำให้ได้ขนาดและจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศที่เหมาะสม และจากการจำลองยังแสดงให้เห็นการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ S เมื่อเปลี่ยนค่าคงที่ไดอิเล็กทริกของผลส้ม ซึ่งการเปลี่ยนแปลงนั้นอยู่ในสมมุติฐานที่เป็นส้มจี๊ด ส้มหวาน และส้มเปรี้ยวตามลำดับ หลังจากนั้นนำข้อมูลมาใช้ฝึกสอนโครงข่ายประสาทเทียม และทดสอบการตัดสินใจแสดงให้เห็นถึงความเป็นไปได้ในการคัดแยกผลส้มที่มีรสชาติแตกต่างกัน ดังนั้นในขั้นตอนนี้ คือ การสร้างสายอากาศไมโครสตริป เพื่อทดสอบสมรรถนะ สายอากาศไมโครสตริปออกแบบทั้งหมด 4 ตัว โดยเป็นภาคส่ง 1 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 14 (ก) และในส่วนของภาครับแบ่งได้ทั้งหมด 3 ตัว แสดงในรูปที่ 14 (ข) (ค) (ง) ตามลำดับ

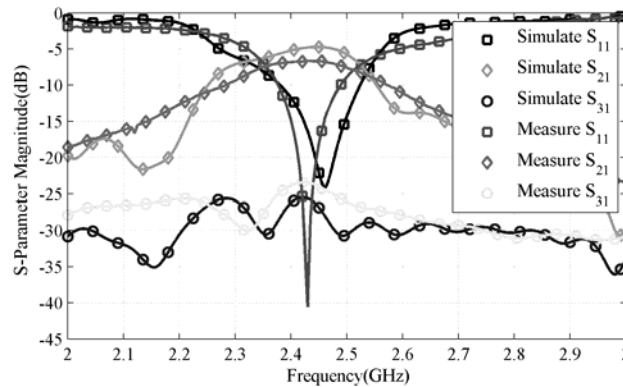


รูปที่ 14 สายอากาศไมโครสตริปสำหรับระบบเซ็นเซอร์

8.1 การทดสอบสมรรถนะของสายอากาศไมโครสตริป

ผลการทดสอบสมรรถนะของสายอากาศโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย โดยเทียบกับผลการจำลองจากโปรแกรม CSTTM เห็นได้ว่าสมรรถนะของสายอากาศมีผลใกล้เคียงกับการจำลองจาก

โปรแกรม CSTTM ดังนั้นสำหรับการคัดแยกสชาติของผลส้มจึงมีโอกาที่เป็นไปได้ และผลพารามิเตอร์ S ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ของผลการจำลองสายอากาศกับสมรรถนะจริงแตกต่างกันเล็กน้อย คือ ผลการจำลองมีค่า S_{11} เท่ากับ -22.11 เดซิเบล และสมรรถนะจริงเท่ากับ -18.01 เดซิเบล ผลค่าการเชื่อมต่อรวมที่เป็นโพลาริเซชันร่วมของพารามิเตอร์ S_{21} จากการจำลองเท่ากับ -4.7 เดซิเบล และสมรรถนะจริงเท่ากับ -6.64 เดซิเบล สุดท้ายค่าการเชื่อมต่อรวมที่เป็นโพลาริเซชันไขว้ของพารามิเตอร์ S_{31} จากการจำลองเท่ากับ -26.86 เดซิเบล และสมรรถนะจริงเท่ากับ -23.94 เดซิเบล ดังแสดงในรูปที่ 15



รูปที่ 15 สมรรถนะสายอากาศไมโครสตริป

8.2 การออกแบบระบบเซ็นเซอร์

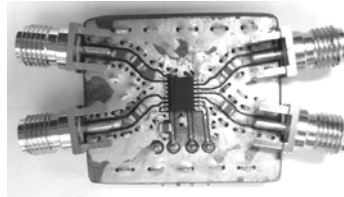
การออกแบบระบบเซ็นเซอร์สำหรับประมวลผลเพื่อตัดสินใจประกอบด้วยหลายส่วนได้แก่ โมดูลกำเนิดความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณ คัปเปิลอร์แบบมีทิศทาง (Directional coupler) ทำหน้าที่หาค่าพารามิเตอร์ S_{11} สวิตช์สัญญาณความถี่วิทยุ (RF Switch) ทำหน้าที่รับพารามิเตอร์ S_{41} , S_{51} และ S_{61} จากสายอากาศ อุปกรณ์รับสัญญาณความถี่วิทยุและเปลี่ยนเป็นไฟฟ้า กระแสตรง ทำหน้าที่ตรวจจับกำลังงาน และวงจรแปลงสัญญาณเชิงอุปมานเป็นสัญญาณเชิงเลขขนาด 12 บิต ทำหน้าที่แปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นสัญญาณเชิงดิจิทัลเพื่อใช้ในการประมวลผลของอุปกรณ์ลอจิกแบบโปรแกรมได้ (Field Programmable Gate Array: FPGA)

8.2.1 โมดูลกำเนิดความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์

ระบบเซ็นเซอร์สิ่งสำคัญ คือ แหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่วิทยุ ซึ่งในรายงานนี้ได้ใช้โมดูล CRM2400SNC ที่ประกอบด้วย วงจรกำเนิดสัญญาณที่ควบคุมแรงดัน (NRF2401AG: VCO) และ เฟสล็อก ลูป ซึ่งโมดูลผลิตความถี่ตั้งแต่ 2.4-2.5 กิกะเฮิร์ตซ์ โดยความถี่ที่ผลิตขึ้นอยู่กับการควบคุม ซึ่งการควบคุมกำหนดที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ และให้กำลังงานส่ง 0 เดซิเบล ทำได้โดยป้อนสัญญาณอินพุตที่ขา CLK, DATA, CE, CS และ PWR_UP ดังแสดงในรูปที่ 16 และการควบคุมใช้ความถี่สัญญาณนาฬิกาสูงสุดอยู่ที่ประมาณ 1 MHz จะสามารถใช้งานโมดูลได้อย่างมีประสิทธิภาพ และข้อมูล (Data) ที่ใช้ในการควบคุมมีทั้งหมด 144 บิต คือ "1 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0 0 0 0

8.2.3 สวิตช์สัญญาณความถี่วิทยุ

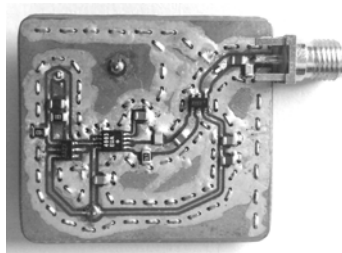
ข้อมูลที่น่าสนใจที่ทั้งหมดคือพารามิเตอร์ S จากสายอากาศทั้ง 5 ตัว ดังนั้นการรับข้อมูลจากสายอากาศจึงต้องใช้สวิตช์ (Hittite: HMC245QS16) 3 ทางในการควบคุมดังแสดงในรูปที่ 19 สำหรับการข้อมูลพารามิเตอร์ S ตั้งแต่ S_{41} ที่ใช้สัญญาณดิจิทัลในการควบคุมคือ $A = 1$ และ $B = 1$ ต่อมาคือ S_{51} ใช้สัญญาณดิจิทัลในการควบคุมคือ $A = 1$ และ $B = 0$ สุดท้ายคือ S_{61} ใช้สัญญาณดิจิทัลควบคุมคือ $A = 0$ และ $B = 1$ โดยข้อมูลได้รับการเรียงลำดับเพื่อนำมาตรวจจับพลังงานในขั้นตอนต่อไป



รูปที่ 19 สวิตช์สัญญาณความถี่วิทยุ

8.2.4 อุปกรณ์รับสัญญาณความถี่วิทยุและเปลี่ยนเป็นไฟฟ้ากระแสตรง

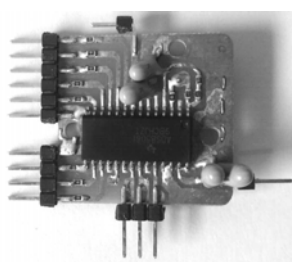
เพื่อวิเคราะห์และตัดสินใจในการคัดแยกผลไม้ต้องเปลี่ยนสัญญาณความถี่วิทยุเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง (DC) เพื่อนำไปใช้งานต่อสำหรับการวิเคราะห์ โดยข้อมูลก่อนหน้าจากสวิตช์ 3 ทาง และคัปเปิลอร์แบบมีทิศทาง ได้รับมาเพื่อทำงานต่อโดยอุปกรณ์ประกอบด้วยตัวขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (Low-Noise-Amplifiers: MAX2641) ตัวตรวจวัดกำลัง (RF power detector: MAX4003) และบัฟเฟอร์อนาล็อกแปลงเป็นดิจิทัล (ADC Buffer: MAX4475) ดังแสดงในรูปที่ 20 โดยตัวขยายสัญญาณรบกวนต่ำทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่วิทยุที่ได้รับจากสายอากาศและกรองสัญญาณรบกวนก่อนส่งสัญญาณความถี่วิทยุให้ตัวตรวจวัดกำลัง ขั้นตอนต่อไปคือตัวตรวจวัดกำลังทำหน้าที่รับสัญญาณความถี่วิทยุที่อยู่ในช่วง -45 ถึง 0 เดซิเบล เพื่อเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งสัญญาณเข้าพุทอยู่ในช่วงกว้าง 0.3 ถึง 1.5 โวลต์ ขั้นตอนสุดท้ายคือบัฟเฟอร์อนาล็อกแปลงเป็นดิจิทัลทำหน้าที่ขยายสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงและลดสัญญาณรบกวนก่อนจะนำไปใช้สำหรับวงจรอนาล็อกแปลงเป็นดิจิทัล (ADC)



รูปที่ 20 วงจรรับสัญญาณความถี่วิทยุ 2.45 กิกะเฮิรตซ์

8.2.5 วงจรแปลงสัญญาณเชิงอุปมานเป็นสัญญาณเชิงเลขขนาด 12 บิต (Bit)

การรับสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงและเปลี่ยนเป็นสัญญาณเชิงดิจิทัล การแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นสัญญาณเชิงดิจิทัลทั้งหมด 12 บิต ทำได้โดยใช้ตัวอนาล็อกแปลงเป็นดิจิทัล (Analog-To-Digital Converter: ADS8506) ดังแสดงในรูปที่ 21 ซึ่งสัญญาณอินพุต อยู่ในช่วง 0 ถึง 4 โวลต์ ซึ่งใช้สัญญาณควบคุมที่ใช้คือ R/C และ BYTE จากข้อมูลที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณเชิงอุปมานจะนำไปวิเคราะห์และประมวลผลด้วยอุปกรณ์ลอจิกแบบโปรแกรมได้ (FPGA) รุ่น Xilinx Virtex-II Pro XC2VP30 ซึ่งส่วนของการตัดสินใจได้นำโครงข่ายประสาทเทียมมาช่วยในการวิเคราะห์ปัญหาเพื่อให้มีความแม่นยำเพิ่มมากขึ้น



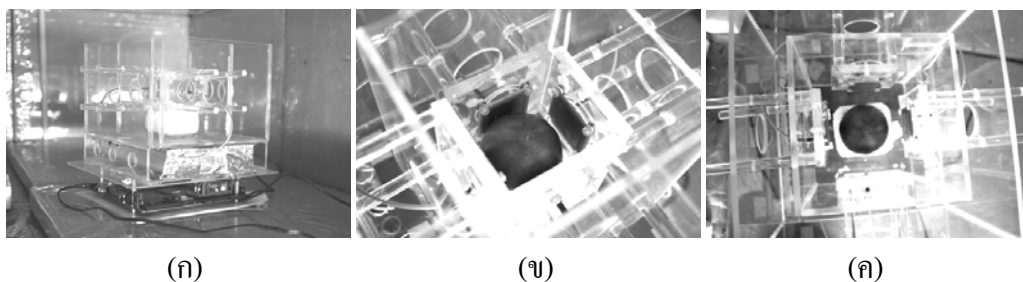
รูปที่ 21 วงจรแปลงสัญญาณเชิงอุปมานเป็นสัญญาณเชิงเลขขนาด 12 บิต

8.3 ระบบเซ็นเซอร์และการทดลองเพื่อเก็บข้อมูล

การประกอบระบบรวมเพื่อนำไปใช้งานของเซ็นเซอร์โครงสร้างอยู่ในลักษณะสี่เหลี่ยมจัตุรัสภายในของระบบเซ็นเซอร์ประกอบด้วยวงจรสำหรับการประมวลผลเพื่อแบ่งแยกรสชาติของผลส้มและส่วนล่างสุดของระบบเซ็นเซอร์ คือ ด้วยอุปกรณ์ลอจิกแบบโปรแกรมได้ (FPGA) ที่ใช้สำหรับควบคุมวงจรทุกตัวให้ทำงานสอดคล้องกันทั้งระบบและยังใช้สำหรับการวิเคราะห์ผลของการตัดสินใจสุดท้ายเพื่อบอกรสชาติผลส้ม

8.3.1 อุปกรณ์เซ็นเซอร์สำหรับตรวจวัดคุณภาพผลไม้

โครงสร้างของเซ็นเซอร์ได้รับการออกแบบให้อยู่ในลักษณะสี่เหลี่ยมจัตุรัสโดยใช้อคริลิก (Acrylic) ใส ซึ่งมีขนาดโดยประมาณอยู่ที่ 10x10 เซนติเมตร และสูง 9 เซนติเมตร ดังแสดงในรูปที่ 22 (ก) และใช้สายอากาศไมโครสตริปติดตั้งอยู่ภายในทั้ง 4 ด้านของกล่องอคริลิกดังแสดงในรูปที่ 22 (ข) โดยสายอากาศที่อยู่ภายในถูกยึดติดด้วยอคริลิกชั้นในและสามารถเปลี่ยนเปลี่ยนขนาดโดยการเลื่อนเข้าและเลื่อนออกได้อย่างอิสระเพื่อในเหมาะสมกับขนาดของผลส้มที่ต้องการวัด ซึ่งผลส้มจะได้รับการวางไว้ในจุดกึ่งกลางของสายอากาศทั้ง 5 ตัวดังแสดงในรูปที่ 22 (ค)



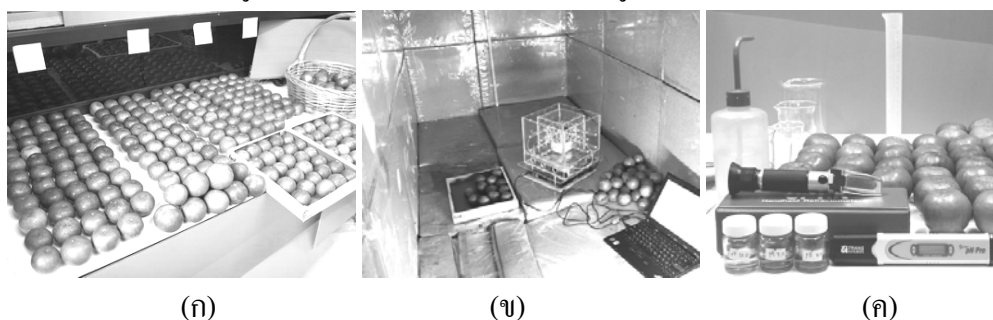
รูปที่ 22 โครงสร้างของระบบเซ็นเซอร์

8.3.2 การทดลองเพื่อเก็บผลพารามิเตอร์ S ค่าพีเอช (pH) และค่าความหวาน (Brix)

จากระบบทั้งหมดที่ออกแบบถูกนำมาใช้เก็บผลจากผลส้มจริงจำนวน 196 ลูก และเพื่อให้ได้ผลการทดลองที่ดี ผลส้มควรมีรสชาติที่แตกต่างกันชัดเจน ดังนั้นผลส้มได้นำมาทดลองจึงเป็นผลส้มที่นำมาจากสวนผลไม้โดยตรง เป็นส้มที่ไม่ได้รับการเคลือบสารเคมี และเป็นส้มสดใหม่ ขั้นตอนการทดลองแบ่งเป็น 5 ขั้นตอนคือ

1. คัดแยกขนาดผลส้ม
2. วัดค่าพารามิเตอร์ S ด้วยระบบเซ็นเซอร์
3. วัดค่าความเป็นกรดและเบส (pH)
4. วัดค่าความหวาน (Brix)
5. ทดสอบรสชาติโดยมนุษย์

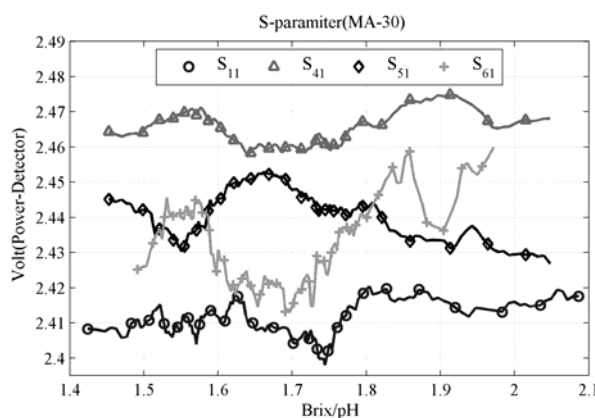
เมื่อนำผลส้มมาจากสวนในขั้นตอนที่ 1 ได้จัดกลุ่มขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของผลส้มเป็น 4 กลุ่ม โดยกลุ่มแรกมีขนาด 6.2 เซนติเมตร กลุ่มที่ 2 มีขนาด 6.3 เซนติเมตร กลุ่มที่ 3 มีขนาด 6.4 เซนติเมตร และกลุ่มสุดท้ายมีขนาด 6.5 เซนติเมตร ดังแสดงในรูปที่ 23 (ก) ในขั้นตอนที่ 2 ได้นำผลส้มตั้งแต่กลุ่มที่ 1 – 4 มาวัดจากระบบเซ็นเซอร์ที่ออกแบบในแต่ละกลุ่มตามลำดับดังแสดงในรูปที่ 23 (ข) ในขั้นตอนที่ 3 นำผลส้มที่ผ่านการวัดจากเซ็นเซอร์มาทำการผ่าและคั้นน้ำเพื่อหาค่ากรดและเบสด้วยเครื่องมือวัด (Senz pH Pro) ที่มีความละเอียดอยู่ที่ 0.01 และบันทึกค่า ในขั้นตอนที่ 4 นำน้ำส้มที่ได้จากการคั้นมาวัดค่าความหวาน (OPTIK® Handheld Refractometer) ดังแสดงในรูปที่ 23 (ค) จากนั้นทำการบันทึกค่า และในขั้นตอนสุดท้ายเป็นการทดสอบโดยมนุษย์นั่นคือการชิมเพื่อบอกรสชาติของผลส้มที่แบ่งออกเป็นรสชาติเปรี้ยว หวาน จืด และนำข้อมูลมาใช้ในการเปรียบเทียบกับข้อมูลจากเซ็นเซอร์เพื่อนำมาวิเคราะห์ต่อไป



รูปที่ 23 ขั้นตอนการทดลองและการเก็บผลเซ็นเซอร์

8.4 พารามิเตอร์ S ของระบบเซ็นเซอร์สำหรับฝึกสอนโครงข่ายประสาทเทียม

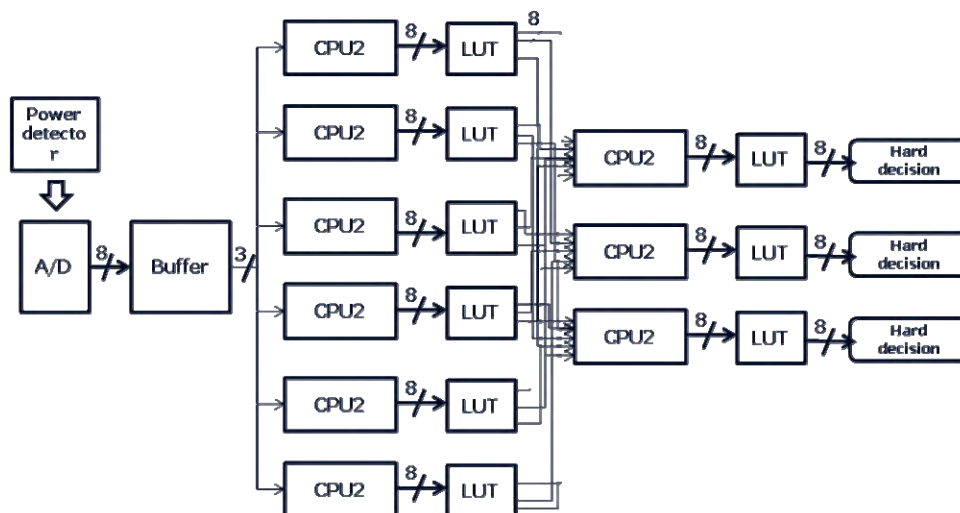
ผลการทดลองการทำงานของระบบเซ็นเซอร์ การทดสอบความเป็นกรดและเบส การวัดค่าความหวาน และการชิมของมนุษย์ ซึ่งจากการสังเกตพบว่าการเปลี่ยนแปลงของปริมาณน้ำตาลต่อความเป็นกรดและเบส (Brix/pH) ของน้ำส้ม มีผลต่อระดับแรงดันของพารามิเตอร์ S โดยการเปลี่ยนแปลงค่าระดับพลังงานของ S_{11} อยู่ในช่วง 2.3981 - 2.4204 โวลต์ ซึ่งพอที่จะสังเกตได้ และค่าของการเชื่อมต่อรวม S_{41} ที่มีการเปลี่ยนแปลงระดับพลังงานอยู่ที่ 2.4581 - 2.4748 โวลต์ และ S_{51} ที่มีการเปลี่ยนแปลงระดับพลังงานอยู่ในช่วง 2.4269 - 2.4529 โวลต์ ซึ่งทั้งสองพารามิเตอร์มีการเปลี่ยนไม่มากแต่เพียงพอสำหรับนำมาใช้เป็นข้อมูลเสริมเพื่อให้เซ็นเซอร์ตัดสินใจได้ดีขึ้น และการเปลี่ยนแปลงของ 2 พารามิเตอร์นี้เปลี่ยนแปลงในลักษณะตรงข้ามกัน และพารามิเตอร์ตัวสุดท้าย S_{61} มีการเปลี่ยนแปลงมากที่สุดและมีระดับพลังงานอยู่ในช่วง 2.4130 - 2.4599 โวลต์ ทำให้สามารถสังเกตได้ชัดเจนที่สุด ข้อมูลชุดนี้จึงมีส่วนสำคัญสำหรับการตัดสินใจในการคัดแยกผลส้มดังแสดงในรูปที่ 24



รูปที่ 24 การเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ S จากการทดลอง

9. การออกแบบฮาร์ดแวร์ของโครงข่ายประสาทเทียม

กรณีที่หาน้ำหนักของแต่ละเส้น และการเชื่อมต่อในขั้นตอนการฝึกสอนเรียบร้อยแล้ว จากนั้นในขั้นตอนการนำโครงข่ายประสาทเทียมไปใช้จริงในการออกแบบฮาร์ดแวร์เป็นส่วนสำคัญ เนื่องจากในขั้นตอนการหาเอ้าท์พุท ของโครงข่ายประสาทเทียมอยู่ในรูปผลคูณ และผลบวกดังแสดงในสมการที่ 2 และ 3 ตามลำดับ การออกแบบวงจรคุณนั้นใช้ทรัพยากรสูง และเวลาในการประมวลผลช้า เนื่องจากความซับซ้อนของวงจร ดังนั้นการออกแบบฮาร์ดแวร์ของโครงข่ายประสาทเทียมในโครงงานนี้ได้พัฒนางจรในการทำงานให้อยู่ในรูปผลบวกทั้งหมดเพื่อลดการใช้ทรัพยากร และเวลาในการประมวลผล ส่วนในการประมาณค่าฟังก์ชันซิกมอยด์ (Sigmoid function) ซึ่งอยู่ในส่วนประมวลผลของโครงข่ายประสาทเทียมใช้เป็นตารางแทนค่า (LUT) ทั้งหมด เพื่อให้มีความเร็วในการทำงานมากขึ้น การออกแบบฮาร์ดแวร์ให้ทำงานในส่วนของการตัดสินใจ และนำไปใช้จริงต่อไปดังแสดงในรูปที่ 25



รูปที่ 25 ระบบการตัดสินใจของเซ็นเซอร์วัดส้ม

10. สรุป

ในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบระบบเซ็นเซอร์ที่ประกอบด้วยสายอากาศไมโครสตริป 4 ตัว แมตซ์กับผลส้มหวานที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ เพื่อนำไปใช้สำหรับการคัดแยกรสชาติผลส้ม ซึ่งวิธีการคัดแยกได้นำค่าพารามิเตอร์ S ของสายอากาศที่ได้จากการวัดของเซ็นเซอร์ คือ ค่าการสูญเสียย้อนกลับและค่าการเชื่อมต่อรวมมาใช้งาน ซึ่งจากข้อมูลที่ได้ ถูกนำมาใช้ในการฝึกสอนโครงข่ายประสาทเทียม เพื่อหาน้ำหนักที่เหมาะสม และค่าความผิดพลาดที่ยอมรับได้ โดยโครงข่ายประสาทเทียมถูกกำหนดให้มี 4 อินพุตโนด (S_{11} , S_{41} , S_{51} และ S_{61}) 10 โนดซ่อนเร้น และ 2 เอาท์พุตโนด ที่แสดงเป็น 3 คำตอบคือ ส้มจี๊ด ส้มหวาน และส้มเปรี้ยว และส่วนสุดท้าย คือ การออกแบบฮาร์ดแวร์ การออกแบบได้ลดความซับซ้อนด้วยการลดรูปจากวงจรคูณในส่วนของโครงข่ายประสาทเทียมมาเป็นวงจรบวก เพื่อให้การทำงานที่มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น และมีความซับซ้อนต่ำลง

เอกสารอ้างอิง

- [1] http://www.oae.go.th/download/download_journal/fundamaton-2553.PDF
- [2] J.K.Burns and L.G.Albrigo, "Granulation in Grapefruit", Proc. Fla. State Hort. Soc. 110:, 1997, pp.204-208.
- [3] M.A.Ritenour, L.G.Albrigo, and J.K.Burns, "Granulation in Florida Citrus", Proc. Fla. State Hort. Soc. 117:358-361, 2004.
- [4] S.O.Nelson, "Dielectric Spectroscopy of Fresh Fruits and Vegetables", Proc. of 2005 Instrumentation and Measurement Technology Conference, pp.360-364, Ottawa, May 2005.

- [5] F.Camarena, J.A.Martinez, M.Ardid, J.Ramis, and V.Espinosa, "Ultrasonic Testing of the Time Evolution Properties of Oranges", Proc. of 2005 IEEE Ultrasonic Symposium, 2005, pp.1508-1510.
- [6] M.Krairiksh, J.Varith, A.Kanchanavapasatit, C.Phongcharoenpanich, A.Thanachayanont, P.Sirisuk and M.Chongcheawchamnan, "Microwave Sensor for Durian Inspection," Proceedings of 2009 IEEE International Conference on Antennas, Propagation and Systems (INAS 2009), Malaysia, 2009, pp.221-1-221-4.

2.5 เซนเซอร์ RFID เพื่อตรวจสอบคุณภาพของผลิตผลทางการเกษตร (RFID Sensor for Quality Determination of Some Agricultural Products)

นายรัฐพงษ์ สุวลักษณ์ นายรัชชัย พุ่มพวง นางสาวกิตติมา เลิศศักดิ์วิมาน รศ.ดร. ดนัย ต.รุ่งเรือง
รศ.ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์ และ ศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

1. วัตถุประสงค์

ศึกษาและพัฒนาระบบระบุลักษณะทางคลื่นความถี่วิทยุเพื่อประยุกต์ใช้ในงานทางด้านการเกษตรเพื่อเป็นการประเมินคุณภาพของพืชผลทางการเกษตร เช่น มะม่วง ข้าวเปลือก และแผ่นยางพาราดิบ เป็นต้น ตลอดจนสามารถนำไปใช้งานได้จริงในราคาที่ถูก

2. ปัญหา

เนื่องจากในปัจจุบันการประเมินคุณภาพของพืชผลทางการเกษตรที่มีความต้องการมากขึ้นเพื่อประโยชน์ของทั้งผู้บริโภคและผู้ผลิตและเนื่องจากมาตรฐานการวัดคุณภาพผลิตผลทางการเกษตรที่ผ่านมาจะต้องใช้ความชำนาญของทั้งผู้ผลิตและผู้บริโภคเพื่อการประเมินคุณภาพของผลิตผลทางการเกษตรในเบื้องต้น ซึ่งอาจจะไม่เป็นมาตรฐานเดียวกันและอาจเกิดความผิดพลาดจากการขาดความชำนาญที่เพียงพอทำให้ได้ผลิตผลทางการเกษตรที่ไม่เป็นไปตามที่ต้องการ และเนื่องจากในปัจจุบันระบบระบุลักษณะทางคลื่นความถี่วิทยุ ได้ถูกนำมาใช้งานทางด้านการระบุตัวตนอย่างหลากหลายและคาดว่าภายในอนาคตระบบระบุลักษณะทางคลื่นความถี่วิทยุจะลดราคาต่อหน่วยลงเมื่อมีปริมาณการผลิตที่มากขึ้น

โครงการนี้เป็นการพัฒนารูปแบบการใช้งานของเทคโนโลยีระบบระบุลักษณะทางคลื่นความถี่วิทยุมาประยุกต์ใช้ในทางการเกษตร เพื่อประเมินคุณภาพของผลิตผลทางการเกษตรที่มีประสิทธิภาพที่ดีและมีราคาถูกที่จะยังผลอันเป็นประโยชน์ให้แก่ทั้งผู้ผลิตและผู้บริโภค

3. งานวิจัยที่ได้ดำเนินการไปแล้ว

ในช่วง 3 ปี ของโครงการได้ทำการศึกษาดังต่อไปนี้

1. ทำการศึกษาและค้นคว้างานวิจัยที่มีมาก่อน
2. ทำการทดสอบแนวโน้มการนำทฤษฎีที่เกี่ยวข้องมาใช้งานจริง รวมทั้งได้นำไปจำลองผลโดยใช้โปรแกรม CST [1]
3. ทำการออกแบบสายอากาศแท่ง โดยใช้โปรแกรม CST โดยที่ IC chip ที่ใช้คือวงจรรวมรุ่น XRAG 2 และ UCODE G2XL [2]
4. ทำการศึกษาคูสมบัติของวัสดุที่จะนำมาใช้งานซึ่งได้แก่ ข้าวเปลือกและแผ่นยางพาราดิบ

ข้าวเปลือก ผลการศึกษาเบื้องต้นจากการนำสายอากาศที่ออกแบบไปใช้กับข้าวเปลือกสามารถสรุปได้ว่า ความชื้นที่เปลี่ยนไปของข้าวเปลือกนั้นส่งผลต่อระยะการอ่านที่เปลี่ยนแปลงไป โดยเมื่อความชื้นของข้าวเปลือกมากขึ้น ระยะการอ่านได้ไกลสุดจะสั้นลง

แผ่นยางพาราดิบ ผลจากการศึกษาความเป็นไปได้ในการนำระบบ RFID Sensor ไปใช้กับแผ่นยางพาราดิบพบว่าแผ่นยางนั้นไม่เหมาะที่จะนำมาใช้ร่วมกับระบบ RFID Sensor เนื่องจากมีการเปลี่ยนแปลงของค่าไดอิเล็กตริกน้อยมาก สำหรับแผ่นยางชนิดต่างๆ ซึ่งทำให้ไม่สามารถตรวจจับสถานะของแผ่นยางพาราดิบจากการเปลี่ยนแปลงของระยะการอ่านได้ไกลสุดได้

5. ทำการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของ IC Chip รุ่น UCODE G2XL
6. รวบรวมผลงานเบื้องต้นเพื่อนำเสนอในงานประชุมวิชาการนานาชาติ ECTI-CON 2009 และ ISAP2009
7. ทดสอบระยะการติดต่อสื่อสารที่ไกลที่สุดระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็ก
8. ศึกษาและทดสอบค่า ϵ' และ ϵ'' ของมะม่วง และวัสดุตัวอย่างอื่นๆ ที่สนใจ
9. ทดสอบหาค่า ϵ' และ ϵ'' ของอิฐมวลเบา
10. ศึกษาถึงผลกระทบของคุณลักษณะของแท็กเมื่อติดตั้งบนอิฐมวลเบา
11. ศึกษาถึงผลกระทบของคุณลักษณะของแท็กเมื่อติดตั้งบนอิฐมวลเบาในกรณีที่มีอิฐมวลเบาไม่มีการสูญเสียในสารไดอิเล็กตริกโดยใช้โปรแกรม CST
12. ทดสอบระยะการติดต่อสื่อสารที่ไกลที่สุดระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็กเมื่อติดตั้งบนอิฐมวลเบา
13. เขียน 1 บทความในหนังสือ (Book Chapter)
14. เขียน 1 บทความเพื่อตีพิมพ์ในวารสารนานาชาติ (Journal Paper)
15. สร้างและจำลองผลมะม่วงเทียม

4. ทฤษฎีที่ใช้ในงานวิจัยและผลการทดสอบเบื้องต้น

ระบบระบุลักษณะทางคลื่นความถี่วิทยุ (RFID) เป็นเทคโนโลยีที่กำลังได้รับการพัฒนาและมีการเจริญเติบโตอย่างรวดเร็ว [3] ในการติดต่อสื่อสารข้อมูลระหว่างแท็กหรือเครื่องลูกข่ายแบบพาสซีฟกับเครื่องอ่านข้อมูลของระบบระบุลักษณะทางคลื่นความถี่วิทยุในย่านความถี่สูงยิ่ง (UHF Frequency) จะใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบการกระจัดกระจายย้อนกลับ (Backscatter Communication) โดยจะเป็นการติดต่อสื่อสารโดยอาศัยหลักการของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสนามระยะไกล สำหรับแท็กนั้นประกอบด้วยสายอากาศและชิพ [3] โดยค่าอิมพีแดนซ์ของชิพและสายอากาศของแท็กจะเป็นจำนวนเชิงซ้อนและเพื่อการส่งผ่านข้อมูลที่ไกลที่สุด สายอากาศของแท็กนั้นต้องเป็นค่าเมตซ์สังยุค (Conjugate Matching) กับชิพ [4] คุณลักษณะของแท็กนั้นจะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ที่หลากหลาย เช่นคุณสมบัติทาง

แม่เหล็กไฟฟ้าของวัสดุที่อยู่ใกล้หรือติดกันกับแท็ก [4]-[9] เป็นต้น และคุณลักษณะของแท็กที่สำคัญอย่างหนึ่งนั่นก็คือระยะทางการติดต่อสื่อสารซึ่งจะถูกกำหนดให้เป็นระยะทางการติดต่อสื่อสารได้ไกลที่สุด ในขณะที่แท็กยังคงสามารถทำงานได้ โดยสาเหตุอย่างหนึ่งที่เป็นข้อจำกัดของระยะทางการติดต่อสื่อสารข้อมูลได้ไกลที่สุดนั่นคือแท็กต้องได้รับกำลังงานที่เพียงพอสำหรับการกระตุ้นระบบการทำงานและเพียงพอสำหรับการส่งข้อมูลย้อนกลับไปสู่เครื่องอ่านข้อมูล ส่วนข้อจำกัดอีกข้อหนึ่งนั่นก็คือระยะการติดต่อสื่อสารข้อมูลได้ไกลที่สุดที่เครื่องอ่านข้อมูลจะสามารถตรวจจับสัญญาณที่ถูกส่งย้อนกลับมาได้ [3]

จากสมการกำลังงานคลื่นวิทยุที่ใช้ในการเชื่อมต่อในรูปแบบสัดส่วนของลอการิทึม เมื่อกำหนดให้สายอากาศมีค่าอิมพีแดนซ์และมีโพลาไรซ์ที่แมตช์ ดังนั้นสามารถหาค่ากำลังงานทั้งหมดที่ถูกส่งไปยังแท็กได้ดังแสดงในสมการที่ 1

$$P_{\text{tag}}(\text{dBm}) = P_{\text{reader-tx}}(\text{dBm}) - L_{\text{sys}}(\text{dB}) + G_{\text{reader-tx}}(\text{dBi}) + G_{\text{tag, free space}}(\text{dBi}) - GP(\text{dB}) - 20\log_{10}\left(\frac{4\pi}{\lambda}\right) - 20\log_{10}(R) \quad (1)$$

$P_{\text{tag}}(\text{dBm})$	คือ กำลังงานที่เข้าของสายอากาศของแท็ก
$P_{\text{reader-tx}}(\text{dBm})$	คือ กำลังงานขาออกของสายอากาศของเครื่องอ่านข้อมูล
$L_{\text{sys}}(\text{dB})$	คือ การสูญเสียของระบบทั้งจากเครื่องอ่านข้อมูลและแท็ก
$G_{\text{reader-tx}}(\text{dBi})$	คือ อัตราขยายของสายอากาศของเครื่องอ่านข้อมูล
$G_{\text{tag, free space}}(\text{dBi})$	คือ อัตราขยายของสายอากาศของแท็กในสถานะช่องว่างอิสระ
$GP(\text{dB})$	คือ อัตราขยายที่เกิดขึ้นจากวัสดุ
$20\log_{10}\left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)$	คือ การสูญเสียที่ขึ้นอยู่กับค่าความยาวคลื่นในช่องว่างอิสระ
$20\log_{10}(R)$	คือ การสูญเสียที่เกิดจากระยะทางในสถานะช่องว่างอิสระอ้างอิงที่ 1 m

สมการที่ 1 นั้นเป็นสมการที่ดัดแปลงมาจากสมการของ Friis [8] โดย $GP(\text{dB})$ คือค่าอัตราขยายที่เกิดขึ้นจากวัสดุในขณะนั้น โดยสามารถอธิบายได้ดังสมการที่ 2

$$GP(\text{dB}) \equiv G_{\text{tag, free space}}(\text{dB}) - G_{\text{tag, object}}(\text{dBi}) \quad (2)$$

เมื่อ $G_{\text{tag, object}}(\text{dBi})$ เป็นอัตราขยายของสายอากาศของแท็กเมื่ออยู่ใกล้หรือติดกับวัสดุ สำหรับในกรณีที่มีอิมพีแดนซ์ของแท็กเกิดการไม่แมตช์ (กำหนดให้สายอากาศของเครื่องอ่านข้อมูลด้านส่งมีอิมพีแดนซ์

และโพลาไรซ์ที่แมตช์กับแท็ก) จากสมการที่ (1) ต้องเพิ่มพจน์ของอิมพีแดนซ์ที่เกิดการไม่แมตช์ $10\log_{10}(1-|\Gamma_p|^2)$ ดังนั้นกำลังงานที่ถูกดูดกลืนโดยชิพ $P_{\text{tag,chip}}$ จะแสดงได้ดังสมการที่ 3 [8]

$$P_{\text{tag,chip}}(\text{dBm}) = P_{\text{reader-tx}}(\text{dBm}) - L_{\text{sys}}(\text{dB}) + G_{\text{reader-tx}}(\text{dBi}) + G_{\text{tag,freespace}}(\text{dBi}) - GP(\text{dB}) - 20\log_{10}\left(\frac{4\pi}{\lambda}\right) - 20\log_{10}(R) + 10\log_{10}(1-|\Gamma_p|^2) \quad (3)$$

โดย Γ_p คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนเชิงกำลังงานที่หัวของสายอากาศของแท็กโดยจะอธิบายได้ดังสมการที่ 4

$$\Gamma_p \equiv \frac{Z_{\text{chip}} - Z_{\text{antenna,tag}}^*}{Z_{\text{chip}} + Z_{\text{antenna,tag}}} \quad (4)$$

เมื่อ * เป็นเครื่องหมายสังยุคเชิงซ้อน เมื่อค่าอิมพีแดนซ์ของชิพคือ $Z_{\text{chip}} \equiv R_{\text{chip}} + jX_{\text{chip}}$ และ $Z_{\text{antenna,tag}} \equiv R_{\text{antenna,tag}} + jX_{\text{antenna,tag}}$ คือค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ เมื่อค่าอิมพีแดนซ์ของชิพเป็นสถานะแมตช์สังยุค (Conjugate Matching) กับอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแล้ว Γ_p จะมีค่าเท่ากับศูนย์ ส่งผลให้พจน์ของการไม่แมตช์ของค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 0 dB ซึ่งเป็นค่าที่ต้องการ ในอีกรูปแบบหนึ่ง พจน์ของ $1-|\Gamma_p|^2$ สามารถอธิบายในรูปของค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเชิงกำลังงาน τ [10-11] หลังจากจัดรูปสมการแล้วสามารถแสดงพจน์ของ τ ดังสมการที่ 5

$$\tau = \frac{4R_{\text{chip}}R_{\text{antenna,tag}}}{|Z_{\text{chip}} + Z_{\text{antenna,tag}}|^2} \quad (5)$$

ในบทความ [8] และ [9] สมการการติดต่อสื่อสารแบบการกระจายย้อนกลับ ได้ดัดแปลงมาจากสมการ Monostatic Radar [9] ซึ่งมีวัตถุประสงค์ในการอธิบายกำลังงานทั้งหมดที่ถูกมอดูเลตโดยกระจายกระจายมาจากแท็กไปสู่เครื่องอ่านข้อมูลของระบบ RFID สมการที่ถูกดัดแปลงนั้นยังสามารถใช้ในการพิจารณาเมื่อนำวัสดุชนิดต่างๆ มาวางใกล้หรือติดกับแท็ก ด้วยเหตุที่ความไวของเครื่องอ่านข้อมูลในระบบ RFID โดยปกติแล้วมีค่าที่สูง ดังนั้นระยะการติดต่อสื่อสารที่ไกลที่สุดนั้นจะพิจารณาจากการที่แท็กสามารถรับพลังงานได้เพียงพอในการกระตุ้นระบบการทำงานและมีกำลังงานเพียงพอสำหรับการส่งข้อมูลย้อนกลับมายังเครื่องอ่านข้อมูล [4], [11] ระยะทางที่ไกลสุดในขณะที่มีวัสดุวางอยู่ใกล้หรือติดกับแท็ก ($R_{\text{max,object}}$) สามารถคำนวณได้โดยการใช้กำลังงานในการเชื่อมต่อจากสมการที่ 3 และสามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังแสดงในสมการที่ 6 ภายได้สมมุติฐานที่ว่าสายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลด้านส่งมีอิมพีแดนซ์และโพลาไรซ์ที่แมตช์กับสายอากาศของแท็ก

$$R_{\max, \text{object}} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_{\text{reader-tx}} \cdot G_{\text{reader-tx}} \cdot \tau_{\text{object}}}{L_{\text{sys}} \cdot P_{\text{tag, th}}} \left(\frac{G_{\text{tag, free space}}}{GP} \right)} \quad (6)$$

เมื่อ $P_{\text{tag, th}}$ คือค่าระดับกำลังงานกระตุ้นที่ต่ำที่สุดที่ทำให้ชิพทำงานและ τ_{object} คือค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเชิงกำลังงานในขณะที่มีวัสดุเข้ามาวางไว้ใกล้หรือติดกับแท็ก โดยจัดให้สมการที่ 6 อยู่ในพจน์ของ $G_{\text{tag, free space}}/GP$ ซึ่งสามารถแสดงให้อยู่ในพจน์ของ $G_{\text{tag, object}}$ ได้ ดังแสดงในสมการที่ 2 จากสมการที่ 6 มีเพียงพจน์ของ τ_{object} และ GP เท่านั้น ที่มีค่าขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของวัสดุที่นำมาวางใกล้หรือติดกับแท็กโดยคุณสมบัติของวัสดุดังกล่าวได้แก่ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ขนาดหรือรูปร่าง ในพจน์ของ τ_{object} จะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของวัสดุโดยผ่านทางค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศของแท็กที่วางไว้ใกล้หรือติดกับวัสดุ $Z_{\text{antenna, tag, object}} \equiv R_{\text{antenna, tag, object}} + jX_{\text{antenna, tag, object}}$ ดังแสดงในสมการที่ 7

$$\tau_{\text{object}} = \frac{4R_{\text{chip}}R_{\text{antenna, tag, object}}}{|Z_{\text{chip}} + Z_{\text{antenna, tag, object}}|^2} \quad (7)$$

ในสภาวะช่องว่างอิสระ ค่าอัตราขยายที่เกิดขึ้นจากวัสดุจะมีค่าเท่ากับ 1 ($GP=1$) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเชิงกำลังงานในสภาวะช่องว่างอิสระ $\tau_{\text{free space}}$ สามารถหาได้จากสมการที่ 8

$$\tau_{\text{free space}} = \frac{4R_{\text{chip}}R_{\text{antenna, tag, free space}}}{|Z_{\text{chip}} + Z_{\text{antenna, tag, free space}}|^2} \quad (8)$$

เมื่อ $Z_{\text{antenna, tag, free space}} \equiv R_{\text{antenna, tag, free space}} + jX_{\text{antenna, tag, free space}}$ เป็นค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศของแท็กที่วางตัวในสภาวะช่องว่างอิสระ ระยะทางไกลที่สุดในสภาวะช่องว่างอิสระ $R_{\max, \text{free space}}$ สามารถคำนวณได้ดังแสดงในสมการที่ 9 ในข้อสมมุติฐานเมื่อให้สายอากาศเครื่องอ่านข้อมูลที่ทำการส่งมีค่าอิมพีแดนซ์และโพลาไรซ์ที่แมตช์กับสายอากาศของแท็ก

$$R_{\max, \text{free space}} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_{\text{reader-tx}} \cdot G_{\text{reader-tx}} \cdot \tau_{\text{free space}} \cdot G_{\text{tag, free space}}}{L_{\text{sys}} \cdot P_{\text{tag, th}}}} \quad (9)$$

จากสมการที่ 6 และ 9, พบว่า $\frac{R_{\max, \text{object}}}{R_{\max, \text{free space}}}$ แสดงดังสมการที่ 10

$$\frac{R_{\max, \text{object}}}{R_{\max, \text{free space}}} = \sqrt{\frac{\tau_{\text{object}}}{\tau_{\text{free space}}} \left(\frac{1}{GP} \right)} \quad (10)$$

จากสมการที่ 7 และ 8 พบว่า $\frac{\tau_{object}}{\tau_{free space}}$ แสดงดังสมการที่ 11

$$\frac{\tau_{object}}{\tau_{free space}} = \left(\frac{R_{antenna,tag,objects}}{R_{antenna,tag,free space}} \right) \left(\frac{|Z_{chip} + Z_{antenna,tag,free space}|^2}{|Z_{chip} + Z_{antenna,tag,object}|^2} \right) \quad (11)$$

นำสมการที่ 11 ไปแทนค่าในสมการ 10 จะได้ว่า $\frac{R_{max, object}}{\tau_{max, free space}}$ สามารถเขียนอยู่ในรูปใหม่ได้ดังสมการที่

12

$$\frac{R_{max, object}}{R_{max, free space}} = \left(\frac{|Z_{chip} + Z_{antenna, tag, freespace}|}{|Z_{chip} + Z_{antenna, tag, object}|} \right) \sqrt{\left(\frac{R_{antenna, tag, object}}{R_{antenna, tag, freespace}} \right) \left(\frac{G_{tag, object}}{G_{tag, freespace}} \right)} \quad (12)$$

ในสมการที่ 12 $R_{antenna,tag,object}$, $Z_{antenna,tag,object}$ และ $G_{tag,object}$ จะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของวัสดุเป็นอย่างมากในรูปแบบที่ซับซ้อน ดังนั้น $R_{max, object} / R_{max, free space}$ สามารถหาค่าได้โดยผ่านการวัดหรือใช้การจำลองระเบียบวิธีเชิงเลขที่มีความสัมพันธ์กับปัญหาดังกล่าว โดยค่าตัวแปรต่างๆ ตัวทางด้านขวาของสมการที่ 12 จะมีความเกี่ยวข้องกับคุณลักษณะของสายอากาศของแท็กที่อยู่ในสถานะช่องว่างอิสระและแท็กที่วางตัวอยู่ใกล้หรือติดกับวัสดุ ยกเว้นในพจน์ของอิมพีแดนซ์ของชิพ Z_{chip} หลังจากที่เราทราบค่าของอัตราส่วน $R_{max, object} / R_{max, free space}$ คุณสมบัติของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุจะสามารถหาค่าได้จากการเปลี่ยนแปลงของระยะทางการติดต่อสื่อสารที่ใกล้ที่สุด

4.1 ระยะทางการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็ก

ในการคำนวณระยะการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็กนั้น เนื่องจากระบบ RFID เป็นการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็กแบบไร้สาย ดังนั้นสมการที่เกี่ยวข้องกับการคำนวณหาระยะทางในการติดต่อสื่อสารแบ่งออกเป็น 2 สมการ คือ

1. สมการฟรีส (Friis Formula) ใช้สำหรับคำนวณหาระยะการติดต่อสื่อสารจากเครื่องอ่านข้อมูลไปยังแท็ก R_{FL} (Forward Link) แสดงได้ดังสมการที่ 13 [3]
2. สมการเรดาร์ (Radar Formula) ใช้สำหรับคำนวณหาระยะการติดต่อสื่อสารจากแท็กกลับมายังเครื่องอ่านข้อมูล R_{BL} (Backward Link) แสดงได้ดังสมการที่ 14 [3]

$$R_{FL} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{M \cdot p \cdot EIRP \cdot G_{tag}}{P_{th}}} \quad (13)$$

$$R_{BL} = \left[p^2 \cdot \frac{EIRP \cdot G_{reader} \cdot \lambda^2 \cdot RCS_{match}}{(4\pi)^3 \cdot P_{rec}} \right]_{P_{rec}=P_{min}}^{1/4} \quad (14)$$

โดยที่ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ถูกนิยามดังนี้

λ	คือ ความยาวคลื่นที่ความถี่ใช้งาน
M	คือ ค่าองค์ประกอบความไม่เข้ากันของอิมพีแดนซ์ (Impedance Mismatch Factor)
p	คือ ค่าองค์ประกอบความไม่เข้ากันของการโพลาไรซ์ (Polarization Mismatch Factor)
$EIRP$	คือ กำลังงานการแพร่กระจายคลื่นไอโซทรอปิกประสิทธิภาพ (Effective Isotropic Radiated Power)
G_{tag}	คือ อัตราขยายของสายอากาศของแท็ก
P_{th}	คือ ความไวในการรับสัญญาณของแท็ก (Tag Sensitivity)
G_{reader}	คือ อัตราขยายของสายอากาศสำหรับเครื่องอ่านข้อมูล
RCS_{match}	คือ ภาคตัดขวางเรดาร์ (Radar Cross-Section) ของแท็กในกรณีที่มีความเข้ากันของอิมพีแดนซ์ (Impedance Matching) ของชิปวงจรรวมกับสายอากาศ
P_{rec}	คือ กำลังงานที่เครื่องอ่านข้อมูลรับได้ (Received Power at an RFID Reader)
P_{min}	คือ กำลังงานที่น้อยที่สุดที่เครื่องอ่านข้อมูลรับได้

สำหรับตัวอย่างของระบบ RFID ที่ทำการวิจัยนี้ ทำงานในย่านความถี่ UHF และมีความถี่กลางอยู่ที่ 922.5 MHz โดยมีความยาวคลื่นเท่ากับ 32.5 cm มีองค์ประกอบความไม่เข้ากันของอิมพีแดนซ์ (Impedance Mismatch Factor) เท่ากับ 0.203 ซึ่งเป็นค่าที่ได้มาจากการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST ในการคำนวณสมมติให้ค่าองค์ประกอบความไม่เข้ากันของการโพลาไรซ์ (Polarization Mismatch Factor) เท่ากับ 1 สายอากาศแท็กที่นำมาใช้ในการทดสอบมีค่าอัตราขยายเท่ากับ 1.2 และมีค่าความไวในการรับสัญญาณเท่ากับ 0.03 mW (Datasheet) [2] สำหรับสายอากาศสำหรับเครื่องอ่านข้อมูลที่ใช้เป็นสายอากาศชนิดไดโพลมีค่าอัตราขยายเท่ากับ 1.58 (Datasheet) [12] สำหรับค่ากำลังงานการแพร่กระจายคลื่นไอโซทรอปิกประสิทธิภาพ (Effective Isotropic Radiated Power) ที่ได้จากการทดสอบ มีค่าเท่ากับ 0.11 W ภาคตัดขวางเรดาร์ (Radar Cross-Section) ของแท็กในกรณีที่มีความเข้ากันของอิมพีแดนซ์ของชิปวงจรรวมกับสายอากาศ เท่ากับ 0.026 W/m^2 เป็นค่าที่ได้มาจากการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST และค่ากำลังงานที่เครื่องอ่านข้อมูลรับได้ (Received Power at an RFID Reader) มีค่าเท่ากับ $3.16 \times 10^{-10} \text{ W}$ (Datasheet) ดังนั้นระยะทางการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลและแท็ก ที่คำนวณได้จากสมการที่ 13 และสมการที่ 14 มีค่าเท่ากับ 78 cm (R_{FL}) และ 528 cm (R_{BL}) ตามลำดับ สาเหตุที่ $R_{BL} > R_{FL}$ เนื่องจาก P_{min} มีค่าน้อยมากสำหรับเครื่องอ่านข้อมูลที่มีความไวในการรับสัญญาณสูง

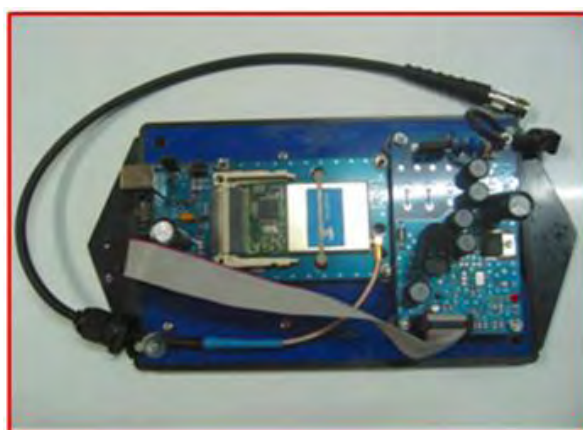
4.2 การทดสอบหาระยะทางการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็ก

ในหัวข้อนี้ได้ทำการทดสอบเพื่อหาระยะทางการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็ก และนำผลที่ได้มาทำการวิเคราะห์และเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการคำนวณ สำหรับอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ มีดังนี้

1. เครื่องคอมพิวเตอร์ จำนวน 1 เครื่อง
2. สายโคแอกเชียล จำนวน 1 เส้น
3. เครื่องอ่านข้อมูล RU-110 จำนวน 1 เครื่อง
4. สายอากาศสำหรับเครื่องอ่านข้อมูล จำนวน 1 ตัว
5. แท็ก จำนวน 5 ตัว



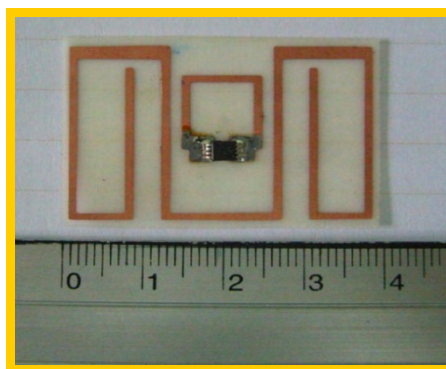
รูปที่ 1 การทดสอบในห้องไร้การสะท้อนที่ศูนย์ทดสอบมาตรฐาน PTEC [13]



รูปที่ 2 เครื่องอ่านข้อมูล รุ่น RU-110 [14]



รูปที่ 3 สายอากาศสำหรับเครื่องอ่านข้อมูลชนิดไดโพล [12]



รูปที่ 4 แท็ก ขนาด: 4 cm × 3 cm × 0.08 cm (อิมพีแดนซ์ขาเข้าเท่ากับ $21.3 + j191.6 \Omega$)

ในการทดสอบหาค่าระยะการติดต่อสื่อสารนั้น ได้ทำการทดสอบในห้องไร้การสะท้อนที่ศูนย์ทดสอบมาตรฐาน PTEC [13] ดังแสดงในรูปที่ 1 ในการทดสอบนั้นได้ใช้เครื่องอ่านข้อมูล รุ่น RU-110 ดังแสดงในรูปที่ 2 ซึ่งมีความไวในการรับสัญญาณเท่ากับ 0.03 mW อิมพีแดนซ์ของ IC Chip มีค่าเท่ากับ $21.29 - j191.7 \Omega$ สายอากาศสำหรับเครื่องอ่านข้อมูลเป็นชนิดไดโพลครึ่งความยาวคลื่น ดังแสดงในรูปที่ 3 ที่มีอัตราขยายเท่ากับ 1.58 และสายอากาศแท็กที่ใช้ในการทดสอบมีขนาดเท่ากับ 4 cm × 3 cm × 0.08 cm โดยมีค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าเท่ากับ $21.3 + j191.6 \Omega$ และมีค่าอัตราขยายเท่ากับ 1.2 ดังแสดงในรูปที่ 4 จากการทดสอบระยะการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็กได้ระยะการติดต่อสื่อสารที่ไกลที่สุดเท่ากับ 75 cm

เมื่อทำการเปรียบเทียบระยะการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลและแท็กที่ได้จากการคำนวณและการทดสอบพบว่า ระยะการติดต่อสื่อสารที่ได้จากการคำนวณจากสมการฟรีส ซึ่งมีค่าเท่ากับ 78 cm มีค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการทดสอบมากกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณจากสมการเรดาร์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 528 cm อย่างไรก็ตามค่าที่ได้จากการทดสอบมีค่าที่น้อยกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณเล็กน้อย ซึ่งอาจจะเกิดจากความผิดพลาดในการสร้างแท็กต้นแบบ รวมทั้งความผิดพลาดในการคิดพิจารณาจรรวมกับโครงสร้างสายอากาศของแท็ก ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าสามารถใช้สมการฟรีสเพื่อทำนายค่า

ระยะทางการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลที่ใช้งานอยู่และแท็กได้ ซึ่งสมการพรีสนั้นเป็นสมการพื้นฐานที่ถูกนำมาใช้ในการสร้างทฤษฎีสำหรับ RFID Sensor

5. ศึกษาและทดสอบค่า ϵ' และ ϵ'' ของมะม่วงหรือวัสดุตัวอย่างที่สนใจ

จากงานวิจัยที่เกี่ยวข้องที่มีมาก่อน [15] พบว่า ค่า ϵ' และ ϵ'' ของมะม่วงจะเปลี่ยนแปลงตามอายุของมะม่วง ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้ทำการศึกษาและออกแบบแท็กเพื่อใช้สำหรับคัดแยกรสชาติของมะม่วง โดยอาศัยหลักการของการเปลี่ยนแปลงค่า ϵ' และ ϵ'' ของมะม่วงตามอายุของมะม่วงที่ต้องการทดสอบ

งานวิจัยนี้ได้ทำการทดสอบค่า ϵ' และ ϵ'' ของมะม่วงกลุ่มตัวอย่าง โดยการทดสอบแสดงได้ดังรูปที่ 5 ซึ่งใช้อุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้

1. เครื่องคอมพิวเตอร์ จำนวน 1 เครื่อง
2. สายโคแอกเชียล จำนวน 1 เส้น
3. เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย จำนวน 1 เครื่อง
4. โพรบสำหรับวัดค่า ϵ' และ ϵ'' จำนวน 1 ตัว
5. มะม่วง จำนวน 15 ลูก

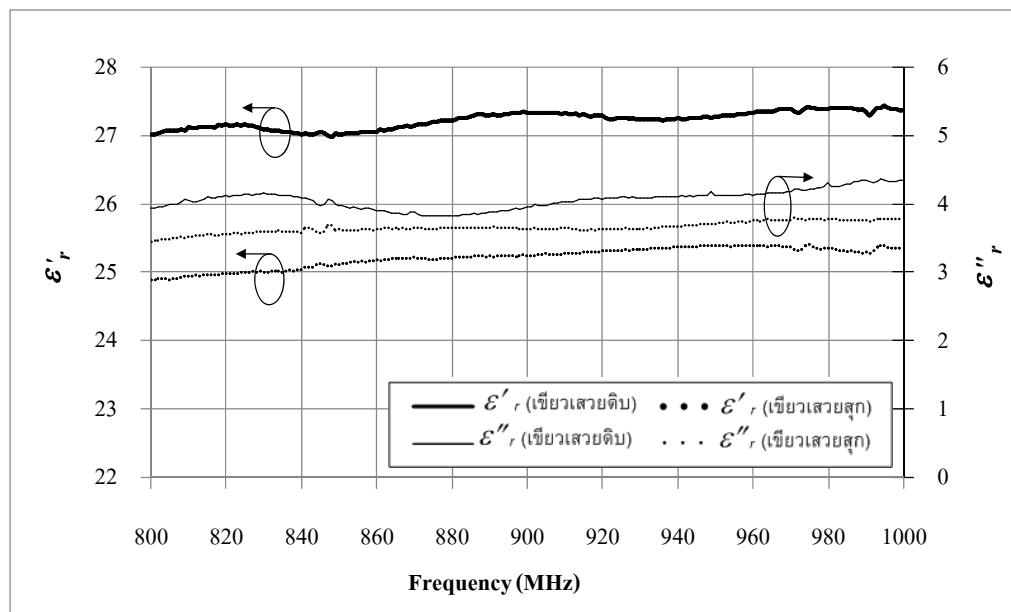


รูปที่ 5 การทดสอบค่า ϵ' และ ϵ'' ของมะม่วง

5.1 การทดสอบค่า ϵ' และ ϵ'' ของมะม่วง

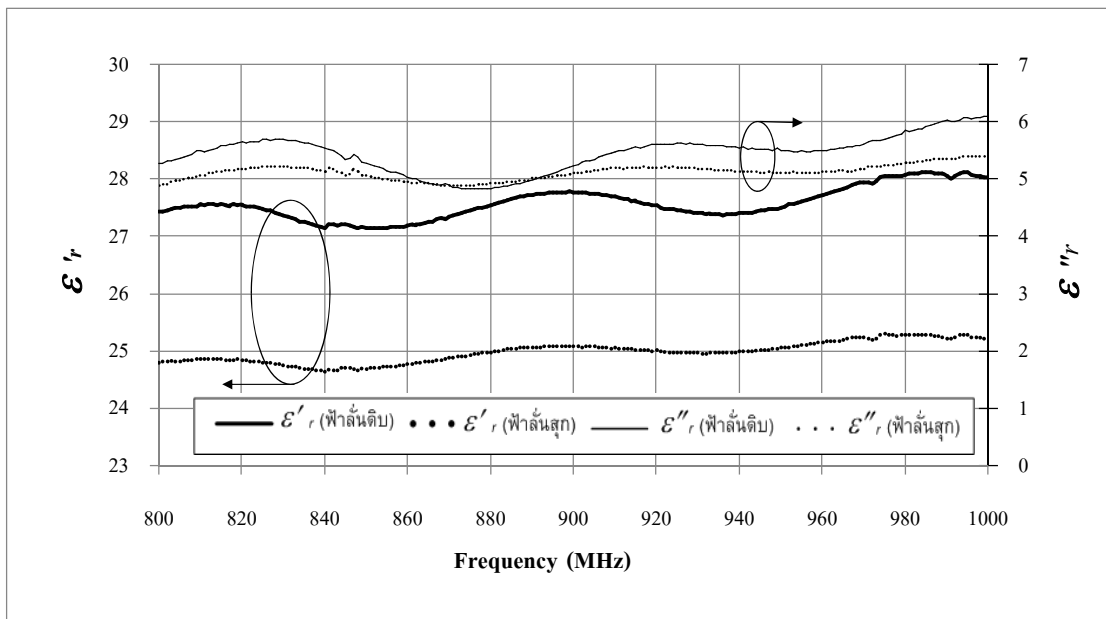
ในการทดสอบค่า ϵ' และ ϵ'' ของมะม่วงนั้นได้ทำการทดสอบมะม่วงทั้งหมด 3 พันธุ์ ได้แก่ มะม่วงพันธุ์เขียวเสวย มะม่วงพันธุ์ฟ้าลั่นและมะม่วงพันธุ์เดือนเก้า โดยในการทดสอบได้เลือกใช้ความดิบและความสุกของมะม่วงมาเปรียบเทียบแทนความแตกต่างของรสชาติ

(1) มะม่วงพันธุ์เขียวเสวย จากการทดสอบค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ในย่านความถี่ ตั้งแต่ 800 – 1,000 MHz พบว่าค่า ϵ'_r และ ϵ''_r จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่โดยที่ค่าเฉลี่ยของ ϵ'_r และ ϵ''_r ของมะม่วงพันธุ์เขียวเสวยดิบเท่ากับ 27.25 และ 4.09 ตามลำดับ และค่าเฉลี่ยของ ϵ'_r และ ϵ''_r ของมะม่วงพันธุ์เขียวเสวยสุกเท่ากับ 25.32 และ 3.63 ตามลำดับ สำหรับความสัมพันธ์ระหว่างค่า ϵ'_r และ ϵ''_r กับความถี่ แสดงได้ดังรูปที่ 6 และเมื่อหาค่าความแตกต่างของค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของมะม่วงพันธุ์เขียวเสวยดิบและสุกที่ความถี่กลาง 922.5 MHz จะได้เท่ากับ 1.93 และ 0.46 ตามลำดับ



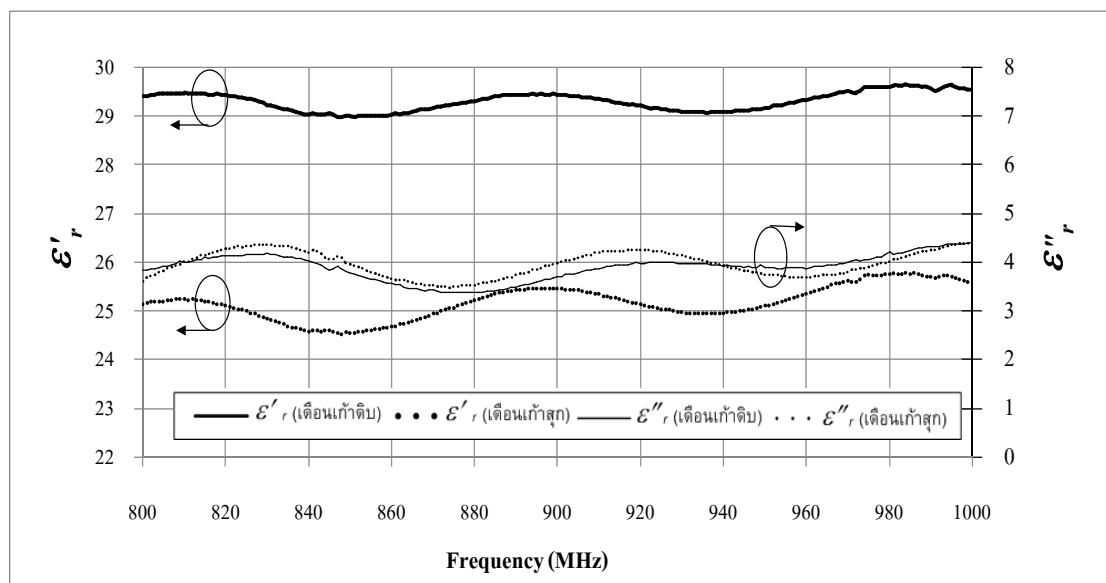
รูปที่ 6 ค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของมะม่วงพันธุ์เขียวเสวยดิบและสุก

(2) มะม่วงพันธุ์ฟ้าลั่น จากการทดสอบได้ค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ที่เปลี่ยนแปลงตามความถี่ตั้งแต่ 800 – 1000 MHz พบว่าค่าเฉลี่ยของ ϵ'_r และ ϵ''_r ของมะม่วงพันธุ์ฟ้าลั่นดิบเท่ากับ 27.47 และ 5.61 ตามลำดับ และค่าเฉลี่ยของ ϵ'_r และ ϵ''_r ของมะม่วงพันธุ์ฟ้าลั่นสุกเท่ากับ 24.98 และ 5.20 ตามลำดับ สำหรับความสัมพันธ์ระหว่างค่า ϵ'_r และ ϵ''_r กับความถี่ แสดงได้ดังรูปที่ 7 และเมื่อหาค่าความแตกต่างของค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของมะม่วงพันธุ์ฟ้าลั่นดิบและสุกที่ความถี่กลาง 922.5 MHz จะได้เท่ากับ 2.49 และ 0.41 ตามลำดับ



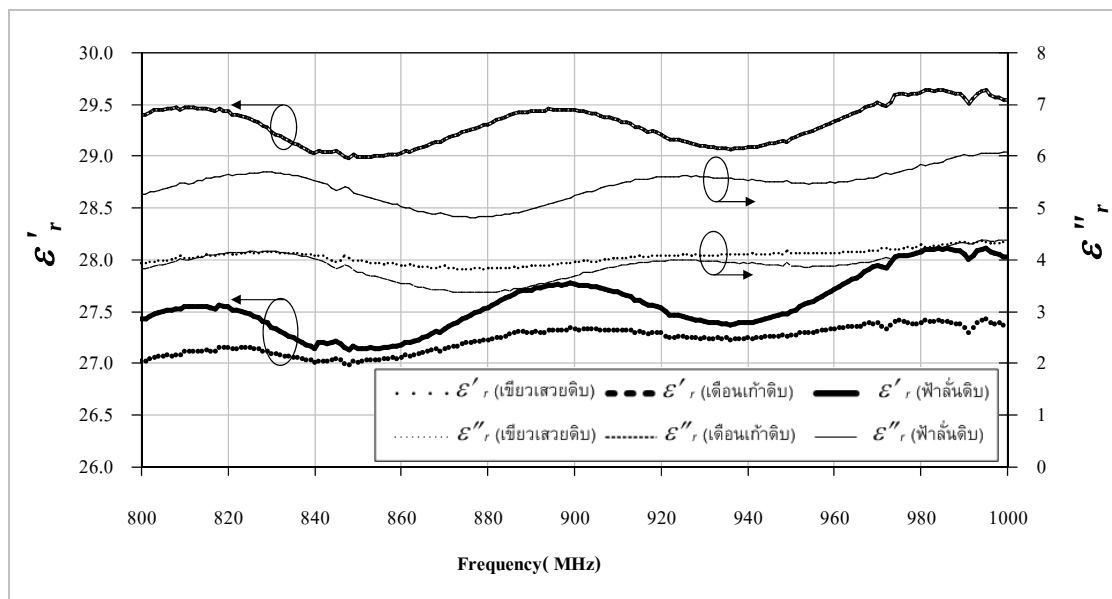
รูปที่ 7 ค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของมะม่วงพันธุ์ฟาลันดิบและสุก

(3) มะม่วงพันธุ์เดือนเก้า จากการทดสอบได้ค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ที่เปลี่ยนแปลงตามความถี่ตั้งแต่ 800 – 1000 MHz พบว่าค่าเฉลี่ยของ ϵ'_r และ ϵ''_r ของมะม่วงพันธุ์เดือนเก้าดิบเท่ากับ 29.16 และ 4.00 ตามลำดับ และค่าเฉลี่ยของ ϵ'_r และ ϵ''_r ของมะม่วงพันธุ์เดือนเก้าสุกเท่ากับ 25.07 และ 4.23 ตามลำดับ สำหรับความสัมพันธ์ระหว่างค่า ϵ'_r และ ϵ''_r กับความถี่ แสดงได้ดังรูปที่ 8 และเมื่อหาค่าความแตกต่างของค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของมะม่วงพันธุ์เดือนเก้าดิบและสุกที่ความถี่กลาง 922.5 MHz จะได้เท่ากับ 4.09 และ 0.23 ตามลำดับ

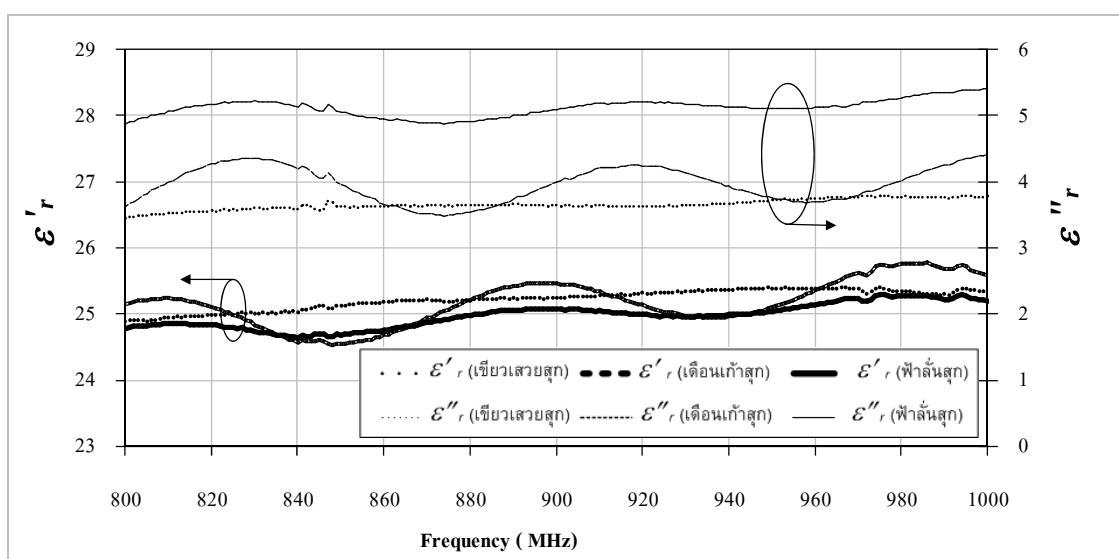


รูปที่ 8 ค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของมะม่วงพันธุ์เดือนเก้าดิบและสุก

เมื่อนำผลการทดสอบมะม่วงที่ดิบทั้ง 3 พันธุ์ มาทำการเปรียบเทียบกันดังแสดงในรูปที่ 9 ซึ่งพบว่า มะม่วงพันธุ์เขียวเสวยดิบและมะม่วงพันธุ์ฟ้านันดิบได้ค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ที่ใกล้เคียงกัน คือ มีค่า ϵ'_r อยู่ในช่วง 27-28 และค่า ϵ''_r มีค่าประมาณ 4 แต่ค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของมะม่วงพันธุ์เดือนเก้าดิบมีค่าแตกต่างจากทั้งสองพันธุ์ข้างต้น คือ มีค่า ϵ'_r อยู่ในช่วง 29-29.5 และค่า ϵ''_r มีค่าอยู่ในช่วง 3.2-4.2 ซึ่งเป็นผลมาจากการสชาติของมะม่วงที่แตกต่างกันของแต่ละพันธุ์ และเมื่อนำผลการทดสอบมะม่วงที่สุกซึ่งจะมีรสชาติที่คล้ายกันมาทำการเปรียบเทียบดังแสดงในรูปที่ 10 พบว่า ค่า ϵ'_r ของมะม่วงสุกทั้ง 3 พันธุ์มีค่าใกล้เคียงกัน แต่มะม่วงพันธุ์ฟ้านันจะมีค่า ϵ''_r แตกต่างจากทั้งสองพันธุ์



รูปที่ 9 ค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของมะม่วงดิบที่ใช้ทดสอบทั้ง 3 พันธุ์



รูปที่ 10 ค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของมะม่วงสุกที่ใช้ทดสอบทั้ง 3 พันธุ์

เมื่อพิจารณาผลการทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงและนำผลมาทำการเปรียบเทียบกับรหัสชาติของมะม่วง ซึ่งสรุปได้ดังแสดงในตารางที่ 1 คือ มะม่วงพันธุ์เขียวเสวยและมะม่วงพันธุ์ฟ้าลั่นจะมีรหัสชาติคล้ายๆ กัน ซึ่งได้ค่า ε'_r ที่ใกล้เคียงกันทั้งตอนดิบและสุกแต่เมื่อพิจารณาค่า ε''_r พบว่ามีค่าที่ต่างกันทำให้แยกแยะพันธุ์ของมะม่วงได้ สำหรับมะม่วงพันธุ์เดือนเก้าดิบจะมีรหัสชาติเปรี้ยวมากที่สุด จะได้ค่า ε'_r ที่ต่างไป อย่างไรก็ตามเมื่อมะม่วงเดือนเก้าสุกจะมีรหัสชาติที่เปรี้ยวน้อยลงส่งผลให้ค่า ε'_r ตอนสุกมีค่าใกล้เคียงกับมะม่วงอีกสองพันธุ์ ดังนั้นจึงแสดงได้ว่าค่า ε'_r สามารถใช้คัดแยกรหัสชาติของมะม่วงได้ นอกจากนี้ค่าความแตกต่างของ ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงดิบและสุกแต่ละพันธุ์จะถูกนำไปใช้ในการพิจารณาถึงความเป็นไปได้ในการออกแบบแท็กให้เหมาะสมกับมะม่วงดิบและสุก กล่าวคือ ถ้าความแตกต่างของค่า ε'_r และ ε''_r ของมะม่วงดิบและสุกมีค่าน้อยเกินไปอาจจะส่งผลให้ไม่สามารถออกแบบแท็กเพื่อแยกแยะความแตกต่างของมะม่วงดิบและสุกได้ แต่อย่างไรก็ตามเมื่อนำผลการทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r มาทำการเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่เกี่ยวข้องที่มีมาก่อน [15] พบว่าค่า ε'_r ที่ได้มีแนวโน้มเดียวกัน แต่แนวโน้มของค่า ε''_r ยังคงมีค่าที่ต่างกัน

ตารางที่ 1 สรุปผลการทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r และระดับความเปรี้ยวของมะม่วงดิบและสุกทั้ง 3 พันธุ์

พันธุ์มะม่วง	ฟ้าลั่น	เขียวเสวย	เดือนเก้า
ระดับความเปรี้ยวตอนดิบ	น้อยที่สุด	ปานกลาง	มากที่สุด
$\varepsilon'_r, \varepsilon''_r$ (ดิบ)	27.47, 5.61	27.25, 4.09	29.16, 4.00
$\varepsilon'_r, \varepsilon''_r$ (สุก)	24.98, 5.20	25.32, 3.63	25.07, 4.23
ε'_r (ดิบ)- ε'_r (สุก)	2.49	1.93	4.09
ε''_r (ดิบ)- ε''_r (สุก)	0.41	0.46	-0.23

5.2 การทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของสารจำลอง

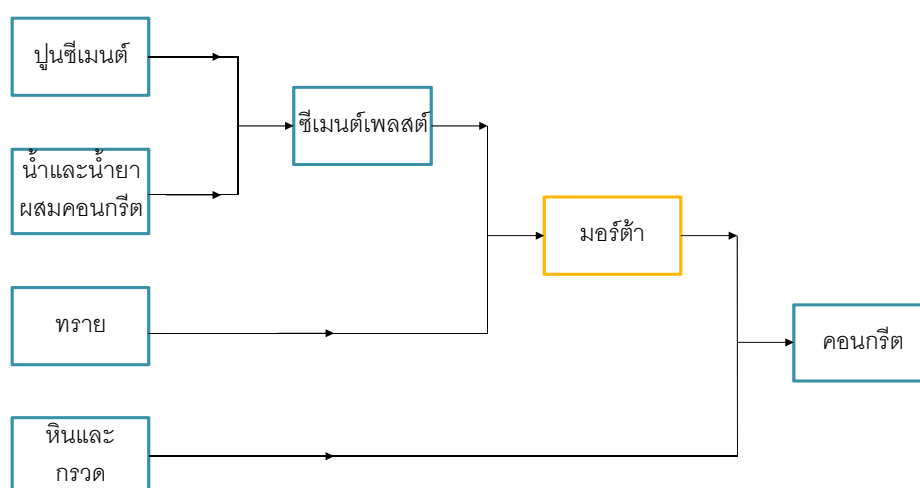
เนื่องจากผลมะม่วงที่นำมาทดสอบนั้นมีความโค้ง ไม่สะดวกต่อการทดสอบ ดังนั้นจึงมีแนวความคิดสร้างสารจำลองของมะม่วง ซึ่งสร้างให้มีลักษณะเป็นผิวเรียบเพื่อให้สะดวกต่อการทดสอบ ทฤษฎีของ RFID Sensor ที่ได้เสนอไว้ตั้งแต่เริ่มดำเนินงานวิจัยนี้ โดยได้สร้างสารจำลองของมะม่วงทั้งหมด 2 ชนิด คือ (1) ผงวุ้นวิทยาศาสตร์ผสมน้ำและใส่เนื้อมะม่วงปั่นละเอียดและ (2) ผงวุ้นวิทยาศาสตร์ผสมน้ำและใส่เปลือกมะม่วงปั่นละเอียด แสดงดังตารางที่ 2 ที่ความถี่ 922.5 MHz ซึ่งจากตารางพบว่า ค่า ε'_r และ ε''_r ของผงวุ้นวิทยาศาสตร์ผสมน้ำและใส่เนื้อมะม่วงปั่นละเอียดกับใส่เปลือกมะม่วงปั่นละเอียด มีค่าใกล้เคียงกัน และเมื่อนำค่า ε'_r ของสารจำลองมะม่วงทั้งสองมาเปรียบเทียบกับค่า ε'_r ของผงวุ้นวิทยาศาสตร์ผสมน้ำ พบว่า ค่า ε'_r มีค่าใกล้เคียงกัน ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่าค่า ε'_r ของสารจำลองของ

มะม่วงที่ทดสอบมาได้มีส่วนใหญ่มาจากสวนวิทยาศาสตร์ผสมน้ำและเมื่อนำค่า ϵ' จากงานวิจัยที่มีมาก่อน [6] มาทำการเปรียบเทียบกับค่า ϵ' ที่ได้จากการทดสอบของสารจำลองมะม่วง พบว่ามีค่าแตกต่างกันมาก ดังนั้นแนวความคิดที่จะสร้างสารจำลองของมะม่วงโดยใช้เทคนิคดังกล่าวมาทดสอบแทนมะม่วงจริงนั้น จึงไม่สามารถนำมาใช้งานได้

ตารางที่ 2 ผลการทดสอบหาค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของสารจำลองของมะม่วงที่ความถี่ 922.5 MHz

วัสดุ	ϵ'_r	ϵ''_r
ผงวุ้นผสมน้ำและใส่เนื้อมะม่วงปั่นละเอียด	57.32	5.04
ผงวุ้นผสมน้ำและใส่เปลือกมะม่วงปั่นละเอียด	53.11	5.82
ผงวุ้นผสมน้ำ	62.66	1.51

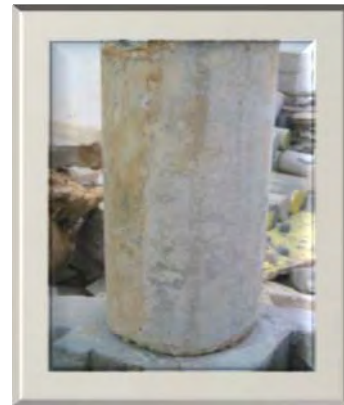
ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่าการนำแท็กไปติดตั้งบนผลมะม่วงซึ่งมีลักษณะของผิวที่โค้ง ทำให้ติดตั้งยาก และส่งผลให้เกิดความไม่แน่นอนของระยะทางในการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็ก ดังนั้นในขั้นแรกเพื่อเป็นการทดสอบทฤษฎีของ RFID Sensor ที่ได้นำเสนอไว้ตั้งแต่เริ่มต้นงานวิจัยนี้จึงได้ทำการศึกษาผลกระทบของการติดตั้งแท็กบนวัสดุที่มีผิวเรียบก่อน ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ทำการศึกษาการใช้งานแท็กร่วมกับคอนกรีต ซึ่งมีองค์ประกอบต่างๆ คือ ปูนซีเมนต์ น้ำและน้ำยาผสมคอนกรีต ทราย หินและกรวด ดังแสดงในรูปที่ 11 [16] สำหรับขั้นตอนการผสมคอนกรีตคือ ขั้นแรกผสมปูนซีเมนต์กับน้ำและน้ำยาผสมคอนกรีตจะได้เป็นซีเมนต์เพลสต์ จากนั้นนำซีเมนต์เพลสต์มาผสมกับทรายจะได้เป็นมอร์ต้าและสุดท้ายนำมอร์ต้าที่ได้มาผสมกับหินและกรวดจะได้ออกมาเป็นคอนกรีต



รูปที่ 11 องค์ประกอบต่างๆ ของคอนกรีต [16]

สำหรับคอนกรีตที่นำมาใช้ในการทดสอบแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะ คือ แบบทรงลูกบาศก์และแบบทรงกระบอก ดังแสดงในรูปที่ 12 คอนกรีตในรูปที่ 12(ก) มีขนาดเท่ากับ 15 cm × 15 cm × 15 cm

ส่วนในรูปที่ 12(ข) มีเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับ 15 cm และสูงเท่ากับ 30 cm สำหรับอัตราส่วนผสม คือ ซีเมนต์เฟลสต์ 1 ส่วน ทรายหยาบ 2 ส่วน หิน 4 ส่วน

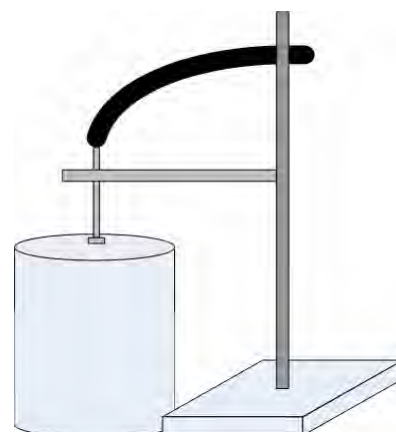
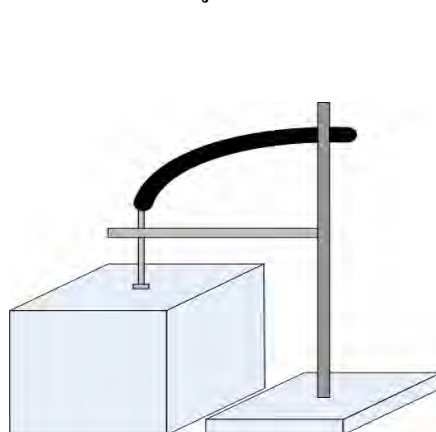


(ก) ทรงลูกบาศก์

(ข) ทรงกระบอก

รูปที่ 12 รูปร่างของคอนกรีตที่ใช้ในการทดสอบ

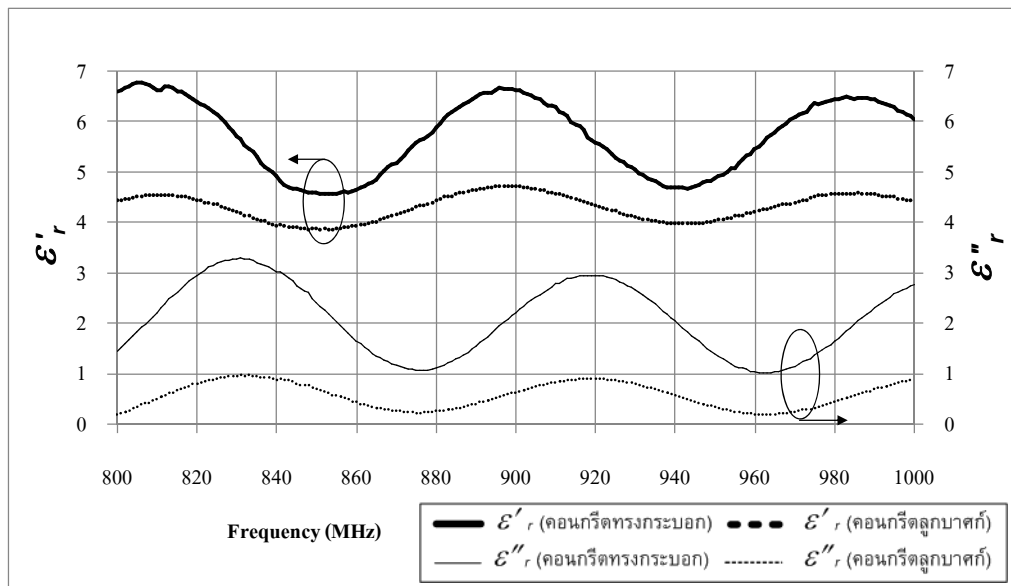
สำหรับการทดสอบค่า $\mathcal{E}'$ และ $\mathcal{E}''$ ของคอนกรีตได้ทำการติดตั้งอุปกรณ์ในการทดสอบดังแสดงในรูปที่ 13 ซึ่งจากรูปจะสังเกตเห็นว่าได้ทำการทดสอบค่า $\mathcal{E}'$ และ $\mathcal{E}''$ ของคอนกรีตทั้งสองรูปร่างบนด้านที่มีผิวเรียบที่จุดศูนย์กลางของคอนกรีตที่นำมาทดสอบ ผลการทดสอบค่า $\mathcal{E}'$ และ $\mathcal{E}''$ ของคอนกรีตแสดงดังรูปที่ 14 พบว่า ค่า $\mathcal{E}'$ และ $\mathcal{E}''$ ของคอนกรีตทั้งสองรูปร่างให้ค่าที่แตกต่างกันค่อนข้างมากโดยมีค่า $\mathcal{E}'$ และ $\mathcal{E}''$ ที่ต่างกันมากที่สุดมีค่าประมาณ 2.93 และ 3.11 ตามลำดับ จากผลที่ได้สามารถสรุปได้ว่าค่า $\mathcal{E}'$ และ $\mathcal{E}''$ ที่แตกต่างกันนั้นน่าจะเกิดมาจากความแตกต่างกันของโครงสร้างภายในของคอนกรีตในแต่ละรูปร่าง



(ก) ทรงลูกบาศก์

(ข) ทรงกระบอก

รูปที่ 13 การทดสอบค่า $\mathcal{E}'$ และ $\mathcal{E}''$ ของคอนกรีตทั้งสองรูปร่าง



รูปที่ 14 ค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของคอนกรีตที่เปลี่ยนแปลงตามความถี่

จากผลการทดสอบค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของคอนกรีตทรงลูกบาศก์และทรงกระบอกที่แตกต่างกัน โดยน่าจะเป็นผลมาจากโครงสร้างภายใน ที่ประกอบไปด้วยส่วนผสมต่างๆ ที่มีความซับซ้อนและไม่เป็นเนื้อเดียวกัน ขาดต่อการควบคุมลักษณะทางกายภาพของคอนกรีตที่จะนำมาทำการทดสอบให้เหมือนกัน ดังนั้นจึงทำให้คอนกรีตไม่เหมาะสมที่จะนำมาทดสอบหาค่า ϵ'_r และ ϵ''_r

เนื่องจากคอนกรีตนั้นมีโครงสร้างภายในที่ค่อนข้างซับซ้อน ดังนั้นจึงมีแนวคิดที่จะเลือกใช้มอร์ต้ามาทำการทดสอบหาค่า ϵ'_r และ ϵ''_r แทนคอนกรีต ซึ่งส่วนผสมของมอร์ต้าจะประกอบด้วยซีเมนต์ เพลสต์ผสมกับทรายเท่านั้น ทำให้มีความซับซ้อนของโครงสร้างน้อยกว่าคอนกรีต อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติสำหรับการทดสอบค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของมอร์ต้า จำเป็นจะต้องสร้างมอร์ต้าขึ้นมาใช้ในการทดสอบซึ่งยังคงต้องอาศัยความชำนาญในการสร้าง ดังนั้นจึงเลือกวัสดุที่จะนำมาทดสอบค่า ϵ'_r และ ϵ''_r เป็นอิฐมวลเบาซึ่งลักษณะของโครงสร้างมีความเป็นเนื้อเดียวกันและมีขายสำเร็จรูป ซึ่งจะทำให้การทดสอบทฤษฎี RFID Sensor สะดวกมากขึ้น หลังจากได้ทำการทดสอบทฤษฎี RFID Sensor ว่าสามารถใช้งานได้จริงแล้วจะได้มีการประยุกต์ทฤษฎีนี้กับผลผลิตทางการเกษตรที่สนใจต่อไป

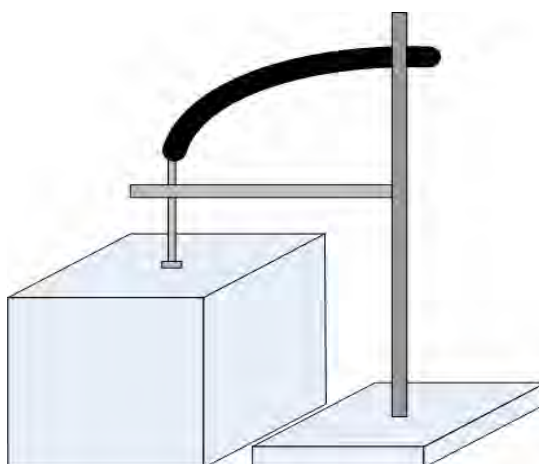
6. ศึกษาและทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบา



รูปที่ 15 อิฐมวลเบา

การทดสอบหาค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบา ดังแสดงในรูปที่ 15 มีขนาดเท่ากับ $20\text{ cm} \times 15\text{ cm} \times 7.5\text{ cm}$ ซึ่งการทดสอบแสดงได้ดังรูปที่ 16 โดยใช้อุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้

1. เครื่องคอมพิวเตอร์ จำนวน 1 เครื่อง
2. สายโคแอกเชียล จำนวน 1 เส้น
3. เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย จำนวน 1 เครื่อง
4. โพรบสำหรับวัดค่า ε'_r และ ε''_r จำนวน 1 ตัว
5. อิฐมวลเบา จำนวน 16 ก้อน



รูปที่ 16 การทดสอบค่า ε'_r และ ε''_r ของอิฐมวลเบา

สำหรับการทดสอบเพื่อหาค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของอิฐมวลเบา ได้แบ่งการทดสอบออกเป็น 2 สถานะ คือ ทดสอบหาค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของอิฐมวลเบาแบบแห้งและทดสอบหาค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของอิฐมวลเบาแบบเปียก

6.1 การทดสอบค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของอิฐมวลเบาแบบแห้ง

การทดสอบค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของอิฐมวลเบาแบบแห้งที่มีขนาดเท่ากับ $20\text{ cm} \times 15\text{ cm} \times 7.5\text{ cm}$ ในการทดสอบใช้อิฐมวลเบาแบบแห้งทั้งหมดจำนวน 4 ก้อน ผลการทดลองค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของอิฐมวลเบาแบบแห้ง แสดงดังรูปที่ 17 ในช่วงความถี่ 800 - 1000 MHz และค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของอิฐมวลเบาแบบแห้งที่ความถี่ 922.5 MHz แสดงดังตารางที่ 3

6.2 การทดสอบค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของอิฐมวลเบาแบบเปียก

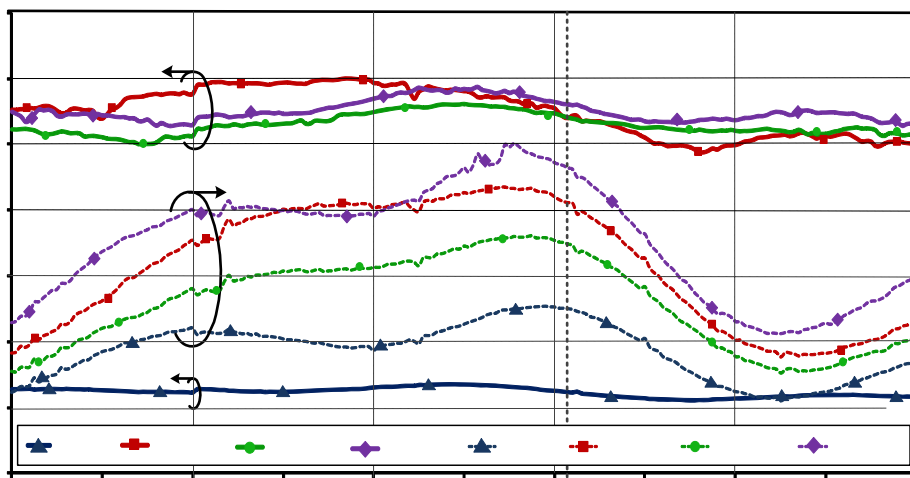
การทดสอบค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของอิฐมวลเบาแบบเปียกที่มีขนาดเท่ากับ $20\text{ cm} \times 15\text{ cm} \times 7.5\text{ cm}$ ในการทดสอบใช้อิฐมวลเบาแบบเปียกทั้งหมดจำนวน 12 ก้อน ในการหาค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของอิฐมวลเบาแบบเปียก สามารถแยกย่อยเป็น 3 กลุ่มคือ

กลุ่มที่ 1 อิฐมวลเบาแช่น้ำนานเป็นระยะเวลา 1 วัน จำนวน 4 ก้อน

กลุ่มที่ 2 อิฐมวลเบาแช่น้ำนานเป็นระยะเวลา 2 วัน จำนวน 4 ก้อน

กลุ่มที่ 3 อิฐมวลเบาแช่น้ำนานเป็นระยะเวลา 3 วัน จำนวน 4 ก้อน

อย่างไรก็ตามก่อนทำการทดสอบอิฐมวลเบาแบบเปียก ต้องนำอิฐมวลเบาขึ้นจากน้ำแล้วตั้งทิ้งไว้ให้น้ำที่ผิวด้านนอกระเหยเป็นเวลา 3 ชั่วโมง ก่อนนำมาทำการทดสอบหาค่า ϵ'_r และ ϵ''_r เพื่อป้องกันไม่ให้โพรงวัดค่าผิดพลาดซึ่งเกิดจากค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของน้ำ ซึ่งผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 17 และค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของอิฐมวลเบาแบบเปียกทั้งสามกลุ่มที่ความถี่ 922.5 MHz แสดงดังตารางที่ 3



รูปที่ 17 ค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของอิฐมวลเบาแบบต่างๆ

จากผลการทดสอบค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของอิฐมวลเบา ในช่วงความถี่ 800 - 1000 MHz พบว่าค่า ϵ'_r ของอิฐมวลเบาแบบแห้งมีค่าที่ใกล้เคียงกัน และที่ความถี่ 922.5 MHz มีค่าเท่ากับ 2.47 สำหรับค่า ϵ'_r ของอิฐมวลเบาแบบเปียกทั้งสามกลุ่ม มีแนวโน้มในลักษณะเดียวกัน และที่ความถี่ 922.5 MHz มีค่าประมาณ 11.0 สำหรับค่า ϵ''_r ของอิฐมวลเบาแบบเปียกทั้งสามกลุ่มพบว่ามีแนวโน้มในลักษณะเดียวกันและที่ความถี่ 922.5 MHz มีค่าประมาณ 2.0

ตารางที่ 3 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของอิฐมวลเบาแบบต่างๆ ที่ความถี่ 922.5 MHz

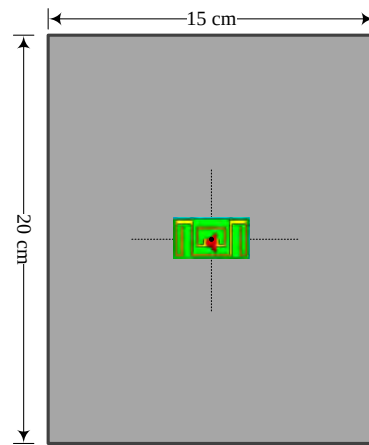
สถานะของอิฐมวลเบา	ϵ'_r	ϵ''_r
อิฐมวลเบาแบบแห้ง	3.70	1.08
อิฐมวลเบาแบบเปียก (1 วัน)	10.79	2.06
อิฐมวลเบาแบบเปียก (2 วัน)	10.81	1.74
อิฐมวลเบาแบบเปียก (3 วัน)	11.22	2.32

จากตารางที่ 3 ได้ทำการเลือกค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของอิฐมวลเบา มา 2 สถานะ คือ 1) สถานะแห้ง ซึ่งมีค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ที่ความถี่ 922.5 MHz เท่ากับ 3.7 และ 1.08 ตามลำดับ และ 2) สถานะเปียก (3 วัน) ซึ่งมีค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ที่ความถี่ 922.5 MHz เท่ากับ 11.22 และ 2.32 ตามลำดับ จากนั้นนำค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ทั้งสองสถานะมาใช้ในการจำลองผลร่วมกับแท็ก ซึ่งรายละเอียดจะแสดงในหัวข้อถัดไป

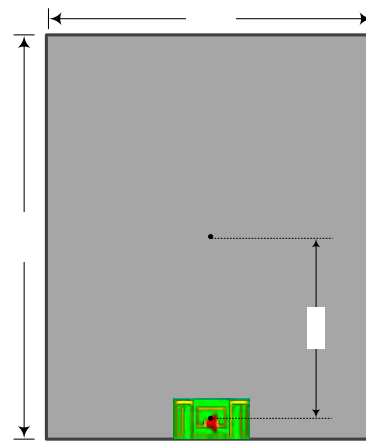
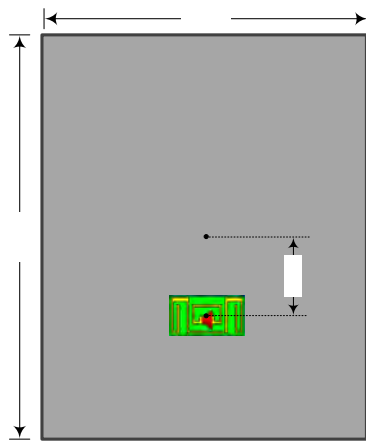
7. ศึกษาผลกระทบของคุณลักษณะของแท็กเมื่อติดตั้งบนอิฐมวลเบา

ในขั้นแรกได้ทำการศึกษาโดยได้จำลองแท็กติดบนอิฐมวลเบาซึ่งมีค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ตามที่ได้เลือกไว้ในหัวข้อที่ผ่านมา ในการศึกษาถึงผลกระทบของคุณลักษณะของแท็กเมื่อติดบนอิฐมวลเบาได้ทำการพิจารณาโดยแบ่งออกเป็นกรณีต่างๆ ดังนี้ คือ

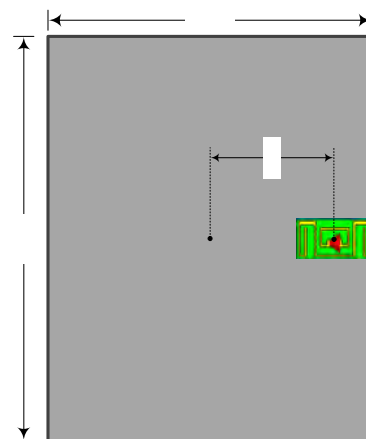
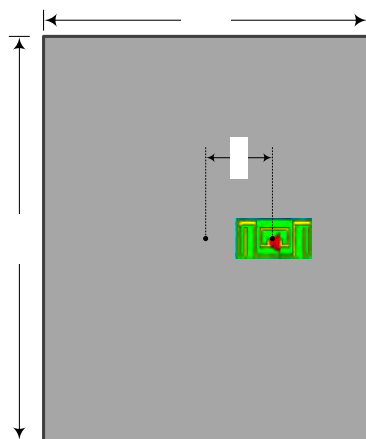
- กรณีที่ 1 เมื่อติดแท็กในแนวนอนตรงกลางของอิฐมวลเบา แสดงดังรูปที่ 18(ก)
- กรณีที่ 2 เมื่อติดแท็กในแนวนอนห่างจากตรงกลางมาทางด้านล่างของอิฐมวลเบา แสดงดังรูปที่ 18(ข)
- กรณีที่ 3 เมื่อติดแท็กในแนวนอนห่างจากตรงกลางมาทางด้านขวาของอิฐมวลเบา แสดงดังรูปที่ 18(ค)
- กรณีที่ 4 เมื่อติดแท็กในแนวนอนห่างจากตรงกลางมาทางด้านบนของอิฐมวลเบา แสดงดังรูปที่ 18(ง)



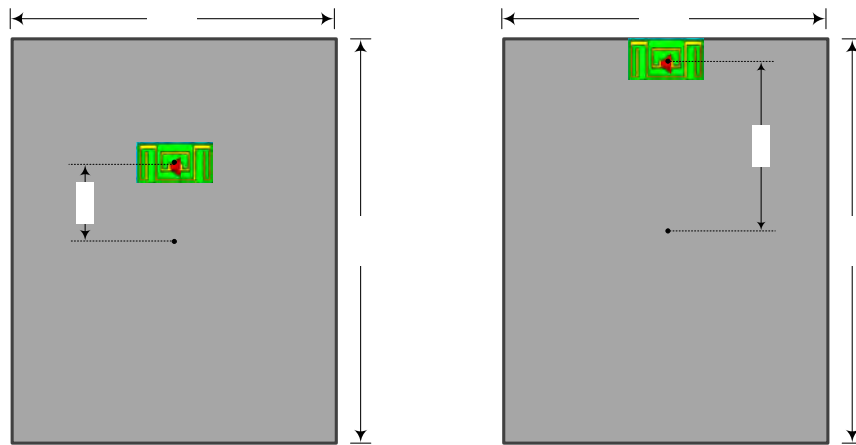
(ก) ตรงกลาง



(ข) ห่างจากตรงกลางมาทางด้านล่าง



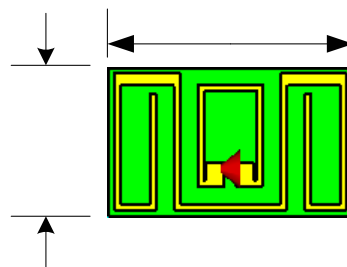
(ค) ห่างจากตรงกลางมาทางด้านขวา



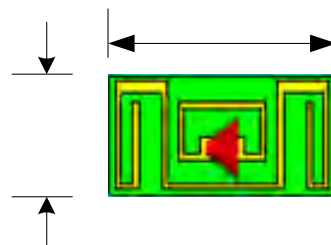
(ง) ห่างจากตรงกลางมาทางด้านบน
รูปที่ 18 ลักษณะการติดแท็กบนอิฐมวลเบา

อย่างไรก็ตามก่อนทำการวิเคราะห์ถึงผลกระทบของการติดแท็กบนอิฐมวลเบาที่ตำแหน่งต่างๆ ได้ทำการปรับโครงสร้างของแท็กเมื่อติดตั้งตรงกลางของอิฐมวลเบาให้มีคุณลักษณะที่ดีที่สุดสำหรับสถานะแห้งและได้แท็กที่มีโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 19(ก) มีขนาดเท่ากับ $4.1 \text{ cm} \times 2.5 \text{ cm} \times 0.08 \text{ cm}$ จากนั้นปรับโครงสร้างของแท็กอีกครั้งเพื่อให้มีคุณลักษณะที่ดีที่สุดสำหรับสถานะเปียกและได้แท็กที่มีโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 19(ข) มีขนาดเท่ากับ $3.9 \text{ cm} \times 2.1 \text{ cm} \times 0.08 \text{ cm}$

d



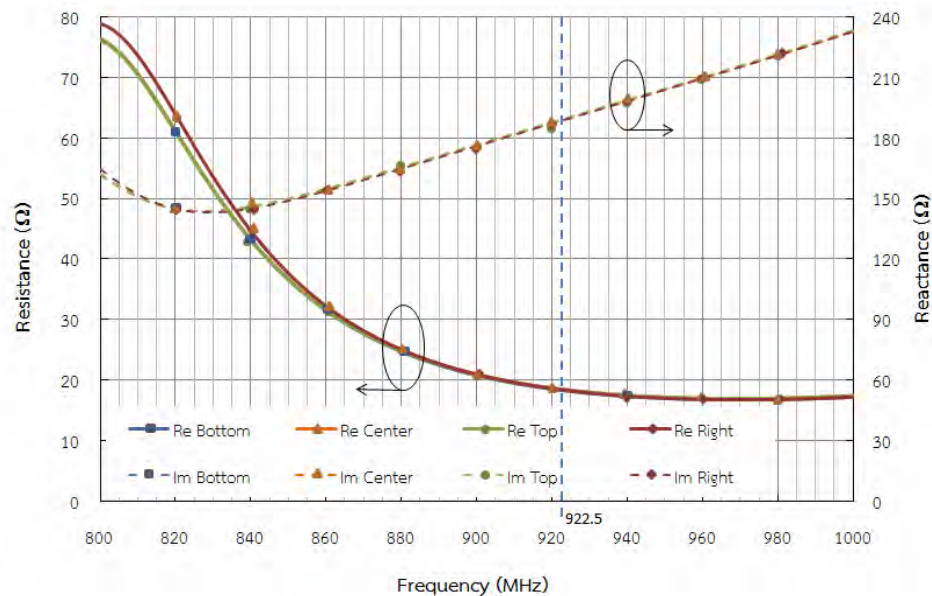
(ก)



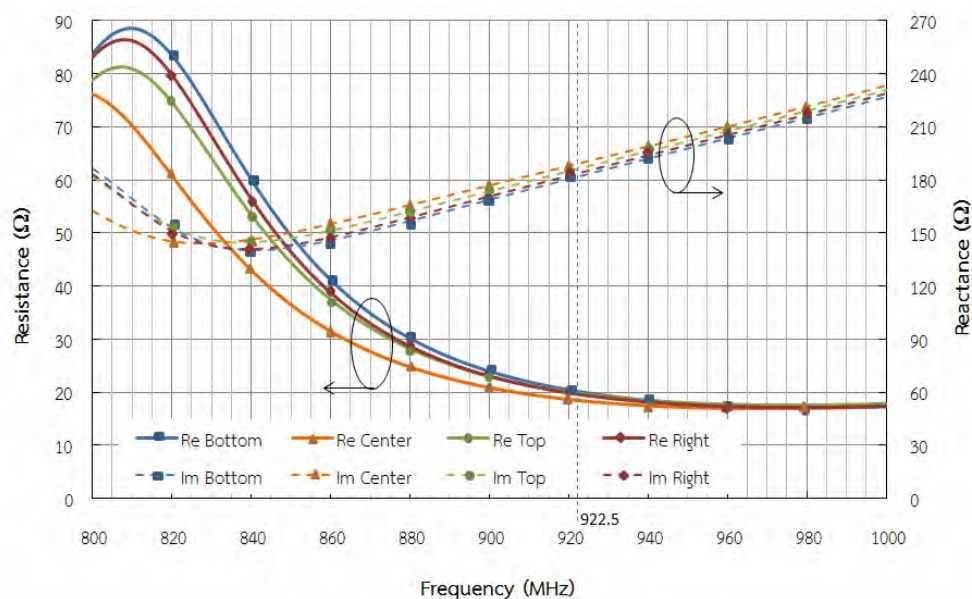
(ข)

รูปที่ 19 โครงสร้างสายอากาศแท็ก

สำหรับกรณีที่ 2 3 และ 4 จะแบ่งย่อยออกเป็น 2 ระยะห่าง d คือ ห่างจากตรงกลางของอิฐมวลเบาเท่ากับ 4 cm และชิดขอบของอิฐมวลเบา ผลการจำลองในกรณีที่แท็กติดบนอิฐมวลเบาแบบแห้งที่ตำแหน่งตรงกลางและห่างจากตำแหน่งตรงกลางเท่ากับ 4 cm แสดงดังรูปที่ 20 พบว่า ค่าอิมพีแดนซ์ของแท็กที่ความถี่ 922.5 MHz มีความใกล้เคียงกันมาก ซึ่งทำให้ทราบได้ว่าในบริเวณที่ห่างจากตำแหน่งตรงกลางถึงระยะ 4 cm สามารถติดแท็กบนอิฐมวลเบาได้โดยที่ไม่ส่งผลกระทบต่อคุณลักษณะของแท็กมากนัก

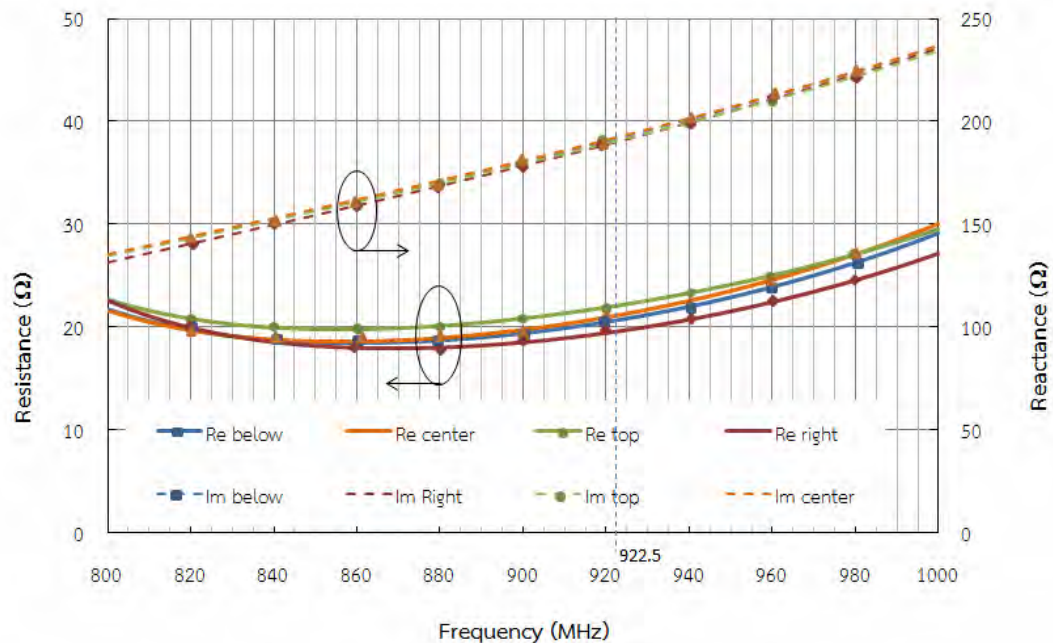


รูปที่ 20 อิมพีแดนซ์ของแท็กเมื่อติดบนอิฐมวลเบาแบบแห้งที่ตำแหน่งตรงกลางและห่างจากตำแหน่งตรงกลาง d เท่ากับ 4 cm

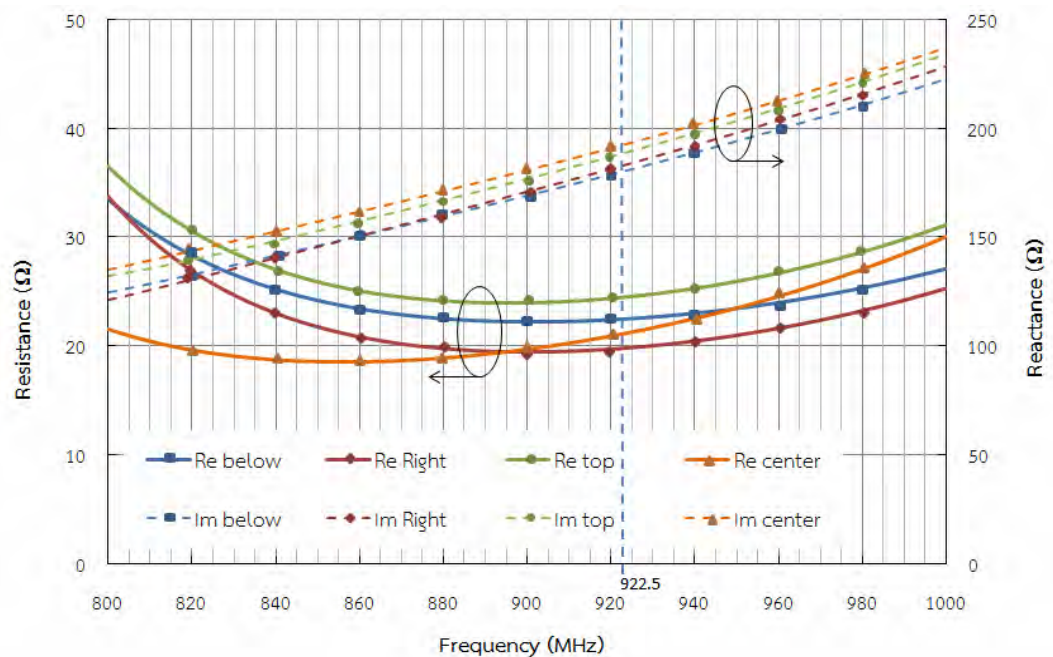


รูปที่ 21 อิมพีแดนซ์ของแท็กเมื่อติดบนอิฐมวลเบาแบบแห้งที่ตำแหน่งตรงกลางและชิดขอบของอิฐมวลเบาด้านล่าง ด้านขวา และด้านบน โดยที่ d เท่ากับ 8.75 cm 5.45 cm และ 8.75 cm ตามลำดับ

จากรูปที่ 21 เมื่อติดแท็กบนอิฐมวลเบาแบบแห้งที่ตำแหน่งตรงกลางและชิดขอบของอิฐมวลเบา เมื่อพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ 922.5 MHz พบว่า ค่าความต้านทานยังคงมีค่าที่ใกล้เคียงกันมาก สำหรับค่ารีแอคแตนซ์มีค่าที่ใกล้เคียงกันแต่เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่แท็กติดบนอิฐมวลเบาแบบแห้ง ห่างจากตรงกลางเท่ากับ 4 cm จะมีค่าที่ต่างกันมากกว่า



รูปที่ 22 อิมพีแดนซ์ของแท็กเมื่อติดบนอิฐมวลเบาแบบเปียกที่ตำแหน่งตรงกลางและห่างจากตำแหน่งตรงกลางเท่ากับ 4 cm



รูปที่ 23 อิมพีแดนซ์ของแท็กเมื่อติดบนอิฐมวลเบาแบบเปียกที่ตำแหน่งตรงกลางและชิดขอบของอิฐมวลเบาด้านล่าง ด้านขวา และด้านบน โดยที่ d เท่ากับ 8.95 cm 5.55 cm และ 8.95 cm ตามลำดับ

จากรูปที่ 22 เมื่อติดแท็กบนอิฐมวลเบาแบบเปียกที่ตำแหน่งตรงกลางและห่างจากตำแหน่งตรงกลางเท่ากับ 4 cm พบว่าที่ความถี่ 922.5 MHz ค่าความต้านทานของแท็กมีค่าที่แตกต่างกันพอสมควร แต่สำหรับค่ารีแอคแตนซ์ยังคงมีค่าที่ใกล้เคียงกันมาก อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ของแท็กเมื่อติดบนอิฐมวลเบาแบบเปียกที่ตำแหน่งตรงกลางและซิดขอบของอิฐมวลเบาดังแสดงในรูปที่ 23 จะสังเกตเห็นว่าที่ความถี่ 922.5 MHz ค่าอิมพีแดนซ์ที่ตำแหน่งต่างๆ มีค่าที่ต่างกันอย่างเห็นได้ชัด โดยเฉพาะอย่างยิ่งในส่วน of ค่าความต้านทานของแท็ก ซึ่งจะส่งผลให้คุณลักษณะของแท็กเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม

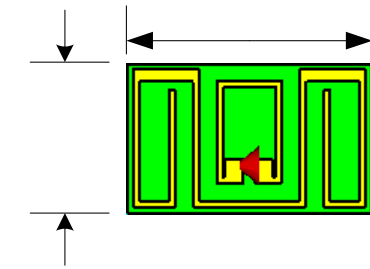
8. ศึกษาผลกระทบต่อคุณลักษณะของแท็กเมื่อนำแท็กติดบนอิฐมวลเบาในกรณีที่อิฐมวลเบาไม่มีการสูญเสียในสารไดอิเล็กตริก

ในหัวข้อนี้ได้ศึกษาผลกระทบต่อคุณลักษณะของแท็กเมื่อนำแท็กติดบนอิฐมวลเบาแบบแห้งรูปทรงสี่เหลี่ยมขนาด 20 cm × 15 cm × 7.5 cm ดังแสดงในรูปที่ 15 และเพื่อให้เข้าใจหลักการของ RFID Sensor โดยลดความซับซ้อนของปัญหาลง จึงพิจารณาให้อิฐมวลเบาไม่มีการสูญเสียโดยใช้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) ของอิฐมวลเบาแบบแห้ง ที่ได้จากการทดสอบที่ความถี่ 922.5 MHz มีค่าเท่ากับ 3.7

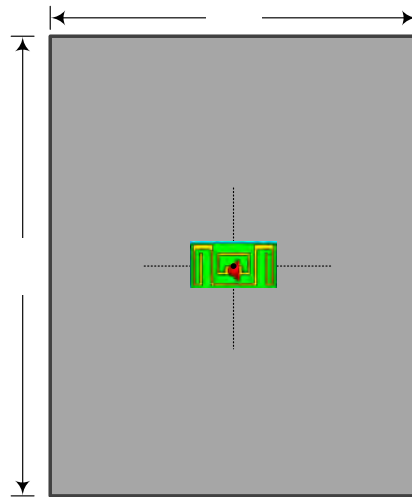
การจำลองผลได้เปลี่ยนแปลงค่า ϵ_r ตั้งแต่ 3.7 ถึง 11.22 ซึ่งเป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของอิฐมวลเบาแบบแห้งและแบบเปียกตามลำดับ และค่า ϵ_r ที่เปลี่ยนแปลงแสดงดังตารางที่ 4 และแท็กที่ออกแบบให้เหมาะสมกับอิฐมวลเบาแบบแห้ง ซึ่งเรียกว่า แท็กแบบแห้ง โดยการออกแบบให้แท็กที่ติดบนอิฐมวลเบาแบบแห้งมีค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าเป็นสังยุคกับค่าอิมพีแดนซ์ของ IC Chip ที่นำมาใช้ โครงสร้างของแท็กแบบแห้งแสดงในรูปที่ 24 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ 2.5 cm × 4.1 cm × 0.08 cm และมีคุณลักษณะดังแสดงในตารางที่ 5 ในการจำลองผลได้พิจารณากรณีการติดตั้งแท็กบนอิฐมวลเบาตรงตำแหน่งตรงกลางของอิฐมวลเบาดังแสดงรูปที่ 25

ตารางที่ 4 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) ของอิฐมวลเบา

ϵ_r	อิฐมวลเบา แบบแห้ง	อิฐมวลเบาแบบต่างๆ							อิฐมวลเบา แบบเปียก
	3.70	4.64	5.58	6.52	7.46	8.40	9.34	10.28	11.22



รูปที่ 24 โครงสร้างแท็กแบบแห้ง

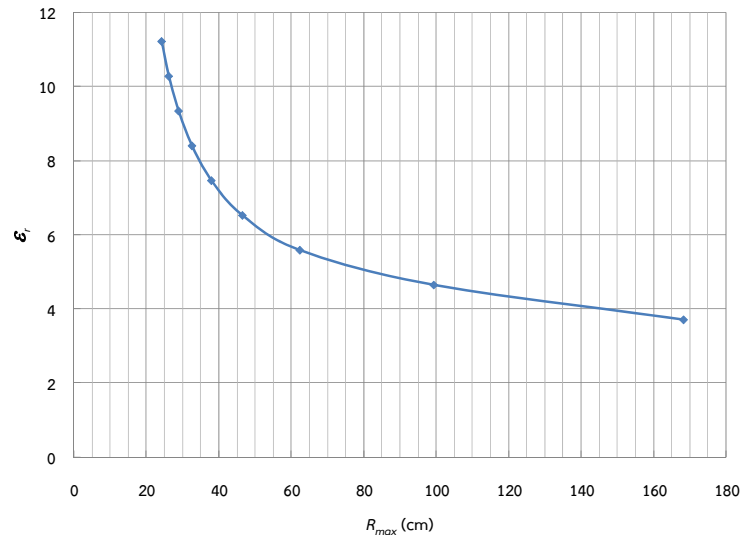


รูปที่ 25 ลักษณะการติดแท็กบนอิฐมวลเบา

ตารางที่ 5 คุณลักษณะของแท็กแบบแห้ง

อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Ω)	อัตราขยาย	สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน
$20 + j189.4$	0.97	99.6 %

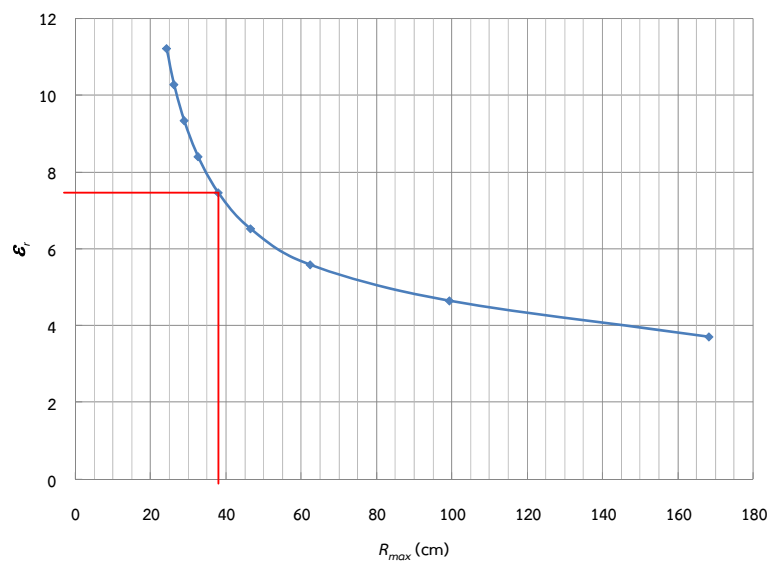
จากผลการจำลองซึ่งทำให้ทราบค่าคุณลักษณะต่างๆ ของแท็ก ดังนั้นสามารถคำนวณหา ระยะทาง R_{max} ระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็กในกรณีที่แท็กแบบแห้งติดบนอิฐมวลเบาได้ และ ความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\mathcal{E}_r$ และระยะทาง R_{max} แสดงดังในรูปที่ 26 ซึ่งพบว่า เมื่อค่า $\mathcal{E}_r$ มีค่ามากขึ้น ส่งผลให้ระยะทาง R_{max} ลดลง



รูปที่ 26 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า E_r กับค่า R_{max}

9. การคำนวณค่า E_r ของอิฐมวลเบา

ในหัวข้อนี้ได้อธิบายถึงตัวอย่างการหาค่า E_r ของอิฐมวลเบาในกรณีที่ไม่มี การสูญเสียที่เกิดจากสารไดอิเล็กตริก เมื่อพิจารณาจากผลการจำลองแท่งแบบแห้งที่ติดบนอิฐมวลเบา พบว่า ระยะ R_{max} ที่ได้จากการติดแท่งบนอิฐมวลเบาแบบแห้ง ($E_r = 3.70$) และแบบเปียก ($E_r = 11.22$) มีค่าเท่ากับ 168.3 cm และ 24.3 cm ตามลำดับ สำหรับการหาค่า E_r ของอิฐมวลเบาที่สนใจ คือ นำค่าระยะทาง R_{max} ที่ได้ไปลากเส้นบนกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า E_r กับ R_{max} ดังแสดงในรูปที่ 27 ซึ่งพบว่า เมื่อลากเส้น R_{max} เท่ากับ 38 cm ไปตัดเส้นกราฟจากนั้นลากเส้นผ่านจุดตัดกับแกนแนวดิ่ง พบว่าตัดแกนแนวดิ่ง เท่ากับ 7.46 ดังนั้นค่า E_r ของอิฐมวลเบาที่สนใจมีค่าเท่ากับ 7.46



รูปที่ 27 การหาค่า E_r ของอิฐมวลเบาด้วยกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า E_r กับค่า R_{max}

10. ศึกษาผลกระทบต่อคุณลักษณะของแท็กเมื่อนำแท็กติดบนอิฐมวลเบา ที่มีค่า ϵ'_r และ ϵ''_r แตกต่างกัน

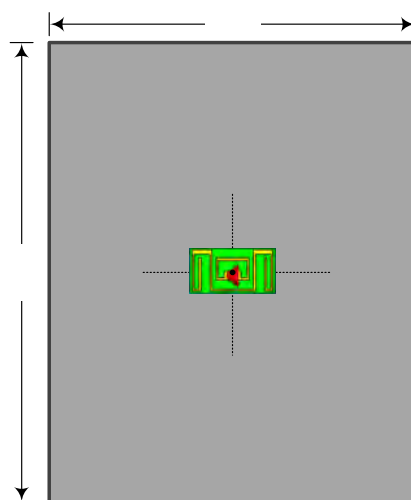
ในทางปฏิบัติไม่สามารถหลีกเลี่ยงการสูญเสียในสารไดอิเล็กตริกได้ อย่างไรก็ตามสามารถใช้หลักการเดิมสำหรับกรณีที่ไม่พิจารณาถึงค่าการสูญเสียในสารไดอิเล็กตริกได้แต่จะมีความซับซ้อนมากขึ้น ดังนั้นในหัวข้อนี้ได้ทำการศึกษาผลกระทบต่อคุณลักษณะของแท็กเมื่อนำแท็กติดตรงกลางของอิฐมวลเบาที่มีการสูญเสียขนาด $20\text{ cm} \times 15\text{ cm} \times 7.5\text{ cm}$ ที่มีค่า ϵ'_r และ ϵ''_r แตกต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 28

จากการทดสอบค่า ϵ'_r และ ϵ''_r ของอิฐมวลเบาด้วยโพรมิเตอร์ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ที่ความถี่ 922.5 MHz ทั้ง 2 กรณีคือ อิฐมวลเบาสถานะที่ 1 (อิฐมวลเบาแห้ง) และอิฐมวลเบาสถานะที่ 2 (อิฐมวลเบาเปียก (แช่น้ำนาน 3 วัน)) สรุปได้ดังตารางที่ 6

ตารางที่ 6 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของอิฐมวลเบาแบบต่างๆ ที่ความถี่ 922.5 MHz

สถานะของอิฐมวลเบา	ϵ'_r	ϵ''_r	Loss tangent
สถานะที่ 1 (อิฐมวลเบาแห้ง)	3.70	1.08	0.3
สถานะที่ 2 (อิฐมวลเบาเปียก (แช่น้ำนาน 3 วัน))	11.22	2.32	0.2

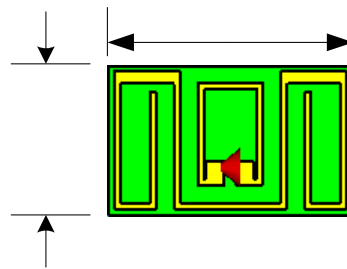
ในการจำลองผลได้แบ่งออกเป็นกรณีต่างๆ แสดงดังตารางที่ 7 ซึ่งกำหนดให้อิฐมวลเบาที่มีค่า ϵ'_r และ ϵ''_r เท่ากับ 3.70 และ 1.08 เป็นอิฐมวลเบาสถานะที่ 1 อิฐมวลเบาที่มีค่า ϵ'_r และ ϵ''_r เท่ากับ 11.22 และ 2.32 เป็นอิฐมวลเบาสถานะที่ 2 และกำหนดให้แท็กที่ออกแบบให้เหมาะสมโดยการออกแบบให้แท็กที่ติดบนอิฐมวลเบามีค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าเป็นสังยุคกับค่าอิมพีแดนซ์ของ IC Chip ที่นำมาใช้กับอิฐมวลเบาสถานะที่ 1 และ 2 เป็นแท็กตัวที่ 1 และแท็กตัวที่ 2 ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 29



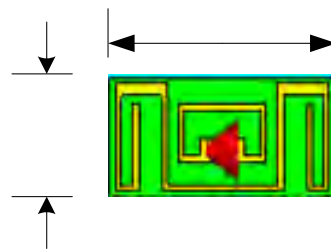
รูปที่ 28 ลักษณะการติดแท็กบนอิฐมวลเบา

ตารางที่ 7 สถานะต่างๆ ของอิฐมวลเบา

สถานะ	อิฐมวลเบา แบบแห้ง (St1)	อิฐมวลเบาสถานะต่างๆ							อิฐมวลเบา แบบเปียก (St2)
ε'_r	3.70	4.64	5.58	6.52	7.46	8.40	9.34	10.28	11.22
ε''_r	1.08	1.08, 1.70, 2.32							2.32

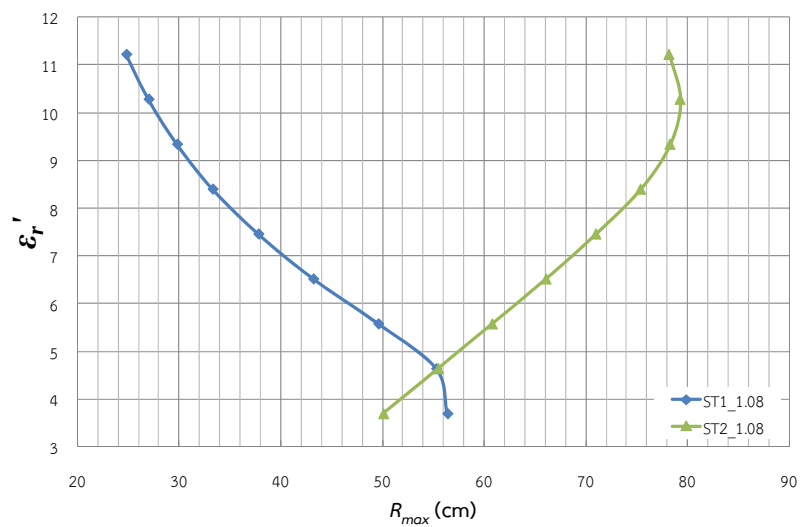


(ก) แท้กตัวที่ 1



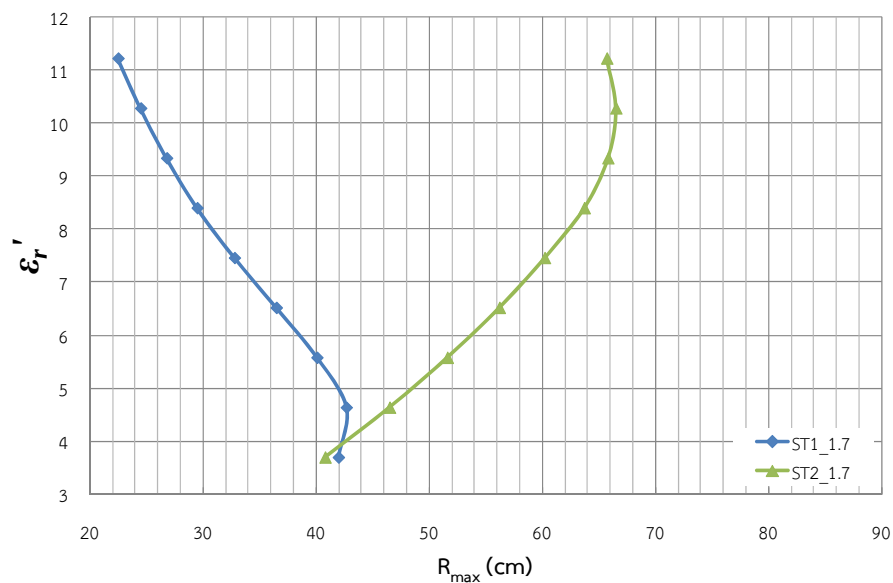
(ข) แท้กตัวที่ 2

รูปที่ 29 โครงสร้างสาขอากาศแท้ก

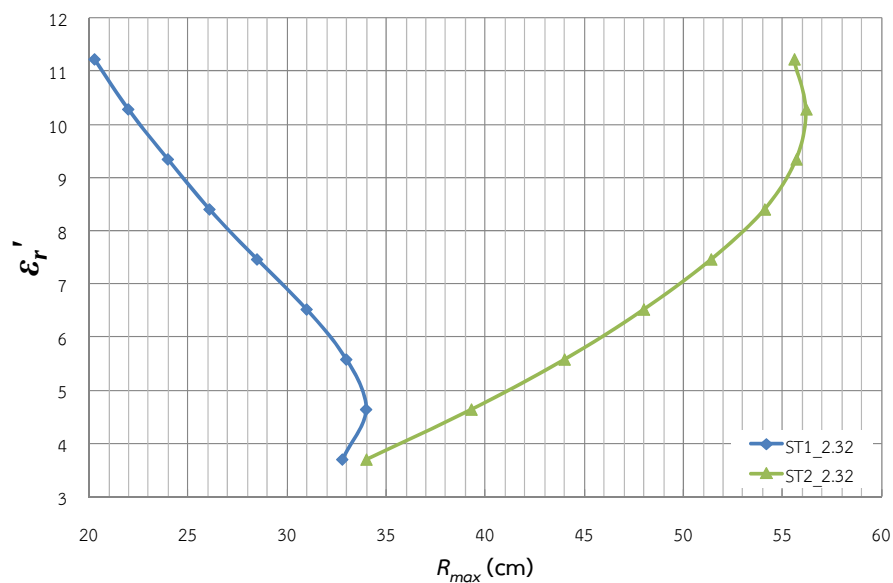


รูปที่ 30 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า ε'_r กับระยะทางการติดต่อสื่อสารที่ไกลที่สุด (R_{max})
เมื่อ ε''_r มีค่าเท่ากับ 1.08

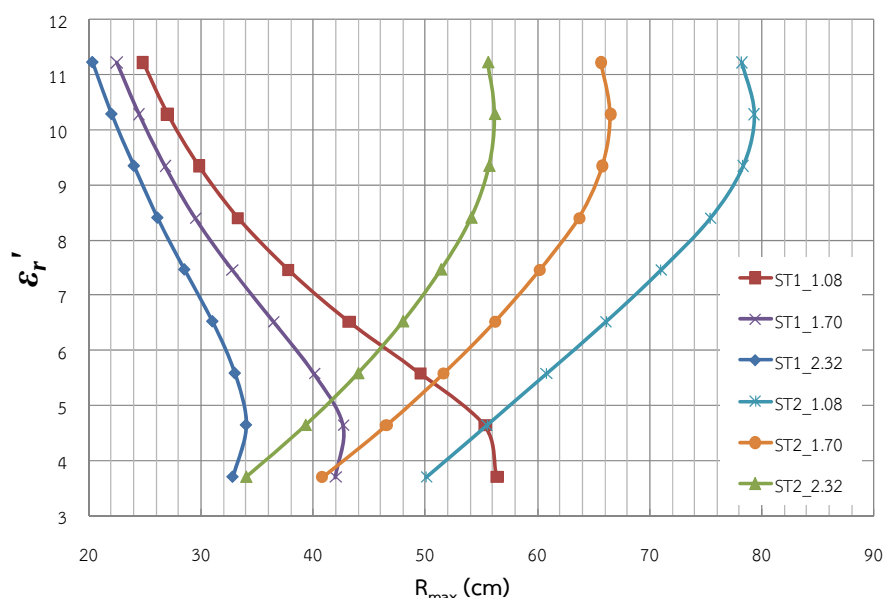
รูปที่ 30 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\mathcal{E}'_r$ กับระยะทางการติดต่อสื่อสารที่ไกลที่สุด (R_{max}) เมื่อ $\mathcal{E}''_r$ มีค่าเท่ากับ 1.08 ซึ่งพบว่า เมื่อเพิ่มค่า $\mathcal{E}'_r$ ส่งผลให้ R_{max} ระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็กสถานะที่ 1 ลดลง ตรงกันข้ามกับแท็กสถานะที่ 2 ซึ่งจะมีความ R_{max} เพิ่มขึ้น ยกเว้นเมื่อ $\mathcal{E}'_r$ มีค่าสูง นอกจากนั้นในรูปที่ 31 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\mathcal{E}'_r$ กับค่า R_{max} เมื่อ $\mathcal{E}''_r$ มีค่าเท่ากับ 1.70 ซึ่งพบว่า เมื่อค่า $\mathcal{E}'_r$ สูงขึ้น R_{max} ของแท็กตัวที่ 1 มีแนวโน้มลดลง ตรงกันข้ามกับแท็กตัวที่ 2 ซึ่ง R_{max} มีแนวโน้มเพิ่มขึ้น สำหรับกรณีที่ $\mathcal{E}''_r$ มีค่าเท่ากับ 2.32 แสดงดังในรูปที่ 32 ซึ่งพบว่าความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\mathcal{E}'_r$ กับค่า R_{max} มีแนวโน้มในลักษณะเดียวกันกับกรณีที่ค่า $\mathcal{E}''_r$ มีค่าเท่ากับ 1.08 และ 1.70



รูปที่ 31 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\mathcal{E}'_r$ กับค่า R_{max} เมื่อ $\mathcal{E}''_r$ มีค่าเท่ากับ 1.70



รูปที่ 32 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\mathcal{E}'_r$ กับค่า R_{max} เมื่อ $\mathcal{E}''_r$ มีค่าเท่ากับ 2.32



รูปที่ 33 การเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างค่า E'_r กับค่า R_{max} สำหรับแท่งตัวที่ 1 และแท่งตัวที่ 2 เมื่อ E''_r มีค่าเท่ากับ 1.08 1.70 และ 2.32

รูปที่ 33 แสดงการเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างค่า E'_r กับค่า R_{max} สำหรับแท่งตัวที่ 1 และแท่งตัวที่ 2 เมื่อ E''_r มีค่าเท่ากับ 1.08 1.70 และ 2.32 ซึ่งพบว่าแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงค่า R_{max} ของแท่งตัวที่ 1 เป็นไปในลักษณะเดียวกัน สำหรับแท่งตัวที่ 2 พบว่าแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงค่า R_{max} สำหรับค่า E''_r แต่ละค่า เป็นไปในลักษณะเดียวกันเช่นกัน นอกจากนั้นพบว่าแท่งที่วางติดกับอิฐมวลเบาที่มีค่า E''_r น้อยกว่า มีแนวโน้มที่จะได้ระยะทางการติดต่อสื่อสารที่ไกลกว่า เมื่อพิจารณาจากค่า E'_r ที่มีค่าเท่ากัน

11. ทดสอบระยะการติดต่อสื่อสารที่ไกลที่สุดระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็กในกรณีที่แท็กติดบนอิฐมวลเบา

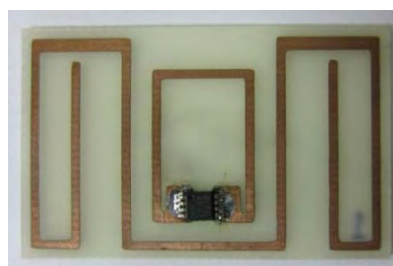
การทดสอบเพื่อหาค่า R_{max} ในกรณีที่แท็กติดบนอิฐมวลเบา ขนาดเท่ากับ 20 cm × 15 cm × 7.5 cm ดังแสดงในรูปที่ 15 สำหรับลักษณะการทดสอบดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 34 ซึ่งใช้อุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้

1. เครื่องคอมพิวเตอร์ จำนวน 1 เครื่อง
2. สายโคแอกเซียล รุ่น 3D-LFV จำนวน 1 เส้น
3. เครื่องอ่านข้อมูล RFID ของบริษัท iet จำนวน 1 เครื่อง
4. สายอากาศไดโพลสำหรับเครื่องอ่านข้อมูล RFID จำนวน 1 ตัว
5. อิฐมวลเบา จำนวน 2 ก้อน
6. แท็ก RFID จำนวน 2 ตัว

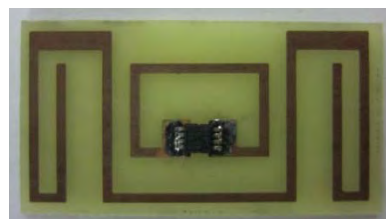


รูปที่ 34 รูปถ่ายการทดสอบระยะทางการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็กที่ไกลที่สุด (R_{max}) เมื่อแท็กติดบนอิฐมวลเบา

สำหรับแท็กที่ใช้ในการทดสอบแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะ คือ แท็กที่ออกแบบให้เหมาะสมที่สุดกับอิฐมวลเบาแห้ง (แท็กตัวที่ 1) คือออกแบบให้แท็กที่ติดบนอิฐมวลเบาแห้งมีค่าอิมพีแดนซ์เป็นสังยุคกับค่าอิมพีแดนซ์ของ IC Chip ที่นำมาใช้ โครงสร้างแท็กตัวที่ 1 แสดงดังในรูปที่ 35(ก) มีขนาดเท่ากับ $4.1 \text{ cm} \times 2.5 \text{ cm} \times 0.08 \text{ cm}$ และแท็กที่ออกแบบให้เหมาะสมที่สุดกับอิฐมวลเบาเปียก (แท็กตัวที่ 2) คือออกแบบให้แท็กที่ติดบนอิฐมวลเบาเปียกมีค่าอิมพีแดนซ์เป็นสังยุคกับค่าอิมพีแดนซ์ของ IC Chip ที่นำมาใช้เช่นเดียวกัน โครงสร้างแท็กตัวที่ 2 แสดงดังในรูปที่ 35(ข) มีขนาดเท่ากับ $3.9 \text{ cm} \times 2.1 \text{ cm} \times 0.08 \text{ cm}$ สำหรับคุณลักษณะของแท็กทั้งสองสรุปได้ดังแสดงในตารางที่ 8



(ก) แท็กตัวที่ 1



(ข) แท็กตัวที่ 2

รูปที่ 35 โครงสร้างสายอากาศแท็ก

ตารางที่ 8 คุณสมบัติของแท็ก

แท็ก	อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Ω)	อัตราขยาย	ค่าสัมประสิทธิ์การ ส่งผ่านเชิงกำลังงาน
ตัวที่ 1	$24.16 + j191.94$	0.19	0.99
ตัวที่ 2	$21.22 + j193.90$	0.25	0.99

การทดสอบระยะทางการติดต่อสื่อสารที่ไกลที่สุด ระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็ก (R_{max}) เมื่อแท็กติดบนอิฐมวลเบา ได้ทำการทดสอบที่ความถี่ 922.5 MHz และการทดสอบแบ่งออกเป็น 4 กรณี ดังนี้

1. กรณีที่แท็กตัวที่ 1 วางติดกับอิฐมวลเบาสถานะที่ 1
2. กรณีที่แท็กตัวที่ 1 วางติดกับอิฐมวลเบาสถานะที่ 2
3. กรณีที่แท็กตัวที่ 2 วางติดกับอิฐมวลเบาสถานะที่ 1
4. กรณีที่แท็กตัวที่ 2 วางติดกับอิฐมวลเบาสถานะที่ 2

ผลการทดสอบระยะทาง R_{max} ระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็ก เมื่อแท็กติดบนอิฐมวลเบาทั้ง 4 กรณีข้างต้น แสดงดังตารางที่ 8 ซึ่งพบว่า ผลที่ได้จากการทดสอบมีความแตกต่างจากผลการจำลองมาที่สุคประมาณ 15 cm ซึ่งถือว่ามีความใกล้เคียงกัน

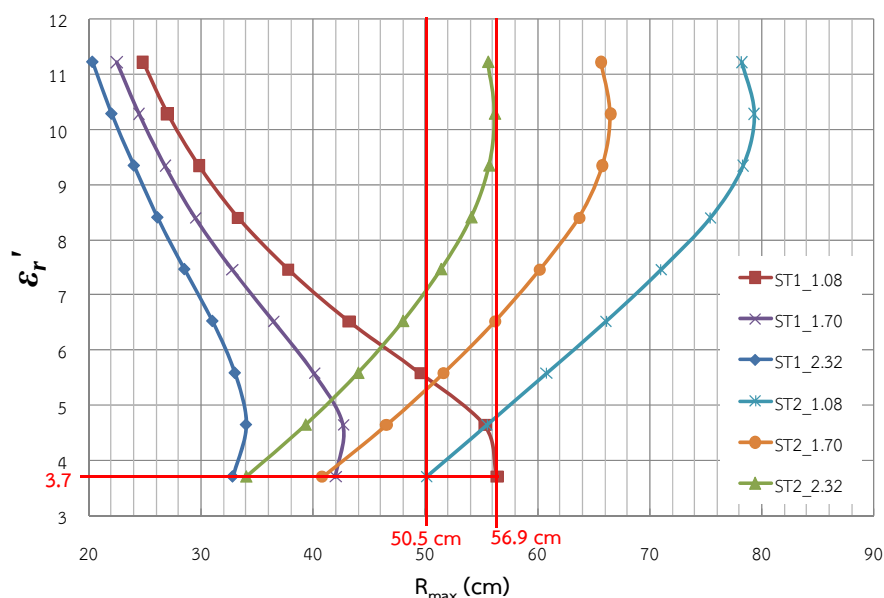
ตารางที่ 9 ระยะทางการติดต่อสื่อสารที่ไกลที่สุด ระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็ก (R_{max}) เมื่อแท็กติดบนอิฐมวลเบา

อิฐมวลเบา	แท็กตัวที่ 1		แท็กตัวที่ 2	
	จำลอง	ทดสอบ	จำลอง	ทดสอบ
สถานะที่ 1 (อิฐมวลเบาแห้ง)	56.9 cm	65 cm	50.5 cm	34 cm
สถานะที่ 2 (อิฐมวลเบาเปียก (แช่น้ำนาน 3 วัน))	20.5 cm	29 cm	56 cm	45 cm

12. การคำนวณหาค่า $\mathcal{E}'$ และค่า $\mathcal{E}''$ ของอิฐมวลเบา

ในหัวข้อนี้ได้ทำการอธิบายถึงตัวอย่างการหาค่า $\mathcal{E}'$ และค่า $\mathcal{E}''$ ของอิฐมวลเบา จากค่า R_{max} โดยพิจารณาจากผลการจำลองแท็กที่ติดบนอิฐมวลเบาสถานะที่ 1 พบว่า R_{max} ที่ได้จากแท็กตัวที่ 1 และตัวที่ 2 (จากตารางที่ 8) มีค่าเท่ากับ 56.9 cm และ 50.5 cm ตามลำดับ จากนั้นนำค่าที่ได้ไปลากเส้นบนกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\mathcal{E}'$ กับ R_{max} สำหรับแท็กตัวที่ 1 และแท็กตัวที่ 2 เมื่อ $\mathcal{E}''$ มีค่าเท่ากับ 1.08

1.70 และ 2.32 ดังแสดงในรูปที่ 36 ซึ่งพบว่า เมื่อลากเส้น R_{max} เท่ากับ 56.9 cm จะตัดเส้นกราฟสำหรับแท็กตัวที่ 1 จำนวน 1 จุด บนเส้นกราฟ ST1_1.08 และเมื่อลากเส้น R_{max} เท่ากับ 50.5 cm จะตัดเส้นกราฟสำหรับแท็กตัวที่ 2 จำนวน 3 จุด บนเส้นกราฟ ST2 ทั้งสามเส้น จากนั้นลากเส้นผ่านจุดตัดของแท็กตัวที่ 1 และ 2 ตัดกับแกนแนวดิ่ง ซึ่งพบว่าได้ค่า ε'_r เท่ากับ 3.7 เท่ากันทั้งสองแท็ก สำหรับค่า ε''_r เท่ากับ 1.08 ดังนั้นสรุปได้ว่าอิฐมวลเบาที่นำมาทดสอบมีค่า ε'_r เท่ากับ 3.7 และค่า ε''_r เท่ากับ 1.08 สำหรับการใช้งานจริงนั้นจะใช้ค่า R_{max} ที่ได้จากการวัด เมื่อนำแท็กตัวที่ 1 และ 2 ติดกับอิฐมวลเบาที่ไม่ทราบคุณสมบัติ แล้วนำค่า R_{max} ที่ได้มาประมวลผลตามวิธีที่ได้บรรยายข้างต้น



รูปที่ 36 การหาค่า ε'_r และค่า ε''_r ของอิฐมวลเบาด้วยกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า ε'_r กับค่า R_{max} สำหรับแท็กตัวที่ 1 และแท็กตัวที่ 2 เมื่อ ε''_r มีค่าเท่ากับ 1.08 1.70 และ 2.32

13. การสร้างผลมะม่วงเทียม

จากหัวข้อที่ผ่านมาพบว่าสามารถทำนายค่า ε'_r และค่า ε''_r ของอิฐมวลเบาหรือวัสดุที่มีผิวเรียบได้ อย่างไรก็ตามงานวิจัยนี้มีจุดมุ่งหมายเพื่อนำแท็กไปใช้กับผลมะม่วงซึ่งมีผิวโค้ง แต่ปัญหาที่พบในการทดสอบแท็กร่วมกับผลมะม่วงจริงคือ ผลมะม่วงจริงจะมีการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางไฟฟ้า ซึ่งขึ้นกับความอ่อนแก่ของผลมะม่วง จึงไม่สามารถควบคุมให้คุณสมบัติทางไฟฟ้าของผลมะม่วงมีค่าคงที่ได้ ดังนั้นคณะผู้วิจัยจึงได้แก้ปัญหานี้ด้วยการสร้างผลมะม่วงเทียมโดยใช้วัสดุที่มีค่า ε'_r และ ε''_r ต่างกันมาใช้ในการทดสอบเพื่อหาค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของวัสดุ แทนการใช้ผลมะม่วงจริง จากนั้นจึงทำการทดสอบร่วมกับผลมะม่วงจริงอีกครั้งหนึ่ง เพื่อยืนยันว่าทฤษฎี RFID Sensor สามารถใช้งานได้จริงและสามารถประยุกต์ทฤษฎีนี้กับผลิตผลทางการเกษตรอื่นๆที่สนใจต่อไป



(ก) แบบสำหรับสร้างมะม่วงเทียม



(ข) มะม่วงเทียมแบบที่ 1 (พาราฟิน)



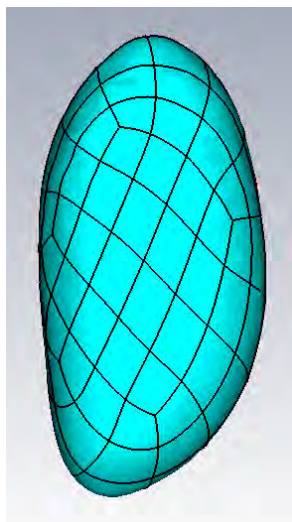
(ค) มะม่วงเทียมแบบที่ 2 (ปูนปลาสเตอร์)

รูปที่ 37 ผลมะม่วงเทียม

เมื่อนำมะม่วงเทียมทั้งสองแบบไปทดสอบค่าคงที่ไดอิเล็กตริก พบว่า ค่า ϵ_r ของมะม่วงเทียม ที่ ได้จากการทดสอบที่ความถี่ 922.5 MHz ทั้ง 2 แบบ สรุปได้ดังตารางที่ 10 และเพื่อลดความซับซ้อนของ ปัญหาลง จึงพิจารณาให้มะม่วงไม่มีการสูญเสียในสารไดอิเล็กตริก โครงสร้างของมะม่วงเทียมที่ได้จาก การสแกน 3 มิติ แสดงดังรูปที่ 38

ตารางที่ 10 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของมะม่วงเทียมแบบต่างๆ

ชนิดของมะม่วงเทียม	ϵ_r
แบบที่ 1 (พาราฟิน)	2.15
แบบที่ 2 (ปูนปลาสเตอร์)	4.25



รูปที่ 38 โครงสร้างของมะม่วงเทียมที่ได้จากการสแกน 3 มิติ

14. ความคิดเห็นของคณะวิจัย

งานวิจัยที่ได้ดำเนินการไปแล้ว ซึ่งจากการทดสอบค่า ε' และ ε'' ของวัสดุที่สนใจ ตัวอย่างเช่น อิฐมวลเบาแบบแห้งและแบบเปียก มะม่วง เป็นต้น เพื่อนำมาใช้ในการศึกษาถึงผลกระทบของคุณลักษณะของแท็กเมื่อติดตั้งบนวัสดุที่สนใจนั้น ทำให้สามารถออกแบบแท็กที่มีความเหมาะสมในการใช้งานร่วมกับวัสดุที่สนใจนั้นๆ ได้ และจากการทดสอบเพื่อหาระยะทางการติดต่อสื่อสารที่ไกลที่สุดระหว่างเครื่องอ่านข้อมูลกับแท็กในกรณีต่างๆ ตัวอย่างเช่น กรณีที่แท็กติดบนอิฐมวลเบาแบบแห้งและแบบเปียก เป็นต้น ซึ่งสามารถนำมาคำนวณหาค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุที่สนใจเพื่อทำนายคุณลักษณะทางกายภาพของวัสดุที่สนใจได้ ดังนั้นจากงานวิจัยที่ได้ดำเนินการไปแล้วจึงเป็นประโยชน์อย่างมากที่จะนำหลักการของ RFID Sensor ไปใช้เพื่อการทำนายคุณลักษณะทางกายภาพของวัสดุอื่นๆ ที่สนใจ นอกจากนั้นยังสามารถนำทฤษฎีของ RFID Sensor แบบใหม่ที่น่าสนใจไปประยุกต์ใช้กับผลิตผลทางการเกษตรที่สนใจต่อไปได้

15. แนวทางในการวิจัยต่อไป

1. ออกแบบแท็กที่ใช้งานร่วมกับมะม่วงเทียม
2. ศึกษาและทดสอบคุณลักษณะของแท็กเมื่อติดบนมะม่วงเทียม
3. ออกแบบแท็กที่ใช้ร่วมกับผลิตผลทางการเกษตรที่สนใจ เช่น มะม่วงจริง
4. ศึกษาและทดสอบคุณลักษณะของแท็กเมื่อติดบนผลิตผลทางการเกษตรที่สนใจ เช่น มะม่วงจริง
5. คำนวณหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของผลิตผลทางการเกษตรที่สนใจจากการเปลี่ยนแปลงของระยะทางการอ่านสูงสุดที่ได้จากการทดสอบในสภาวะที่สนใจต่างๆ เพื่อนำไปใช้หาคุณภาพของผลิตผลทางการเกษตรที่สนใจ

16 ผลงานที่ได้จากงานวิจัย

1. บทความ (Conference) 2 ฉบับ คือ
 - 1.1. P. Wongsiritorn, C. Phongcharoenpanich, D. Torrungrueng, and M. Krairiksh, "UHF-RFID Tag Antenna Design Using Dipole with Parasitic Lines," *Proceeding of ECTI-CON*, pp. 794-797, May 2009.
 - 1.2. P. Wongsiritorn and C. Phongcharoenpanich, "Meander-Line UHF RFID Tag Antenna with Semi-Circular Structure," *Proceeding of ISAP*, pp. 859-862, Oct. 2009.
2. บทความในหนังสือ (Book Chapter) 1 บท เรื่อง เซ็นเซอร์ RFID แบบใหม่ (Novel RFID Sensor)
3. บทความนานาชาติ (International Journal Paper) 1 ฉบับ เรื่อง Determination of Electrical Property of Light Weight Concrete (LWC) Using a Novel RFID Sensor ส่งไปเพื่อตีพิมพ์ใน IEEE Sensors Journal
4. ต้นแบบสายอากาศเท็ก 2 ตัว คือแท็กแบบแห้งและแบบเปียกสำหรับใช้งานร่วมกับข้อมูลเบา

เอกสารอ้างอิง

- [1] CST-Microwave Studio, User's manual, 2006.
- [2] NXP, Ultrahigh frequency smart label ICs [online]. Available: http://www.nxp.com/acrobat_download/literature/9397/75016225.pdf
- [3] K. Finkenzeller, RFID Handbook: Radio-Frequency Identification Fundamentals and Applications. New York: Wiley, 1999.
- [4] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, S. F. Lam, V. Pillai, R. Martinez, and H. Heinrich, "Power reflection coefficient analysis for complex impedances in RFID tag design," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 9, pp. 2715 – 2721, Sep. 2005.
- [5] P. R. Foster and R. A. Burberry, "Antenna problems in RFID systems," *IEE Colloq. RFID Technol.*, pp. 31–35, Oct. 1999.
- [6] P. Raumonen et al., "Folded dipole antenna near metal plate," in *Proc. IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp.*, vol. 1, pp. 848–851, June 2003.
- [7] D. M. Dobkin and S. M. Weigand, "Environmental effects on RFID tag antennas," in *Proc. IEEE Int. Microw. Symp.*, pp. 135 – 138, June. 2005.
- [8] J. D. Griffin, G. D. Durgin, A. Haldi and B. Kippelen, "RF tag antenna performance on various materials using radio link budgets", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, pp. 247 – 250, Dec 2006.

- [9] J. D. Griffin, "A Radio Assay for the Study of Radio Frequency Tag Antenna Performance," Master's Thesis, Georgia Institute of Technology, Atlanta, 2005.
- [10] C.-H. Loo, K. Elmahgoub, F. Yang, A. Elsherbeni, D. Kajfez, A. Kishk, and T. Elsherbeni, "Chip impedance matching for UHF RFID tag antenna design," Progress In Electromagnetics Research, PIER 81, pp. 359-370, 2008.
- [11] G. Marrocco, "RFID antennas for the UHF remote monitoring of human subjects," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 55, no. 6, pp. 1862 – 1870, June 2007.
- [12] A.H.Systems, Dipole antenna [online]. Available: <http://www.ahsystems.com/catalog/dipole.php>
- [13] PTEC [Online]. Available: <http://www.ptec.or.th/>
- [14] ie Technology [Online]. Available: <http://www.iet.co.th/Product.aspx>
- [15] นางสาวพนทิพย์ อภิบาลเกียรติกุลและนางสาวธนาพร ศิรินาวิ, การใช้เทคนิคไมโครเวฟตรวจวัดความอ่อนแอของมะม่วงพันธุ์น้ำดอกไม้, ปริญญานิพนธ์วิทยาศาสตร์, ภาควิชาอุตสาหกรรมเกษตร คณะอุตสาหกรรมเกษตร สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2550.
- [16] A. M. Neville, Properties of Concrete, 4th ed. Pearson prentice hall, 1995.

2.6 การออกแบบไมโครชิพสำหรับไมโครเวฟเซ็นเซอร์

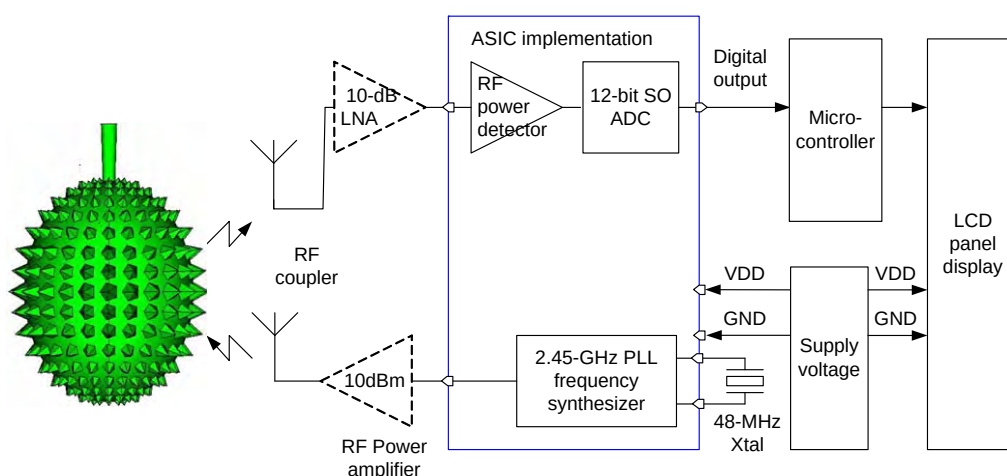
รศ.ดร.อภิรักษ์ รัตนยานนท์ และ ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

1. บทนำ

ไมโครเวฟเซ็นเซอร์ที่ใช้วัดความอ่อนแก่ของผลไม้ มีโครงสร้างวงจรดังแสดงในรูปที่ 1.1 ประกอบด้วยวงจรภาครับและส่งสัญญาณคลื่นความถี่ 2.45 GHz โดยบทนี้จะกล่าวถึงการศึกษาวิเคราะห์และออกแบบวงจรรวม (Integrated Circuits) หรือไมโครชิพ (Microchip) สำหรับไมโครเวฟเซ็นเซอร์โดยมีวัตถุประสงค์ให้ไมโครเวฟเซ็นเซอร์มีขนาดเล็กและใช้กำลังงานน้อยลง เพื่อให้สามารถใช้งานได้สะดวกและมีราคาถูก

วงจรภาคส่งสัญญาณประกอบด้วยวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกกลูป (Phase-locked loop frequency synthesizer: PLL-FS) และวงจรขยายกำลังสัญญาณ (Power amplifier: PA) วงจรภาครับสัญญาณประกอบด้วยวงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุ (Radio-frequency power detector: RF-PD) และวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (Analog-to-digital converter: ADC) ความละเอียด 12 บิต โดยสัญญาณดิจิทัลเอาต์พุตถูกส่งไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อประมวลผลสัญญาณและส่งไปยังจอแสดงผล ไมโครชิพที่ออกแบบมีข้อกำหนดทางเทคนิค (specifications) ดังนี้

- ใช้ความถี่ย่าน 2.45 GHz โดยต้องการให้ปรับค่าความถี่ได้เพื่อทดสอบหาความสัมพันธ์ของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกกับการสะท้อนของคลื่นสัญญาณในย่านความถี่ต่างๆ
- กำลังส่งสัญญาณ 0-10 dBm และความไวในการรับสัญญาณ < -50 dBm
- สามารถตรวจวัดขนาดกำลังงานและเฟสของคลื่นสัญญาณที่สะท้อนกลับมาจากวัตถุให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นดิจิทัลที่มีความละเอียด 8-12 บิต



รูปที่ 1.1 โครงสร้างวงจรไมโครเวฟเซ็นเซอร์สำหรับตรวจวัดความอ่อนแก่ของทุเรียน

2. วงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุ (RF power detector)

2.1 บทนำ

การตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุมีความสำคัญและจำเป็นมากในการประยุกต์ใช้งานหลายๆเรื่อง ตั้งแต่ในระบบการสื่อสารไร้สาย[1], 0 ไปจนถึงการวัดและทดสอบวงจรรวม 0, 0 ในระบบการสื่อสารไร้สาย วงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุจะใช้ในรูปควบคุมเพื่อปรับการใช้กำลังงานให้เหมาะสม เพิ่มความเป็นเชิงเส้นของวงจรขยายกำลัง หรือควบคุมอัตราขยายของส่วนภาครับและส่งสัญญาณ

ระดับกำลังงานของสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุสามารถคำนวณได้โดยใช้ค่าสูงสุด (peak) หรือค่ารากของกำลังสองเฉลี่ย (root-mean-square: rms) การตรวจวัดค่าสูงสุดเหมาะกับสัญญาณที่มีขนาดคงที่หรือสัญญาณมอดูเลตที่มีอัตราค่าสูงสุดต่อค่าเฉลี่ยต่ำ และการตรวจวัดค่า rms เหมาะสมสำหรับสัญญาณมอดูเลตที่มีอัตราค่าสูงสุดต่อค่าเฉลี่ยที่สูงเพื่อให้ได้ความแม่นยำที่สูงขึ้น การตรวจวัดค่า rms ของสัญญาณนั้นสามารถทำได้หลายวิธี เช่น การใช้อุปกรณ์ไฟฟ้าอุณหภูมิ (Thermoelectric) 0 การใช้ความไม่เชิงเส้นของไดโอด 0 หรือทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ 0 หรือ มอสเฟต 0, 0, 0 หรือการใช้วงจรคำนวณโหมดกระแส 0, 0, 0

การตรวจวัดโดยใช้หลักการไฟฟ้าอุณหภูมิเหมาะสมกับการใช้ในอุปกรณ์เครื่องมือวัดเนื่องจากมีแบนด์วิดท์การทำงานที่กว้างและความแม่นยำสูง อย่างไรก็ตามการสร้างเซนเซอร์ไฟฟ้าอุณหภูมิในเทคโนโลยีซิลิคอนนั้นต้องใช้กระบวนการสร้างเพิ่มเติมซึ่งซับซ้อนและมีต้นทุนสูง 0

วงจรตรวจวัดกำลังงานที่ใช้ไดโอด อาศัยความไม่เป็นเชิงเส้นของไดโอดในการเรียงกระแสสัญญาณอินพุตและสร้างแรงดันไฟตรงเอาต์พุตที่มีขนาดแปรผันกับขนาดสัญญาณอินพุต โดยที่ขอตักไดโอด 0 และทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ 0 สามารถนำมาใช้ในการสร้างวงจรตรวจวัดกำลังงานของสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุ อย่างไรก็ตามที่ขอตักไดโอดและทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ไม่เหมาะสมในการสร้างในเทคโนโลยีซิลิคอนแบบทั่วไปได้ จึงไม่เหมาะสมกับการสร้างที่ต้องการต้นทุนต่ำ

วงจรตรวจวัดค่า rms สามารถสร้างได้โดยใช้วงจรคำนวณโหมดกระแส เช่น วงจรยกกำลังสอง วงจรหาร และวงจรกรอง โดยวงจรเหล่านี้สามารถสร้างได้โดยใช้ทรานส์คอนดักเตอร์ 0, 0 หรือ วงจรทรานส์ลิเนียร์ 0 วงจรตรวจวัดกำลังงานที่ใช้หลักการ ทรานส์ลิเนียร์อาศัยคุณสมบัติเอกซ์โพเนนเชียลของทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ หรือมอสเฟตในย่านต่ำกว่าขีดเริ่มเปลี่ยน (Subthreshold) เพื่อสร้างฟังก์ชันคณิตศาสตร์สำหรับการแปลงค่า rms 0 วงจรตรวจวัดกำลังงานสำหรับสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุ มีการนำเสนอไว้ใน 0 แต่ยังมีแบนด์วิดท์การทำงานที่ค่อนข้างจำกัดเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการตรวจวัดกำลังงานวิธีอื่น

วงจรตรวจวัดกำลังงานยังสามารถสร้างได้โดยอาศัยคุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นของมอสเฟต 0, 0, 0 โดยใช้ความไม่เป็นเชิงเส้นของความต้านทานช่องของมอสเฟตที่ทำงานในย่านไดโอดลึก 0

สร้างกระแสไฟตรงที่มีขนาดแปรผันกับขนาดของแรงดันอินพุตที่ขาเดรนของมอสเฟต อย่างไรก็ตาม เทคนิคที่นำเสนอใน 0 ต้องอาศัยโพรงเรโซแนนซ์ในการสร้างการเปลี่ยนแปลงแรงดันขาเดรน จึงไม่เหมาะสมในการสร้างในเทคโนโลยีวงจรรวม เราสามารถหลีกเลี่ยงการใช้โพรงเรโซแนนซ์โดยป้อนสัญญาณอินพุตความถี่วิทยุที่ขาเดรนของมอสเฟตในย่านไดรโอคได้โดยตรง และใช้วงจรขยายทรานส์อิมพีแดนซ์ในการแปลงกระแสเอาต์พุตเป็นแรงดันดังที่นำเสนอใน 0, 0 โดยวงจรที่นำเสนอใน 0 มีพิสัยพลวัตอินพุต 20 dB และมีแบนด์วิดท์ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz และใช้กำลังงาน 10.8 mW จากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง 1.8 V

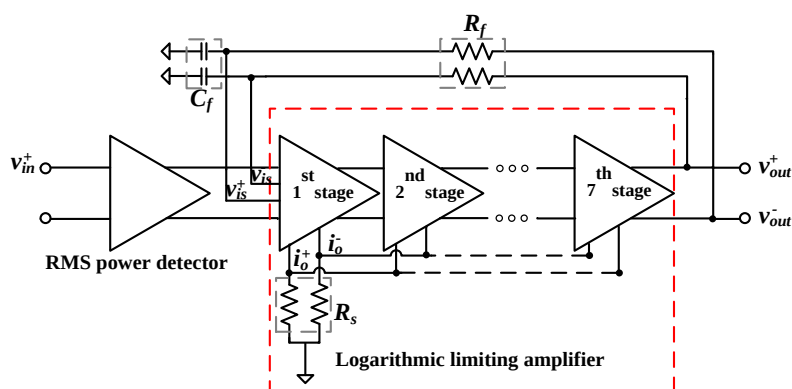
วงจรตรวจวัดกำลังงาน rms ยังสามารถสร้างได้โดยอาศัยคุณสมบัติกำลังสองของมอสเฟตที่ทำงานในย่านอิมิตัว 0 โดยหลักการพื้นฐานได้ถูกนำเสนอเป็นครั้งแรกใน 0 อาศัยกระแสเอาต์พุตผลต่างของวงจรขยายสัญญาณผลต่างมอสเฟตที่มีค่าแปรผันกับค่ากำลังสองของแรงดันอินพุตที่ขาเกต ผลการทดลองของวงจรที่นำเสนอใน 0 มีแบนด์วิดท์การทำงานกว้างมาก แต่มีพิสัยพลวัตขาเข้า 20 dB และกำลังงานอินพุตต่ำสุดที่ตรวจวัดได้ -35 dBm ซึ่งถูกจำกัดโดยการใช้มอสเฟตในย่านต่ำกว่ำขีดเริ่มเปลี่ยนในการสร้างกระแสเอาต์พุตเอกซ์โพเนนเชียล ซึ่งมีช่วงการทำงานถูกต้องประมาณ 2-3 กำลังของสิบ ทำให้จำกัดพิสัยพลวัตของวงจรตรวจวัด

งานวิจัยนี้ปรับปรุงวงจรตรวจวัดกำลังงาน rms ที่นำเสนอใน 0 ให้มีอัตราขยายเปลี่ยนแปลงและพิสัยพลวัตสูงขึ้นโดยเพิ่มความต้านทานเอาต์พุตของวงจรในการเพิ่มอัตราขยายเปลี่ยนแปลงและใช้วงจรขยายล็อกการิทึมแบบประมาณต่อเนื่อง (successive-approximation logarithmic amplifier) ในการเพิ่มพิสัยพลวัต วงจรตรวจวัดกำลังงาน rms นี้จะนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบตรวจวัดความอ่อนแก่ของผลไม้โดยใช้คลื่นไมโครเวฟ 0 ซึ่งอาศัยหลักการสะท้อนสัญญาณคลื่นไมโครเวฟเพื่อหาค่าสภาพยอม (permittivity) ของผลไม้และประมาณหาความอ่อนแก่ของผลไม้ ระบบนี้จะนำไปใช้กับระบบเครือข่ายเซนเซอร์ไร้สายสำหรับสวนผลไม้ และอุปกรณ์ตรวจวัดต้องมีอายุการใช้งานที่นานหลายเดือนโดยไม่ต้องเปลี่ยนแบตเตอรี่ ค่าสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุที่สะท้อนกลับมาจากผลไม้มีขนาดเล็กและมีกำลังงานประมาณ -50 dBm ถึง -60 dBm ดังนั้นต้องใช้วงจรตรวจวัดกำลังงานที่มีความไวสูงและมีพิสัยพลวัตกว้าง วงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุออกแบบและจำลองการทำงานโดยใช้พารามิเตอร์จากเทคโนโลยีมอสขนาด 0.18 ไมโครเมตร หัวข้อต่อไปนี้จะกล่าวถึงการออกแบบ และผลจำลองการทำงานของวงจร

2.2 โครงสร้างวงจร

รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของวงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุ ประกอบด้วยวงจรตรวจวัดกำลังงาน rms และวงจรขยายล็อกการิทึมแบบประมาณต่อเนื่อง แรงดันอินพุตความถี่วิทยุถูกแปลงเป็นแรงดันเอาต์พุตไฟตรงซึ่งแสดงค่า rms ของกำลังงานอินพุตโดยอาศัยความไม่เป็นเชิงเส้นของมอสเฟต ซึ่งถูกส่งต่อไปยังวงจรขยายล็อกการิทึมแบบประมาณต่อเนื่องเพื่อขยายสัญญาณและสร้างคุณสมบัติเอาต์พุตแบบเชิงเส้นในเดซิเบล (linear-in-dB) โดยการประมาณแบบเชิงเส้นเป็นช่วง

(piecewise linear) วงจรขยายจำกัดทั้ง 7 ภาคเหมือนกันทั้งหมดยกเว้นในภาคแรกที่มีกลุ่มอสเฟตอินพุตเพิ่มขึ้นเพื่อการหักล้างแรงดันออฟเซตไฟตรง วงจรขยายจำกัดแต่ละภาคกำเนิดแรงดันเอาต์พุตผลต่างและกระแสเอาต์พุตผลต่าง โดยแรงดันเอาต์พุตผลต่างถูกส่งไปยังอินพุตของภาคขยายถัดไป และกระแสเอาต์พุตผลต่างของทุกภาคขยายถูกนำมารวมกันและป้อนเข้าตัวต้านทานโหลดเพื่อสร้างแรงดันเอาต์พุตของวงจรตรวจวัดกำลังงาน เนื่องจากแรงดันอินพุตของวงจรขยายล็อกการรบกวนแบบประมาณต่อเนื่องเป็นสัญญาณไฟตรง ดังนั้นจึงไม่ต้องใช้วงจรเรียงกระแสหรือวงจรตรวจวัดขอบสัญญาณ ทำให้ประหยัดพื้นที่ชิปและการใช้กำลังงานได้ ตัวต้านทาน R_F และตัวเก็บประจุ C_F สร้างวงจรกรองต่ำผ่านที่หน้าที่ย้อนกลับเพื่อหักล้างแรงดันออฟเซตไฟตรง ตัวต้านทาน R_F ถูกสร้างโดยใช้มอสเฟตในย่านการทำงานต่ำกว่าขีดเริ่มเปลี่ยนเพื่อให้ได้ค่าความต้านทานสูงโดยใช้พื้นที่ชิปน้อยที่สุด ค่าพิสัยพลวัตและความเป็นเชิงเส้นของวงจรตรวจวัดกำลังงานถูกกำหนดโดยจำนวนภาคขยายสัญญาณ การเพิ่มจำนวนภาคขยายจะทำให้ค่าความไวและพิสัยพลวัตของวงจรสูงขึ้น แต่วงจรจะใช้กำลังงานสูงขึ้นด้วย งานวิจัยนี้ใช้ภาคขยายจำนวน 7 ภาค ซึ่งเป็นจำนวนที่เหมาะสมเมื่อคำนึงถึงการใช้กำลังงาน พิสัยพลวัต และความไวของวงจรตรวจวัด

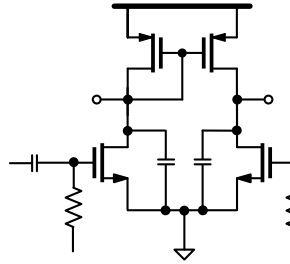


รูปที่ 2.1 โครงสร้างของวงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุ

2.3 การออกแบบวงจร

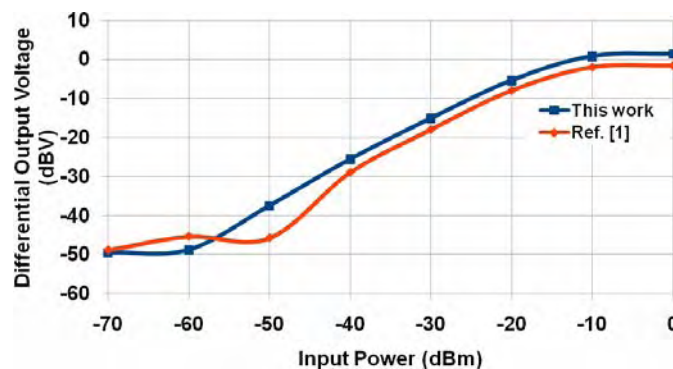
(1) วงจรตรวจวัดกำลังงาน rms

รูปที่ 2.2 แสดงวงจรตรวจวัดกำลังงาน rms ซึ่งอาศัยคุณสมบัติกำลังสองของมอสเฟตในย่านการทำงานอิ่มตัว วงจรนี้เป็นวงจรที่ปรับปรุงจากวงจรที่นำเสนอใน 0 ให้มีอัตราขยายเปลี่ยนแปลงและค่าความไวสูงขึ้น วงจรมีหลักการทำงานดังนี้ สัญญาณอินพุตคลื่นความถี่วิทยุป้อนผ่านตัวเก็บประจุ C_c เข้าที่ขาเกตของ M_1 มอสเฟต $M1$ และ $M2$ เหมือนกันทุกประการและทำงานในย่านอิ่มตัวและมีแรงดันไบอัสขาเกตเท่ากัน มอสเฟต $M2$ ทำหน้าที่ลดแรงดันออฟเซตที่เกิดการผันแปรของกระบวนการสร้างอุณหภูมิ และแรงดันไฟเลี้ยง เราสามารถแสดงได้ว่าแรงดันเอาต์พุตผลต่าง ($V_2 - V_1$) มีขนาดแปรผันกับค่ากำลังสองของแรงดันอินพุต



รูปที่ 2.2 วงจรตรวจวัดกำลังงาน rms

รูปที่ 2.3 แสดงผลการจำลองคุณสมบัติอินพุตเอาต์พุตของวงจรตรวจวัดกำลัง rms ที่ความถี่ 5 GHz โดยเปรียบเทียบกับผลการจำลองวงจรใน 0 ภายใต้พารามิเตอร์วงจรและเงื่อนไขการทำงานเดียวกัน ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 2.1 มีอัตราขยายแปลงที่สูงกว่าเนื่องจากความต้านทานเอาต์พุตที่สูงขึ้น ซึ่งจะทำให้ความไวอินพุตของวงจรสูงขึ้นและทำให้การออกแบบวงจรขยายล็อกการรบกวนแบบประมาณต่อเนื่องง่ายขึ้น นอกจากนี้วงจรในรูปที่ 2.1 ยังมีความเป็นเชิงเส้นที่ดีกว่าและช่วงการตรวจวัดอินพุตที่กว้างกว่า (ประมาณ -60 dBm to -10 dBm)



รูปที่ 2.3 คุณสมบัติอินพุตเอาต์พุตของวงจรตรวจวัดกำลัง rms ที่ความถี่ 5 GHz

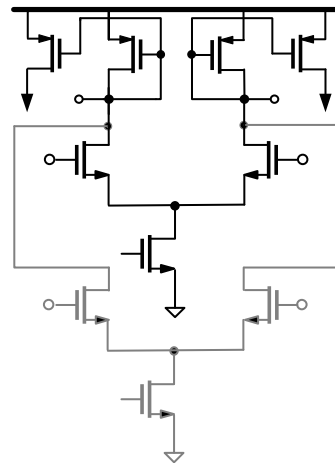
(2) วงจรขยายล็อกการรบกวน

แรงดันเอาต์พุตของวงจรตรวจวัดกำลัง rms ถูกส่งต่อไปยังวงจรขยายล็อกการรบกวนที่มี 7 ภาควิทยาดังแสดงในรูปที่ 2.1 วงจรขยายล็อกการรบกวนสร้างด้วยวงจรขยายจำกัดในรูปที่ 2.4 โดยใช้วงจรขยายสัญญาณผลต่างที่มีวงจรสะท้อนกระแสเป็นโหลด (แสดงด้วยสีดำ) วงจรขยายจำกัดทุกภาคเหมือนกันหมด ยกเว้นภาคแรกที่มีมอสเฟตอินพุตเพิ่ม 1 คู่ (แสดงด้วยสีเทา) ใช้ในการป้อนกลับเพื่อหักล้างแรงดันออฟเซตไฟตรง วงจรขยายแต่ละภาคสร้างแรงดันเอาต์พุตผลต่างและกระแสเอาต์พุตผลต่าง แรงดันเอาต์พุตผลต่างถูกส่งไปยังอินพุตของภาควิทยาลัดไป และเนื่องจากแรงดันอินพุตของวงจรเป็นแรงดันไฟตรง เราจึงใช้กระแสเอาต์พุตผลต่างของทุกภาควิทยาส่งที่มีคุณลักษณะจำกัดกระแส นำมารวมกันและป้อนเข้าตัวต้านทานโหลดเพื่อสร้างแรงดันเอาต์พุตของวงจรตรวจวัดกำลังงาน ทำให้

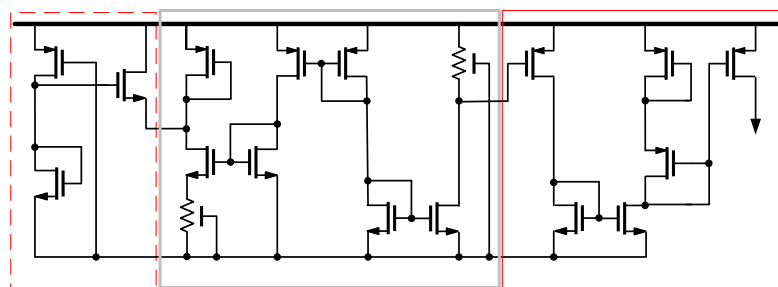
ไม่ต้องใช้วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองเหมือนในวงจรขยายสื่อการรบกวนตามปกติ นอกจากนี้ วงจรขยายสามารถมีแบนด์วิดท์ต่ำได้ ทำให้เราสามารถออกแบบวงจรขยายให้มีความไวอินพุตและพิสัยพลวัตสูงได้โดยใช้กำลังงานน้อยที่สุด แหล่งจ่ายกระแสไบอัสของวงจรขยายสร้างจากวงจรสร้างกระแสอ้างอิงที่ไม่ไวกับการผันแปรของกระบวนการสร้าง แรงดันไฟเลี้ยงและอุณหภูมิ 0 ดังแสดงในรูปที่ 2.5

2.4 ผลจำลองการทำงานวงจร

วงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุถูกออกแบบและจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Cadence และพารามิเตอร์จากเทคโนโลยีซีมอสขนาด 0.18 ไมโครเมตร วงจรทำงานกับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง 1.8 V และใช้กำลังงาน 0.9 mW สำหรับวงจรในรูปที่ 8.2.2 มีค่าตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เท่ากับ 100 fF ค่าตัวเก็บประจุ C_C เท่ากับ 1 pF และค่าตัวต้านทาน R_C เท่ากับ 1 k Ω .



รูปที่ 2.4 วงจรขยายจำกัด

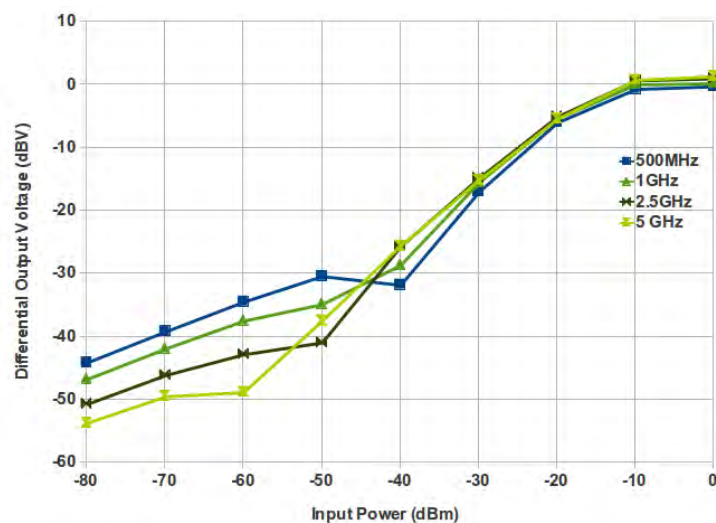


รูปที่ 2.5 วงจรสร้างกระแสอ้างอิง

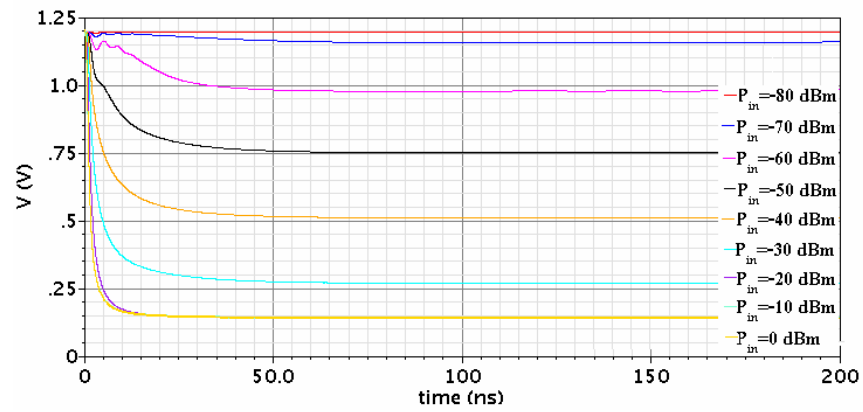
รูปที่ 2.6 แสดงแรงดันเอาต์พุตผลต่างของวงจรตรวจวัดกำลัง rms ในรูปที่ 2.2 ที่ความถี่สัญญาณอินพุตต่างๆ โดยกำลังงานอินพุตขนาด -65 dBm สร้างแรงดันเอาต์พุตขนาด 10 μ V (-50 dBV) และกำลังงานอินพุตขนาด -10 dBm สร้างแรงดันเอาต์พุตขนาด 1 V (0 dBV) ดังนั้นพิสัยพลวัตอินพุต

ของวงจรมีค่าประมาณ -65 dBm ถึง -10 dBm ผลการจำลองการทำงานแสดงว่าวงจรสามารถทำงานได้ถูกต้องถึงความถี่อินพุตประมาณ 5 GHz รูปที่ 2.7 แสดงผลจำลองแรงดันเอาต์พุตของวงจรตรวจวัดกำลังงานเมื่อป้อนสัญญาณอินพุต 2.5 GHz ที่กำลังงานอินพุตจาก -80 dBm ถึง 0 dBm และรูปที่ 2.8 แสดงคุณลักษณะแรงดันเอาต์พุตกับกำลังงานอินพุต ซึ่งแสดงให้เห็นว่าช่วงกำลังอินพุตที่ตรวจวัดได้อยู่ที่ประมาณ -70 dBm ถึง -20 dBm โดยมีค่าแรงดันเอาต์พุตประมาณ 0.4 V ถึง 1.2 V ตามลำดับ

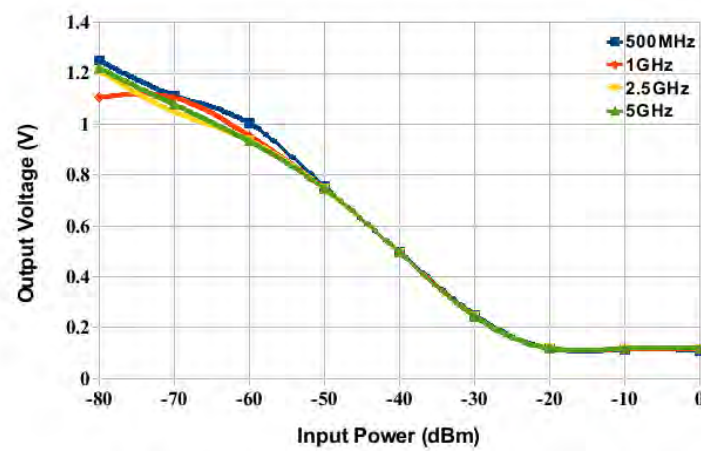
รูปที่ 2.9 แสดงแรงดันเอาต์พุตเมื่อทดสอบการทำงานของคูป้อนกลับเพื่อหักล้างแรงดันออฟเซตไฟตรง โดยป้อนแหล่งจ่ายแรงดันออฟเซตไฟตรงถูกเพิ่มเข้าไปกับแรงดันอินพุต 2.5 GHz ของวงจรขยายภาคแรก และปรับขนาดแรงดันออฟเซตตั้งแต่ 0 ถึง 100 mV ซึ่งผลจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าแรงดันออฟเซตเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันเอาต์พุตเล็กน้อยและวงจรยังสามารถทำงานได้ถูกต้อง รูปที่ 2.9(b) แสดงการผันแปรของแรงดันเอาต์พุตเมื่อแรงดันออฟเซตเปลี่ยนแปลงไปโดยที่ กำลังงานอินพุตมีค่าคงที่ที่ -50 dBm รูปที่ 2.10 แสดงผังภูมิของวงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุที่ได้ออกแบบขึ้น โดยใช้พื้นที่ชิป $60 \times 130 \mu\text{m}^2$ รูปที่ 2.11(a)-(c) แสดงผลจำลองการทำงานวงจรที่ได้จากผังภูมิวงจรและรวมตัวเก็บประจุและตัวต้านทานปรสิติกภายใต้การผันแปรของกระบวนการสร้าง แรงดันไฟเลี้ยงและอุณหภูมิ ตารางที่ 8.1 สรุปผลจำลองการทำงานวงจรโดยเปรียบเทียบกับวงจรอื่น



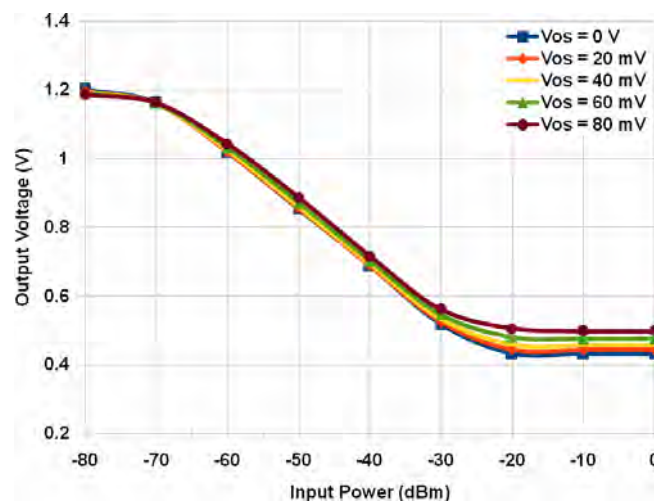
รูปที่ 2.6 แรงดันเอาต์พุตผลต่างของวงจรตรวจวัดกำลัง rms ที่ความถี่อินพุตต่างๆ



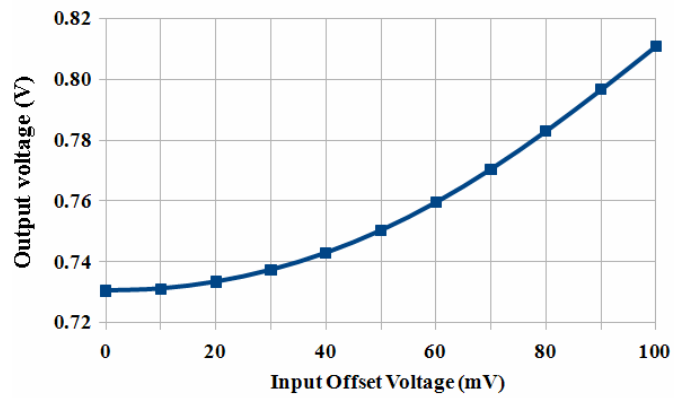
รูปที่ 2.7 แรงดันเอาต์พุตของวงจรตรวจวัดกำลังงานเมื่อป้อนสัญญาณอินพุต 2.5 GHz



รูปที่ 2.8 คุณลักษณะแรงดันเอาต์พุตกับกำลังงานอินพุต

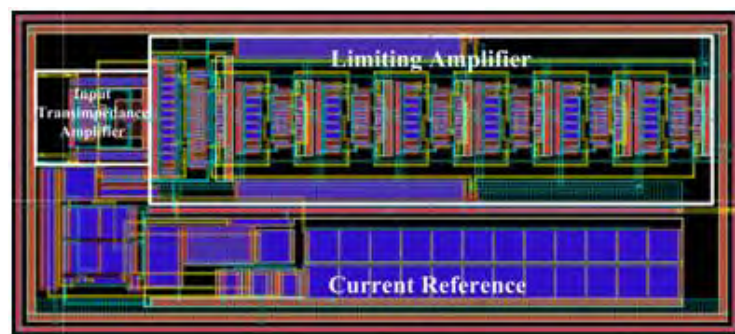


(a)

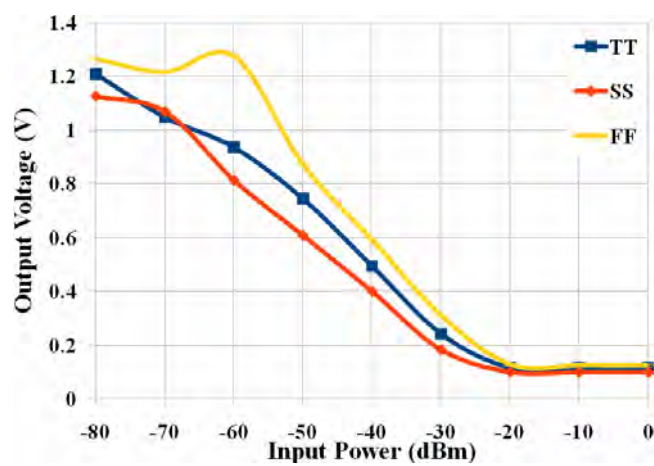


(b)

รูปที่ 2.9 ผลของแรงดันออฟเซตอินพุต



รูปที่ 2.10 ฟังก์ชันของวงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุ



(a) การผันแปรของพารามิเตอร์กระบวนการสร้าง

ตารางที่ 1 สรุปผลจำลองการทำงานวงจร

พารามิเตอร์	This work	0	0	0
เทคโนโลยีซีมอส	0.18 μm	0.13 μm	0.18 μm	0.35 μm
พื้นที่ชิป (mm^2)	0.0078	0.0126	0.36	0.031
อัตราขยาย (mV/dB)	17	6	6	50
พิสัยพลวัต (dB)	50	20	20	30
ความไวอินพุต (dBm)	-70	-35	-40	-25
แบนด์วิดท์ (GHz)	0.5 - 40	0.125-8.5	3.1-10.6	0.9-2.4
แรงดันไฟเลี้ยง (V)	1.8	1.2	1.8	3.3
กำลังงาน (mW)	0.9	0.18	10.8	8.6

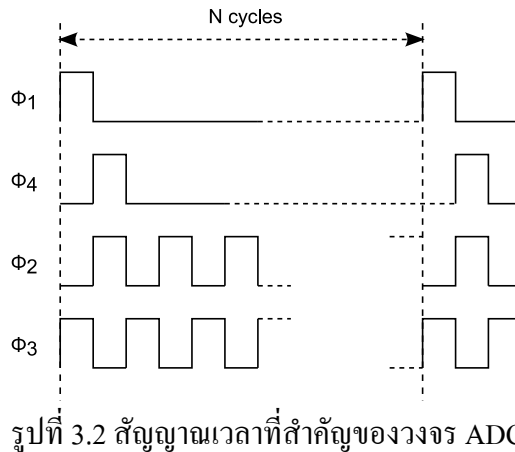
2.5 สรุป

หัวข้อนี้ได้อธิบายถึงการออกแบบวงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุที่ใช้กำลังงานต่ำและมีพิสัยพลวัตสูง วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรตรวจวัดกำลังงาน rms และวงจรขยายล็อกการิทึม วงจรตรวจวัดกำลังงาน rms อาศัยคุณลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นของมอสเฟตในย่านอิ่มตัวและโหลดแอกทีฟเพื่อเพิ่มอัตราขยายแปลงที่กำลังงานต่ำสุด ทำให้ไม่ต้องใช้แบนด์วิดท์สูงและไม่ต้องใช้วงจรเรียงกระแสและวงจรกรอง ผลจำลองการทำงานที่ได้จากฟังก์ชันวงจรในเทคโนโลยีซีมอสขนาด 0.18 ไมโครเมตร แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถตรวจวัดกำลังงานอินพุตได้ตั้งแต่ -70 dBm ถึง -20 dBm ในย่านความถี่ 500 MHz ถึง 5 GHz และใช้กำลังงาน 0.9 mW ดังนั้นวงจรจึงเหมาะสมในการใช้งานสำหรับระบบโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย

3 วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (Analog-to-digital converter: ADC)

3.1 บทนำ

หัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (Analog-to-digital converter: ADC) สำหรับวงจรไมโครเวฟเซ็นเซอร์ในรูปที่ 1.1 ซึ่งต้องการ ADC ที่มีความละเอียดในการแปลงสัญญาณ 8-12 บิต โดยสัญญาณขาเข้าของวงจร ADC มาจากสัญญาณขาออกของวงจรตรวจวัดกำลังงานสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ ซึ่งเป็นกระแสไฟตรงที่มีขนาดระหว่าง 1-100 μA ดังนั้นเราจึงสามารถใช้โครงสร้างวงจร ADC ในโหมดกระแสได้ ที่สามารถทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยงและใช้กำลังไฟฟ้าต่ำ ซึ่งเหมาะสมกับการใช้งานสำหรับไมโครเวฟเซ็นเซอร์ โดยวงจร ADC ที่ได้ออกแบบมีความละเอียด 8 บิต ให้สัญญาณดิจิทัลเอาต์พุตแบบอนุกรม (serial-out) โดยมีอัตราการแปลงข้อมูล 1 Kbps หรืออัตราการสุ่มสัญญาณ 125 bps และสัญญาณดิจิทัลเอาต์พุตของ ADC จะส่งไปยัง

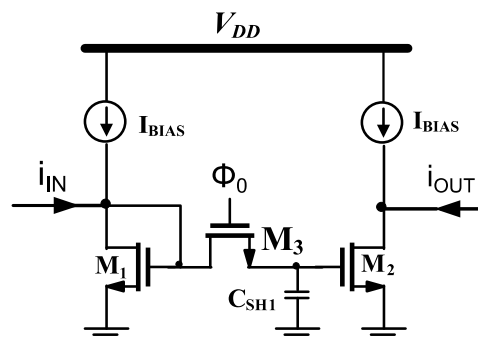


3.3 การออกแบบวงจร ADC

วงจรอัลกอริทึมมิก ADC ประกอบด้วยวงจรสุ่มและคงค่าสัญญาณ (Sampling and hold: S/H) วงจรคูณสองซึ่งสร้างโดยวงจรสะท้อนกระแส (Current mirror) และวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator) ความละเอียดของวงจร ADC จะขึ้นอยู่กับความแม่นยำของการสุ่มและคงค่าสัญญาณ การสะท้อนและการเปรียบเทียบกระแส ซึ่งจะได้กล่าวถึงสิ่งที่จะต้องคำนึงถึงในการออกแบบวงจรต่างๆนี้ให้มีความแม่นยำสูง

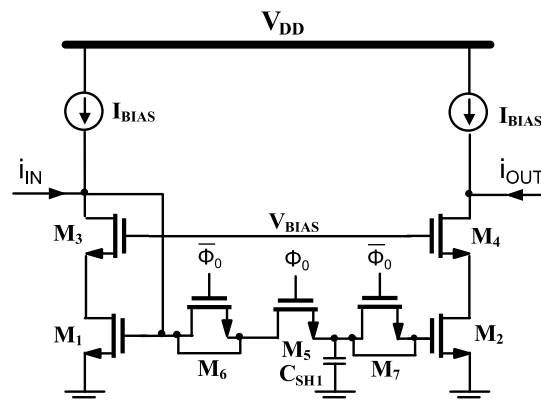
(1) วงจรสุ่มและคงค่าสัญญาณ (Sample-and-hold: SAH)

รูปที่ 3.3 แสดงวงจรสุ่มและคงค่ากระแสพื้นฐานที่ใช้วงจรสะท้อนกระแส (M1 และ M2) สวิตช์ (S1) และตัวเก็บประจุ (C_{SH1}) โดยวงจรจะสุ่มค่ากระแสอินพุตเมื่อ M3 ทำงานเป็นสวิตช์ปิด (Closed) หรือเมื่อแรงดันขาเกิดของ M3 เท่ากับ V_{DD} หรือ ϕ_0 มีค่าลอจิก '1' และวงจรทำการคงค่ากระแสที่สุ่มได้ที่เอาต์พุตเมื่อ M3 ทำงานเป็นสวิตช์เปิด (Open) หรือเมื่อแรงดันขาเกิดของ M3 เท่ากับ 0 V หรือ ϕ_0 มีค่าลอจิก '0' ซึ่งวงจรจะมีความแม่นยำของการสุ่มและคงค่ากระแสสูง จะต้องมี ความต้านทานอินพุตต่ำ ความต้านทานเอาต์พุตสูง และความผิดพลาดจากการอัดฉีดประจุต่ำ (Small charge-injection error) โดยทั่วไปวงจรในรูปที่ 3.3 มีค่าความผิดพลาดของการสุ่มและคงค่ากระแสที่สูงเกินไปที่จะนำมาใช้งานในวงจร ADC ที่ต้องการความละเอียดสูง



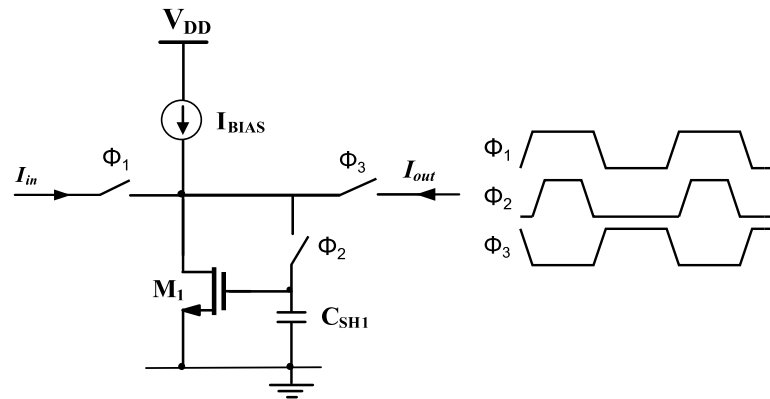
รูปที่ 3.3 วงจรสุ่มและคงค่ากระแสพื้นฐาน

เราสามารถลดความต้านทานอินพุตและเพิ่มความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสุ่มและคงค่ากระแสได้โดยใช้เทคนิคการป้อนกลับแบบลบหรือเทคนิคคาสโคด และเราสามารถลดความผิดพลาดจากการอัปเดตประจุได้โดยใช้โครงสร้างวงจรแบบสัญญาณผลต่าง หรือใช้สวิตช์หลอก (Dummy switch) 0 รูปที่ 3.4 แสดงวงจรสุ่มและคงค่ากระแสที่ใช้วงจรสะท้อนกระแสคาสโคดแบบแกว่งสัญญาณกว้าง (Wide swing cascode current mirror) ทำให้อุปกรณ์มีความต้านทานเอาต์พุตสูงขึ้น โดยที่ M_3 และ M_4 เป็นทรานซิสเตอร์คาสโคดเพื่อเพิ่มความต้านทานเอาต์พุตของวงจร และวงจรยังใช้เทคนิคสวิตช์หลอกเพื่อลดความผิดพลาดที่เกิดจากการอัปเดตประจุ โดยมี M_5 ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ที่ควบคุมด้วยสัญญาณ ϕ_0 และมี M_6 และ M_7 ทำหน้าที่เป็นสวิตช์หลอกที่ควบคุมด้วยสัญญาณ ϕ_0 และมีขนาด (W/L) เป็นครึ่งหนึ่งของ M_5



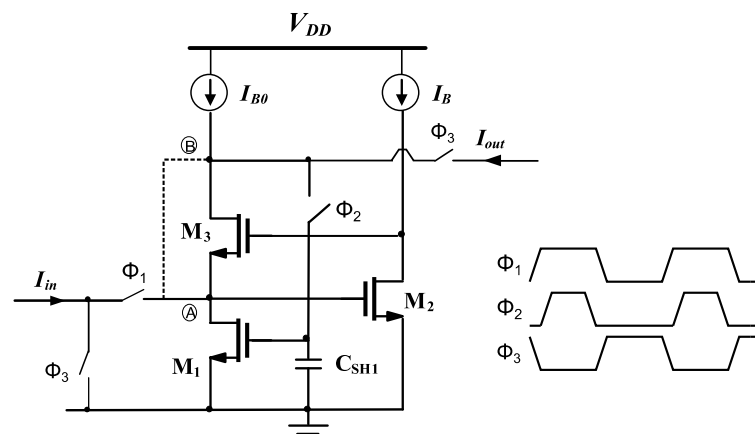
รูปที่ 3.4 วงจรสุ่มและคงค่ากระแสคาสโคดแบบแกว่งสัญญาณกว้าง

วงจรสุ่มและคงค่ากระแสในรูปที่ 3.3 และ 3.4 ใช้วงจรสะท้อนกระแสซึ่งใช้มอสเฟตที่สุ่มกระแสอินพุต (M_1) และคงค่ากระแสเอาต์พุต (M_2) เป็นคนละตัวกัน วงจรจึงต้องมีความสมพียงของมอสเฟตสูงเพื่อให้ค่าความผิดพลาดของกระแสน้อยที่สุด ซึ่งต้องคำนึงถึงความสมพียงของมอสเฟต ดังนั้น วงจรสุ่มและคงค่ากระแสที่ใช้มอสเฟตตัวเดียวกันในการสุ่มและคงค่ากระแสจึงมีความแม่นยำสูงกว่า เนื่องจากไม่มีข้อผิดพลาดที่เกิดจากความไม่สมพียงของมอสเฟต วงจรสุ่มและคงค่ากระแสประเภทนี้ใช้โครงสร้างของวงจรหน่วยความจำสุ่มกระแส (Switched-current memory cell) ดังในรูปที่ 2.4 โดยวงจรจะสุ่มกระแสอินพุตเมื่อ ϕ_1 และ ϕ_2 มีค่าลอจิก '1' ทำให้ขาเกตและเดรนของ M_1 ต่อเข้าด้วยกัน และตัวเก็บประจุ C_{SH1} จะถูกอัดประจุด้วยกระแส $I_{in} + I_{BIAS}$ จากนั้น ϕ_1 และ ϕ_2 จะมีค่าลอจิก '0' และ ϕ_3 มีค่าลอจิก '1' ตัวเก็บประจุ C_{SH1} ซึ่งคงค่าประจุไว้จะทำให้ M_1 จ่ายกระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ I_{in} วงจรนี้จะมีความแม่นยำของการสุ่มและคงค่ากระแสสูง จะต้องมีความต้านทานอินพุตต่ำ ความต้านทานเอาต์พุตสูง และความผิดพลาดจากการอัปเดตประจุต่ำเช่นกัน

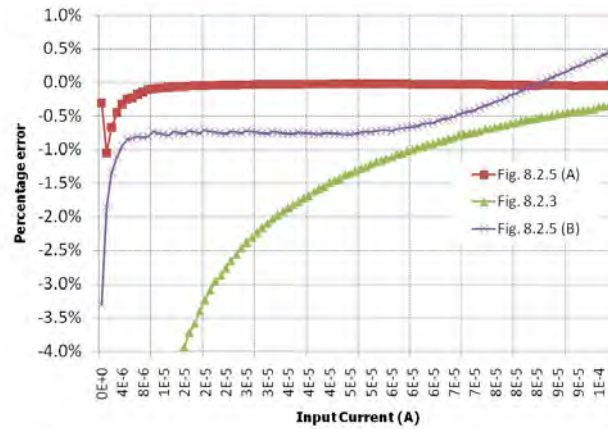


รูปที่ 3.5 วงจรสั่มและคงค่ากระแสโดยใช้วงจรหน่วยความจำสั่มกระแส

รูปที่ 3.6 แสดงวงจรสั่มและคงค่าสัญญาณที่ใช้โครงสร้างของวงจรสวิตช์ความจำกระแสคาสโคดแบบคงค่า (Regulated cascode switched-current memory cell) 0 โดยวงจรมีหลักการทำงานเหมือนกับวงจรในรูปที่ 3.5 แต่ใช้โครงสร้างคาสโคดแบบคงค่าทำให้ความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสูง ซึ่งทำให้ความแม่นยำของการสั่มและคงค่ากระแสสูงขึ้น ในวงจรนี้เราสามารถป้อนกระแส I_{in} ได้ที่จุด A หรือ B โดยการป้อนที่จุด A จะให้ความแม่นยำในการสั่มและคงค่ากระแสสูงกว่าการป้อนที่จุด B เนื่องจากที่จุด A มีความต้านทานอินพุตต่ำกว่าที่จุด B 0 รูปที่ 3.7 เปรียบเทียบผลการจำลองค่าความผิดพลาดการสั่มและคงค่ากระแสของวงจรในรูปที่ 3.4 และ 3.6 สำหรับช่วงกระแสอินพุต 0 – 100 μA โดยใช้กระแสไบอัสและตัวเก็บประจุเท่ากัน ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรในรูปที่ 3.6 มีค่าความผิดพลาดกระแสน้อยกว่า 1% ซึ่งทำให้เหมาะสมในการใช้งานสำหรับวงจร ADC ที่มีความละเอียด 8-10 บิต



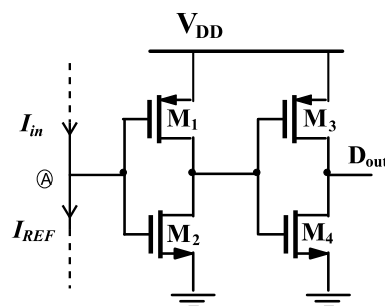
รูปที่ 3.6 วงจรสั่มและคงค่าสัญญาณที่ใช้วงจรสวิตช์ความจำกระแสคาสโคดแบบคงค่า



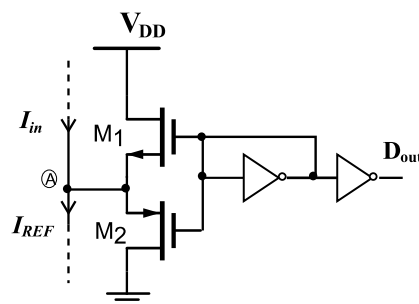
รูปที่ 3.7 ผลจำลองค่าความผิดพลาดการสุ่มและคงค่ากระแสของวงจรในรูปที่ 3.4 และ 3.6

(2) วงจรเปรียบเทียบกระแส

รูปที่ 3.8 แสดงวงจรเปรียบเทียบกระแสแบบพื้นฐานที่ใช้วงจรซีมอสอินเวอร์เตอร์ 0 โดยถ้า $I_{in} > I_{REF}$ จุด A จะมีแรงดันสูงขึ้นและถูกขยายด้วยวงจรซีมอสอินเวอร์เตอร์ ทำให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรเท่ากับ V_{DD} หรือลอจิก '1' ถ้า $I_{in} < I_{REF}$ จุด A จะมีแรงดันต่ำลงและถูกขยายด้วยวงจรซีมอสอินเวอร์เตอร์ ทำให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรเท่ากับ V_{DD} หรือลอจิก '0' วงจรมีข้อจำกัดเรื่องความละเอียดของการเปรียบเทียบกระแส ซึ่งทำให้ได้ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ผิดพลาดได้หาก I_{in} มีค่าใกล้เคียงกับ I_{REF} โดยเราสามารถปรับปรุงค่าความละเอียดในการเปรียบเทียบกระแสได้โดยใช้โครงสร้างแบบสวิตช์กระแสย้อนกลับ 0 ดังแสดงในรูปที่ 3.9 ซึ่งมีค่าความละเอียดในการเปรียบเทียบกระแสในระดับ 1 pA



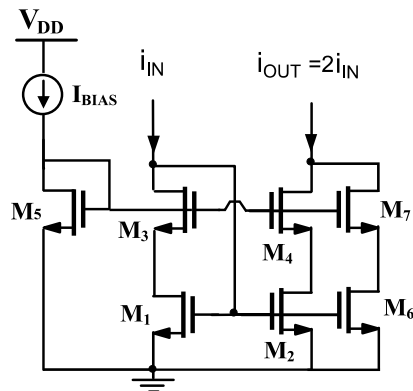
รูปที่ 3.8 วงจรเปรียบเทียบกระแสแบบพื้นฐานที่ใช้วงจรซีมอสอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.9 วงจรเปรียบเทียบกระแสที่ใช้โครงสร้างแบบสวิตช์กระแสย้อนกลับ

(3) วงจรคูณสองและวงจรสะท้อนกระแส

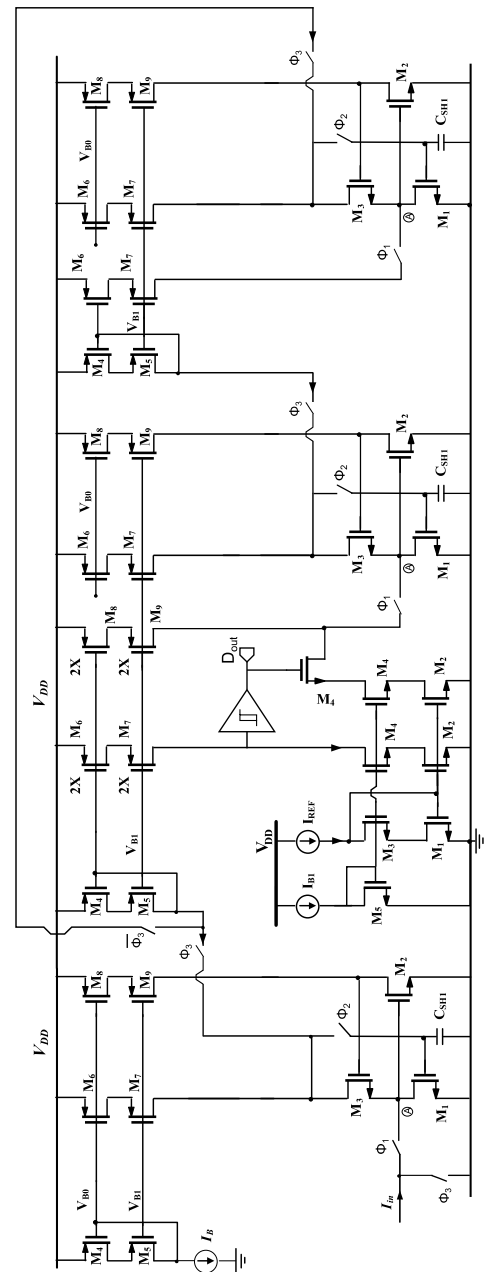
วงจรคูณสองกระแสและวงจรสะท้อนกระแสที่เหมาะสมในการใช้งานสำหรับวงจร ADC ต้องมีความสมพงษ์ของการสะท้อนกระแสที่สูงมาก ซึ่งต้องมีความต้านทานเอาต์พุตสูงและมีคุณลักษณะความสมพงษ์ของทรานซิสเตอร์ที่ดีมาก ดังนั้นเราจึงต้องใช้ขนาดความยาวและความกว้างช่องทางของมอสเฟตที่มากกว่าค่าต่ำสุดของเทคโนโลยี เพื่อให้ได้ความสมพงษ์ของมอสเฟตที่ดี และใช้เทคนิคคาสโคดเพื่อเพิ่มความต้านทานเอาต์พุตของวงจร รูปที่ 3.10 แสดงวงจรคูณสองกระแสและวงจรสะท้อนกระแสคาสโคดแบบแกว่งสัญญาณกว้าง (Wide-swing cascode current mirror) ที่ใช้ในวงจร ADC



รูปที่ 3.9 วงจรคูณสองกระแสและวงจรสะท้อนกระแสคาสโคดแบบแกว่งสัญญาณกว้าง

(4) วงจร ADC

รูปที่ 3.10 แสดงรายละเอียดวงจร ADC โดยประกอบด้วยวงจรสุ่มและคงค่ากระแสในรูปที่ 3.5 (ต่ออินพุตที่จุด A) วงจรเปรียบเทียบกระแสในรูปที่ 3.8 วงจรสะท้อนกระแสในรูปที่ 3.9 และเทคนิคสวิตช์หลอกในการลดค่าความผิดพลาดที่เกิดจากการอัดฉีดประจุ

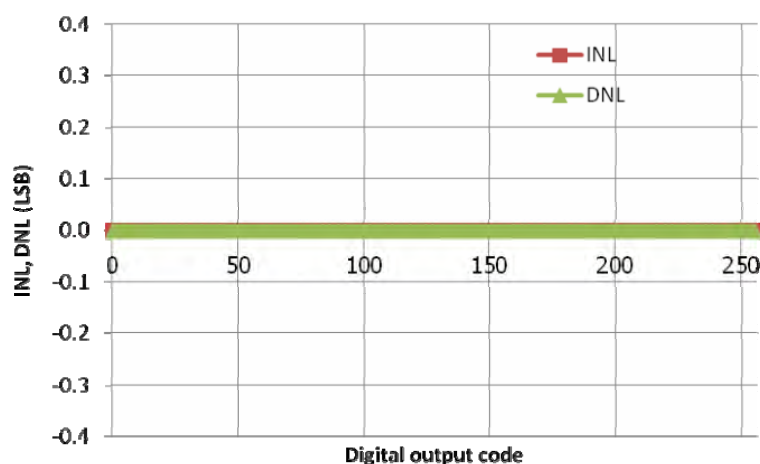


รูปที่ 8.3.10 วงจรอัลกอริทึม 1 บิต ADC

3.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร ADC

วงจรอัลกอริทึม 1 บิต ADC โหมดกระแสถูกออกแบบและจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Cadence และพารามิเตอร์จากเทคโนโลยีซีมอสขนาด 0.18 ไมโครเมตร วงจรทำงานกับแหล่งจ่าย

ไฟเลี้ยง 1.8 V ใช้สัญญาณนาฬิกาในการแปลงข้อมูล 1 KHz และใช้กำลังงานเฉลี่ย 0.67 mW วงจร S/H ใช้ตัวเก็บประจุ C_{SH} เท่ากับ 5 pF ในการคงค่ากระแส รูปที่ 3.11 แสดงผลการจำลองความไม่เป็นเชิงเส้นแบบรวม (Integral non-linearity: INL) และแบบผลต่าง (Differential non-linearity: DNL) ของวงจรเมื่อป้อนกระแสอินพุตที่เพิ่มขึ้นจาก 0 – 100 μ A ภายในเวลา 2.048 วินาที โดยใช้อัตราการแปลงข้อมูล 1 KHz วงจรมีค่าความไม่เป็นเชิงเส้น INL และ DNL เป็นศูนย์



รูปที่ 3.11 ผลจำลองความไม่เป็นเชิงเส้น INL และ DNL ของวงจร ADC

3.5 สรุป

หัวข้อนี้ได้อธิบายถึงการออกแบบวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแบบอัลกอริทึมมิกที่ใช้กำลังงานต่ำ วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรสุ่มและคงค่ากระแส วงจรคูณสองและสะท้อนกระแส และวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ ผลจำลองการทำงานในเทคโนโลยีซีมอสขนาด 0.18 ไมโครเมตร แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถทำงานกับกระแสอินพุตในช่วง 0 – 100 μ A ภายใต้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง 1.8 V และใช้กำลังงานเฉลี่ย 0.67 mW โดยใช้อัตราการแปลงข้อมูล 1 KHz วงจรมีค่าความไม่เป็นเชิงเส้น INL และ DNL เป็นศูนย์ ดังนั้นวงจรจึงเหมาะสมในการใช้งานสำหรับระบบโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย

4 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกกลุ่

4.1 บทนำ

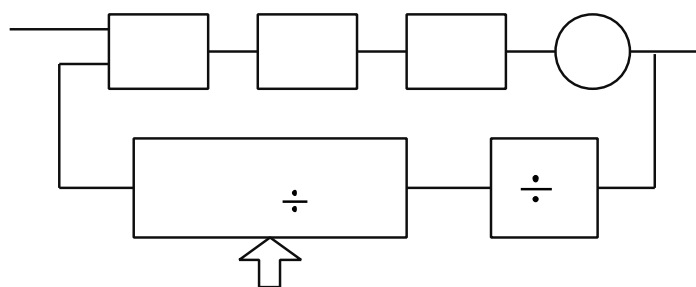
ระบบเซ็นเซอร์และการตรวจวัดแบบไร้สายเช่น Zigbee ต้องการให้วงจรรับส่งสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุที่ใช้กำลังงานต่ำและต้นทุนต่ำ เพื่อให้ได้อายุการใช้งานที่นานที่สุด ดังนั้นข้อกำหนดทางเทคนิคต่างๆ เช่น สัญญาณรบกวนทางเฟส และช่องว่างความถี่ระหว่างช่องสัญญาณ สำหรับระบบการสื่อสารไร้สายระยะใกล้และอัตราการส่งข้อมูลต่ำจึงไม่สูงมากนัก เพื่อให้ได้การใช้กำลังไฟฟ้าต่ำที่สุด

วงจรสังเคราะห์ความถี่ เป็นหนึ่งในวงจรที่สำคัญและใช้กำลังไฟฟ้ามากที่สุดในวงจรรับส่งสัญญาณไร้สาย ดังนั้นการออกแบบและพัฒนาวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้กำลังไฟต่ำจึงมีความสำคัญและได้รับความสนใจอย่างมาก 0, 0, 0, 0 เนื่องจากช่องว่างความถี่ระหว่างช่องสัญญาณที่กว้าง และความต้องการด้านสัญญาณรบกวนทางเฟสไม่สูง ทำให้เราสามารถสร้างวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกูปแบบจำนวนเต็ม (integer-N) ได้ ซึ่งไม่ซับซ้อนและทำให้สามารถใช้กำลังงานต่ำได้

ในส่วนนี้เราจะกล่าวถึงการออกแบบและสร้างวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกูปแบบจำนวนเต็ม (integer-N) สำหรับระบบสื่อสารไร้สายระยะใกล้และอัตราการข้อมูลต่ำ วงจรออสซิลเลเตอร์แบบวงแหวนที่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบอดกระแส (Current-starved inverters) ที่ได้รับการปรับปรุงได้ถูกนำมาใช้เพื่อลดสัญญาณรบกวนเฟสโดยไม่เพิ่มการใช้กำลังไฟฟ้า โดยในหัวข้อต่อไปนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรส่วนต่างๆ และผลจำลองการทำงานของวงจรเฟสล็อกูป

4.2 การออกแบบวงจร

รูปที่ 4.1 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกูปแบบจำนวนเต็ม ประกอบด้วยวงจรตรวจจับเฟสและความถี่ (Phase-frequency detector: PFD) วงจรอัดประจุ (Charge pump: CP) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter: LP) วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage-controlled oscillators: VCO) และวงจรหารความถี่แบบคงที่ (หารด้วย 4) และแบบโปรแกรมได้ (Fixed and Programmable frequency divider) โดยวงจรหารความถี่ 4 ทำใช้การต่อเรียงกันของวงจรหารความถี่ 2 เท่า 2 วงจรเพื่อใช้ลดความถี่ขาเข้าของวงจรหารความถี่แบบโปรแกรมค่าได้ โดยภายใต้สภาวะล็อก ความถี่ขาออก (f_{out}) จะเป็นจำนวนเท่าของ $4N$ คูณกับความถี่อ้างอิง (f_{ref}) หรือ ความละเอียดของการปรับค่าความถี่เท่ากับ $4N \cdot f_{ref}$ ยกตัวอย่างเช่น ในระบบ Zigbee มีระยะห่างความถี่ระหว่างช่องสัญญาณเท่ากับ 5 MHz ดังนั้น f_{ref} ควรมามีค่าเท่ากับ 1.25 MHz

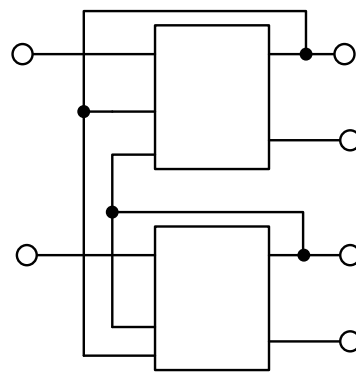


รูปที่ 4.1 แสดงโครงสร้างพื้นฐานวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกูป

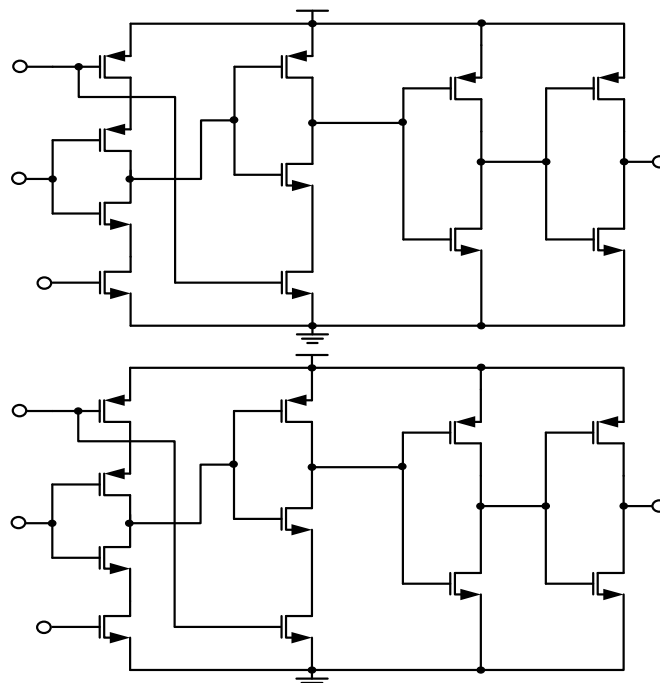
(1) วงจรตรวจจับเฟสและความถี่ (PFD)

วงจรตรวจจับเฟสและความถี่ 0 ทำหน้าที่ตรวจสอบหาความต่างเฟสของสัญญาณความถี่อ้างอิง (f_{ref}) กับสัญญาณความถี่จากวงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน โดยผ่านวงจรหารความถี่

(fdiv) รูปที่ 4.2 แสดงวงจรตรวจจับเฟสและความถี่แบบตรรกะพลวัต (Dynamic logic phase-frequency detector) ซึ่งประกอบด้วยวงจรฟลิปฟล็อป (D Flip Flop) 2 วงจร โดยสัญญาณขาออกของวงจร PFD จะใช้ตั้งค่าใหม่ของวงจรโดยไม่ผ่านตรรกะอื่นใด ซึ่งการตั้งค่าใหม่จะเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณ UP และ DOWN มีตรรกะเป็น 1 พร้อมกันทั้งคู่ ข้อดีของวงจรตรวจจับเฟสและความถี่แบบตรรกะพลวัตคือสามารถกำจัดปัญหาช่วงสัญญาณขาเข้าที่ใช้งานไม่ได้ (Dead zone) วงจรฟลิปฟล็อปถูกออกแบบโดยใช้เทคนิคแบบตรรกะเฟสเดี่ยวจริง (True single phase logic) เพื่อให้ได้ความเร็วการทำงานสูงสุด รูปที่ 4.2(ข) แสดงรายละเอียดวงจร PFD



(ก) โครงสร้างวงจร

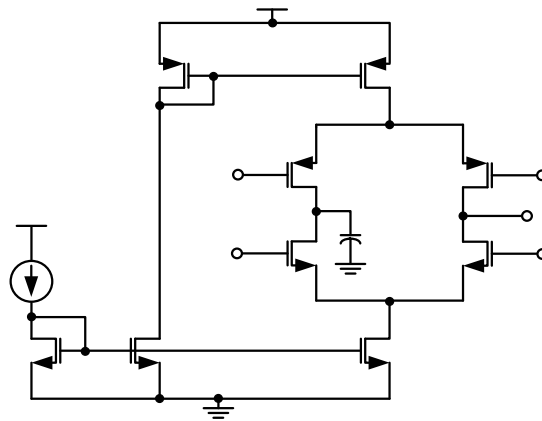


(ข) รายละเอียดวงจร

รูปที่ 4.2 วงจร PFD แบบตรรกะพลวัต

(2) วงจรอัดประจุ (Charge pump)

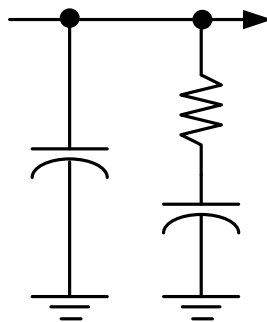
รูปที่ 4.3 แสดงวงจรอัดประจุแบบขับเคลื่อนแบบสัญญาณผลต่าง โดยสัญญาณขาออกของวงจร PFD จะควบคุมสวิทช์สัญญาณผลต่าง (M_6 - M_9) เพื่อผ่านกระแสอัดประจุ (I_{CP}) ไปยังเอาต์พุตของวงจรที่ต่อกับวงจรกรองความถี่ต่ำ โดยใช้สัญญาณ UP, UP_Bar, DN และ DN_Bar จากวงจรตรวจจับเฟสความถี่ในการควบคุมการอัดหรือคายประจุ ในกรณีการอัดประจุ สัญญาณ UP จะมีตรรกะเป็น 1 และ DN จะมีตรรกะเป็น 0 ซึ่งจะทำให้ M_7 ทำงานและเกิดการอัดประจุทำให้แรงดันทางด้านออกเพิ่มขึ้น ในกรณีเกิดการคายประจุสัญญาณ DN มีตรรกะเป็น 1 และ UP มีตรรกะเป็น 0 ซึ่งจะทำให้ M_9 ทำงานและเกิดการคายประจุทำให้แรงดันทางด้านออกลดลง การใช้โครงสร้างวงจรแบบสัญญาณผลต่างช่วยลดความไม่สมพงษ์ของกระแสในการอัดและคายประจุ และลดความไวต่อสัญญาณรบกวนที่ผ่านฐานรอง (Substrate noise)



รูปที่ 4.3 วงจรอัดประจุแบบขับเคลื่อน

(3) วงจรกรองความถี่ต่ำ (Loop filter)

วงจรกรองความถี่ต่ำใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบนำ-ตาม (lead-lag) ดังแสดงในรูปที่ 4.4 โดยออกแบบให้วงจรมีแบนด์วิธ 200 kHz และใช้ค่าตัวเก็บประจุและตัวต้านทานดังนี้ $C_1 = 5.78$ pF, $C_2 = 57.8$ pF, $R_2 = 57.8$ k Ω



รูปที่ 4.4 วงจรกรองความถี่ต่ำ

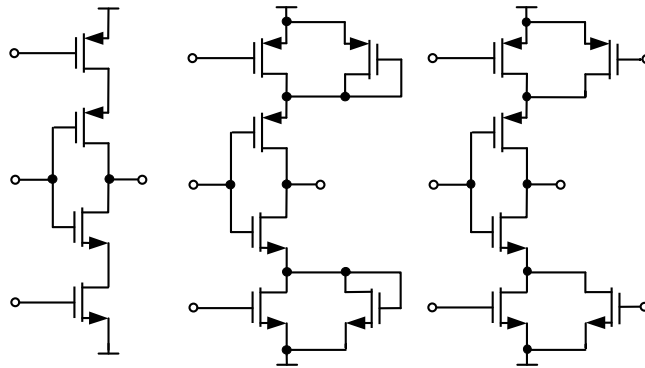
(4) วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage-controlled oscillator: VCO)

วงจร VCO เป็นวงจรที่สำคัญมากในวงจรเฟสล็อกกลูปที่ทำงานที่ความถี่สูงสำหรับในระบบการสื่อสารต่างๆ วงจร VCO สามารถสร้างได้โดยการใช้วงจรเรโซแนนซ์แบบ LC วงจรออสซิลเลเตอร์แบบวงแหวน หรือแบบพอนคลาย (Relaxation oscillator) โดยเมื่อเปรียบเทียบโครงสร้างวงจรทั้ง 3 แบบแล้ว วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเรโซแนนซ์มีสัญญาณรบกวนเฟสน้อยที่สุดเนื่องจากคุณภาพของวงจรเรโซแนนซ์แบบ LC อย่างไรก็ตาม การสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเรโซแนนซ์ในเทคโนโลยีวงจรรวมนั้นมีต้นทุนสูงและค่อนข้างยากเนื่องจากความซับซ้อนในการสร้างตัวเหนี่ยวนำบนชิปและช่วงการจูนความถี่ค่อนข้างแคบ ในขณะที่วงจรออสซิลเลเตอร์แบบวงแหวนสามารถมีช่วงการจูนความถี่ที่กว้างกว่าและใช้พื้นที่ชิปน้อยกว่า แต่มีสัญญาณรบกวนเฟสสูงกว่า ดังนั้นวงจรออสซิลเลเตอร์จึงเหมาะในการใช้งานที่ความต้องการสัญญาณรบกวนเฟสไม่สูงมากนักอย่างเช่นในระบบสื่อสารเซ็นเซอร์ไร้สายระยะใกล้

สัญญาณรบกวนเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบวงแหวนสามารถลดทอนได้โดยการทำให้อบสัญญาณขาขึ้นและลงมีความสมมาตรกัน 0 และ/หรือโดยการเพิ่มขนาดการแกว่งสัญญาณให้มากขึ้น วิธีหนึ่งในทางปฏิบัติที่ทำให้ข้อสัญญาณขาขึ้นและลงมีความสมมาตรกันนั้น สามารถทำได้โดยใช้โหลดที่มีความเป็นเชิงเส้นสูงเช่น โหลดแบบเฉื่อยงาน (passive) หรือ ตัวต้านทานมอสที่มีความเป็นเชิงเส้น 0 นอกจากนี้วงจรออสซิลเลเตอร์วงแหวนแบบผลต่างมีสัญญาณรบกวนเฟสสูงกว่าแบบเดี่ยวภายใต้จำนวนภาคขยาย การใช้กำลังไฟ และความถี่การออสซิลเลตที่เท่ากัน วงจรออสซิลเลเตอร์แบบวงแหวนด้านออกเดี่ยวนั้นไม่จำเป็นต้องมีคุณสมบัติด้านการกำจัดสัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงหรือฐานรองแยกต่างหากวงจรแบบผลต่างเสมอไป 0 ดังนั้นเราจึงเลือกใช้โครงสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์วงแหวนแบบด้านออกเดี่ยว โดยใช้โครงสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์แบบอครกระแสที่มีการแกว่งแรงดันเอาต์พุตสูงเต็มแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเพื่อลดสัญญาณรบกวนเฟสของวงจร

รูปที่ 4.5 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบอครกระแส โดยที่ทรานซิสเตอร์ M1 และ M2 ทำหน้าที่อินเวอร์เตอร์ และทรานซิสเตอร์ Mn และ Mp ทำหน้าที่จำกัดกระแส ซึ่งสามารถถูกออกแบบให้ทำงานในย่านอิ่มตัวหรือย่านไตรโอด หาก Mn และ Mp ทำงานในย่านอิ่มตัว ก็จะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่จำกัดกระแสที่ไปอัดหรือคายประจุตัวเก็บประจุด้านออก และถ้า Mn และ Mp ทำงานในย่านไตรโอด ก็จะหน้าที่เป็นตัวต้านทานที่ควบคุมด้วยแรงดัน ทำให้ค่ากระแสที่ไปอัดหรือคายประจุขึ้นกับแรงดันเกตและขนาดของทรานซิสเตอร์ ในกรณีนี้การแกว่งสัญญาณขาออกจะถูกจำกัดโดยแรงดันเกตขั้วเกินซึ่งอาจมีค่าน้อยที่ความถี่สูง ดังนั้นการไบอัส Mn และ Mp ให้ทำงานในย่านอิ่มตัวจะสามารถให้การแกว่งแรงดันขาออกสูงขึ้นและทำให้สัญญาณรบกวนเฟสน้อยลงได้ โดยในการไบอัสทั้ง 2 กรณีนั้น การแกว่งแรงดันขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบอครกระแสนั้น จะถูกจำกัดโดยแรงดันเกตขั้วเกินของทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่จำกัดกระแส ในสภาวะที่กระแสไบอัสและความถี่การออสซิลเลตเท่ากัน

สัญญาณรบกวนเฟสนั้นสามารถลดทอนได้โดยการเพิ่มประสิทธิภาพการสวิทช์ ซึ่งทำได้โดยการเพิ่มการแกว่งสัญญาณเท่านั้น 0



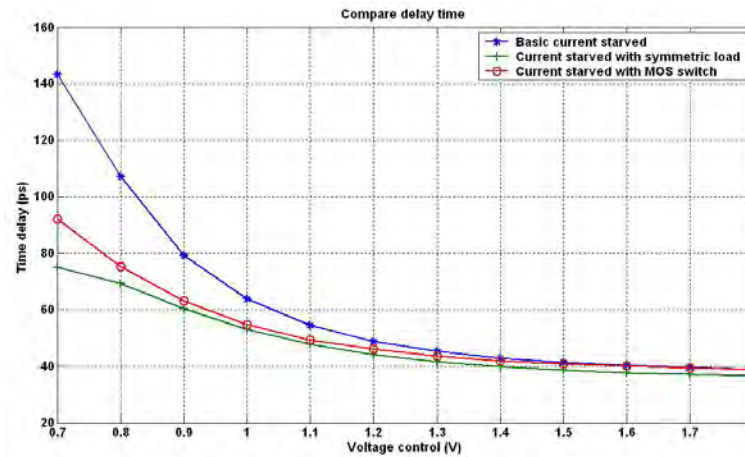
รูปที่ 4.5 วงจรอินเวอร์เตอร์อครกระแส (a) แบบพื้นฐาน (b) แบบโหลดสมมาตร และ (c) แบบเพิ่มการแกว่งสัญญาณขาออกที่นำเสนอ

งานวิจัยนี้นำเสนอวงจรอินเวอร์เตอร์อครกระแสใหม่ 0 ในรูปที่ 4.5(c) ที่มีการเพิ่มการแกว่งสัญญาณ ขาออกเพื่อลดสัญญาณรบกวนเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์วงแหวน วงจรอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์อครกระแสแบบพื้นฐานที่เพิ่มทรานซิสเตอร์ดึงขึ้นและดึงลงอีก 2 ตัว (M_{ps} และ M_{ns}) ซึ่งมีขาเกตต่อกับอินพุตของอินเวอร์เตอร์ เมื่อแรงดันอินพุตมีค่าสูง แรงดันเอาต์พุตจะถูกดึงลงโดย M_1 และ M_{ns} จะทำงานและต่อขาซอสของ M_1 ลงกราวด์ ทำให้กำจัดแรงดันตกคร่อมส่วนเกิน M_n ต้องการ และการทำงานในช่วงแรงดันอินพุตนั้นสามารถอธิบายได้ในลักษณะเดียวกัน ดังนั้นการแกว่งแรงดันเอาต์พุตจึงเพิ่มขึ้นและมีลักษณะแบบเต็มแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง เหมือนกับวงจรอินเวอร์เตอร์พื้นฐาน รูปที่ 4.5(b) แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์อครกระแสแบบโหลดสมมาตร ทรานซิสเตอร์ M_3 และ M_4 สร้างโหลดเชิงเส้นทำให้รูปสัญญาณขาขึ้นและขาลงมีความสมมาตรมากขึ้น อย่างไรก็ตามการแกว่งแรงดันของวงจรในรูปที่ 4.5(b) ถูกจำกัดโดยแรงดันตกคร่อมที่ M_3 และ M_4 ต้องการ รูปที่ 4.6 แสดงผลการจำลองกำหนดเวลากับแรงดันควบคุมของวงจรในรูปที่ 4.5 ซึ่งเห็นได้ว่าการจูนเวลาหน่วงของวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 4.5(c) นั้นมีความเป็นเชิงเส้นมากกว่าวงจรอื่น อย่างไรก็ตามวงจรในรูปที่ 4.5(a) มีช่วงการจูนเวลาหน่วงที่กว้างที่สุด

V_{gp}

V_{in}

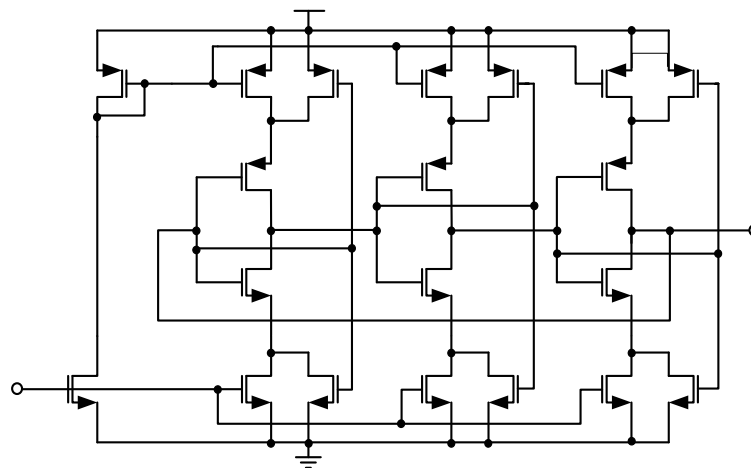
V_{gn}



รูปที่ 4.6 ผลการจำลองกำหนดเวลากับแรงดันควบคุมของวงจรในรูปที่ 4.5

รูปที่ 4.7 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดันแบบ 3 ภาค โดยที่แต่ละภาคนั้นถูกสร้างด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์อครกระแสในรูปที่ 4.5(c) ความถี่การออสซิลเลต สามารถขึ้นได้โดยการจูนเวลาหน่วงของวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งทำได้โดยการปรับกระแสไบอัสของอินเวอร์เตอร์ โดยปรับแรงดันควบคุม Vcon

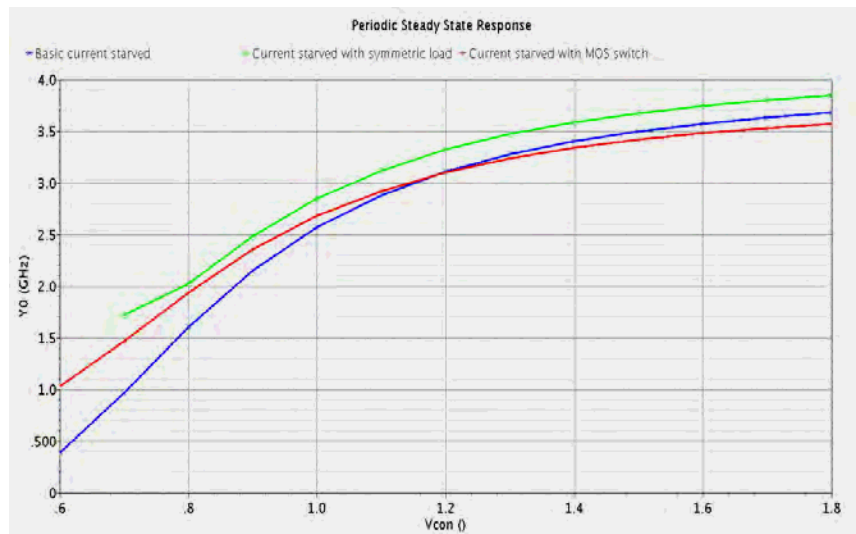
วงจรออสซิลเลเตอร์ ถูกออกแบบให้มีความถี่ออสซิลเลเตอร์ซิลเลตกลางที่ 2.5 GHz และใช้กำลังไฟเท่ากัน วงจรทั้งหมดทำงานกับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง 1.8 V และผลการจำลองการทำงานทั้งหมดใช้โปรแกรม Cadence และพารามิเตอร์จากเทคโนโลยีชิมอสขนาด 0.18 ไมโครเมตร



รูปที่ 4.7 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดันแบบ 3 ภาค

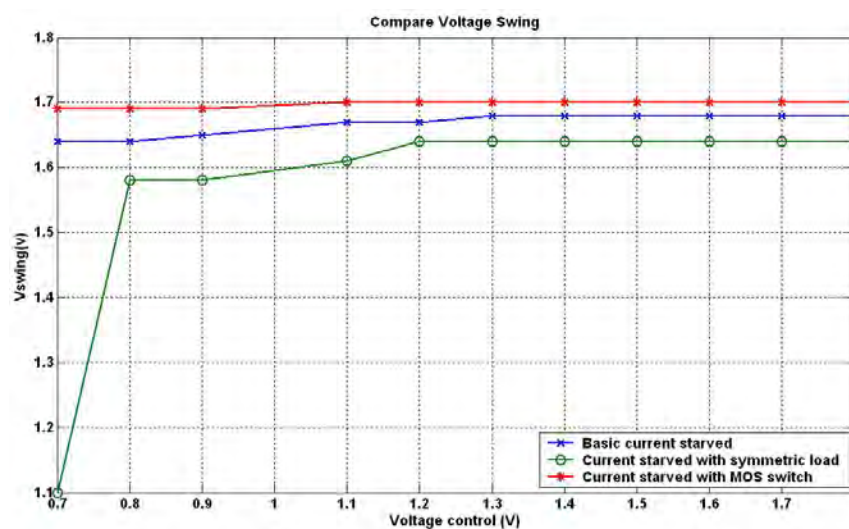
รูปที่ 4.8 แสดงคุณสมบัติการจูนความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ทั้ง 3 วงจรภายใต้การใช้กำลังไฟที่เท่ากัน วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้อินเวอร์เตอร์อครกระแสแบบพื้นฐาน (รูปที่ 4.5(a)) มีช่วงการจูนความถี่จาก 391 MHz ถึง 3.29 GHz เมื่อแรงดันควบคุมเปลี่ยนจาก 0.6 V เป็น 1.8 V วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้อินเวอร์เตอร์อครกระแสแบบโหลดสมมาตร (รูปที่ 4.5(b)) มีช่วงการจูนความถี่จาก 1.72 GHz ถึง

3.85 GHz เมื่อแรงดันควบคุมเปลี่ยนจาก 0.7 V เป็น 1.8 V วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ใช้อินเวอร์เตอร์อกระแสบางการแกว่งแรงดันสูง (รูปที่ 4.5(c)) มีช่วงการจูนความถี่จาก 1 GHz ถึง 3.6 GHz เมื่อแรงดันควบคุมเปลี่ยนจาก 0.6 V เป็น 1.8 V

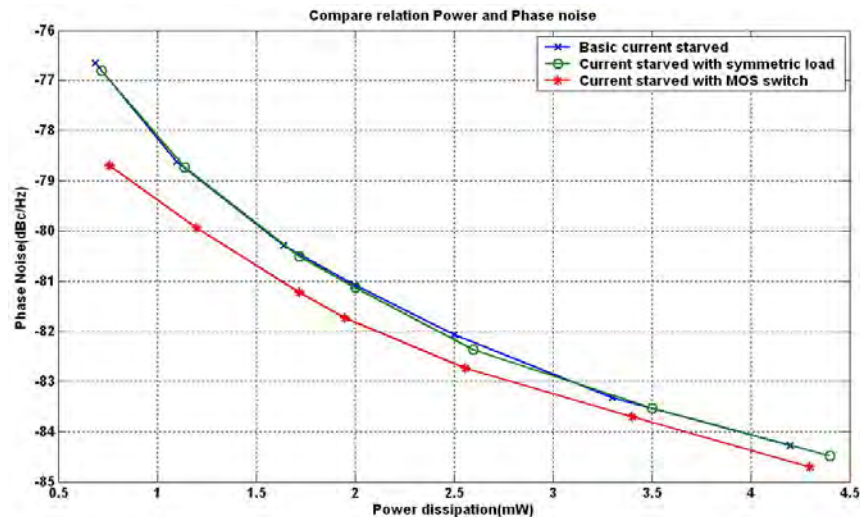


รูปที่ 4.8 คุณสมบัติการจูนความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ทั้ง 3 วงจร

รูปที่ 4.9 แสดงการแกว่งแรงดันของวงจรรอสซิลเลเตอร์ เมื่อแรงดันควบคุมเปลี่ยนจาก 0.7 V เป็น 1.8 V ซึ่งจะเห็นได้ว่าการแกว่งแรงดันของวงจรรอสซิลเลเตอร์ ที่ใช้อินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอในรูปที่ 4.5(c) มีค่าคงที่ประมาณ 1.7 V ในขณะที่วงจรรอสซิลเลเตอร์อื่นมีขนาดการแกว่งแรงดันที่เปลี่ยนไป รูปที่ 4.10 แสดงผลการจำลองสัญญาณรบกวนรบกวนเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์ ที่ความถี่ออฟเซต 1 MHz จากความถี่ออสซิลเลต 2.5 GHz ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณรบกวนรบกวนเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์ ที่ใช้อินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอมีค่าน้อยกว่าประมาณ 2-3 dB เมื่อเทียบกับวงจรอื่นที่ใช้กำลังไฟเท่ากัน



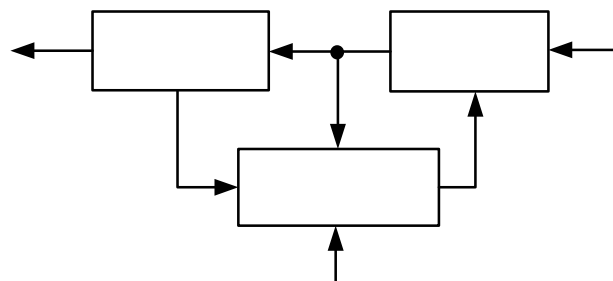
รูปที่ 4.9 การแกว่งแรงดันของวงจรรอสซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.10 ผลการจำลองสัญญาณรบกวนเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์

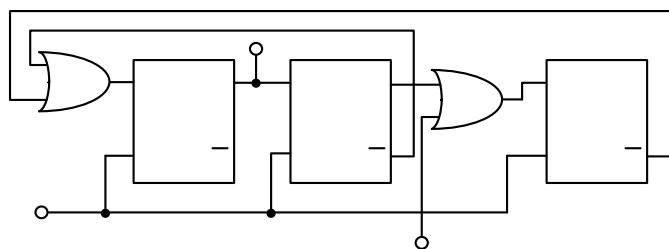
(5) วงจรหารความถี่ที่โปรแกรมค่าได้

รูปที่ 4.11 แสดงวงจรหารความถี่ที่โปรแกรมค่าได้โดยใช้พรีสเกลเลอร์แบบโมดูลัสคู่ (Dual modulus prescaler) ประกอบด้วยวงจรรนับโปรแกรม (Program counter: P) วงจรพรีสเกลเลอร์แบบโมดูลัสคู่ (หาร N หรือ N+1) และวงจรรนับกลืน (Swallow counter: S) วงจรพรีสเกลเลอร์แบบโมดูลัสคู่เป็นวงจรรนับที่อัตราการหารสามารถเปลี่ยนค่าได้โดยการควบคุมจากสัญญาณภายนอก ซึ่งจะหารความถี่อินพุตด้วยอัตรา N หรือ N+1 ขึ้นอยู่กับสัญญาณควบคุมโมดูลัส วงจรรนับโปรแกรมและวงจรรนับกลืนจะหารความถี่อินพุตด้วยอัตราหาร P และ S ตามลำดับ ค่าควบคุมดิจิทัลของวงจรรนับกลืนจะเลือกความถี่เอาต์พุตที่ต้องการและควรตั้งให้ S มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับค่า P เสมอ โดยในงานนี้วงจรรนับกลืนถูกตั้งค่าให้นับขึ้นจาก 0 ถึง 50 และวงจรรนับโปรแกรมถูกออกแบบให้นับลงจาก 150 ถึง 0 ดังนั้นวงจรพรีสเกลเลอร์จะหารความถี่อินพุตด้วย N+1 จนกระทั่งวงจรรนับกลืนนับครบรอบจนล้น (overflow) และสัญญาณแสดงการล้นจะตั้งค่าพรีสเกลเลอร์ให้หารด้วย N จนกระทั่งวงจรรนับโปรแกรมนับครบจนล้น ดังนั้นค่าอัตราการหารมีค่าเท่ากับ NP+S

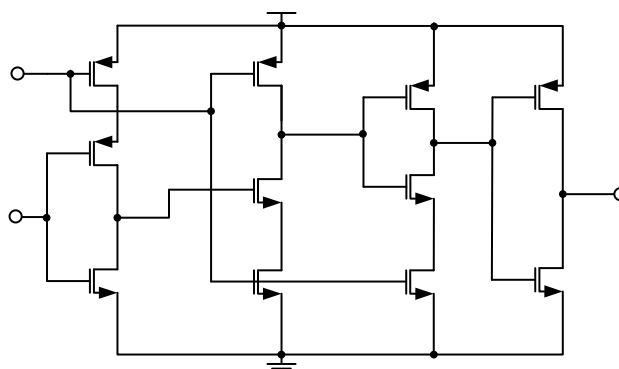


รูปที่ 4.11 วงจรหารความถี่ที่โปรแกรมค่าได้โดยใช้พรีสเกลเลอร์แบบโมดูลัสคู่

วงจรพริสเกลเลอร์แบบโมดูลัสคู่ถูกสร้างด้วยวงจรหาร 4/5 0 ดังแสดงในรูปที่ 4.12 ประกอบด้วยวงจรฟลิปฟล็อปแบบสัญญาณนาฬิกาเฟสเดียวจริง (True single phase clock flip-flop) 3 วงจรและวงจรเกตออร์ (OR gates) 2 วงจร โดยวงจรจะมีอัตราการหารความถี่เป็น 4 หรือ 5 ขึ้นกับค่าควบคุมโมดูลัส (MC) เท่ากับ “สูง” และ “ต่ำ” ตามลำดับ รูปที่ 4.13 แสดงวงจรฟลิปฟล็อปแบบสัญญาณนาฬิกาเฟสเดียวจริง ที่ใช้เพื่อการทำงานที่ความเร็วสูง 0



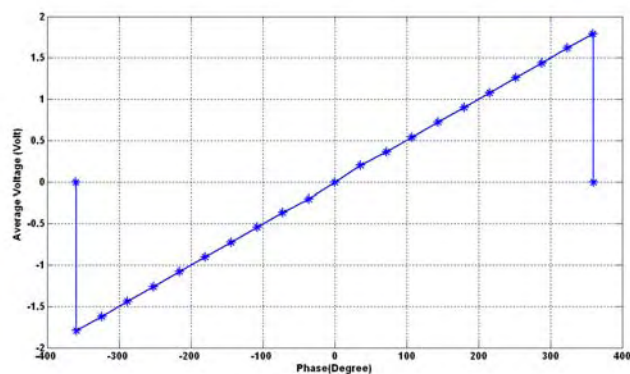
รูปที่ 4.12 วงจรพริสเกลเลอร์แบบโมดูลัสคู่ถูกสร้างด้วยวงจรหาร 4/5



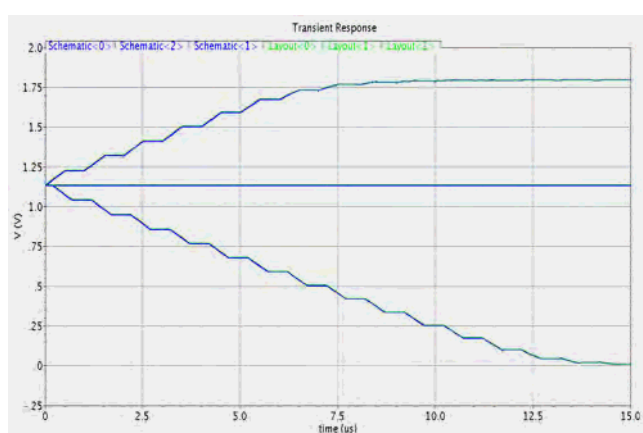
รูปที่ 4.13 แสดงวงจรฟลิปฟล็อปแบบสัญญาณนาฬิกาเฟสเดียวจริง

4.3 ผลการจำลองการทำงาน

วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกถูกออกแบบและจำลองการทำงานด้วยเทคโนโลยีซีมอส ขนาด 0.18 ไมโครเมตร วงจรถูกออกแบบให้ทำงานกับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง 1.8 V และใช้กำลังงาน 2 mW รูปที่ 4.14 แสดงคุณสมบัติของวงจรตรวจจับเฟสและความถี่ ซึ่งแสดงถึงความเป็นเชิงเส้นของวงจร โดยวงจรใช้กำลังงาน 164 μ W รูปที่ 4.15 แสดงคุณสมบัติของวงจรอัดและคายประจุ

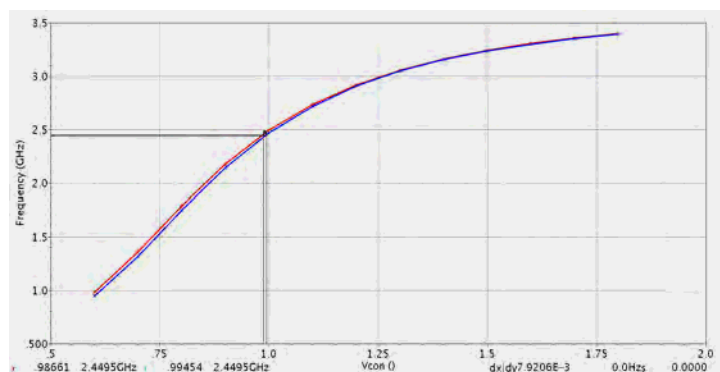


รูปที่ 4.14 คุณสมบัติของวงจรตรวจจับเฟสและความถี่

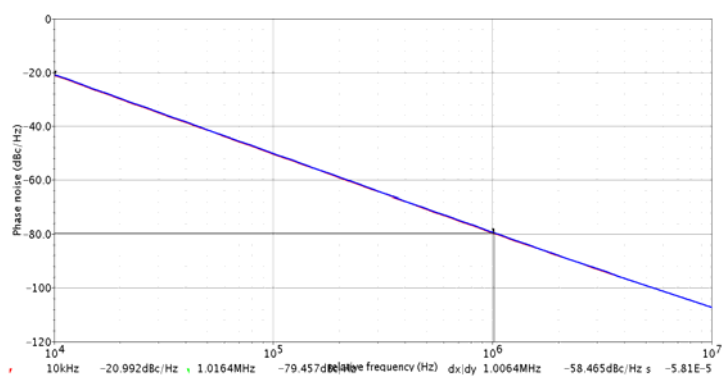


รูปที่ 4.15 ผลการจำลองการทำงานของวงจรอัดและคายประจุ

รูปที่ 4.16 แสดงผลการจำลองคุณสมบัติการจูนความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน วงจรสามารถจูนความถี่ได้ตั้งแต่ 998 MHz ถึง 3.39 GHz เมื่อแรงดันควบคุมเปลี่ยนจาก 0.6 V เป็น 1.8 V ตามลำดับ รูปที่ 4.17 แสดงผลการจำลองสัญญาณรบกวนเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 2.45 GHz โดยมีค่าสัญญาณรบกวนเฟส -80 dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซต 1 MHz

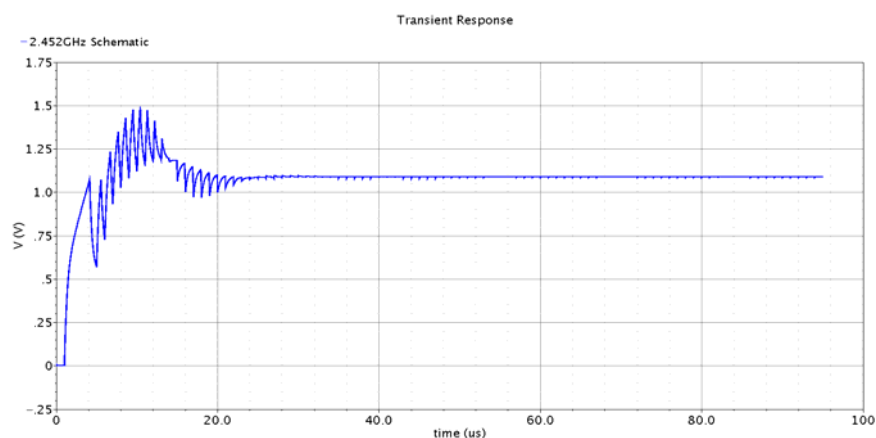


รูปที่ 4.16 คุณสมบัติการจูนความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์

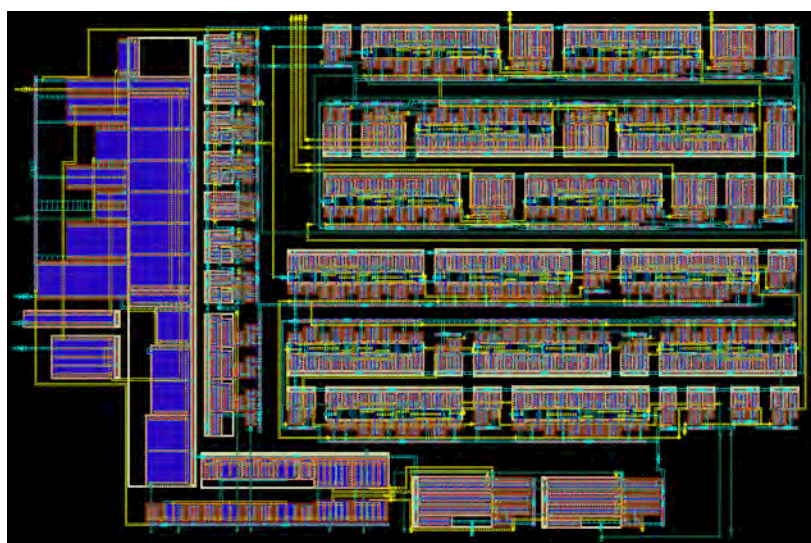


รูปที่ 4.17 สัญญาณรบกวนเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 2.45 GHz

รูปที่ 4.18 แสดงผลการจำลองการเข้าสู่สภาวะลือกของวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกูปที่ความถี่ 2.452 GHz ที่อุณหภูมิ 27 °C โดยแสดงว่าแรงดันควบคุมความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์สามารถเข้าสู่ค่าคงที่ได้ภายในเวลาประมาณ 30 μ s



รูปที่ 4.18 แรงดันควบคุมวงจรกำเนิดความถี่ที่ความถี่ 2.452GHz



รูปที่ 4.18 แผงภูมิกายภาพของวงจรเฟสล็อกูป

ตารางที่ 2 สรุปผลการจำลองการทำงานของวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อก

พารามิเตอร์	This work	0	0
เทคโนโลยีซีมอส (μm)	0.18	0.18	0.18
แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง (V)	1.8	1.8	1.8
การใช้กำลังงาน (mW)	2	4.86	3.2
ช่วงการจูนความถี่ (GHz)	2.4-2.6	2.4-2.48	2.4-2.48
ความละเอียดการจูนความถี่ (MHz)	5	1	5
สัญญาณรบกวนเฟสที่ความถี่ออฟเซต 1 MHz (dBc/Hz)	-80.4	-119	-113
เวลาเข้าสู่สภาวะล็อก (μs)	45	35	27

5. สรุป

วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกสำหรับการสื่อสารไร้สายระยะใกล้และอัตราการส่งข้อมูลต่ำได้ถูกออกแบบขึ้น โดยประกอบด้วยวงจรออสซิลเลเตอร์แบบวงแหวน 3 ภาค ซึ่งสร้างด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์อดกระแสที่มีการแกว่งแรงดันเต็มแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง วงจรตรวจจับเฟสและความถี่แบบตรรกะพลวัตและวงจรฟลิปฟล็อปแบบสัญญาณนาฬิกาเดียวจริงถูกนำมาใช้เพื่อให้ได้การทำงานที่ความเร็วสูงโดยใช้กำลังงานต่ำที่สุด ผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกที่ใช้กำลังงาน 2 mW และมีศักยภาพที่จะใช้งานในกับระบบเซ็นเซอร์ไร้สายได้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Y. Zhou and M. Y. Chia, "A Low-Power Ultra-Wideband CMOS True RMS Power Detector," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, 2008, pp. 1052-1058.
- [2] K. A. Townsend and J. W. Haslett, "A Wideband Power Detection System *Optimized* for the UWB Spectrum," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, 2009, pp. 371-381.
- [3] A. Valdes-garcia, R. Venkatasubramanian, J. Silva-martinez, and E. Sánchez-sinencio, "A Broadband CMOS Amplitude Detector for On-Chip RF *Measurements*," *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, vol. 57, 2008, pp. 1470-1477.
- [4] W. Eisenstadt and R. Fox, "A *novel* 5GHz RF power detector," *2004 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, vol. I, 2004, pp. 897-900.
- [5] V. Milanovic, M. Gaitan, E. Bowen, N. Tea, and M. Zaghloul, "Thermoelectric power sensor for microwave applications by commercial CMOS fabrication," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 18, 1997, pp. 450-452.
- [6] V. Milanovic, M. Gaitan, J. C. Marshall, and M. E. Zaghloul, "CMOS Foundry *implementation* of Schottky diodes for RF detection," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 43, 1996, pp. 2210-2214.
- [7] T. Zhang, W. Eisenstadt, R. Fox, and Q. Yin, "Bipolar Microwave RMS Power *Detectors*," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, 2006, pp. 2188-2192.
- [8] R. A. Barrett, "Broadband RF power detector using FET," *U.S. Patent 4647848*, 1987.
- [9] G. Ferrari, L. Fu, M. Sampietro, E. Prati, and M. Fanciulli, "CMOS fully compatible microwave detector based on MOSFET operating in resistive regime," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, 2005, pp. 445-447.
- [10] J. Mulder, A. C. Woerd, W. A. Serdijn, and A. H. Roermund, "An RMS-DC Converter Based on the Dynamic Translinear Principle," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, 1997, pp. 1146-1150.
- [11] Q. Yin, W. R. Eisenstadt, R. M. Fox, and T. Zhang, "A Translinear RMS Detector for Embedded Test Of RF ICs," *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, vol. 54, 2005, pp. 1708-1714.
- [12] M. Krairiksh, J. Varith, A. Kanchanavapasatit, C. Phongcharoenpanich, A. Thanachayanont, M. Chongcheawchamnan, and P. Sirisuk, "Microwave sensor for durian inspection," *2009 IEEE*

- International Conference on Antennas, Propagation and Systems (INAS 2009)*, 2009, pp. 221-224.
- [13] S. Sengupta, K. Saurabh, and P. E. Allen, "Compensated CMOS constant current reference," *2004 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2004, pp. 325-328.
 - [14] D. G. Nairn and C. A. T. Salama, "Current-mode algorithmic analog-to-digital converters," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 25, no. 4, pp. 997-1004, 1990.
 - [15] C. Eichenberger and W. Guggenbuhl, "On charge injection in analog MOS switches and dummy switch compensation techniques," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 37, no. 2, pp. 256-264, 1990.
 - [16] C. Toumazou, J. B. Hughes, and D. M. Pattullo, "Regulated cascode switched-current memory cell," *Electronics Letters*, vol. 26, no. 5, pp. 303-305, 1990.
 - [17] A. Rodriguez-Vazquez, R. Dominguez-Castro, F. Medeiro, and M. Delgado-Restituto, "High resolution CMOS current comparators: design and applications to current-mode function generation," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 7, no. 2, pp. 149-165, Mar. 1995.
 - [18] D. Mandal and T. Bhattacharyya, "7.95mW 2.4GHz Fully-Integrated CMOS Integer N Frequency Synthesizer," *20th International Conference on VLSI Design & 6th International Conference on Embedded Systems (VLSID'07)*, 2007, pp. 156-164.
 - [19] M. V. Krishna, J. Xie, W. M. Lim, M. A. Do, K. S. Yeo, and C. C. Boon, "A Low Power Fully Programmable 1MHz Resolution 2.4 GHz CMOS PLL Frequency Synthesizer," *2007 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BIOCAS 2007)*, 2007, pp. 187-190.
 - [20] N. Mahmoud, H. Ismail, and M. Othman, "Low Power Phase Locked Loop Frequency Synthesizer for 2.4 GHz Band Zigbee," *American J. Engineering and Applied Sciences*, vol. 2, 2009, pp. 337-343.
 - [21] A. Timar, A. Vamos, and G. Bogнар, "Comprehensive design of a high frequency PLL synthesizer for ZigBee application," *2006 IEEE Design and Diagnostics of Electronic Circuits and systems*, 2006, pp. 37-41.
 - [22] T. Johnson, A. Fard, and D. Aberg, "An Improved Low Voltage Phase-Frequency Detector with Extended Frequency Capability", *47th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems*, 2004, pp. 181-184.

- [23] J. Budboonchu and A. Thanachayanont, "Phase noise reduction of CMOS ring oscillator using rail-to-rail current starved delay cell", Proc. of 2010 International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2010), pp. 807-810, July 2010.
- [24] H. Yong, Z. Jianping, X. Haiqing, and Y. Min, "The Design of High Performance Dual Modulus Divider-by Prescaler," 2006 IET International Conference on Wireless, Mobile and Multimedia Networks, 2006, pp. 1-3.
- [25] Q. Huang and R. Rogenmoser, "Speed Optimization of Edge-Triggered CMOS Circuits for Gigahertz Single-Phase Clocks", IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 31, No. 3, March 1996.
- [26] A. Hajimiri and T. Lee, "A general theory of phase noise in electrical oscillators," *IEEE Journal of solid-state circuits*, vol. 33, 1998, p. 179–194.
- [27] A. Hajimiri, S. Limotyrakis, and T. Lee, "Jitter and phase noise in ring oscillators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, 1999, p. 790–804.
- [28] L. Dai and R. Harjani, "Comparison and analysis of phase noise in ring oscillators," *Circuits and Systems, 2000. Proceedings. ISCAS 2000 Geneva. The 2000 IEEE International Symposium on*, 2000, pp. 3-6.

บทที่ 3

สายอากาศ

3.1 สายอากาศแถวลำดับปรับตัวโดยใช้อัลกอริทึม CMA

ดร. เอกวิทย์ บุญญา ผศ.ดร. เผ่าภักดิ์ ศิริสุข และ ศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาระบบสายอากาศแถวลำดับปรับตัว
2. เพื่อศึกษาหาอัลกอริทึมที่เหมาะสมสำหรับสายอากาศแถวลำดับปรับตัวที่เพิ่มอัตราการสุ่มเข้าได้
3. เพื่อศึกษาผลกระทบทางด้านคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เช่น mutual coupling ต่อผลของการปรับตัวของสายอากาศแถวลำดับปรับตัว
4. เพื่อประยุกต์ใช้สายอากาศแถวลำดับปรับตัวในอุตสาหกรรมการเกษตร โดยเฉพาะอย่างยิ่ง การคัดแยกทุเรียนด้วยการใช้ระบบ RFID สำหรับการส่งออก

1. ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ทุเรียนเป็นผลไม้ส่งออกที่สำคัญเป็นอันดับต้นๆ ของประเทศไทย จากการศึกษาพบว่าปัญหาสำคัญของการส่งออกทุเรียนเกิดจากการไม่สามารถแยกความสุกของทุเรียนได้อย่างแม่นยำ การแยก ระดับความสุกของทุเรียนเป็นสิ่งสำคัญในกระบวนการคัดเลือกทุเรียนเพื่อส่งออก ปัจจุบันการคัดเลือก ทุเรียนจะใช้คนผู้มีความชำนาญในการแยก แต่อย่างไรก็ตามก็ประสบปัญหาที่สำคัญคือ ผู้ชำนาญดังกล่าวมีจำนวนน้อย และความผิดพลาดอาจเกิดขึ้นได้ตลอดเวลา

นักวิจัยได้มีความพยายามอย่างต่อเนื่องเพื่อคิดค้นวิธีการคัดแยกความสุกของทุเรียน โดย [1]-[2] ได้นำเสนอวิธีการคัดแยกและควบคุมคุณภาพทุเรียนด้วยการใช้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นเครื่องเซนเซอร์ ไร้สายที่ส่งผ่านระบบเครือข่ายไร้สาย ระบบนี้สามารถตรวจสอบความอ่อนแก่ของทุเรียนได้ แต่อย่างไรก็ตามในกระบวนการผลิตที่ต้องการการทำงานสำหรับการคัดแยกพร้อมๆ กัน จึงมีการสื่อสารไร้สายของเครื่องเซนเซอร์หลายๆ ตัวพร้อมๆ กัน จึงเกิดปัญหาการกวนกันในระบบได้

เป็นที่ทราบกันดีว่าสายอากาศแถวลำดับปรับตัวสามารถใช้ในการปรับปรุงคุณภาพการสื่อสาร โดยสามารถลดสัญญาณแทรกสอดในระบบการสื่อสารได้ เมื่อประมาณยี่สิบปีที่ผ่านมา อัลกอริทึมการมอดูเลตคงที่ (Constant Modulus Algorithm หรือ CMA) ได้ถูกนำเสนอ [3] และถัดมาก็ได้รับความนิยมใช้ในสายอากาศปรับค่าคลื่น เนื่องจากเป็นอัลกอริทึมที่ไม่ต้องใช้สัญญาณอ้างอิง (reference signal หรือ training signal) อัลกอริทึมนี้ถูกใช้เพื่อลดสัญญาณแทรกสอดได้โดยมีเงื่อนไขว่าสัญญาณส่งใน

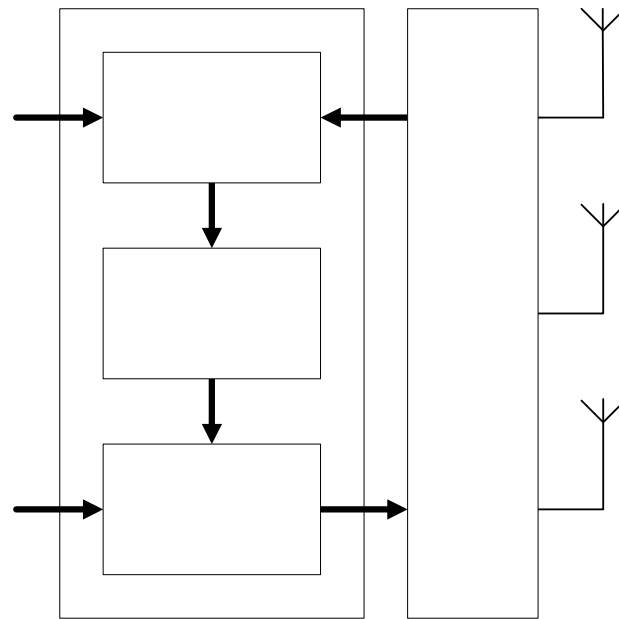
ระบบต้องมีขนาดคงที่ เช่น ระบบที่ใช้การมอดูเลตแบบความถี่หรือเฟส อัลกอริทึม CMA จะช่วยลดสัญญาณแทรกสอดที่ทำให้ขนาดของสัญญาณปรับเปลี่ยนไป ด้วยประโยชน์เหล่านี้เองผู้วิจัยจึงได้เลือกอัลกอริทึม CMA เพื่อใช้ในระบบสายอากาศปรับตัว แต่อย่างไรก็ตาม CMA ก็มีข้อเสียของการนำไปประยุกต์ใช้คืออัตราการลู่เข้าที่ช้า ในงานวิจัยที่ผ่านมา [4] ได้นำเสนอการเริ่มต้นด้วยฮาร์ดแวร์สำหรับอัลกอริทึม CMA เพื่อปรับปรุงอัตราการลู่เข้า ในระบบที่นำเสนอจะใช้การปรับค่าคลื่นเบื้องต้นให้เข้าไปในทิศทางที่ใกล้เคียงกับสัญญาณพึงประสงค์ (desired signal) การปรับค่าคลื่นเบื้องต้นนี้ใช้วงจรปรับเฟส 1 บิต เพื่อปรับค่าคลื่นไปใน 4 ทิศทาง และเลือกทิศทางที่ได้รับสัญญาณรับมีกำลังงานมากที่สุดด้วยวงจรตรวจกำลังงาน (power detector) เทคนิคนี้สามารถเพิ่มอัตราการลู่เข้าได้เป็นอย่างดี ถึงแม้เทคนิคนี้จะใช้วงจรฮาร์ดแวร์ที่ง่ายแต่ก็มีราคาค่อนข้างแพงและขนาดค่อนข้างใหญ่ จากที่กล่าวในข้างต้นสายอากาศแถวลำดับปรับตัวนี้ได้ถูกเสนอในระบบการสื่อสารสมัยใหม่ ยังไม่ได้ถูกเสนอสำหรับอุตสาหกรรมการเกษตร โดยเฉพาะอย่างยิ่งอุตสาหกรรมการผลิตและคัดแยกทุเรียน

งานวิจัยนี้จึงศึกษาการประยุกต์ใช้สายอากาศแถวลำดับปรับตัวที่ใช้อัลกอริทึม CMA ในอุตสาหกรรมการผลิตและคัดแยกทุเรียน เรานำเสนอเทคนิคการแก้ปัญหาการประยุกต์ใช้อัลกอริทึม 2 เทคนิคได้แก่ 1. การสังเคราะห์ค่าคลื่นดิจิทัล และ 2. การใช้การหาทิศทางเพื่อเริ่มต้นกระบวนการของ CMA เราประเมินประสิทธิภาพของเทคนิคที่นำเสนอด้วยการจำลอง ซึ่งแสดงให้เห็นว่าเทคนิคทั้ง 2 เทคนิคนี้สามารถปรับปรุงคุณสมบัติการลู่เข้าของ CMA ได้ นอกจากนี้ในการนำเสนอการแก้ปัญหาการลู่เข้าของ CMA ด้วยการประเมินหาทิศทางนั้น เรายังได้ศึกษาผลกระทบที่เกิดจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าต่อเทคนิคที่นำเสนอ โดยได้ศึกษาทั้งกรณีที่เกิดจาก mutual coupling ที่เกิดระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศ และผลกระทบที่เกิดจากตัวกระจายคลื่น (scatterer) นอกจากนี้ยังนำเสนอสายอากาศปรับตัวซึ่งใช้อัลกอริทึม CMA ร่วมกับอัลกอริทึม on-off ไปประยุกต์ใช้ในการคัดแยกทุเรียนสำหรับการส่งออก โดยการคัดแยกนั้นได้ใช้ระบบของ RFID เข้ามาช่วย เราได้กำหนดจำลองและทดสอบให้ตรงกับเงื่อนไขการใช้งานจริงเพื่อยืนยันว่าสายอากาศปรับตัวที่นำเสนอมีประสิทธิภาพสูงและสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้จริง

2. ระบบสายอากาศปรับตัวโดยใช้อัลกอริทึม CMA

สายอากาศปรับตัว จะประกอบด้วยสายอากาศแถวลำดับ (array antenna) และส่วนประมวลผลสัญญาณที่สามารถใช้ปรับค่าคลื่นของสายอากาศได้อย่างอัตโนมัติ รูปที่ 1 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของระบบสายอากาศปรับตัวทั่วไป จากรูปจะเห็นว่าในส่วนของการประมวลผลสัญญาณจะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วนได้แก่ 1. ส่วนคำนวณหาทิศทางของสัญญาณ (DOA Estimation) 2. ส่วนการเลือกหรือคำนวณหาค่าถ่วงน้ำหนัก (weight calculation/ selection) 3. ส่วนของการปรับค่าคลื่น (beam former) ค่าถ่วงน้ำหนักของการปรับค่าคลื่นสามารถหาได้จากการใช้ข้อมูลที่ได้จากการคำนวณหาทิศทาง

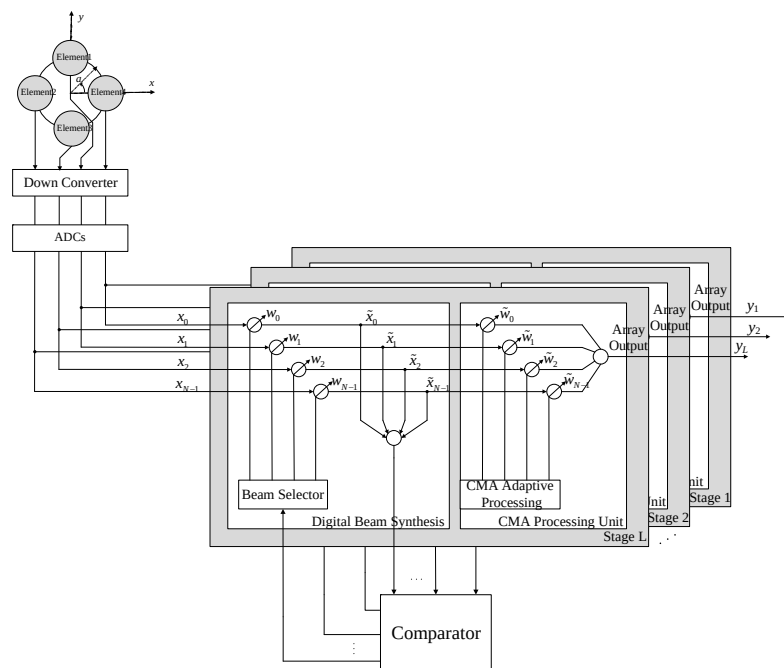
ของสัญญาณของผู้ใช้งาน ลำคลื่นหลัก (main beam) จะชี้ไปในทิศทางของผู้ใช้ที่กำหนด ขณะที่แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เป็นศูนย์จะอยู่ในทิศทางเดียวกับสัญญาณแทรกสอด



รูปที่ 1 โครงสร้างพื้นฐานของระบบสายอากาศปรับตัว

2.1 สายอากาศแถวลำดับปรับตัวอัลกอริทึม CMA หลายสเตจแบบขนานด้วยการเริ่มต้นการสังเคราะห์ลำคลื่นเชิงดิจิทัล

Reference
Signal



รูปที่ 2 โครงสร้างพื้นฐานของแถวลำดับปรับตัวอัลกอริทึม CMA หลาย stage ที่นำเสนอ

ในหัวข้อนี้ได้้นำเอาอัลกอริทึม CMA ประยุกต์ใช้ในสายอากาศแถวลำดับสำหรับการคำนวณแบบหลายสเตทแบบขนาน ซึ่งจะสามารถรับสัญญาณส่งได้หลายตัวพร้อมๆ กัน โดยได้นำการสังเคราะห์ลำคลื่นเชิงดิจิทัลเข้ามาช่วยให้การประมวลผลของ CMA ถูกต้องและรวดเร็วมากขึ้น เวอร์ชันแบบขนานของแถวลำดับอัลกอริทึม CMA จะใช้สัญญาณรับเดียวกันแต่จะทำงานแยกกันอิสระ โดยที่ไม่มีความผิดพลาดสะสมที่เกิดจากสเตท (stage) ถึงอีกสเตทเหมือนเช่นระบบที่เคสเคส (cascade) กัน แต่อย่างไรก็ตามระบบนี้ก็ควรใช้การเริ่มต้นที่เหมาะสมเพื่อให้ได้สัญญาณที่ถูกต้องของแต่ละสเตท และคำตอบของแต่ละสเตทไม่ใช่คำตอบเดียวกัน

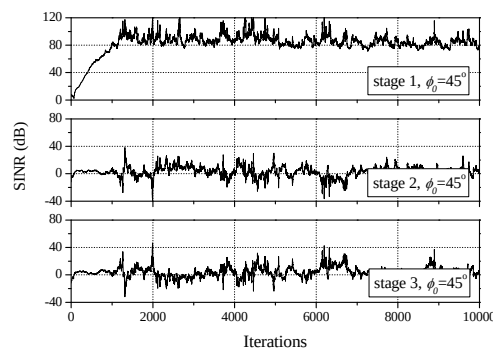
รูปที่ 2 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของแถวลำดับอัลกอริทึม CMA ที่นำเสนอ ระบบประกอบด้วยสายอากาศแถวลำดับ ตัวแปลงความถี่ (down-converter) ตัวแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (analog-to-digital converters หรือ ADCs) และแถวลำดับของตัวประมวลผลสัญญาณ จากรูปสัญญาณรับที่ได้จากสายอากาศจะถูกแปลงจากความถี่สูงเป็นความถี่ต่ำด้วย ADC เวกเตอร์ของสัญญาณรับ $\mathbf{x}(k)$ จะถูกคูณด้วยเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก $\mathbf{w}(k)$ สำหรับการสังเคราะห์ลำคลื่นเริ่มต้นสำหรับการเริ่มต้นอัลกอริทึม CMA ในแต่ละ stage จะมีค่าถ่วงน้ำหนักไม่เหมือนกันซึ่งผลที่ได้จะทำให้ได้สัญญาณในแต่ละ stage แตกต่างกันไป นั่นคือได้สัญญาณของผู้ใช้หลายผู้ใช้

นักวิจัยได้ทำการจำลองเพื่อวิเคราะห์ระบบแถวลำดับอัลกอริทึม CMA หลายสเตทที่นำเสนอ ในการจำลองจะมีสัญญาณส่ง 3 สัญญาณในทิศทางแตกต่างกันได้แก่ $\phi_1 = 30^\circ$, $\phi_2 = 150^\circ$ และ $\phi_3 = 300^\circ$ สัญญาณเหล่านี้จะแพร่กระจายผ่านช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนแบบ additive white Gaussian noise (AWGN) ซึ่งมีอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal-to-noise ratio) เป็น 30 dB ในแต่ละสเตทการสังเคราะห์ลำคลื่นเชิงดิจิทัลจะถูกใช้เพื่อสังเคราะห์ลำคลื่นเริ่มต้นให้อัลกอริทึม CMA ในงานวิจัยนี้ได้เลือกลำคลื่น 4 ลำคลื่น โดยอาศัยทฤษฎีของแถวลำดับปรับเฟสของสายอากาศวงกลม [5] มาใช้ในการสังเคราะห์ลำคลื่น โดยมีทิศทางของลำคลื่นหลักเป็น $\phi_0 = 45^\circ, 135^\circ, 225^\circ$, และ 315° จากทิศทางเหล่านี้จะใช้ค่าถ่วงน้ำหนักในการสังเคราะห์เป็น $[0.6726 - 0.7400i, 0.6726 + 0.7400i, 0.6726 + 0.7400i, 0.6726 - 0.7400i]$, $[0.6726 - 0.7400i, 0.6726 - 0.7400i, 0.6726 + 0.7400i, 0.6726 + 0.7400i]$, $[0.6726 + 0.7400i, 0.6726 - 0.7400i, 0.6726 - 0.7400i, 0.6726 + 0.7400i]$ และ $[0.6726 + 0.7400i, 0.6726 + 0.7400i, 0.6726 - 0.7400i, 0.6726 - 0.7400i]$ ตามลำดับ เราได้แบ่งการจำลองเป็น 2 กรณีเพื่อศึกษาพฤติกรรมการลู่เข้าของอัลกอริทึม คือ 1. กรณีที่ใช้ลำคลื่นหลักในการเริ่มต้นสำหรับทุกๆ stage มีทิศทางเป็น $\phi_0=45^\circ$ 2. กรณีที่ใช้ลำคลื่นเริ่มต้นที่มีทิศทางหลักของลำคลื่นใน stage ที่ 1 2 และ 3 เป็น $45^\circ, 135^\circ$ และ 225° ตามลำดับ ในที่นี้เพื่อให้ได้สัญญาณที่รับในทิศทาง $\phi_1 = 30^\circ$, $\phi_2 = 150^\circ$ และ $\phi_3 = 300^\circ$ จาก 3 stage นี้

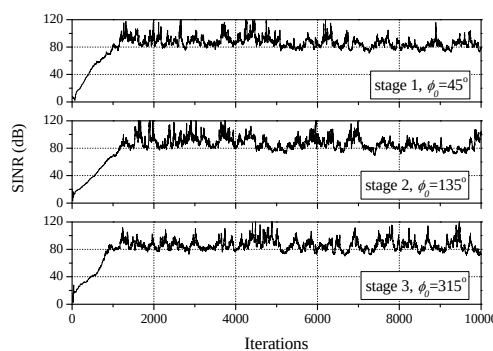
รูปที่ 3 แสดงการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดรวมกับสัญญาณรบกวน (signal-to-interference plus noise ratio หรือ SINR) ของกรณีที่ 1 จากรูปจะเห็นได้ว่า ใน stage

ที่ 1 อัลกอริทึมจะเข้าสู่โดยสามารถรับสัญญาณที่ตกกระทบที่มุม $\phi_1 = 30^\circ$ ได้ ในขณะที่ stage ที่ 2 และ 3 ไม่สามารถคืนสัญญาณที่เกิดจากมุมตกกระทบ $\phi_2 = 150^\circ$ และ $\phi_3 = 300^\circ$ ได้

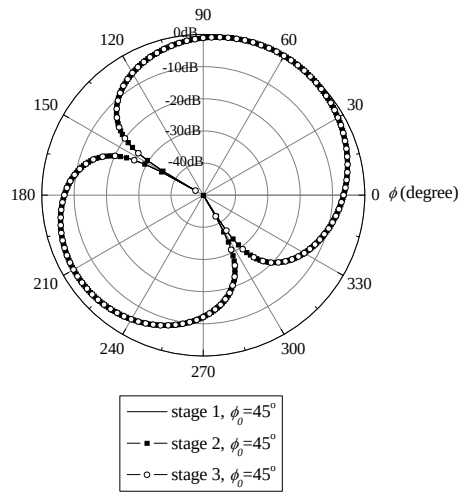
จากนั้นได้ลองเปลี่ยนเวกเตอร์ค่าถ่วงน้ำหนักของการสังเคราะห์ลำคลื่นให้มีทิศทางของลำคลื่นหลักเป็น 45° , 135° , and 225° ใน stage ที่ 1 2 และ 3 ตามลำดับ รูปที่ 4 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ SINR กรณีที่ 2 ซึ่งจะสังเกตได้ว่าทุกๆ stage จะมี SINR เป็นบวก อธิบายได้ว่าเราจะได้รับสัญญาณที่มาจากทั้ง 3 ทิศทางจากแต่ละ stage นอกจากนี้เพื่อยืนยันเทคนิคที่นำเสนอด้วยแบบรูปกระจายคลื่นของทั้ง 2 กรณีในรูปที่ 5 และ 6 ในรูปที่ 5 เป็นกรณีที่ 1 โดยในแต่ละ stage จะได้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เหมือนกันเนื่องจากสัญญาณรับเป็นสัญญาณเดียวกันและค่าถ่วงน้ำหนักที่ใช้สังเคราะห์ลำคลื่นเริ่มต้นก็ยังเป็นค่าเดียวกันทุกๆ stage รูปที่ 6 แทนกรณีที่ 2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในแต่ละ stage จะไม่เหมือนกันโดย แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จะเป็นศูนย์ในทิศทางของสัญญาณรับที่ไม่ต้องการ โดยสัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณที่ไม่เหมือนกันในแต่ละ stage



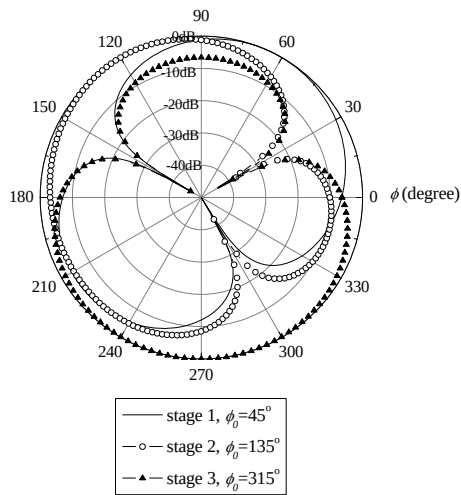
รูปที่ 3 SINR ของกรณีที่ 1



รูปที่ 4 SINR ของกรณีที่ 2

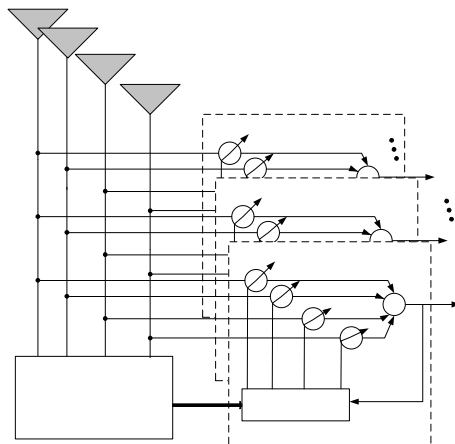


รูปที่ 5 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้หลัง CMA ในกรณีที่ 1



รูปที่ 6 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้หลัง CMA ในกรณีที่ 2

2.2 สายอากาศปรับตัวอัลกอริทึม CMA หลายชั้นด้วยการประมาณทิศทาง



รูปที่ 7 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศแอดำดับปรับตัว CMA หลายชั้น

หัวข้อนี้จะสาธิตการปรับตัวที่ใช้อัลกอริทึม CMA หลายชั้น เมื่อเริ่มต้นกระบวนการด้วยการคำนวณหาทิศทางของสัญญาณตกกระทบบน โดยหัวข้อนี้จะพิจารณาเบื้องต้นในเพื่อศึกษาผลกระทบของการเริ่มต้นโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบอุดมคติ พิจารณาสายอากาศแถวลำดับซึ่งประกอบด้วยองค์ประกอบสายอากาศ N ตัว ซึ่งรับสัญญาณแถบแคบ ดังแสดงในรูปที่ 7 สัญญาณเชิงซ้อน $\mathbf{x}(k) = [x_0(k), x_1(k), \dots, x_{N-1}(k)]^T \in \mathfrak{I}^N$ ซึ่งรับได้จากสายอากาศแต่ละตัวสามารถแทนด้วยสมการ

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k) &= \sum_{m=1}^M a(\phi_m) s_m(k) + \eta(k) \\ &= \mathbf{A}(\phi) \mathbf{s}(k) + \eta(k) \end{aligned} \quad (1)$$

เมื่อ $\mathbf{A}(\phi) = [\mathbf{a}(\phi_1) \mathbf{a}(\phi_2) \dots \mathbf{a}(\phi_M)] \in \mathfrak{I}^{N \times M}$ คือเมทริกซ์ผลตอบสนองของแถวลำดับ (array response matrix) $\mathbf{s}(k) = [s_0(k), s_1(k), \dots, s_{M-1}(k)] \in \mathfrak{I}^{M \times 1}$ คือเวกเตอร์ของสัญญาณส่ง $\boldsymbol{\eta}(k) = [\eta_0(k), \eta_1(k), \dots, \eta_{N-1}(k)]^T \in \mathfrak{I}^{N \times 1}$ คือสัญญาณรบกวน และ k คือดัชนีเวลา กำหนดให้เวกเตอร์ $\mathbf{a}(\phi_m)$ เป็นเวกเตอร์เสตียร์ริงจริง (true steering vector) ซึ่งอธิบายคุณลักษณะของสัญญาณส่ง $s_m(k)$ ที่ตกกระทบบนสายอากาศในทิศทาง ϕ_m

เราจะอธิบายวิธีที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ด้วยแถวลำดับเชิงเส้นสม่ำเสมอ (uniform linear array) ซึ่งประกอบด้วยแหล่งกำเนิดจุดแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว (omnidirectional point sources) ระยะห่างระหว่างแต่ละองค์ประกอบเท่ากับ d ดังนั้นสามารถเขียนสมการแทน เวกเตอร์เสตียร์ริง ได้ดังนี้

$$\mathbf{a}(\phi_m) = \left[1 \ e^{jk_d d \cos \phi_m} \dots e^{j(N-1)k_d d \cos \phi_m} \right]^T \quad (2)$$

เมื่อ k_d คือเลขคลื่น (wave number) ϕ_m เป็นทิศทางมุมที่ได้จากการประมาณทิศทางของสัญญาณลำดับที่ m

จากรูปที่ 7 สัญญาณเชิงซ้อนที่รับจากสายอากาศแต่ละองค์ประกอบจะถูกคูณด้วยค่าถ่วงน้ำหนักที่ปรับตัวได้ในแต่ละชั้นแบบขนาน โดยเอาต์พุต $y_l(k)$ ของชั้น (stage) l ที่ได้จากสายอากาศปรับตัวจะเป็นผลรวมของผลคูณดังกล่าว ดังแสดงด้วยสมการ

$$y_l(k) = \mathbf{w}_l^H(k) \mathbf{x}_l(k) \quad (3)$$

สมการที่ใช้ปรับค่าถ่วงน้ำหนักสามารถหาได้จากฟังก์ชันจุดประสงค์ (cost function) ของมอดูลัสคงที่ ซึ่งทำให้น้อยที่สุดโดยใช้อัลกอริทึมลาดชันที่สุด (steepest descent algorithm) ตามสมการ [6]

$$\mathbf{W}_l(k+1) = \mathbf{w}_l(k) - \mathbf{x}(k)\mathcal{E}_l^*(k) \quad (4)$$

เมื่อกำหนดให้ความผิดพลาดที่เกิดขึ้นเป็น

$$\mathcal{E}_l(k) = (y_l(k)/\|y_l(k)\|) - y_l(k) \quad (5)$$

งานวิจัยนี้จะนำเสนอเทคนิคที่ใช้สำหรับการเริ่มต้นกระบวนการของอัลกอริทึม CMA หลายชั้น และวิเคราะห์สมรรถนะของเทคนิคดังกล่าวด้วยการทำการจำลองเพื่อชี้ให้เห็นว่าเทคนิคที่นำเสนอสามารถเลือกสัญญาณที่จะกู้คืนได้ เพื่อวิเคราะห์พฤติกรรมของการกู้คืนสัญญาณ เราจะพิจารณาผลตอบสนองของระบบรวม (total system response) ซึ่งกำหนดด้วยสมการ

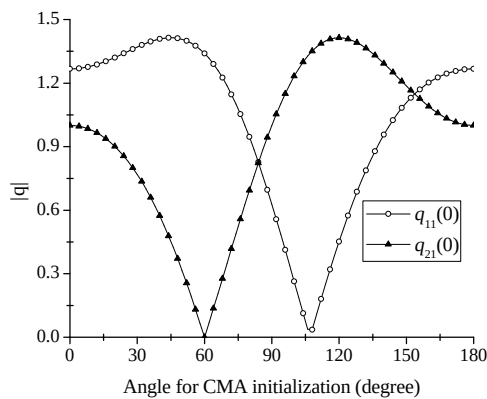
$$\mathbf{q}_l = \mathbf{w}_l^H \mathbf{A}(\phi) \quad (6)$$

ในบริบทที่เราพิจารณา $\mathbf{q}_l = [B_l e^{j\theta_l} \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ ซึ่งสอดคล้องกับเงื่อนไขที่ว่าสายอากาศจะจับสัญญาณผู้ใช้ที่มีตัวประกอบมาตราส่วน (scale factor) มีค่าเป็น B_l และการเลื่อนเฟสมีค่าเป็น θ_l

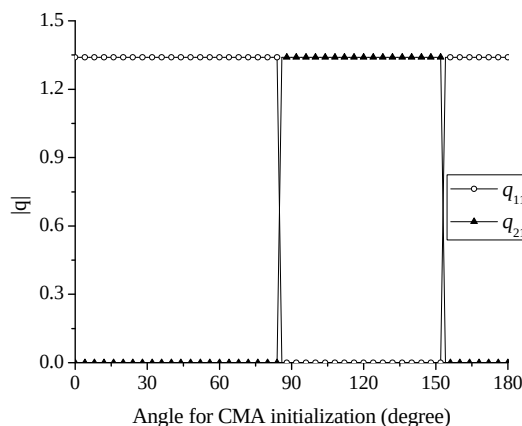
สำหรับวิธีการเริ่มต้นดั้งเดิมของ CMA ค่าถ่วงน้ำหนักเริ่มต้นที่ใช้จะเป็น $\mathbf{w}_l(0) = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ เมื่อแทนค่าถ่วงน้ำหนักเริ่มต้นดังกล่าวในสมการ (7) จะได้ผลตอบสนองของระบบรวมเป็น $\mathbf{q}_l(0) = [1 \ 1 \ \dots \ 1]^T$ สังเกตได้ว่าอัตราขยายอะเรย์ (array gain) ในช่วงเริ่มต้นกระบวนการ CMA มีค่าเท่ากันทุกทิศทางที่สัญญาณส่งตกกระทบสายอากาศ นอกจากขนาดขององค์ประกอบในผลตอบสนองจะเท่ากันทุกตัวแล้ว การเลื่อนของเฟสก็มีค่าเป็นศูนย์ สิ่งเหล่านี้มีนัยยะว่า ถ้ากำลังงานของสัญญาณส่งทุกตัวมีค่าเท่ากัน กำลังงานที่รับได้จากองค์ประกอบแต่ละตัวที่ถูกคูณด้วยค่าถ่วงน้ำหนักเริ่มต้นด้วยวิธีดั้งเดิมนั้นจะมีค่าเท่ากันเช่นเดียวกัน ดังนั้นจึงเป็นเรื่องยากที่จะคาดเดาพฤติกรรมการลู่เข้า (convergence property) ของอัลกอริทึม CMA ในบทความ [3] กล่าวว่าอัลกอริทึม CMA จะเลือกรับสัญญาณที่มีกำลังงานสูง ในขณะที่จะกำจัดสัญญาณที่มีกำลังงานต่ำ ดังนั้นถ้าเราสามารถควบคุมเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักเริ่มต้นซึ่งทำให้เปรียบเสมือนว่าลำคลื่นหลัก (main beam) ชี้ไปในทิศทางของสัญญาณพึงประสงค์ได้ (desired signal) ก็จะสามารถควบคุมการลู่เข้าของอัลกอริทึมได้ การควบคุมลำคลื่นหลักให้ชี้ไปในทิศทางที่สัญญาณเข้ามานั้น แสดงได้ว่ากำลังงานของสัญญาณในทิศทางนั้นจะมีค่าสูงที่สุด

เพื่อจะประเมินสมรรถนะของระบบสายอากาศที่นำเสนอเราจึงทำการประเมินด้วยการจำลอง โดยในการจำลอง สัญญาณส่ง ตัวมีการมอดูเลตเป็นแบบ 2π -4/QPSK และแพร่กระจายผ่านช่องสัญญาณที่ไม่มีสัญญาณรบกวน กำหนดให้กำลังงานของสัญญาณส่งทั้งคู่เท่ากัน และสัญญาณส่งตกกระทบสายอากาศที่มุม องศา ตามลำดับ สายอากาศที่ใช้ในการจำลองนี้เป็นสายอากาศแถว 120 และ 45 องศาประกอบ โดยแต่ละองค์ประกอบมีรูปแบบการแผ่ 2 ลำดับเชิงเส้นสม่ำเสมอพลังงานเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว และระยะห่างระหว่างองค์ประกอบเป็น $\lambda/2$ ในการจำลองได้เพิ่มค่ามุมของสัญญาณที่ประมาณได้จาก 180 ถึง $00^\circ \leq \phi_0 \leq 180^\circ$ องศา มุมของสัญญาณที่ประมาณนี้จะสัมพันธ์กับเวกเตอร์สเตียร์ริง $\hat{\mathbf{a}}(\phi_0)$ ของสัญญาณในทิศทางนั้น โดยเวกเตอร์สเตียร์ริงนี้จะถูกใช้เป็นตัวถ่วงน้ำหนักเริ่มต้น โดยทั่วไปแล้วเวกเตอร์สเตียร์ริงนี้เป็นสิ่งที่ไม่ทราบค่า อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติเราสามารถใชเวกเตอร์สเตียร์ริงซึ่งได้จากการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในสภาพแวดล้อมที่ใช้งานจริง [7] ซึ่งสอดคล้องกับทิศทางของสัญญาณที่ได้จากการประมาณ ในการจำลองนี้เรากำหนดให้

$$\hat{\mathbf{a}}(\phi_0) = [1 e^{jk_d d \cos \phi_0} \dots e^{j(N-1)k_d d \cos \phi_0}]^T \quad (7)$$



รูปที่ 8 ผลตอบสนองของระบบเริ่มต้นที่ $k = 0$ เมื่อใช้ เวกเตอร์สเตียร์ริงที่มุมต่างๆเป็นตัวถ่วงน้ำหนัก

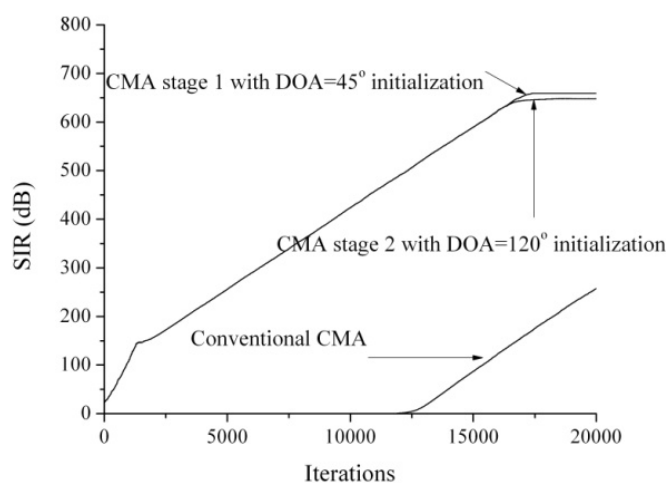


รูปที่ 9 ผลตอบสนองของระบบเริ่มต้นที่ $k = 20,000$ เมื่อใช้ เวกเตอร์สเตียร์ริงที่มุมต่างๆเป็นตัวถ่วงน้ำหนัก

รูปที่ 8 แสดงขนาดของผลตอบสนองของระบบเริ่มต้น ($k=0$) ที่ได้จากสายอากาศปรับตัว CMA ในหนึ่งขั้น ซึ่งใช้ค่าถ่วงน้ำหนักเริ่มต้นที่ได้จาก เวกเตอร์สเตียรริง $\hat{\mathbf{a}}(\phi_0)$ ที่มุม ϕ_0 ต่างๆ จากรูป ขนาดขององค์ประกอบเวกเตอร์ตัวที่ 1 $q_{11}(0)$ จะน้อยกว่าองค์ประกอบเวกเตอร์ตัวที่ 2 $q_{21}(0)$ เมื่อ $84^\circ < \phi_0 < 152^\circ$ ในขณะที่ ขนาดขององค์ประกอบเวกเตอร์ตัวที่ 1 $q_{11}(0)$ ในมุม ϕ_0 ที่เหลือ จะมากกว่า องค์ประกอบเวกเตอร์ตัวที่ 2 $q_{21}(0)$

รูปที่ 9 แสดงขนาดของผลตอบสนองของระบบของสายอากาศที่นำเสนอในหนึ่งขั้น ที่ได้จาก กระบวนการ CMA ที่ $k = 20,000$ จากรูปจะเห็นว่า ขนาดขององค์ประกอบเวกเตอร์ตัวที่ 2 $q_{21}(20,000)$ จะมากกว่า ขนาดขององค์ประกอบเวกเตอร์ตัวที่ 1 $q_{11}(0)$ เมื่อ $84^\circ < \phi_0 < 152^\circ$ ซึ่งสอดคล้องกับขนาดของ ผลตอบสนองเริ่มต้นในรูปที่ 2 จากรูปที่ 2 และ 3 สามารถอธิบายได้ว่าอัลกอริทึม CMA จะเลือกรับ สัญญาณที่มีกำลังงานมากกว่าในช่วงเริ่มกระบวนการ CMA ขณะเดียวกันจะกำจัดสัญญาณที่มีกำลังงาน น้อยกว่า ดังนั้นเราสามารถเลือกการรับสัญญาณได้ด้วยการเลือกใช้ค่าถ่วงน้ำหนักเริ่มที่ได้จากการ ประมาณทิศทางจะทำให้อัลกอริทึม CMA เลือกรับสัญญาณตัวนั้น

เนื่องจากในการจำลองกำหนดให้สัญญาณตกกระทบทำมุมกับสายอากาศ 45 องศา เรา สามารถรับสัญญาณที่ตกกระทบทำมุม 120 องศาโดยการเลือกค่าถ่วงน้ำหนักที่ เวกเตอร์สเตียรริง $\hat{\mathbf{a}}(\phi_0)$ ในมุม $84^\circ < \phi_0 < 152^\circ$ ในขณะเดียวกันถ้าต้องการรับสัญญาณที่ตกกระทบทำมุม 45 องศาที่เลือกค่าถ่วง น้ำหนักที่เวกเตอร์สเตียรริง $\hat{\mathbf{a}}(\phi_0)$ มุมที่เหลือได้ นอกจากนี้ยังแสดงให้เห็นว่าในการประมาณทิศทาง ของสัญญาณไม่จำเป็นต้องมีความละเอียดมาก ขึ้นอยู่กับความแตกต่างกันเชิงมุมของสัญญาณที่ตก กระทบ



รูปที่ 10 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด

รูปที่ 10 แสดงอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด (signal-to-interference ratio หรือ SIR) เมื่ออัลกอริทึม CMA ในขั้น (stage) 1 ใช้ เวกเตอร์สเตียรริงของมุมที่ได้จากการประมาณ $\phi_0 = 45^\circ$

เป็นค่าถ่วงน้ำหนักเริ่มต้น และอัลกอริทึม CMA ในขั้นที่ 2 ซึ่งต่อขนานกับขั้นที่ 1 ใช้เวกเตอร์เสถียรริงของมุมที่ได้จากการประมาณ $\phi_0 = 120^\circ$ เป็นค่าถ่วงน้ำหนักเริ่มต้น สังเกตได้ว่าอัตราการลู่เข้าของการใช้เวกเตอร์เสถียรริงที่ได้จากการประมาณทิศทางของสัญญาณจะเร็วกว่าเทคนิคดั้งเดิมที่ไม่ใช่ นอกจากนี้จะสามารถกล่าวได้ว่า การใช้เทคนิคที่นำเสนอจะช่วยให้สามารถเลือกสัญญาณที่เข้ามาได้ ดังแสดงในรูปที่ 10 จะเห็นว่า SIR หลังการลู่เข้าของอัลกอริทึมขั้นที่ 1 จะมีค่าเป็นบวก ซึ่งหมายความว่าสายอากาศปรับตัวอัลกอริทึมขั้นที่ 1 สามารถเลือกรับสัญญาณในทิศทางที่ตกกระทบบีม 45 องศาได้ ในขณะเดียวกันก็ตัดสัญญาณในทิศทางที่ตกกระทบบีม 120 องศาซึ่งถือว่าเป็นสัญญาณแทรกสอดของขั้นนี้ ในทำนองเดียวกัน SIR หลังการลู่เข้าของอัลกอริทึมขั้นที่ 2 จะมีค่าเป็นเช่นเดียวกัน ซึ่งสามารถอธิบายได้ว่า สายอากาศปรับตัวอัลกอริทึมขั้นที่ 1 สามารถเลือกที่จะรับสัญญาณในมุม 120 องศาและตัดสัญญาณที่มุม 45 องศาซึ่งถือว่าเป็นสัญญาณแทรกสอดของขั้นนี้

จากข้อดีของการนำไปสร้างการประมวลผลได้ง่าย และไม่จำเป็นต้องใช้สัญญาณอ้างอิงของอัลกอริทึม CMA ซึ่งกล่าวข้างต้นแล้วนั้น และในหัวข้อนี้ก็ได้แสดงให้เห็นแล้วว่าการประมาณหาทิศทางเพื่อใช้ในการเริ่มต้นอัลกอริทึม CMA ไม่จำเป็นต้องมีความละเอียดสูง ดังนั้นในการเลือกใช้เทคนิคในการประมาณหาทิศทางของสัญญาณจึงเน้นเรื่องความสามารถในการสร้างตัวประมวลผลในเวลาจริง ความซับซ้อนน้อย และไม่จำเป็นต้องใช้สัญญาณอ้างอิง ในหัวข้อถัดไปเราจะแสดงให้เห็นสมรรถนะของอัลกอริทึม CMA หลายขั้นเมื่อใช้การประมาณหาทิศทางด้วย เทคนิคที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ซึ่งตรงกับความต้องการที่กล่าวมา

2.3 สายอากาศแถวลำดับปรับตัว CMA ด้วยการเริ่มต้นด้วยการหาทิศทางด้วย nonconventional least squares optimization

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอการเริ่มต้นกระบวนการของอัลกอริทึม CMA ด้วยการประเมินทิศทางของสัญญาณที่เข้ามาด้วย nonconventional least squares optimization [8] ซึ่งในขั้นตอนแรกจะใช้การหาทิศทางของสัญญาณด้วย nonconventional least squares optimization ด้วยแอมพลิจูดของสัญญาณเชิงซ้อนที่รับได้หาได้จากสมการ

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{ncls}} = \tilde{\mathbf{A}}^+(\theta_c) \mathbf{x} \quad (8)$$

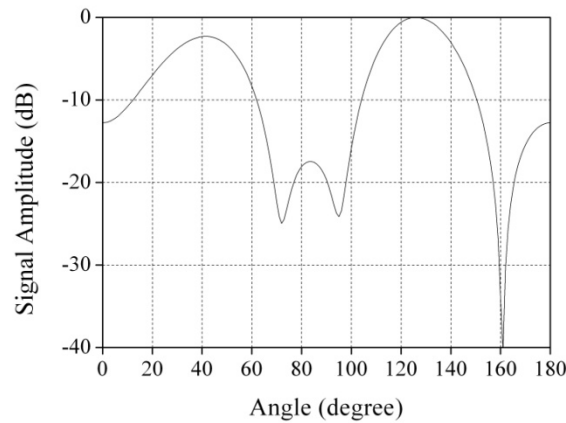
เมื่อ $\tilde{\mathbf{A}}^+(\theta_c)$ เป็น pseudoinverse ของ $\tilde{\mathbf{A}}(\theta_c)$ โดย $\tilde{\mathbf{A}}(\theta_c)$ เป็น true steering vector และ $\mathbf{x}$ เป็นสัญญาณรับ มุมที่ใช้ในการ calibrate θ_c อาจจะเลือกได้จาก 0° ถึง 180° ซึ่งเพิ่มขึ้นทีละ 2° สามารถคำนวณหาการอินเวอร์สได้จากสมการ

$$[\tilde{\mathbf{A}}(\theta_c) \tilde{\mathbf{A}}^H(\theta_c)]^{-1} = \tilde{\mathbf{V}} \tilde{\mathbf{\Sigma}}^{-1} \tilde{\mathbf{U}}^H \quad (9)$$

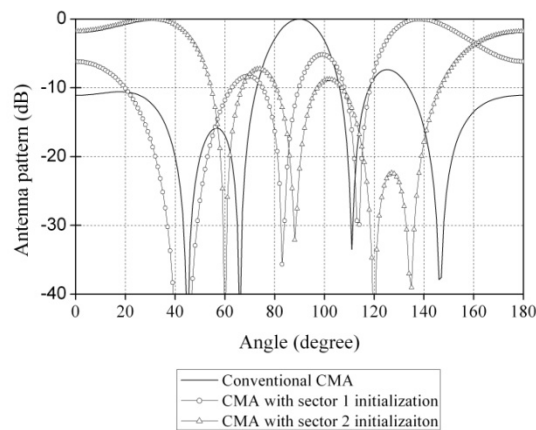
เมื่อ $\tilde{\mathbf{V}}$ และ $\tilde{\mathbf{U}}$ เป็นคอลัมแรกของ เมตริกซ์ $\mathbf{V}$ และ $\mathbf{U}$ ตามลำดับ $\tilde{\Sigma}$ เป็นค่าซิงกูลาร์ค่ามากที่สุด (Dominant singular value) ของเมตริกซ์ Σ และเมื่อ $\mathbf{V}$ และ $\mathbf{U}$ เป็นเมตริกซ์เมตริกซ์หน่วย (unitary matrix) ซึ่งเวกเตอร์คอลัมที่มีเวกเตอร์ซิงกูลาร์ซ้ายและขวาตามลำดับของ $\tilde{\mathbf{A}}(\theta_c)\tilde{\mathbf{A}}^H(\theta_c)$ ตามลำดับ และ Σ เป็น diagonal matrix ซึ่งมีองค์ประกอบของเมตริกซ์เป็น singular value

เพื่อศึกษาประสิทธิภาพของระบบสายอากาศที่นำเสนอ ได้ทำการศึกษาด้วยการจำลองระบบ ดังกล่าว โดยในการจำลองจะมีสัญญาณส่ง 2 สัญญาณในทิศทางแตกต่างกันได้แก่ $\phi_1 = 45^\circ$ และ $\phi_2 = 120^\circ$ สัญญาณเหล่านี้จะแพร่กระจายผ่านช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ซึ่งมี SNR เป็น 20 dB สายอากาศที่ใช้เป็นสายอากาศไดโพลครึ่งคลื่น ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศ เป็นครึ่งลำคลื่น โดยในการศึกษาจะแบ่งการศึกษาเป็น 3 แบบโดยแบบแรกจะศึกษาในกรณีวิเคราะห์ในเชิงอุดมคติ คือใช้สายอากาศที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นรอบทิศทางในระนาบเดียวไอโซทรอปิกอุดมคติ โดยในระบบที่จำลองไม่ได้รวมผลของคลื่นแม่เหล็กต่างๆ เช่น ปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (mutual coupling effect) ระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศ เป็นต้น แบบที่สองจะศึกษาในกรณีที่รวมผลกระทบทางด้านคลื่นแม่เหล็กเข้าไปด้วย ซึ่งจะใช้โปรแกรม WLPL-D และแบบที่สามจะศึกษาในกรณีที่มีตัวกระจายคลื่น (scatterer) ขนาดเล็กในระยะ near-field

รูปที่ 11 แสดงกำลังงานของสัญญาณที่ประเมินได้จากการใช้ Nonconventional Least Squares Optimization ในกรณีที่ 1 จากรูปจะเห็นได้ว่ากำลังงานที่รับได้สูงอยู่ที่มุม 41° และ 126° ซึ่งใกล้เคียงกับทิศทางของสัญญาณส่งซึ่งอยู่ที่มุม $\phi_1 = 45^\circ$ และ $\phi_2 = 120^\circ$ จากการประเมินทิศทางของสัญญาณที่เข้ามาได้ดังกล่าวจะถูกใช้ในการเริ่มต้นกระบวนการของอัลกอริทึม CMA รูปที่ 12 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากอัลกอริทึม CMA จะเห็นได้ว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จาก CMA ธรรมดาจะมีค่าเป็นศูนย์ที่มุม 45° และมีลำคลื่นหลักที่มุม 90° แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จาก CMA ที่ใช้เริ่มต้นไปที่มุม 41° ที่ได้จาก Nonconventional Least Squares Optimization จะเป็นศูนย์ที่มุม 45° และมีลำคลื่นหลักที่มุม 139° แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จาก CMA ที่ใช้เริ่มต้นไปที่มุม 126° ที่ได้จาก Nonconventional Least Squares Optimization จะเป็นศูนย์ที่มุม 120° และมีลำคลื่นหลักที่มุม 31° จะเห็นได้ว่าการใช้ Nonconventional Least Squares Optimization เพื่อประเมินทิศทางของสัญญาณรับก่อนแล้วมาเริ่มกระบวนการอัลกอริทึม จะสามารถแยกสัญญาณออกได้ทั้งคู่ตามที่ต้องการ



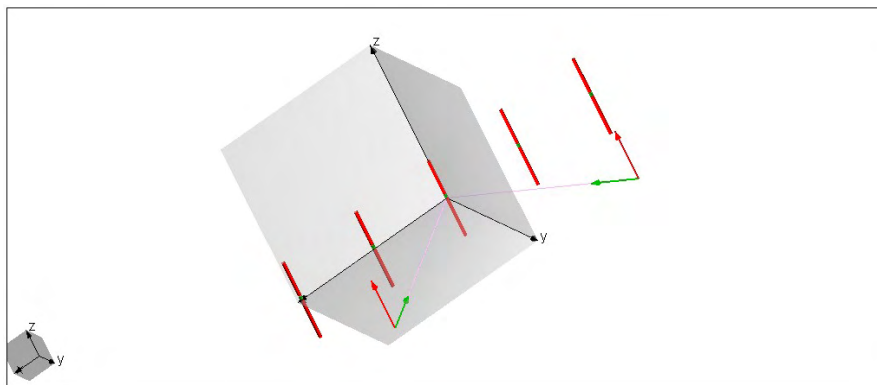
รูปที่ 11 กำลังงานของสัญญาณที่ประเมินได้จากการใช้ Nonconventional Least Squares Optimization ในกรณีที่ 1



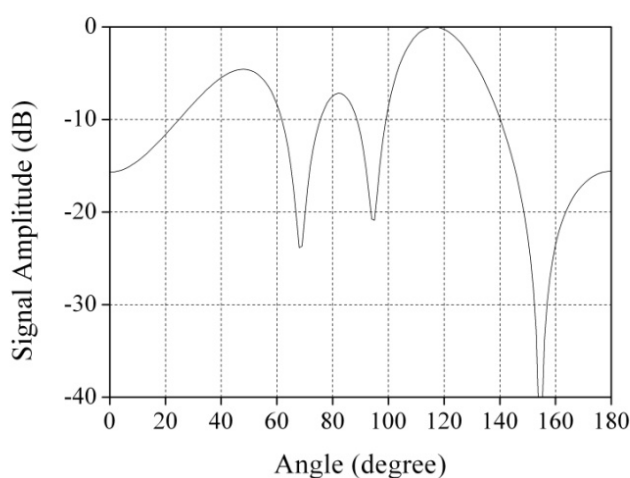
รูปที่ 12 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของการปรับค่าคลื่นด้วยอัลกอริทึม CMA ในกรณีที่ 1

รูปที่ 13 แสดงโครงสร้างของสายอากาศแถวลำดับ 5 องค์ประกอบ ที่ใช้ในการวิเคราะห์เงื่อนไขในกรณีที่ 2 ในเงื่อนไขนี้จะได้รวมผลกระทบของ mutual coupling ระหว่างขององค์ประกอบเข้าไปด้วย ด้วยการ ใช้ Nonconventional Least Squares Optimization สำหรับประเมินทิศทางของสัญญาณที่เข้ามาที่สายอากาศ รูปที่ 14 แสดงกำลังงานของสัญญาณที่ได้จากการประเมิน จากรูปจะเห็นว่ากำลังงานที่รับได้สูงอยู่ที่มุม 46° และ 119° ซึ่งใกล้เคียงกับทิศทางของสัญญาณส่งซึ่งอยู่ที่มุม $\phi_1 = 45^\circ$ และ $\phi_2 = 120^\circ$ จากการประเมินทิศทางของสัญญาณที่เข้ามา จะถูกใช้ในการเริ่มต้นกระบวนการของอัลกอริทึม CMA รูปที่ 15 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของการปรับค่าคลื่นด้วยอัลกอริทึม CMA ในกรณีที่ 2 ที่ 20,000 การวนรอบ จากรูป แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากอัลกอริทึม CMA ทั่วไปจะมีกำลังงานที่มุม $45^\circ -11.5$ dB และที่มุม $120^\circ 0$ dB ซึ่งถือว่าไม่เพียงพอสำหรับการกำจัดสัญญาณที่ส่งมาจากมุม 45° นี้เกิดจากผลของ mutual coupling ระหว่างขององค์ประกอบ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จาก CMA ที่ใช้เริ่มต้นไปที่มุม 46° ที่ได้จาก Nonconventional Least Squares

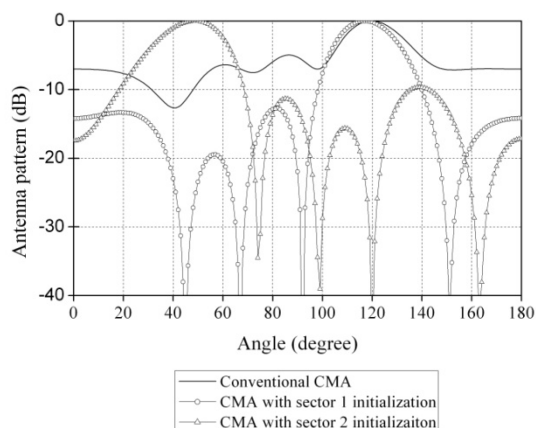
Optimization จะเป็นศูนย์ที่มุม 45° และมีลำคลื่นหลักที่มุม 117° แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จาก CMA ที่ใช้เริ่มต้นไปที่มุม 119° ที่ได้จาก Nonconventional Least Squares Optimization จะเป็นศูนย์ที่มุม 120° และมีลำคลื่นหลักที่มุม 49° ซึ่งจะสังเกตได้ว่าการใช้ Nonconventional Least Squares Optimization มาใช้ช่วยในการเริ่มต้นอัลกอริทึม CMA จะมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดได้ ทั้งนี้เกิดจากการใช้ Nonconventional Least Squares Optimization จะทำให้อัลกอริทึม CMA ลู่เข้าได้เร็วขึ้น



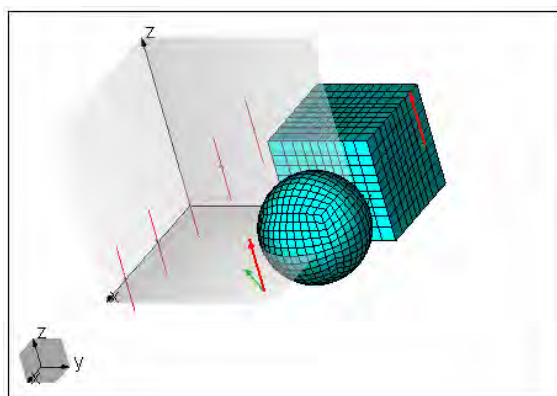
รูปที่ 13 โครงสร้างสายอากาศแถวลำดับที่ใช้ในกรณีที่ 2



รูปที่ 14 กำลังงานของสัญญาณที่ประเมินได้จากการใช้ Nonconventional Least Squares Optimization ในกรณีที่ 2



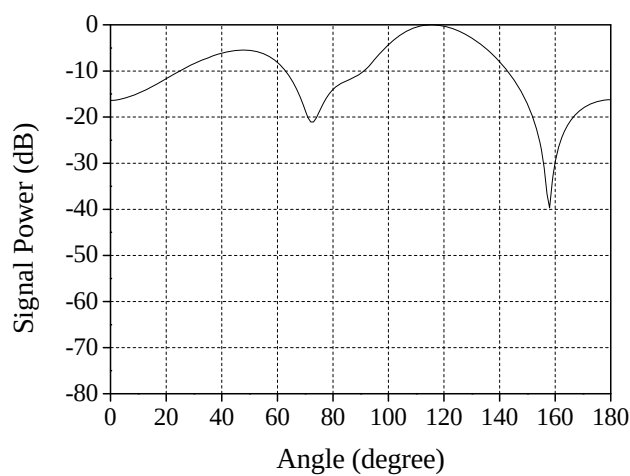
รูปที่ 15 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของการปรับลำคลื่นด้วยอัลกอริทึม CMA ในกรณีที่ 2



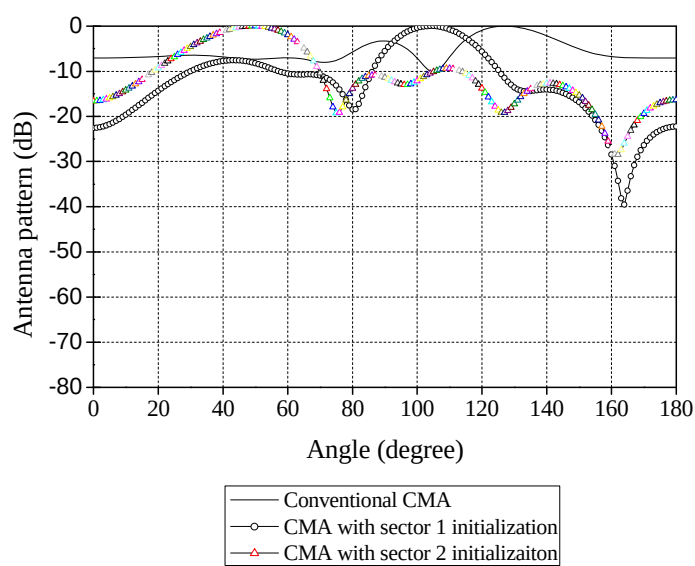
รูปที่ 16 การจำลองสายอากาศปรับตัวเมื่อมี scatterer ในกรณีที่ 3

รูปที่ 16 แสดงรูปที่ใช้ในการจำลอง โดยมีตัวกระจายคลื่นขนาดเล็ก 2 ตัววางในแนวเดียวกับตัวกระจายคลื่น หลังจากที่ใช้การหาทิศทางโดยใช้เทคนิค Nonconventional Least Square Optimization จะได้กราฟของกำลังงานเมื่อเทียบกับมุมดังรูปที่ 17 โดยจุดที่สูงที่สุดอยู่ที่มุม 116 และ 48 องศา มุมที่สูงที่สุดนี้จะถูกนำไปใช้เริ่มต้นกระบวนการของอัลกอริทึม CMA โดยอัตโนมัติ โดยแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้หลังกระบวนการ CMA ที่ 10000 การวนรอบ แสดงในรูปที่ 18 จะสังเกตได้ว่า ถ้าเริ่มต้น มุม 45 องศา แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จาก CMA จะเป็นศูนย์ที่มุม 127 องศา และมีลำคลื่นหลักชี้ในทิศ 45 องศา ถึงแม้ว่ารูปการแพร่กระจายคลื่นจะไม่มีเป็นศูนย์ในทิศสัญญาณแทรกสอด แต่ก็ใกล้เคียง และสามารถเพิ่มอัตราสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด (SIR) ได้ โดย SIR จะเพิ่มขึ้นเมื่อเพิ่มจำนวนการวนซ้ำ ในทำนองเดียวกันถ้าเริ่มต้นด้วยการใช้ DOA ที่มุม 116 องศา ก็สามารถเพิ่ม SIR ได้เช่นเดียวกัน โดยถือว่าสัญญาณที่มุม 116 องศาเป็นสัญญาณพึงประสงค์ในขณะที่สัญญาณในมุม 45 องศาเป็นสัญญาณแทรกสอด นอกจากนี้จะเห็นได้ว่าอัลกอริทึม CMA ที่เริ่มต้นด้วยกระบวนการปกติสามารถเพิ่ม SIR ได้น้อยมากเมื่อเทียบกับการใช้เทคนิคที่นำเสนอ นอกจากนี้ยังสามารถสังเกตได้ว่าใน

กรณีที่มี scatterer จะทำให้การหา DOA ของสัญญาณมีความผิดพลาดมาก แต่อย่างไรก็ตาม การใช้ CMA ในการปรับตัวยังคงสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดได้



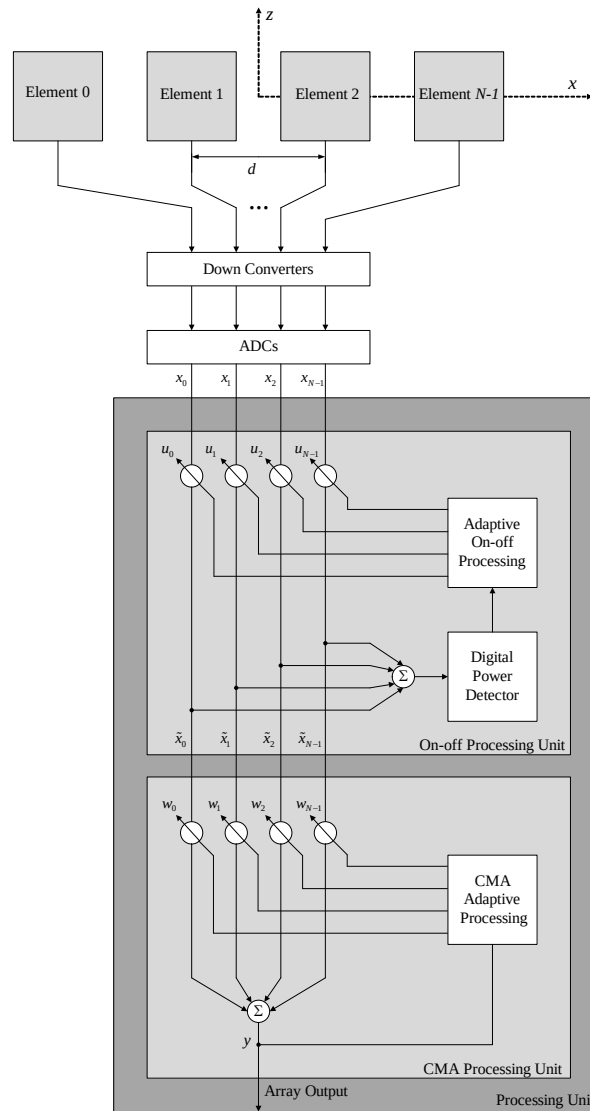
รูปที่ 17 กำลังงานของสัญญาณที่ประเมินได้จากการใช้ Nonconventional Least Squares Optimization ในกรณีที่ 3



รูปที่ 18 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของการปรับค่าคลื่นด้วยอัลกอริทึม CMA ในกรณีที่ 3

2.4 สายอากาศแถวลำดับปรับตัวโดยใช้อัลกอริทึม CMA และ on-off สำหรับเครื่องอ่าน RFID ความถี่ไมโครเวฟ

ระบบที่นำเสนอ



รูปที่ 19 โครงสร้างของสายอากาศปรับตัวที่นำเสนอ

รูปที่ 19 แสดงระบบสายอากาศปรับตัวที่นำเสนอ ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศรับจำนวน N องค์ประกอบ โดยเรียงกันเป็นเชิงเส้นแบบสม่ำเสมอตามแนวแกน x สัญญาณที่รับได้จากสายอากาศแต่ละองค์ประกอบจะถูกทำให้ปรับให้เป็นความถี่ต่ำ และแปลงให้เป็นสัญญาณดิจิทัลโดยใช้ตัวแปรสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล สัญญาณหลังจากการแปลงนี้ $\mathbf{x} = [x_0 \ x_1 \ \dots \ x_{N-1}]^T$ จะถูกป้อนเข้าหน่วยประมวลผลซึ่งประกอบด้วยหน่วยประมวลผลของอัลกอริทึม CMA และ on-off และ

ตัววัดกำลังงานดิจิทัล ในกระบวนการของอัลกอริทึม on-off เอาต์พุต $\tilde{x}_i$ ที่ได้รับการคูณสัญญาณรับกับค่าถ่วงน้ำหนักดังสมการ

$$\tilde{\mathbf{x}}_i = \mathbf{u}_i \mathbf{x}_i \quad (10)$$

เมื่อ $\tilde{\mathbf{x}}_i = [\tilde{x}_0 \ \tilde{x}_1 \ \dots \ \tilde{x}_{N-1}]^T$ และ $\mathbf{u} = \text{diag}[u_0 \ u_1 \ \dots \ u_{N-1}]^T$ เป็นเวกเตอร์ของสัญญาณอินพุตสำหรับ CMA และเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่ใช้สำหรับอัลกอริทึม on-off เอาต์พุตที่ได้นี้จะถูกรวมกันเพื่อใช้ในการคำนวณหาค่ากำลังงาน ค่าถ่วงน้ำหนักนี้จะเปลี่ยนอย่างอัตโนมัติจนกว่าจะได้กำลังงานสัญญาณสูงสุด ค่าถ่วงน้ำหนักเป็นไปตามสมการ

$$u_i = e^{j\alpha_i} \quad (11)$$

เมื่อ α_i คือค่าเฟสระหว่างองค์ประกอบ (progressive phase) ค่าถ่วงน้ำหนักที่ใช้สำหรับในการสร้างสัญญาณอินพุตของ CMA สามารถหาได้จากสมการการปรับเฟสตามสมการ

$$\alpha_i(n+1) = \alpha_i(n) + \mu_\alpha \text{sign}(\nabla P) \quad (12)$$

เมื่อ n คือดัชนีทางด้านเวลาของกระบวนการของอัลกอริทึม on-off μ_α เป็นอัตราขยายปรับตัว (adaptive gain) ของการปรับเฟส และ ∇P เป็นเกรเดียนท์ของกำลังงานเอาต์พุต

พิจารณากำลังงานที่มากที่สุด ค่าถ่วงน้ำหนักที่เลือกจะทำให้ได้ทิศทางของลำคลื่นหลักชี้ไปในทิศทางที่ใกล้เคียงกับทิศทางของสัญญาณพึงประสงค์ เอาต์พุตของสายอากาศปรับตัวที่นำเสนอเกิดจากการคูณกันระหว่างเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่ปรับตัวได้ $\mathbf{w}(k) = [w_0(k) \ w_1(k) \ \dots \ w_{N-1}(k)]^T$ และเอาต์พุตของอัลกอริทึม on-off $\tilde{\mathbf{x}}_i = [\tilde{x}_0 \ \tilde{x}_1 \ \dots \ \tilde{x}_{N-1}]^T$ ดังสมการ

$$y(k) = \mathbf{w}(k)^H \tilde{\mathbf{x}}(k) \quad (13)$$

หรือ

$$y(k) = \mathbf{w}(k)^H \mathbf{u} \mathbf{x}(k) \quad (14)$$

เมื่อ k คือดัชนีทางด้านเวลาของกระบวนการ CMA โดยที่เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักของ CMA หาได้จากสมการ

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - 4\mu \tilde{\mathbf{x}}(k) y^*(k) (|y(k)|^2 - \sigma^2) \quad (15)$$

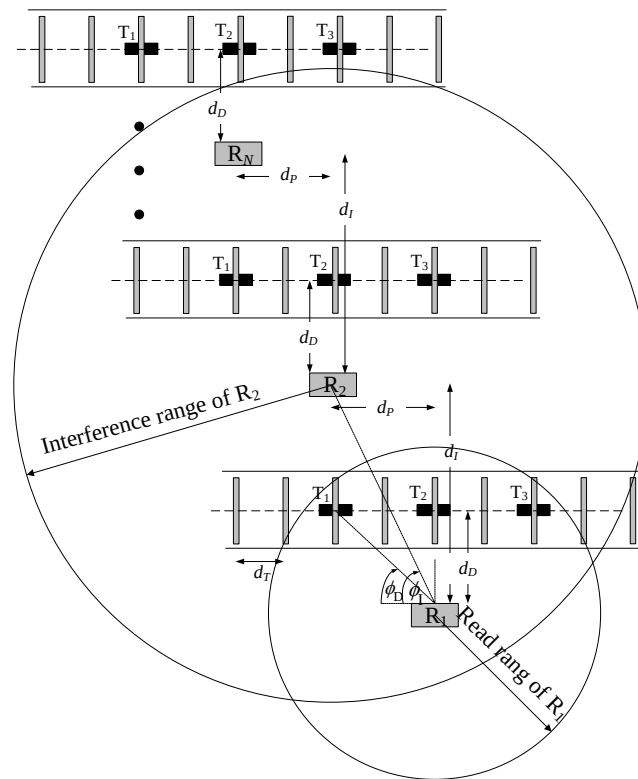
เมื่อแทน สมการ (10) และ (13) ในสมการ (15) สมการปรับค่าถ่วงน้ำหนักจะเป็น

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - 4\mu |\mathbf{u}|^2 |\mathbf{x}(k)|^2 \mathbf{w}^T(k) \left(|\mathbf{w}^H(k) \mathbf{u} \mathbf{x}(k)|^2 - \sigma^2 \right) \quad (15)$$

เมื่อ μ เป็นค่าคงที่ขนาดลำดับขั้น (step-size constant) และ σ เป็นขนาดของเอาต์พุตแถวลำดับในกรณีเมื่อไม่มีสัญญาณแทรกสอด

การนำไปประยุกต์ใช้และการจำลอง

การประยุกต์ใช้



รูปที่ 20 การประยุกต์ใช้ระบบที่นำเสนอในระบบการคัดแยกทุเรียน

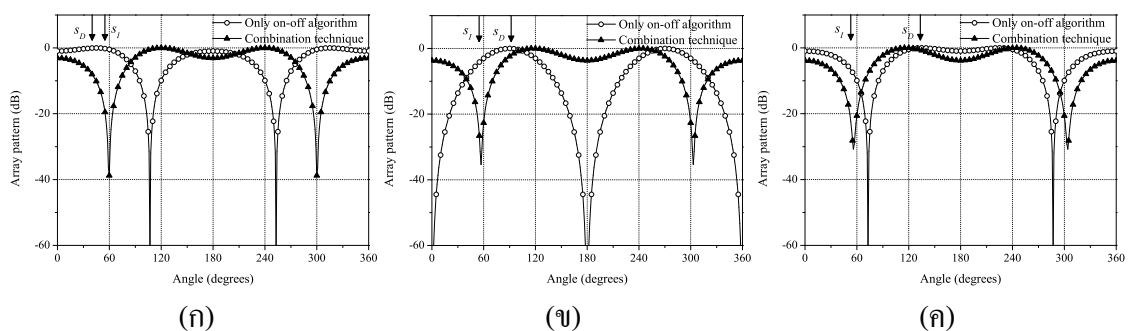
รูปที่ 20 แสดงภาพการประยุกต์ใช้ระบบที่นำเสนอโดยการนำไปใช้ในระบบการคัดแยกทุเรียน ประกอบด้วยเครื่องอ่าน RFID N เครื่องจัดเรียงขนานกัน เซนเซอร์ RFID ได้ถูกติดตั้งได้สายพานที่ใช้ในการลำเลียงทุเรียน เพื่อให้สามารถคัดแยกทุเรียนได้มากที่สุดด้วยพื้นที่ที่จำกัด เครื่องอ่าน RFID ควรจะติดตั้งใกล้กันมากที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ ในเครือข่าย RFID ที่หนาแน่นสูงนี้จะมีจำนวนของเครื่องอ่านจำนวนมากที่ทำงานในโซนที่คาบเกี่ยวกันดังแสดงในรูป จากสภาพแวดล้อมดังกล่าวการชนกันของข้อมูลอาจจะเกิดขึ้นได้ ซึ่งจะเป็นเรื่องยากที่จะกำหนดช่องสัญญาณความถี่ให้ใช้ความถี่ที่ต่างกันเพื่อแก้ปัญหาสัญญาณแทรกสอด จากรูปที่ 20 ถึงแม้เราจะวางตัวอ่านเรียงจากตัวข้างเคียงเป็นระยะ d_p แต่ก็

ยังไม่เพียงพอสำหรับแก้ปัญหาดังกล่าว ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะนำเสนอสาขาระบบสายอากาศปรับตัวที่สามารถแก้ปัญหาคำถามแทรกสอดซึ่งเกิดขึ้นในระบบการคัดแยกทุเรียนที่ใช้เทคโนโลยี RFID

สายอากาศปรับตัวที่นำเสนอถูกติดตั้งร่วมกับเครื่องอ่าน RFID โดยสายอากาศจะสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดได้ที่เกิดจากสัญญาณที่เกิดจากเครื่องอ่านที่ใกล้เคียง จากรูปที่ 20 สัญญาณจากสายอากาศของตัวอ่านที่ 2 (R_2) จะรบกวนเครื่องอ่านที่ 1 (R_1) ให้มุมของสัญญาณจาก R_2 และ tag ที่ตกกระทบบน R_1 เท่ากับ ϕ_i และ ϕ_D ตามลำดับ ระยะห่างระหว่างเครื่องอ่านที่ใกล้เคียงเท่ากับ d_i เพื่อเพิ่มความแม่นยำของการวัดสำหรับคัดแยกทุเรียน เช่น เซอร์ tag สามอันถูกจัดเรียงตามแนว x ด้วยระยะห่าง d_T นี้ใช้สำหรับการตรวจตราเพื่อเพิ่มความมั่นใจว่าการวัดมีความแม่นยำสูง ระยะห่างจากตัวอ่านตั้งฉากกับตำแหน่งของ tag เป็น d_p เมื่อใช้สายอากาศแฉกลำดับที่ปรับตัว อัลกอริทึม CMA จะถูกใช้เพื่อปรับทิศทางของลำคลื่นหลักไปยังตำแหน่งของ tag เพื่อให้ได้ข้อมูลจาก tag ที่ต้องการโดยไม่มีการแทรกสอดรบกวนที่เกิดจากตัวอ่านใกล้เคียง จำเป็นต้องใช้สายอากาศปรับตัวเข้ามาช่วย หลังจากกระบวนการดังกล่าว tag แต่ละตัวจะได้รับกำลังงานที่ต่างกันจะนำไปสู่คุณสมบัติทางด้านไฟฟ้าของทุเรียน คุณสมบัตินี้จะเปลี่ยนเมื่อระดับความสุกของทุเรียนเปลี่ยน

การจำลอง

เพื่อประเมินสายอากาศปรับตัวที่นำเสนอ ได้ดำเนินการจำลองระบบให้สอดคล้องกับการประยุกต์ใช้งานตามที่นำเสนอข้างต้น เราจะพิจารณาแฉกลำดับของอากาศ 2 องค์ประกอบด้วยระยะห่าง $\lambda/2$ ในการจำลองกำหนดให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเป็น 20 dB จากรูปที่ 20 เราแบ่งการจำลองออกเป็น 3 กรณีสำหรับการวางตำแหน่ง Tag ที่ต่างกัน 3 แบบ โดยกำหนดให้ $d_D = 0.5$ $d_i = 1.5$ เมตร ตามลำดับ กรณีที่ 1 คือเมื่อเครื่องอ่านต้องการข้อมูลจาก tag T_1 สัญญาณพึงประสงค์จะเป็นสัญญาณที่เกิดจาก tag T_1 ซึ่งมีมุมตกกระทบบนเท่ากับ $\phi_D = 45^\circ$ มุมดังกล่าวนี้ได้จากการกำหนดให้ $d_D = 0.5$ เมตร และมุมตกกระทบบนของสัญญาณพึงประสงค์เมื่อถูกย้ายไปที่ $\phi_D = 90^\circ$ และ $\phi_D = 135^\circ$ เป็นกรณีที่ 2 และ 3 ตามลำดับซึ่งสอดคล้องกับตำแหน่งของ Tag T_2 และ T_3 ตามลำดับ

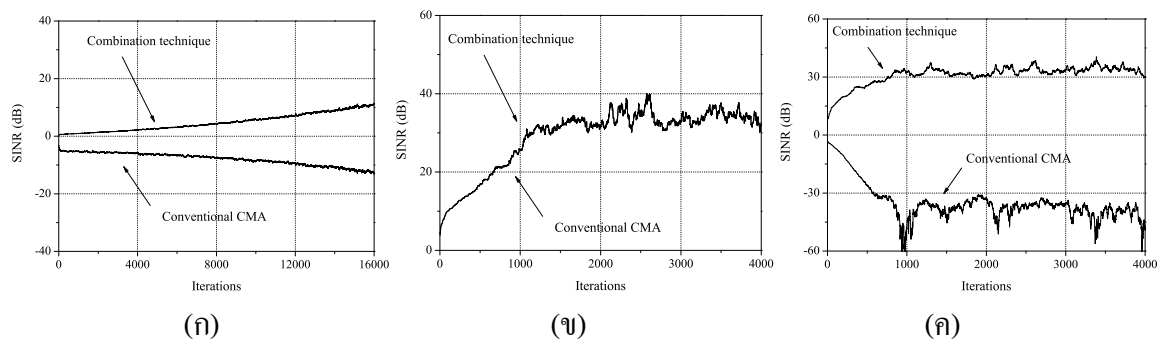


รูปที่ 21 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (ก) $\phi_D = 45^\circ$, $\phi_i = 56^\circ$ (ข) $\phi_D = 90^\circ$, $\phi_i = 135^\circ$ (ค)

$$\phi_D = 135^\circ, \phi_i = 56^\circ$$

กรณีที่ 1 อัลกอริทึม on-off ได้ถูกนำมาใช้สำหรับการเลือกการปรับลำคลื่นหลักในทิศทางซึ่งมีกำลังงานมากที่สุด ในกรณีที่ 1 นี้ลำคลื่นหลักจะถูกสวิตช์ให้ชี้ในทิศ $\phi_0 = 45^\circ$ แล้วสัญญาณที่รับจากการสวิตช์ลำคลื่นนี้จะนำไปประมวลผลโดยการใช้อัลกอริทึม CMA รูปที่ 21 (ก) แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากสายอากาศปรับตัวที่ใช้อัลกอริทึม on-off ที่มีการใช้อัลกอริทึม CMA และไม่ได้ใช้ โดยแสดงที่การวนซ้ำที่ 14,000 จากรูปสังเกตได้ว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เป็นศูนย์กลางของสายอากาศปรับตัวที่นำเสนอเกิดที่ตำแหน่งของมุมของสัญญาณแทรกสอดตกกระทบ ลำคลื่นหลักจะชี้ไปยังสัญญาณพึงประสงค์เมื่อใช้อัลกอริทึม on-off แต่ตำแหน่งของแบบรูปกระจายคลื่นที่เป็นศูนย์กลางไม่ตรงกับตำแหน่งของมุมของสัญญาณแทรกสอดที่ตกกระทบ ดังนั้นเราสามารถอธิบายได้ว่า สามารถเพิ่ม SINR ได้โดยการรวมกันของอัลกอริทึม CMA กับ on-off ซึ่งการเพิ่ม SINR โดยใช้ทั้ง 2 อัลกอริทึมนี้จะดีกว่าการใช้เพียงแต่อัลกอริทึม on-off

ในทำนองเดียวกับการจำลองในกรณีที่ 1 เราได้ทำการจำลองโดยการเปลี่ยนลำคลื่นหลักของสายอากาศไปที่มุม $\phi_0 = 90^\circ$ และ $\phi_0 = 135^\circ$ สำหรับการจำลองในกรณีที่ 2 และ 3 ตามลำดับ รูปที่ 21 (ข) และ (ค) แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของกรณีที่ 2 และ 3 ตามลำดับ โดยได้จากการทำซ้ำที่ 4000 จากรูปจะเห็นได้ว่าลำคลื่นหลักที่ได้จากอัลกอริทึม on-off ชี้ไปในทิศของสัญญาณพึงประสงค์ แต่แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เป็นศูนย์กลางไม่ตรงกับสัญญาณแทรกสอด เมื่อใช้อัลกอริทึม CMA จะเห็นได้ว่าถึงแม้ลำคลื่นหลักจะไม่ตรงกับสัญญาณพึงประสงค์แต่ทิศของสัญญาณพึงประสงค์ยังอยู่ในลำคลื่นหลักและแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่เป็นศูนย์กลางตรงกับสัญญาณแทรกสอด



รูปที่ 22 SINR ของการจำลอง แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

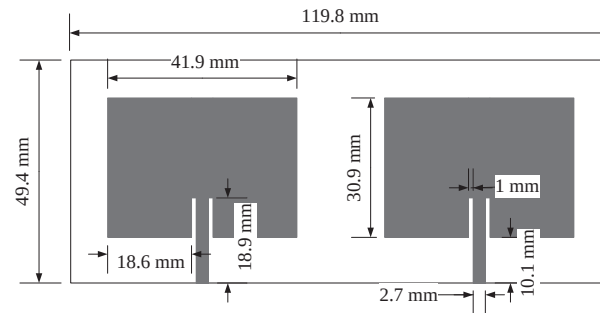
(ก) $\phi_D = 45^\circ, \phi_I = 56^\circ$ (ข) $\phi_D = 90^\circ, \phi_I = 135^\circ$ (ค) $\phi_D = 135^\circ, \phi_I = 56^\circ$

คุณสมบัติการลู่เข้าของการใช้อัลกอริทึม CMA ซึ่งใช้ร่วมกับอัลกอริทึม on-off และการไม่ใช้ ควรจะได้รับการพิจารณาเพื่อพิสูจน์เทคนิคที่นำเสนอนี้มีคุณสมบัติการลู่เข้าที่ดีกว่า รูปที่ 22 แสดง SINR ที่ได้จากการจำลองกรณีที่ 1 2 และ 3 จากรูปสามารถสรุปได้ว่า สายอากาศที่ใช้เพียงแต่อัลกอริทึม CMA อาจจะไม่ลู่เข้าหาคำตอบที่ผิดกล่าวคือจะรับสัญญาณแทรกสอดในขณะที่กำลังจัดสัญญาณพึงประสงค์ แต่ในกรณีที่สายอากาศปรับตัวที่ใช้ทั้งอัลกอริทึม CMA และ on-off จะสามารถรับสัญญาณพึงประสงค์

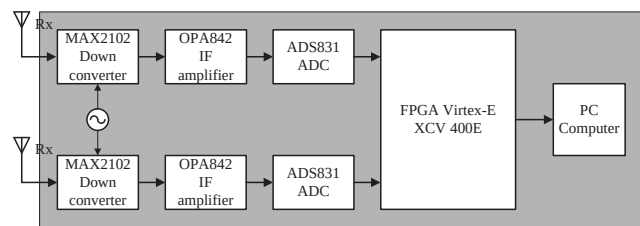
และกำจัดสัญญาณแทรกสอดได้ นอกจากนี้อัตราการใช้พลังงานของการใช้อัลกอริทึม CMA และ on-off รวมกันจะเร็วกว่าการใช้เพียงแค่อัลกอริทึม CMA

การออกแบบและผลการทดลอง

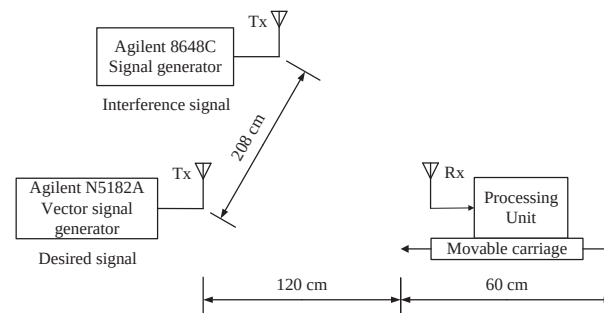
การทดลอง



(ก)



(ข)



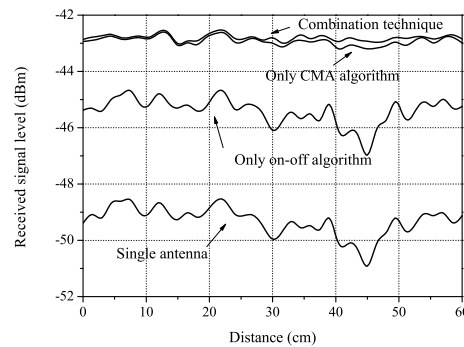
(ค)

รูปที่ 23 โค้ดระบบ

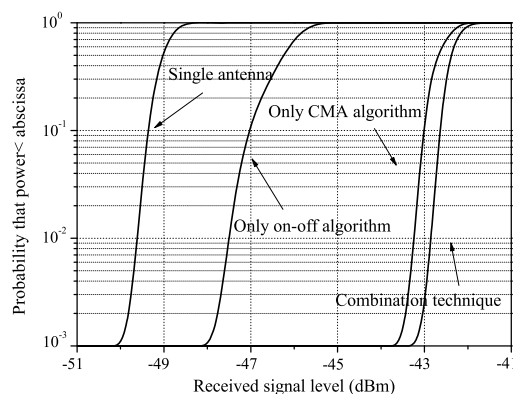
(ก) สายอากาศแถวลำดับ (ข) เครื่องรับที่ออกแบบ (ค) โครงสร้างการทดสอบ

ในการทดสอบระบบที่นำเสนอ ได้ใช้สายอากาศแพทช์ด้วย FR-4 $\epsilon = 4.36$ และความสูง $h = 1.441$ mm ออกแบบให้ทำงานที่ความถี่ 2.4 GHz ดังแสดงให้รูปที่ 23 (ก) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแต่ละองค์ประกอบคล้ายกันโดยมีอัตราขยาย 7.7 dBi ความกว้างของคลื่นด้วยกำลังงานกึ่งหนึ่ง (Half power beamwidth) ในระนาบ E และ H เท่ากับ 48° และ 62° ตามลำดับ รูปที่ 23 (ข) แสดงสายอากาศ

ปรับตัวซึ่งใช้เป็นสายอากาศรับ รูปที่ 23 (ค) แสดงโครงสร้างการทดสอบ โดยใช้ตัวกำเนิดสัญญาณ Agilent N5182A ส่งสัญญาณมอดูเลตแบบ QPSK ความถี่ 2.4 GHz สัญญาณที่ได้จากสายอากาศแต่ละองค์ประกอบหลังการแปลงความถี่และแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลจะถูกประมวลผลด้วยใช้ FPGA และเก็บผลการทดสอบโดยคอมพิวเตอร์ รูปที่ 24 แสดงความเข้มของสัญญาณโดยเฉลี่ยที่ตำแหน่งของการวัดต่างๆ จากรูปแสดงให้เห็นชัดว่าการใช้อัลกอริทึม CMA และ on-off ร่วมกัน



รูปที่ 24 ความเข้มของสัญญาณเทียบในตำแหน่งต่างๆ



รูปที่ 25 CDF ของระดับของสัญญาณที่รับได้

ผลการทดสอบ

จากรูปที่ 24 กำลังงานของสัญญาณที่รับได้โดยใช้อัลกอริทึม on-off จะสูงกว่าการใช้สายอากาศรับเพียงองค์ประกอบตัวเดียว ในขณะที่ระดับของสัญญาณรับที่ใช้เพียงแค่อัลกอริทึม CMA และการใช้อัลกอริทึม CMA ร่วมกับ on-off แตกต่างกันเล็กน้อยแต่สูงกว่าใช้อัลกอริทึม on-off อย่างเดียวและการใช้สายอากาศ 1 องค์ประกอบ รูปที่ 25 แสดงฟังก์ชันการกระจายตัวแบบสะสม (cumulative distribute function หรือ cdf) สอดคล้องกับระดับสัญญาณซึ่งแสดงในรูปที่ 24

สายอากาศปรับตัวโดยใช้อัลกอริทึม CMA มีอัตราขยายปรับตัว 6 dB สายอากาศปรับตัวที่ใช้อัลกอริทึม CMA และ on-off สามารถปรับปรุงอัตราขยายปรับตัวเป็น 7 dB จากการเพิ่มอัตราขยายนั้นระยะการอ่านสามารถเพิ่มได้ถึง 2.24 เท่า เมื่อเทียบกับการใช้สายอากาศองค์ประกอบเดียว

เพื่อยืนยันว่าสายอากาศปรับตัวที่นำเสนอในสภาพแวดล้อมจริง เราพิจารณา error vector magnitude (EVM) ซึ่งได้จากการวัดคอนสเตลเลชัน (constellation) ของสัญญาณ สามารถคำนวณ EVM จากสมการ

$$EVM_{RMS} = \left[\frac{\frac{1}{T} \sum_{r=1}^T (|I_r - I_{0,r}|^2 + |Q_r - Q_{0,r}|^2)}{P_0} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (16)$$

เมื่อ T เป็นจำนวนของสัญลักษณ์สำหรับการวัด I_r, Q_r เป็นองค์ประกอบเฟสตรง (in-phase) กับเฟสกลับ (quadrature phase) ของสัญลักษณ์ (symbol) ที่วัดได้ตามลำดับ $I_{0,r}, Q_{0,r}$ เป็นองค์ประกอบเฟสตรง (in-phase) กับเฟสกลับ (quadrature phase) ของสัญลักษณ์ (symbol) อุดกติตามลำดับ P_0 คือกำลังงานเฉลี่ยของ constellation

การวัด constellation ของสัญญาณได้ทำตามเงื่อนไขของการจำลองในกรณีที่ 1 สัญญาณพียงประสงค์และสัญญาณแทรกสอดกำหนดให้ตกกระทบที่มุม 45° และ 55° ตามลำดับ ตารางที่ 1 แสดง EVM ที่คำนวณได้จาก constellation ของสัญญาณที่วัดได้จากสายอากาศที่ใช้เฉพาะอัลกอริทึม CMA เฉพาะอัลกอริทึม on-off และการรวมกันของทั้ง 2 อัลกอริทึม โดยได้จากการวัดที่การทำซ้ำที่ 14,000 EVM ที่ได้จากสายอากาศที่ใช้อัลกอริทึม on-off สูงที่สุดโดยมีค่าเท่ากับ 1.0325 ซึ่งชี้ให้เห็นว่าสัญญาณเอาต์พุตของอัลกอริทึม on-off ประกอบด้วยทั้งสัญญาณพียงประสงค์และสัญญาณแทรกสอด เราไม่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดได้อย่างสมบูรณ์โดยใช้เพียงแค่อัลกอริทึม on-off สังเกตได้ว่า EVM ที่ได้จากเอาต์พุตที่วัดได้จากการใช้อัลกอริทึม CMA และ on-off เท่ากับ 0.2379 ซึ่งต่ำกว่าการใช้ อัลกอริทึม CMA

ตาราง 1 EVM และผลตอบสนอง (total response) ของระบบ

ระบบ	EVM	Total response	Weight vector
On-off	1.0325	$[0.511e^{j0.345} \quad 0.821e^{j0.869}]^T$	$[1 + j0 \quad -0.606 + j0.796]^T$
CMA	0.3757	$[0.355e^{j0.385} \quad 0.749e^{j0.316}]^T$	$[0.079 - j0.009 \quad 0.735 + j0.059]^T$
CMA+on-off	0.2379	$[0.894e^{-j1.95} \quad 0.414e^{-j2.02}]^T$	$[-0.076 - j0.023 \quad 0.67 - j0.309]^T$

3. สรุป

งานวิจัยนี้นำเสนอสายอากาศแฉวลำดับปรับตัวที่ใช้อัลกอริทึม CMA โดยการแก้ปัญหาการลู่เข้าของการประยุกต์ใช้ CMA ด้วยเทคนิคการเริ่มต้นด้วย 1. การตั้งเคราะห์ลาคั่นดิจิทัล และ 2. การประเมินทิศทางด้วยเทคนิค nonconventional least square optimization ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าทั้ง

2 เทคนิคนี้สามารถเพิ่มอัตราการรู้เข้าของ CMA ได้ และสามารถกำหนดให้กำจัดสัญญาณแทรกสอดและรับสัญญาณพึงประสงค์ได้ ในการใช้การประเมินทิศทางด้วยเทคนิค nonconventional least square optimization ได้ศึกษาผลกระทบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าต่อเทคนิคที่นำเสนอ โดยศึกษาทั้งกรณีที่เกิดจาก mutual coupling ระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศ และการกระจายคลื่นที่เกิดจาก scatterer ที่วางไว้ในระยะ near field จากการจำลองจะเห็นว่าถึงแม้การประเมินหาทิศโดยใช้เทคนิค nonconventional least square optimization จะมีความผิดพลาดบ้างเมื่อมีผลของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเข้ามาเกี่ยวข้อง แต่อัลกอริทึม CMA ก็ยังคงสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดและรับสัญญาณพึงประสงค์ได้เป็นอย่างดี นอกจากนี้ยังนำเสนอการประยุกต์ใช้สายอากาศปรับค่าที่ใช้อัลกอริทึม CMA ในระบบการคัดแยกทุเรียนสำหรับอุตสาหกรรมการส่งออก โดยรวมอัลกอริทึม CMA เข้ากับอัลกอริทึม on-off และแสดงการจำลองและทดสอบให้สอดคล้องกับการใช้งานจริง

เอกสารอ้างอิง

- [1] S. Suttapa, J. Varith, M. Krairiksh, C. Noochuay, and J. Phimpimol, "Microwave sensor response in relation to Durian maturity," Proc. Of CIGR Section VI International Symposium on Food Processing and Monitoring Technology in Bioprocesses and Food Quality Management, Potsdam, Germany, Sep. 2009.
- [2] M. Krairiksh, J. Varith, A. Kanjanavapastit, C. Phongcharoenpanich, A. Thanachayanont, P. Sirisuk and M. Chongcheawchamnan, "Microwave sensor for Durian inspection," Proc. of 2009 IEEE International Conference on Antennas, Propagation and Systems (INAS2009), pp.221-1-221-4, Johor, Dec. 2009.
- [3] D.N. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-28(11), Nov. 1980, pp. 1867-1875.
- [4] A. Boonpoonga, P. Sirisuk, M. Chongcheawchamnan, S. Patisang, M. Krairiksh, "Hardware-assisted initialisation for constant modulus algorithm adaptive antenna," *IET Microwaves, antennas & Propagation*, vol.2, issue 4, June 2008., pp. 303-311
- [5] M. Krairiksh, P. Ngamjanyaporn, C. Kessuwan, "A flat fourbeam compact phased array antenna," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, 2002, 12, (5), pp. 184-186
- [6] S. Haykin (Eds.), *Unsupervised Adaptive Filtering*. New York: John Wiley & Sons, 2000.
- [7] T. Ohgane, T. Shimura, N. Matsuzawa, and H. Sasaoka, "An Implementation of a CMA Adaptive Array for High Speed GMSK Transmission in Mobile Communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 42, no. 3, Aug. 1993, pp. 282-288.

- [8] S. Burintramart, T. K. Sarkar, Y. Zhang, and M. Salazar-Palma, "Nonconventional Least Squares Optimization for DOA Estimation," *IEEE Trans. on Antenna and Propagation*, vol. 55, no. 3, March 2007, pp. 707-714.

บทความส่งเพื่อพิจารณาตีพิมพ์

- [1] **A. Boonpoonga**, P. Sirisuk, and M. Krairiksh, "Efficient Parallel Architecture for Implementation of the CMA Adaptive Antenna," submitted for considering publication on *ETRI Journal*.

บทความตอบรับ

- [2] **A. Boonpoonga**, T. Tantisopharak and M. Krairiksh, "Initialization Scheme with Least Square Optimization based-DOA Estimation for CMA Adaptive Antenna," accepted for presentation in *The 2011 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2011)*.

บทความตีพิมพ์

- [3] T. Tantisopharak, **A. Boonpoonga**, C. Phongcharonpanich, P. Sirisuk, and Monai, "Adaptive Array Antenna using On-Off and CMA Algorithms for Microwave RFID Readers," *IEICE Trans. on Commu. Vol.E94-B, No.05, pp.1153-1160, May. 2011*.
- [4] **A. Boonpoonga**, S. Janyavilas, P. Sirisuk, M. Krairiksh, "FPGA Implementation of QR Decomposition Using MGS Algorithm," *Lecture Notes in Computer Science, Springer Verlag LNCS 5992*, pp. 394-399, March 2010.
- [5] T. Tantisopharak, **A. Boonpoonga**, P. Sirisuk and M. Krairiksh. "Combination between CMA and On-Off Algorithms for Adaptive Array Antenna," *Proc. In The 2009 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2009)*, pp. 125-128, Bangkok, 2009.
- [6] S. Burintramart, **A. Boonpoonga**, and T. K. Sarkar, "Adaptive Interference Suppression in Communication Systems using Direct Data Domain Least Squares (D3LS) Approach," *Proc. In The 2009 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2009)*, pp. 1123-1126, Bangkok, 2009.
- [7] สมภพ จรรยาวิลาส เอกรัฐ บุญญา และ เผ่าถัก ศิริสุข , "การสร้างเอฟพีจีเอประสิทธิภาพสูงของการอินเวอร์สเมทริกซ์โดยใช้การแยกตัวประกอบ QR, " การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 33 , หน้า 1349-1352 , ธันวาคม 2553.
- [8] รัตดา มีทา เผ่าถัก ศิริสุข และ เอกรัฐ บุญญา, "แนวทางการสร้างมูลค่าเพิ่มแก่ชาวสวนผลไม้ด้วยระบบอิเล็กทรอนิกส์การเกษตร: กรณีศึกษาระบบตรวจสอบคุณภาพผลทุเรียน," การประชุมสัมมนาวิชาการด้านการจัดการโลจิสติกส์และโซ่อุปทาน ครั้งที่ 9 (ThaiVCML2009) หน้า 293-302 พฤศจิกายน 2552

3.2 สายอากาศสวิตช์ลำคลื่นโดยสายอากาศแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเชกเตอร์ของ เรโซเนเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ

ไพโรจน์ วุ่นชุม ผศ.ดร.เด่นชัย วรเสวต รศ.ดร.ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์ และ ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

1. บทนำ

ระบบการสื่อสารไร้สายในปัจจุบันนับว่ามีความสำคัญอย่างยิ่งและได้เข้ามามีบทบาทในชีวิตประจำวัน ด้วยความต้องการการใช้งานระบบการสื่อสารไร้สายที่มากขึ้นนี้เอง ทำให้ความต้องการความจุของช่องสัญญาณรวมไปถึงประสิทธิภาพของระบบมีมากขึ้น ดังนั้นการออกแบบสายอากาศเป็นสิ่งจำเป็นเพื่อให้ได้คุณลักษณะที่เหมาะสมและมีประสิทธิภาพเพียงพอกับความต้องการของระบบ สายอากาศมีอยู่ด้วยกันหลายชนิดแบ่งตามลักษณะโครงสร้าง คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่น สำหรับการสื่อสารไร้สายโดยทั่วไปมีลักษณะเป็นแบบการสื่อสารแบบจุดต่อจุด (Point-to-Point) และการสื่อสารแบบจุดหนึ่งไปหลาย ๆ จุด (Point-to-Multipoint) สำหรับการสื่อสารแบบจุดหนึ่งไปหลาย ๆ จุดนั้น ต้องการแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่เป็นแบบอกรอบตัว ซึ่งจะส่งผลทำให้ความต้องการความจุของช่องสัญญาณรวมไปถึงประสิทธิภาพไม่เพียงพอกับความต้องการของระบบ ดังนั้นสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่น (Switched-beam systems) จึงได้ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อช่วยแก้ปัญหาดังกล่าว [1]–[8] สายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นนี้จะเป็นการเลือกสวิตช์แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเพื่อให้ทิศทางของลำคลื่นหลักอยู่ในทิศทางเดียวกับทิศทางของสัญญาณที่ต้องการรับได้

สำหรับสายอากาศแบบสวิตช์ลำคลื่นโดยทั่วไปมีลักษณะเป็นเชกเตอร์ ซึ่งแต่ละเชกเตอร์จะจัดวางเป็นลักษณะแบบแถวลำดับแบบวงกลม (Circular array) และแต่ละเชกเตอร์นั้นอาจมีสายอากาศองค์ประกอบเดียวหรือแถวลำดับที่มีหลายองค์ประกอบ ในกรณีที่แต่ละเชกเตอร์มีสายอากาศองค์ประกอบเดียว อย่างเช่น องค์ประกอบที่เกิดจากสายอากาศแบบโมโนโพล [9]–[11] สายอากาศไดโพล [12] หรือสายอากาศแพตช์ [13] สายอากาศในลักษณะนี้มีข้อเสียคือแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมขมมีลำคลื่นที่กว้างทำให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางไม่สูง ในกรณีที่แต่ละเชกเตอร์มีสายอากาศหลายองค์ประกอบนั้นทำให้ระบบการป้อนสัญญาณมีความซับซ้อนและต้นทุนสูงขึ้น สำหรับในกรณีที่แต่ละเชกเตอร์เป็นสายอากาศแบบยาก็จะให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่สูงแต่มีข้อเสียคือจะทำให้รัศมีของโครงสร้างสายอากาศใหญ่ขึ้นและแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมขมมีลำคลื่นที่กว้าง [14]–[15]

ปัญหาที่สำคัญสำหรับการออกแบบสายอากาศคือความต้องการค่าอัตราขยายที่สูง (Gain) ซึ่งจะสร้างได้ยากเพราะต้องเพิ่มจำนวนองค์ประกอบของแถวลำดับในแนวตั้ง และปัญหาอีกอย่างหนึ่งคือระบบการป้อนสัญญาณ ดังนั้นจึงศึกษาสายอากาศแบบร่องบนผิวด้านของโครงสร้างที่เหมาะสมในการเข้ารูปร่าง (Conformal surface) ได้แก่ โครงสร้างที่เป็นแบบเชกเตอร์และทรงกระบอก เนื่องจากลักษณะทางกายภาพของโครงสร้างมีความโดดเด่นหลายประการ ได้แก่ มีน้ำหนักเบา โครงสร้าง

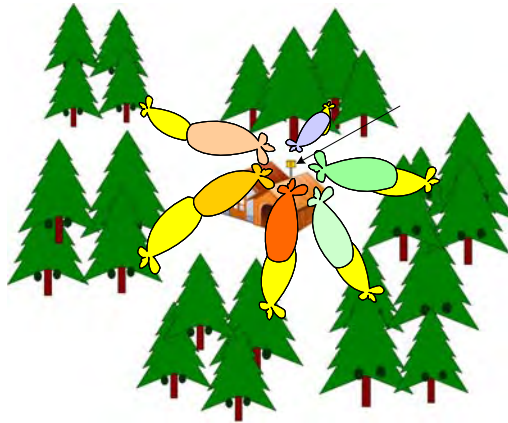
กะทัดรัด และไม่ด้านลม อีกทั้งยังสามารถออกแบบให้มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นให้เหมาะสมกับความต้องการของระบบการสื่อสาร กล่าวคือเมื่อออกแบบโครงสร้างที่มีลักษณะเป็นแบบเชกเตอร์จะให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่มีทิศทางเดียว และเมื่อนำเชกเตอร์มาประกอบกันจะให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นออกรอบตัว

การศึกษาเกี่ยวกับสายอากาศแบบร่องบนผิวตัวนำ พบว่าโครงสร้างลักษณะนี้ได้รับความนิยม เพราะไม่มีส่วนที่ยื่นออกมาจากพื้นผิวตัวนำทำให้โครงสร้างกะทัดรัดเมื่อเทียบกับใช้สายอากาศโมโนโพลหรือไดโพล และสร้างได้ง่ายกว่าและทนกำลังงานได้มากกว่าสายอากาศไมโครสตริปปบนผิวตัวนำ โดยงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศแบบร่องบนผิวตัวนำ มีการศึกษาเกี่ยวกับโครงสร้างที่เป็นแบบท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม [16]–[22] ทรงกลม [23] ท่อนำคลื่นทรงกระบอกยาวอนันต์ [24]–[26] คลาวิตี ทรงกระบอกกลม [27] สายนำสัญญาณแกนร่วม [28]–[32] ซึ่งจากโครงสร้างในแต่ละแบบนี้จะขึ้นอยู่กับความต้องการใช้งานให้เข้ากับรูปทรงนั้นๆ โดยโครงสร้างที่มีลักษณะเป็นผิวโค้งเหมาะที่จะนำไปประยุกต์ใช้โดยสร้างสายอากาศให้เข้ากับส่วนใดส่วนหนึ่งของยานพาหนะ เครื่องบิน ยานอวกาศ จรวด และดาวเทียม เป็นต้น โดยเฉพาะผิวตัวนำทรงกระบอกกลมจะได้รับความนิยมในการศึกษาและวิจัย ทั้งนี้เนื่องจากสามารถออกแบบให้การแพร่กระจายคลื่นที่มีทิศทางและออกรอบตัว และยังสามารถเพิ่มจำนวนองค์ประกอบในแนวแกนทำให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงขึ้นจึงเหมาะสำหรับนำไปประยุกต์ใช้งาน

จากโครงสร้างของทรงกระบอกกลมเมื่อแบ่งพื้นที่หน้าตัดออกเป็นชิ้นส่วนตามความยาว ทรงกระบอกจะได้เป็นโครงสร้างที่เป็นแบบเชกเตอร์ เมื่อมีการกระตุ้นสัญญาณให้เชกเตอร์และเจาะร่องตรงบริเวณในส่วนของผิวโค้งของเชกเตอร์ทำให้โครงสร้างนี้มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่มีทิศทางเดียว และเมื่อนำแต่ละเชกเตอร์มาประกอบรวมกันทำให้ได้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นออกรอบตัวได้ จึงทำให้โครงสร้างที่เป็นสายอากาศแบบร่องบนผิวเชกเตอร์ทรงกระบอกนี้เหมาะสมสำหรับการพัฒนานำไปประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศสวิตช์ลำคลื่นได้

จากโครงการวิจัยเทคโนโลยีสายอากาศ [33] ได้นำเสนอสายอากาศแถวลำดับแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเชกเตอร์ของเรโซเนเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ ได้แสดงการวิเคราะห์เรโซเนเตอร์แบบเชกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วม เพื่อใช้เลือกค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมนำไปออกแบบสายอากาศแถวลำดับแบบร่องจำนวน 2 องค์ประกอบ และ 4 องค์ประกอบ ดังนั้นในโครงการนี้ได้ศึกษาต่อเพื่อทำให้สายอากาศสามารถสวิตช์ลำคลื่นได้ โดยใช้แถวลำดับแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเชกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมจำนวน 2 องค์ประกอบ กระตุ้นโดยร่องที่ใช้เชื่อมต่อ โครงสร้างชนิดนี้สามารถลดความซับซ้อนของระบบการป้อนสัญญาณ ซึ่งเป็นโครงสร้างรูปแบบใหม่ โครงสร้างมีความแข็งแรง เหมาะสมในการเข้ารูปลงและสามารถเพิ่มจำนวนองค์ประกอบของร่องในแนวตั้งทำให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมขมมีลำคลื่นที่แคบลง ส่งผลให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงขึ้นได้ โดยโครงการนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อนำเสนอการศึกษา การ

วิเคราะห์ ออกแบบ สร้างและทดสอบสายอากาศแถวลำดับแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ และออกแบบให้สายอากาศสามารถสวิตซ์ค่าคลื่นหลักได้ 6 ทิศทางในแนวรอบตัว ที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz (5.725-5.85 GHz) สายอากาศที่ออกแบบนั้นนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบโครงข่ายแบบตรวจจับไร้สาย (Wireless sensor network) ทำหน้าที่เป็นสายอากาศรับที่โหนดหลัก (Master node) รับสัญญาณจากลูกข่ายที่อยู่รอบๆ ดังแสดงในรูปที่ 1



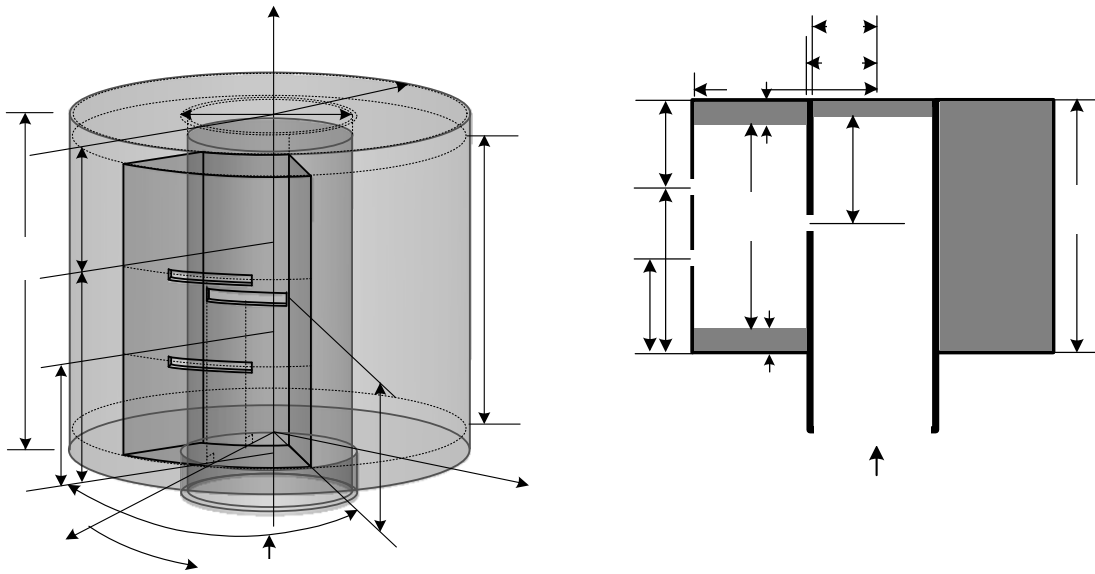
รูปที่ 1 การประยุกต์ใช้งานสายอากาศ [34]

2. สายอากาศเซกเตอร์เดี่ยว

2.1 โครงสร้างของสายอากาศ

พารามิเตอร์เริ่มต้นของสายอากาศได้นำมาจาก [33]–[35] โครงสร้างของสายอากาศประกอบด้วย 2 ส่วน คือ เรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมและท่อนำคลื่นทรงกระบอกปลายปิด ดังแสดงในรูปที่ 2 โดยสมมติให้โหมดคลื่นหลัก TM_{01} ส่งคลื่นเข้าไปยังท่อนำคลื่นทรงกระบอกที่มีรัศมี r_c รัศมีของภายในและภายนอกของเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์คือ r_a และ r_b ลักษณะของร่องสำหรับเชื่อมต่อและร่องที่แพร่กระจายคลื่นเป็นแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวง โดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ S_c อยู่ในผิวของท่อนำคลื่นทรงกระบอกและมีตำแหน่งกึ่งกลางของร่องอยู่ที่ $(r = r_a, \phi = 0, z = l_{sc})$ สำหรับร่องที่แพร่กระจายคลื่นมีจำนวน 2 องค์กรประกอบคือ S_1 และ S_2 มีตำแหน่งกึ่งกลางของร่องอยู่ที่ $(r = r_b, \phi = 0, z = l_2)$ และ $(r = r_b, \phi = 0, z = l_2)$ ตามลำดับ โครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมถูกปิดด้านข้างด้วยตัวนำที่มุม $\phi = -\phi_1$ และ $\phi = \phi_1$ เมื่อ ϕ_1 คือ 30 องศา พารามิเตอร์ l_1 และ l_3 คือระยะห่างจากตำแหน่งด้านบนของเรโซเนเตอร์มายังตำแหน่งกึ่งกลางของร่อง S_1 และระยะห่างจากตำแหน่งด้านล่างของเรโซเนเตอร์มายังตำแหน่งกึ่งกลางของร่อง S_2 โดยระยะห่างนี้จะกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 0.75λ เมื่อ λ คือความยาวคลื่นในอวกาศ ระยะระหว่างร่องที่แพร่กระจายคลื่นจะกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 0.5λ เพื่อให้มีค่าสภาพเจาะจงทิศทาง พารามิเตอร์ l_{sc1} คือ

ระยะห่างจากตำแหน่งปลายปิดของท่อนำคลื่นทรงกระบอกมายังตำแหน่งกึ่งกลางของร่องสำหรับเชื่อมต่อ กำหนดให้มีค่าเท่ากับ $0.5\lambda_g$ เมื่อ λ_g คือความยาวคลื่นภายในท่อนำคลื่นทรงกระบอกของโหมด TM_{01} ความยาวภายในของเรโซเนเตอร์คือ l_R ความหนาของตัวนำมีค่าเท่ากับ 2 mm พารามิเตอร์อื่นๆ แสดงดังตารางที่ 1



(ก) 3 มิติ

(ข) 2 มิติ

รูปที่ 2 โครงสร้างของสายอากาศเชกเตอร์เดี่ยว [33]–[35]

ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ของสายอากาศ

พารามิเตอร์ของสายอากาศ	ขนาดทางไฟฟ้า	ขนาดทางกายภาพที่ความถี่ 5.8 GHz
รัศมีภายในของเรโซเนเตอร์แบบเชกเตอร์ (r_a)	0.507λ	26.20 mm
รัศมีภายนอกของเรโซเนเตอร์แบบเชกเตอร์ (r_b)	1.126λ	58.23 mm
รัศมีภายในของท่อนำคลื่นทรงกระบอก (r_c)	0.469λ	24.20 mm
ความยาวด้านในของเรโซเนเตอร์ (l_R)	0.700λ	36.20 mm
ความยาวด้านนอกของเรโซเนเตอร์ (l_{RI})	2.000λ	103.44 mm
ความยาวของร่อง S_1 และร่อง S_2 (L_{S1} และ L_{S2})	0.500λ	25.86 mm
ความกว้างของร่อง S_1 และร่อง S_2 (W_{S1} และ W_{S2})	0.058λ	3.00 mm
ความยาวของร่องสำหรับเชื่อมต่อ (L_{SC})	0.480λ	24.83 mm
ความกว้างของร่องสำหรับเชื่อมต่อ (W_{SC})	0.077λ	4.00 mm

 l_1
 l_{p1}

2.2 ผลการจำลอง

ในหัวข้อนี้นำเสนอคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้จากการจำลองแบบโดยใช้โปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้า โดยพิจารณาคุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากผลกระทบของพารามิเตอร์ I_R และตำแหน่งของร่องสำหรับเชื่อมต่อ ซึ่งจะพิจารณา 2 กรณีคือการกระตุ้นตรงกลาง (Center-excited coupling slot) หมายถึงตำแหน่งกึ่งกลางของความยาวเรโซเนเตอร์ ($I_{sc} = I_R/2$) และการกระตุ้นแบบเยื้อง (Offset-excited coupling slot) หมายถึงตำแหน่งที่เยื้องไปจากตำแหน่งตรงกลางของความยาวเรโซเนเตอร์ ($I_{sc} = (I_R/2) + 4 \text{ mm}$)

เพื่อง่ายต่อการพิจารณาหาคุณลักษณะของสายอากาศที่เหมาะสมนั้น จะพิจารณาการกระจายของสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นภายในเรโซเนเตอร์ให้มีขนาดและเฟสเหมาะสม การกระจายของสนามแม่เหล็กภายในเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมที่เกิดจากสนามแม่เหล็กของโหมดคลื่นต่างๆ สามารถแยกขนาดของแต่ละโหมดได้โดยแสดงในรูปของค่าสหสัมพันธ์โหมด (Mode Correlations) [33]–[35] ของการกระจายสนามแม่เหล็ก โดยค่าสนามแม่เหล็กของโครงสร้างในรูปที่ 3 ที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้า กำหนดให้เป็น $FIELD_{ant}$ ซึ่งเป็นปริมาณของสนามแม่เหล็กภายในเรโซเนเตอร์ โดยระยะห่างของจุดสังเกตแต่ละจุดในทุกทิศทางภายในเรโซเนเตอร์นั้นมีค่าเท่ากับ 2 mm ซึ่งเพียงพอกับการหาค่าสหสัมพันธ์โหมดของการกระจายสนามแม่เหล็กที่ยังให้ผลที่ถูกต้อง

ค่า $FIELD_{ant}$ นั้นมีลักษณะเป็นค่าเชิงซ้อนสามารถแสดงในรูปของการเปลี่ยนแปลงตามเวลาเป็นฮาร์มอนิกได้คือ

$$\tilde{H}_{x,y,z}(t) = |H_{x,y,z}| \cos(\omega t + \angle H_{x,y,z}) \quad (1)$$

เมื่อ $|H_{x,y,z}|$ และ $\angle H_{x,y,z}$ คือขนาดและเฟสของ $FIELD_{ant}$ ที่มีตำแหน่งของจุดสังเกต (x, y, z)

ซึ่งการกระจายสนามแม่เหล็กที่ได้จากโปรแกรมจำลองนั้นนำค่าเฉพาะช่วงเวลา $\omega t = 0$ ดังนั้นในสมการ (1) สามารถเปลี่ยนแปลง ωt เพื่อหาการกระจายสนามแม่เหล็กที่กระจายภายในเรโซเนเตอร์ของสายอากาศในช่วงเวลาต่างๆ ได้ เนื่องจากในแต่ละช่วงเวลาจะมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของโหมดต่างๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งโหมดที่มีความสำคัญอันดับต้น

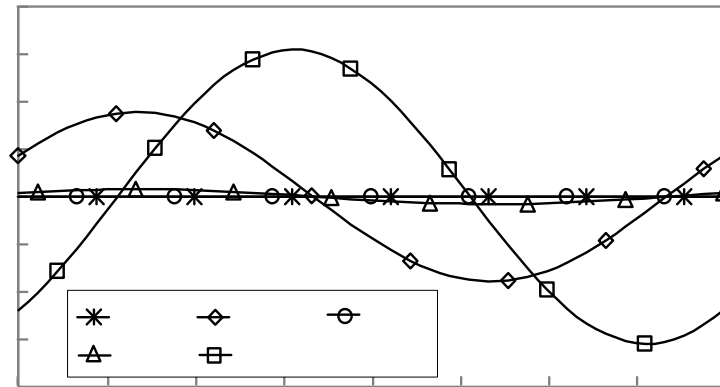
การกระจายสนามแม่เหล็กของแต่ละโหมดภายในเรโซเนเตอร์กำหนดให้เป็นค่า $FIELD_{mode}$ เพื่อที่จะหาค่า $FIELD_{mode}$ ที่มีตำแหน่งของจุดสังเกต (x, y, z) ค่าของ (x, y, z) จะถูกปรับขนาดให้เท่ากับความยาวของเรโซเนเตอร์และแปลงพิกัดให้อยู่ในรูปพิกัดเชิงทรงกระบอก (สมการ (7)–(9) และ (17)–(19) ใน [35])

ค่าสหสัมพันธ์โหมดของแต่ละโหมดที่เกิดขึ้นภายในสายอากาศระหว่างของ $FIELD_{ant}$ จากสมการ (1) และ ค่า $FIELD_{mode}$ หาได้ดังนี้

$$Corr_{mode} = \frac{\langle FIELD_{ant}, FIELD_{mode} \rangle}{\sqrt{\langle FIELD_{mode}, FIELD_{mode} \rangle}} \quad (2)$$

เมื่อ $\langle \rangle$ คือผลคูณภายใน (Inner product) ถ้า $Corr_{mode}$ ของโหมดไหนมีค่าสูงแสดงว่า $FIELD_{ant}$ ที่เกิดขึ้นมี $FIELD_{mode}$ นั้นเกิดขึ้นมาก

ตัวอย่างการหาค่าสหสัมพันธ์โหมดของการกระจายสนามแม่เหล็กซึ่งเป็นฟังก์ชันของ ω โดยพิจารณาในกรณีที่มีการกระตุ้นตรงกลางโดยกำหนดให้ $l_R = 0.9\lambda$ ดังแสดงในรูปที่ 3 พบว่าค่า $Corr_{mode}$ สูงสุดของแต่ละโหมดที่เกิดขึ้นภายในเรโซเนเตอร์ของสายอากาศเกิดขึ้นที่ ω ต่างกัน จากผลที่ได้จากการคำนวณสามารถแสดงค่า $FIELD_{mode}$ ของแต่ละโหมดที่เกิดขึ้นภายในเรโซเนเตอร์ของสายอากาศได้นอกจากนี้แสดงให้เห็นว่าค่าของ $Corr_{TE111}$ และ $Corr_{TE113}$ มีค่าเท่ากับ 0 เนื่องจากโหมดเหล่านี้ไม่เกิดขึ้น



รูปที่ 3 ค่าสหสัมพันธ์โหมดของการกระจายสนามแม่เหล็กที่เป็นฟังก์ชันของ ω ในกรณีที่ $l_R = 0.9\lambda$

กำลังงานรวม P_T คือผลรวมกับกำลังงานทุกๆ โหมดที่มีความสำคัญอันดับต้น หาได้จาก

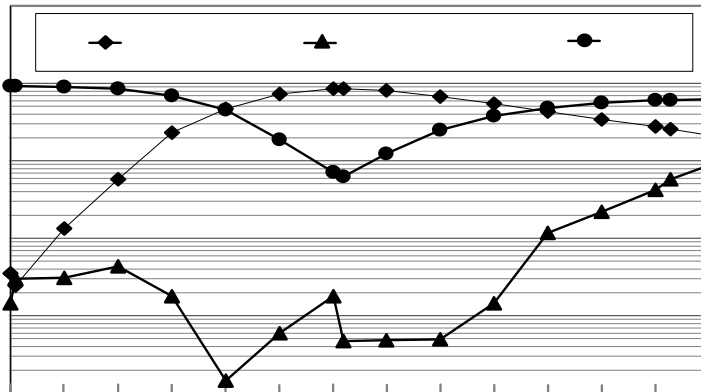
$$P_T = P_{TM110} + P_{TE111} + P_{TE112} + P_{TE113} + P_{TE114} \quad (3)$$

และ $P_{mode}(\%)$ หาได้โดย

$$P_{mode}(\%) = 100 \cdot P_{mode} / P_T \quad (4)$$

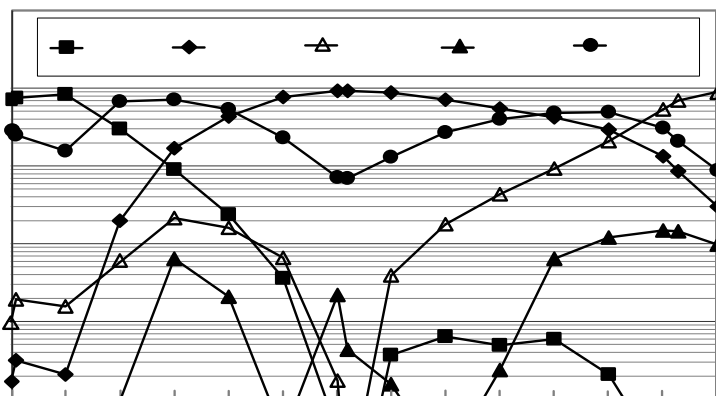
เมื่อ $P_{mode} = |Corr_{mode}|_{max}^2$

รูปที่ 4 แสดงค่าเปอร์เซ็นต์กำลังงาน ($P_{\text{mode}}(\%)$) ของแต่ละโหมดที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ ในกรณีที่มีการกระตุ้นตรงกลาง โดยค่า $P_{\text{mode}}(\%)$ ที่มีค่าน้อยกว่า 0.01% จะไม่ถูกแสดง พบว่าค่าสูงสุดและต่ำสุดของค่า $P_{\text{mode}}(\%)_{\text{TM}_{110}}$ อยู่ที่ l_R/λ เท่ากับ 0.6 และ 1.22 ตามลำดับ ซึ่งตรงกันข้ามกับ $P_{\text{TE}_{112}}(\%)$ ก็จะมีค่าต่ำสุดและสูงสุดที่ l_R/λ เท่ากับ 0.6 และ 1.22 ตามลำดับ ค่า $P_{\text{TE}_{114}}(\%)$ จะเกิดขึ้นเมื่อ l_R/λ มากกว่า 1.6 ค่า $P_{\text{TE}_{111}}(\%)$ และ $P_{\text{TE}_{113}}(\%)$ มีค่าเป็น 0 เนื่องจากโหมดเหล่านี้ไม่เกิดขึ้น



รูปที่ 4 ค่า $P_{\text{mode}}(\%)$ ที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ ในกรณีของการกระตุ้นตรงกลาง

รูปที่ 5 แสดงค่าเปอร์เซ็นต์กำลังงาน ($P_{\text{mode}}(\%)$) ของแต่ละโหมดที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ ในกรณีที่มีการกระตุ้นแบบเอียง พบว่ามีแนวโน้มเช่นเดียวกับในกรณีที่มีการกระตุ้นตรงกลาง โดยสิ่งที่แตกต่างคือค่า $P_{\text{mode}}(\%)$ ที่ l_R/λ เท่ากับ 0.6-0.9 และ 1.6-1.9 มีผลของโหมด TE_{111} และ TE_{113} ตามลำดับ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการกระตุ้นแบบเอียงจะมีผลของโหมด TE_{111} และ TE_{113} ครอบงำสนามภายในเรโซเนเตอร์



รูปที่ 5 ค่า $P_{\text{mode}}(\%)$ ที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ ในกรณีของการกระตุ้นแบบเอียง

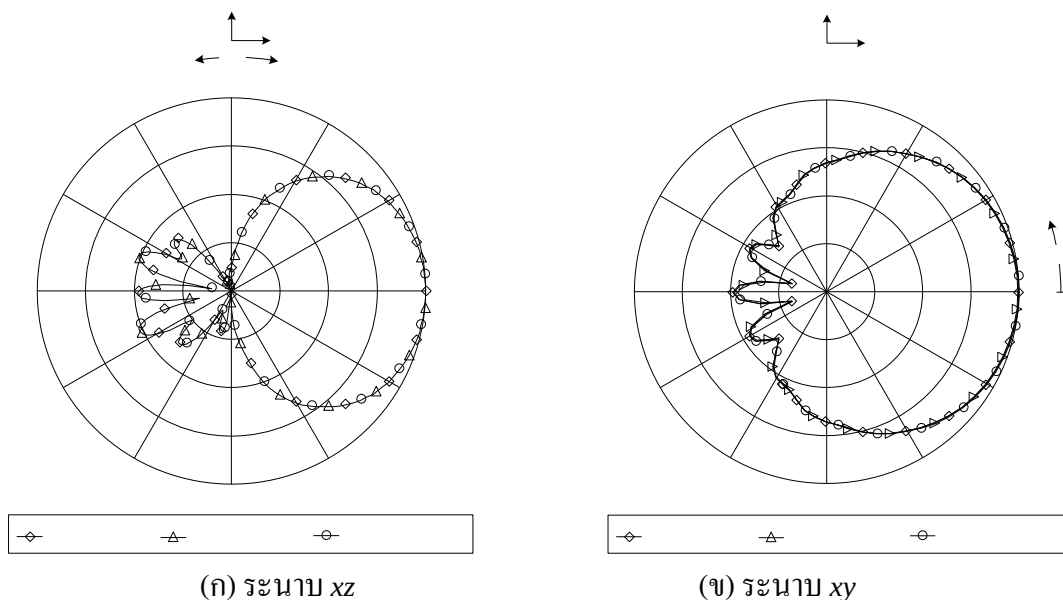
100

10
(%)

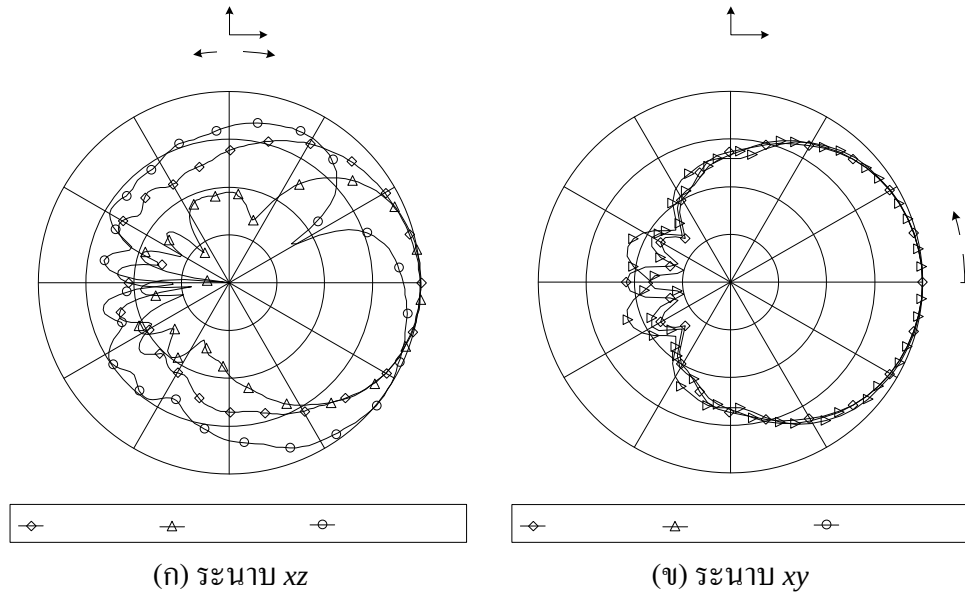
แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในกรณีของการกระตุ้นตรงกลางดังแสดงในรูปที่ 6 พบว่าค่าพารามิเตอร์ l_R ไม่มีผลกระทบต่อแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ xz และในระนาบ xy เนื่องจากผลของการกระตุ้นตรงกลางของความยาวเรโซเนเตอร์ โหมด TE_{111} และ TE_{113} ไม่สามารถเกิดขึ้นได้ ดังนั้นทำให้สนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องที่แพร่กระจายคลื่นทั้งสองมีลักษณะเหมือนกัน ส่งผลให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นมีความสมมาตร

ในกรณีของการกระตุ้นแบบเอียง ดังแสดงในรูปที่ 7 พบว่าค่าพารามิเตอร์ l_R มีผลกระทบต่อแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นทั้งในระนาบ xz ซึ่งจะแตกต่างกับในกรณีของการกระตุ้นตรงกลางเพราะ โหมด TE_{111} และ TE_{113} สามารถเกิดขึ้นได้ ค่า l_R/λ ที่มีค่ามากจะมีการกระจายสนามแม่เหล็กเกิดขึ้นหลายโหมดซึ่งส่งผลกระทบต่อแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นมากกว่าในกรณีที่ค่า l_R/λ มีค่าน้อยกว่า ทำให้การกระจายสนามแม่เหล็กภายในเรโซเนเตอร์ไม่ได้เกิดขึ้นเฉพาะเพียงโหมด TM_{110} ดังนั้นสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องสำหรับแพร่กระจายคลื่นทั้งสองมีความแตกต่างกัน ทำให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ xz กดต่ำลง (Tilted downward) และมีผลทำให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ xy เปลี่ยนแปลงเมื่อค่า l_R/λ เปลี่ยนไป

นอกเหนือจากนี้ยังพบว่าการกระตุ้นทั้งสองกรณี ก็คือการกระตุ้นตรงกลางและการกระตุ้นแบบเอียงนั้นทำให้โหมด TE_{112} และ TE_{114} ไม่สามารถเกิดขึ้นได้เนื่องจากทิศทางของสนามแม่เหล็กอยู่ในทิศ z ซึ่งตั้งฉากกับร่องสำหรับเชื่อมต่อ แต่สำหรับโหมด TE_{011} และ TE_{012} สามารถเกิดขึ้นได้แต่ไม่มีผลกระทบต่อแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น



รูปที่ 6 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในกรณีการกระตุ้นตรงกลางที่เป็นฟังก์ชันของ l_R



รูปที่ 7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในกรณีการกระตุ้นแบบเยื้องที่เป็นฟังก์ชันของ l_R

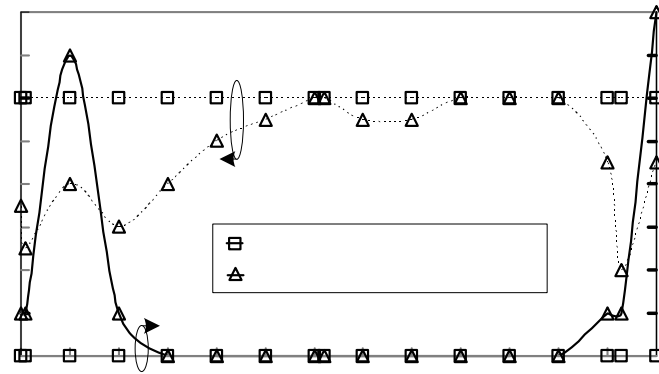
ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศและค่ามุมสูงสุดของสนามในระนาบ xz ที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ ดังแสดงในรูปที่ 8 พบว่าในกรณีการกระตุ้นตรงกลางค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศและค่ามุมสูงสุดของสนามมีค่าคงที่คือ 8.5 dBi และ 90 องศา ตามลำดับ ในกรณีการกระตุ้นแบบเยื้องพบว่าค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศมีการเปลี่ยนแปลงตามขนาดของ l_R/λ สำหรับค่ามุมสูงสุดของสนามจะถูกกดต่ำลงเนื่องจากผลของโหมด TE_{111} และ TE_{113} ค่ามุมสูงสุดของสนามเกิดสูงสุดที่ l_R/λ เท่ากับ 0.7 และ 1.9 เนื่องจากผลของโหมด TE_{111} และ TE_{113} ที่เกิดเรโซแนนซ์สูงสุด ตามลำดับ

ค่าขนาดของ S_{11} ที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ ดังแสดงในรูปที่ 9 ในกรณีการกระตุ้นตรงกลาง พบว่าขนาดของ S_{11} เพิ่มขึ้นเมื่อค่า l_R/λ เพิ่มขึ้นจาก 0.60-1.22 และขนาดของ S_{11} จะลดลงเมื่อค่า l_R/λ เพิ่มขึ้นจาก 1.22-1.80 ขนาดของ S_{11} สูงสุดเมื่อค่า l_R/λ เท่ากับ 1.22 เนื่องจากโหมด TE_{112} ที่เกิดเรโซแนนซ์สูงสุดที่ l_R/λ เท่ากับ 1.22 และขนาดของ S_{11} เพิ่มขึ้นเมื่อค่า l_R/λ เพิ่มขึ้นจาก 1.8-1.9 เนื่องจากผลของโหมด TE_{114} ค่าขนาดของ S_{11} ในกรณีของการกระตุ้นแบบเยื้องนั้นพบว่ามันแนวโน้มเช่นเดียวกันกับการกระตุ้นแบบตรงกลาง แต่ขนาดของ S_{11} จะมีค่าสูงกว่าในกรณีการกระตุ้นตรงกลาง เมื่อค่า l_R/λ เท่ากับ 0.6-0.9 และ 1.6-1.9 เนื่องจากโหมด TE_{111} และ TE_{113} ซึ่งเกิดเรโซแนนซ์สูงสุด ตามลำดับ

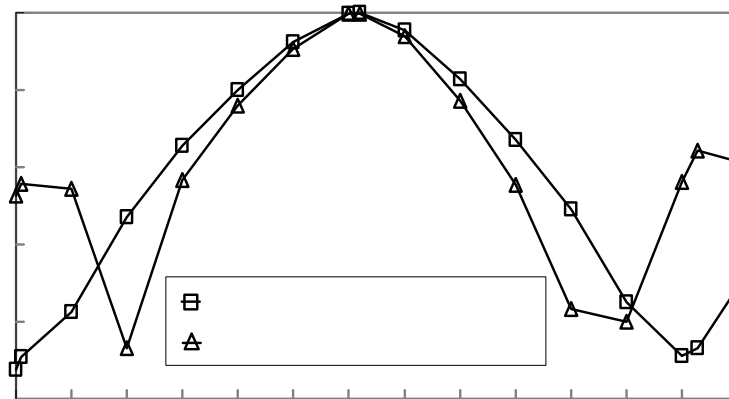
120°

150°

$$l_R = 0.6 \lambda$$



รูปที่ 8 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศและค่าตำแหน่งสูงสุดของสนาม
ที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ



รูปที่ 9 ขนาดของ S_{11} ที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ

รูปที่ 10 แสดงค่าอัตราขยายที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ สังเกตได้ว่าที่ l_R เท่ากับ $l_{T,22}$ จะมีค่าต่ำสุดเนื่องจากผลของโหมด TE_{112} และที่ค่าของ l_R/λ อื่นๆ จะมีผลกระทบต่อค่าอัตราขยายเมื่อเกิดการเรโซแนนซ์ของโหมดนั้นสูงสุด แต่จะมีความสำคัญน้อยกว่าโหมด TE_{112}

Directivity (dBi)

8.9

8.7

8.5

8.3

8.1

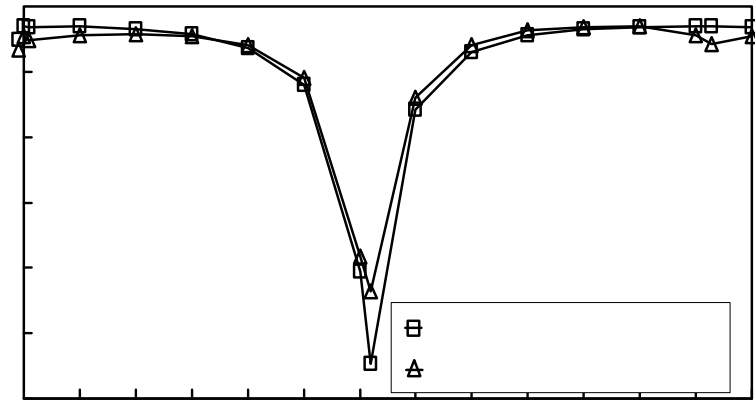
7.9

7.7

7.5

7.3

0.6



10

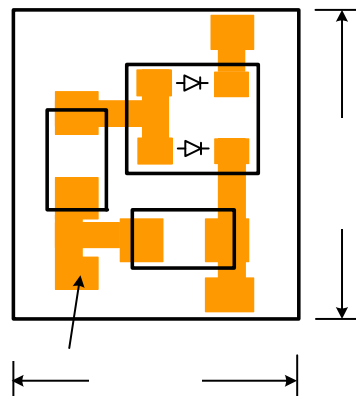
รูปที่ 10 ค่าอัตราการขยายที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ

จากผลการจำลอง พบว่าในกรณีที่มีการกระตุ้นตรงกลางจึงมีความเหมาะสมที่จะนำไปสร้างเป็นสายอากาศซึ่งให้การแพร่กระจายคลื่นที่เหมาะสม และค่าพารามิเตอร์ l_R ควรเลือกให้มีขนาดน้อยมาก ความยาวของเรโซเนเตอร์ที่ทำให้เกิดการเรโซแนนซ์ของโหมด TE_{112} สูงสุด

3. วงจรสวิตช์และร่องสำหรับเชื่อมต่อ

3.1 วงจรสวิตช์

โครงสร้างของวงจรสวิตช์ที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 11 [34] ไดโอดที่ใช้คือ เบอร์ HMPP-3895 TR1 ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำประมาณ 4 โอห์มโดยไม่ต้องใช้กระแสไบอัสตรงสูง [36] ตัวเหนี่ยวนำค่า 5.1 nH ทำหน้าที่กันความถี่สูงและตัวเก็บประจุค่า 1 pF ทำหน้าที่ลดการคู่ควบ (decoupling) ไปตรง วงจรสร้างด้วยวัสดุฐานรองชนิด FR-4 หนา 0.8 mm แล้ววางบนร่องสำหรับเชื่อมต่อ โดยจุด “a” และ “b” ต่อทางไฟฟ้ากับขอบของร่องทั้งสองด้าน และจุด “c” สำหรับต่อไบอัสให้วงจร



รูปที่ 11 โครงสร้างของวงจรสวิตช์

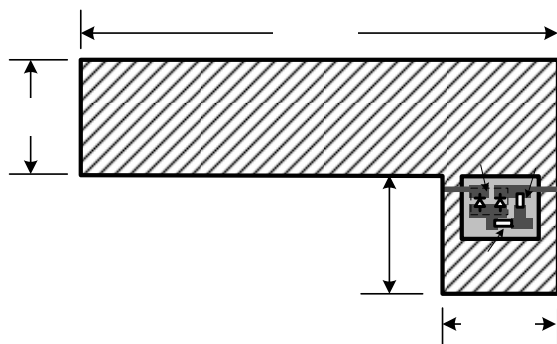
-15

-20

0.6

3.2 ร่องสำหรับเชื่อมต่อ

จากโครงสร้างของสายอากาศในรูปที่ 2 มีร่องสำหรับเชื่อมต่อเป็นรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก เมื่อนำวงจรสวิตช์มาต่อร่วมกับร่องนั้น ในกรณีที่วงจรสวิตช์อยู่ตำแหน่งกึ่งกลางของร่องนั้นจะไม่เหมาะสมสำหรับออกแบบให้มีการสวิตช์สำหรับเชื่อมต่อกำลังงาน เนื่องจากขนาดของแผ่นวงจรพิมพ์และลายวงจรมีผลกระทบต่อการกระจายของสนามไฟฟ้าที่บริเวณร่อง ซึ่งบริเวณตำแหน่งนี้การเปลี่ยนแปลงของสนามไฟฟ้าสูงสุด นอกจากนี้ร่องมีขนาดพอดีกับบริเวณที่มีอยู่ ซึ่งไม่สามารถเพิ่มความยาวของร่องได้ ดังนั้นจึงนำเสนอเป็นร่องรูปตัวแอล เป็นการเพิ่มความยาวของร่องในด้านแนวดิ่ง โดยร่องสำหรับเชื่อมต่อจะออกแบบให้ทำงานได้เมื่อไดโอดไบอัสตรงและต่อจุด “a” และ “b” ด้วยอิมพีแดนซ์ต่ำ ถ้าไดโอดไบอัสกลับ สนามแม่เหล็กไฟฟ้าบริเวณร่องสำหรับเชื่อมต่อจะถูกทำบกวนและร่องจะไม่สามารถทำงานได้ นั่นก็คือสวิตช์ให้สายอากาศไม่ทำงาน รูปที่ 12 แสดงร่องสำหรับเชื่อมต่อรูปตัวแอลกับวงจรสวิตช์ ขนาดของร่องแสดงในตารางที่ 2



รูปที่ 12 ร่องสำหรับเชื่อมต่อรูปตัวแอลกับวงจรสวิตช์

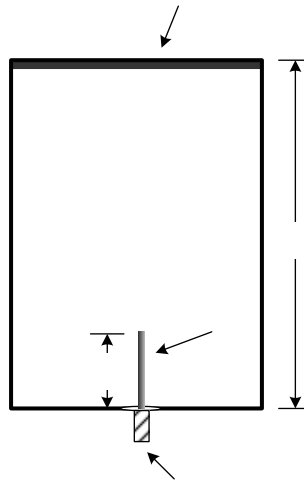
ตารางที่ 2 พารามิเตอร์ของร่องรูปตัวแอล

พารามิเตอร์ของร่องรูปตัวแอล	ความยาว [mm]
L_{SC1}	24.83
L_{SC2}	4.00
W_{SC1}	4.00
W_{SC2}	8.00

3.3 ตัวกระตุ้นสัญญาณด้วยโพรบ

ตัวกระตุ้นสัญญาณด้วยโพรบตัวนำไฟฟ้าแบบเชิงเส้น ซึ่งมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 13 โดยพอร์ต 1 กระตุ้นด้วยโหมด TM_{01} มีค่าอิมพีแดนซ์ของท่อนำคลื่นทรงกระบอก TM_{01} และ พอร์ต 2 จำลองโดยใช้คอนเนกเตอร์ชนิด SMA ต่อกับโพรบตัวนำไฟฟ้า กระตุ้นด้วยพอร์ตที่เป็นแบบสายนำ

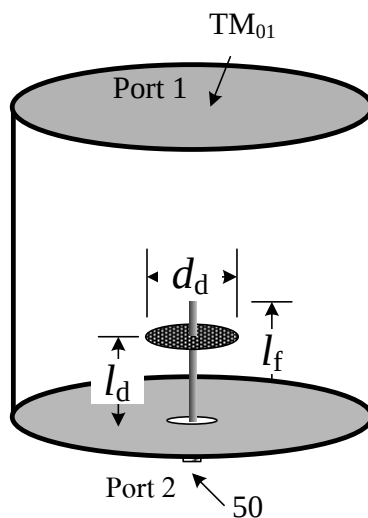
สัญญาณแกนร่วมมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม โดยที่ h_f มีความยาวเท่ากับ $0.25\lambda_g$ ของท่อนำคลื่นโหมด TM_{01} และมีความยาวของโพรบตัวนำไฟฟ้าแบบเชิงเส้นคือ l_f



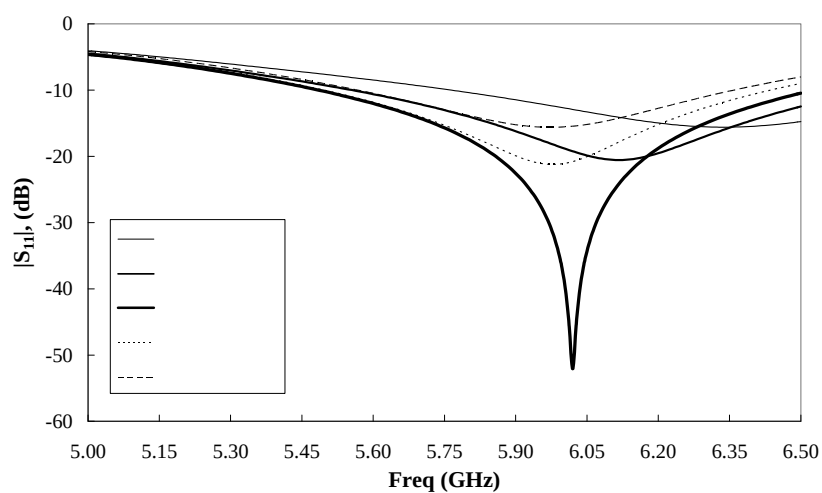
รูปที่ 13 ตัวกระตุ้นสัญญาณด้วยโพรบตัวนำไฟฟ้าแบบเชิงเส้น

จากโครงสร้างตัวกระตุ้นสัญญาณในรูปที่ 13 พบว่าความยาวของโพรบ l_f เพียงอย่างเดียวไม่สามารถทำให้ขนาดของ S_{11} ลดลงต่ำได้ที่ความถี่ 5.8 GHz เนื่องจากโพรบตัวนำแบบเชิงเส้นมีค่าความต้านทานที่ต่ำกว่าอิมพีแดนซ์ของท่อนำคลื่นทรงกระบอกโหมด TM และมีค่ารีแอคแตนซ์ต่ำกว่า -100 โอห์ม ซึ่งมีคุณลักษณะเป็นตัวเก็บประจุ ดังนั้นเพื่อความต้านทานและลดค่ารีแอคแตนซ์ของตัวกระตุ้นสัญญาณแบบโพรบตัวนำไฟฟ้าที่พอร์ต 1 จะเพิ่มในส่วนของแผ่นตัวนำแบบวงกลมที่โพรบตัวนำ ดังแสดงในรูปที่ 14 เมื่อ l_d คือตำแหน่งความสูงของแผ่นตัวนำแบบวงกลม และ d_d คือเส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม โดยใช้ความยาวของโพรบที่ l_f เท่ากับ 0.35λ ซึ่งเป็นความยาวที่เหมาะสม และการเพิ่มในส่วนของแผ่นตัวนำแบบวงกลมที่โพรบตัวนำนี้ยังคงให้การกระจายของสนามแม่เหล็กที่เท่ากันทุกทิศทางในแนวรอบตัว

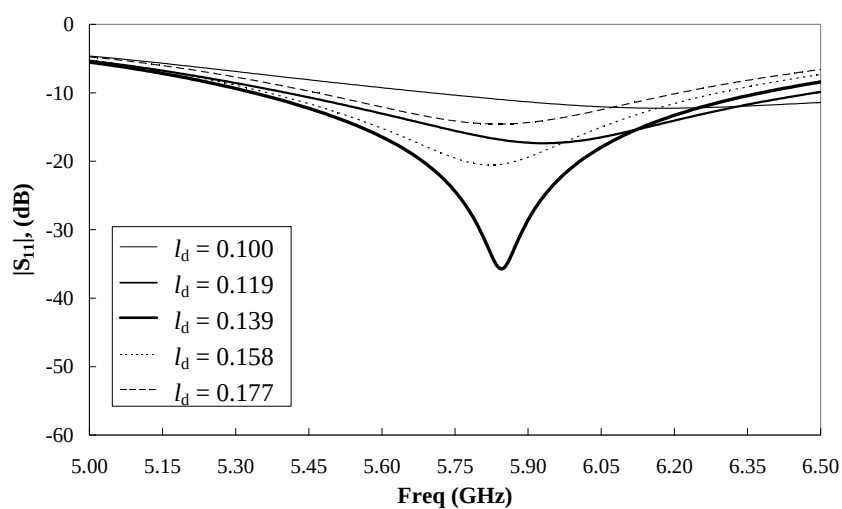
การหาขนาดของเส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลมและตำแหน่งความสูงของแผ่นตัวนำแบบวงกลมที่เหมาะสมโดยใช้โปรแกรมจำลองคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า พบว่าที่เส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม d_d เท่ากับ 10 mm และตำแหน่งความสูงของแผ่นตัวนำแบบวงกลม l_d เท่ากับ 0.139λ จะเรโซแนนซ์เข้าใกล้ความถี่ 5.8 GHz โดยมีขนาดของ S_{11} มีค่าต่ำกว่า -20 dB ตลอดช่วงความถี่ที่ใช้งาน และที่ความถี่ 5.8 GHz มีค่าขนาดของ S_{11} เท่ากับ -30.23 dB สังเกตได้จากค่าขนาดของ S_{11} ดังแสดงในรูปที่ 15 จากผลการจำลองสังเกตได้ว่าเมื่อเปลี่ยนขนาดของเส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลมให้ใหญ่ขึ้นแนวโน้มความถี่ที่เรโซแนนซ์จะต่ำลง และจากทุกๆ ขนาดของเส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม พบว่าตำแหน่งความสูงของแผ่นตัวนำแบบวงกลม l_d เท่ากับ 0.139λ จะให้การเรโซแนนซ์ที่ดีที่สุด



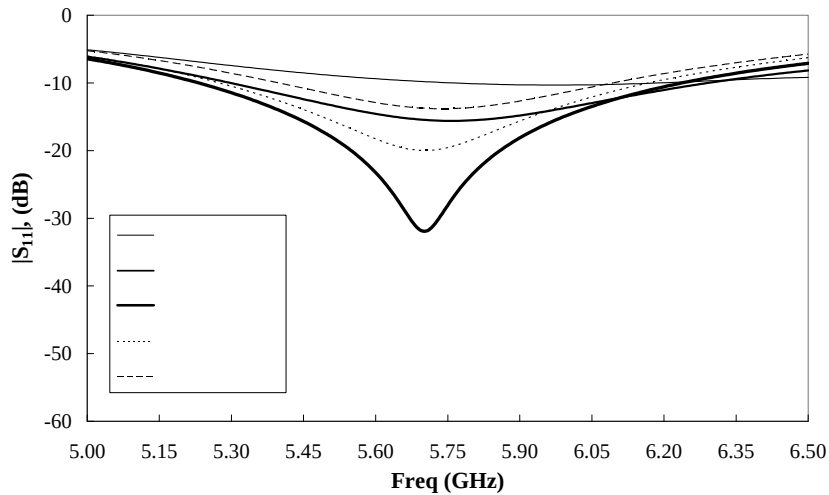
รูปที่ 14 ตัวกระตุ้นสัญญาณตัวนำไฟฟ้าแบบเชิงเส้นร่วมกับแผ่นวงกลม



(ก) เส้นผ่าศูนย์กลางกลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม d_d เท่ากับ 9 mm



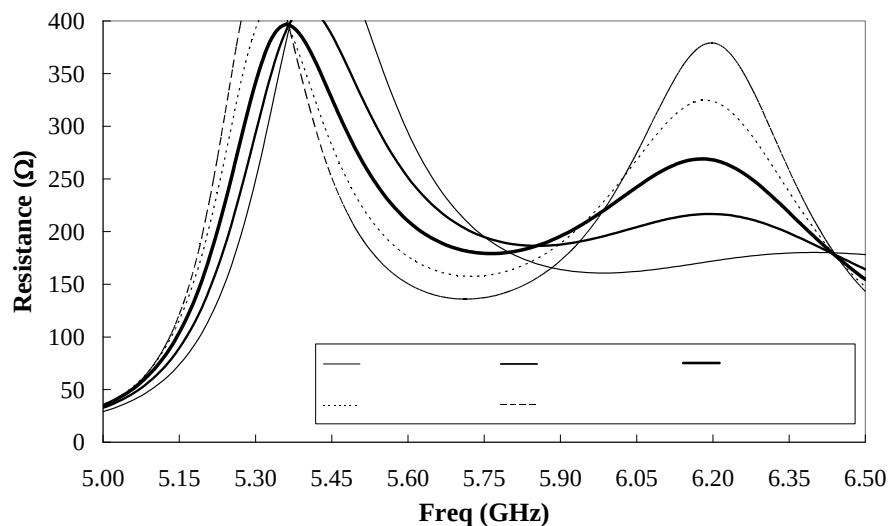
(ข) เส้นผ่าศูนย์กลางกลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม d_d เท่ากับ 10 mm



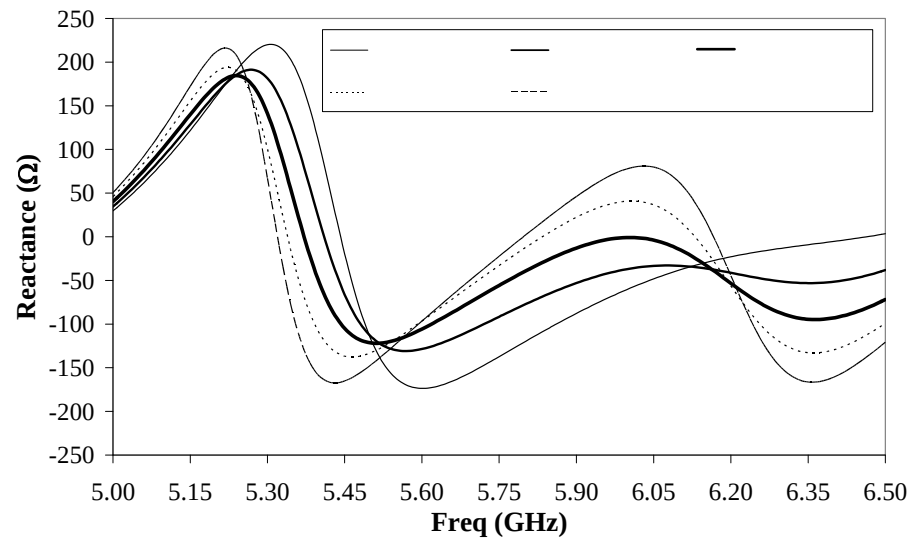
(ค) เส้นผ่านศูนย์กลางกลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม d_d เท่ากับ 11 mm

รูปที่ 15 ค่าขนาดของ S_{11} ของตัวกระตุ้นสัญญาณแบบโพรบตัวนำไฟฟ้าที่ตำแหน่งความสูงของแผ่นตัวนำแบบวงกลม L_d ค่าต่างๆ

เมื่อพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ของตัวกระตุ้นสัญญาณแบบโพรบตัวนำไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 16-18 พบว่าที่เส้นผ่านศูนย์กลางกลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม d_d เท่ากับ 10 mm และตำแหน่งความสูงของแผ่นตัวนำแบบวงกลม L_d เท่ากับ 0.139λ มีค่าอิมพีแดนซ์เข้าใกล้ค่าอิมพีแดนซ์ของท่อนำคลื่นทรงกระบอกโหมด TM_{01} มากที่สุด และที่ความถี่ 5.8 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 213.6-12.8 โอห์ม ซึ่งใกล้เคียงกับค่าอิมพีแดนซ์ของท่อนำคลื่นทรงกระบอกโหมด TM_{01} ค่า 216.84 โอห์ม

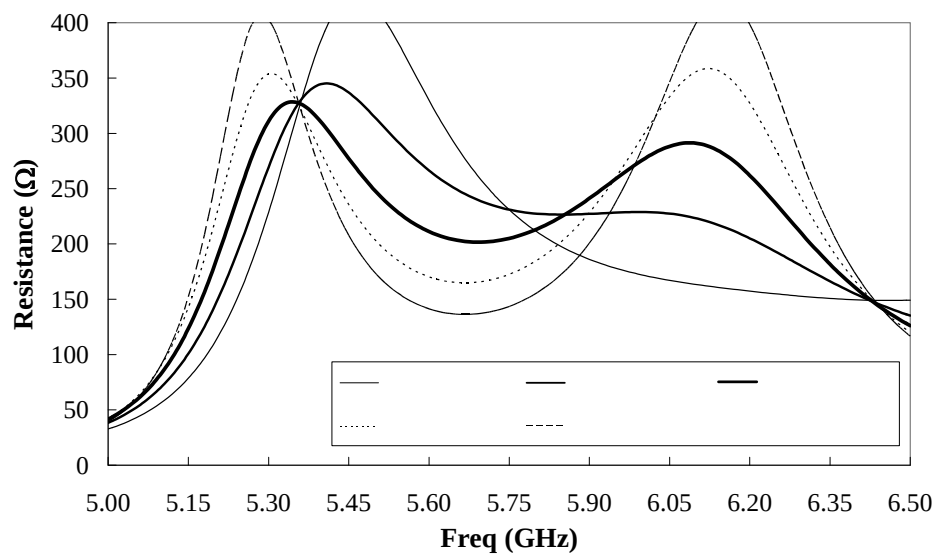


(ก) ค่าความต้านทาน

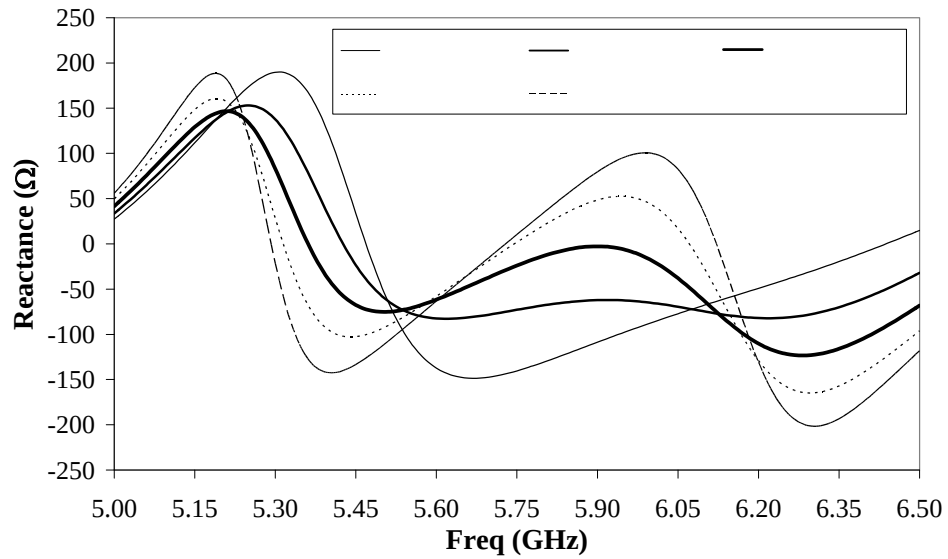


(ข) ค่ารีแอคแตนซ์

รูปที่ 16 ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวกระตุ้นสัญญาณแบบโพรบตัวนำไฟฟ้าที่ตำแหน่งความสูงของแผ่นตัวนำแบบวงกลม l_d ค่าต่างๆ ในกรณีที่เส้นผ่านศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม d_d เท่ากับ 9 mm



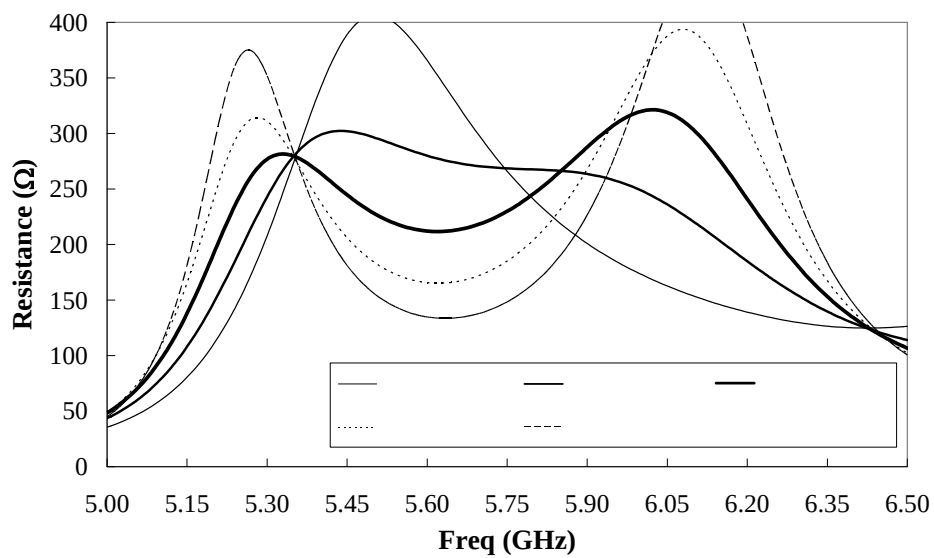
(ก) ค่าความต้านทาน



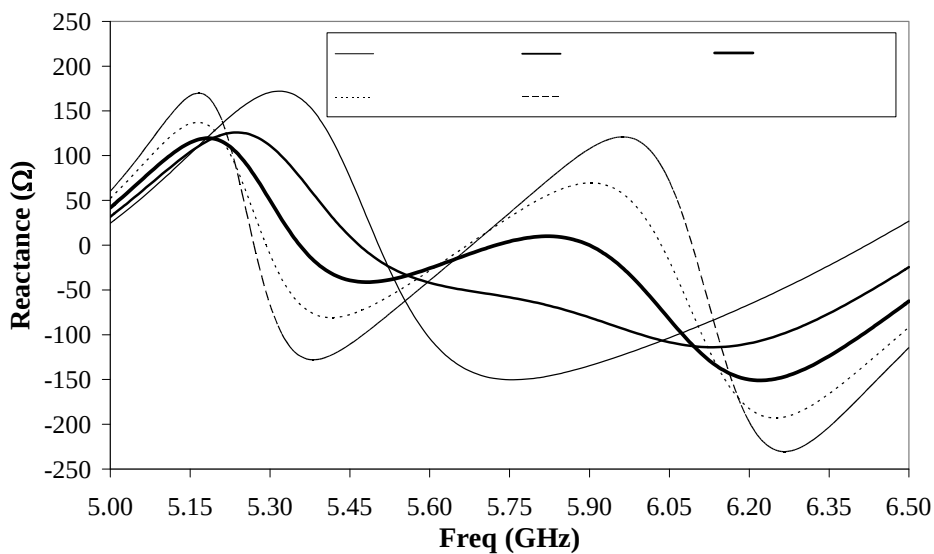
(ข) ค่ารีแอคแตนซ์

รูปที่ 17 ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวกระตุ้นสัญญาณแบบโพรบตัวนำไฟฟ้าที่ตำแหน่งความสูงของแผ่นตัวนำแบบวงกลม I_d ค่าต่างๆ ในกรณีที่เส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม d_d เท่ากับ 10 mm

ดังนั้นพารามิเตอร์สำหรับโครงสร้างของตัวกระตุ้นสัญญาณตัวนำไฟฟ้าแบบเชิงเส้นร่วมกับแผ่นวงกลม แสดงในตารางที่ 3



(ค) ค่าความต้านทาน



(ข) ค่ารีแอคแตนซ์

รูปที่ 18 ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวกระตุ้นสัญญาณแบบโพรบตัวนำไฟฟ้าที่ตำแหน่งความสูงของแผ่นตัวนำแบบวงกลม l_d ค่าต่างๆ ในกรณีที่เส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม d_d เท่ากับ 11 mm

ตารางที่ 3 พารามิเตอร์ของตัวกระตุ้นสัญญาณตัวนำไฟฟ้าแบบเชิงเส้นร่วมกับแผ่นวงกลม

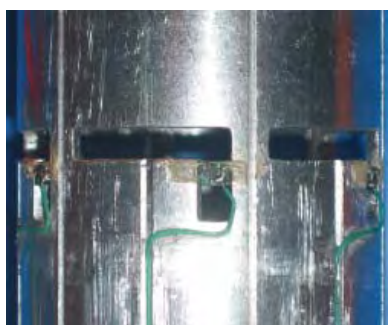
พารามิเตอร์ของตัวกระตุ้นสัญญาณ	ขนาด [mm]
d_d (เส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นตัวนำแบบวงกลม)	10.0
l_f (ความยาวของโพรบตัวนำไฟฟ้า)	19.5
l_d (ตำแหน่งความสูงของแผ่นตัวนำแบบวงกลม)	8.0

4. ผลการจำลองและผลการทดสอบสายอากาศ

ในหัวข้อนี้นำเสนอคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้จากการจำลองแบบโดยใช้โปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดสอบ โดยสายอากาศแถวลำดับแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อออกแบบให้สามารถสวิตช์ค่าคลื่นได้ จำนวน 6 เซกเตอร์ วัสดุสร้างขึ้นเป็นสายอากาศต้นแบบคืออลูมิเนียม ดังแสดงในรูปที่ 19 [34]



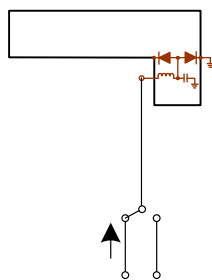
(ก) ตัวแบ่งกำลังงาน

(ข) วงจรสวิตช์เมื่อต่อร่วมกับร่อง
สำหรับเชื่อมต่อ(ค) สายอากาศเมื่อรวม
ระบบเข้าด้วยกัน

รูปที่ 19 สายอากาศต้นแบบ

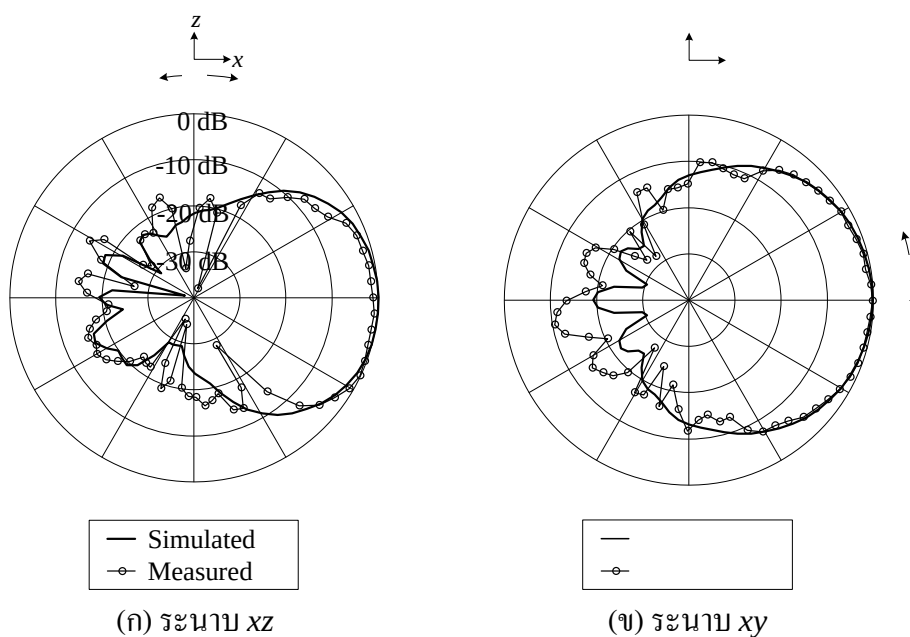
4.1 ในกรณีที่มีจำนวน 1 เซกเตอร์

ก่อนการทดสอบสายอากาศต้นแบบที่มีลักษณะเป็นแบบสวิตช์ลากลื่นได้ จำนวน 6 เซกเตอร์ นั้น จะทดสอบในกรณีที่มีจำนวน 1 เซกเตอร์ก่อน โดยการทดสอบสายอากาศเซกเตอร์ #1 และในส่วน ของเซกเตอร์อื่นๆ จะปิดด้วยสวิตช์เกอร์ตัวนำแบบอิมมูนิซึมไว้ การไบอัสวงจรสวิตช์สำหรับการทดสอบ ของสายอากาศเซกเตอร์ #1 นั้น โดยในกรณีที่ต้องการให้ไดโอดมีการลัดวงจรจะไบอัสตรงให้กระแส ไหลผ่านตัวไดโอด 1 mA ซึ่งความต้านทานของไดโอดจะมีค่าประมาณ 3.8 โอห์ม [36] และในกรณีที่ ต้องการให้ไดโอดเปิดวงจรนั้นโดยการไบอัสย้อนกลับป้อนแหล่งจ่าย -9 V ให้กับไดโอดเพื่อให้มี ไดโอดมีค่าความต้านทานสูง ดังแสดงในรูปที่ 20 สายอากาศจะทำการทดสอบนั้นคือที่ความถี่ ปฏิบัติการ 5.8 GHz โดยทดสอบคุณลักษณะ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ขนาดของ S_{11} และอัตราการ ขยายของสายอากาศ ของเซกเตอร์ #1 ดังต่อไปนี้



รูปที่ 20 การไบอัสวงจรสวิตช์ของสายอากาศเชกเตอร์ #1

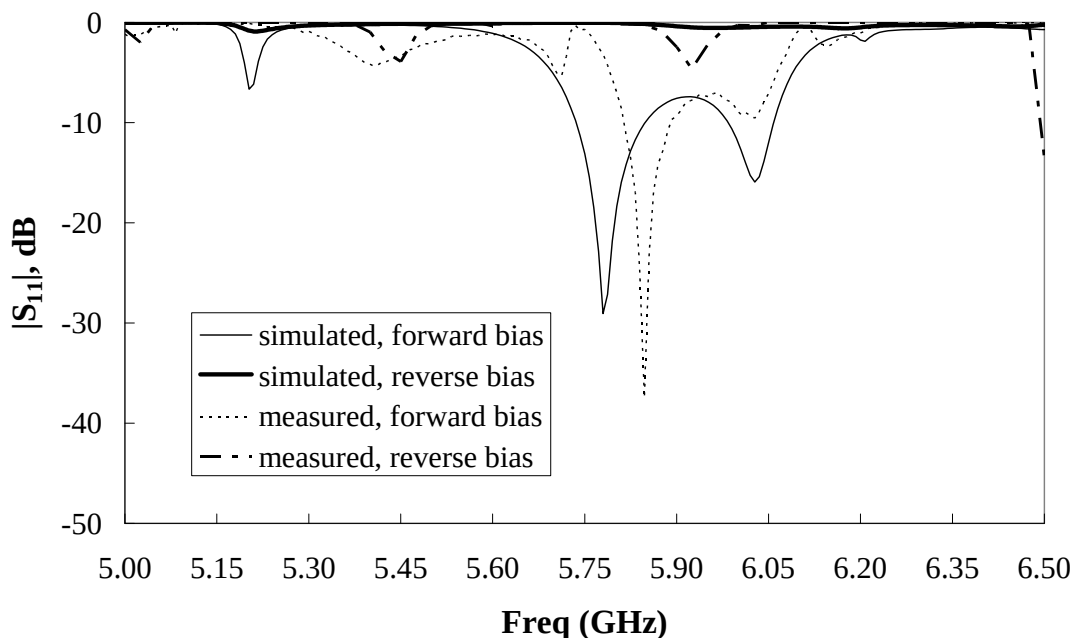
ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ xz และระนาบ xy ของสายอากาศที่มีจำนวน 1 เชกเตอร์ (เชกเตอร์ #1) เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองดังแสดงในรูปที่ 21 พบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการทดสอบนั้นมีแนวโน้มใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการจำลอง มีค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบ xz และระนาบ xy เท่ากับ 68 องศา และ 80 องศา ตามลำดับ



รูปที่ 21 ผลการจำลองและผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น
ในกรณีที่มีจำนวน 1 เชกเตอร์ (เชกเตอร์ #1)

ผลการทดสอบขนาดของ S_{11} ของสายอากาศดังแสดงในรูปที่ 22 โดยเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดสอบสายอากาศที่มีจำนวน 1 เชกเตอร์ (เชกเตอร์ #1) ในกรณีของไบอัสตรงและไบอัสย้อนกลับ

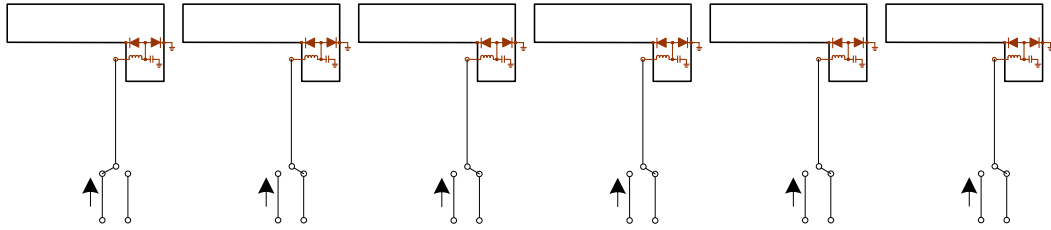
และผลที่ได้จากการจำลองในกรณีที่กระตุ้นสัญญาณด้วยโพรบตัวนำไฟฟ้า พบว่าผลที่ได้จากการทดสอบและจำลองมีแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงไปในทิศทางเดียวกัน และผลจากการทดสอบมีความถี่ที่เรโซแนนซ์สูงกว่าผลที่ได้จากการจำลอง



รูปที่ 22 ผลการจำลองและผลการทดสอบขนาดของ S_{11} กรณีที่มีจำนวน 1 เซกเตอร์ (เซกเตอร์ #1)

4.2 ในกรณีที่จำนวน 6 เซกเตอร์

การทดสอบสายอากาศเพื่อให้สามารถสวิตช์ค่าคลื่นในแต่ละเซกเตอร์มีหลักการทำงานที่เพิ่มขึ้นจากการทดสอบสายอากาศในกรณีที่จำนวน 1 เซกเตอร์ ดังนี้คือ เซกเตอร์ที่ต้องการให้แพร่กระจายคลื่นจะป้อนไบอัสตรงให้กับเซกเตอร์นั้นเพื่อให้ไดโอดมีการลัดวงจรโดยไบอัสตรงให้กระแสไหลผ่านตัวไดโอด 1 mA ความต้านทานของไดโอดจะมีค่าประมาณ 3.8 โอห์ม และในส่วนเซกเตอร์ที่เหลือจะป้อนไบอัสย้อนกลับ -9 V เพื่อให้มีไดโอดมีค่าความต้านทานสูงและป้องกันการเชื่อมต่อสัญญาณเข้าไปในสายไฟที่ไบอัสให้วงจรไดโอด (ถ้าไม่มีการไบอัสหรือมีการปล่อยสายไฟไว้จะมีผลทำให้มีการเชื่อมต่อสัญญาณเข้าไปในสายไฟ ส่งผลให้สายไฟมีพฤติกรรมเป็นสายอากาศได้) รูปที่ 23 แสดงตัวอย่างในกรณีของการไบอัสวงจรสวิตช์เพื่อให้เซกเตอร์ #1 แพร่กระจายคลื่น และในส่วน of กรณีที่ต้องการไบอัสเพื่อให้เซกเตอร์อื่นๆ แพร่กระจายคลื่นนั้น จะมีวิธีการไบอัสในลักษณะเดียวกันกับเซกเตอร์ #1

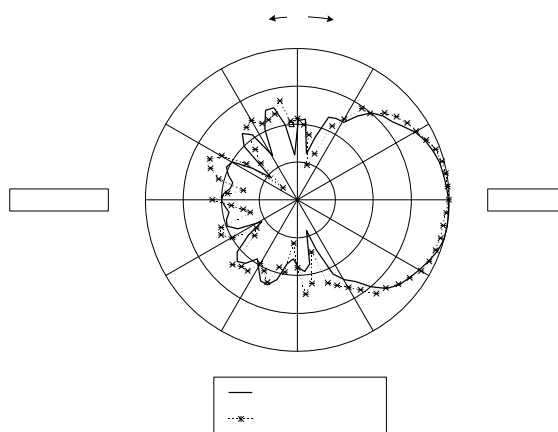


รูปที่ 23 ตัวอย่างการไบอัสวงจรสวิตช์เพื่อให้เซกเตอร์ #1 แพร่กระจายคลื่น

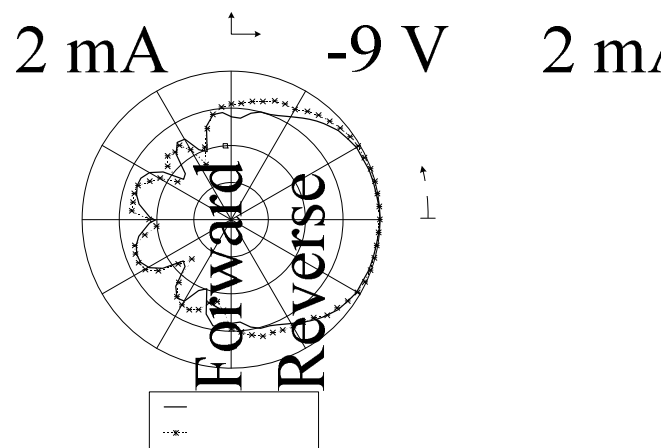
Sector #1

สายอากาศจะทำการทดสอบนั้นคือที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz โดยทดสอบคุณลักษณะ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ขนาดของ S_{11} และอัตราการขยายของสายอากาศ ของแต่ละเซกเตอร์ ดังต่อไปนี้

ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยก และระนาบมุมกวาด โดยการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดสอบสายอากาศของเซกเตอร์ #1 #2 #3 #4 #5 และ #6 และผลจากการจำลอง ดังแสดงในรูปที่ 24–29 ตามลำดับ พบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการทดสอบนั้นมีแนวโน้มใกล้เคียงกันในแต่ละเซกเตอร์ และแนวโน้มใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการจำลอง มีค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบมุมยก และระนาบมุมกวาดเท่ากับ 59 องศา และ 84 องศาตามลำดับ

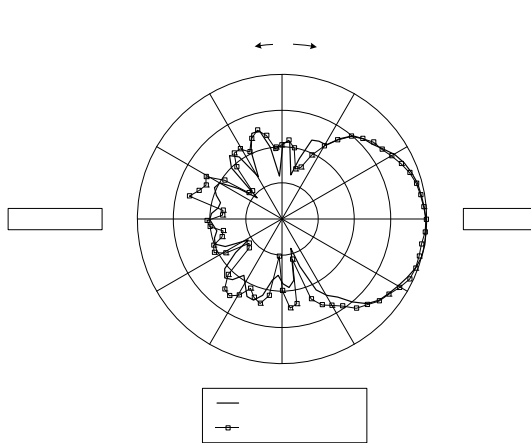


(ก) ระนาบมุมยก

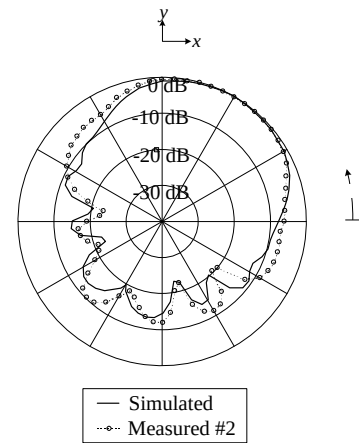


(ข) ระนาบมุมกวาด

รูปที่ 24 ผลการจำลองและผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเซกเตอร์ #1

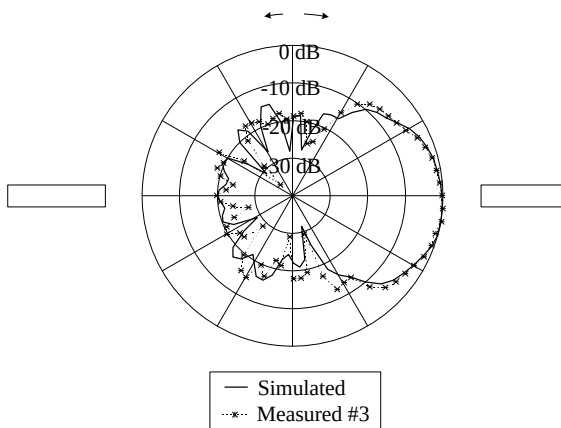


(ก) ระนาบมุมยก

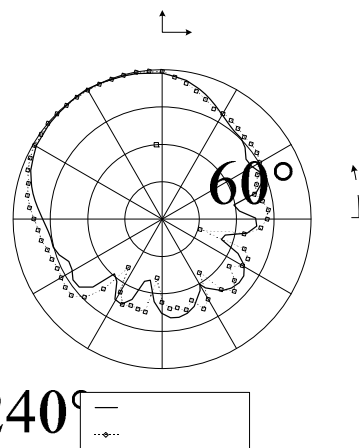


(ข) ระนาบมุมกวาด

รูปที่ 25 ผลการจำลองและผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเชกเตอร์ #2



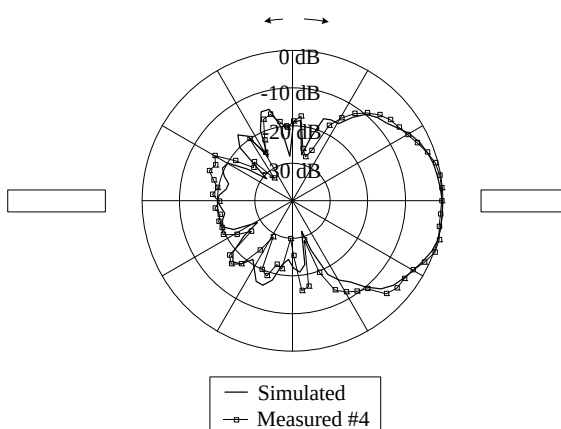
(ก) ระนาบมุมยก



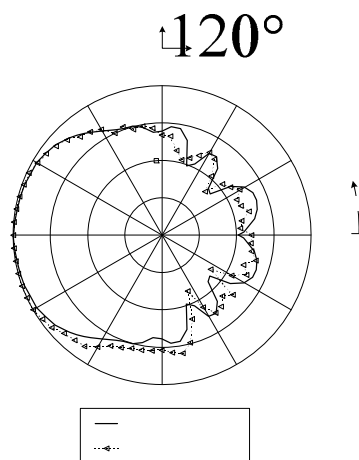
(ข) ระนาบมุมกวาด

$$\phi = 240^\circ$$

รูปที่ 26 ผลการจำลองและผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเชกเตอร์ #3

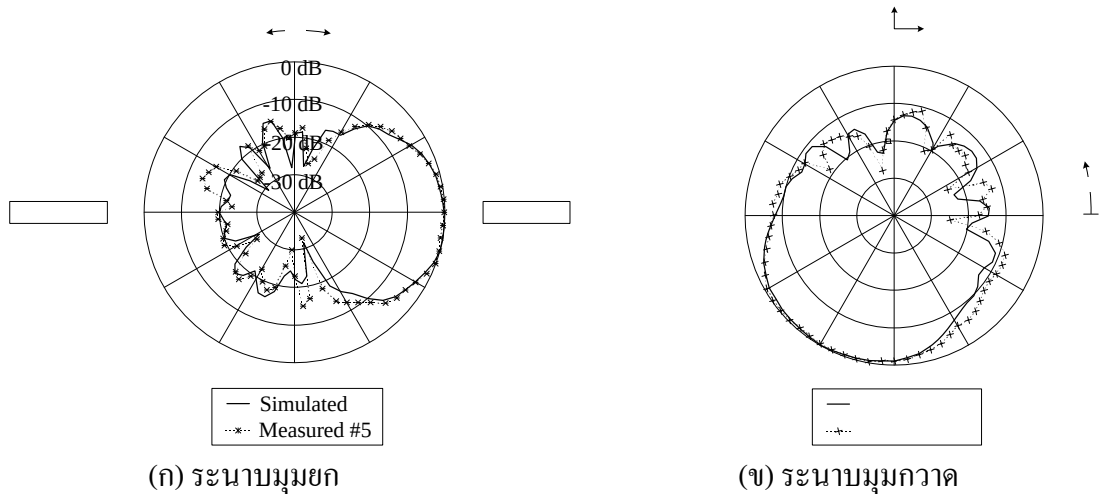


(ก) ระนาบมุมยก

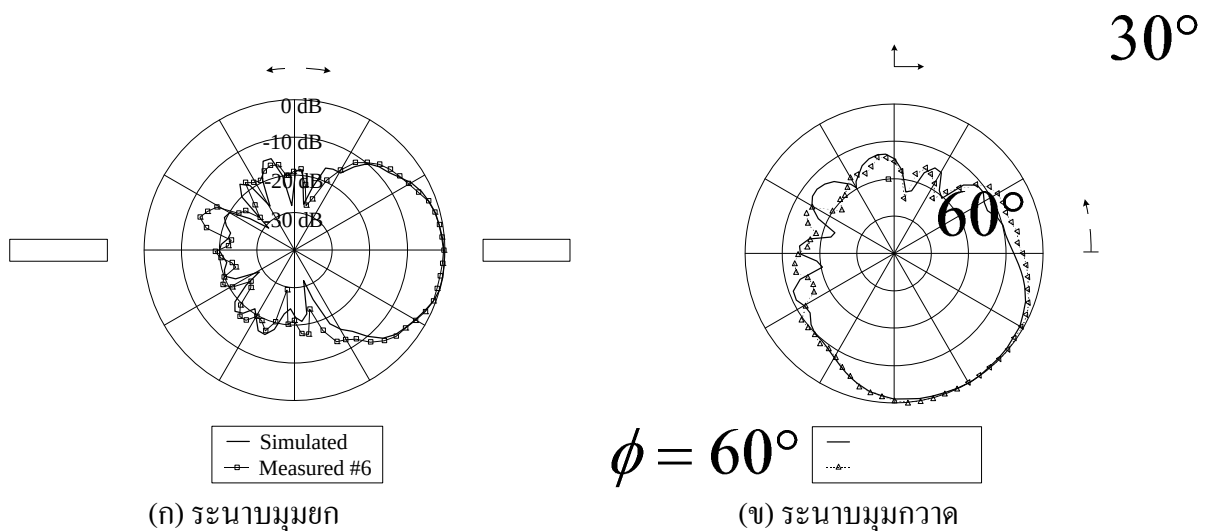


(ข) ระนาบมุมกวาด

รูปที่ 27 ผลการจำลองและผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเชกเตอร์ #4



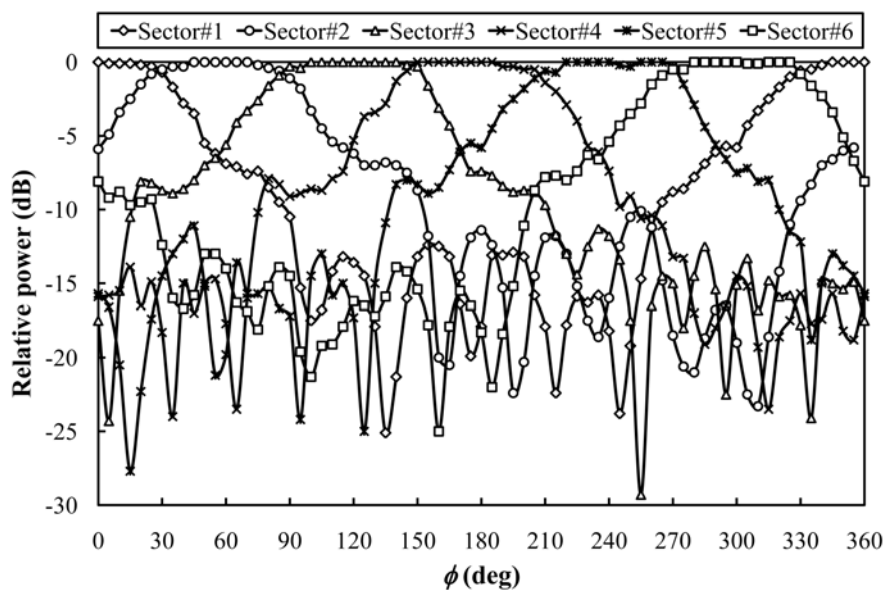
รูปที่ 28 ผลการจำลองและผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเชกเตอร์ #5



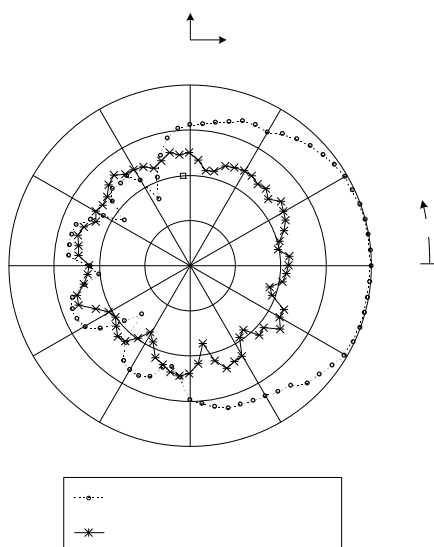
รูปที่ 29 ผลการจำลองและผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเชกเตอร์ #6

รูปที่ 30 แสดงผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเชกเตอร์ #1 #2 #3 #4 #5 และ #6 เมื่อพล็อตแสดงในรูปเดียวกัน เพื่อแสดงให้เห็นว่าสามารถทำงานได้ครอบคลุมรอบตัวสายอากาศในระนาบมุมกวาด 360 องศา

รูปที่ 31 แสดงผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาดของสายอากาศเชกเตอร์ #1 เปรียบเทียบกับกรณีไบอัสย้อนกลับทุกเชกเตอร์ พบว่าระดับของลำคลื่นในกรณีที่ไบอัสย้อนกลับทุกเชกเตอร์มีค่าน้อยกว่า -14 dB เมื่อเปรียบเทียบกับระดับของลำคลื่นที่แรงที่สุดในกรณีที่ไบอัสตรงให้สายอากาศเชกเตอร์ #1 ทำงาน

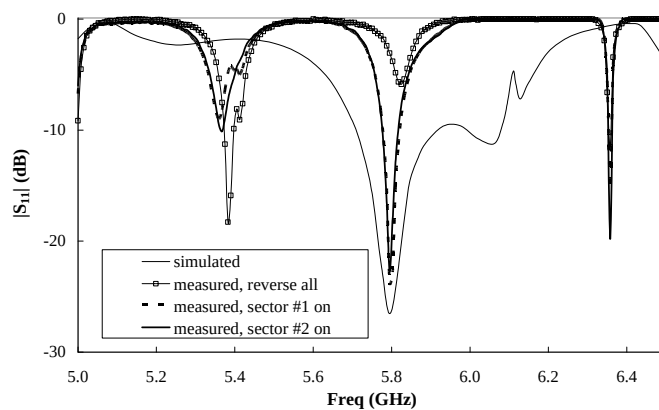


รูปที่ 30 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเซกเตอร์ #1 #2 #3 #4 #5 และ #6
ในระนาบมุมกวาด

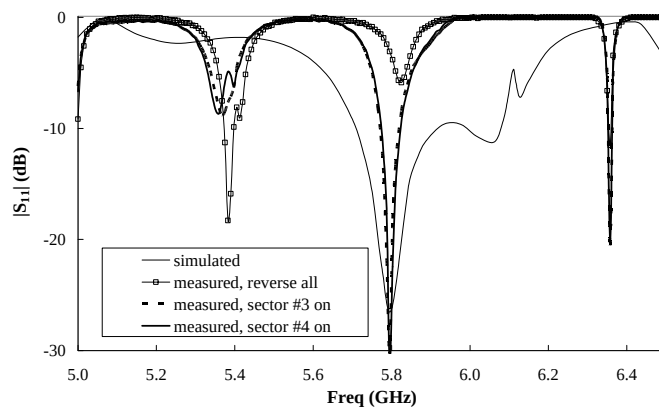


รูปที่ 31 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาดของสายอากาศเซกเตอร์ #1
เปรียบเทียบกับกรณีไบอัสย้อนกลับทุกเซกเตอร์

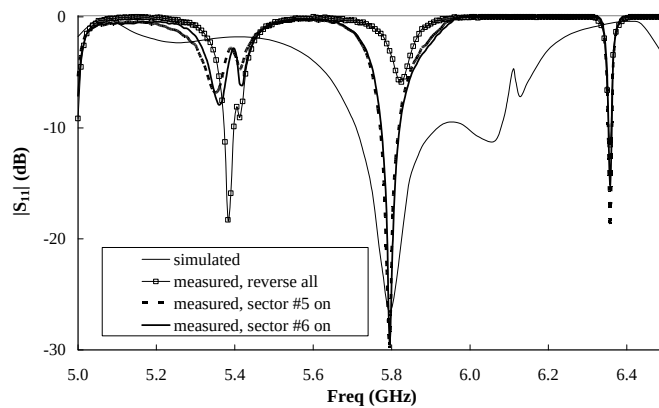
ผลการทดสอบขนาดของ S_{11} ของสายอากาศดังแสดงในรูปที่ 32 โดยเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดสอบสายอากาศในแต่ละเซกเตอร์คือ เซกเตอร์ #1 #2 #3 #4 #5 และ #6 ผลที่ได้จากการทดสอบเมื่อไบอัสย้อนกลับทุกเซกเตอร์ และผลที่ได้จากการจำลองในกรณีที่กระตุ้นสัญญาณด้วยโพรบตัวนำไฟฟ้า



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 32 ผลการทดสอบขนาดของ S_{11}

(ก) ผลการจำลองผลการทดสอบเมื่อไปอัสซ็อนกลับทุกเซกเตอร์ผลการทดสอบเซกเตอร์ #1 และ
เซกเตอร์#2

(ข) ผลการจำลองผลการทดสอบเมื่อไปอัสซ็อนกลับทุกเซกเตอร์ผลการทดสอบเซกเตอร์ #3 และ
เซกเตอร์#4

(ค) ผลการจำลองผลการทดสอบเมื่อไปอัสซ็อนกลับทุกเซกเตอร์ผลการทดสอบเซกเตอร์ #5 และ
เซกเตอร์#6

พบว่าในกรณีที่ไบอัสย้อนกลับทุกเซกเตอร์ที่ความถี่ 5.8 GHz เพื่อไม่ให้มีการแพร่กระจายคลื่น มีการสูญเสียขึ้นเนื่องจากโครงสร้างของสายอากาศทำให้ขนาดของ S_{11} มีค่าเท่ากับ -3 dB และเมื่อไบอัสตรงให้ไดโอดทำงานในแต่ละเซกเตอร์เกิดเรโซแนนซ์ที่ความถี่ 5.8 GHz มีค่าขนาดของ S_{11} ของเซกเตอร์ #1 #2 #3 #4 #5 และ #6 คือ -23.8 -22.71 -30.58 -31.18 -29.79 และ -29.28 ตามลำดับ โดยขนาดของ S_{11} ในแต่ละเซกเตอร์จะมีแนวโน้มที่ใกล้เคียงกัน จากผลการทดสอบพบว่าค่าขนาดของ S_{11} จะมีแนวโน้มของการเรโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำกว่าและมีช่วงกว้างของแถบความถี่แคบกว่าผลที่ได้จากการจำลอง ซึ่งเกิดจากความผิดพลาดในการจำลองเนื่องจากจำนวนของการแบ่งชิ้นส่วน (Mesh) มีไม่เพียงพอ

ผลการทดสอบค่าอัตราขยายของสายอากาศในแต่ละเซกเตอร์ที่ความถี่ 5.8 GHz แสดงในตารางที่ 4

ตารางที่ 4 ผลการทดสอบค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 5.8 GHz

เซกเตอร์	#1	#2	#3	#4	#5	#6
ค่าอัตราขยาย (dBi)	6.95	6.96	7.10	7.15	7.00	7.05

5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

โครงการนี้เป็นการศึกษา วิเคราะห์ สร้างและทดสอบสายอากาศแถวลำดับแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ โดยต่อยอดจากโครงการ [33] ซึ่งสายอากาศที่นำเสนอขึ้นสามารถสวิตช์ลำคลื่นในแนวรอบตัว ได้ 6 ทิศทาง โดยการออกแบบให้สายอากาศมี 6 เซกเตอร์ ที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz เหมาะสำหรั้นำไปประยุกต์ใช้งานเป็นสายอากาศรับที่สถานีฐานที่ต้องการสวิตช์ลำคลื่นได้ โครงสร้างของสายอากาศประกอบด้วย 2 ส่วนคือ แถวลำดับแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ และตัวแบ่งกำลังงานมีลักษณะเป็นเรโซเนเตอร์ทรงกระบอกกระตุ้นโดยโพรบตัวนำไฟฟ้าซึ่งกำลังงานจะถูกเชื่อมต่อไปยังร่องตัวแบ่งกำลังงาน โดยเริ่มจากออกแบบสายอากาศที่มีจำนวน 1 เซกเตอร์และมีแถวลำดับจำนวน 2 องค์ประกอบ ด้วยการจำลองแบบสายอากาศด้วยโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อหาคุณลักษณะของสายอากาศ จากนั้นจะเพิ่มส่วนของวงจรสวิตช์ลำคลื่น เพื่อบังคับให้มีการแพร่กระจายคลื่นและไม่ให้แพร่กระจายคลื่นของเซกเตอร์นั้นได้ โดยการไบอัสตรงและไบอัสย้อนกลับให้กับไดโอด พบว่าวงจรสวิตช์ลำคลื่นและตำแหน่งการวางมีผลต่อการเรโซแนนซ์ของร่องสำหรับเชื่อมต่อที่มีลักษณะเป็นรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก ดังนั้นได้ออกแบบร่องสำหรับเชื่อมต่อกำลังงานที่มีลักษณะเป็นรูปตัวแอล ซึ่งเหมาะสำหรับการทำงานร่วมกับวงจรสวิตช์ลำคลื่นที่ได้ออกแบบไว้ การจำลองสายอากาศเมื่อมีส่วนของวงจรสวิตช์ลำคลื่นต้องร่วมกับร่องสำหรับเชื่อมต่อ โดยใช้ขนาดของแผ่นวงจรพิมพ์และลายวงจรเท่ากับของจริง วัสดุฐานรองเป็นแบบชนิด FR-4

หนา 0.8 mm ในส่วนของไดโอดเมื่อไบอัสตรงจำลองโดยการลัดวงจรการต่อถึงกัน และเมื่อไดโอดเปิดวงจรจะปล่อยให้ว่างไว้ตรงส่วนของไดโอด

การวิเคราะห์และการทดสอบสายอากาศจะแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ ในกรณีที่มีจำนวน 1 เซกเตอร์ และในกรณีที่มีจำนวน 6 เซกเตอร์ โดยในกรณีที่มีจำนวน 1 เซกเตอร์ จะออกแบบให้สายอากาศสามารถแพร่กระจายคลื่นและไม่แพร่กระจายคลื่นด้วยการไบอัสให้วงจรสวิตช์ จากนั้นจะเพิ่มเป็นจำนวน 6 เซกเตอร์ โดยใช้วงจรสวิตช์เพื่อบังคับให้มีการแพร่กระจายคลื่น 1 เซกเตอร์ และในอีก 5 เซกเตอร์ที่เหลือจะบังคับให้ไม่มีการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งจะทำให้มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นหลัก 6 ทิศทางในแนวรอบตัว ในส่วนของตัวกระตุ้นสัญญาณให้กับสายอากาศนั้น พบว่าตัวกระตุ้นสัญญาณแบบโพรบตัวนำไฟฟ้าที่เพิ่มในส่วนของแต่ละตัวนำแบบวงกลมจะให้คุณลักษณะที่เหมาะสมสำหรับแมตช์กับสายอากาศที่กระตุ้นสัญญาณด้วยโหมด TM_{01} การทดสอบสายอากาศเพื่อใช้สวิตช์ลำคลื่นในแต่ละเซกเตอร์นั้น โดยเซกเตอร์ที่ต้องการแพร่กระจายคลื่นจะป้อนไบอัสตรงให้กับเซกเตอร์นั้น เพื่อที่จะให้ไดโอดมีการลัดวงจรโดยไบอัสตรงให้กระแสไหลผ่านตัวไดโอด 1 mA ความต้านทานของไดโอดจะมีค่าประมาณ 3.8 โอห์ม และในส่วนเซกเตอร์ที่เหลือจะป้อนไบอัสย้อนกลับ -9 V เพื่อให้มีไดโอดมีค่าความต้านทานสูง ผลที่ได้จากการทดสอบพบว่าสายอากาศสามารถสวิตช์ลำคลื่นได้ด้วยการไบอัสให้ตัวไดโอดลัดวงจรของแต่ละเซกเตอร์ที่ต้องการให้แพร่กระจายคลื่น โดยสายอากาศในแต่ละเซกเตอร์มีค่าอัตราการขยายประมาณ 7 dBi มีค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบมุมยก และมุมกวาด เท่ากับ 59 องศา และ 84 องศา ตามลำดับ และมีขนาดของ S_{11} น้อยกว่า -22 dB และผลที่ได้จากการทดสอบนั้นมีแนวโน้มใกล้เคียงกันในแต่ละเซกเตอร์ และแนวโน้มของการเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz เช่นเดียวกับผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมจำลองคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เมื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดสอบในแต่ละเซกเตอร์ พบว่ามีแนวโน้มที่ใกล้เคียงกันทุกเซกเตอร์โดยสาเหตุที่แตกต่างกันบ้างเล็กน้อยเนื่องจากเครื่องมือที่ใช้ในการสร้างและวิธีการประกอบชิ้นส่วนของสายอากาศ รวมถึงการเชื่อมต่อวงจรสวิตช์ลำคลื่นเข้ากับร่องสำหรับเชื่อมต่อซึ่งใช้กาวแบบตัวนำไฟฟ้าอาจคลาดเคลื่อนจากที่ได้ออกแบบไว้

ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

สายอากาศที่นำเสนอ เป็นการออกแบบสายอากาศที่สวิตช์ลำคลื่นได้โดยการไบอัสให้กับวงจรสวิตช์ที่ใช้ไดโอดแบบไม่อัตโนมิตี ถ้าต้องการให้สามารถสวิตช์ลำคลื่นแบบอัตโนมิตีจะต้องออกแบบระบบแหล่งจ่ายใหม่ และเพิ่มในส่วนจากระบบการค้นหาทิศทางเพื่อรับคลื่นที่เข้ามา เพื่อให้สายอากาศทำงานได้จริง

ในการจำลองสายอากาศด้วยโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าในส่วนวงจรสวิตช์ลำคลื่นนั้น ในส่วนของการจำลองไดโอดโดยลัดวงจรในกรณีที่ไดโอดมีการไบอัสตรงและเปิดไว้เมื่อไดโอดมีการไบอัสแบบย้อนกลับ พบว่าผลการจำลองมีความคลาดเคลื่อนจากผลการทดสอบ เนื่องจากในทางปฏิบัตินั้น วงจรสมมูลของไดโอดประกอบด้วย ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ ดังนั้นใน

การจำลองควรเพิ่มในส่วนดังกล่าวเพื่อเพิ่มความแม่นยำในการจำลองมากยิ่งขึ้น ซึ่งการเพิ่มในส่วนนี้จะต้องใช้คอมพิวเตอร์ที่มีประสิทธิภาพสูงเพื่อเพียงพอกับการแบ่งชิ้นส่วนที่มีจำนวนมาก

6 เอกสารอ้างอิง

- [1] C. B. Dietrich, K. Dietze, J. R. Nealy, and W. L. Stutzman, "Spatial, polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, no. 9, pp. 1271–1281, Sep. 2001.
- [2] M. Barba, J. E. Page, J. A. Encinar, and J. R. Montejo-Garai, "A switchable multiple beam antenna for GSM-UMTS base stations in planar technology," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 11, pp. 3087–3094, Nov. 2006.
- [3] G. Cerri, R. D. Leo, V. M. Primiani, C. Monteverde, and P. Russo, "Design and prototyping of a switching beam disc antenna for wideband communications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 12, pp. 3721–3726, Dec. 2006.
- [4] N. Honma, T. Seki, K. Nishikawa, K. Tsunekawa, and K. Sawaya, "Compact six-sector antenna employing three intersecting dual-beammicrostrip Yagi-Uda arrays with common director," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 11, pp. 3055–3062, Nov. 2006.
- [5] S. Nikolaou, R. Bairavasubramanian, C. Lugo, I. Carrasquillo, D. C. Thompson, G. E. Ponchak, J. Papapolymerou, and M. M. Tentzeris, "Pattern and frequency reconfigurable annular slot antenna using PINdiodes," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 2, pp. 439–448, Feb. 2006.
- [6] G. H. Huff and J. T. Bernhard, "Integration of packaged RF MEMS switches with radiation pattern reconfigurable square spiral microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 2, pp. 464–469, Feb. 2006.
- [7] S. Zhang, G. H. Huff, and J. T. Bernhard, "A pattern reconfigurable microstrip parasitic array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 10, pp. 2773–2776, Oct. 2004.
- [8] M.-I. Lai, T.-Y. Wu, J.-C. Hsieh, C.-H. Wang, and S.-K. Jeng, "Compact switched-beam antenna employing a four-element slot antenna array for digital home applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 9, pp. 2929–2936, Sep. 2008.
- [9] A. Sibille, C. Robin, and G. Poncelet, "Circular switched monopole arrays for beam steering wireless communications," *Electron. Lett.*, vol. 33, pp. 551–552, Mar. 1997.
- [10] M.R. Kamarudin and P.S. Hall, "Disc-loaded monopole antenna array for switched beam control," *Electron. Lett.*, vol. 42, pp. 66–68, Jan. 2006.

- [11] R. Schlub, L. Junwei, and T. Ohira, "Seven-element ground skirt monopole ESPAR antenna design from a genetic algorithm and the finite element method," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 51, no. 11, pp. 3033–3039, Nov. 2003.
- [12] M. Carras, A. Kalis, and A.G. Constantinides, "Improving the frequency characteristics of the electronically steerable passive array radiator antenna," in *Proc. 1st International Symposium on Wireless Communication Systems*, pp. 130–134, Sept. 2004.
- [13] P. Ngamjanyaporn, C. Phongcharoenpanich, P. Akkaraekthalin, and M. Krairiksh, "Signal-to-interference ratio improvement by using a phased array antenna of switched-beam elements," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, no. 5, pp. 1819–1828, May 2005.
- [14] D. Gray, J.W. Lu, and D.V. Thiel, "Electronically steerable Yagi-Uda microstrip patch antenna array," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, no. 5, pp. 605–608, May 1998.
- [15] R. Vaughan, "Switched parasitic elements for antenna diversity," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 47, no. 2, pp. 399–405, Feb. 1999.
- [16] H. X. Liu, H. Q. Zhai, L. Li, and C. H. Liang, "A progressive numerical method combined with MOM for a fast analysis of large waveguide slot antenna array," *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 20, no. 2, pp. 183–192, 2006.
- [17] R. Pazoki and J. Rashed-Mohassel, "Bandwidth enhancement of resonant slot array antennas," *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 21, no. 9, pp. 1177–1189, 2007.
- [18] K. S. Lim, V. C. Koo, and T.-S. Lim, "Design, simulation and measurement of a post slot waveguide antenna," *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 21, no. 12, pp. 1589–1603, 2007.
- [19] M. Mondal, and A. Chakrabarty, "Resonant length calculation and radiation pattern synthesis of longitudinal slot antenna in rectangular waveguide," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 3, pp. 187–195, 2008.
- [20] L. Li, C.-H. Liang, and C.-H. Chan, "Waveguide end-slot phased array antenna integrated with electromagnetic bandgap structures," *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 21, no. 2, pp. 161–174, 2007.
- [21] X.W. Zhao, X.J. Dang, Y. Zhang, and C.H. Liang, "MLFMA analysis of waveguide arrays with narrow-wall slots," *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 21, no. 8, pp. 1063–1078, 2007.
- [22] A.K. Tiwari, D.R. Poddar, and B. N. Das, "On the equivalent radius of a radiating slot in impedance calculations," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 74, pp. 47–56, 2007.

- [23] A.-K. Hamid and F. R. Cooray, "Radiation characteristics of a spheroidal slot antenna coated with isorefractive materials," *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 21, no. 12, pp. 1605–1619, 2007.
- [24] D.H. Shin and H.J. Eom, "Radiation from narrow circumferential slots on a conducting circular cylinder," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, no. 6, pp. 2081–2088, June 2005.
- [25] J.S. Ock and H.J. Eom, "Radiation of a hertzian dipole in a short-ended conducting circular cylinder with narrow circumferential slots," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 2, pp. 11–20, 2008.
- [26] A.K. Hamid, "Multi-dielectric loaded axially slotted antenna on circular or elliptic cylinder," *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 20, no. 9, pp. 1259–1271, 2006.
- [27] J.H. Kim, and H.J. Eom, "Radiation from multiple annular slots on a circular cylindrical cavity," *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 21, no. 1, pp. 47–56, 2007.
- [28] J.H. Wang and K.K. Mei, "Theory and analysis of leaky coaxial cables with periodic slots," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 49, no. 12, pp. 1723–1732, Dec. 2001.
- [29] D.H. Kim and H.J. Eom, "Mode-matching analysis of axially slotted coaxial cable," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 4, pp. 169–171, 2005.
- [30] C.H. Ahn, D.W. Yi, and W.S. Park, "Design of a radiated-mode multislot leaky coaxial cable," *Microw. Opt. Tech. Lett.*, vol. 45, no. 4, pp. 338–342, May. 2005.
- [31] J.K. Park, D.H. Shin, J.N. Lee, and H.J. Eom, "A fullwave analysis of a coaxial waveguide slot bridge using the Fourier transform technique," *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 20, no. 2, pp. 143–158, 2006.
- [32] D. H. Shin and H. J. Eom, "Radiation of a leaky coaxial cable with narrow transverse slots," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 55, no. 1, pp. 107–110, Jan. 2007.
- [33] โครงการวิจัยเทคโนโลยีสายอากาศ (Antenna Technology Project), เลขที่สัญญา RTA4880002, สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว.), 28 กรกฎาคม พศ. 2548 – 28 กรกฎาคม พศ. 2551.
- [34] P. Wouchoum, "A circumferential-slot array antenna on a concentric sectoral cylindrical resonator excited by coupling slots," Dissertation, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand, 2010.
- [35] P. Wouchoum, D. Worasawate, C. Phongcharoenpanich, and M. Krairiksh, "A two-slot array antenna on a concentric sectoral cylindrical cavity excited by a coupling slot," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 86, 135-154, 2008.
- [36] HPMM-389x Series, [Online]. Available: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-0653EN>

3.3 การสร้าง FPGA ของการอินเวอร์สเมทริกซ์โดยใช้ MGS สำหรับระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต ผศ.ดร. เผ่าภักดิ์ ศิริสุข ดร. เอกรัฐ บุญภูงา และ ศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาระบบการสื่อสารหลายอินพุตหลายเอาต์พุต
2. เพื่อศึกษาอัลกอริทึมการถอดรหัสของระบบการสื่อสารหลายอินพุตหลายเอาต์พุตหาอัลกอริทึม
3. เพื่อออกแบบโครงสร้างของตัวประมวลผลสำหรับการถอดรหัสของระบบการสื่อสารหลายอินพุตหลายเอาต์พุต
4. เพื่อสร้างตัวประมวลผลสำหรับการถอดรหัสของระบบการสื่อสารหลายอินพุตหลายเอาต์พุตโดยใช้ FPGA
5. เพื่อศึกษาทรัพยากรที่ใช้ในการสร้างตัวประมวลผลสำหรับการถอดรหัส

1. ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันระบบการสื่อสารหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (multi-input multi-output หรือ MIMO) ที่ได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก [1] เนื่องจากมีจุดเด่นในหลายด้าน เช่น การรับส่งข้อมูลที่รวดเร็วขึ้น การใช้ช่องสัญญาณอย่างมีประสิทธิภาพ ความจุของข้อมูลในการรับส่งที่มากขึ้น รวมถึงการทนต่อสัญญาณรบกวน ในระบบการสื่อสารแบบไร้สายนั้นในปัจจุบันและอนาคตตามมาตรฐานของสถาบันอิเล็กทรอนิกส์นานาชาติ (Institute of Electrical and Electronics Engineers หรือ IEEE) เช่น IEEE 802.11n , IEEE 802.16e หรือในระบบการสื่อสารยุคที่ 3 (3G LTE หรือ 3 Generation long term evolution) ล้วนแต่ต้องใช้ระบบ MIMO ทั้งสิ้น เพื่อรองรับกับจำนวนผู้ใช้และการส่งข้อมูลที่เพิ่มขึ้นอยู่เสมอ พื้นฐานของระบบ MIMO จะประกอบด้วยสายอากาศหลายตัวทั้งในภาคส่งและรับ สัญญาณที่ส่งออกจะส่งแบบขนาดตามจำนวนของสายอากาศ ในการสร้างระบบ MIMO นั้นจะต้องมีการคำนวณที่ซับซ้อนหลายขั้นตอน ส่งผลให้ในการสร้างจริงนั้นจะต้องใช้ทรัพยากรมากเพิ่มต้นทุนในการสร้าง แต่แนวโน้มในปัจจุบันต้องการระบบที่สร้างได้อย่างมีประสิทธิภาพ คือวงจรมีขนาดเล็กและทำงานได้เร็ว

ระบบ MIMO ต้องมีการอินเวอร์สเมทริกซ์สำหรับเทคนิคแบบการทำให้เป็นศูนย์ (Zero-Forcing หรือ ZF) การหาค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด (Minimum Mean Squared Error หรือ MMSE) ซึ่งจะเห็นได้ว่าการอินเวอร์สเมทริกซ์เป็นสิ่งที่สำคัญสำหรับระบบ MIMO งานวิจัยนี้จึงได้การออกแบบและสร้างส่วนของการอินเวอร์สเมทริกซ์ในระบบ MIMO ในการอินเวอร์สเมทริกซ์ในงานวิจัยนี้จะใช้พื้นฐานของการแยกตัวประกอบ QR กระบวนการในการแยกตัวประกอบ QR สามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทหลัก ๆ คือ แบบวนเวียนซ้ำ (iterative) และแบบตรง (Direct) ซึ่งทั้งสองนี้ต่างก็มีทั้งข้อดีและ

ข้อเสีย ในแบบวนเวียนซ้ำนั้นจะใช้ทรัพยากรที่น้อยกว่า แต่ต้องอาศัยเวลาสำหรับการคำนวณซ้ำถึงจะได้ผลลัพธ์ที่ต้องการ ในส่วนแบบตรงหรือกำลังสองน้อยที่สุด (Least Square หรือ LS) จะทำงานได้เร็วที่สุดแต่ก็จะใช้ทรัพยากรมากที่สุดด้วยเช่นกัน [2] โดยความซับซ้อนในการคำนวณจะอยู่ในกำลังสาม $O(N^3)$ เมื่อทำการแยกตัวประกอบแล้ว จากนั้นนำเมทริกซ์ $\mathbf{Q}$ และ $\mathbf{R}$ มาทำการหาส่วนกลับและทำการคูณกับ $\mathbf{Q}^T$ เราจะได้เป็นผลลัพธ์การอินเวอร์สเมทริกซ์

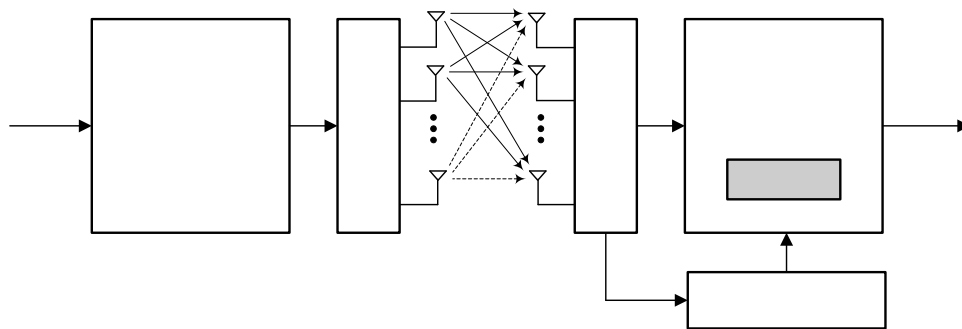
อัลกอริทึมสำหรับการแยกตัวประกอบ QR นั้นสามารถแบ่งออกเป็นหลายแบบ เช่น แบบหมุน (Given Rotation หรือ GR) แกรมส์สมิท (Gram-Schmidt หรือ GS) แกรมส์สมิทที่มีการปรับปรุง (Modified Gram-Schmidt หรือ MGS) และ เฮาส์โฮลเดอร์ (Householder หรือ HH) [3] ในงานวิจัยนี้จะเลือกใช้แบบ MGS มีหลากหลายบทความได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง สำหรับการหาอินเวอร์สเมทริกซ์ในระบบ MIMO ทั้งในแบบการวิเคราะห์ในเชิงสมการคณิตศาสตร์ และแบบการสร้างจริงบนอุปกรณ์ต่างๆ เช่น วงจรรวมเฉพาะ (*Application Specific Integrated Circuit* หรือ ASIC) ตัวประมวลผลทางดิจิทัล (Digital Signal Processing หรือ DSP) เป็นต้น สำหรับในงานวิจัยนี้จะมุ่งพัฒนาสำหรับการสร้างจริงบนอุปกรณ์ FPGA จากงานวิจัย [4] ได้นำเสนอการอินเวอร์สเมทริกซ์บนพื้นฐานแยกตัวประกอบ QR ด้วยอัลกอริทึมโมดิฟายด์แกรมส์สมิท (MGS-QR) โดยการสร้างได้นำการแปลงระบบตัวเลขให้อยู่ในโดเมนของลอการิทึม (Log-domain) สถาปัตยกรรมภายในประกอบด้วยการบวก การคูณ การเลื่อนบิต และการเปิดตาราง (Look up Table หรือ LUT) สร้างบน ASIC ต่อมาในงานวิจัย [5] ได้นำเสนอการแยกตัวประกอบ QR แบบวนซ้ำ (iterative) ด้วยอัลกอริทึมโมดิฟายด์แกรมส์สมิท และสร้างบน ASIC จากงานวิจัยที่ผ่านมาจะรองรับกับการอินเวอร์สเมทริกซ์ที่มีแต่องค์ประกอบของจำนวนจริงเท่านั้น ไม่สามารถรองรับจำนวนเชิงซ้อนได้ เมื่อไม่นานมานี้ เราได้นำเสนอสถาปัตยกรรมสำหรับการแยกตัวประกอบ QR ที่รองรับจำนวนเชิงซ้อน โดยสามารถลดการใช้ทรัพยากรในการสร้าง FPGA [6] แต่อย่างไรก็ตาม ในการสื่อสารของระบบ MIMO นั้นจำเป็นจะต้องใช้การอินเวอร์สเมทริกซ์ของช่องสัญญาณเชิงซ้อน ซึ่งในบทความดังกล่าวยังไม่รองรับการทำงานนั้นได้

ในงานวิจัยนี้จึงนำเสนอการสร้าง FPGA สำหรับการอินเวอร์สเมทริกซ์ด้วยการแยกตัวประกอบ MGS-QR สถาปัตยกรรมที่ใช้ในการสร้างได้จากการส่งแบบเชิงเส้นของโครงสร้างแถวลำดับชีสโตลิคต์ดั้งเดิม ซึ่งสามารถลดการใช้ทรัพยากรในการสร้าง FPGA ได้

2. ระบบการสื่อสารไร้สายแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต

รูปที่ 1 แสดงระบบการสื่อสารไร้สายแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต จากรูปภาพของการส่งสัญญาณจะประกอบด้วยการมอดูเลชัน (Modulation) และการเข้ารหัส (Coding) เพื่อให้ส่งสัญญาณได้อย่างมีประสิทธิภาพ ส่วนในภาครับจะประกอบด้วยการประมาณช่องสัญญาณ (Channel Estimation) และส่วนการดีเทกต์สำหรับระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO Detection) เพื่อให้สามารถได้รับข้อมูลที่ถูกต้องจากภาคส่ง ในภาครับนั้นจะประกอบด้วยกระบวนการหลายขั้นตอนก่อนที่จะได้มาซึ่ง

ข้อมูลที่ต้อง งานวิจัยนี้มุ่งเน้นจะศึกษาโครงสร้างประสิทธิภาพสูงของการประมวลผลสำหรับการอินเวอร์สเมทริกซ์ โดยตั้งสมมติฐานว่าช่องสัญญาณที่ได้จาก channel estimation มีความถูกต้อง หลังจากนั้นนำเมทริกซ์ช่องสัญญาณมาทำการแยกตัวประกอบ QR และใช้ในการหาอินเวอร์สของเมทริกซ์ตามลำดับ ซึ่งการอินเวอร์สเมทริกซ์นี้จะเป็นส่วนสำคัญในการถอดรหัสของระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต



รูปที่ 1 ระบบการสื่อสารไร้สายแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต

จากรูปที่ 1 สามารถเขียนความสัมพันธ์ของการรับส่งสัญญาณแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตด้วยสมการ

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1)$$

เมื่อ $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_{M-1}]^T$ เป็นเวกเตอร์ของสัญญาณส่ง $\mathbf{H}$ แทนเมทริกซ์ของช่องสัญญาณโดยมีมิติ $M \times N$ $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{N-1}]^T$ เป็นเวกเตอร์ของสัญญาณรับ และ $\mathbf{n}$ คือ สัญญาณรบกวน จำนวนของสายอากาศรับและส่งเป็น N และ M ตามลำดับ จากสมการจะเห็นได้ว่าสัญญาณที่ได้รับได้จากภาครับนั้นจะเกิดจากสัญญาณส่งหลายองค์ประกอบมารวมกัน ดังนั้นทางภาครับจึงต้องมีกระบวนการในการแยกข้อมูลที่ต้องการ $\mathbf{s}$ ออกมาจากสัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศ $\mathbf{x}$

งานวิจัยนี้นำเสนอการถอดรหัสของระบบ MIMO โดยการอินเวอร์สเมทริกซ์ช่องสัญญาณ การอินเวอร์สเมทริกซ์จะใช้การแยกตัวประกอบ QR โดยการแยกตัวประกอบของเมทริกซ์ $\mathbf{H}$ ซึ่งมีขนาด $M \times N$ เป็นเมทริกซ์ 2 ตัวตามสมการ

$$\mathbf{H} = \mathbf{Q}\mathbf{R} \quad (2)$$

เมื่อ $\mathbf{Q}$ เป็นเมทริกซ์เชิงตั้งฉาก (orthogonal matrix) ขนาด $M \times N$ $\mathbf{R}$ เป็นเมทริกซ์สามเหลี่ยมบน (upper triangular) ขนาด $N \times N$ สามารถอินเวอร์สเมทริกซ์ $\mathbf{H}^{-1}$ ที่ได้จากการแยกตัวประกอบ QR โดยแสดงได้ในสมการ

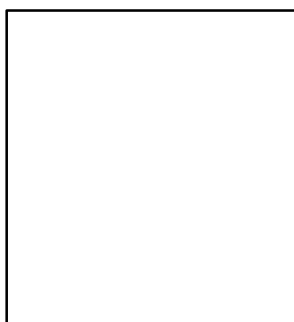
input
Data

Modu
an
Cod

$$\mathbf{H}^{-1} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{Q}^T \quad (3)$$

ในงานวิจัยนี้จะใช้วิธีการแยกตัวประกอบ QR โดยการใช้อัลกอริทึม MGS เมื่อได้เมทริกซ์ $\mathbf{Q}$ และ $\mathbf{R}$ จากการแยกตัวประกอบ จะสามารถหาอินเวอร์สเมทริกซ์ได้จากสมการ (3) โดยการอินเวอร์สเมทริกซ์ $\mathbf{R}$ สามารถหาได้จากวิธีการแทนค่า [3]

ในกระบวนการแก้ปัญหาทางคณิตศาสตร์ การแยกส่วนประกอบของ QR ถูกนำไปใช้อย่างแพร่หลายรวมถึงนำไปใช้ในระบบต่างๆ ที่ได้กล่าวไปแล้ว โมดิฟายด์แกรมสส์สมิต (Modified Gram- Schmidt) ก็เป็นอีกหนึ่งวิธีการในการหาค่าส่วนประกอบของ QR ซึ่งถูกพัฒนามาจากแกรมสส์สมิต Modified Gram- Schmidt จะมีความถูกต้องแม่นยำกว่าแบบแกรมสส์สมิตและกระบวนการในการคำนวณนั้นจะเท่ากับแบบวิธีอื่นด้วย [7] เช่น Given Rotation และ House Holder โดยอยู่ในระดับความซับซ้อนกำลังสาม $O(N^3)$ จุดเด่นที่สำคัญของวิธีการ Modified Gram- Schmidt ในกรณีที่จำนวนของแถวในเมทริกซ์ (row) มีจำนวนที่มากกว่าจำนวนของหลัก (columns) การคำนวณด้วยวิธีนี้จะใช้น้อยกว่าแบบวิธีอื่นๆ ซึ่งในทางปฏิบัติหมายถึงการที่สายอากาศรับมีจำนวนมากกว่าสายอากาศส่งนั่นเอง จึงเป็นที่มาให้งานวิจัยนี้เลือกวิธีแบบ Modified Gram- Schmidt

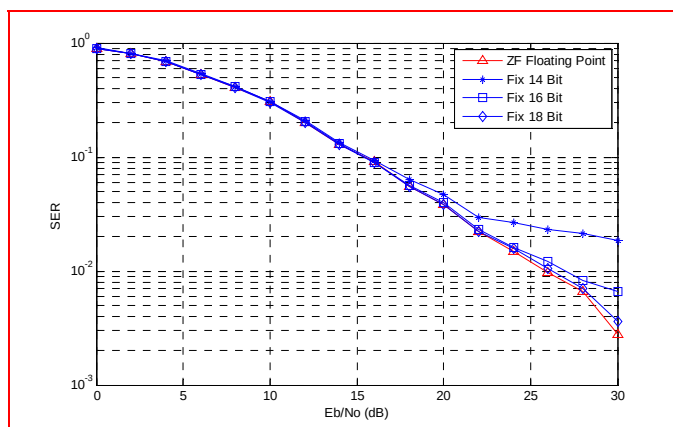


รูปที่ 2 อัลกอริทึม Modified Gram- Schmidt

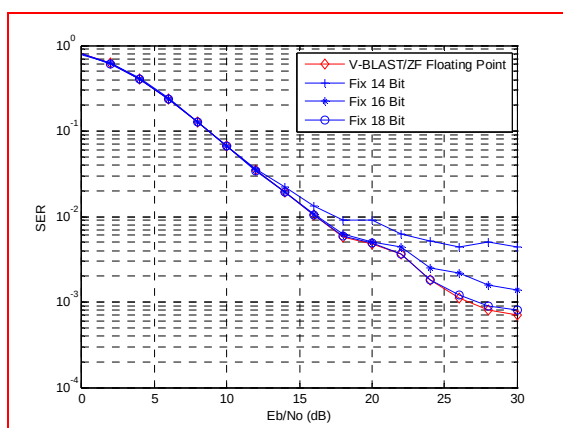
จากรูปที่ 2 แสดงอัลกอริทึม Modified Gram- Schmidt [7] โดยมีส่วนเมทริกซ์แถว $\mathbf{h}$ ที่เป็นสมาชิกของเมทริกซ์ $\mathbf{H}$ ที่รับเข้ามาหาค่า QR $\mathbf{w}$ คือ เมทริกซ์แถวที่ทำการเก็บค่าของ $\mathbf{h}$ และเก็บค่าของที่ได้ลบกับการคูณระหว่าง $\mathbf{r}$ กับ $\mathbf{q}$ ด้วย $\mathbf{r}$ คือ เมทริกซ์หลักเก็บค่าของการคูณกันระหว่าง $\mathbf{w}$ กับ $\mathbf{q}$ และการหาค่าของ นอร์ม (Norm) ที่สอง $\mathbf{q}$ คือ เมทริกซ์หลักที่เกิดจากการนำ $\mathbf{w}$ หารกับค่านอร์มที่สอง จะเห็นได้ว่าเมื่ออินพุตเมทริกซ์ $\mathbf{H}$ ผ่านอัลกอริทึมแบบ Modified Gram- Schmidt สิ่งที่ได้รับจะเป็น 2 เมทริกซ์ คือ เมทริกซ์ $\mathbf{Q}$ และ $\mathbf{R}$ ตามลำดับ

เพื่อศึกษาระบบการสื่อสารไร้สาย MIMO เราได้ทำการจำลองเพื่อศึกษาความยาวค่าที่เหมาะสมทั้งระบบ MIMO ที่ใช้ V-BLASH และไม่ใช่ V-BLAH ในการจำลองได้สังเคราะห์ข้อมูลและส่งผ่านเมทริกซ์ช่องสัญญาณที่มีมิติ 4×4 นั้นหมายความว่าในระบบที่จำลองมีสายอากาศส่ง 4 องค์ประกอบ ในขณะที่

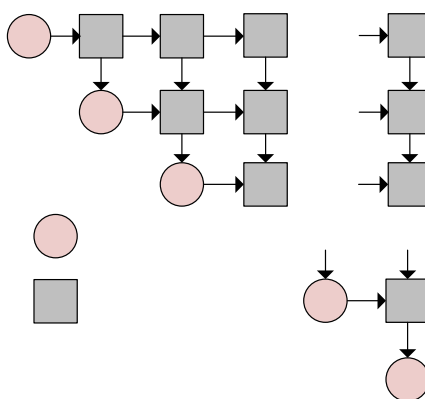
ที่มีสายอากาศรับ 4 องค์ประกอบเช่นเดียวกัน รูปที่ 3 และ 4 แสดงอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ (symbol error rate หรือ SER) ได้จากการจำลองระบบ MIMO ซึ่งไม่ใช้ และใช้ V-BLASH ตามลำดับ โดยจะเปรียบเทียบการคำนวณแบบจุดตาย (fixed-point arithmetic) ที่มีความยาวคำขนาด 14 16 และ 18 บิต กับการคำนวณแบบจุดลอย (floating-point arithmetic) จากรูปจะเห็นว่าทั้ง 2 กรณีเมื่อใช้การคำนวณแบบจุดตายที่มีความยาวคำที่มากกว่า 16 บิตจะเริ่มมีความใกล้เคียงกับการคำนวณแบบจุดลอย โดย SER ที่ได้จากการคำนวณแบบจุดลอยจะมีค่าน้อยที่สุดเมื่อเทียบกับการคำนวณแบบจุดตาย ถึงแม้ SER ที่ได้จากการคำนวณแบบจุดลอยจะดีที่สุด แต่ในงานวิจัยนี้เลือกใช้การคำนวณแบบจุดตายที่มีความยาวคำ 16 บิต เนื่องการคำนวณแบบจุดตายจะใช้ทรัพยากรในการสร้างน้อยกว่าการคำนวณแบบจุดลอย นอกจากนี้ยังได้ตัวประมวลผลที่มีความถี่ที่ใช้งานได้สูงสุดสูงกว่า



รูปที่ 3 อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ได้จากการจำลองระบบ MIMO ซึ่งไม่ใช้ V-BLASH



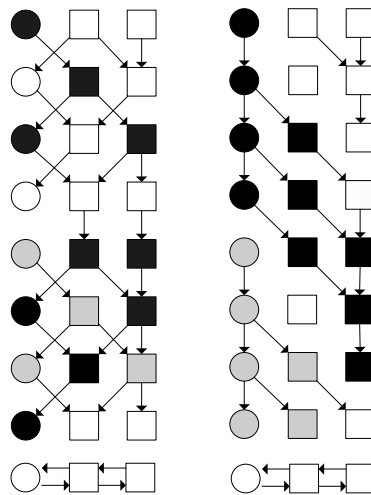
รูปที่ 4 อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ได้จากการจำลองระบบ MIMO ซึ่งใช้ V-BLASH
สถาปัตยกรรมที่ออกแบบสำหรับตัวประมวลผลการอินเวอร์สเมทริกซ์



รูปที่ 5 โครงสร้างแบบแถวลำดับชีสโตลิกต์ทั่วไป

โครงสร้างที่ได้รับความนิยมสูงสำหรับการออกแบบตัวประมวลผลของการแยกตัวประกอบ QR ให้สามารถทำงานได้แบบขนาน โดยมีความเร็วสูงคือโครงสร้างแบบแถวลำดับชีสโตลิกต์ [8] รูปที่ 5 แสดงโครงสร้างทั่วไปของแถวลำดับชีสโตลิกต์ จะเห็นได้ว่าโครงสร้างมีแต่ละแถวที่สามารถทำงานกันแบบขนานได้ โดยเมื่อแต่ละแถวทำงานเสร็จก็ส่งข้อมูลให้แถวต่อไปได้ โครงสร้างนี้เหมาะสำหรับการประยุกต์ใช้ pipelining เพื่อเพิ่มความถี่ที่ใช้ในการคำนวณสูงขึ้น ถึงแม้โครงสร้างดังกล่าวนี้จะมีประสิทธิภาพในด้านความเร็วสูง แต่จำเป็นต้องใช้ทรัพยากรในการสร้างสูงเช่นเดียวกัน ในงานวิจัยนี้จึงนำเสนอการสร้างตัวประมวลผลสำหรับอินเวอร์สเมทริกซ์ ด้วยสถาปัตยกรรมที่ส่งแบบเชิงเส้นจากแถวลำดับชีสโตลิกต์

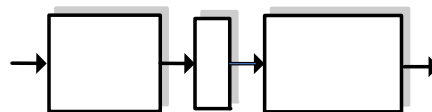
รูปที่ 6 แสดงแถวลำดับที่ได้จากการพับแถวลำดับชีสโตลิกต์แบบดั้งเดิม สามารถลดเซลล์สำหรับประมวลผลจาก N^2+N ของการอินเวอร์สเมทริกซ์ด้วยแยกตัวประกอบ QR เป็น 2 เท่าของจำนวนเต็มของ $(N-1)/2 + 1$ เซลล์ จากรูปเซลล์รูปวงกลมแทนเซลล์ขอบ (boundary cell หรือ BC) เซลล์รูปสี่เหลี่ยมแทนเซลล์ด้านใน (internal cell หรือ IC) ลูกศรแสดงทิศทางการไหลของข้อมูลจากบนลงล่าง จากรูปจะเห็นเซลล์ที่มีสีแตกต่างกัน 3 สี ซึ่งสีกำหนดการทำงานของเซลล์ในเวลาปัจจุบัน สีขาวแทนการทำงานของเซลล์ในอดีตแต่ยังคงทำงานต่อ สีเทาแทนการทำงานของเซลล์ในอนาคต จากการทำงานในเวลาต่าง ๆ นี้แสดงให้เห็นว่าแต่ละเซลล์จะทำงานตลอดเวลา ประสิทธิภาพการทำงานเต็ม 100% [9] นอกจากนี้ จากรูปยังแสดงให้เห็นว่าสามารถลดเซลล์ที่ใช้ในการประมวลผลเป็น 6 เซลล์ได้แก่ PE0-PE5



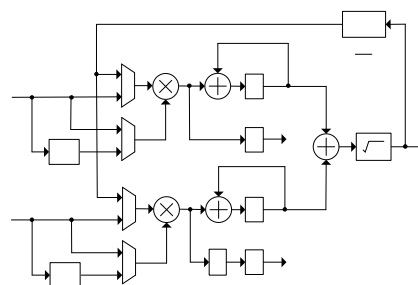
รูปที่ 6 แถวลำดับซิสโตลิกต์หลังการพับของการแยกตัวประกอบ QR และการอินเวอร์สเมทริกซ์ ขนาด 4x4

จากที่กล่าวข้างต้นซึ่งแสดงให้เห็นโครงสร้างการประมวลผลของการการแยกตัวประกอบ QR และอินเวอร์สเมทริกซ์ ในหัวข้อนี้เรานำโครงสร้างการประมวลผลดังกล่าวซึ่งประกอบด้วยเซลล์ทั้งหมด 6 เซลล์มาสร้างด้วยสถาปัตยกรรมที่น่าเสนอ

รูปที่ 7 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของการอินเวอร์สเมทริกซ์ H ขนาด 4x4 ที่ได้ออกแบบ โดย อินพุตทำการรับเมทริกซ์ขนาด 4x4 ที่เป็นจำนวนเชิงซ้อน จากนั้นนำไปแยกตัวประกอบ QR ด้วยหน่วยประมวลผลทั้งสามตัวดังที่กล่าวไปแล้ว ผลลัพธ์ที่ได้คือค่าของตัวประกอบ QR ทำการเก็บค่าบนหน่วยความจำ (Memory) นำค่าในหน่วยความจำส่งต่อไปยังหน่วยประมวลผลอีก 3 ตัว PE3-PE5 สำหรับการหา R^{-1} และนำไปคูณกับเมทริกซ์ Q^T ได้เป็นอินเวอร์สเมทริกซ์ต่อไป



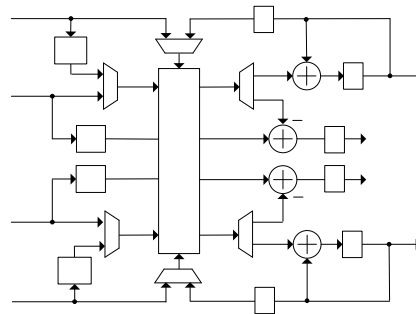
รูปที่ 7 สถาปัตยกรรมเบื้องต้นอินเวอร์สเมทริกซ์ด้วยการแยกตัวประกอบ QR



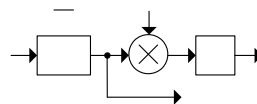
รูปที่ 8 สถาปัตยกรรมแยกตัวประกอบ QR PE0

จากรูปที่ 8 แสดงสถาปัตยกรรมกรรมแยกตัวประกอบ QR หน่วยประมวลผล PE0 รับอินพุตเมทริกซ์ที่ต้องการอินเวอร์สเมทริกซ์ในแนวหลัก ที่ประกอบด้วยจำนวนจริงและจินตภาพความยาวคำ (Wordlength) 16 บิต ตัวดำเนินการ (operation) ภายใน PE0 ได้แก่ การคูณ การบวก การหารค่ารากที่สอง และการหารค่าส่วนกลับ เอาต์พุต PE0 ที่ได้จะเป็นค่าของ $R_{j,j}$ ที่มีแต่จำนวนจริงและค่าของ Q_j ในแนวหลักความยาวคำ 16 บิต สถาปัตยกรรมกรรมที่นำเสนอมีการออกแบบให้สามารถใช้ทรัพยากรร่วมกันของตัวคูณและตัวหารได้

จากรูปที่ 9 แสดงสถาปัตยกรรมของการแยกตัวประกอบ QR ในหน่วยประมวลผล PE1, PE2 โดยรับอินพุตเมทริกซ์ที่ต้องการหาอินเวอร์สเมทริกซ์ในแนวหลักความยาวคำ 16 บิต ตัวดำเนินการภายใน PE1, PE2 ได้แก่ การคูณ การบวก เอาต์พุตที่ได้จะเป็นค่าของ $R_{i,j}$ ความยาวคำ 16 บิต สถาปัตยกรรมกรรมที่นำเสนอ มีการออกแบบให้สามารถใช้ทรัพยากรร่วมกันของตัวคูณ โดยผ่านทางตัวมัลติเพล็กซ์รีจิสเตอร์ 15D ถูกใช้สำหรับหน่วยข้อมูลที่เกิดจากการคูณและการหารค่าที่สอง รีจิสเตอร์ 9D สำหรับหน่วยข้อมูลที่เกิดจากการหารค่าที่สอง เพื่อให้ข้อมูลที่จะใช้ในการคำนวณอยู่ในช่วงเวลาเดียวกัน เมื่อ D คือ การหน่วงเวลา 1 ครั้ง (Unit Delay)



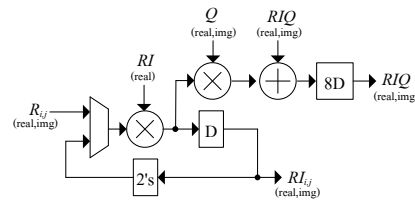
รูปที่ 9 สถาปัตยกรรมแยกตัวประกอบ QR PE1 และ PE2



รูปที่ 10 สถาปัตยกรรมของส่วนกลับของ $R_{j,j}$ PE3

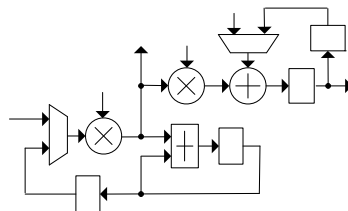
จากรูปที่ 11 แสดงสถาปัตยกรรมของส่วนกลับของ $R_{j,j}$ ในหน่วยประมวลผล PE3 โดยรับอินพุตจาก $R_{j,j}$ ความยาวคำ 16 บิตที่เป็นจำนวนจริงมาทำการหาส่วนกลับ และนำไปคูณกับค่า Q ส่วนเอาต์พุตที่ได้จะมีอยู่สองส่วน ส่วนแรก $R_{i,j}$ สำหรับส่งต่อไปยังหน่วยประมวลผลตัวถัดไปที่ใช้สำหรับหาส่วนกลับของ $R_{i,j}$ ส่วนที่สอง $R_i Q$ ที่เกิดจากการคูณกันระหว่างส่วนกลับของ $R_{j,j}$ กับ Q ที่

ประกอบด้วยจำนวนจริงและจินตภาพความยาวค่า 16 บิตสำหรับนำไปรวมกับหน่วยประมวลผลตัวถัดไปเพื่อได้ผลลัพธ์เป็นอินเวอร์สเมทริกซ์



รูปที่ 11 สถาปัตยกรรมของส่วนกลับของ R_{ij} PE4

จากรูปที่ 8 แสดงสถาปัตยกรรมของส่วนกลับของ R_{ij} ในหน่วยประมวลผล PE4 โดยรับอินพุตจาก $R_{i,j}$ ความยาวค่า 16 บิต มาทำการหาส่วนกลับ และนำไปคูณกับค่า Q ส่วนเอาต์พุตที่ได้จะมีอยู่สองส่วน ส่วนแรก $RI_{i,j}$ สำหรับส่งต่อไปยังหน่วยประมวลผลตัวถัดไปที่ใช้สำหรับหาส่วนกลับของ $R_{i,j}$ ส่วนที่สอง RIQ ความยาวค่า 16 บิต สำหรับนำไปรวมกับหน่วยประมวลผลตัวถัดไป เพื่อได้ผลลัพธ์เป็นอินเวอร์สเมทริกซ์ต่อไป รีจิสเตอร์ 8D สำหรับเก็บค่าของการคูณระหว่างส่วนกลับของ $R_{i,j}$ กับ Q



รูปที่ 12 สถาปัตยกรรมของส่วนกลับของ R_{ij} PE5

จากรูปที่ 12 แสดงสถาปัตยกรรมของส่วนกลับของ $R_{i,j}$ ในหน่วยประมวลผล PE5 โดยรับอินพุต $R_{i,j}$ ความยาวค่า 16 บิต ทำการหาส่วนกลับ และนำไปคูณกับค่า Q ส่วนเอาต์พุตที่ได้จะมีอยู่สองส่วน ส่วนแรก $RI_{i,j}$ สำหรับส่งต่อไปยังหน่วยประมวลผล PE5 ที่ใช้สำหรับหาส่วนกลับของ $R_{i,j}$ ส่วนที่สอง RIQ ความยาวค่า 16 บิต สำหรับนำไปรวมกับหน่วยประมวลผล PE5 เพื่อได้ผลลัพธ์เป็นอินเวอร์สเมทริกซ์ รีจิสเตอร์ 4D สำหรับเก็บค่าของการคูณระหว่างส่วนกลับของ $R_{i,j}$ กับ Q

3. ผลการสร้างบนอุปกรณ์ FPGA

ตารางที่ 1 ผลการสังเคราะห์วงจรทั้งหมด

เอฟพีจีเอ FPGA	สไลซ์ Slices	ตัวคูณ Multiplier	หน่วยความจำ BRAM
Virtex-II Pro XC2VP30-7	2,473	26	61
	ความถี่สูงสุด Max Freq.	จำนวนรอบ Cycle	อัตรารับข้อมูล Throughput (Ms/s)
	140 MHz	195	2

เราได้สร้างตัวประมวลผลสำหรับการอินเวอร์สเมทริกซ์ที่ใช้การแยกตัวประกอบ QR ด้วยอัลกอริทึม MGS บนพื้นฐานสถาปัตยกรรมที่นำเสนอ โดยออกแบบวงจรรองรับเมทริกซ์ขนาด 4x4 ด้วยความยาวคำ 16 บิต โดยสร้างด้วย FPGA ของบริษัทไซลิงค์ (Xilinx) ตระกูลเวอร์เท็กซ์ทูโปร (Virtex2-Pro) เบอร์ XC2VP30-7 วงจรหารได้นำหน่วยความจำที่อยู่บนชิพแล้วหรือบีแรม (BRAM) สร้างเป็นในลักษณะการเปิดตาราง ทำให้ลดจำนวนวงรอบการทำงานลงจากวงจรแบบปกติ วงจรคูณได้นำบล็อกคูณที่อยู่ภายในชิพมาใช้ ซึ่งเป็นวงจรคูณที่มีอยู่ในชิพแล้ว ในตารางที่ 1 แสดงผลลัพธ์การที่ใช้ไปทั้งหมดสำหรับตัวอินเวอร์สเมทริกซ์ที่นำเสนอ โดยประกอบด้วย ตัวคูณ ตัวหารากที่สอง 26 ตัว 1 ตัว ตามลำดับ แต่สำหรับตัวอินเวอร์สเมทริกซ์แบบปกติใช้ตัวคูณ ตัวหารากที่สอง ตัวหาร 416 ตัว 4 ตัว 14 ตัวตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่าตัวอินเวอร์สเมทริกซ์ที่นำเสนอใช้ทรัพยากรที่น้อย

4. สรุป

งานวิจัยนี้ได้สร้าง FPGA ของตัวประมวลผลการอินเวอร์สเมทริกซ์สำหรับใช้ในการถอดรหัสของระบบการสื่อสารไร้สายหลายอินพุตหลายเอาต์พุต โดยการอินเวอร์สเมทริกซ์จะใช้วิธีการแยกตัวประกอบ QR ซึ่งการแยกนี้จะใช้อัลกอริทึม MGS ในการแยก เราได้นำเสนอเทคนิคการลดทรัพยากรที่ใช้ในการสร้าง FPGA ของตัวประมวลผลการอินเวอร์สเมทริกซ์ โดยการใช้การปรับโครงสร้างการคำนวณแบบซิสโตลิกต์ทั่วไป ให้เป็นแบบเชิงเส้น และได้ออกแบบตัวประมวลผลย่อยสำหรับ BC และ IC ให้เป็นการใช้วงจรคูณร่วมกัน จากผลการสร้างแสดงให้เห็นว่าวงจรที่สร้างมีขนาดเล็กใช้ทรัพยากรในการสร้างน้อย และมีความถี่ที่ทำงานได้สูงสุดค่อนข้างสูง

เอกสารอ้างอิง

- [1] Gesbert, D., Shafi, M., Shiu, D., Smith, P.J. Naguib, A. “ From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems,” *IEEE Journal on Selec. Areas in Commu.* vol. 21, No. 3, Apr 2003 , pp. 281-302.
- [2] S. Haykin , *Adaptive Filter Theory* , 2rd ed. Prentice Hall, 1991.
- [3] Golub, G. H., Van Loan, C. F, *Matrix Computation* , Johns Hopkins, New York 1996.
- [4] C.K. Singh , S.H. Prasad , P.T. Balsara , “ VLSI Architecture for Matrix Inversion using Modified Gram-Schmidt based QR Decomposition, ” in *Proc. Int. Conf. VLSI Design* , Jan 2007, pp. 836-841.
- [5] Lin, K., Lin, C., Chang, R. C., Huang, C., Chen, F., “ Iterative QR Decomposition Architecture Using the Modified Gram-Schmidt Algorithm,” *ISCAS2009*, May 2009 , pp. 1409-1412.
- [6] A. Boonpoonga, S. Janyavilas, P. Sirisuk, M. Krairiksh, “FPGA Implementation of QR Decomposition Using MGS Algorithm,” *Lecture Notes in Computer Science*, Springer Verlag LNCS 5992, Mar 2010, pp. 394-399.
- [7] C.K. Singh , S.H. Prasad , P.T. Balsara , “ VLSI Architecture for Matrix Inversion using Modified Gram-Schmidt based QR Decomposition ” , in *Proc. Int. Conf. VLSI Design* , pp. 836-841 , Jan 2007.
- [8] El-Amawy, A.,K.R., “ Parallel VLSI Algorithm for Stable Inversion of dense matrices, ” *IEE Proceedings*, vol. 136, no. 6, Nov 1989 , pp 575-580.
- [9] Lightbody,G., Woods, R., Walke, R., “Design of a Parameterizable Silicon Intellectual Property Core for QR-Based RLS Filtering,” *IEEE Trans. On very large scale integration (VLSI) systems*, vol. 11, no. 4, Aug 2003, pp. 659-678

บทความส่งเพื่อพิจารณาตีพิมพ์

- [1] A. Boonpoonga, **P. Sirisuk**, and M. Krairiksh, “Efficient Parallel Architecture for Implementation of the CMA Adaptive Antenna,” submitted for considering publication on *ETRI Journal*.

บทความตีพิมพ์

- [2] T. Tantisoparak, A. Boonpoonga, C. Phongcharonpanich, **P. Sirisuk**, and Monai, “Adaptive Array Antenna using On-Off and CMA Algorithms for Microwave RFID Readers,” *IEICE Trans. on Commu.* Vol.E94-B,No.05,pp.1153-1160, May. 2011.

- [3] A. Boonpoonga, S. Janyavilas, **P. Sirisuk**, M. Krairiksh, “FPGA Implementation of QR Decomposition Using MGS Algorithm,” [Lecture Notes in Computer Science](#), Springer Verlag LNCS 5992, pp. 394-399, March 2010.
- [4] T. Tantisopharak, A. Boonpoonga, **P. Sirisuk** and M. Krairiksh. “Combination between CMA and On-Off Algorithms for Adaptive Array Antenna,” Proc. In *The 2009 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2009)*, pp. 125-128, Bangkok, 2009.
- [5] สมภพ จรรยาวิลาส เอกรัฐ บุญญา และ **เผ่าถัก สิริสุข**, “การสร้างเอฟพีจีเอประสิทธิภาพสูงของการอินเวอร์สเมทริกซ์โดยใช้การแยกตัวประกอบ QR, ” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 33 , หน้า 1349-1352 , ธันวาคม 2553.
- [6] รัดดา มีทา **เผ่าถัก สิริสุข** และ เอกรัฐ บุญญา, “แนวทางการสร้างมูลค่าเพิ่มแก่ชาวสวนผลไม้ด้วยระบบอิเล็กทรอนิกส์การเกษตร: กรณีศึกษาระบบตรวจสอบคุณภาพผลทุเรียน,” การประชุมสัมมนาวิชาการด้านการจัดการโลจิสติกส์และโซ่อุปทาน ครั้งที่ 9 (ThaiVCML2009) หน้า 293-302 พฤศจิกายน 2552

3.4 สายอากาศแถบความถี่กว้างและสายอากาศหลายแถบความถี่

รศ.ดร.ประยุทธ์ อัครเอกพาลิน และ ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

1. สายอากาศร่องแถบความถี่กว้าง

วัตถุประสงค์

เพื่อการศึกษา ออกแบบ และสร้างสายอากาศร่องกว้างที่ป้อนด้วย CPW ที่ใช้สลับจูน กว้างและโพลคสตริป (CPW-FSLW) ที่มีคุณสมบัติหลัก ๆ สองประการคือ มีแถบความถี่ใช้งานที่กว้าง (Wideband) และมีการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางเดียว (Uni-directional) โดยการวางตัวสะท้อนโลหะแบบต่าง ๆ ไว้หลังสายอากาศ CPW-FSLW ในที่นี้จะใช้ตัวสะท้อนสองรูปแบบคือ ตัวสะท้อนแบนเรียบ (Flat Reflector) และตัวสะท้อนรูป Δ (Δ -shape Reflector)

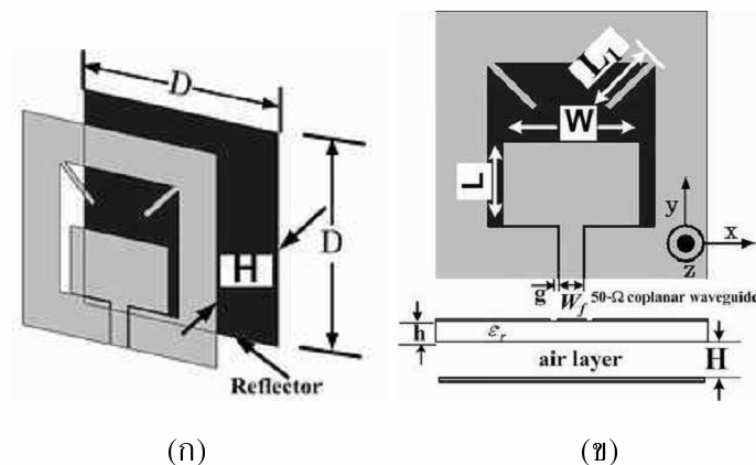
1.1 สายอากาศบนตัวสะท้อนแบนเรียบ

ขั้นตอนการดำเนินงาน

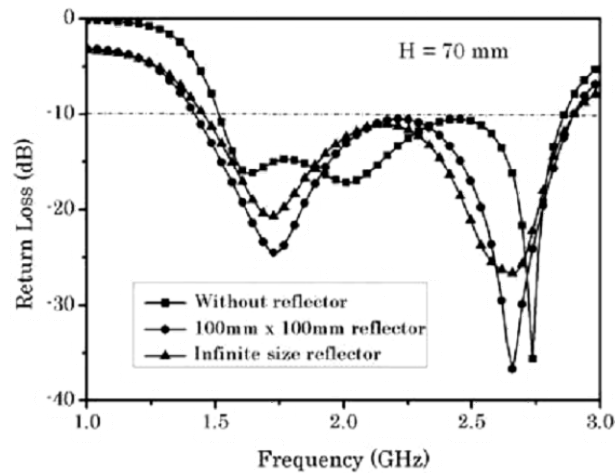
1.1.1 ออกแบบสายอากาศร่องที่ป้อนด้วย CPW ที่ใช้สลับจูนกว้างและโพลคสตริป (CPW-FSLW) ที่มีแถบความถี่ที่กว้าง และมีการแผ่กระจายคลื่นในสองทิศทาง ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศ CPW-FSLW ที่มีการกระจายคลื่นทิศทางเดียว โดยใช้ตัวสะท้อนโลหะแบนเรียบวางไว้ด้านหลังของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 1.1 ประกอบด้วยสายอากาศ CPW-FSLW ที่สร้างบนแผ่น FR4 ที่ชั้นสเตรตมีค่าคงที่ (ϵ_r) เท่ากับ 4.4 มีค่าแทนเจนต์ของการสูญเสีย ($\tan \delta$) เท่ากับ 0.02 และมีความสูงของชั้นสเตรต (h) เท่ากับ 1.6 มม. พารามิเตอร์สามตัวซึ่งส่งผลต่อแบนวิธที่อิมพีแดนซ์ของสายอากาศสองตัวแปรจากสลับจูน คือ L และ W และจากส่วนของโพลคสตริป L_1 จะพบว่าการปรับพารามิเตอร์ทั้งสามทำให้สายอากาศมีแบนวิธที่กว้าง จากผลที่ได้จะสรุปผลของพารามิเตอร์ได้ดังนี้ คือ ค่าของ W จะส่งผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ฝั่งความถี่สูง (รอบๆ ความถี่ 2.75 GHz) ส่วน L จะส่งผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ฝั่งความถี่ต่ำ (รอบๆ ความถี่ 1.75 GHz) และความยาวของ L_1 ถ้าเลือกค่าที่เหมาะสมแล้วจะส่งผลทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ใหม่ด้านฝั่งความถี่สูงซึ่งจะทำการแยกความถี่มูลฐานของสายอากาศที่อยู่ด้วยกันออกไปทำให้แบนวิธของสายอากาศมีค่าเพิ่มขึ้น จากการคำนวณและการจำลองพบว่าค่าที่ดีที่สุด คือ $L = 22.5$ มม. $W = 36$ มม. $L_1 = 16$ มม. และเพื่อให้สายป้อนของ CPW มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50Ω ซึ่งจะได้ค่า $W_f = 6.36$ มม. และ $g = 0.5$ มม. ซึ่งสายอากาศที่ไม่มีตัวสะท้อนด้านหลังที่ได้จะมีการแผ่กระจายคลื่นแบบสองทิศทางและมีอัตราขยายมากที่สุด 4.5 dBi เพื่อที่จะทำการเพิ่มอัตราขยายและค่าเจาะจงทิศทางของสายอากาศจะสามารถทำได้โดยการเพิ่มตัวสะท้อนให้สายอากาศ การเพิ่มตัวสะท้อนที่เป็นโลหะแบนเรียบจะทำให้สายอากาศมีทิศทางการแผ่กระจายคลื่นออกไปในทิศทางเดียว จากรูปที่ 1.1 ทิศทางการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางเดียวจะไปตามแนวแกน $+z$ โดยการวางแผ่นสะท้อนห่างจากตัวสายอากาศ CPW-FSLW ในระยะทาง H ในการศึกษาเบื้องต้นจะ

ให้แผ่นสะท้อนมีขนาด $D \times D$ ในที่นี้เลือกขนาดเท่ากับ $100 \text{ มม.} \times 100 \text{ มม.}$ ซึ่งมีขนาดใหญ่กว่าตัวของสายอากาศ (รูปที่ 1.1) และอีกแผ่นจะให้มีขนาดไม่จำกัด จากขนาดและความสูงดังกล่าวจะใช้ในการคำนวณคุณลักษณะของสายอากาศต่อไป

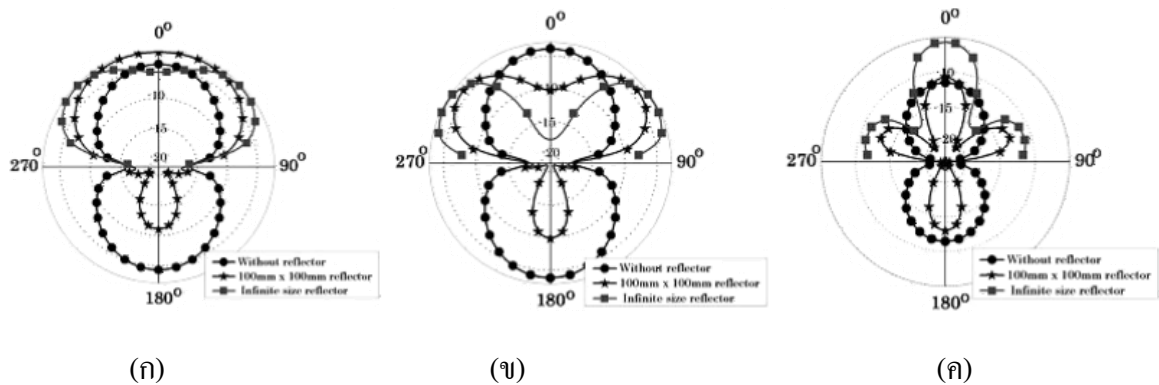
1.1.2 จำลองการทำงานของสายอากาศ โดยใช้ตัวสะท้อนแบนเรียบ 2 ขนาด คือ $100 \text{ มม.} \times 100 \text{ มม.}$ และขนาดไม่จำกัดเปรียบเทียบกับกรณีไม่มีตัวสะท้อน การจำลองผลกระทบของสายอากาศที่มีและไม่มีแผ่นสะท้อน พบว่าผลของการจำลองค่าการสูญเสีย ย้อนกลับของสายอากาศ CPW-FSLW ที่มีและไม่มีแผ่นสะท้อนแสดงดังรูปที่ 1.2 ซึ่งจะพบว่าขนาดของแผ่นสะท้อนจะส่งผลต่อค่าการสูญเสีย ย้อนกลับของสายอากาศกรณีที่ใช้ตัวสะท้อนขนาดไม่จำกัด และพบว่ามีแบนวิดท์ที่มากกว่าอีกสองกรณีที่เหลือแต่ในการประยุกต์ใช้งานในทางปฏิบัติ ตัวสะท้อนจะต้องมีขนาดที่จำกัดเนื่องจากสถานที่ในการติดตั้งมีขนาดจำกัด ซึ่งขนาดของแผ่นสะท้อนหรือระนาบกราวด์จะส่งผลโดยตรงต่อคุณลักษณะของสายอากาศ ดังนั้น สายอากาศเมื่อนำไปใช้งานจริงจำเป็นต้องให้แน่ใจว่าเมื่อใส่แผ่นสะท้อนเข้าไปแล้ว แบนวิดท์ของสายอากาศยังสามารถใช้งานได้ โดยจากกราฟเมื่อลดขนาดลงเหลือ $100 \text{ มม.} \times 100 \text{ มม.}$ พบว่าแบนวิดท์ยังคงมีค่าใกล้เคียงกับขนาดของตัวสะท้อนที่มีขนาดไม่จำกัด รูปที่ 1.3 แสดงผลการจำลองแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศที่มีขนาดของแผ่นสะท้อนที่แตกต่างกันทั้งสาม ที่ความถี่ 1700 MHz 2100 MHz และ 2700 MHz



รูปที่ 1.1 โครงสร้างสายอากาศและตัวสะท้อน (ก) มุมมองสามมิติ และ (ข) มุมวางด้านบนและภาพตัดขวาง



รูปที่ 1.2 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของแผ่นสะท้อนที่มีขนาดแตกต่างกัน เมื่อ $H = 70$ มม.



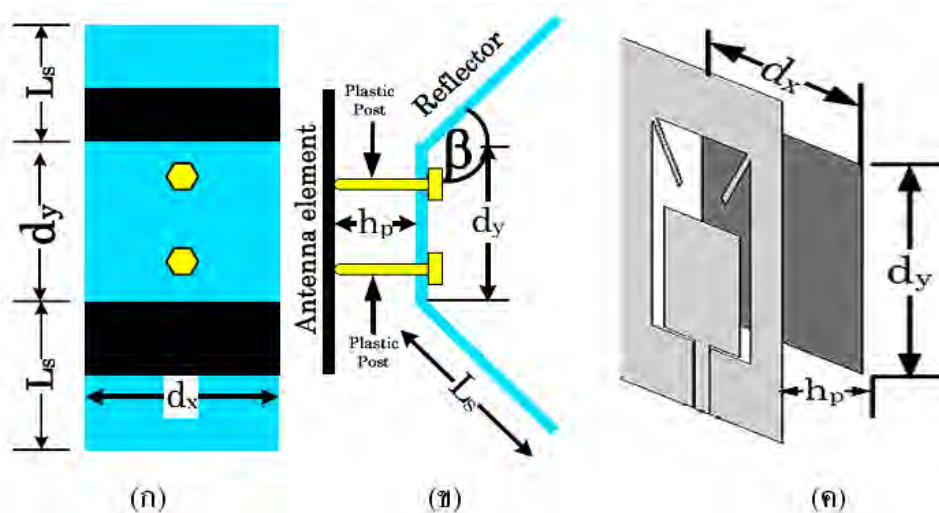
รูปที่ 1.3 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ E ของแผ่นสะท้อนที่มีขนาดแตกต่างกันที่ความถี่ (ก) 1700 MHz (ข) 2100 MHz และ (ค) 2700 MHz

1.2 สายอากาศบนตัวสะท้อนรูป Δ

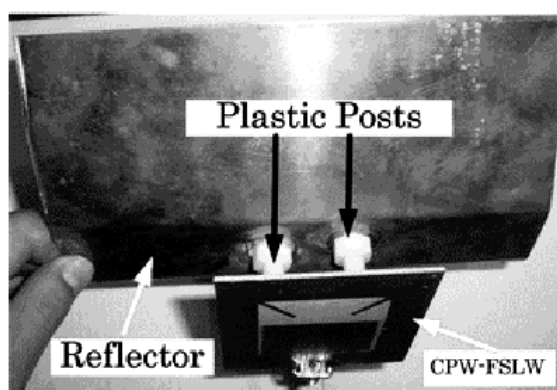
ขั้นตอนการดำเนินงาน

1.2.1 ออกแบบสายอากาศโดยใช้โครงสร้าง CPW-FSLW ซึ่งมีแถบความถี่ใช้งานกว้างวางบนตัวสะท้อนรูป Δ กับแผ่นเรียบแนวนอนแสดงดังรูปที่ 1.4 ตัวสายอากาศ CPW-FSLW มีขนาด 72 มม. $\times$ 72 มม. ถูกรองรับด้วยแท่งพลาสติกวางบนตัวสะท้อน ตัวสะท้อนรูป Δ กับแผ่นเรียบแนวนอนถูกพัฒนามาจากตัวสะท้อนแบบมุม (Corner Reflector) เพื่อที่จะลดขนาดทั้งหมดของตัวสะท้อนแบบมุมสามารถทำได้โดยการตัดมุมของตัวสะท้อนแล้วแทนด้วยแผ่นเรียบแนวนอน ตัวสะท้อนรูป Δ มีขนาดของส่วนแผ่นเรียบคือ $d_x \times d_y$ ส่วนมุมเฉียงมีมุม β ความยาวและกว้างของส่วนเฉียงคือ L_s และ d_x ตามลำดับ ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับส่วน แผ่นเรียบคือ h_p จากการเลือกขนาดของส่วนแผ่นเรียบ (d_x และ d_y) ความสูง (h_p) และมุมส่วนเฉียง (β) ที่เหมาะสมจะทำให้อินพุทอิมพีแดนซ์และการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศมีค่าดีขึ้น

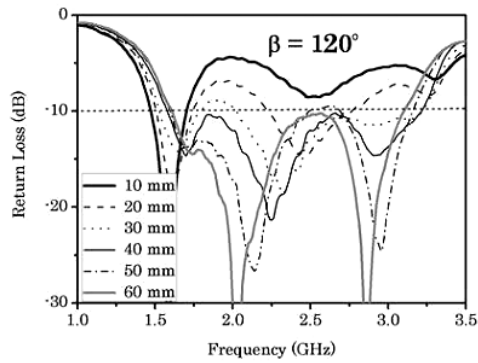
1.2.2 สร้างสายอากาศต้นแบบแสดงดังรูปที่ 1.5 จากนั้นทำการวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะด้วยเครื่องวิเคราะห์ย่านงานรุ่น HP8510C รูปที่ 1.6 แสดงผลกระทบของการปรับค่า h_p จาก 10 ถึง 60 มม. เมื่อ β มีค่า 120° และ 140° ผลวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นสำหรับกรณี $\beta = 120^\circ$ และ 140° เมื่อ $h_p = 30$ มม. และ $G \times G = 100$ มม. $\times$ 100 มม. แสดงในรูปที่ 1.7 ถึง 1.10 รูปทั้งหมดแสดงผลการวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศที่นำเสนอที่ความถี่ 1700 MHz 2400 MHz และ 2700 MHz ซึ่งจะพบว่าแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นตลอดย่านความถี่มีค่าสม่ำเสมอ ค่าระดับโพลาริเซชันของสายอากาศมีค่าต่ำกว่า -12 dB เมื่อเทียบกับระดับของโพลาริเซชันตาม



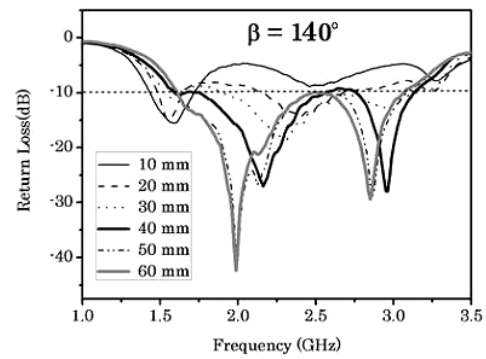
รูปที่ 1.4 โครงสร้างสายอากาศบนตัวสะท้อนรูป Λ (ก) มุมมองด้านบน (ข) มุมมอง 3 มิติ และ (ค) ขนาดของแผ่นเรียบแนวนาน d_x และ d_y



รูปที่ 1.5 ภาพถ่ายชิ้นงานจริงของสายอากาศต้นแบบ

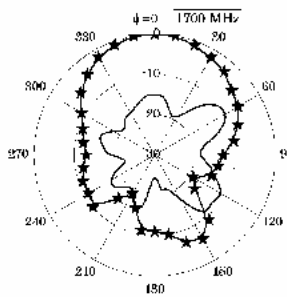


(ก)

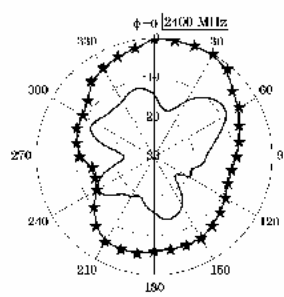


(ข)

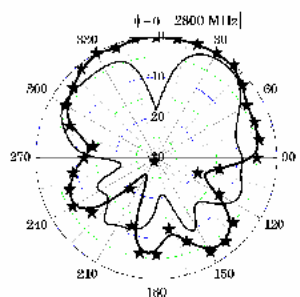
รูปที่ 1.6 ผลการวัดค่าสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ CPW-FSLW บนตัวสะท้อนรูป Λ ในกรณีที่มี h_p มีค่าแตกต่างกัน (ก) $\beta = 120^\circ$ และ (ข) $\beta = 140^\circ$



(ก)



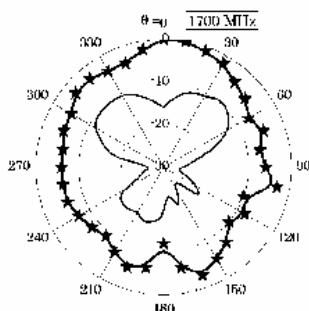
(ข)



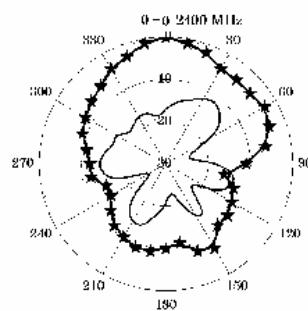
(ค)

รูปที่ 1.7 ผลวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ E ที่ (ก) 1700 MHz (ข) 2400 MHz และ (ค) 2700 MHz

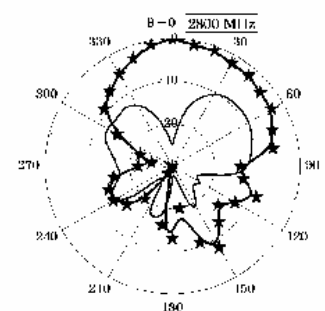
เมื่อ $h_p = 30$ มม. และ $\beta = 120^\circ$



(ก)



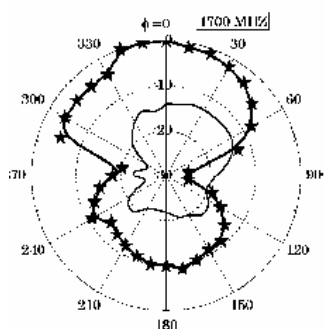
(ข)



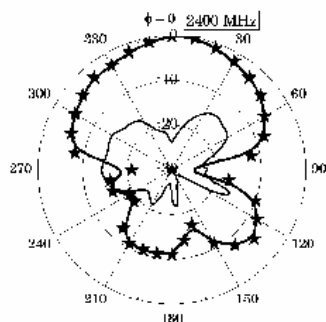
(ค)

รูปที่ 1.8 ผลวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ H ที่ (ก) 1700 MHz (ข) 2400 MHz และ (ค) 2700 MHz

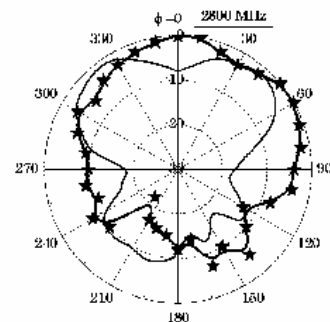
เมื่อ $h_p = 30$ มม. และ $\beta = 120^\circ$



(ก)



(ข)

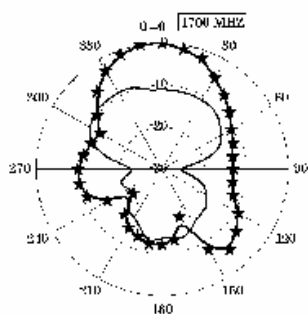


(ค)

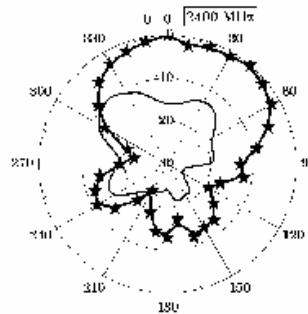
รูปที่ 1.9 ผลวัดการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ E ที่ (ก) 1700 MHz (ข) 2400 MHz และ (ค) 2700 MHz

เมื่อ $h_p = 30$ มม.

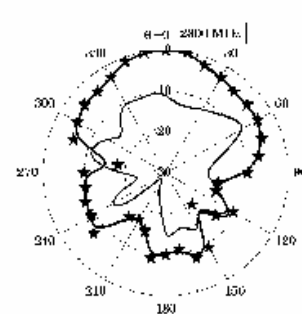
และ $\beta = 140^\circ$



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 1.10 ผลวัดการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ H ที่ (ก) 1700 MHz (ข) 2400 MHz

และ (ค) 2700 MHz เมื่อ $h_p = 30$ มม. และ $\beta = 140^\circ$

บทสรุป

งานวิจัยนี้ได้ศึกษา สร้าง และทดสอบสายอากาศที่มีลักษณะการแผ่กระจายคลื่นออกในทิศทางเดียวและมีแถบความถี่ใช้งานที่กว้างบนโครงสร้างของสายอากาศรองที่ป้อนด้วย CPW ที่ใช้สัดับจูนกว้างและโหลดสตรีป โดยใช้ตัวสะท้อนรูป Λ จากผลการทดสอบพบว่าขนาดและรูปร่างของตัวสะท้อนส่งผลต่อแมตซ์อิงอิมพีแดนซ์และแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น การเลือกค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของตัวสะท้อนรูป Λ อย่างเหมาะสมโดยเฉพาะ ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนกับสายอากาศ รูปร่าง ขนาดและมุมระหว่างตัวสะท้อน จะทำให้สายอากาศยังคงมีแบนวิดท์ที่กว้างและมีทิศทางการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางเดียวตลอดช่วงความถี่ใช้งาน การออกแบบทั้งการจำลองและการวัดทดสอบจริงมีค่าที่สอดคล้องกัน โดยจะพบว่าผลการวัดค่าแมตซ์อิงอิมพีแดนซ์แบนวิดท์ได้ 64% จาก 1.6 ถึง 3.1 GHz ($VSWR \leq 2$) ซึ่งสายอากาศที่ได้จากการออกแบบสามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานในย่าน GSM1800 GSM1900

PCS IMT-2000 และ WLAN และจากคุณสมบัติดังกล่าวจะพบว่าสายอากาศร่องที่ป้อนด้วย CPW ซึ่งวางบนตัวสะท้อนรูป Λ ร่วมกับตัวสะท้อนแนวระนาบสามารถนำไปใช้งาน รวมทั้งพัฒนาเป็นสายอากาศอาร์เรย์เพื่อใช้งานในระบบสื่อสารไร้สายต่อไป

2. สายอากาศแฟร็กทัลหลายแถบความถี่

วัตถุประสงค์

เพื่อศึกษา ออกแบบ และสร้างสายอากาศระนาบโดยใช้โครงสร้างแบบแฟร็กทัล เพื่อประยุกต์ใช้งานเป็นสายอากาศหลายแถบความถี่ในระบบสื่อสารไร้สาย

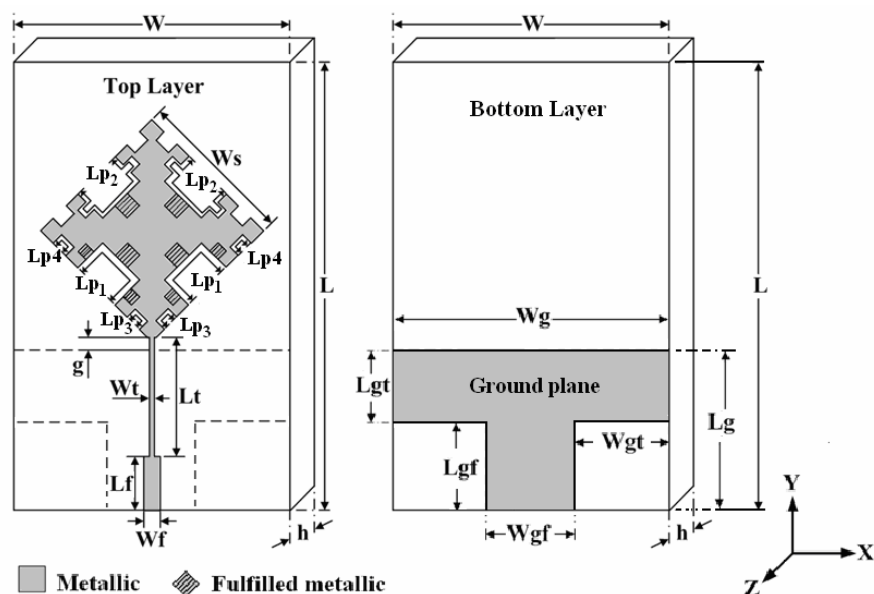
2.1 สายอากาศโมนโพลแฟร็กทัลรูปขนมเปียกปูน

ขั้นตอนการดำเนินงาน

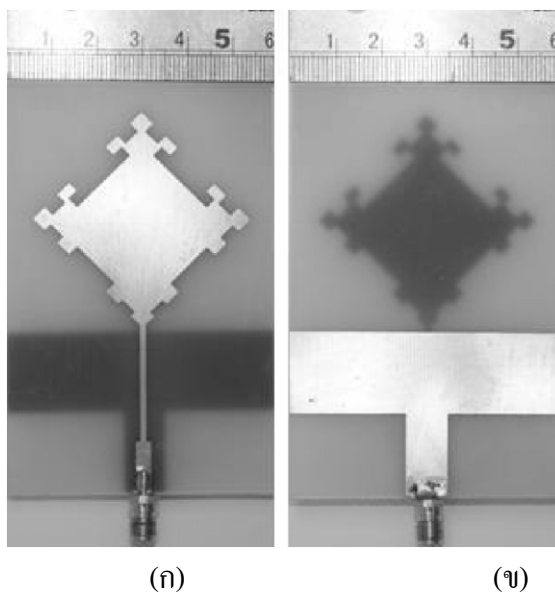
2.1.1 ออกแบบสายอากาศโมนโพลที่ใช้โครงสร้างเรขาคณิตแฟร็กทัลของมินิโควสกีแบบปรับปรุงระนาบกราวด์ดังแสดงในรูปที่ 2.1 ประกอบด้วยส่วนของตัวแผ่กระจายคลื่นที่มีการปรับปรุงโครงสร้างเรขาคณิตแฟร็กทัลของมินิโควสกีขั้นที่ 2 และการปรับปรุงระนาบกราวด์ ในส่วนของตัวแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศนั้นจะมีขนาดความกว้าง W_s ซึ่งถูกป้อนด้วยสายนำสัญญาณไมโครสตริปเพื่อแมตช์กับอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม โดยมีขนาดความกว้างเป็น W_f ขณะที่บริเวณระนาบกราวด์ของสายอากาศถูกวางอยู่ระนาบด้านล่างของตัวแผ่กระจายคลื่นจะถูกปรับปรุงโครงสร้างเพื่อทำให้อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์และการแผ่กระจายคลื่นมีการปรับปรุงที่ดีขึ้นในย่านความถี่สูง สายอากาศสร้างบนแผ่น FR4 ที่ซัสเตรตมีค่าคงที่ (ϵ_r) เท่ากับ 4.4 มีค่าแทนเจนต์ของการสูญเสีย ($\tan \delta$) เท่ากับ 0.02 และมีความสูงของซัสเตรต (h) เท่ากับ 1.6 มม. โดยค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศมีดังนี้ $W = W_g = 59$ มม. $L = 90$ มม. $L_g = 35.25$ มม. $W_s = 33.54$ มม. $L_t = 25.36$ มม. $W_f = 3.48$ มม. $L_f = 11.55$ มม. $L_{p1} = 16.14$ มม. $L_{p2} = 36.02$ มม. $L_{p3} = 6.21$ มม. $L_{p4} = 7.45$ มม. $g = 1.15$ มม. $W_t = 1.41$ มม. $L_{gt} = 17.60$ มม. $L_{gf} = 17.65$ มม. $W_{gt} = 21$ มม. และ $W_{gf} = 17$ มม.

2.1.2 สร้างสายอากาศต้นแบบดังแสดงในรูปที่ 2.2 และทดสอบโดยใช้เครื่องวิเคราะห์ข่ายงาน (Network Analyzer) รุ่น HP8510C เพื่อวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับของชิ้นงานจริงเทียบกับผลการจำลองดังแสดงในรูปที่ 2.3 พบว่า ผลจากการจำลองเกิดค่าความถี่เรโซแนนซ์ 3 ความถี่ คือ ค่าความถี่ 2.13 GHz 4.46 GHz และ 5.56 GHz ขณะที่ค่าความถี่เรโซแนนซ์จากผลการวัดชิ้นงานจริงมีค่าความถี่ 2.17 GHz 4.47 GHz และ 5.6 GHz จากผลดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าผลการจำลองกับผลการวัดชิ้นงานจริงมีความสอดคล้องกัน ซึ่งยังคงสามารถครอบคลุมย่านความถี่ใช้งานของระบบ PCS 1900 UMTS WLAN และ Mobile WiMAX

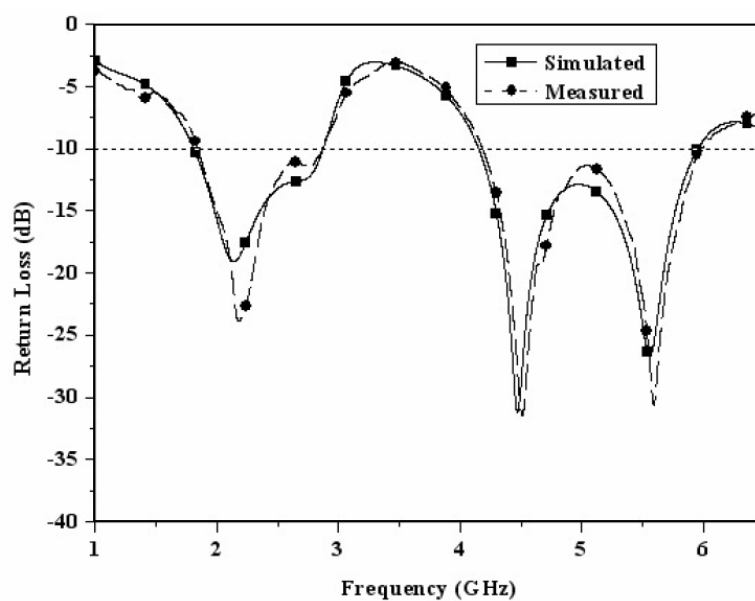
2.1.3 ทำการวัดรูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศขึ้นงานจริงในระนาบ X-Z และระนาบ Y-Z ที่ความถี่ 2.17 GHz 4.47 GHz และ 5.6 GHz แสดงในรูปที่ 2.4 จากผลการจำลองและการวัดรูปแบบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ X-Z พบว่ามีลักษณะเป็นรูปแบบการแผ่กระจายคลื่นรอบทิศทางในระนาบเดียวกันดังแสดงในรูปที่ 2.4 (ก) แต่เมื่อความถี่มีค่าสูงขึ้นจะพบว่าปริมาณของค่าโพลาริเซชันไขว้ในระนาบ X-Y เพิ่มขึ้นเช่นกัน และจากรูปที่ 2.4 (ข) แสดงผลการจำลองและการวัดรูปแบบการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ Y-Z โดยที่จุดสูงสุดของการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ Y-Z จะอยู่ที่มุม 0 องศา และ 180 องศา ที่ความถี่ 2.17 GHz และ 4.47 GHz ขณะที่ความถี่ 5.6 GHz จะมีจุดสูงสุดของการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ Y-Z อยู่ที่มุม 30 องศา และ 150 องศา เพราะเนื่องจากการรบกวนกันระหว่างกระแสที่ไหลผ่านค่าความยาว L_c และ L_d อย่างไรก็ตามที่ค่าความถี่เรโซแนนซ์ 5.6 GHz สายอากาศก็ยังแผ่กระจายคลื่นที่มีลักษณะเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียวกัน



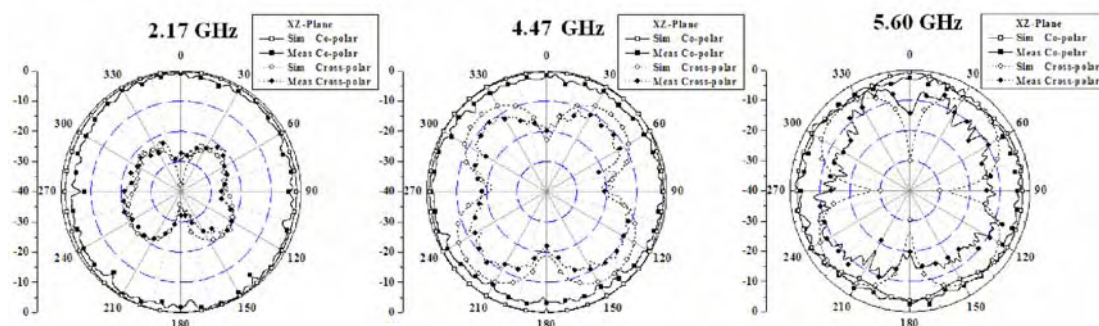
รูปที่ 2.1 สายอากาศโมโนโพลแฟร์ริกทัลรูปขมเป็ยกปูนที่ใช้โครงสร้างเรขาคณิตแฟร์ริกทัลของมินโควสกี แบบปรับปรุงระนาบกราวด์



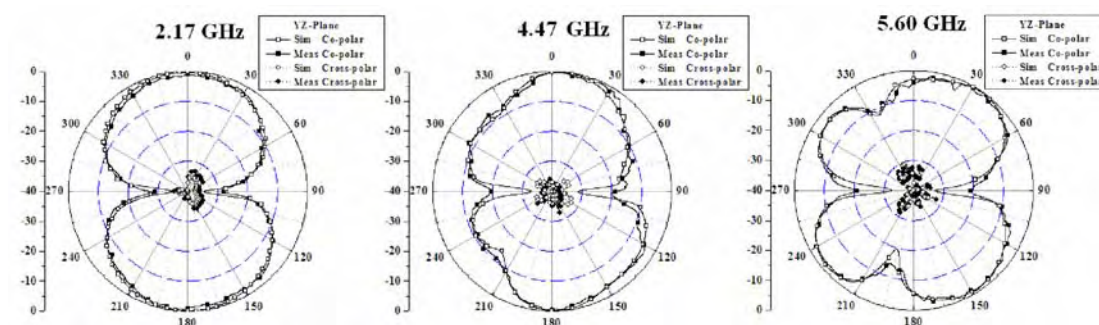
รูปที่ 2.2 ภาพถ่ายชิ้นงานจริงของสายอากาศโมโนโพลแฟร์กัลรูปขนมเปียกปูนที่ใช้โครงสร้างเรขาคณิตแฟร์กัลของมินิโควสกีแบบปรับปรุงระนาบกราวด์ (ก) ด้านหน้า และ (ข) ด้านหลัง



รูปที่ 2.3 ผลการจำลองและการวัดชิ้นงานจริงของค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศโมโนโพลแฟร์กัลรูปขนมเปียกปูนที่ใช้โครงสร้างเรขาคณิตแฟร์กัลของมินิโควสกีแบบปรับปรุงระนาบกราวด์



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.4 ผลการจำลองและการวัดของแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศโมโนโพลแฟร์ริกทัลรูปขนมเปียกปูนที่ใช้โครงสร้างเรขาคณิตแฟร์ริกทัลของมินโควสกีแบบปรับปรุงระนาบกราวด์ ที่ความถี่ 2.17 GHz 4.47 GHz และ 5.60 GHz ที่ระนาบ (ก) X-Z และ (ข) Y-Z

บทสรุป

งานวิจัยนี้นำเสนอสายอากาศโมโนโพลแฟร์ริกทัลรูปขนมเปียกปูนที่ใช้โครงสร้างเรขาคณิตแฟร์ริกทัลของมินโควสกีแบบปรับปรุงระนาบกราวด์ โดยได้ทำการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสมเพื่อให้สายอากาศสามารถครอบคลุมระบบสื่อสารไร้สายต่าง ๆ โดยจากผลการจำลองและผลการวัดของสายอากาศ พบว่าสายอากาศที่นำเสนอสามารถตอบสนองได้หลายย่านแถบความถี่ใช้งาน ซึ่งสามารถครอบคลุมย่านความถี่ในระบบ PCS 1900 (1.85-1.99 GHz) UMTS (1.92-2.17 GHz) WLAN (2.4-2.48 GHz/5.15-5.35 GHz/5.725-5.825 GHz) Mobile WiMAX (2.3-2.36 GHz/2.5-2.69 GHz) และ WiMAX (5.25-5.85 GHz) อีกทั้งแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นยังคงมีลักษณะเป็นการแผ่กระจายคลื่นรอบทิศทางในระนาบเดียวทุกย่านความถี่ใช้งาน ซึ่งถือเป็นข้อดีของการนำโครงสร้างเรขาคณิตแฟร์ริกทัลที่นำมาออกแบบประยุกต์ร่วมกับสายอากาศ

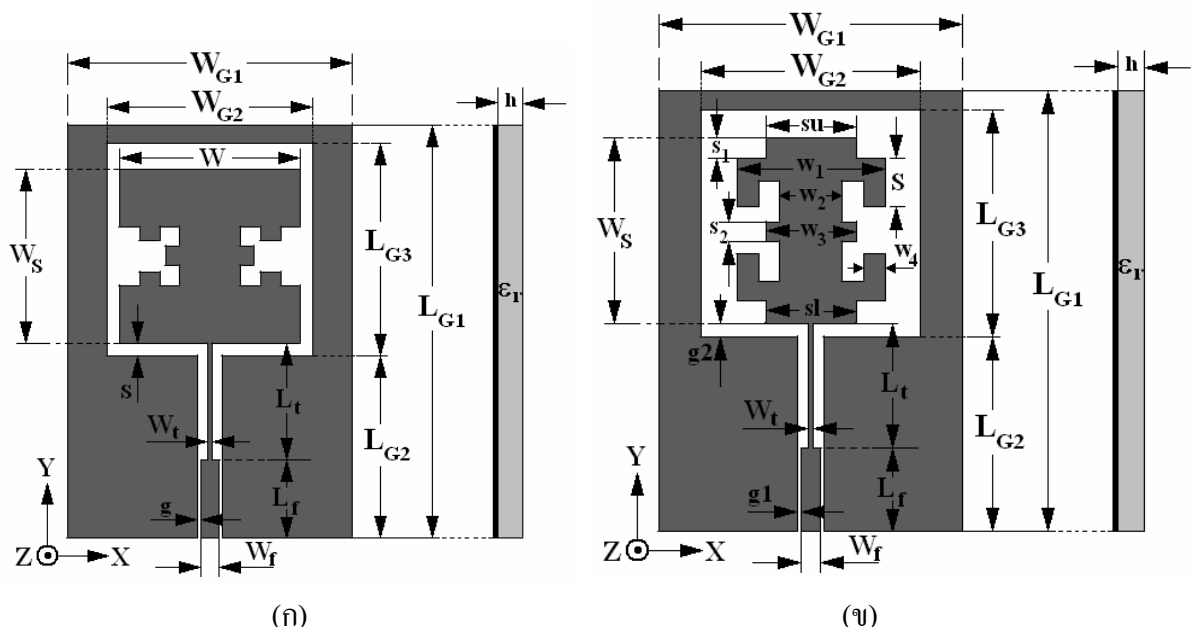
2.2 สายอากาศร่อนที่ใช้แพทช์แฟร็กทัล

ขั้นตอนการดำเนินงาน

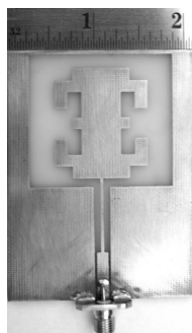
2.2.1 ออกแบบสายอากาศร่อนที่ใช้แพทช์แฟร็กทัลดังแสดงในรูปที่ 2.5 โดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์ FR4 ที่ซัสเตรตมีค่าคงที่ (ϵ_r) เท่ากับ 4.4 มีค่าแทนเจนต์ของการสูญเสีย ($\tan \delta$) เท่ากับ 0.02 และมีความสูงของซัสเตรตเท่ากับ 1.6 มม. โดยค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศมีดังนี้ $W_{G1} = 53.37$ มม. $W_{G2} = 38.54$ มม. $L_{G1} = 75.20$ มม. $L_{G2} = 34.07$ มม. $L_{G3} = 39.75$ มม. $W_s = 32.57$ มม. $g_1 = 0.5$ มม. $g_2 = 2.3$ มม. $W_t = 0.94$ มม. $L_t = 21.88$ มม. $W_f = 3.5$ มม. $L_f = 14.50$ มม. $W_l = 25.92$ มม. $W_2 = 11.11$ มม. $W_3 = 16.05$ มม. $W_4 = 3.7$ มม. $s_1 = s_2 = s_3 = 3.55$ มม. $s_u = 16.05$ มม. $S = 4.75$ มม. $s_L = 16.05$ มม.

2.1.2 สร้างสายอากาศดังแสดงในรูปที่ 2.6 และทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับของชิ้นงานจริงเทียบกับผลการจำลองดังแสดงในรูปที่ 2.7 พบว่าผลการจำลองกับผลการวัดชิ้นงานจริงมีความสอดคล้องกัน ซึ่งยังคงสามารถครอบคลุมย่านความถี่ใช้งานของระบบ DSC 1800 Mobile WiMAX 4G และ WLAN IEEE 802.11a

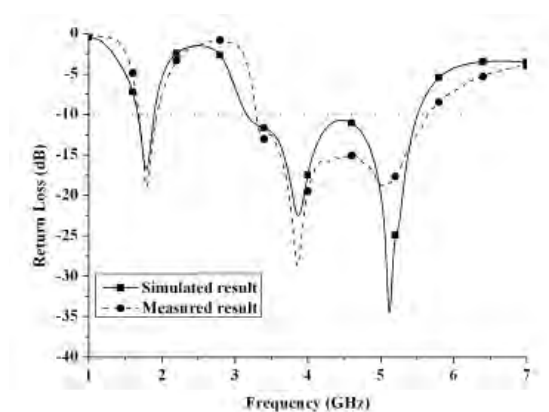
2.1.3 ทำการวัดรูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศชิ้นงานจริงในระนาบ X-Z และระนาบ Y-Z ที่ความถี่ 1.74 GHz 3.85 GHz และ 5.05 GHz แสดงในรูปที่ 2.8 จากผลการจำลองและการวัดรูปแบบการแผ่คลื่นในระนาบ X-Z พบว่ามีลักษณะเป็นการแผ่กระจายคลื่นสองทิศทาง



รูปที่ 2.5 (ก) สายอากาศร่อนที่ใช้แพทช์แฟร็กทัล และ (ข) สายอากาศร่อนที่ใช้แพทช์แฟร็กทัลแบบปรับปรุง



รูปที่ 2.6 ภาพถ่ายชิ้นงานจริงของสายอากาศร่องที่ใช้แพทช์แฟร็กทัลแบบปรับปรุง



รูปที่ 2.7 ผลการจำลองและการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศร่องที่ใช้แพทช์แฟร็กทัลแบบปรับปรุง



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.8 ผลการจำลองและการวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศร่องที่ใช้แพทช์แฟร็กทัล ที่ความถี่ 1.74 GHz 3.85 GHz และ 5.05 GHz ที่ระนาบ (ก) X-Z และ (ข) Y-Z

บทสรุป

งานวิจัยนี้นำเสนอสายอากาศร่อนที่ใช้แพทช์แฟร็กทัลแบบปรับปรุง โดยได้ทำการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสมเพื่อให้สายอากาศสามารถครอบคลุมระบบสื่อสารไร้สายต่าง ๆ โดยจากผลการจำลองและผลการวัดของสายอากาศ พบว่าสายอากาศที่นำเสนอสามารถตอบสนองได้หลายย่านแถบความถี่ใช้งาน ซึ่งสามารถครอบคลุมย่านความถี่ในระบบ DSC 1800 (1.71-1.88 GHz) WiMAX (3.3-3.8 GHz) IMT หรือ 4G (3.4-4.2 GHz) WLAN (5.15-5.35 GHz) โดยแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นมีลักษณะเป็นแบบสองทิศทางทุกย่านความถี่ใช้งาน

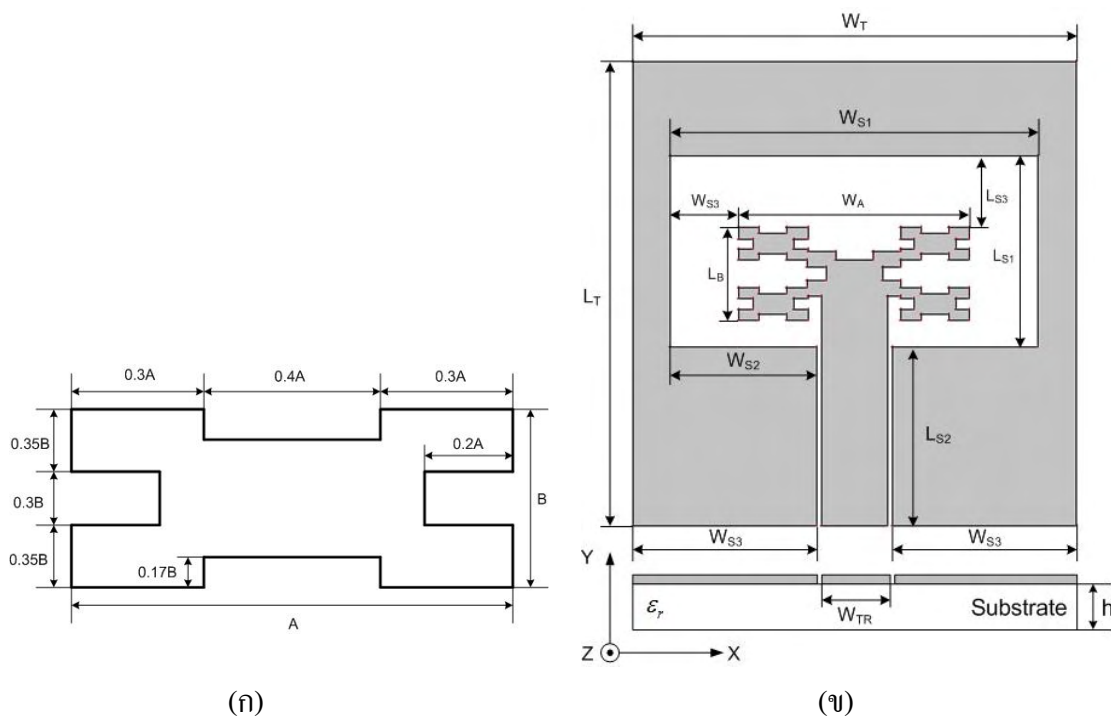
2.3 สายอากาศร่อนที่ใช้สแต็คแฟร็กทัลและพาราสิติก

ขั้นตอนการดำเนินงาน

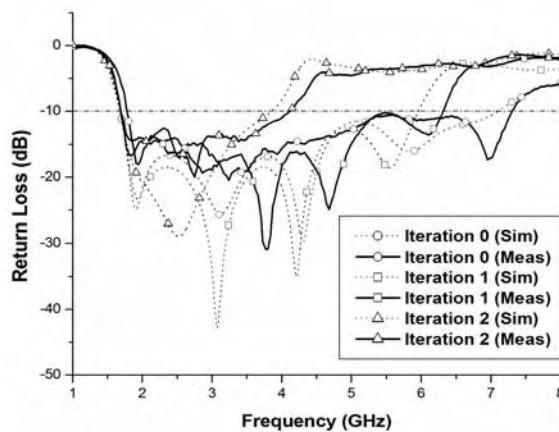
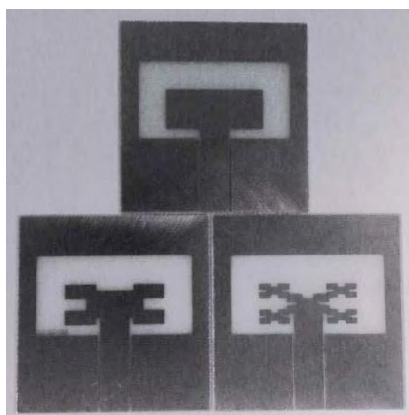
2.3.1 ดำเนินการออกแบบสายอากาศแฟร็กทัลแบบใหม่ทำงานที่แถบความถี่กว้าง เพื่อใช้งานในระบบสื่อสารไร้สาย DSC 1800, WLAN (IEEE802.11 b/g), WiMAX และ IMT advance system (4G) ดังแสดงในรูปที่ 2.9 โดยเป็นสายอากาศแบบร่อนและทำการออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์ FR4 ไดอิเล็กทริกมีความหนา 0.8 mm มีค่าคงที่ไดอิเล็กทริก 4.2 มีค่า Loss Tangent = 0.019 สายอากาศร่อนที่นำเสนอประกอบด้วยสแต็ครูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ทำการป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมมีค่าอิมพีแดนซ์ 50 โอห์มที่ความถี่กลาง 4 GHz ต่อมาทำการออกแบบสายอากาศโดยใช้การทำ Iteration บนสแต็คเพื่อให้ได้รูปทรงแบบแฟร็กทัล ทำการ Iteration 2 ครั้ง ในการสร้างสแต็คในแต่ละ Iteration นั้นจะใช้ Element ตามอัตราส่วนในโมเดลตามรูปที่ 2.9 (ก) และสำหรับอัตราส่วนขนาดของ Element ตรงกลางกับ Element ด้านข้างในการทำ Iteration 2 นั้นมีค่า 1.35 เท่า ซึ่งเป็นค่าที่เหมาะสมที่สุดเนื่องจากเป็นอัตราส่วนที่ทำให้ Element ด้านข้างทั้งสองสามารถเชื่อมต่อกับ Element ส่วนกลางได้พอดี สายอากาศร่อนที่ทำการออกแบบมีขนาดดังนี้คือ $W_T = 48$ มม. $L_T = 50$ มม. $W_{S1} = 39.84$ มม. $L_{S1} = 20.6$ มม. $W_{S2} = 15.84$ มม. $L_{S2} = 19.28$ มม. $W_{S3} = 7.42$ มม. $L_{S3} = 7.72$ มม. $W_A = 25$ มม. $L_B = 10$ มม. และ $W_{TR} = 7.2$ มม.

2.3.2 สร้างและทดสอบสายอากาศสายอากาศร่อนที่ใช้สแต็คแฟร็กทัลแบบใหม่ เพื่อใช้งานในระบบสื่อสารไร้สายแถบความถี่กว้าง ดังแสดงในรูปที่ 2.10 (ก) โดยค่าการสูญเสียย้อนกลับจากการจำลองและการวัดในแต่ละ Iteration แสดงในรูปที่ 2.10 (ข) ส่วนผลการจำลองแบบรูปสายอากาศแสดงในรูปที่ 2.11 และ 2.12

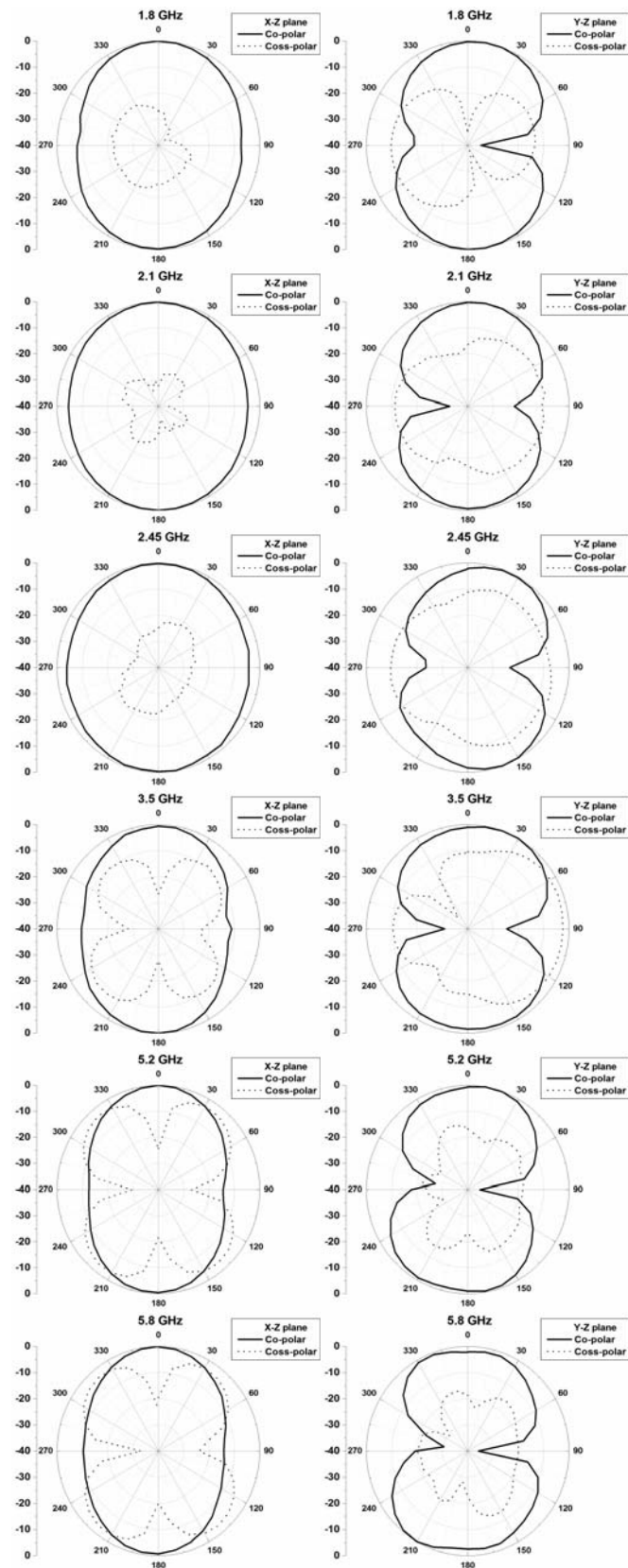
2.3.3 ออกแบบสายอากาศร่อนที่ใช้สแต็คแฟร็กทัล Iteration 1 ใหม่ และเพิ่มพาราสิติก (Parasitic) เพื่อให้สามารถทำงานในแบบหลายแถบความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 2.13 โดยผลจากการจำลองการทำงานของค่าการสูญเสียย้อนกลับและแบบรูปของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 2.14 และ 2.15 ตามลำดับ



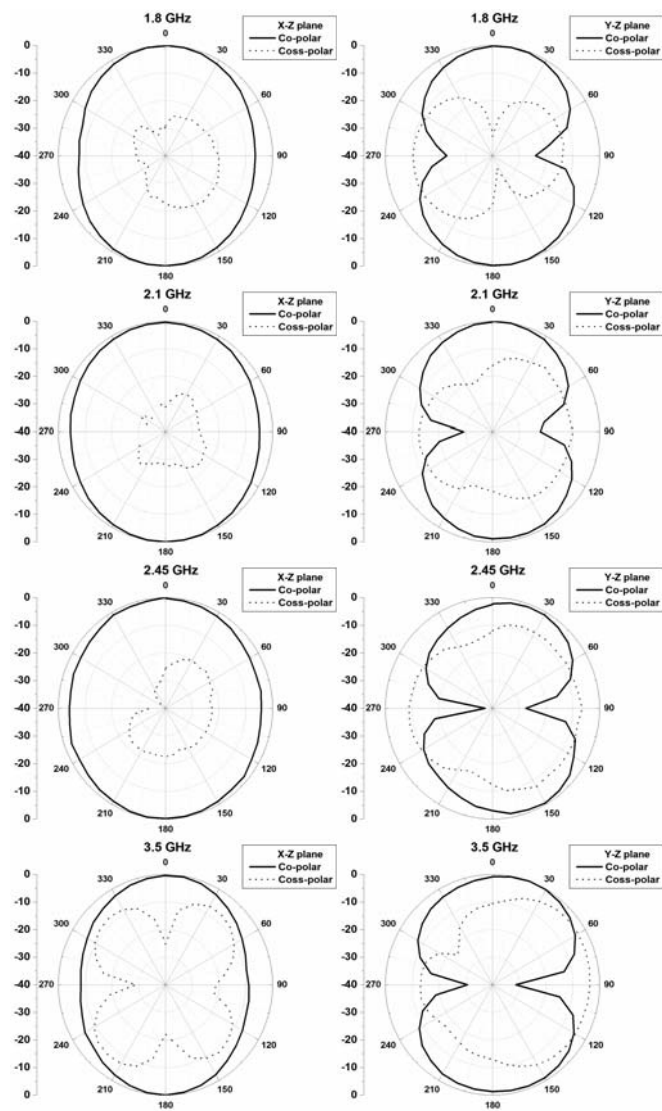
รูปที่ 2.9 สายอากาศที่นำเสนอ (ก) ส่วนของสตัป Iteration 1 และ (ข) สายอากาศที่ใช้สตัปแฟร็กทัล Iteration 2



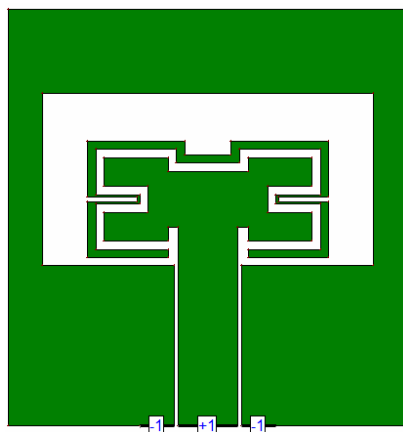
รูปที่ 2.10 (ก) ภาพสายอากาศร่องแถบความถี่กว้างที่ใช้สตัปแฟร็กทัล และ (ข) ผลการทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับเปรียบเทียบกับผลการจำลอง



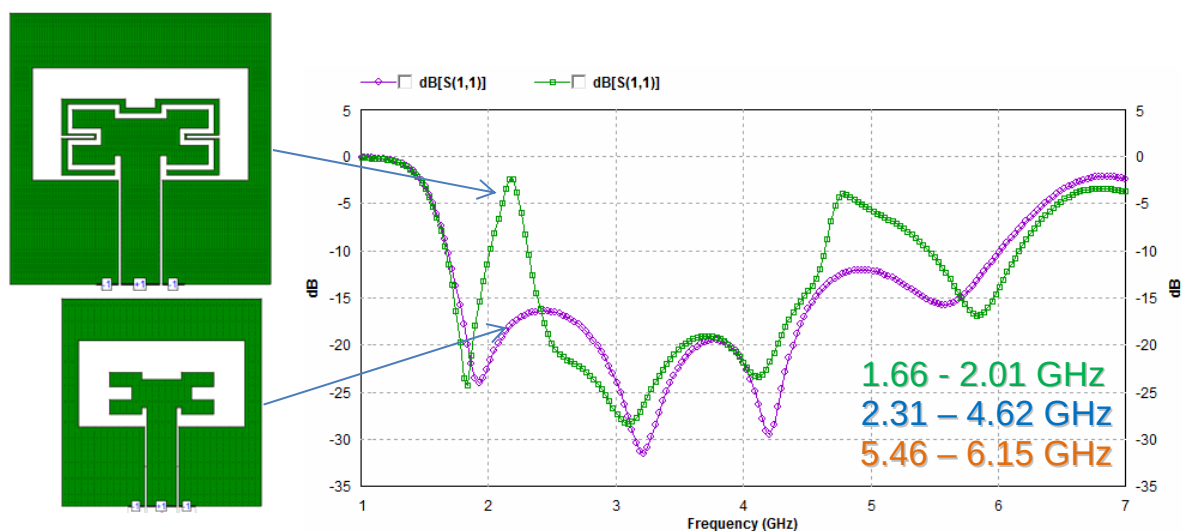
รูปที่ 2.11 ผลการจำลองแบบรูปของสายอากาศ Iteration 1



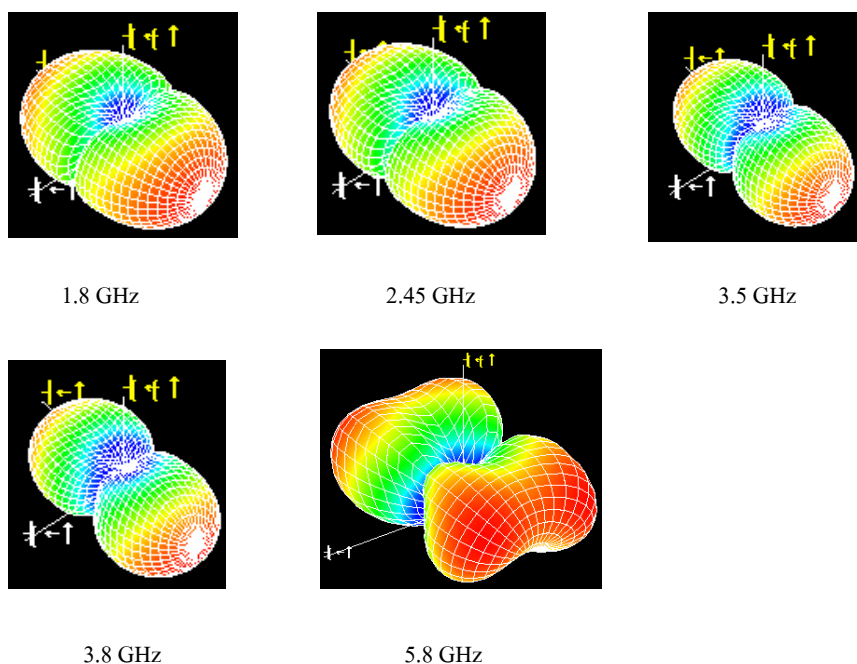
รูปที่ 2.12 ผลการจำลองแบบรูปของสายอากาศ Iteration 2



รูปที่ 2.13 สายอากาศที่ใช้สตัปแฟร็กทัล Iteration 1 และ Parasitic



รูปที่ 2.14 ภาพสายอากาศร่องที่ใช้สลับแฟร็กทัล Iteration 1 และ Parasitic และผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับ



รูปที่ 2.15 ผลการจำลองแบบรูปของสายอากาศร่องที่ใช้สลับแฟร็กทัล Iteration 1 และ parasitic

บทสรุป

งานวิจัยนี้นำเสนอสายอากาศร่องที่ใช้สลับแฟร็กทัลที่ทำงานแบบแถบความถี่กว้าง โดยความกว้างของแถบความถี่จะขึ้นกับ Iteration ของการทำแฟร็กทัล จากนั้นทำการเพิ่มพาราสิตที่สลับเพื่อทำให้เกิดหลายแถบความถี่ โดยความถี่ใช้ครอบคลุมการใช้งานในระบบสื่อสารไร้สายต่าง ๆ ได้แก่ DSC

1800 และ 3G (1.67-2.24 GHz) WiMAX (2.77-4.65 GHz) และระบบ WLAN (5.14-6.10 GHz) โดยแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นมีลักษณะเป็นการแผ่กระจายคลื่นสองทิศทางทุกย่านความถี่ใช้งาน

บทความที่ตีพิมพ์

1. C. Mahatthanajatuphat, S. Saleekaw, P. Akkaraekthalin, and M. Krairiksh, "A Rhombic Patch Monopole Antenna with Modified Minkowski Fractal Geometry for UMTS, WLAN, and Mobile WiMAX Applications," Progress In Electromagnetics Research, PIER 89, 57-74, 2009.
2. C. Mahatthanajatuphat, S. Saleekaw, P. Akkaraekthalin, and M. Krairiksh, "A Bidirectional Multiband Antenna with Modified Fractal Slot Fed by CPW," Progress In Electromagnetics Research, PIER 95, 59-72, 2009.
3. S. Chaimool, P. Akkaraekthalin, and M. Krairiksh, "Wideband constant beamwidth coplanar waveguide-fed antennas using metallic strip loadings and a widened tuning stub with shaped reflectors," Int. Journal of RF and Microwave Computational Aided Engineering, 263-271, 2011.

บทความที่อยู่ระหว่างส่งเพื่อการพิจารณา

1. T. Hongnara, C. Mahatthanajatuphat, P. Akkaraekthalin, and M. Krairiksh, "A Multiband Slot Antenna using Fractal Stub and its Parasitic Fed by CPW," submitted to Radioengineering Journal.

3.5 สายอากาศแบบสองโหมดสำหรับป้ายยูเอชเอฟอาร์เอฟไอดีแบบแพสซีฟ

ผศ.ดร. เด่นชัย วรเสวต และ ศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

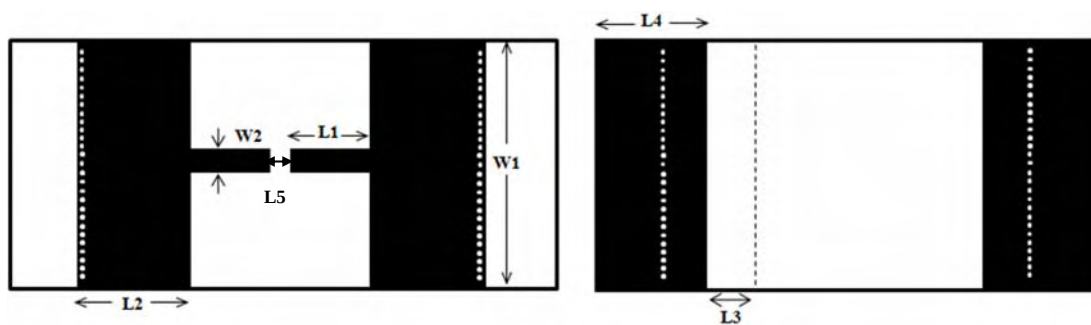
1. บทนำ

ในปัจจุบันการนำระบบอาร์เอฟไอดีมาประยุกต์ใช้งานหลากหลายด้าน เช่น ระบบคลังสินค้า ระบบการขนส่ง เป็นต้น ล้วนแล้วแต่ประกอบด้วยวัสดุที่เป็นโลหะและอโลหะ ป้ายยูเอชเอฟอาร์เอฟไอดีที่จำหน่ายทั่วไปถูกออกแบบเพื่อใช้ในสภาพแวดล้อมที่เป็นอโลหะหรือโลหะอย่างใดอย่างหนึ่ง โดยมีงานวิจัยที่กล่าวถึงสภาพแวดล้อมอันมีผลต่อการทำงานของป้ายยูเอชเอฟอาร์เอฟไอดีแบบแพสซีฟ [1], [2] ป้ายอาร์เอฟไอดีที่นิยมใช้กันทั่วไปคือป้ายที่ใช้สายอากาศไดโพลที่ออกแบบมาเพื่อใช้กับสภาพแวดล้อมที่เป็นอโลหะ [3] โดยมีการกระจายคลื่นแบบรอบตัวในระนาบเดียว ซึ่งการนำป้ายที่เป็นสายอากาศไดโพล ติดบนผิวโลหะนั้น มีผลทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเปลี่ยนไป จนทำให้สายอากาศมีสมมาตร และทำให้ป้ายไม่สามารถรับพลังงานที่ส่งมาจากเครื่องอ่านได้อย่างเต็มที่ มีงานวิจัยที่ใช้สายอากาศลักษณะคล้ายสายอากาศแบบไมโครสตริป [4], [5] สำหรับป้ายที่ใช้บนผิวโลหะ โดยการให้ผิวของโลหะทำหน้าที่เป็นระนาบกราวด์ให้กับสายอากาศ โดยจะมีการกระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว

งานวิจัยนี้จึงเสนอการออกแบบสายอากาศสำหรับป้ายยูเอชเอฟอาร์เอฟไอดีแบบแพสซีฟที่ทำงานได้ 2 โหมดคือโหมดไดโพล และโหมดไมโครสตริป สายอากาศจะมีคุณสมบัติแบบสายอากาศไดโพลโดยมีการกระจายคลื่นแบบรอบตัวในระนาบเดียวเมื่อนำไปติดบนผิวโลหะ ซึ่งเครื่องอ่านสามารถอ่านป้ายจากทั้งด้านหน้าและหลังของป้าย และสายอากาศจะมีคุณสมบัติแบบสายอากาศไมโครสตริปโดยจะมีการกระจายคลื่นแบบทิศทางเดียวเมื่อนำป้ายไปติดบนผิวโลหะ ทำให้เครื่องอ่านสามารถอ่านป้ายจากด้านหน้าของป้ายเท่านั้น โครงสร้างของสายอากาศที่เสนอนี้สามารถปรับค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศให้มีค่าแมตช์กับค่าอิมพีแดนซ์ของชิปที่ความถี่ใช้งานได้พร้อมกันทั้งสองโหมดโดยง่าย งานวิจัยนี้ใช้ความถี่ 922.5 MHz ซึ่งเป็นความถี่กลางของย่านความถี่ที่อนุญาตให้ใช้ในประเทศไทยเป็นตัวอย่างในการออกแบบ

2. โครงสร้างของสายอากาศ

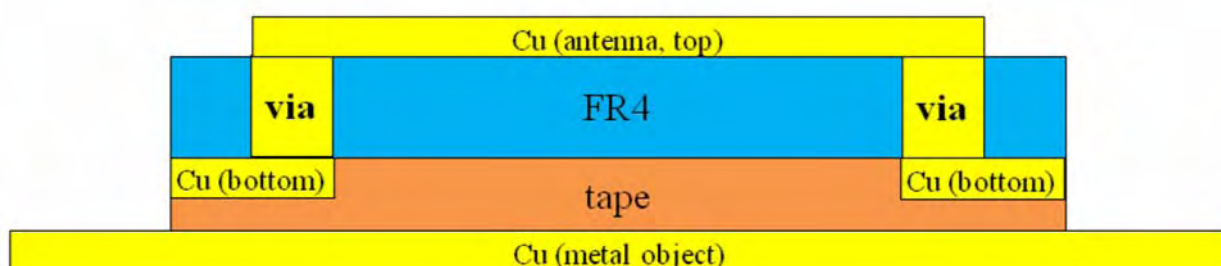
สายอากาศสำหรับป้ายที่งานวิจัยนี้เสนอทำจากแผ่นฐาน FR4 มีความหนา 1.52mm เมื่อใช้ป้ายสำหรับวัสดุโลหะจะสมมุติให้ทั้งบริเวณด้านบนและด้านล่างของป้ายเป็นอากาศ ซึ่งสายอากาศจะทำงานในโหมดไดโพล เมื่อใช้ป้ายสำหรับวัสดุโลหะจะสมมุติให้ทั้งบริเวณด้านบนของป้ายเป็นอากาศ และบริเวณด้านล่างยึดกับวัสดุโลหะด้วยเทปพีวีซีที่มีความหนา 250 μ m ซึ่งสายอากาศจะทำงานในโหมดไมโครสตริป รูปที่ 1 (ก) แสดงลายวงจรด้านบน และรูปที่ 1 (ข) แสดงลายวงจรด้านล่างซึ่งเป็นด้านที่ใช้ติดกับวัสดุโลหะด้วยเทปพีวีซี รูปที่ 2 แสดงการยึดป้ายกับวัสดุโลหะด้วยเทปพีวีซี



(ก) สายอากาศด้านบน

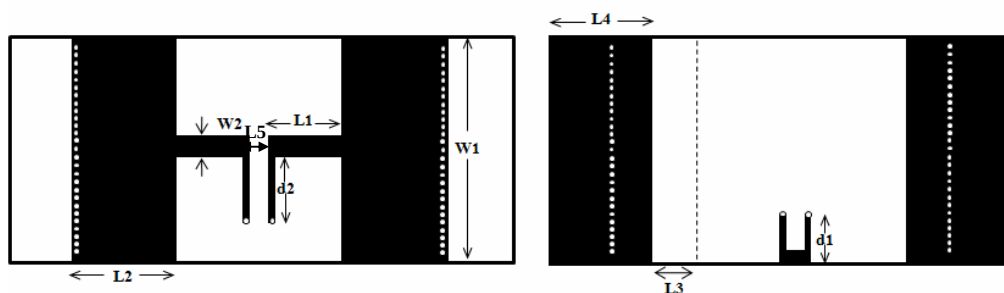
(ข) สายอากาศด้านล่าง

รูปที่ 1 โครงสร้างของสายอากาศที่เสนอ



รูปที่ 2 แสดงการยึดป้ายกับวัสดุโลหะด้วยเทปพีวีซี

การแมตช์ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศกับค่าอิมพีแดนซ์ของชิปนั้นจะทำได้โดยการต่อสับความยาว $d1$ และ $d2$ ตามรูปที่ 3 การแมตช์ด้วยสับนั้นสามารถปรับค่าสลับเฟสของสายอากาศได้เท่านั้นและไม่สามารถปรับค่าความนำของสายอากาศดังนั้นจึงต้องปรับค่าความนำของสายอากาศให้แมตช์ก่อนแล้วจึงปรับค่าสลับเฟสให้แมตช์ด้วยสับ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งที่ใช้ทำสับเมื่อสายอากาศจะทำงานในโหมดไดโพลมีค่าต่างจากค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งที่ใช้ทำสับเมื่อสายอากาศจะทำงานในโหมดไมโครสตริปและมีสายส่งอยู่สองชุดคือสายส่งยาว $d1$ และ $d2$ ทำให้สามารถปรับค่าสลับเฟสในแต่ละโหมดได้อย่างอิสระจากกัน



(ก) สายอากาศด้านบน

(ข) สายอากาศด้านล่าง

รูปที่ 3 สายอากาศที่ต่อสับแล้ว

3. การศึกษาขนาดสายอากาศที่มีผลต่ออิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

การศึกษาผลของพารามิเตอร์ L1 และ L2 ต่อการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ดังรูปที่ 1 และมีขนาดเริ่มต้นดังตารางที่ 1 ในการปรับขนาดของพารามิเตอร์หนึ่ง ขนาดของพารามิเตอร์อื่นๆกำหนดให้มีขนาดเท่ากับขนาดเริ่มต้น โดยที่ L1 คือความยาวของสายป้อนสัญญาณ จะทำให้ความยาวรวมของสายอากาศเปลี่ยนแปลง และ L2 คือความยาวของแผ่นตัวนำด้านบน ทำให้ตำแหน่งของรูเชื่อมต่อการเปลี่ยนแปลง แต่ความยาวรวมของสายอากาศไม่เปลี่ยนแปลง

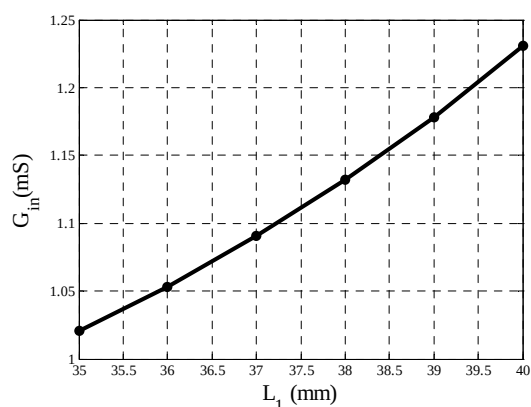
ตารางที่ 1 ขนาดของสายอากาศที่จำลองเพื่อศึกษาการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์

พารามิเตอร์	W1	W2	L1	L2	L3	L4	L5
ขนาด(mm)	63	3	36	38.4	16	35	4

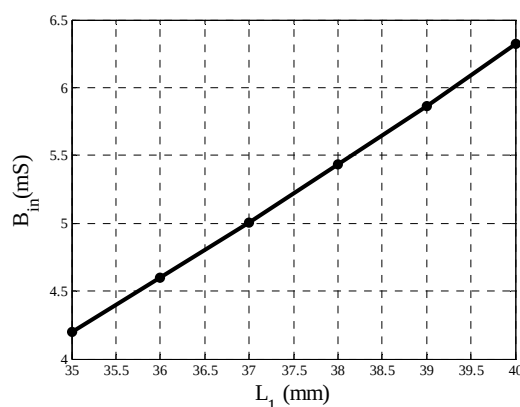
โดยทำการจำลองโปรแกรมทางสนามไฟฟ้าแล้วพิจารณาจากค่าแอดมิตแตนซ์ (Y_{in}) ดังสมการ (1) ของสายอากาศ ที่ความถี่ 922.5 MHz

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}} = G_{in} + jB_{in} \quad (1)$$

จากรูปที่ 4 และ 5 พบว่าพารามิเตอร์ L1 และ L2 มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าแอดมิตแตนซ์ของสายอากาศในโหมดไมโครสตริปอย่างมากแต่จากรูปที่ 6 และ 7 พบว่าพารามิเตอร์ L1 มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าแอดมิตแตนซ์ของสายอากาศในโหมดไดโพลอย่างมาก แต่พารามิเตอร์ L2 เกือบจะไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าแอดมิตแตนซ์ของสายอากาศในโหมดไดโพลเลย ดังนั้นจึงใช้พารามิเตอร์ L1 ในการปรับค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศในโหมดไดโพลก่อน แล้วจึงใช้พารามิเตอร์ L2 ในการปรับค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศในโหมดไมโครสตริป

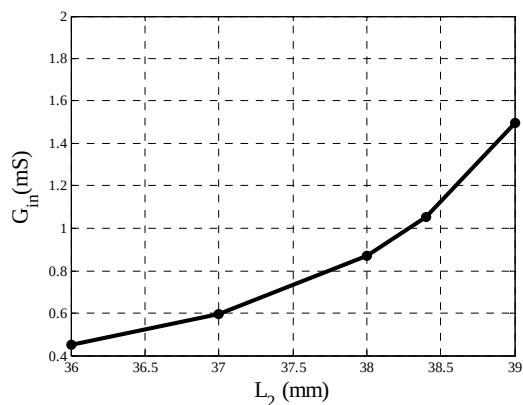


(ก) ส่วนจริงของค่าแอดมิตแตนซ์

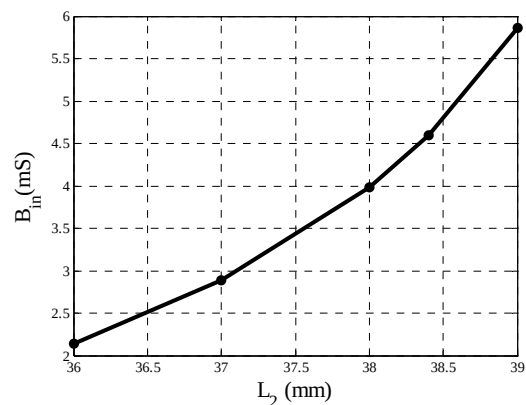


(ข) ส่วนจินตภาพของค่าแอดมิตแตนซ์

รูปที่ 4 ผลของ L1 ต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าแอดมิตแตนซ์ของสายอากาศในโหมดไมโครสตริป

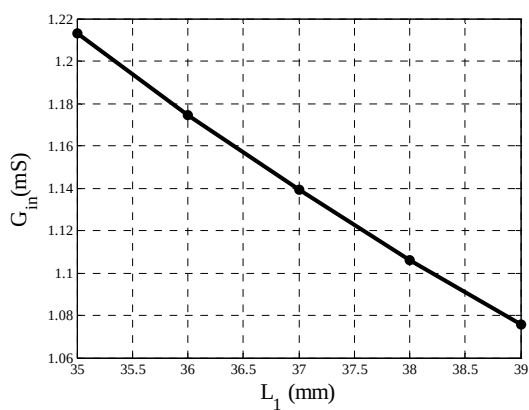


(ก) ส่วนจริงของค่าแอดมิตแตนซ์

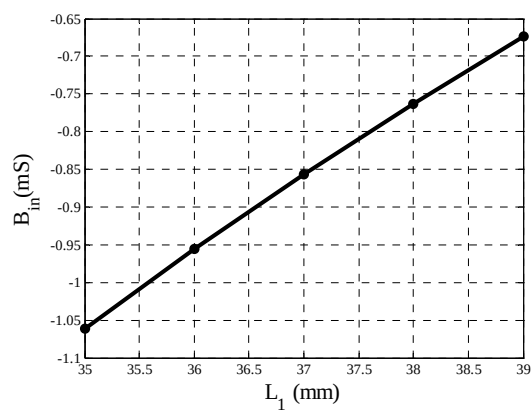


(ข) ส่วนจินตภาพของค่าแอดมิตแตนซ์

รูปที่ 5 ผลของ L_2 ต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าแอดมิตแตนซ์ของสายอากาศในโหมดไมโครสตริป

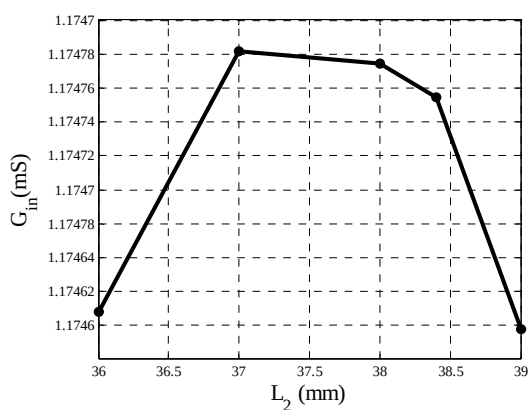


(ก) ส่วนจริงของค่าแอดมิตแตนซ์

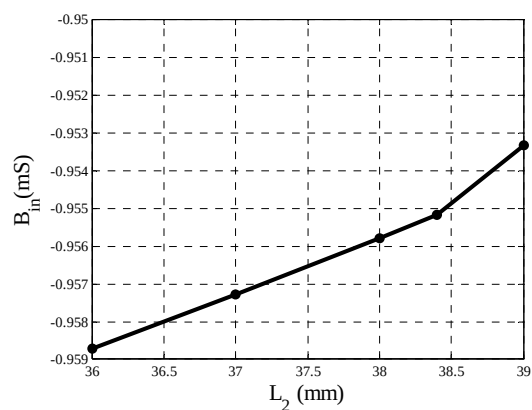


(ข) ส่วนจินตภาพของค่าแอดมิตแตนซ์

รูปที่ 6 ผลของ L_1 ต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าแอดมิตแตนซ์ของสายอากาศในโหมดไดโพล



(ก) ส่วนจริงของค่าแอดมิตแตนซ์

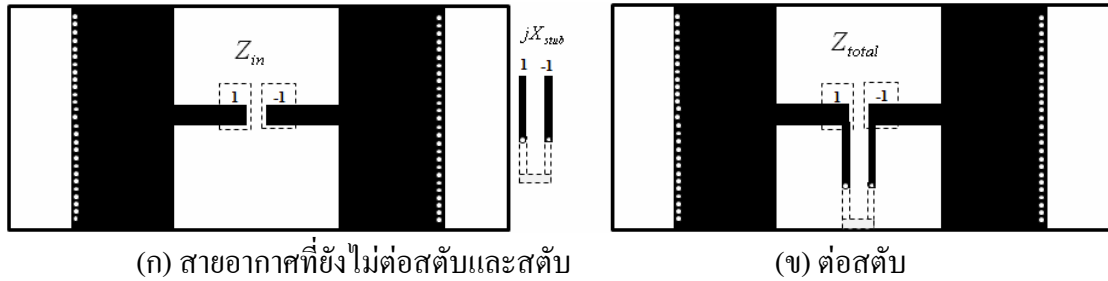


(ข) ส่วนจินตภาพของค่าแอดมิตแตนซ์

รูปที่ 7 ผลของ L_2 ต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าแอดมิตแตนซ์ของสายอากาศในโหมดไดโพล

4. การออกแบบสายอากาศและแมตซ์อิมพีแดนซ์

แมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศกับอิมพีแดนซ์ของชิปโดยการต่อสตัปดังรูปที่ 3 การวิเคราะห์จะแยกเป็นการหาค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ไม่มีสตัปแยกกับสตัป ดังรูปที่ 8



รูปที่ 8 การวิเคราะห์สายอากาศ

ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของชิปเป็นจำนวนเชิงซ้อน ซึ่งค่าความต้านทานหรือส่วนจริงจะมีค่าน้อยกว่าค่ารีแอคแตนซ์มาก เพื่อให้เกิดการส่งผ่านพลังงานสูงสุดออกจากสายอากาศค่าอิมพีแดนซ์รวม Z_{total} ของสายอากาศที่มีลักษณะดังรูปที่ 8 ของอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของชิปจะต้องมีค่าเท่ากับค่าคอนจูเก (ข) Z_{chip} หรือ $Z_{total} = Z_{chip}^*$ หรือ $Y_{total} = Y_{chip}^*$ ที่ความถี่ 922.5 MHz โดย Y คือค่าแอดมิตแตนซ์ ดังนั้นต้องเลือกแอดมิตแตนซ์ของสายอากาศที่ยังไม่ต่อสตัปคือสายอากาศที่มีลักษณะดังรูปที่ 8 เท่ากับให้มีส่วนจริง (ก) หรือใกล้เคียงกับ ส่วนจริงของค่าแอดมิตแตนซ์ของชิป แล้วจึงทำการต่อสตัปเพื่อปรับส่วนจินตภาพ จนทำให้ $Y_{total} = Y_{chip}^*$ โดยมีขั้นตอนการออกแบบสายอากาศในโหมดไดโพลและไมโครสตริปดังนี้

1. ค่าอิมพีแดนซ์รวมของสายอากาศ (Z_{total}) มีค่าเท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ (Z_{in}) ขนานวงจรกับค่ารีแอคแตนซ์ของสตัป (jX_{stub}) ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$Z_{total} = \frac{Z_{in} \times jX_{stub}}{Z_{in} + jX_{stub}} \quad (2)$$

Z_{total} ของสายอากาศเมื่อทำงานในแบบไดโพลต้องมีค่าเท่ากับ Z_{total} ของสายอากาศเมื่อทำงานแบบไมโครสตริปแต่ Z_{in} ของสายอากาศไดโพลไม่เท่ากับไมโครสตริป ($Z_{in}^{dipole} \neq Z_{in}^{microstrip}$) และ jX_{stub} ของสายอากาศไดโพลไม่เท่ากับไมโครสตริป ($jX_{stub}^{dipole} \neq jX_{stub}^{microstrip}$)

2. ค่าอิมพีแดนซ์รวมของสายอากาศสามารถเขียนในรูปของค่าแอดมิตแตนซ์ได้ดังนี้

$$Y_{total} = \frac{1}{Z_{in}} + \frac{1}{jX_{stub}} = G_{in} + jB_{in} + jB_{stub} = \frac{1}{Z_{total}} = G_{total} + jB_{total} \quad (3)$$

กำหนดให้ค่าแอดมิตแตนซ์รวมของสายอากาศเท่ากับค่าคอนจูเกตของแอดมิตแตนซ์ของชิปดังกล่าว ดังนั้น โดยงานวิจัยนี้เลือกใช้ชิปอาร์เอฟไอดีของ NXP [6] ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $25-j150$ โอห์มที่ความถี่ 922.5 MHz หรือค่าแอดมิตแตนซ์คือ $1.08+j6.49$ mS

$$Y_{total} = Y_{chip}^* = \frac{1}{25 + j150} = 0.001081 - j0.00649 \quad (4)$$

3. แมตซ์ส่วนจริงของค่าแอดมิตแตนซ์ของสายอากาศไดโพล (Y_{in}^{dipole}) หรือค่า G_{in}^{dipole} ให้เท่ากับ 0.001081 ด้วยการปรับระยะ L_1 เนื่องจากการปรับ L_1 ทำให้ส่วนจริงของค่าแอดมิตแตนซ์ของสายอากาศไดโพลเปลี่ยนแปลง ส่วนจริงของ Y_{in}^{dipole} จะต้องเท่ากับส่วนจริงของ $Y_{in}^{microstrip}$ เนื่องจากสลับใช้ปรับเฉพาะส่วนจินตภาพของ Y_{in}

4. แมตซ์ส่วนจินตภาพของค่าแอดมิตแตนซ์ของสายอากาศไดโพลโดยการต่อสตัปค่า jB_{stub}^{dipole} ของ สตัปที่ต้องการ หาได้จาก

$$jB_{stub}^{dipole} = \text{Im}(Y_{total} - Y_{in}^{dipole}) \quad (5)$$

โดยที่ $\text{Im}()$ หมายถึงส่วนจินตภาพ และแอดมิตแตนซ์ด้านเข้าของสตัปปิดวงจรสามารถหาได้จาก

$$jB_{stub}^{dipole} = \frac{-j \cot(\beta d)}{Z_0} \quad (6)$$

ความยาวของสตัปปิดวงจร(d) สามารถหาได้จากสมการ

$$d = \frac{1}{\beta} \tan^{-1} \left(-\frac{1}{Z_0 B_{stub}^{dipole}} \right) \quad (7)$$

โดยที่ Z_0 คืออิมพีแดนซ์ของสายส่งสตัป, β คือค่าคงที่การแพร่กระจาย (propagation constant) ของสตัป ค่า Z_0 และ β สามารถหาได้จากการจำลอง สตัปจะอยู่ด้านบนหรือด้านล่างของค่า Z_0 และ β เหมือนกันเนื่องจากทั้งสองด้านเปิดโล่ง

5. แมตซ์ส่วนจริงของค่าแอดมิตแตนซ์ของสายอากาศไมโครสตริป ($Y_{in}^{microstrip}$) หรือค่า $G_{in}^{microstrip}$ ให้เท่ากับ 0.001081 ด้วยการปรับระยะ L_2 การปรับระยะ L_2 จะทำให้ความยาวรวมของสายอากาศเท่าเดิม ซึ่งสายอากาศในโหมดไดโพลยังคงมีอิมพีแดนซ์ใกล้เคียงเดิม

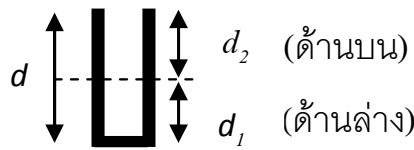
6. แมตซ์ส่วนจินตภาพของค่าแอดมิตแตนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปโดยการต่อสตับ ค่า $jB_{stub}^{microstrip}$ ของสตับ หาได้จากสมการ

$$jB_{stub}^{microstrip} = \text{Im}(Y_{total} - Y_{in}^{microstrip}) \quad (8)$$

โดยที่ $\text{Im}()$ หมายถึงส่วนจินตภาพ

7. หาความยาวของสตับ โดยมีข้อกำหนดว่าสตับมีความยาวรวม (d) เท่ากับสตับของสายอากาศในโหมดไดโพลที่ทำการแมตซ์แล้วเพื่อไม่ทำให้ค่า jB_{stub}^{dipole} เปลี่ยนแปลง ดังนั้นจึงแบ่ง สตับเป็นสองส่วนคือส่วนที่อยู่ด้านบนยาวเท่ากับ d_2 และส่วนที่อยู่ด้านล่างยาวเท่ากับ d_1 และ $d_1 + d_2 = d$ แสดงดังรูปที่ 9 และค่า $jB_{stub}^{microstrip}$ สามารถหาได้จากสมการ

$$jB_{stub}^{microstrip} = \frac{-j}{Z_{02}} \times \frac{Z_{02} - Z_{01} \tan(\beta_1 d_1) \tan(\beta_2 d_2)}{Z_{01} \tan(\beta_1 d_1) + Z_{02} \tan(\beta_2 d_2)} \quad (9)$$



รูปที่ 9 สายสตับของสายอากาศ

โดยที่ Z_{01} คืออิมพีแดนซ์ของสายส่งสตับด้านล่าง, β_1 คือค่าคงที่การแพร่กระจายของ สตับด้านล่าง, Z_{02} คืออิมพีแดนซ์ของสายส่งสตับด้านบน และ β_2 คือค่าคงที่การแพร่กระจายของ สตับด้านบน Z_{01} และ β_1 สามารถหาได้จากการจำลองโดยให้สตับอยู่ด้านล่าง ส่วน Z_{02} และ β_2 สามารถหาได้จากการจำลองโดยให้สตับอยู่ด้านบน ค่า d_1 และ d_2 เป็นตัวแปรที่ต้องการหาโดยมีข้อจำกัดคือ $d_1 + d_2 = d$ ดังนั้น d_1 และ d_2 หาได้จากวิธีการสุ่มค่า ในการแมตซ์ส่วนจริงของสายอากาศควรเลือกช่วงที่ $B_{total} < B_{in}$ ดังนั้น $B_{stub} < 0$ ซึ่งจะทำให้ความยาว d สั้นกว่าความยาวคลื่นส่วนสี่

สายอากาศในโหมดไดโพลสามารถแมตซ์ได้โดยเลือกค่า G_{in} จากการปรับความยาว L_1 ที่ได้มาจากโปรแกรมจำลองทางสนามไฟฟ้า จากรูปที่ 6 แสดงให้เห็นว่าที่ L_1 เท่ากับ 36 mm มี $G_{in}^{dipole} = 0.001175$ และ $B_{in}^{dipole} = -0.00095$ ซึ่งมากกว่า $B_{total} = -0.00649$ ดังนั้น $B_{stub}^{dipole} = -0.00554$ จากการจำลองโดยให้สตับกว้าง 1 mm ได้ $\beta = 34.6 \text{ rad} / m$ ค่า $Z_0 = 191 \Omega$ ซึ่งจากสมการที่ 7 จะได้ความยาวสตับ $d = 22 \text{ mm}$

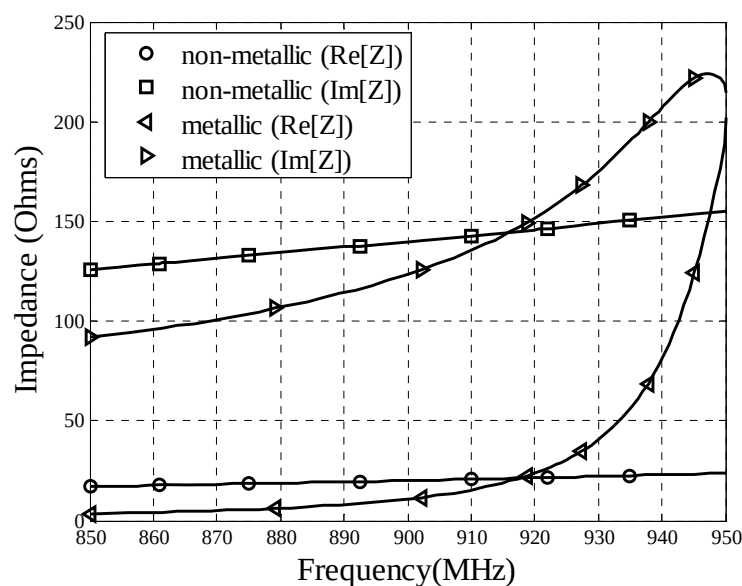
แมตซ์ค่าส่วนจริงของสายอากาศในโหมดไมโครสตริปโดยเลือกค่า G_{in} จากการปรับความยาว L_2 ที่ได้มาจากโปรแกรมจำลองทางสนามไฟฟ้าโดยมี L_1 เท่ากับ 36 mm จากรูปที่ 5 แสดงให้เห็นว่าที่ L_2

เท่ากับ 38.4 mm มี $G_{in}^{microstrip} = 0.00105$ และ $B_{in}^{microstrip} = 0.0046$ ซึ่งมากกว่า $B_{total} = -0.00649$ ดังนั้น $B_{stub}^{microstrip} = -0.0111$ จากการจำลองโดยให้สัดับกว้าง 1 mm ได้ $\beta_1 = 45.3 \text{ rad/m}$, $Z_{01} = 22.5 \Omega$, $\beta_2 = 38.4 \text{ rad/m}$ และ $Z_{02} = 142 \Omega$ ซึ่งจากสมการที่ 9 จะได้ความยาวสัดับ d_1 เท่ากับ 9.1 mm และ d_2 เท่ากับ 12.9 mm

เมื่อนำสายอากาศทำการแมตช์แล้ว ไปทำการจำลองทางสนามไฟฟ้าในโหมดไดโพลและไมโครสตริป พบว่าสายอากาศมีอิมพีแดนซ์ที่แมตช์กับอิมพีแดนซ์ของชิปที่ความถี่ 922.5 MHz ทั้งใน 2 กรณี ซึ่งมีขนาดดังตารางที่ 2

ตารางที่ 2 ขนาดของสายอากาศ

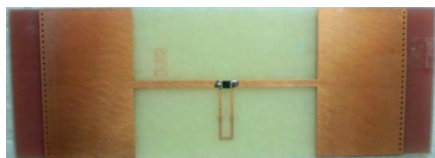
พารามิเตอร์	W_1	W_2	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	d_1	d_2
ขนาด(mm)	63	3	36	38.4	16	35	4	9.1	12.9



รูปที่ 10 อิมพีแดนซ์ของสายอากาศในโหมดไดโพล(ผิวโลหะ)และไมโครสตริป(ผิวโลหะ)

จากรูปที่ 10 พิจารณาที่ความถี่ 922.5 MHz สายอากาศมีอิมพีแดนซ์เท่ากับ $21.70 + j146.60 \Omega$ เมื่อจำลองให้มีโหมดเป็นสายอากาศไดโพล และมีอิมพีแดนซ์เท่ากับ $26.77 + j156.79 \Omega$ เมื่อจำลองให้มีโหมดเป็นสายอากาศไมโครสตริป ซึ่งสายอากาศทั้งสองกรณีมีอิมพีแดนซ์ใกล้เคียงกับค่าคอนจูเกตของชิป

รูปที่ 11 แสดงสายอากาศที่สร้างบนแผ่นฐาน FR4 ที่มีค่าความหนาเท่ากับ 1.52 mm มีค่าคงที่ความเป็นฉนวนเท่ากับ 4.4 และมีค่า loss tangent เท่ากับ 0.02 ผลจากการจำลองและการวัดในรูปที่ 12 แสดงให้เห็นว่า สายอากาศมีระยะอ่านที่ดีทั้งสองโหมด

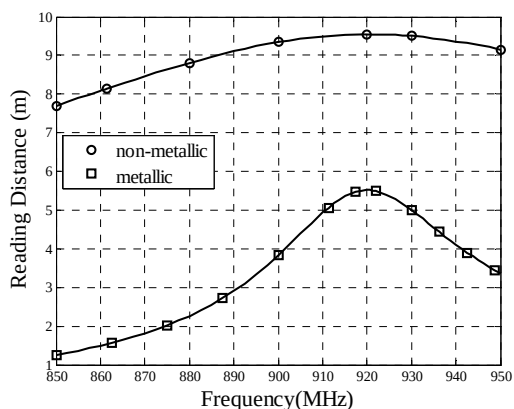


(ก) ด้านบน

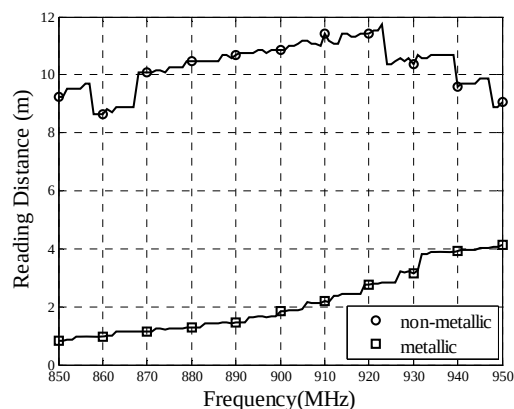


(ข) ด้านล่าง

รูปที่ 11 แผ่นวงจร PCB ของสายอากาศต้นแบบของสายอากาศ B



(ก) กราฟระยะอ่านจากการคำนวณ



(ข) กราฟระยะอ่านจากการวัด

รูปที่ 12 กราฟระยะอ่านของสายอากาศ

5 สรุปผลการวิจัยและแนวทางการพัฒนา

งานวิจัยนี้ได้เสนอโครงสร้างอากาศแบบสองโหมดสำหรับป้ายยูเอชเอฟอาร์เอฟไอดีแบบแพสซีฟ ซึ่งได้นำเสนอวิธีการออกแบบและแมตช์สายอากาศกับชิป สายอากาศตัวอย่างได้ถูกสร้างและวัดระยะอ่าน สายอากาศมีระยะอ่านที่ดีทั้งสองโหมด ในงานวิจัยนี้ใช้แผ่นฐาน FR4 ในการสร้างสายอากาศ ซึ่งมีค่า loss tangent สูงทำให้สายอากาศมีความสูญเสียสูงเมื่อทำงานในโหมดไมโครสตริป เพื่อให้ประสิทธิภาพของสายอากาศดีขึ้นควรเลือกใช้แผ่นฐานที่มีค่า loss tangent ต่ำ

เอกสารอ้างอิง

- [1] L. Sydanheimo, L. Ukkonen, and M. Kivikoski, “Effects of size and shape of metallic objects on performance of passive radio frequency identification”, *Int. J. Adv. Manuf. Technol.*, vol. 30, no. 9–10, pp. 897–905, 2006.
- [2] J. D. Griffin, G. D. Durgin, A. Haldi, and B. Kippelen, “RF tag antenna performance on various materials using radio link budgets,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 5, no. 1, pp. 247–250, 2006.
- [3] K. V. S. Rao, P. V. Nikitin, and S. F. Lam, “Antenna design for UHF RFID tags: a review and a practical application,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 12, pp. 3870–3876, Dec. 2005.
- [4] H. Kwon and B. Lee, “Compact slotted planar inverted-F RFID tag mountable on metallic objects,” *Electron. Lett.*, vol. 41, no. 24, pp. 1308–1310, Nov. 2005.
- [5] H. W. Son, G. Y. Choi, and C. S. Pyo, “Design of wideband RFID tag antenna for metallic surfaces,” *Electron. Lett.*, vol. 42, no. 5, pp. 263–265, Mar. 2006.
- [6] NXP Semiconductors, Ultra high frequency smart label ICs, http://www.nxp.com/acrobat_download/literature/9397/75016225.pdf, (online access 26 Jan. 2009).
- [7] P.V. Nikitin, K. V. S. Rao, and R. Martinez, “Sensitivity and Impedance Measurements of UHF RFID chips”, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 5, May 2009.

บทที่ 4

การแพร่กระจายคลื่นและโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย

4.1 การแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสวนทุเรียน (Propagation in a Durian Orchard)

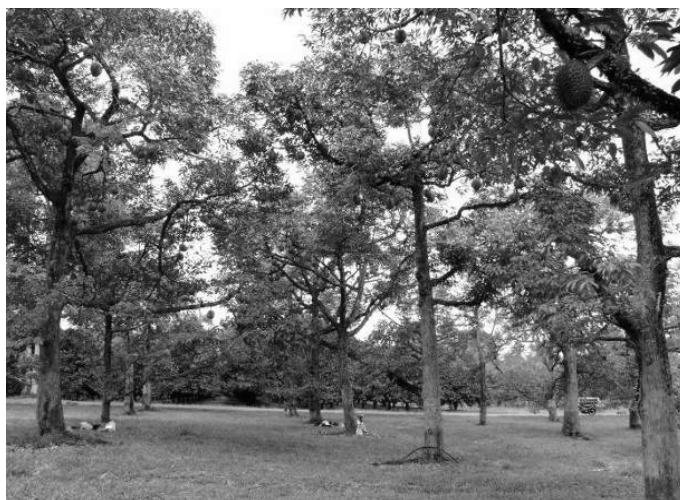
ผศ.ดร. จูติพงษ์ เลิศวิริยะประภา นายกิตติศักดิ์ แพบัว รัช.ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์ และ ศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

1. วัตถุประสงค์

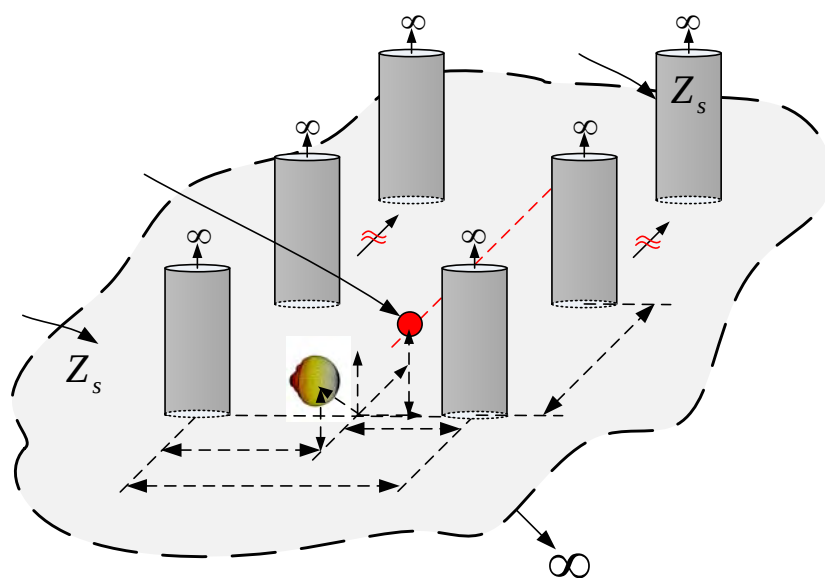
วัตถุประสงค์ของโครงการนี้เพื่อศึกษาการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสภาพแวดล้อมที่มีลักษณะเป็นป่าไม้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในสวนผลไม้ โดยทำการศึกษาการแพร่กระจายคลื่นด้วยการทำนายจากสมการแม่นยำตรงโดยใช้ทฤษฎีการเลี้ยวเบนทางเรขาคณิตแบบสม่ำเสมอ (Uniform Geometrical Theory of Diffraction; UTD) เพื่อทำนายค่าการสูญเสียกำลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตามระยะทางในช่องทางการแพร่กระจายคลื่นในระบบโครงข่ายตรวจจับแบบไร้สาย

2. ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบัน ระบบโครงข่ายตรวจจับแบบไร้สาย (Wireless Sensor Network: WSN) ได้รับความสนใจในการใช้งานเพิ่มมากขึ้นเป็นอย่างมาก เนื่องจากระบบ WSN มีข้อดีหลายประการเช่น ความสะดวกในการติดตั้งเครือข่าย (วางตัวตรวจจับที่ตำแหน่งที่ต้องการโดยไม่ต้องเชื่อมต่อสายนำสัญญาณ) ตัวอุปกรณ์ได้ถูกพัฒนาให้มีขนาดเล็กลง ราคาถูกลง จุดประสงค์ของการประยุกต์ใช้งานระบบโครงข่ายตรวจจับแบบไร้สายเพื่อตรวจจับตัวแปรที่ต้องการทราบค่า ตัวอย่างเช่น รดหยดน้ำในระบบการจัดการการจ่อรด สภาพจราจรในระบบการขนส่งอัจฉริยะ และอีกมากมาย การประยุกต์ใช้งานที่น่าสนใจอีกอย่างหนึ่งของระบบ WSN คือ การตรวจสอบความอ่อนแอของผลทุเรียนในสวนดังแสดงสภาพแวดล้อมจริงในรูปที่ 1 (ก) ซึ่งตัวตรวจจับจะถูกติดตั้งบนผลทุเรียน เพื่อตรวจจับความเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะทางไฟฟ้าของผลทุเรียน จากนั้นจะส่งข้อมูลที่ตรวจจับได้ให้กับระบบประมวลผลกลางผ่านสัญญาณคลื่นวิทยุในโครงข่ายตรวจจับแบบไร้สายเพื่อทำนายช่วงเวลาการเก็บเกี่ยวที่เหมาะสมให้กับเกษตรกร ดังนั้นคุณลักษณะของช่องสัญญาณคลื่นวิทยุในสภาพแวดล้อมของสวนทุเรียนจึงมีความสำคัญมากต่อคุณภาพการสื่อสารของระบบ WSN และเป็นตัวแปรหลักในการกำหนดจุดติดตั้งตัวตรวจจับในระบบ WSN อีกด้วย โดยทั่วไปแล้วคุณลักษณะของช่องสัญญาณคลื่นวิทยุจะขึ้นกับสภาพแวดล้อม ซึ่งจะเป็นตัวกำเนิดสัญญาณรบกวนและทำให้เกิดการลดทอนของสัญญาณที่เปลี่ยนไปตามระยะทาง (Path loss) และเป็นแปลงตามเวลา (Signal time variation) ส่งผลต่อคุณภาพการสื่อสารได้ ดังนั้นการทราบถึงคุณลักษณะของช่องสัญญาณคลื่นวิทยุในแต่ละสภาพแวดล้อมที่ทำการสื่อสารจึงมีความสำคัญเป็นอย่างมากสำหรับการออกแบบระบบโครงข่ายตรวจจับแบบไร้สาย



(ก)



(ข)

รูปที่ 1 การจำลองสวนทุเรียนและการทดสอบ: (ก) สภาพแวดล้อมจริง (ข)

ในการศึกษาการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสวนทุเรียนได้ทำการวิเคราะห์ถึงค่าการสูญเสียกำลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตามระยะทาง (Path loss) โดยทำการจำลองสวนทุเรียนให้อยู่ในรูปแบบของตัวกระจายคลื่นเทียบเคียงแบบพื้นฐานอย่างง่ายเช่น ทรงกระบอก (Cylindrical structure) สำหรับจำลองลำต้นของต้นไม้ และระนาบกราวด์สำหรับการจำลองพื้นดิน (Ground plane) ดังแสดงแบบจำลองในรูปที่ 1(ข) ซึ่งในขั้นตอนการศึกษาได้ทำการวิเคราะห์ในกรณีที่พื้นผิวของตัวกระจายคลื่นถูกสมมุติให้เป็นตัวนำสมบูรณ์ (Perfect Electric Conductor: PEC) เพื่อง่ายต่อการคำนวณการแพร่กระจายคลื่นโดยใช้ทฤษฎีการเลี้ยวเบนทางเรขาคณิตแบบสม่ำเสมอ (Uniform

Geometrical Theory of Diffraction; UTD) และได้ทำการพัฒนาปรับปรุงวิธีการคำนวณให้รองรับพื้นผิวของตัวกระจัดกระจายคลื่นที่ไม่ใช่ PEC โดยทำการประมาณพื้นผิวของต้นไม้และพื้นดินด้วยค่าอิมพีแดนซ์ (Surface impedance: Z_s) เพื่อให้แบบจำลองสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมจริงมากที่สุดเพื่อใช้ในการทำนายระดับกำลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มาถึงยังจุดต่างๆ ในสวนทุเรียนเพื่อนำไปใช้ในการออกแบบติดตั้งระบบโครงข่ายตรวจจับแบบไร้สายต่อไป

3. ทฤษฎีที่ใช้ในงานวิจัย

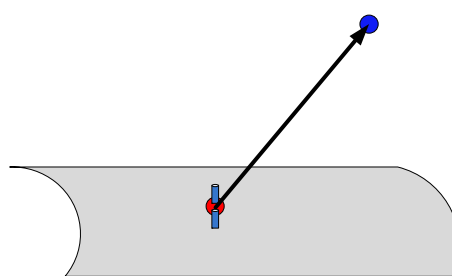
ทฤษฎีการเลี้ยวเบนทางเรขาคณิตแบบสม่ำเสมอ (Uniform Geometrical Theory of Diffraction; UTD) คือวิธีการคำนวณการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในย่านความถี่สูง (High frequency techniques) โดยพฤติกรรมของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถอธิบายได้ในแง่ของเส้นรังสี (Ray path) ทฤษฎี UTD สามารถใช้คำนวณปัญหาการกระจัดกระจายของคลื่น (Scattering problem) การแพร่กระจายคลื่น (Radiation problem) และการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศบนพื้นผิวเดียวกัน (Coupling problem) โดยที่โครงสร้างปัญหาต้องมีขนาดใหญ่กว่าความยาวคลื่น (Wavelength) ในทางปฏิบัติทฤษฎี UTD สามารถใช้ในการวิเคราะห์การแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากสายอากาศแบบต่างๆ และรวมถึงผลกระทบของวัตถุที่อยู่ในบริเวณที่เราสนใจในการคำนวณที่มีผลต่อการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากแหล่งกำเนิดหรือสายอากาศ ทฤษฎี UTD เป็นวิธีการที่มีประสิทธิภาพสูง สามารถทำการคำนวณได้เร็วกว่าวิธีการเชิงเลขแบบอื่นๆ หรือ ในบางกรณีไม่สามารถคำนวณได้ในวิธีการเชิงเลขแบบอื่นๆ เนื่องจากปัญหาที่ทำการคำนวณมีขนาดใหญ่มาก เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นจึงส่งผลให้วิธีการเชิงเลขแบบอื่นๆ จะต้องใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ที่มีประสิทธิภาพสูงมากในการคำนวณ และอาจจะใช้เวลานานในการคำนวณอีกด้วย นอกจากนี้ทฤษฎี UTD ยังให้ผลลัพธ์ในทางปฏิบัติที่ถูกต้องและแม่นยำสำหรับประยุกต์ใช้ในการคำนวณการแพร่กระจายคลื่น การกระจัดกระจายของคลื่น จากสายอากาศชนิดต่างๆ และยังทำให้เกิดความเข้าใจกลไกการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเนื่องจากอยู่บนพื้นฐานของทฤษฎีเส้นรังสี (Ray method) ซึ่งไม่สามารถพบได้ในระเบียบวิธีเชิงเลขอื่นๆ อีกด้วย

เพื่อเป็นการยืนยันผลการคำนวณ คณะผู้วิจัยจึงได้ทำการเปรียบเทียบผลการคำนวณที่ได้ในงานวิจัยนี้กับโปรแกรม NEC-BSC ซึ่งเป็นโปรแกรมสำเร็จรูปที่ใช้ทฤษฎี UTD เช่นเดียวกันแต่จำกัดเฉพาะพื้นผิว PEC เท่านั้น นอกจากนี้ยังทำการเปรียบเทียบผลการคำนวณในบางกรณีด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ซึ่งเป็นโปรแกรมสำเร็จรูปโดยอาศัยทฤษฎี Finite Integral Techniques (FIT) ซึ่งสามารถจำลองการแพร่กระจายคลื่นบนโครงสร้างที่ซับซ้อนในแบบสามมิติได้เป็นอย่างดี

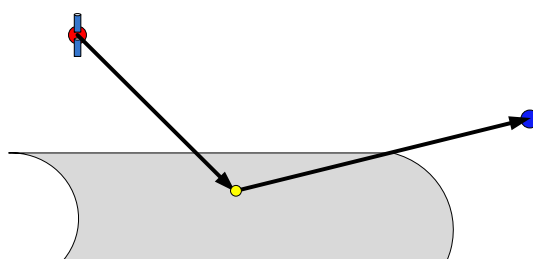
3.1 ทฤษฎีการเลี้ยวเบนทางเรขาคณิตของคลื่นแบบสม่ำเสมอ UTD

ในย่านความถี่สูง การแผ่รังสี (Radiation) การกระจัดกระจาย (Scattering) และการเลี้ยวเบนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Diffraction) เป็นพฤติกรรมพื้นฐานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า สามารถอธิบาย

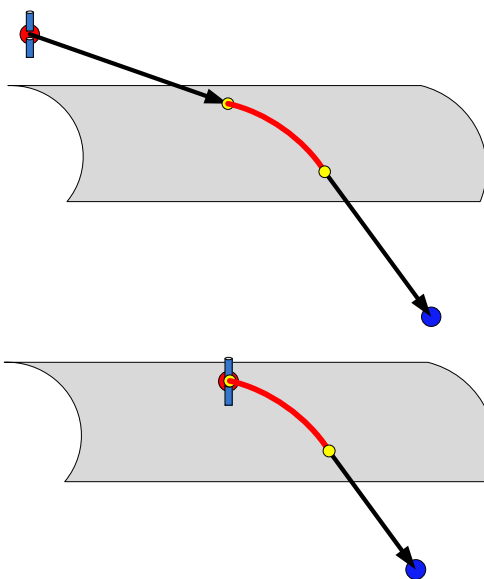
พฤติกรรมพื้นฐานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในย่านความถี่สูงได้ในแง่ของรังสี (Ray) ซึ่งคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารวมที่จุดสังเกตสามารถหาได้โดยการรวมกัน (Superposition) ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งหมดจากแต่ละเส้นรังสีที่มายังยังจุดสังเกตจากแหล่งกำเนิด ซึ่งประกอบด้วย เส้นรังสีทางตรงหรือคลื่นตกกระทบ (Incident Ray) จากแหล่งกำเนิดหรือสายอากาศ และเส้นรังสีที่เกิดจากการสะท้อน (Reflected Ray) จากสภาพแวดล้อม และเส้นรังสีการเลี้ยวเบน (Diffracted Ray) จากสภาพแวดล้อมที่แตกต่างกัน โดยบริเวณต่างๆที่สัมพันธ์กับเส้นรังสีเรียกว่าจุด Flashpoint ที่อยู่บนสายอากาศและโครงสร้าง ดังแสดงตัวอย่างในรูปที่ 2



(ก) เส้นรังสีตกกระทบจากสายอากาศ



(ข) เส้นรังสีสะท้อนบนโครงสร้างผิวโค้งจากสายอากาศ

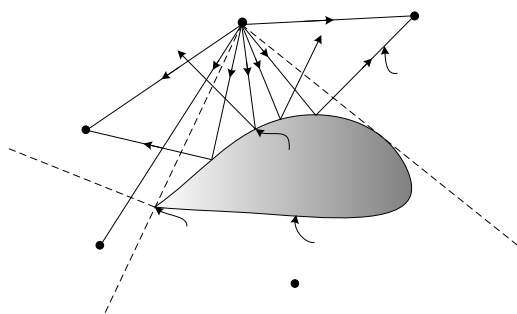


(ค) เส้นรังสีเลี้ยวเบนบนโครงสร้างผิวโค้ง

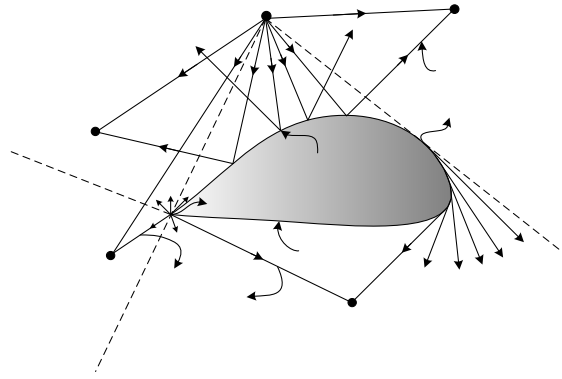
รูปที่ 2 เส้นรังสีจากสายอากาศบนโครงสร้างผิวโค้ง

จากหลักการเรขาคณิตของแสง (GO) ซึ่งเป็นหลักการพื้นฐานดั้งเดิมในการคำนวณการแพร่กระจายคลื่น โดยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารวม GO ประกอบด้วยเพียงคลื่นตกกระทบ คลื่นสะท้อน และการส่งผ่านของคลื่นผ่านวัตถุเท่านั้น ตัวอย่างเช่นเมื่อแหล่งกำเนิดวางตัวเหนือโครงสร้างตัวกระจายคลื่น ในบริเวณที่มองเห็นแหล่งกำเนิด (Lit zone) มีเพียงคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อน (GO) เกิดขึ้นเท่านั้นที่ตำแหน่งของจุดสังเกตรอบๆ โครงสร้าง และถ้าคลื่นตกกระทบหาค่าไม่ได้ที่ขอบของโครงสร้างทำให้เกิดขอบเขตเงาของคลื่นตกกระทบ (Incident shadow boundary: ISB) และสำหรับพื้นผิวที่ราบเรียบคลื่นตกกระทบทำให้เกิดขอบเขตเงาของพื้นผิว (Surface shadow boundary: SSB) ตามลำดับ คลื่นสะท้อนจะหายไปทีขอบของโครงสร้างทำให้เกิดขอบเขตเงาของการสะท้อน (Reflection shadow boundary: SSB) ตัวอย่างแสดงในรูปที่ 3 คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดที่ 3 ประกอบด้วยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตกกระทบเพียงอย่างเดียว

แต่ในหลักการการเลี้ยวเบนทางเรขาคณิตของแสง (GTD) ซึ่งพัฒนาจาก GO จะรวมคลื่นเลี้ยวเบนที่ขอบมายังจุดที่ 3 ด้วยดังแสดงในรูปที่ 4 คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดที่ 4 ในรูปที่ 4 หายไปหมดตามการทำนายด้วย GO ในทางตรงกันข้ามการทำนายด้วย GTD คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะไม่เป็นศูนย์ที่จุดที่ 4 ซึ่งก็คือเป็นผลการรวมตัวกัน (Superposition) ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเลี้ยวเบนที่ขอบและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเลี้ยวเบนบนพื้นผิวดังในรูปที่ 4 ดังนั้นจะเห็นได้ว่า GO ไม่สามารถทำนายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าภายในขอบเขตเงาของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนได้ ข้อจำกัดของ GO ในขอบเขตเงานี้ถูกแก้ไขโดย Keller GTD [1] โดยทฤษฎี GTD สามารถคำนวณคลื่นเลี้ยวเบนจากขอบของปัญหาเข้าด้วย ซึ่งเกิดจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเลี้ยวเบน GTD ที่ขอบหรือจุดที่ไม่ต่อเนื่องของพื้นผิว อย่างไรก็ตาม GTD ไม่สามารถใช้ในการอธิบายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าภายในบริเวณการเปลี่ยนแปลงของขอบเขตเงา (ตัวอย่างเช่น ISB, RSB และ SSB) โดยที่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเลี้ยวเบน GTD โดยทั่วไปแล้วเป็นมีค่าเป็นอนันต์ (Singular) ที่บริเวณนี้ อย่างไรก็ตามข้อจำกัดของ GTD ภายในบริเวณขอบเขตการเปลี่ยนแปลงของรอยต่อเงา ได้ถูกแก้ไขด้วยทฤษฎีการเลี้ยวเบนทางเรขาคณิตแบบสม่ำเสมอ (UTD)



รูปที่ 3 คลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อน GO ที่เกิดจากการแพร่กระจายของแหล่งกำเนิดเชิงเส้นบนโครงสร้างทึบแสง



รูปที่ 4 รังสีเลี้ยวเบนที่ขอบเกิดจากขอบ Q_E และรังสีเลี้ยวเบนสัมผัสจากคลื่นผิวที่กระตุ้นที่จุดตก
กระทบในแนวสัมผัสกับพื้น Q_S

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารวม (Total field) ตามทฤษฎี UTD ที่จุดสังเกตต่างๆ จะขึ้นอยู่กับองค์ประกอบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่สามารถเดินทางมายังจุดสังเกตได้ ซึ่งถูกกำหนดโดยตำแหน่งของแหล่งกำเนิด โดยแหล่งกำเนิดจะเป็นตัวกำหนดขอบเขตเงาของคลื่นตกกระทบ (Incident shadow boundary: ISB) ขอบเขตของพื้นผิวโค้งเรียบที่ทำให้เกิดขอบเขตเงาของพื้นผิวโค้ง (Surface shadow boundary: SSB) และขอบเขตของคลื่นสะท้อนหายไปที่ยอบทำให้เกิดขอบเขตเงาของการสะท้อน (Reflection shadow boundary: RSB)

3.2 องค์ประกอบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารวมตามทฤษฎี UTD

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตกกระทบ

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตกกระทบในบริเวณเหนือจาก ISB แสดงดังรูปที่ 4 สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (1) และเป็นศูนย์ในบริเวณอื่นๆ โดยกำหนดให้รัศมีความโค้งของหน้าคลื่นตกกระทบเขียนแทนด้วย ρ_1^i และ ρ_2^i

$$\bar{E}^i(P) = \bar{E}^i(Q_i) \sqrt{\frac{\rho_1^i}{\rho_1^i + s^i}} e^{-jks^i} \quad (1)$$

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสะท้อน

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสะท้อนในบริเวณเหนือจาก RSB แสดงดังรูปที่ 4 สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (2) และเป็นศูนย์ในบริเวณอื่นๆ คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสะท้อน $\bar{E}^r(Q_R)$ ที่จุดสะท้อน Q_R สัมพันธ์กับคลื่นตกกระทบ $\bar{E}^i(Q_R)$ ที่จุด Q_R โดยค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนโคแอดิก $\bar{R}$ แสดงโดย

$$\bar{E}^r(P) = \bar{E}^i(Q_r) \cdot \bar{R} \cdot \sqrt{\frac{\rho_1^r}{\rho_1^r + s^r}} e^{-jks^r} \quad (2)$$

ในกรณีของการสะท้อนบนพื้นผิวโค้งค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน R จะประกอบด้วยฟังก์ชันรอยต่อ $F(X_p)$ (Transition Function) จากฟังก์ชันการอินทิเกรตของเฟรสเนล (Fresnel integration function) และฟังก์ชันการกระจายของฟอค (Fock scattering function) $p^*(\xi)$ และ $q^*(\xi)$ เขียนได้เป็น

$$R_{s,h} = -\sqrt{\frac{-4}{\xi\pi}} \cdot e^{-j\pi/4} \cdot e^{-j\xi^3/12} \left[\frac{-F(X_p)}{2\xi\sqrt{\pi}} + \left\{ \frac{p^*(\xi)}{q^*(\xi)} \right\} \right] \quad (3)$$

ฟังก์ชันรอยต่อ $F(X_p)$ แสดงได้ดังนี้

$$F(X_p) = 2j\sqrt{x} \cdot e^{jx} \cdot \int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-ju^2} du$$

และฟังก์ชันการกระจายของฟอคสำหรับพื้นผิว PEC (Fock function) แสดงได้ดังนี้

$$P_{s,h}(x) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\tilde{Q}V(\tau) \cdot e^{-jx\tau}}{\tilde{Q}W_2(\tau)} d\tau$$

เมื่อ

$$P_{s,h}(X, q_{s,h}) = \left\{ \frac{p^*(X)}{q^*(X)} \right\} e^{-j(\pi/4)} - \frac{e^{-j(\pi/4)}}{2\sqrt{\pi}X}$$

และ

$$\tilde{Q} = \begin{cases} 1 & \text{soft case} \\ d/d\tau & \text{hard case} \end{cases}$$

เมื่อ $Ai(\tau)$ คือแอร์รี่ฟังก์ชัน (Airy function)

$$V(\tau) = \sqrt{\pi} Ai(\tau)$$

$$Ai(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j(t^3/3 + xt)} dt \quad \text{และ} \quad W_2(\tau) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\infty e^{j2\pi/3}}^{\infty} e^{-z^3/3} e^{\tau z} dz$$

ตัวแปรฟอค $\xi = -2m(Q_r) \cos(\theta^i)$ โดยที่ $m(Q_r) = \left(\frac{ka_0(Q_r)}{3} \right)^{1/3}$ เมื่อ $a_0(Q_r)$ คือรัศมีความโค้งของพื้นผิวและ $X_p = 2kL_p \cos^2(\theta^i)$ โดยที่ θ^i คือมุมระหว่างเส้นรังสีตกกระทบกับทิศทางที่ตั้งฉากกับพื้นผิวที่จุดสะท้อน พารามิเตอร์ $L_p = \frac{s^i s^r}{(s^i + s^r)}$

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเลี้ยวเบนบนโครงสร้างผิวโค้ง

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเลี้ยวเบนในบริเวณระหว่าง ISB หรือ SSB แสดงดังรูปที่ 4 สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (4) และอาจไม่เป็นศูนย์ในบริเวณอื่นๆ (มีความเข้มน้อยมากอาจกำหนดให้เป็นศูนย์ในบางกรณี) คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเลี้ยวเบน $\bar{E}^d(Q_d)$ ที่จุดของการสะท้อน Q_d สัมพันธ์กับคลื่นตกกระทบ $\bar{E}^i(Q_d)$ ที่จุด Q_d ซึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\bar{E}^d(P) = \bar{E}^i(Q_R) \cdot T_{s,h} \cdot \sqrt{\frac{d\eta(Q_1)}{d\eta(Q_2)}} \sqrt{\frac{\rho_2^d}{s^d(\rho_2^d + s^d)}} e^{-jks^d} \quad (4)$$

ในกรณีของการเลี้ยวเบนบนพื้นผิวโค้งค่าสัมประสิทธิ์การเลี้ยวเบน $T_{s,h}$ จะประกอบด้วยฟังก์ชันรอยต่อ $F(X_p)$ (Transition Function) จากฟังก์ชันการอินทิเกรตของเฟรสเนล (Fresnel integration function) และฟังก์ชันการกระจายของฟอค (Fock scattering function) $p^*(\xi)$ และ $q^*(\xi)$ ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$T_{s,h} = -\sqrt{m(Q_1)m(Q_2)} \sqrt{\frac{2}{k}} e^{-j\pi/4} \cdot e^{-jkt} \left[\frac{-F(X_d)}{2\xi\sqrt{\pi}} + \begin{Bmatrix} p^*(\xi) \\ q^*(\xi) \end{Bmatrix} \right] \quad (5)$$

ตัวแปรฟอคในบริเวณขอบเขตเงาสามารถแสดงดังนี้

$$\xi = \int_{\tau(Q_1)}^{\tau(Q_2)} \frac{m(\tau)}{a(\tau)} d\tau \quad \text{โดยที่} \quad m(Q_r) = \left(\frac{ka_0(Q_r)}{3} \right)^{1/3}$$

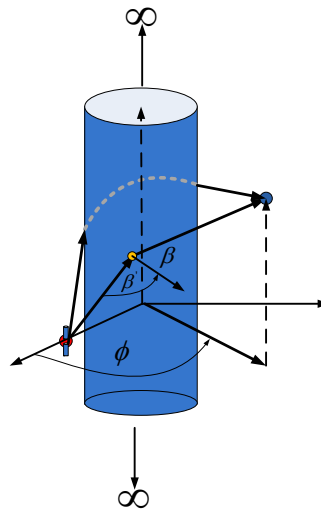
เมื่อ $a_0(Q_r)$ คือรัศมีความโค้งของพื้นผิวและ $X_d = \frac{kL_d\xi^2}{2m(Q_1)m(Q_2)}$ โดยที่พารามิเตอร์

$L_d = \frac{s^i s^d}{(s^i + s^d)}$ ความต่อเนื่องของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารวมที่บริเวณรอยต่อในแต่ละขอบเขต และ

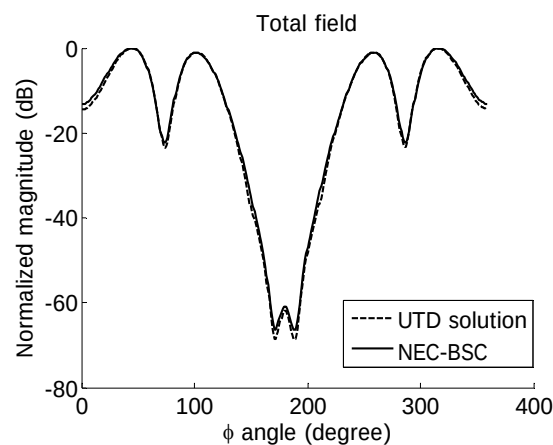
ความถูกต้องของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารวมในบริเวณต่างๆ ในทฤษฎี UTD จะสัมพันธ์กับค่าสัมประสิทธิ์ต่างๆ เช่น สัมประสิทธิ์การสะท้อน สัมประสิทธิ์การเลี้ยวเบนที่ขอบ ผิวโค้ง และมุม เป็นต้น

3.3 ผลการคำนวณการกระจายคลื่นจากทรงกระบอกยาวอนันต์พื้นผิว PEC

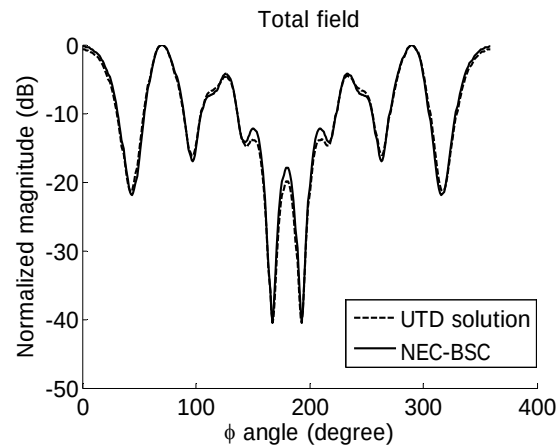
เพื่อเป็นการยืนยันผลการคำนวณ จะทำการเปรียบเทียบผลการคำนวณกับโปรแกรม NEC-BSC ซึ่งเป็นโปรแกรมสำเร็จรูปที่ใช้ทฤษฎี UTD เช่นเดียวกันในกรณีพื้นผิวทรงกระบอกเป็น PEC ทั้งในกรณีของการกระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากทรงกระบอกเดี่ยว และกลุ่มทรงกระบอกที่ทำการจำลองเป็นตัวแทนต้นไม้รวมถึงการสะท้อนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากพื้นดิน



(ก) โครงสร้างตัวกระจายคลื่นทรงกระบอกยาวอนันต์ และเส้นรังสีในกรณี 3 มิติ



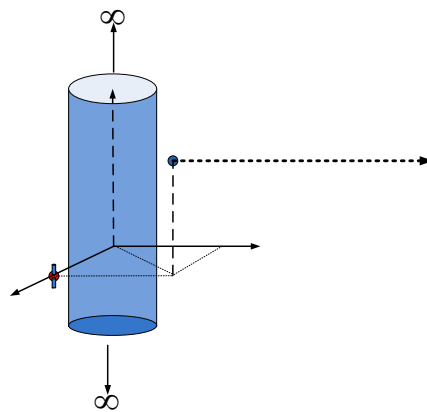
(ข) แหล่งกำเนิดไดโพลไฟฟ้าขนาดจิ๋ว



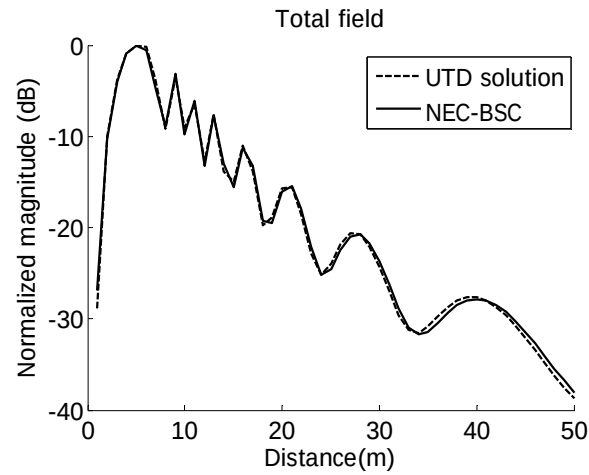
(ค) แหล่งกำเนิดไดโพลแม่เหล็กขนาดจิ๋ว

รูปที่ 5 สนามรวมจากแหล่งกำเนิดไดโพลไฟฟ้าขนาดจิ๋ว $s = 2\lambda$ $a = \lambda$ $p = 100\lambda$ และ $h_r = 40\lambda$

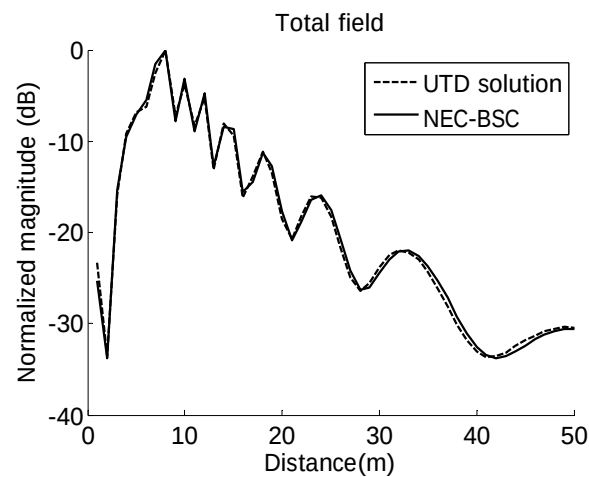
ตัวอย่างการคำนวณโดยใช้สมการ UTD ในรูปแบบแบบ 3 มิติดังแสดงโครงสร้างปัญหาการคำนวณทรงกระบอกเดี่ยวในภาพที่ 5 (ก) ผลการคำนวณการกระจายคลื่นจากทรงกระบอกพื้นผิว PEC โดยมีระยะทางจากจุดกำเนิดถึงแหล่งกำเนิดคลื่นสายอากาศไดโพลวางตัวในแนวตั้งคือ $s = 2\lambda$ รัศมี $a = \lambda$ ระยะทางจากจุดกำเนิดถึงจุดสังเกต $p = 100\lambda$ และความสูงของจุดสังเกต $h_r = 40\lambda$ แสดงในรูปที่ 5 (ข) และ (ค) พบว่าผลการคำนวณสอดคล้องกันเป็นอย่างดีระหว่างการคำนวณโดยใช้โปรแกรม NEC-BSC และจากสมการ UTD



(ก) โครงสร้างตัวกระจายคลื่นทรงกระบอกยาวอนันต์และเส้นทางการแพร่กระจายคลื่น



(ข) แหล่งกำเนิดไดโพลไฟฟ้าขนาดจิ๋ว



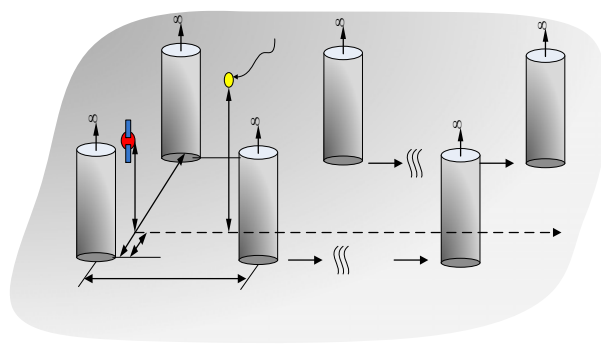
(ค) แหล่งกำเนิดไดโพลแม่เหล็กขนาดจิ๋ว

รูปที่ 6 ค่าการสูญเสียตามระยะทางเมื่อ $a = 5\lambda$ $d = 50\lambda$ และ $h_r = 40\lambda$

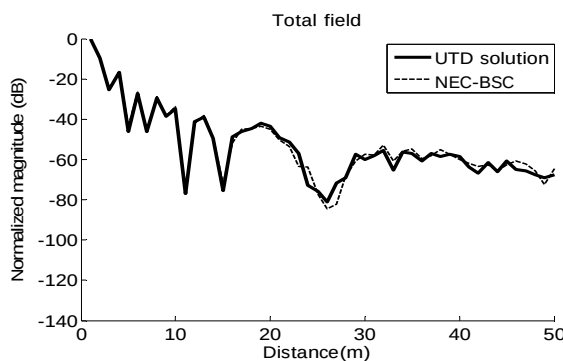
ตัวอย่างการคำนวณโดยใช้สมการ UTD ในรูปแบบแบบ 3 มิติดังแสดงโครงสร้างปัญหาการคำนวณทรงกระบอกเดี่ยวในรูปที่ 6(ก) ผลการคำนวณการกระจายคลื่นจากทรงกระบอกพื้นผิว PEC โดยมีระยะทางจากจุดกำเนิดถึงแหล่งกำเนิดคลื่นสายอากาศไดโพล วางตัวในแนวตั้งคือ $d = 50\lambda$ รัศมี $a = \lambda$ ระยะทางจากจุดกำเนิดถึงจุดสังเกตเปลี่ยนแปลงทุกๆ 1 เมตร และความสูงของจุดสังเกต $h_r = 40\lambda$ แสดงในรูปที่ 6 (ข) และ (ค) พบว่าผลการคำนวณสอดคล้องกันเป็นอย่างดีระหว่างการคำนวณโดยใช้โปรแกรม NEC-BSC และจากสมการ UTD



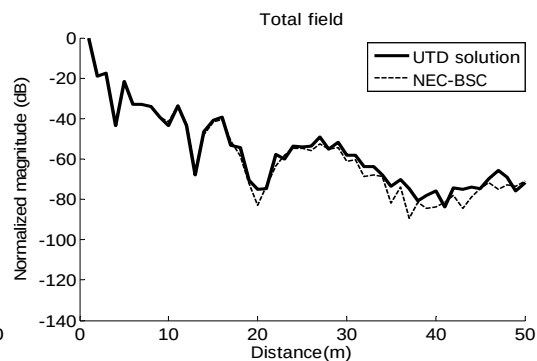
(ก)



(ข)



(ค) โพลาริซแนตตั้ง



(ง) โพลาริซแนวนอน

รูปที่ 7 แบบจำลองและการสูญเสียการแพร่กระจายคลื่นตามระยะทาง (ก) ส่วนทิวเรียน (ข) แบบจำลองอย่างง่ายพื้นผิว PEC (ค) โพลาริซแนตตั้ง (ง) โพลาริซแนวนอน

ทำการจำลองแบบอย่างง่ายของสวนทิวเรียนที่มีลักษณะของต้นทิวเรียนสูงโปร่งและเรียงตัวอย่างเป็นระเบียบดังแสดงในรูปที่ 7 (ก) ด้วยทรงกระบอกตัวนำสมบูรณ์ และระนาบกราวด์ตัวนำสมบูรณ์ ดังแสดงในรูปที่ 7 (ข) จากนั้นทำการคำนวณการกระจายของคลื่นจากแหล่งกำเนิดชนิดไดโพล โดยมีระยะทางจากจุดทรงกระบอกแรกถึงแหล่งกำเนิดคลื่นสายอากาศไดโพลวางตัวในแนวตั้งคือ $s = 1$ เมตร รัศมี $a = 0.3$ เมตร ระยะทางจากจุดกำเนิดถึงจุดสังเกตเปลี่ยนแปลงทุกๆ 1 เมตร จนถึง 50 เมตร และความสูงของสายอากาศทั้งสอง $h_t = h_r = 1$ เมตร ทำการเปรียบเทียบผลการคำนวณกับโปรแกรม NEC-BSC เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของการคำนวณ ซึ่งให้ผลที่สอดคล้องกันเป็นอย่างดีดังแสดงในรูปที่ 7 (ค) และ (ง) จึงสามารถยืนยันได้ว่ากระบวนการคำนวณมีความถูกต้องเป็นอย่างดี

3.4 ทฤษฎี UTD สำหรับวัสดุโครงสร้างผิวโค้งที่พื้นผิวถูกแทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์ (Z_s) [5] และ [6]

จากผลการคำนวณในหัวข้อก่อนหน้านี้ เมื่อพิจารณาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่กระจายจากทรงกระบอก PEC และพื้นดินที่แทนพื้นผิวด้วย PEC พบว่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้ากระจายจากทรงกระบอกและสนามแม่เหล็กสะท้อนมีความแรงมากเนื่องจากพื้นผิวจำลองสมมุติเป็น PEC ดังนั้น

แบบจำลองทรงกระบอกควรจะทำการประมาณเป็นพื้นผิวที่มีค่าอิมพีแดนซ์ (Z_s) จึงจะมีความสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมจริงมากขึ้น

จากสมการ UTD สำหรับพื้นผิว PEC ที่แสดงในหัวข้อก่อนหน้านี้ ซึ่งใช้ในการคำนวณการกระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากทรงกระบอกตัวนำสมบูรณ์ PEC ในปัญหา 2 มิติและ 3 มิติ [3] และ [4] สมการ UTD สำหรับโครงสร้างผิวโค้งที่พื้นผิวถูกแทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์ (Z_s) ได้ถูกนำเสนอโดย [5] และ [6] อย่างไรก็ตามสมการเหล่านี้รองรับการคำนวณใน 2 มิติเท่านั้น จากการศึกษาพบว่า ความแตกต่างระหว่าง สมการ UTD ใน 2 มิติของปัญหาการกระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากทรงกระบอกตัวนำสมบูรณ์และพื้นผิวอิมพีแดนซ์ คือฟังก์ชันการกระจายของฟอค $P_{s,h}(X, q_{s,h})$ ซึ่งจะต้องรวมผลของค่าอิมพีแดนซ์ของพื้นผิวในการคำนวณ ดังแสดงในสมการด้านล่าง

$$P_{s,h}(X, q_{s,h}) = \frac{e^{-j(\pi/4)}}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{V'(t) - q_{s,h}V(t)}{w'_2(t) - q_{s,h}w'_2(t)} e^{-jXt} dt \quad (6a)$$

โดยที่

$$P_{s,h}(X, q_{s,h}) = \left\{ \begin{matrix} p^*(X) \\ q^*(X) \end{matrix} \right\} e^{-j(\pi/4)} - \frac{e^{-j(\pi/4)}}{2\sqrt{\pi}X} \quad (6b)$$

ซึ่งตัวแปรค่าอิมพีแดนซ์ของพื้นผิวสามารถเขียนได้เป็น

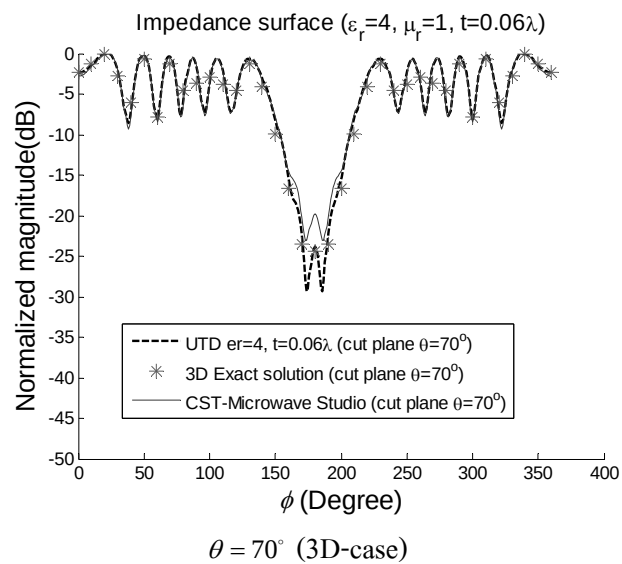
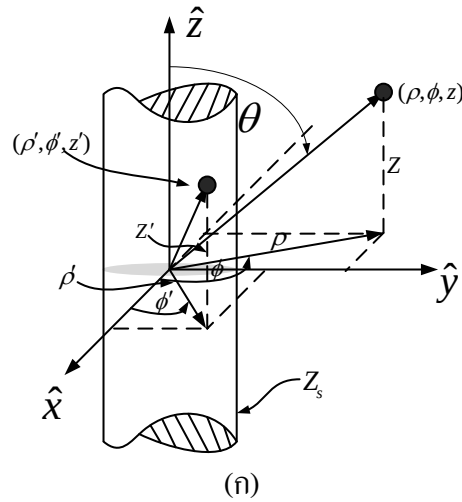
$$q_{s,h} = \begin{cases} -j\left(\frac{ka}{2}\right)^{1/3} \frac{Z_s}{Z_o}, & \text{Soft case} \\ -j\left(\frac{ka}{2}\right)^{1/3} \frac{Z_o}{Z_s}, & \text{Hard case} \end{cases} \quad (6c)$$

ค่าการประมาณของค่าอิมพีแดนซ์ของพื้นผิว จากปัญหาพื้นผิวที่หุ้มด้วยชั้นไดอิเล็กตริกสามารถเขียนได้ดัง [11]

$$Z_s \approx -\frac{jZ_o k t}{\epsilon_r} (1 - \epsilon_r \mu_r) \left[1 + \frac{k^2 t^2}{2} (1 - \epsilon_r \mu_r) \right]^{-1} \quad (6d)$$

ดังนั้นสมการ UTD สำหรับการคำนวณปัญหาการกระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากทรงกระบอกพื้นผิวถูกแทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์ ใน 3 มิติสามารถสร้างได้โดยการปรับปรุงสมการ UTD พื้นผิวเป็นตัวนำสมบูรณ์ (PEC) [4] ด้วยการเปลี่ยนฟังก์ชันการกระจายของฟอค โดยการอินทิ

เกรตฟังก์ชันในสมการที่ (6) แทนที่ฟังก์ชันการกระจายของฟอคเคิม แต่การคำนวณหาเส้นรังสีต่างๆ จะทำในรูปแบบ 3 มิติ



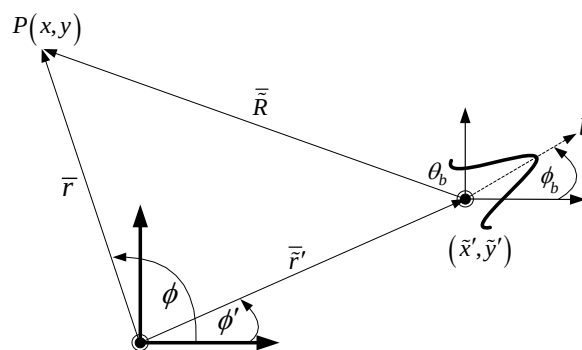
รูปที่ 8 ปัญหาทรงกระบอกและแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (TE-case หรือ soft case (สายอากาศไดโพลวางตัวตามแนวแกน z-axis)) จากแหล่งกำเนิดไดโพลวางตัวใกล้กับทรงกระบอก พื้นผิวถูกแทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์ กำหนดโดย UTD, CST program และ สมการแม่นยำตรง: $a = 2\lambda$, $\rho' = 5\lambda$, $t = 0.06\lambda$, $\epsilon_r = 4$, $\mu_r = 1$ และ $\rho = 100\lambda$

ตัวอย่างการคำนวณโดยใช้สมการ UTD ที่ทำการปรับปรุงสมการเพื่อใช้คำนวณการกระจายคลื่นจากทรงกระบอกพื้นผิวถูกแทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์แสดงในรูปที่ 1 พบว่ามีความสอดคล้องกันเป็นอย่างดีระหว่างการคำนวณโดย CST program และ สมการแม่นยำตรง ดังนั้นเราสามารถใช้อสมการ

UTD ที่ทำการปรับปรุงโครงสร้างของการกระจายของฟอค นำไปคำนวณการแพร่กระจายคลื่นในสวนทุเรียนต่อไปได้

3.5 การจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นด้วยวิธีลำคลื่นเกาส์เซียน

สายอากาศที่ใช้งานในทางปฏิบัติอาจติดตั้งบนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์หรือติดตั้งใกล้กับวัสดุอื่นๆ ซึ่งส่งผลต่อแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น และส่งผลต่อการสูญเสียการแพร่กระจายคลื่นตามระยะทางในทิศทางต่างๆ ดังนั้นจึงได้ศึกษาการจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศที่ติดตั้งบนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์หรือติดตั้งใกล้กับวัสดุอื่นๆ โดยใช้วิธีการกระจายลำคลื่นแบบเกาส์เซียน (Gaussian beams expansion) ทำการจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศระนาบที่ติดตั้งบนลูกทุเรียนในแบบ 3 มิติ ลำคลื่นแบบเกาส์เซียนสามารถสร้างได้โดยกำหนดให้ตำแหน่งของแหล่งกำเนิดเป็นจำนวนเชิงซ้อนในสมการของ UTD ได้โดยตรง



รูปที่ 9 ลำคลื่นแบบเกาส์เซียนและพารามิเตอร์ต่างๆ

สำหรับลำคลื่นแบบเกาส์เซียนที่ทิศทางลำคลื่นใดๆ ในกรณีสองมิติ สามารถหาค่าได้โดยแทนระยะทางที่เป็นค่าจริง R โดยระยะทางที่เป็นค่าเชิงซ้อน $\tilde{R}$ ดังแสดงตัวอย่างการคำนวณโดย

$$\overline{E}(R) = \hat{u}E_0 \frac{e^{-jk\tilde{R}}}{\sqrt{\tilde{R}}} \quad (\text{คลื่นทรงกระบอก}) \quad (7)$$

ระยะทางจากจุดกำเนิดถึงจุดสังเกตที่จุด P ในกรณีสองมิติสามารถอธิบายได้โดย

$$r = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (8)$$

ขณะที่

$$x = r \cos(\phi) \quad (9a)$$

$$y = r \sin(\phi) \quad (9b)$$

ระยะทางเชิงซ้อนของลำคลื่นแบบเกาส์เซียนที่มีความสมมาตรกันโดยรอบสามารถแสดงได้โดย

$$\tilde{r}' = \sqrt{\tilde{x}'^2 + \tilde{y}'^2} \quad (10)$$

ตำแหน่งของแหล่งกำเนิดที่เป็นค่าจริงแสดงได้โดย

$$x' = r' \cos(\phi') \quad (11a)$$

$$y' = r' \sin(\phi') \quad (11b)$$

ขณะที่ ตำแหน่งเชิงซ้อนของแหล่งกำเนิดสามารถแสดงได้โดย

$$\tilde{x}' = x' - jb \cos(\phi_b) \quad (12a)$$

$$\tilde{y}' = y' - jb \sin(\phi_b) \quad (12b)$$

ซึ่งค่าพารามิเตอร์ b มีความสัมพันธ์กับขนาดของแอมพลิจูด w_0 ของลำคลื่นเกาส์เซียน ซึ่ง $w_0 = w(0) = \sqrt{\frac{2b}{k}}$

ระยะทางระหว่างแหล่งกำเนิดไปยังจุดสังเกตสามารถแสดงได้เป็น

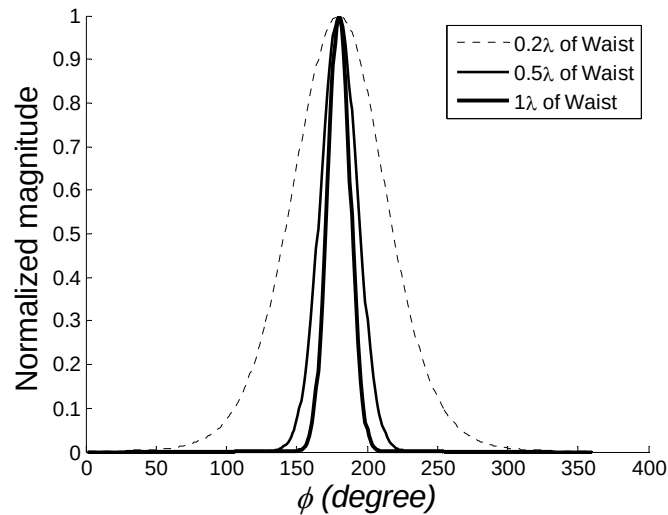
$$\bar{\bar{R}}_i = \bar{r} - \tilde{r}' \quad (13a)$$

เขียนได้เป็น

$$\tilde{R}_i = \sqrt{\bar{r}^2 + \tilde{r}'^2 - 2\bar{r}\tilde{r}' \cos(\phi - \phi')} \quad (13b)$$

ขณะที่

$$\phi' = \cos^{-1}(\tilde{x}' / \tilde{r}') \quad (14)$$



รูปที่ 10 ลำคลื่นแบบเกาส์เซียนตามการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ความกว้างเอวลำคลื่น (Beam waist: w_0) เมื่อทิศทางของลำคลื่นชี้ที่ 180 องศา

รูปที่ 10 แสดงลำคลื่นแบบเกาส์เซียนตามการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ความกว้างของเอวลำคลื่นเมื่อทิศทางของลำคลื่นชี้ที่ 180 องศา ซึ่งเมื่อเพิ่มค่าพารามิเตอร์เอวลำคลื่นแบบเกาส์เซียน จะทำให้ลำคลื่นเกาส์เซียนแคบลง

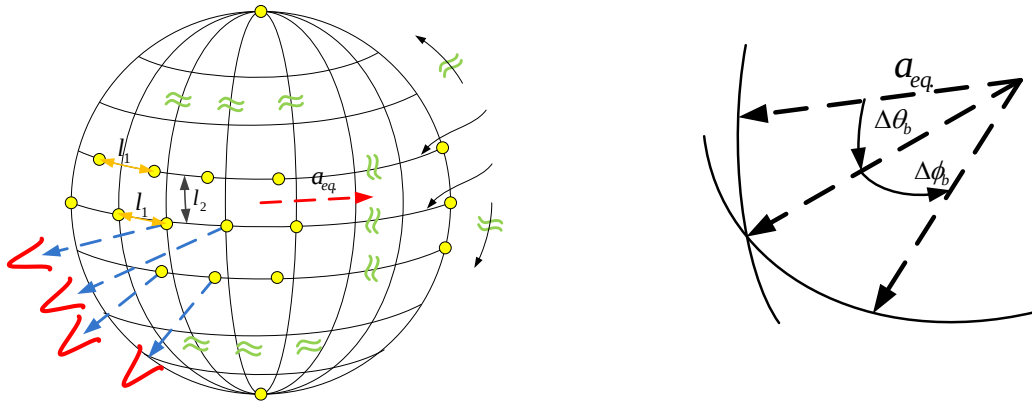
การจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นด้วยวิธีเกาส์เซียนได้ถูกใช้ในการวิเคราะห์การกระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในปัญหาสามมิติร่วมกับวิธีการ UTD โดยเฉพาะเมื่อแหล่งกำเนิดมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ซับซ้อน ตัวอย่างเช่นสายอากาศที่เป็นแหล่งกำเนิดติดตั้งใกล้กับวัสดุอื่น ซึ่งทำให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเปลี่ยนแปลง เราสามารถจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศได้โดยระเบียบวิธีเชิงเลขอื่นๆ หรือโปรแกรมสำเร็จรูปในการคำนวณแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (ตัวอย่างเช่น โปรแกรม CST; Microwave studio) รวมทั้งใช้การทดสอบเพื่อหาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบไม่ละเอียด จากนั้นทำการจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นโดยใช้การกระจายลำคลื่นแบบเกาส์เซียนที่ใช้พื้นฐานของสมการ UTD และทำการคำนวณการกระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธี UTD ต่อไป

$$E_{3D}(r) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M G_{n,m}(r/\tilde{r}') \cdot a_{n,m} \quad (15)$$

เมื่อ $E(r)$ คือคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ตำแหน่งใดๆ $G(r/\tilde{r}')$ คือ เกาส์เซียนฟังก์ชันที่ได้จากสมการ UTD ที่ตำแหน่งของแหล่งกำเนิดเป็นจำนวนเชิงซ้อน $\tilde{r}'_n$ ในตำแหน่งที่ n ของจำนวนลำคลื่นเกาส์เซียนทั้งหมด N ตัว โดยมีสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น a_n ในตำแหน่งที่ n ของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากแหล่งกำเนิด ทิศทางของลำคลื่นเกาส์เซียนสามารถเขียนสมการได้เป็น

$$\hat{g} = \sin(\theta_b) \cos(\phi_b) \hat{x} + \sin(\theta_b) \sin(\phi_b) \hat{y} + \cos(\theta_b) \hat{z}$$

โดยที่ระยะห่างระหว่างลำคลื่นบนทรงกลมเสมือนคือ $\Delta\theta_b$ และ $\Delta\phi_b$.

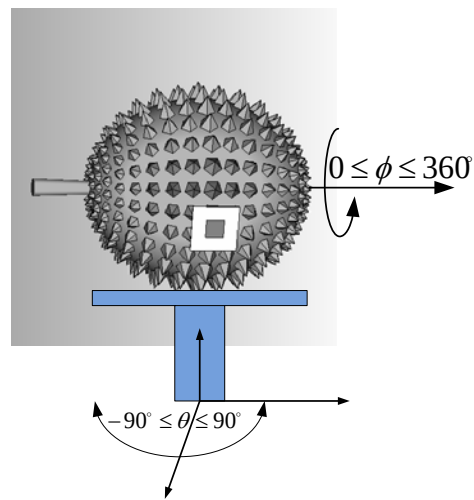


รูปที่ 11 ทิศทางของลำคลื่นแกลส์เซียนบนทรงกลมเสมือนที่มีขนาดรัศมี a_{eq} .

ในรายงานนี้จะทำการหาค่าสัมประสิทธิ์ลำคลื่นแกลส์เซียนทั้งหมด N ตัวด้วยการทดสอบการแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศแบบระนาบที่มีโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นในแนวดิ่ง (vertical linear polarized) บนผลทุเรียนจริงเพื่อลดความคลาดเคลื่อน โดยทำการทดสอบระดับความแรงของคลื่นที่แพร่กระจายออกมาจากสายอากาศที่วางตัวบนผลทุเรียนทุกๆ 10 องศาโดยรอบตัวของสายอากาศ โดยสายอากาศติดตั้งบนผลทุเรียนดังแสดงในรูปที่ 12 (ก) แผนผังในการทดสอบดังแสดงในรูปที่ 12 (ข)

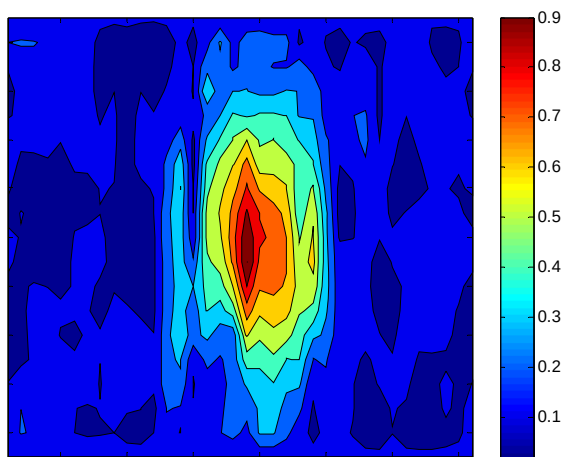


(ก)

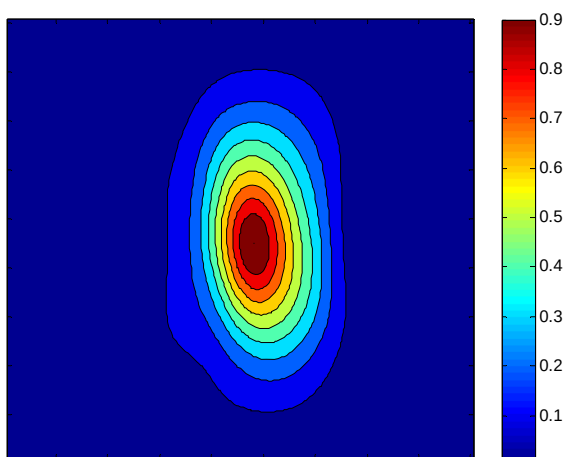


(ข)

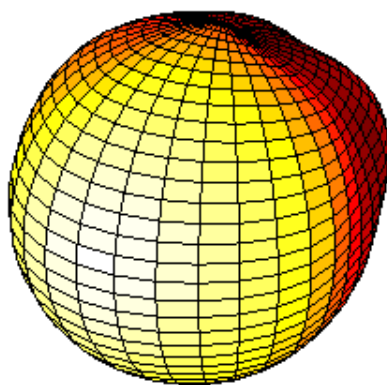
รูปที่ 12 สายอากาศ patch antenna ติดตั้งบนผลทุเรียน: (ก) สภาพแวดล้อมจริง (ข) แผนผังการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น



(ก)

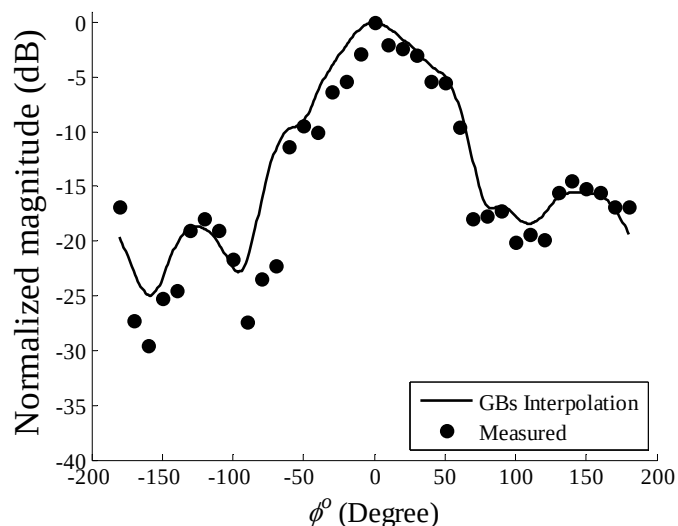


(ข)



(ค)

รูปที่ 13 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ถูกรบกวนโดยค่าสูงสุด: (ก) ทดสอบทุกๆ 10 องศา (ข) การกระจายลำคลื่นแบบเกาส์เซียน (ค) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น 3 มิติ



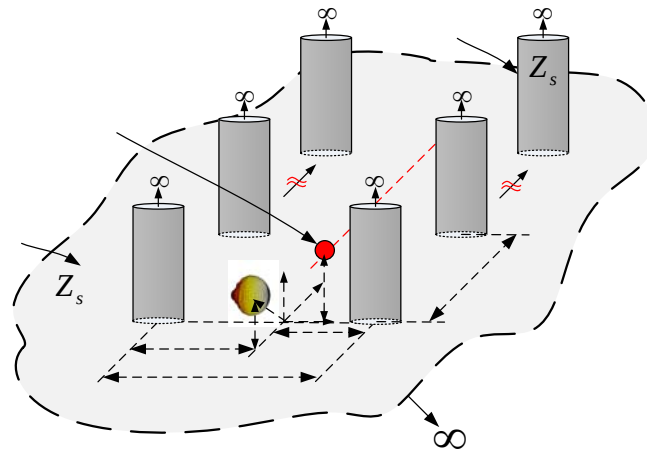
รูปที่ 14 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบแนวนอน

ผลการจำลองและการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศที่ติดตั้งบนผลทุเรียน ด้วยการกระจายลำคลื่นแบบเกาส์เซียนในแบบ 3 มิติ ดังแสดงในรูปที่ 13 ผลการทดสอบดังแสดงในรูปที่ 13 (ก) ในการจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นนั้น จะทำการจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ด้วยการกระจายลำคลื่นแบบเกาส์เซียน โดยระยะห่างระหว่างลำคลื่นบนทรงกลมเสมือนคือ $\Delta\theta_b$ และ $\Delta\phi_b = 10^\circ$ โดยใช้เวกเตอร์ลำคลื่น $w_0 = 1\lambda$ จากผลการคำนวณ พบว่าผลการจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นด้วยวิธีการกระจายลำคลื่นแบบเกาส์เซียนในแบบ 3 มิติ มีความสอดคล้องกันเป็นอย่างดีกับผลการทดสอบ ดังแสดงในรูปที่ 13 (ข) (ค) และในระนาบแนวนอน ดังแสดงในรูปที่ 14 ดังนั้นเราสามารถประมาณหรือจำลองแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่วางตัวบนผลทุเรียนได้ในทุกมุมได้ๆ บนพื้นฐานของสมการ UTD

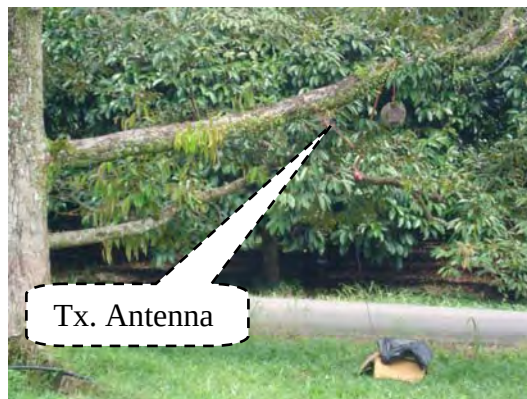
4. ผลการคำนวณและการทดสอบการสูญเสียการแพร่กระจายคลื่นตามระยะทางในสวนทุเรียน



(ก)



(ข)



(ค)

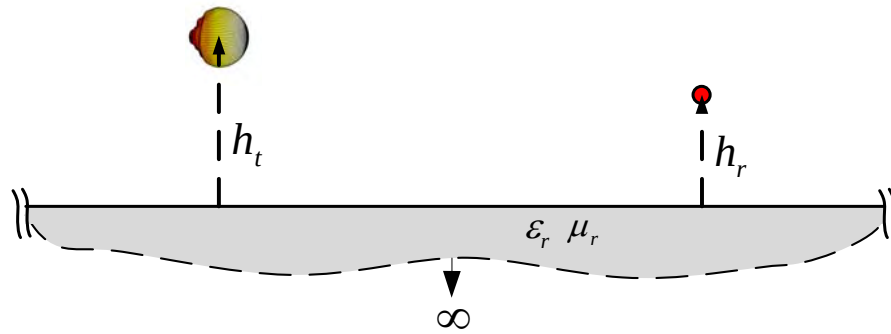


(ง)

รูปที่ 15 การจำลองสวนทุเรียนและการทดสอบ: (ก) สภาพแวดล้อมจริง (ข) แบบจำลอง (ค) สายอากาศ
ส่งติดตั้งบนผลทุเรียน (ง) เครื่องรับสัญญาณ

**Impedan
Surface**

รูปที่ 15 (ก) แสดงสภาพแวดล้อมจริงของสวนทุเรียนในศูนย์วิจัยพืชสวนจังหวัดจันทบุรี และแบบจำลองแสดงในรูปที่ 15 (ข) ต้นทุเรียนถูกจำลองด้วยทรงกระบอกที่มีพื้นผิวถูกแทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์ สำหรับค่าพื้นผิวอิมพีแดนซ์สามารถทำการประมาณได้จากโครงสร้างทรงกระบอก PEC ที่ถูกหุ้มด้วยชั้นไดอิเล็กตริกหนา t ดังแสดงในสมการที่ 6d [11] รูปที่ 15 (ค) แสดงตำแหน่งติดตั้งสายอากาศส่ง รูปที่ 13 (ง) แสดงเครื่องรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ ระยะห่างระหว่างต้นทุเรียนเท่ากับ 8 เมตร ความสูงของสายอากาศส่งเท่ากับ 2.2 เมตร จากนั้นทำการคำนวณรวมค่าการสะท้อนของพื้นดินดังแสดงแบบจำลองในรูปที่ 16 โดยค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพื้นผิวที่ไม่ใช่ตัวนำสมบูรณ์ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 16 และ 17 ในกรณีสายอากาศส่งมีโพลาไรซ์ในแนวตั้งและแนวนอนตามลำดับ สำหรับการทดสอบในรายงานนี้กำหนดให้สายอากาศส่งมีโพลาไรซ์ในแนวตั้ง



รูปที่ 16 แบบจำลองพื้นดินในสวน

$$R_H = \frac{\sin(\psi) - \sqrt{(\epsilon_r - jY) - \cos^2(\psi)}}{\sin(\psi) + \sqrt{(\epsilon_r - jY) - \cos^2(\psi)}} \quad (16)$$

$$R_V = \frac{(\epsilon_r - jY) \cdot \sin(\psi) - \sqrt{(\epsilon_r - jY) - \cos^2(\psi)}}{(\epsilon_r - jY) \cdot \sin(\psi) + \sqrt{(\epsilon_r - jY) - \cos^2(\psi)}} \quad (17)$$

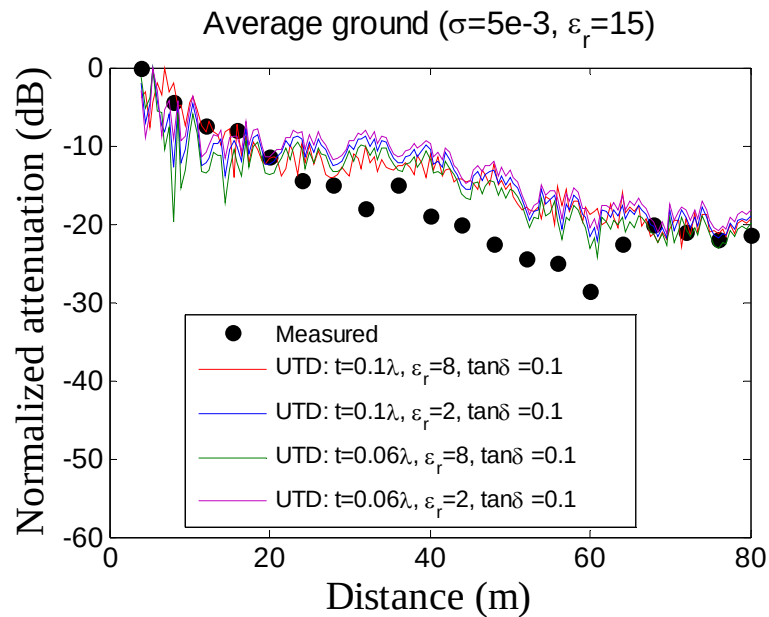
ψ =มุมของคลื่นสะท้อนวัดจากพื้นโลก

$Y = 18 \cdot 10^9 \sigma / f$.

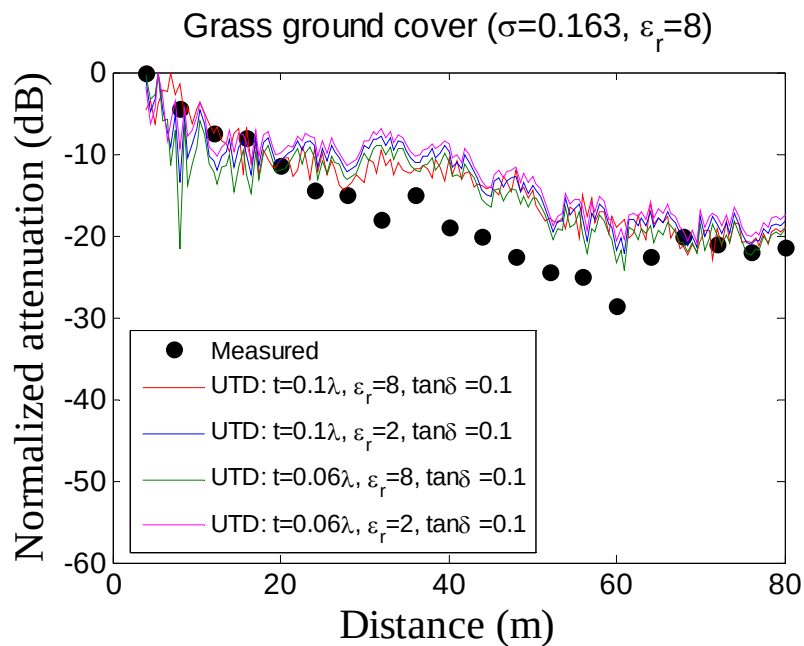
f = ความถี่ (Hz)

ตารางที่ 1

Surface	Conductivity σ	Dielectric Constant ϵ_r
Dry Poor Ground	10^{-3}	4-7
Average Ground	$5 \cdot 10^{-3}$	15
Wet Good Ground	$2 \cdot 10^{-2}$	25-30
Fresh Water	10^{-2}	81
Sea Water	5	81
Grass ground cover	0.163	8



รูปที่ 17 การสูญเสียตามระยะทางเทียบกับนอร์แมลไลซ์ด้วยค่าสูงสุดของแต่ละข้อมูล: กรณี average ground ($\sigma=5e-3$, $\epsilon_r=15$) และทรงกระบอกพื้นผิวถูกแทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์ ($\tan \delta=0.1$, $\epsilon_r=2$ and 8 , $t=0.1 \lambda$ and 0.06λ)



รูปที่ 18 การสูญเสียตามระยะทางเทียบกับนอร์แมลไลซ์ด้วยค่าสูงสุดของแต่ละข้อมูล: กรณี grass ground cover ($\sigma=0.163$, $\epsilon_r=8$) ทรงกระบอกพื้นผิวถูกแทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์ ($\tan \delta=0.1$, $\epsilon_r=2$ and 8 , $t=0.1 \lambda$ and 0.06λ)

ตารางที่ 1 แสดงค่าความนำ (Conductivity σ) ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Dielectric Constant ϵ_r) ของพื้นผิวโลกแบบต่างๆ รูปที่ 17 และ 18 แสดงผลการคำนวณโดยวิธี UTD คำนวณโดยพื้นผิว

ทรงกระบอกของแบบจำลองถูกแทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์ทั้งหมดจำนวน 20 ทรงกระบอก แถวละ 10 ต้น และในกรณีที่แทนค่าพื้นดินด้วยค่าความนำและค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ทำการคำนวณแบ่งเป็น 2 กรณีคือ กรณีที่ 1 Average ground ค่าความนำมีค่าเท่ากับ 0.005 และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกมีค่าเท่ากับ 15 กรณีที่ 2 Grass ground cover ค่าความนำมีค่าเท่ากับ 0.163 และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกมีค่าเท่ากับ 8 จากผลการคำนวณ พบว่าค่าการสูญเสียตามระยะทางมีความใกล้เคียงกับผลการทดสอบการแพร่กระจายคลื่นซึ่งรูปแบบการลดทอนในช่วง 30 เมตรแรก และช่วงระยะสุดท้ายของการคำนวณ มีความใกล้เคียงกับผลการทดสอบเป็นอย่างมาก ทั้งนี้ในส่วนของการลดทอนในระยะ 30-60 เมตร พบว่ามีค่าระดับที่แตกต่างกันกับผลการทดสอบ แต่รูปแบบการลดทอนมีแนวโน้มที่คล้ายคลึงกัน จากการเปลี่ยนแปลงค่าความนำและค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของระนาบกราวด์ที่ได้ทำการศึกษาพบว่าค่าการลดทอนและรูปแบบการลดทอนไม่เปลี่ยนแปลงมากนัก ส่วนการเปลี่ยนแปลงค่าความหนาและค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของไดอิเล็กตริกที่หุ้มทรงกระบอกพบว่าระดับของค่าการลดทอนมีการเปลี่ยนแปลง ทั้งนี้ความคลาดเคลื่อนของระดับค่าการลดทอนระหว่างผลการทดสอบและผลการคำนวณอาจมาจากตัวแปรที่ไม่ทราบค่าเช่น ระยะความสูงของเครื่องรับสัญญาณเทียบกับความสูงของเครื่องส่งสัญญาณในการทดสอบเมื่อเปลี่ยนตำแหน่งการทดสอบเนื่องจากพื้นดินอาจมีลักษณะที่ไม่ราบเรียบ รวมถึงการลดทอนหรือการลบกวนจากคลื่นที่กระจัดกระจายจากใบไม้ที่ไม่สามารถจำลองได้ในขณะนี้ สำหรับแนวทางการติดตั้งตัวสื่อสารในโครงข่ายตัวจับไร้สายสามารถติดตั้งได้โดยใช้ค่ากำลังงานรับต่ำสุดของตัวอุปกรณ์สื่อสารเป็นข้อกำหนดในการหาตำแหน่งที่เหมาะสม โดยทำการอ่านค่าการลดทอนจากผลการคำนวณแล้วหาตำแหน่งที่เหมาะสมในการติดตั้งตัวสื่อสารในแต่ละสภาพแวดล้อมที่สนใจ

5.สรุป

การคำนวณปัญหาการแพร่กระจายคลื่นด้วยวิธี UTD เป็นวิธีการที่ให้ผลที่แม่นยำเช่นเดียวกับการคำนวณด้วยระเบียบวิธีเชิงเลขอื่นๆ แต่ใช้เวลาในการคำนวณต่ำกว่าในการคำนวณปัญหาที่มีขนาดใหญ่ จากผลการคำนวณเมื่อนำเทคนิคการกระจายค่าคลื่นแบบเกาส์เซียนมาประยุกต์ใช้ร่วมกับวิธีการ UTD พบว่าสามารถคำนวณการกระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแม่เหล็กไฟฟ้าได้อย่างถูกต้องมากยิ่งขึ้นเนื่องจากได้รวมผลของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจากแหล่งกำเนิดซึ่งเป็นส่วนสำคัญที่ทำให้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารวมที่ทำการคำนวณมีความถูกต้องใกล้เคียงกับการทดสอบการแพร่กระจายคลื่น

จากผลการคำนวณ พบว่ามีความสอดคล้องกับการทดสอบค่าการสูญเสียตามระยะทาง ดังนั้นแบบจำลองและวิธีการคำนวณที่นำเสนอ จึงมีความเหมาะสมในการนำมาใช้ในการจำลองสภาพแวดล้อมจริงในสถานการณ์ต่างๆ ทั้งนี้สามารถเปลี่ยนแปลงแบบจำลองให้สอดคล้องกับสภาพแวดล้อมจริงที่ทำการศึกษาการแพร่กระจายคลื่นได้ง่าย จึงทำให้วิธีการคำนวณที่นำเสนอนี้สามารถปรับใช้ได้หลากหลายสถานการณ์ อย่างไรก็ตาม การจำลองสภาพแวดล้อมจริงด้วยทรงกระบอกและระนาบกราวด์ที่มีพื้นผิวถูกแทนด้วยค่าอิมพีแดนซ์นั้นจะจำกัดเฉพาะในการจำลอง

สภาพแวดล้อมจริงที่ต้นไม้มີลักษณะสูงโปร่ง ถ้าต้องการปรับใช้ในสภาพแวดล้อมจริงที่ต้นไม้มີลักษณะมีใบมากหรือมีลักษณะทรงพุ่ม จะต้องทำการจำลองพุ่มไม้รวมด้วย

เอกสารอ้างอิง

- [1] R. G. Kouyoumjian and P. H. Pathak, "A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface," Proc. IEEE, vol. 62, pp. 1448-1461, November 1974.
- [2] P. H. Pathak, "High-frequency techniques for antenna analysis," Proc. IEEE, Vol. 80, pp. 44-65, Jan. 1992.
- [3] P. H. Pathak, "An Asymptotic Analysis of the Scattering of Plane Waves by a Smooth Convex Cylinder", Radio Sci., Vol. 14, pp. 419-435, May- June, 1979.
- [4] P. H. Pathak, W. D. Burnside, and R. J. Marhefka, "A uniform UTD analysis of the diffraction of electromagnetic waves by a smooth convex surface", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-28, pp. 609-622, Sept. 1980.
- [5] H. H. Syed and J. L. Volakis, "An Asymptotic Analysis of the Plane Wave Scattering by a Smooth Convex Impedance Cylinder," Report, Radiation Laboratory Department of Electrical Engineering and Computer Science The University of Michigan Ann Arbor.
- [6] H. H. Syed and J. L. Volakis, " High-frequency scattering by a smooth coated cylinder simulated with generalized impedance boundary conditions," Radio Science, Vol. 26, No. Sep.-Oct., 1991.
- [7] L. W. Pearson, "A scheme for automatic computation fo fock-type integrals," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-35, pp. 1111-1118, Oct. 1987.
- [8] K. Tap, "Complex Source Point Beam Expansions for Some Electromagnetic Radiation and Scattering Problems," Ph.D. dissertation, The Ohio State Univ., Columbus, OH, 2007.
- [9] H.-T. Chou, P. H. Pathak, and R. J. Burkholder, "Novel Gaussian Beam Method for the Rapid Analysis of Large Reflector Antennas," IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. 49, No. 6, pp. 880-893, June 2001.
- [10] T. Lertwiriaprapa, P. H. Pathak, and J. L. Volakis, "A UTD for Predicting Fields of Sources near or on Thin Planar Positive/Negative Material Discontinuities," Radio Science, vol. 42, RS6S18, 2007
- [11] C. Tokgoz, "Asymptotic High Frequency Analysis of the Surface Fields of a Source Excited Circular Cylinder with an Impedance Boundary Condition" Ph.D., Dept. Elec. Comput. Eng., The Ohio State Univ., Columbus, OH, 2002.

4.2 ระบบโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย

นายอภิวัฒน์ กาญจนวาปีสถิตย์และศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

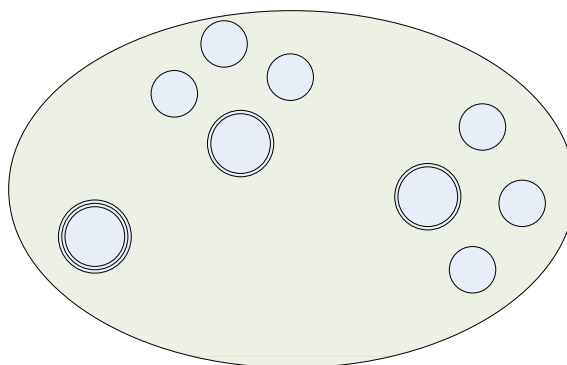
1. บทนำ

เนื่องจากสวนทุเรียนสวนหนึ่งประกอบไปด้วยต้นทุเรียนจำนวนมาก ดังนั้นการตรวจวัดโดยใช้คลื่นไมโครเวฟตรวจสอบทีละลูกในลักษณะการเชื่อมต่อแบบจุดต่อจุด (Point-To-Point) จึงไม่เหมาะสมเนื่องจากเกษตรกรต้องเข้าไปใกล้กับจุดที่สามารถรับส่งสัญญาณจึงทำให้เสียเวลาในการตรวจวัด เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวนี้ ผู้วิจัยจึงได้ประยุกต์โครงข่ายเซนเซอร์แบบไร้สาย (Wireless Sensor Network) เข้ากับการวัดค่าความแก่ของผลทุเรียนจากคลื่นไมโครเวฟ ซึ่งโครงข่ายตรวจวัดแบบไร้สายนี้จะช่วยอำนวยความสะดวกต่อเกษตรกรในการเก็บค่าการตรวจวัดผลทุเรียนจากต้นต่างๆแบบอัตโนมัติ และโนดต่างๆในเครือข่ายจะสามารถส่งข้อมูลถึงกันได้โดยไม่จำกัดเรื่องระยะทาง

สำหรับโครงสร้างของระบบสื่อสารเพื่อการตรวจวัดค่าความสุกแก่ของทุเรียนสามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วน โดยส่วนแรกเป็นส่วนการสื่อสารในเครือข่ายเซนเซอร์ไร้สาย และส่วนที่สองเป็นส่วนการสื่อสารผ่านเครือข่ายอินเทอร์เน็ต ในส่วนแรกจะเป็นการสื่อสารระหว่างโนดต่างๆ ในเครือข่ายเซนเซอร์ไร้สาย โดยจะมีโนดหลัก (Master node) ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานทั้งหมด และเมื่อโนดหลักได้รับข้อมูลตรวจวัดค่าความสุกแก่ของผลทุเรียน โหนดหลักก็จะส่งข้อมูลนั้นผ่านเครือข่าย GPRS ซึ่งจะเชื่อมต่อเข้ากับเครือข่ายอินเทอร์เน็ตไปเก็บในฐานข้อมูลของเครื่องให้บริการ

2. โหนดในโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย

ในโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สายที่ประยุกต์การตรวจวัดค่าความสุกแก่ของผลทุเรียนนี้จะประกอบด้วย โหนด 3 ประเภท ได้แก่ โหนดหลัก (Master node) โหนดประจำต้น (Tree node) และโนดตรวจวัด (Sensor node) ดังแสดงในรูปที่ 1 สำหรับเหตุผลที่แบ่งชนิดของโนดออกเป็น 3 ชนิด เนื่องจากการคำนึงถึงประสิทธิภาพในการทำงานของโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย โดยโนดหลักจะเสมือนกับเป็นผู้ควบคุมหลักของโครงข่ายทั้งหมด และเนื่องจากจำนวนลูกทุเรียนในแต่ละต้นมีเป็นจำนวนมาก หากให้โนดตรวจวัดทำการส่งข้อมูลโดยตรงถึงโนดหลักจะทำให้โครงข่ายเกิดความคับคั่งเนื่องมาจากจำนวนข้อมูลที่มากเกินไป ดังนั้นเพื่อเป็นการลดจำนวนของข้อมูล จึงต้องมีโนดประจำต้นเพื่อเป็นจุดรวบรวมข้อมูลในต้นนั้นๆแล้วจึงส่งต่อไปให้โนดหลักอีกทอดหนึ่ง



รูปที่ 1 โหนดในโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สายที่ออกแบบ

3. โพรโทคอลค้นหาเส้นทางในโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย

สำหรับการสื่อสารในโครงข่ายใดๆ ปกติจะต้องมีการกำหนดโปรโตคอลซึ่งเป็นกระบวนการที่ทุกๆ โหนดในโครงข่ายจะต้องปฏิบัติตามเพื่อทำให้การสื่อสารเกิดขึ้นอย่างราบรื่นและมีประสิทธิภาพ ซึ่งในโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สายในการวิจัยนี้จะประกอบไปด้วยโปรโตคอลหลักสองโปรโตคอล ได้แก่ โปรโตคอลควบคุมการเข้าใช้ช่องสัญญาณ (Medium access control protocol) ที่มีไว้สำหรับควบคุมการส่งข้อมูลเข้าไปช่องสัญญาณ ซึ่งโปรโตคอลที่ใช้ในการวิจัยนี้เป็นโปรโตคอลประเภท CSMA (Carrier sense multiple access) ซึ่งเป็นโปรโตคอลที่ถูกกำหนดให้ทำงานในอาร์เอฟโมดูลสำเร็จรูปที่ได้เลือกใช้ งาน สำหรับโปรโตคอลที่สำคัญอีกตัวหนึ่งได้แก่โปรโตคอลค้นหาเส้นทางการส่งข้อมูล (Routing protocol) เนื่องจากสวนทุเรียนโดยปกติจะมีขนาดกว้างและพลังงานที่ป้อนให้กับวงจรของโหนดแต่ละตัวในโครงข่ายมีจำกัดซึ่งส่งผลให้ระยะทางในการติดต่อสื่อสารระหว่างโหนดถูกจำกัดไปด้วย ทำให้โหนดประจำต้นบางตัวไม่สามารถส่งข้อมูลโดยตรงไปยังโหนดหลักได้ ดังนั้นจึงต้องอาศัยโหนดประจำต้นอื่นๆ ช่วยถ่ายทอดข้อมูลไปยังโหนดหลัก ดังนั้นจึงต้องมีการออกแบบโปรโตคอลค้นหาเส้นทางในการส่งข้อมูลในโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สายเพื่อให้เหมาะกับการทำงานในสวนทุเรียน

โปรโตคอลสำหรับติดต่อสื่อสารในโครงข่ายไร้สาย จะเริ่มต้นจากการที่ในแต่ละรอบของการตรวจสอบค่าความสูงแก่ของผลทุเรียน โหนดหลักจะต้องทำการตรวจสอบจำนวนที่แน่นอนของโหนดประจำต้นในสวนทุเรียน ทั้งนี้เนื่องจากจำนวนของโหนดประจำต้นไม่สามารถโปรแกรมในหน่วยความจำของไมโครคอนโทรลเลอร์ไว้ล่วงหน้า เพราะการเพิ่มขึ้นหรือลดลงของโหนดประจำต้นในเครือข่ายจะสามารถเปลี่ยนแปลงได้ในแต่ละวัน ตัวอย่างเช่น เมื่อแบตเตอรี่ของโหนดประจำต้นหมดโหนดนั้นก็จะไม่สามารถทำงานได้ หรือมีการติดตั้งโหนดประจำต้นเพิ่มเติมเข้าไปในโครงข่าย เป็นต้น โดยการตรวจสอบจำนวนโหนดประจำต้นจะเริ่มจากการที่โหนดหลักจะส่งเฟรมให้โหนดประจำต้นทำการรายงานตัวต่อโหนดหลัก (Request to Report Oneself Frame: RRO) โดยเมื่อส่งเฟรมดังกล่าวออกไปโหนดหลักก็จะทำการตั้งค่าเวลาสิ้นสุดของการรายงานตัว (Timeout for report oneself) เมื่อโหนดประจำต้นใดๆ ได้รับเฟรมให้รายงานตัวก็จะทำการสุ่มค่าเวลาที่จะส่งเฟรมรายงานตัว (Report Oneself Frame: RO) และทำการกระจายเฟรมดังกล่าวออกไปพร้อมๆ กับการเพิ่มข้อมูลลงในตารางข้อมูลขาลงไปสู่โหนด

หลัก (Downward routing table) ซึ่งมีส่วนประกอบของตารางดังแสดงในตารางที่ 1 ซึ่งข้อมูลในคอลัมน์แรกของตารางจะเป็นหมายเลขของโนดประจำต้นที่ส่งข้อมูลออกมา ซึ่งในที่นี้คือ หมายเลขของโนดหลัก ในคอลัมน์ที่สองเป็นหมายเลขของโนดประจำต้นที่กระจายเฟรม RRO ส่วนคอลัมน์สุดท้ายเป็นจำนวนครั้งของการถ่ายทอดเฟรม RRO ตั้งแต่ส่งออกมาจากโนดหลัก โดยในเฟรม RRO จะมีฟิลด์แสดงจำนวนของการถ่ายทอดเฟรมและทุกครั้งที่มีการกระจายเฟรมออกไปจะมีการเพิ่มค่าในฟิลด์นี้ครั้งละหนึ่งค่า

ตารางที่ 1 ตารางข้อมูลขาลง

ID of actual transmitting station	ID of the latest transmitting station	Number of hops
---	---	-------------------

เมื่อถึงเวลาที่จะทำการส่งเฟรมรายงานตัวจากโนดประจำต้นแต่ละตัว โหนดประจำต้นตัวนั้นก็จะทำการค้นหาในตารางข้อมูลขาลงเพื่อตรวจหาว่าถ้าต้องการส่งเฟรม RO กลับไปหาโนดหลักจะต้องส่งไปให้กับโนดประจำต้นตัวใดในโครงข่าย ถ้าหากพบหลายเส้นทางที่จะส่งข้อมูล โหนดประจำต้นตัวนั้นก็จะทำการเลือกหมายเลขของโนดประจำต้นตัวที่อยู่ถัดออกไปที่มีจำนวนครั้งของการถ่ายทอดข้อมูลน้อยที่สุด ซึ่งอาจหมายถึงเส้นทางที่มีระยะทางที่สั้นที่สุดที่เฟรม RO จะเดินทางไปสู่โนดหลัก เมื่อเลือกเส้นทางได้แล้ว โหนดประจำต้นตัวนั้นก็จะทำการส่งเฟรม RO ต่อไปยังโนดประจำต้นปลายทางที่ได้เลือกเอาไว้ เมื่อโนดประจำต้นปลายทางได้รับเฟรม RO ก็จะมีการเพิ่มข้อมูลลงในตารางข้อมูลขาขึ้น (Upward Routing Table) ซึ่งก็มีส่วนประกอบเช่นเดียวกับตารางข้อมูลขาลง

โดยวิธีการเช่นนี้จะทำให้เฟรม RO จากโนดประจำต้นแต่ละตัวที่อยู่ในโครงข่ายสามารถเดินทางไปถึงโนดหลักเพื่อให้โนดหลักทราบถึงจำนวนแท้จริงของโนดประจำต้นในโครงข่ายเพื่อที่จะได้ทำการส่งเฟรมสอบถามข้อมูลความสุกแก่ของทุเรียนในดินนั้นๆ ได้ (Request to Report Durian Maturity frame: RRDM) และเมื่อสิ้นสุดเวลาของการรายงานตัวที่โนดหลักตั้งเอาไว้ โหนดหลักก็จะเริ่มทำการส่งเฟรม RRDM โดยการส่งเฟรมจะเรียงจากหมายเลขของโนดประจำต้นตัวแรกที่ส่งเฟรม RO มาถึงจนถึงหมายเลขประจำต้นตัวสุดท้ายที่ส่งเฟรม และเนื่องจากโนดหลักได้ทำการเพิ่มข้อมูลในตารางขาขึ้นของตัวเองเมื่อครั้งที่ได้รับเฟรม RO เช่นกัน โหนดหลักจึงสามารถเลือกหมายเลขของโนดประจำต้นตัวถัดไปที่จะสามารถส่งเฟรม RRDM จนไปถึงโนดประจำต้นปลายทางที่ต้องการติดต่อได้ เมื่อเฟรม RRDM เดินทางไปถึงโนดประจำต้นตัวถัดไปที่ถูกเลือกโดยโนดหลัก โหนดประจำต้นตัวนั้นก็จะค้นในตารางข้อมูลขาขึ้นเพื่อหาหมายเลขของโนดประจำต้นถัดออกไป ด้วยวิธีนี้เฟรม RRDM จะสามารถเดินทางไปถึงโนดประจำต้นปลายทาง และเมื่อโนดประจำต้นปลายทางได้รับเฟรม RRDM ก็จะมีการกระจายเฟรมสอบถามข้อมูลความสุกแก่ของทุเรียนไปยังโนดตรวจวัด (Request to Sensor

node to Report Durian Maturity: RSRDM) ออกไปให้โนดตรวจวัดที่อยู่ในต้นของตัวเอง เมื่อโนดตรวจวัดได้รับเฟรม RSRDM ก็จะทำการตรวจวัดค่าความสุกแก่ของผลทุเรียน จากนั้นก็จะส่งเฟรมข้อมูลรายงานค่าความสุกแก่ของผลทุเรียน (Durian Maturity frame: DM) กลับไปให้โนดประจำต้นของตัวเอง และเมื่อโนดประจำต้นของตัวเองได้รับข้อมูลความสุกแก่ของผลทุเรียนที่ได้จากโนดตรวจวัด โหนดประจำต้นก็จะส่งเฟรมข้อมูลตรวจวัด (Report Durian Maturity frame: RDM) กลับไปให้โนดหลัก โดยใช้อ้างอิงข้อมูลในตารางข้อมูลขาหลัง

ตัวอย่างการทำงานของโปรโตคอลค้นหาเส้นทาง

ในตัวอย่างนี้สมมติว่าในโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สายประกอบด้วยโนดหลัก โหนดประจำต้น 2 โหนด และโนดประจำต้นแต่ละโนดมีโนดตรวจวัดจำนวน 3 โหนด ดังแสดงในรูปที่ 1

ขั้นตอนที่ 1 โหนดหลักกระจายเฟรม RRO ออกไป โหนดประจำต้นหมายเลข 1 และได้รับเฟรมดังกล่าว แต่โนดประจำต้นหมายเลข 2 ไม่ได้รับเนื่องจากอยู่ห่างออกไปเกินระยะได้รับสัญญาณ จากนั้นโนดประจำต้นหมายเลข 1 ทำการตั้งเวลาในการส่งเฟรม RO และปรับปรุงข้อมูลในตารางข้อมูลขาหลัง ดังแสดงในตารางที่ 2 จากนั้นกระจายเฟรม RRO ออกไป

ตารางที่ 2 ตัวอย่างข้อมูลในตารางข้อมูลขาหลังของโนดประจำต้น#1

ID of actual transmitting station	ID of the latest transmitting station	Number of hops
0	0	1

ขั้นตอนที่ 2 เฟรม RRO เดินทางไปถึงโนดประจำต้นหมายเลข 2 จากนั้นโนดประจำต้นหมายเลข 2 ทำการตั้งเวลาในการส่งเฟรม RO ของตัวเองและปรับปรุงข้อมูลในตารางข้อมูลขาหลัง ดังแสดงในตารางที่ 3 จากนั้นกระจายเฟรม RRO ออกไป

ตารางที่ 3 ตัวอย่างข้อมูลในตารางข้อมูลขาหลังของโนดประจำต้น#2

ID of actual transmitting station	ID of the latest transmitting station	Number of hops
0	1	2

ขั้นตอนที่ 3 เมื่อถึงเวลาที่ตั้งเอาไว้โนดประจำต้นหมายเลข 1 ทำการส่งเฟรม RO ของตัวเองกลับไปให้โนดหลัก เมื่อค้นในตารางข้อมูลขาของของตัวเองพบว่าต้องส่งเฟรม RO ผ่านโนดหมายเลข 0 ซึ่งก็คือหมายเลขของโนดหลักนั่นเอง (เนื่องจากโนดประจำต้นหมายเลข 1 สามารถรับข้อมูลได้โดยตรงจากโนดหลัก) ส่วนโนดประจำต้นหมายเลข 2 เมื่อค้นในตารางข้อมูลขาของพบว่าต้องส่งเฟรม RO ของตัวเองผ่านไปยังโนดประจำต้นหมายเลข 1

ขั้นตอนที่ 4 เมื่อเฟรม RO ของโนดประจำต้นหมายเลข 2 มาถึงโนดประจำต้นหมายเลข 1 โหนดประจำต้นหมายเลข 1 ก็จะมีการปรับปรุงตารางข้อมูลขาขึ้น ดังแสดงในตารางที่ 4 แล้วจึงตรวจสอบตารางข้อมูลขาของของตัวเอง พบว่าสามารถส่งเฟรม RO ของโนดประจำต้นหมายเลข 2 ไปยังโนดหลักได้โดยตรง

ตารางที่ 4 ตัวอย่างตารางข้อมูลขาขึ้นของโนดประจำต้น#1

ID of actual transmitting station	ID of the latest transmitting station	Number of hops
2	2	1

ขั้นตอนที่ 5 เมื่อเฟรม RO ของโนดประจำต้นหมายเลข 1 และ 2 เดินทางไปถึงโนดหลัก โหนดหลักทำการปรับปรุงข้อมูลในตารางข้อมูลขาขึ้น ดังแสดงในตารางที่ 5

ตารางที่ 5 ตัวอย่างตารางข้อมูลขาขึ้นของโนดหลัก

ID of actual transmitting station	ID of the latest transmitting station	Number of hops
1	1	1
2	1	2

ขั้นตอนที่ 6 โหนดหลักทำการส่งเฟรม RRDM ไปให้โนดประจำต้นหมายเลข 1 เมื่อตรวจสอบในตารางข้อมูลขาขึ้นของตัวเอง พบว่าสามารถส่งข้อมูลไปให้โนดประจำต้นหมายเลข 1 ได้โดยตรง

ขั้นตอนที่ 7 เมื่อเฟรม RRDM เดินทางไปถึงโนดประจำต้นหมายเลข 1 โหนดประจำต้นหมายเลข 1 กระจายเฟรม RSRDM ออกไปให้โนดตรวจวัดในต้นของตัวเองและเมื่อโนดตรวจวัดของตัวเองส่งเฟรม DM กลับมาให้ โหนดประจำต้นหมายเลข 1 ก็ส่งเฟรม RDM ต่อไปให้โนดหลักโดยใช้ตารางข้อมูลขาของของตัวเอง

ขั้นตอนที่ 8 โหนดหลักทำการส่งเฟรม RRDM ไปให้โนดประจำดัชนีหมายเลข 2 เมื่อตรวจสอบในตารางข้อมูลขาขึ้นของตัวเอง พบว่าสามารถส่งข้อมูลไปให้โนดประจำดัชนีหมายเลข 2 ผ่านทางโนดประจำดัชนีหมายเลข 1

ขั้นตอนที่ 9 โหนดประจำดัชนีหมายเลข 1 เมื่อได้รับเฟรม RRDM ของโนดประจำดัชนีหมายเลข 2 ก็ทำการตรวจสอบข้อมูลขาขึ้น พบว่าสามารถส่งเฟรม RRDM ไปยังโนดประจำดัชนีหมายเลข 2 ได้โดยตรง

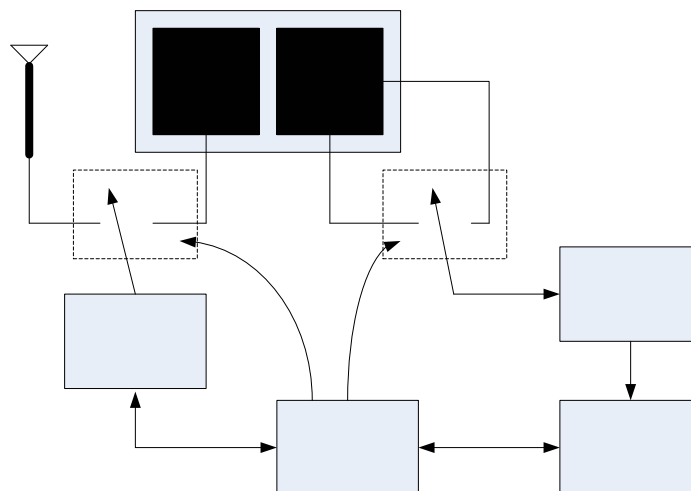
ขั้นตอนที่ 10 เมื่อเฟรม RRDM เดินทางไปถึงโนดประจำดัชนีหมายเลข 2 โหนดประจำดัชนีหมายเลข 2 กระจายเฟรม RSRDM ออกไปให้โนดตรวจวัดในต้นของตัวเองและเมื่อโนดตรวจวัดของตัวเองรายงานค่าความสูงแก่ของผลทุเรียนกลับมาให้ เมื่อค้นในตารางข้อมูลขาของโนดประจำดัชนีหมายเลข 2 พบว่าต้องส่งเฟรม RDM ต่อไปให้โนดหลักผ่านทางโนดประจำดัชนีหมายเลข 1

ขั้นตอนที่ 11 เมื่อโนดประจำดัชนีหมายเลข 1 ได้รับเฟรม RDM จากโนดประจำดัชนีหมายเลข 2 จากนั้นทำการตรวจสอบข้อมูลในตารางขาของ พบว่าสามารถส่งเฟรมดังกล่าวไปยังโนดหลักได้โดยตรง

4. รูปแบบของเฟรมในโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สาย

รูปแบบทั่วไปของเฟรมที่รับส่งภายในโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สายประกอบด้วยส่วนประกอบของเฟรมมีฟิลด์ที่มีขนาด 8 บิตทั้งหมด 14 ฟิลด์ประกอบด้วย ฟิลด์เริ่มต้น ฟิลด์ชนิดของเฟรม ฟิลด์ลำดับของเฟรม ฟิลด์จำนวนครั้งของส่งต่อ ฟิลด์หมายเลขของโหนดปลายทางที่แท้จริง ฟิลด์หมายเลขปลายทางของโหนดถัดออกไป ฟิลด์หมายเลขของโหนดที่ส่งเฟรมที่แท้จริง ฟิลด์หมายเลขของโหนดที่ทำหน้าที่ถ่ายทอดเฟรม ฟิลด์หมายเลขของโหนดตรวจวัด ส่วนอีกสี่ฟิลด์ต่อมาเป็นฟิลด์บรรจุค่าการตรวจวัด ปิดท้ายเฟรมด้วยฟิลด์สิ้นสุด สำหรับชนิดของเฟรมที่รับส่งประกอบไปด้วยเฟรมดังต่อไปนี้ เฟรม RRO เฟรม RO เฟรม RRDM เฟรม RSRDM เฟรม RDM และเฟรม ACK อย่างไรก็ตามชนิดของเฟรมบางชนิดไม่ได้ประกอบด้วยฟิลด์ทั้งหมด อย่างเช่น เฟรม ACK จะประกอบด้วยฟิลด์ 5 ฟิลด์เท่านั้น ซึ่งได้แก่ ฟิลด์เริ่มต้น ฟิลด์ชนิดของเฟรม ฟิลด์หมายเลขโหนดปลายทาง ฟิลด์หมายเลขโหนดต้นทาง ฟิลด์สิ้นสุด

5. การออกแบบโนดเซนเซอร์



รูปที่ 2 ฟังก์ชันการทำงานของโนดเซนเซอร์

จากรูปที่ 2 เป็นฟังก์ชันการทำงานของโนดเซนเซอร์ ซึ่งมีไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 เป็นตัวคุมการทำงานหลัก โมดูล TRW 2.45GHz ทำหน้าที่เป็นตัวรับ-ส่งข้อมูล ในขณะเดียวกันก็ทำหน้าที่เป็นตัวกำเนิดความถี่เพื่อป้อนให้กับสายอากาศเซนเซอร์ (Sensor antenna) ด้วย โดยมีขั้นตอนการทำงานเป็นลำดับดังต่อไปนี้

1. ไมโครคอนโทรลเลอร์ส่งสัญญาณกระตุ้นให้ SW01 ทำงานโดยสวิตช์ไปที่ตำแหน่งสายอากาศเซนเซอร์ภาคส่ง (TX) เพื่อส่งสัญญาณความถี่ 2.45GHz เข้าไปในผลไม้ที่ทำการวัด ซึ่ง SW01 ทำหน้าที่สลับเส้นทางการส่งข้อมูลระหว่างสายอากาศส่งข้อมูล (2.45GHz antenna) และสายอากาศเซนเซอร์

2. สัญญาณเชื่อมต่อกันจากสายอากาศส่ง (Coupling) ไปยังสายอากาศรับ (RX) เพื่อส่งต่อไปยังภาคตรวจรับกำลังงาน (Power detector) ซึ่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณวิทยุ (RF) ที่รับได้ให้เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง (DC) ซึ่งมีระดับที่แตกต่างจากการวัด

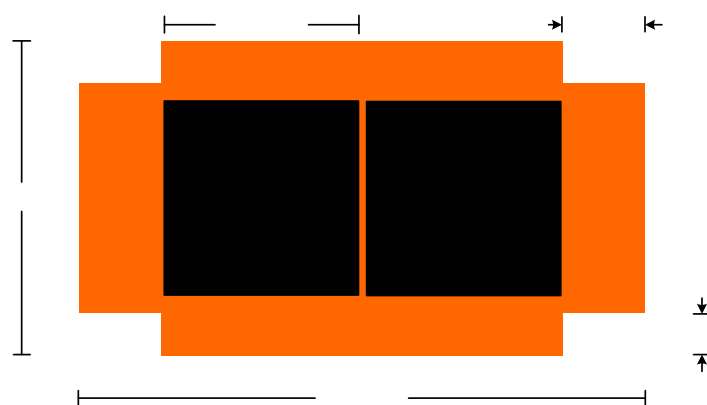
3. สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง (DC) ที่ได้จากภาคตรวจรับกำลังงานจะถูกแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลด้วยวงจรการแปลงสัญญาณอะนาล็อกเป็นดิจิทัล (Analog to Digital Converter: ADC) ขนาด 12 บิตเพื่อส่งต่อไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์

4. ไมโครคอนโทรลเลอร์จะส่งสัญญาณควบคุมให้ SW01 สลับไปยังตำแหน่งสายอากาศส่งข้อมูลเพื่อส่งข้อมูลที่ได้ออกไป ซึ่งข้อมูลที่ได้นั้นในแต่ละตัวจะส่งไปยังเซนเซอร์ประจำคัน จากนั้นเซนเซอร์ประจำคันจะส่งข้อมูลทั้งหมดไปยังโหนดแม่ ซึ่งทำหน้าที่ประมวลผลข้อมูลทั้งหมดแล้วจัดส่งไปยังคอมพิวเตอร์ส่วนกลางผ่านระบบ GPRS

2.45 GHz
Antenna

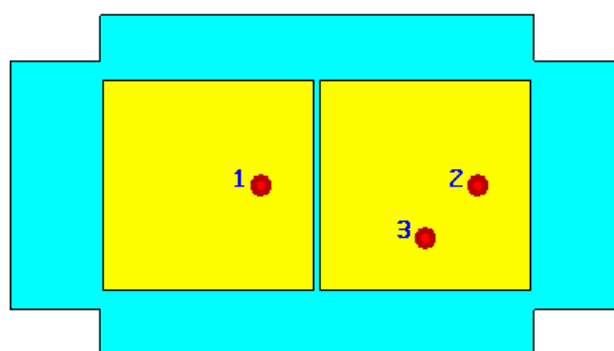
5.1 ส่วนสายอากาศ

สายอากาศที่นำมาใช้เป็นตัวเซ็นเซอร์ในระบบโครงข่ายไร้สายเป็นสายอากาศไมโครสตริปแพทช์ โดยออกแบบให้สายอากาศสองตัววางห่างกันในระยะประชิดที่ใกล้ที่สุดเพื่อให้สามารถรับสัญญาณเชื่อมต่อกันได้ดีที่สุด สายอากาศตัวแรกต่อกับเครื่องกำเนิดสัญญาณทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่ง สายอากาศอีกตัวต่ออยู่กับเครื่องรับกำลังงานสัญญาณทำหน้าที่เป็นสายอากาศตัวรับ ซึ่งสายอากาศทั้งสองตัวถูกออกแบบให้ทำงานที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ โดยให้สายอากาศแผ่คลื่นในโหมด 1 ขนาดของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 3



รูปที่ 3 ขนาดของสายอากาศที่ได้จากการออกแบบ

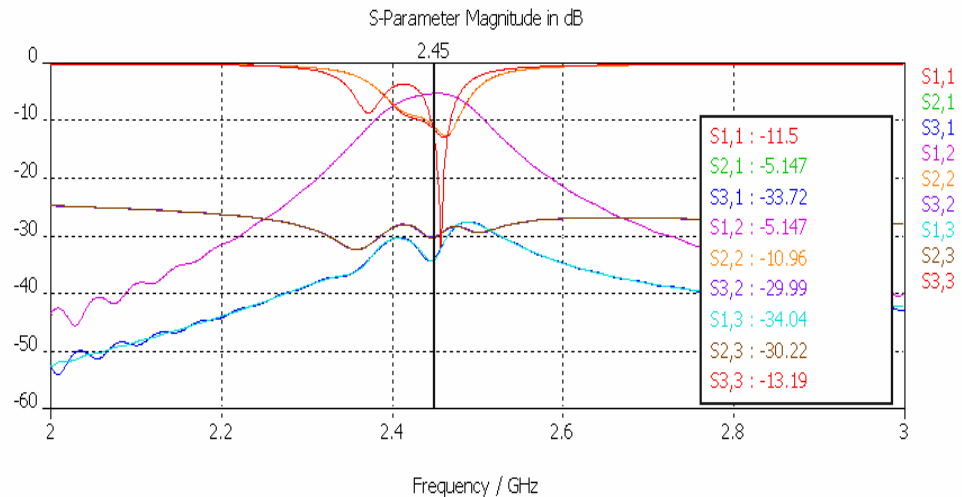
จากนั้นนำขนาดของสายอากาศที่ได้จากการออกแบบไปจำลองในโปรแกรมทางแม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อตรวจสอบว่าสายอากาศที่ได้ออกแบบสามารถทำงานที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4 การจำลองสายอากาศในโปรแกรมทางแม่เหล็กไฟฟ้า

จากรูปที่ 4 จะเห็นได้ว่าสายอากาศไมโครสตริปแพทช์ที่ใช้จำลองในโปรแกรมทางแม่เหล็กไฟฟ้ามีจุดป้อนสัญญาณ 3 จุด ซึ่งในการนำไปใช้งานจริง จะมีสวิตช์ทำหน้าที่ปรับเปลี่ยนโพลาไรเซชัน โดยที่จุดป้อนหมายเลข 1 เป็นจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศที่ทำหน้าที่เป็นตัวส่ง จุดป้อน

หมายเลข 2 เป็นจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศที่ทำหน้าที่เป็นตัวรับสัญญาณในกรณีโพลาไรเซชันขนาน ส่วนจุดป้อนหมายเลข 3 เป็นจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศที่ทำหน้าที่เป็นตัวรับสัญญาณในกรณีโพลาไรเซชันตั้งฉาก

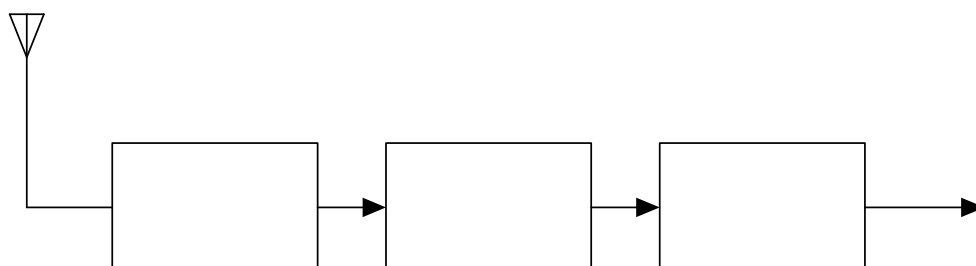


รูปที่ 5 ผลการจำลองที่ได้จากโปรแกรมทางแม่เหล็กไฟฟ้า

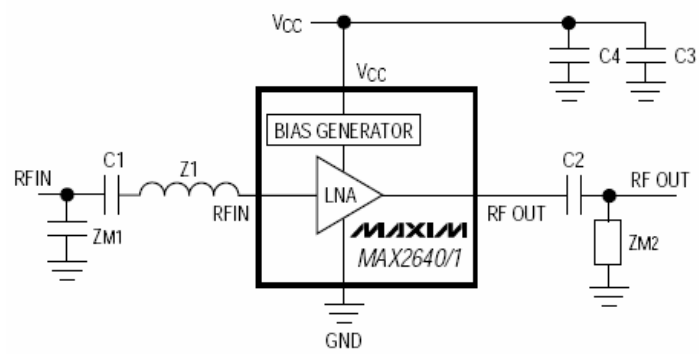
จากรูปที่ 5 เป็นผลของอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) ของแต่ละจุดป้อนสัญญาณที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมทางแม่เหล็กไฟฟ้า จะเห็นได้ว่าค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของจุดป้อนสัญญาณทั้ง 3 จุดมีค่าต่ำกว่า -10 dB ที่ความถี่ 2.45 กิโลเฮิร์ตซ์ แสดงว่าสายอากาศนี้มีค่าแมตช์ที่ดี (Matching) ซึ่งทำให้สายอากาศสามารถทำงานที่ความถี่ดังกล่าวได้

5.2 ส่วนวงจรตรวจรับกำลังงาน

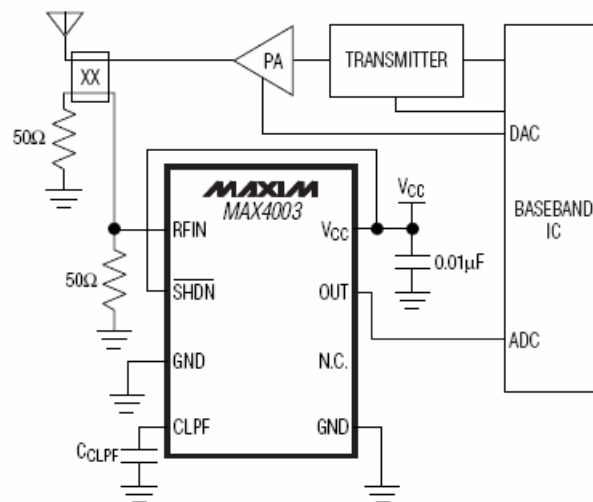
ส่วนของภาคตรวจรับกำลังงาน (Power detector) ประกอบด้วยวงจรขยายความถี่วิทยุ (RF Amplifier) วงจรรับกำลังงาน (Power detector) และวงจรขยายบัฟเฟอร์ (Buffer Amplifier) ดังแสดงในรูปที่ 6 ซึ่งมีวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ วงจรตรวจรับกำลังงาน วงจรขยายบัฟเฟอร์และรูปถ่าย ดังแสดงในรูปที่ 7 ถึง 10 ตามลำดับ



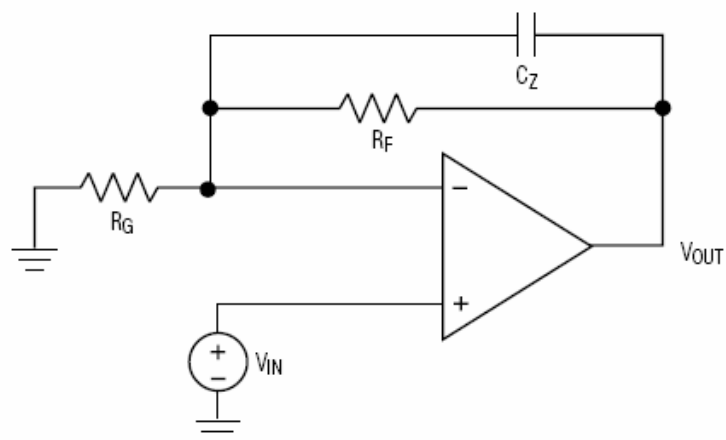
รูปที่ 6 ไลอะแกรมการทำงานของภาคตรวจรับกำลังงาน



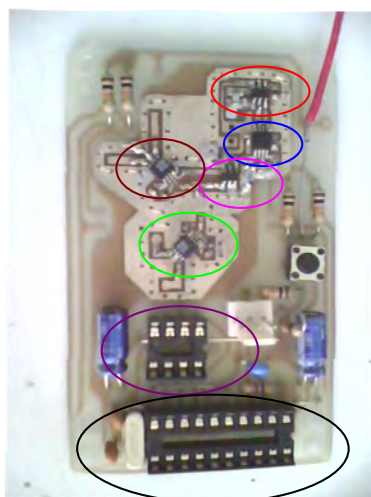
รูปที่ 7 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ



รูปที่ 8 วงจรตรวจรับกำลังงาน



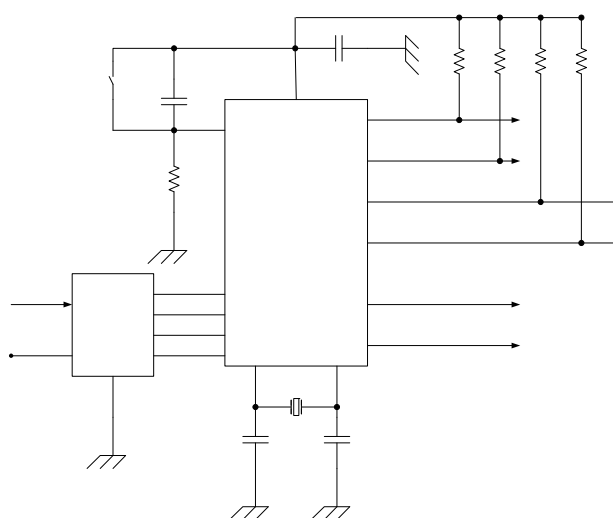
รูปที่ 9 วงจรขยายบัฟเฟอร์



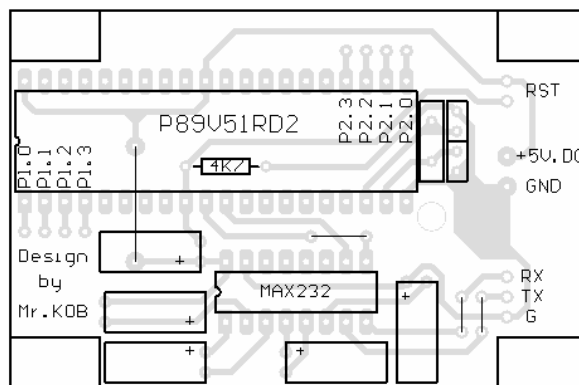
รูปที่ 10 ลายวงจรส่วนตรวจจับกำลังงาน

5.3 ส่วนวงจรควบคุมการทำงาน

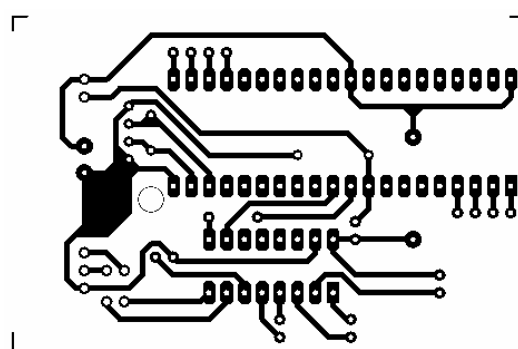
ในรูปที่ 11 เป็นวงจรควบคุมการทำงานด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ P89V51RD2 ขนาด 40 ขา ซึ่งสามารถเขียนข้อมูลได้ด้วยวิธีการแบบ ISP (In-System Programming) ทำให้การแก้ไขโปรแกรมต่างๆ ทำได้โดยง่าย ไม่ยุ่งยาก สะดวก และรวดเร็ว โดยรูปที่ 11 คือลายวงจรพิมพ์ด้านบน (ก) และด้านล่าง (ข) และมีลายพิมพ์ในรูปที่ 12



รูปที่ 11 วงจรควบคุมการทำงานภายในเซนเซอร์



(ก)



(ข)

รูปที่ 12 ลายวงจรพิมพ์ของวงจรควบคุมการทำงาน

(ก) ด้านบน (ข) ด้านล่าง

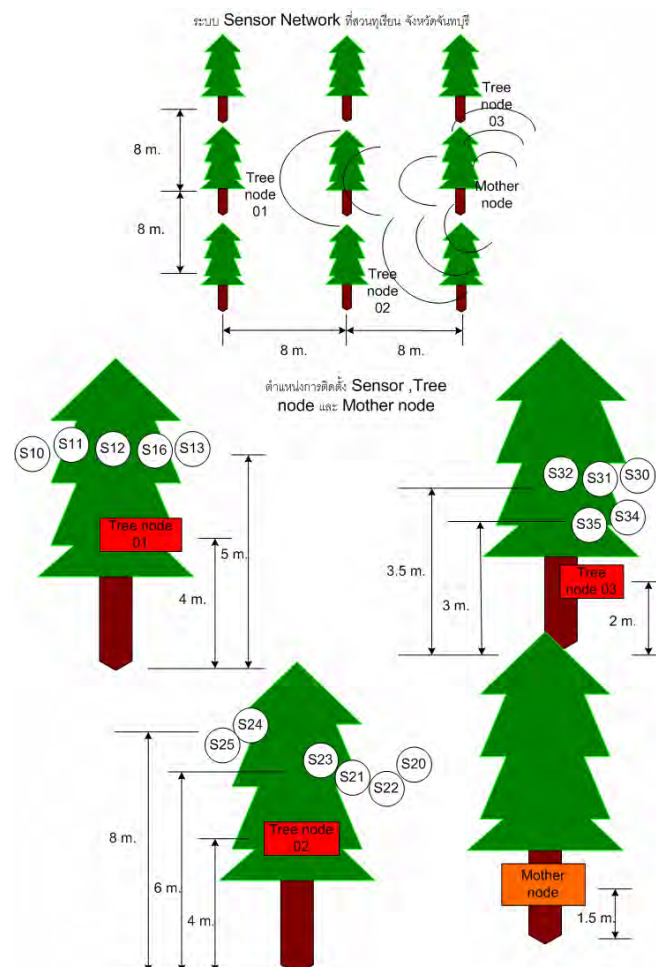
6. การทดสอบภาคสนาม

ได้ออกแบบและสร้างเซนเซอร์ทั้งหมด 16 ตัว มีรูปถ่ายของโน้ตแม่และโน้ตลูกแสดงในรูปที่ 13 เพื่อทดสอบการส่งสัญญาณระดับความถี่ของทุเรียนที่ศูนย์วิจัยพืชสวน จังหวัดจันทบุรี ในเดือนพฤษภาคม 2552 และที่อำเภอชะอวด จังหวัดนครศรีธรรมราช ในเดือนสิงหาคม 2552

จากข้อมูลของโมดูล TRW 2.4 ซึ่งเป็นโมดูลที่ใช้ส่งสัญญาณไมโครเวฟความถี่ 2.4 GHz ซึ่งในโครงการนี้นำมาประยุกต์ใช้เป็นเซนเซอร์และเครื่องรับส่งสัญญาณ พบว่ามีความไวในการรับสัญญาณเท่ากับ -80 dBm และมีกำลังส่งเท่ากับ +4 dBm เมื่อใช้สายอากาศโมโนโพลที่มีอัตราขยายเท่ากับ 2.1 dBi การส่งสัญญาณจากเซนเซอร์ถึงเซนเซอร์มีระยะทางน้อยกว่า 10 เมตร ซึ่งจากข้อมูลในตารางที่ 2 พบว่าการสูญเสียตามเส้นทางที่คลื่นเดินทางเท่ากับ 65 dB ทำให้มีกำลังที่เครื่องรับมีขนาด -53 dBm ซึ่งสูงกว่า -80 dBm ถึง 27 dB นับว่ามี Margin สูงมาก แม้ว่าแบบจำลอง Rician ที่มี $K=14.25$ มีค่าแปรปรวน 0.0188 ก็ยังสามารถสื่อสารกันได้ดี



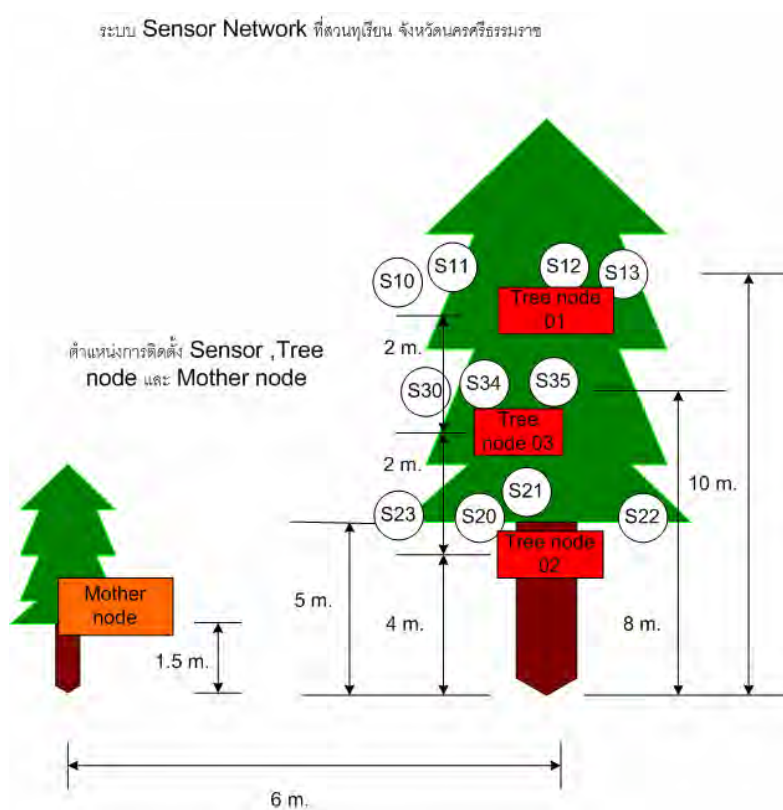
รูปที่ 13 รูปถ่ายของโนดแม่และโนดลูก





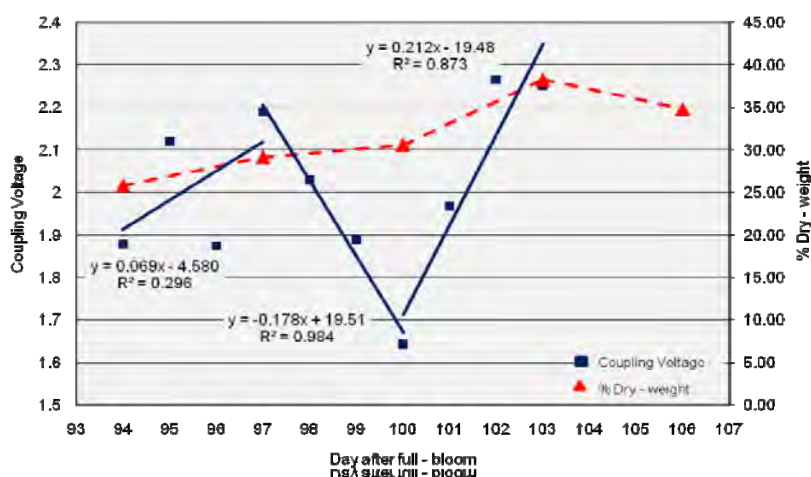
รูปที่ 14 ผังภูมิและภาพถ่ายการทดลองที่จันทบุรี

เราได้จัดการทดลองภาคสนามที่ศูนย์วิจัยพืชสวน จังหวัดจันทบุรี ในเดือนพฤษภาคม 2552 โดยมี โหนดประจำต้นจำนวน 3 โหนด แต่ละต้นมี 3-4 โหนด มีผังภูมิและภาพถ่ายดังแสดงในรูปที่ 14 เนื่องจาก ในช่วงเวลาดังกล่าวมีฝนตกมากทุกวัน วันละหลายครั้ง ความชื้นจากน้ำฝนทำให้การวัดผลผลิตและ สร้างความเสียหายแก่แหล่งจ่ายพลังงานของระบบ จึงไม่สามารถเก็บข้อมูลได้





รูปที่ 15 ฟังภูมิและภาพถ่ายการทดลองที่นครศรีธรรมราช



รูปที่ 16 การเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณไมโครเวฟตามวันหลังดอกบาน
เทียบกับเปอร์เซ็นต์น้ำหนักแห้ง

หลังจากที่แก้ไขแหล่งจ่ายพลังงานแล้ว ได้จัดการทดลองอีกครั้งที่อำเภอชะอวด จังหวัด นครศรีธรรมราช มีจำนวนโนดทั้งสิ้น 11 โนด เนื่องจากในสวนที่ทดลองมีทุเรียนขนาดใหญ่ต้นเดียว ดังแสดงในรูปที่ 15 จึงติดตั้ง 3 โนดบนต้นทุเรียนนี้ โดยแต่ละโนดมี 3-4 โนดเซนเซอร์ จากการทดลอง พบว่าความชื้นจากฝนและน้ำค้างมีผลต่อการเก็บข้อมูลเป็นอย่างมาก แม้ว่าเก็บข้อมูลตลอด 24 ชั่วโมง แต่พบว่าข้อมูลในช่วงเวลา 10-14 นาฬิกามีความน่าเชื่อถือ ทั้งนี้เนื่องจากเป็นช่วงเวลาที่น้ำค้างแห้ง หหมดแล้ว ประกอบกับมีปริมาณฝนน้อย เนื่องจากฝนมักจะตกในช่วงบ่าย จึงได้นำข้อมูลในช่วงเวลา ดังกล่าวมาเฉลี่ยและแสดงผลระดับสัญญาณต่อวันหลังดอกบานในรูปที่ 16 ที่แสดงให้เห็นว่าระดับ สัญญาณไมโครเวฟมีการเพิ่มขึ้นในช่วงวันหลังดอกบานที่ 94 ถึง 97 จากนั้นสัญญาณจะลดลงมาต่ำสุด ในวันหลังดอกบานที่ 100 และเพิ่มขึ้นอีกครั้ง การเปลี่ยนแปลงนี้มีธรรมชาติสอดคล้องกับการทดลอง

โดยใช้เซนเซอร์ที่เก็บข้อมูลด้วยคน และเมื่อเปรียบเทียบกับเปอร์เซ็นต์น้ำหนักแห้งที่มีค่าเพิ่มขึ้นตามวันหลังดอกบานที่เพิ่มขึ้น พบว่าวันที่ 101 เป็นวันที่เปอร์เซ็นต์น้ำหนักแห้งมากกว่า 32% ซึ่งเป็นวันที่ทุเรียนมีระดับความแก่ 80% ดังนั้นจึงทำให้ทราบได้ว่าวันที่สัญญาณมีระดับต่ำที่สุดจะมีระดับความแก่ใกล้เคียง 80% ทำให้ใช้ระดับสัญญาณนี้เตือนชาวสวนให้เก็บทุเรียนก่อนที่มันจะมีความแก่ 80% ได้

7. สรุป

ในงานวิจัยนี้คณะนักวิจัยได้ดำเนินการศึกษาและพัฒนาเซนเซอร์ไมโครเวฟเพื่อตรวจสอบระดับความแก่ของผลไม้ ซึ่งในที่นี้จำกัดอยู่ที่ทุเรียนซึ่งเป็นผลไม้ส่งออกที่มีมูลค่าสูง เซนเซอร์ที่ใช้เป็นสายอากาศไมโครสตริปสองตัววางข้างกันและแต่ละอยู่กับผลทุเรียน สัญญาณที่ส่งจากสายอากาศตัวหนึ่งผ่านผลทุเรียนไปยังสายอากาศอีกตัวหนึ่งที่ไว้รับสัญญาณ มีความแรงแปรผันตามระดับความแก่ของทุเรียน จากการศึกษาพบว่าเมื่อเวลาที่เปลี่ยนไปตามวันหลังดอกบานที่เพิ่มขึ้น ปริมาณแป้งในเนื้อทุเรียนจะเพิ่มจนสูงที่สุดที่วันหนึ่ง จากนั้นจะลดลง ในขณะที่ปริมาณน้ำตาลมีการเปลี่ยนแปลงที่สวนทางกัน แต่ปริมาณแป้งสูงกว่าปริมาณน้ำตาลอย่างเห็นได้ชัด ผลลัพธ์ดังกล่าวเป็นเหตุให้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของเนื้อทุเรียนมีค่าลดลงและเพิ่มขึ้นในลักษณะที่สวนทางกับการเปลี่ยนแปลงของปริมาณแป้ง และความแรงของสัญญาณที่รับได้ก็จะแปรผันตามการเปลี่ยนแปลงของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของแป้งในเนื้อทุเรียน จากผลการทดลองกับทุเรียนในสวนที่อำเภอชะอวด จังหวัดนครศรีธรรมราช ในช่วงเดือนกรกฎาคมถึงเดือนสิงหาคม ของปี 2551 และ 2552 มีผลทำนองเดียวกันที่สนับสนุนสมมุติฐานข้างต้นเป็นอย่างดี

คณะนักวิจัยได้พัฒนาเซนเซอร์ดังกล่าวให้สามารถเก็บข้อมูลโดยอัตโนมัติและมีต้นทุนต่ำโดยใช้วงจรที่หาได้ในท้องตลาดมาทำเป็นระบบโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สายทำงานที่ความถี่ 2.4 GHz เพื่อเก็บผลแล้วเปรียบเทียบกับเปอร์เซ็นต์น้ำหนักแห้งที่ใช้เป็นเกณฑ์ตัดสินความแก่ของทุเรียน พบว่าทำงานได้ดี

ก่อนที่จะได้ระบบโครงข่ายเซนเซอร์ไร้สายที่กล่าวมาข้างต้น คณะนักวิจัยได้ศึกษาการกระจายคลื่นวิทยุความถี่ 2.4 และ 5.8 GHz ในสวนทุเรียน โดยได้วัดสัญญาณวิทยุและทำแบบจำลองช่องสัญญาณดังกล่าว เพื่อให้เกิดความเข้าใจในการกระจายคลื่นในสวนทุเรียนซึ่งยังไม่มีผู้ใดทำมาก่อน แล้วนำข้อมูลดังกล่าวมาออกแบบระบบสื่อสารที่มีเสถียรภาพ และได้พัฒนาโปรโตคอลเพื่อควบคุมการสื่อสารระหว่างเซนเซอร์ที่ติดกับผลทุเรียนมายังโนดแม่ที่ใช้เชื่อมต่อข้อมูลผ่านระบบ GPRS มายังห้องปฏิบัติการ และแสดงผลเป็นกราฟเพื่อทำนายระดับความแก่ของทุเรียน

ประโยชน์จากการวิจัยนี้จะทำให้มีเครื่องมือที่ช่วยในการเตือนชาวสวนให้เก็บทุเรียนในช่วงเวลาที่เหมาะสม ที่จะทำให้มูลค่าสูงสำหรับการส่งออก

สิ่งที่ต้องปรับปรุงแก้ไขคือทำให้ระบบคงทนต่อสภาพการใช้งานที่มีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิและความชื้นอย่างมากในแต่ละช่วงเวลาของแต่ละวัน โดยเฉพาะปริมาณฝนในช่วงฤดูที่ฝนตกชุก

เอกสารอ้างอิง

- [1] สำนักบริการส่งออก 1 กรมส่งเสริมการส่งออก 2552 [Online]
<http://www.depchai.go.th/dep/doc/52/52003624.doc>
- [2] สำนักส่งเสริมและจัดการสินค้าเกษตร [Online]
http://www.agriman.doae.go.th/home/km/km52_agriman.html
- [3] ทิทัมพร นาทวรทัต ความถ่วงจำเพาะและการสูญเสียน้ำหนักของทุเรียนพันธุ์ชะนี หมอนทอง และก้านยาวที่เก็บเกี่ยวในอายุต่างๆ กัน ปัญหาพิเศษ ปริญญาตรี ภาควิชาพืชสวน มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ กรุงเทพฯ 2530
- [4] A. Mizrach, S. Gan-Mor, N. Galili, and G. Rosenhouse, "Non-destructive impact tests of fruit," Presented at the 1990 International Summer Meeting, Hyatt Regency Columbus, Columbus OH, American Society of Agricultural Engineers, 2950 Niles Rd., St. Joseph, MI 49085-9659 USA., Paper No. 906042, June 24-27, 1990.
- [5] M. Delwiche and Y. Sarig, "A probe impact sensor for fruit firmness measurement," Transactions of the ASAE 34(1): 187-192, 1991.
- [6] J.A. Abbott and D.R. Massie, "Nondestructive firmness measurement of apples," Presented at the 1993 International Summer Meeting, Spokane Center, Spokane WA, American Society of Agricultural Engineers, 2950 Niles Rd., St. Joseph, MI 49085-9659 USA., Paper No. 936025, June 20-23, 1993.
- [7] P.R. Armstrong and G.K. Brown, "Apple firmness sorting using a nondestructive acoustic technique," Presented at the 1991 International Summer Meeting, Albuquerque Convention Center, Albuquerque, NM, American Society of Agricultural Engineers, 2950 Niles Rd., St. Joseph, MI 49085-9659 USA., Paper No. 916044, June 23-26, 1991.
- [8] W.K. Bilanski, C.L. Pen, and D.R. Fuzzen, "Apple bruise detection using optical reflectance parameters," Canadian agricultural engineering. 26(2): 111-114, 1984.
- [9] A. Mizrach, U. Flitsanov, and Y. Fuchs, "Utilization of an ultrasonic nondestructive method for measuring maturity of mango fruit," Presented at 1996 ASAE Annual International Meeting, Phoenix Civic Plaza, Phoenix, AZ, American Society of Agricultural Engineers, 2950 Niles Rd., St. Joseph, MI 49085-9659 USA., Paper No. 966012, July 14-18, 1996.
- [10] T.C. Pearson, M.A. Doster, and T.J. Michailides, "Automated detection of pistachio defects by machine vision," Transactions of the ASAE. 17(5): 729-732, 2001.

- [11] T. Yantarasi, S. Kawano, J. Sornsrivichai, and P. Chen, "Nondestructive NIR technique for sugar determination in intact mango," Proceedings of 5th International Symposium on Fruit, Nut and Vegetable Production Engineering. University of California, Davis, CA., 1997.
- [12] G.K. Brown, L.J. Segerlind, and R. Summitt, "Near-infrared reflectance of bruised apples," Transactions of the ASAE. 17(1): 17-19, 1974.
- [13] C.V. Greensill and D.S. Newman, "An experimental comparison of simple NIR spectrometers for fruit grading applications," Applied Engineering in Agriculture. 17(1): 69-76, 2001.
- [14] J. Lammertyn, B. Nicolai, K. Ooms, V. De Smedt, and J. De Baerdemaeker, "Non-destructive measurement of acidity, soluble solids, and firmness of Jonagold apples using NIR-spectroscopy," Transactions of the ASAE. 41(4): 1089-1094, 1998.
- [15] J. Varith, G.M. Hyde, A.L. Baritelle, J.K. Fellman, and T. Sattabongkot, "Non-contact bruise detection in apples by thermal imaging," Innovative Food Science and Emerging Technologies. 4: 211-218, 2003.
- [16] ธงชัย ยันตรศรี จินดา ศรศรีวิชัย จำนงค์ อุทัยบุตร กอบเกียรติ แสงนิล สมบูรณ์ อนันตลาโภชัย สมโภชน์ โกมลณีนี Zaman Alikhani กัดย กัดยามมิตร เชษฐ ศิวะสมบูรณ์ วิไลวรรณ ยอดศรี สุขวัฒน์ จันทรปรรณิก การตรวจสอบคุณภาพของผลไม้โดยไม่ทำลายผล โครงการนำร่อง Phase ที่ 2: การประเมินความแก่อ่อนของทุเรียนและคุณภาพภายในมังคุดโดย X-ray Computed Tomography และ NMR imaging. รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว.) กรุงเทพฯ 2543
- [17] S.I. Cho and C.H. Chung, "Moisture and oil content measurements of red pepper powder using 10-MHz pulsed NMR," Transactions of the ASAE. 44(2): 377-381, 2001.
- [18] B.L. Upchurch, E.W. Tollner, Y.C. Hung, and S.E. Prussia, "Characterization of X-ray absorption in watercore apples," Presented at the 1989 International Summer Meeting, Quebec Municipal Convention Centre, Cuebec, PQ, Canada American Society of Agricultural Engineers, 2950 Niles Rd., St. Joseph, MI 49085-9659 USA., Paper No. 916044, June 25-28, 1989.
- [19] S. Kim and T. Schatzki, "Detection of pinholes in almonds through X-ray imaging," Transactions of the ASAE. 44(4) 997-1003, 2001.
- [20] S. Tersasaki, N. Wada, N. Sakurai, N. Muramatsu, R. Yamamoto, and D.J. Nevins, "Nondestructive measurement of kiwifruit ripeness using a laser doppler vibrometer," Transactions of the ASAE. 44(1): 81-87, 2001.
- [21] S.O. Nelson, W.R. Forbus Jr., and K.C. Lawrence, "Assessment of microwave permittivity for sensing peach maturity," Transactions of the ASAE. 38(2): 579-585.

- [22] Chaltarangsin & Siripharich, 1990.
- [23] รัชฎา การพัฒนาเครื่องมือวัดความแข็งของก้านทุเรียน 2533
- [24] กัลย์ กัลยาณมิตร การใช้เทคนิค x-ray ตรวจสอบความแก่ของผลทุเรียน วิทยานิพนธ์ปริญญาโท มหาวิทยาลัยเชียงใหม่ 2540
- [25] K.Kalayanamitra, "Evaluation and classification of durian fruit maturity and its relationship with chemical constituents," Thai Journal of Agricultural Science, 38(1-2), pp.45-54, 2005.
- [26] H. L. Bertoni, "Radio propagation for modern wireless systems," Prentice Hall PTR, 2000.
- [27] S. R. Saunders, "Antennas and propagation for wireless communication systems," John Wiley & Sons Ltd, 1999.
- [28] J. Buckley, K. Aherne, B. O' Flynn, J. Barton, A. Murphy, and C. O'Mathuna, "Antenna performance measurements using wireless sensor networks," 2006 Electronic Components and Technology Conference, Electronic Components and Technology Conference, 2006. Proceedings. 56th, 6 pp, May 2006.
- [29] M. M. Carvalho and J. J. Garcia-Luna-Aceves, "Modeling Single-Hop Wireless Networks under Rician Fading Channels," Wireless Communications and Networking Conference, 2004, vol. 1, pp. 219 – 224, March 2004.
- [30] Y. Ziade, H. Roussel, and W. Tabbara, "A theoretical model of propagation in forest compared with experimental results," Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2005. IGARSS '05. Proceedings. 2005 IEEE International, vol. 2, pp. 1357 – 1360, July 2005.
- [31] C. Xiao, Y.R. Zheng, and N.C. Beaulieu, "Statistical simulation models for Rayleigh and Rician fading," Communications, 2003. ICC '03. IEEE International Conference, vol. 5, pp. 3524 – 3529, May 2003.
- [32] T.B. Welch, J.R. Wood, R.W. McParlin, L.K. Schulze, T.P. Flaherty, S.G. CarloneHanson, R.J. Cahill, and R.A. Foran, "Very near ground RF propagation measurements for wireless systems," Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st, vol. 3, pp. 2556 – 2558, May 2000.
- [33] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems .I. Characterization," Communications Magazine IEEE, vol. 35, pp. 90 – 100, July 1997.
- [34] G.G. Joshi, C.B. Dietrich, C.R. Anderson, W.G. Newhall, W.A. Davis, J. Isaacs, and G. Barnett, "Near-ground channel measurements over line-of-sight and forested paths," Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings, pp. 589 – 596, Dec. 2005.

บทที่ 5

สรุป

ตลอดระยะเวลาการดำเนินโครงการในสามปีนี้ นักวิจัยจาก 6 สถาบันได้ร่วมงานวิจัยเทคโนโลยีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อเกษตรยั่งยืนเป็นอย่างดี ได้จัดการประชุมโครงการเพื่อติดตามความก้าวหน้าอย่างสม่ำเสมอในทุกๆ เดือน และจัดสัมมนาประจำปีๆ ละครั้ง สามารถสรุปได้ว่าเราได้สร้างเครือข่ายการวิจัยด้านเทคโนโลยีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อเกษตรยั่งยืนได้เหนียวแน่นเข้มแข็ง

แม้ว่าการวิจัยที่อาศัยนักวิจัยจำนวนมากจากต่างสถาบันไม่ใช่เรื่องง่ายเลย แต่ก็อาจสรุปได้ว่าเป็นสิ่งที่เป็นไปได้และมีความท้าทายเป็นอย่างยิ่ง นักวิจัยทุกคนได้รับความกดดันกันอย่างทั่วหน้า ในการผลิตผลงานตามที่ได้เสนอไว้กับสกว. นอกเหนือจากการตีพิมพ์ผลงานในวารสารวิชาการแล้ว การเสนอขอจดสิทธิบัตรการประดิษฐ์ก็เป็นสิ่งที่นักวิจัยให้ความสำคัญ ได้มีการขอจดสิทธิบัตรจำนวน 1 การประดิษฐ์

สิ่งที่เรียนรู้จากโครงการนี้คือ ในการทำโครงการที่ใช้บุคลากรจำนวนมาก ซึ่งอยู่ต่างที่กัน หัวหน้าโครงการไม่ควรให้ความสำคัญการวิจัยแต่เพียงอย่างเดียว จะต้องให้ความสำคัญการบริหารจัดการด้วย การจัดทำงบประมาณได้แม่นยำจะทำให้ไม่ต้องโยกหมวดงบประมาณระหว่างดำเนินโครงการ ซึ่งเป็นเรื่องที่ยากหากเป็นโครงการที่เริ่มใหม่ แต่สำหรับโครงการที่ดำเนินต่อเนื่องน่าจะทำได้แม่นยำขึ้น การจัดเวลาให้ว่างตรงกันเพื่อประชุมเป็นเรื่องที่ต้องให้ความสำคัญเพราะนักวิจัยต่างก็มีภาระกิจเต็มมือ และอาจต้องหาวิธีการประชุมทางไกลถ้าจำเป็น

ผลลัพธ์ที่ได้จากโครงการ

ผลลัพธ์ที่ได้จากโครงการประกอบด้วย 8 ส่วน ดังนี้

1. ผลงานตีพิมพ์ในวารสารระดับนานาชาติ

- 1.1 M. Krairiksh, J. Varith and Kanjanavapastit, “Wireless Sensor Network for Monitoring Maturity Stage of Fruit,” Scientific Research (In press)
- 1.2 P. Wouchoum, D. Worasawate, C. Phongcharoenpanich and M. Krairiksh, “A Switched-Beam Antenna Using Circumferential-Slots on a Concentric Sectoral Cylindrical Cavity Excited by Coupling Slots,” Progress In Electromagnetics Research, Vol. 120, 127-141, 2011.
- 1.3 S. Chaimool, P. Akkaraekthalin and M. Krairiksh, “Wideband Constant Beamwidth Coplanar Waveguide-Fed Slot Antennas Using Metallic Strip Loadings and a Widened

- Tuning Stub with Shaped Reflectors,” *International Journal of RF and Microwave computer-Aided Engineering/Vol. 21, No. 3, May 2011.*
- 1.4 T. Tantisopharak, A. Boonpoonga, C. Phongcharoenpanich, P. Sirisuk and M. Krairiksh, “Adaptive Array antenna Using On-Off and CMA Algorithms for Microwave RFID Readers,” *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E94-B, No.5 May 2011.
 - 1.5 C. Sangdao, S. Songsermpong and M. Krairiksh, “A Continuous Fluidized Bed Microwave Paddy Drying System Using Applicators with Perpendicular Slots on a Concentric Cylindrical Cavity,” *Drying Technology*, 29: 35-46, 2011.
 - 1.6 A. Thanachayanont and M. Krairiksh, “Implementation of an RF CMOS Quadrature LC Voltage-Controlled Oscillator Based on the Switched Tail Transistor Topology,” *Journal of Circuits, Systems, and Computers* Vol. 19, No.5 (2010) 931-937.
 - 1.7 J. Mearnchu, T. Limpiti, D. Torrungrueng, P. Akkaraekthalin and M. Krairiksh, “A Handheld Moisture Content Sensor Using Coupled-Dipole Antennas,” *Latin American Applied Research* 40:199-206 (2010).
 - 1.8 M. Krairiksh, “A Handset Adaptive Antenna using Phaed-Array of Switched-Beam Element,” *journal of the Japan Society of Applied Electromagnetics and Mechanics* Vol. 17.No.3 (2009).
 - 1.9 T.Hongnara, C. Mahattanajatuphat, P. Akkaraekthalin and M. Krairiksh, “A Multiband CPW-Fed Slot Antenna with Fractal Stub and Parasitic Line,” *Radioengineering*, Vol. 18, No. 1, April 2009.
 - 1.10 M. Krairiksh, P. Keowsawat, C. Phongcharoenpanich and S. Kosulvit, “ Two-Probe Excited Circular Ring Antenna for MIMO Application,” *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 97, 417-431, 2009.
 - 1.11 C. Mahatthanajatuphat and P. Akkaraekthalin, “A Bidirectional Multiband Antenna With Modified Fractal Slot Fed by CPW,” *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 95, 59-72, 2009.
 - 1.12 C. Mahatthanajatuphat, S.Saleekaw and P. Akkaraekthalin, “A Rhombic Patch Monopole Antenna With Modified Minkowski Fractal Geometry for UMTS, WLAN, and Mobile Wimax Application,” *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 89, 57-74, 2009.

- 1.13 P. Keowsawat, C. Phongcharoenpanich and S. Kosulvit, "Mutual Information of MIMO System in a Corridor environment Based on Double Directional Channel Measurement," J. of Electromagn. Waves and Appl., Vol. 23, 1221-1233, 2009.
- 1.14 P. Wouchoum, D. Worasawate, C. Phongcharoenpanich and M. Krairiksh, "A Two-Slot Array Antenna on a concentric Sectoral Cylindrical Cavity Excited by a Coupling Slot," Progress In Electromagnetics Research, PIER 86, 135-154, 2008.
- 1.15 D. Torrungrueng, S. Lamultree, C. Phongcharoenpanich and M. Krairiksh, "In-depth analysis of reciprocal periodic structures of transmission lines," IET Microw. Antennas Propag., 2009, Vol. 3, Iss. 4, pp.591-600.
- 1.16 D. Torrungrueng, C. Thimaporn, S. Lamultree and M. Krairiksh, "Theory of Small Reflections for Conjugately Characteristic-Impedance Transmission Lines," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 18, No. 10, October 2008.

2. ผลงานที่อยู่ระหว่างการพิจารณา

T. Limpiti and M. Krairiksh, "Sensor for in situ Moisture Content Monitoring Detecting the Magnitude of Mutual Coupling between Parallel and Perpendicular Dipoles," IEEE Transaction Instrumentation and Measurement.

3. ผลงานที่กำลังจะตีพิมพ์

- 3.1 C. Sangdao and M. Krairiksh, "A Pilot Scale Continuous Fluidised-bed Microwave Paddy Drying System," to be submitted to Journal of Food Engineering.
- 3.2 P. Leekul and M. Krairiksh, "Microwave Sensor using Coupled Patch Antennas for Fruit Classification," to be submitted to IEEE Sensor Journal.
- 3.3 P. Sooksumrarn and M. Krairiksh, "Wireless Communications on a Tree," to be submitted to IEEE Transactions on Wireless Communications.
- 3.4 R. Suwalak, C. Phongcharoenpanich, D. Torrungrueng and M. Krairiksh, "Determination of Dielectric Property of Dielectric Material Construction Products Using a Novel RFID Sensor," to be submitted to IEEE Sensor.
- 3.5 K. Phaebua, T. Lertwiriaprapa, C. Phongcharoenpanich and M. Krairiksh, "Path-Loss Prediction of the Radio Wave Propagation in the Orchard by Using the UTD method," IEEE Trans. Antennas and Propagation.

4. ลิขสิทธิ์

สิทธิบัตรสิ่งประดิษฐ์เรื่อง อุปกรณ์วัดเนื้อยางแห้งในน้ำยาง เลขที่คำขอ 1101001079 วันที่รับคำขอ 8 กรกฎาคม 2554

5. หนังสือ

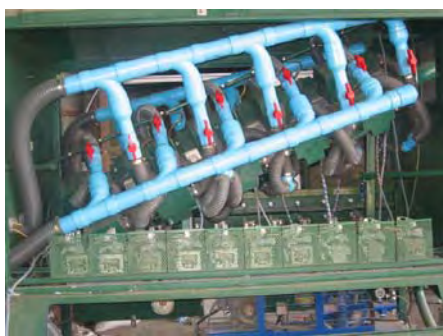
5.1 เทคโนโลยีสายอากาศ

5.2 เทคโนโลยีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อเกษตรยั่งยืน

6. เครื่องต้นแบบ

เครื่องต้นแบบระดับนำร่องอุตสาหกรรม

ผลการทดสอบภายในห้องปฏิบัติการพบว่าการอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดไชน์เบดมีความสามารถเทียบเท่ากับเครื่องอบแห้งทั่วไป แต่ยังมีข้อจำกัดที่ได้ปริมาณข้าวเปลือกน้อย ผู้วิจัยจึงพัฒนาให้เป็นระดับนำร่องสู่อุตสาหกรรม โดยเพิ่มขนาดกำลังงานของหลอดแมกนีตรอนเป็น 18.4 กิโลวัตต์ จากการนำสายอากาศปล่อยคลื่นและอุปกรณ์ป้อนลมมาวางเรียงเป็นแถวลำดับสลับกันจำนวน 10 ชุด ควบคุมการทำงานด้วยวงจรตั้งเวลาให้แมกนีตรอนสลับกันทำงาน ระบบอบแห้งมีประสิทธิภาพ 60 เปอร์เซ็นต์ ดังแสดงในรูปที่ 1



ก)



ข)

รูปที่ 1 เครื่องอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกระดับนำร่องอุตสาหกรรม

ก) รูปภายในระบบ ข) รูปภายนอกระบบ

ทดลองอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกที่มีความชื้นเริ่มต้น 22 เปอร์เซ็นต์ ลดลงเหลือ 15 เปอร์เซ็นต์ (มาตรฐานเปียก) เมล็ดข้าวเปลือกมีอุณหภูมิเริ่มต้นและสุดท้าย 31 และ 70 องศาเซลเซียส แล้วผึ่งอากาศแวดล้อมปกติไว้เป็นเวลา 1 ชั่วโมง สามารถอบแห้งข้าวเปลือกได้ประมาณ 30 กิโลกรัมต่อชั่วโมง เสียค่ากระแสไฟฟ้าประมาณ 1 บาทต่อกิโลกรัม

ผลจากการรวมวิธีไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดซ์เบคเข้าด้วยกัน ทำให้สามารถเพิ่มอัตราการอบแห้งได้รวดเร็วขึ้น ส่งผลให้ค่าใช้จ่ายต่อปริมาณข้าวเปลือกถูกลงตามไปด้วย อย่างไรก็ตามการสิ้นเปลืองกำลังงานลงหรือเพิ่มปริมาณข้าวเปลือกขึ้น คาดว่าวิธีนี้จะมีความสำคัญอย่างยิ่งกับการอบแห้งข้าวเปลือก ซึ่งเป็นตัวอย่างการนำคลื่นไมโครเวฟไปประยุกต์ใช้ในการอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือก

7. การสำเร็จการศึกษา

1. นายจักรกฤษ ธรรมพานิชย์ “สายอากาศแผ่นพิมพ์สวิตซ์ล้าคลื่นป้อนสัญญาณสองตำแหน่ง” วิทยานิพนธ์หลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี พ.ศ. 2553
2. นายธนวุฒิ ดันติโสภารักษ์ “สายอากาศแถวลำดับปรับตัว CMA โดยใช้การเริ่มต้นด้วยการสังเคราะห์ล้าคลื่นทางดิจิทัล” วิทยานิพนธ์หลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี พ.ศ. 2553
3. นายไพบุลย์ ย้อยหยด “การศึกษาการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศร่องในตัวกลางต่างๆ” วิทยานิพนธ์หลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี พ.ศ. 2553

8. รางวัลที่ได้รับ

- ผลงานวิจัยดีเด่น สกว. พ.ศ. 2551
- นักวิจัยดีเด่นแห่งชาติสาขาวิศวกรรมศาสตร์และอุตสาหกรรมวิจัย พ.ศ. 2553
- เป็น Keynote Speaker ในการประชุมวิชาการ 2011 International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications ที่ประเทศเกาหลีใต้ ระหว่างวันที่ 19-22 มิถุนายน 2554

ภาคผนวก

- ก. บทความ
- ข. ลีทธิบัตร
- ค. วิทยานิพนธ์