



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ สายอากาศลดขนาดโดยใช้วัสดุไดอิเล็กตริก
แม่เหล็กสำหรับอุปกรณ์สื่อสารเคลื่อนที่

โดย ดร. บัญชา เหลือแดง

เมษายน 2562

สัญญาเลขที่ MRG6080146

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ สายอากาศลดขนาดโดยใช้วัสดุไดอิเล็กตริก
แม่เหล็กสำหรับอุปกรณ์สื่อสารเคลื่อนที่

ดร. บัญชา เหลือแดง
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลรัตนโกสินทร์

สนับสนุนโดยสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัยและ
ต้นสังกัด

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	II-III
Executive Summary	IV-VI
บทที่ 1 บทนำ	1-7
บทที่ 2 ปัญหาและงานวิจัยที่มีมาก่อน	8-19
บทที่ 3 การประยุกต์ใช้วัสดุฐานรองแม่เหล็กประติษฐ์กับสายอากาศ	20-27
บทที่ 4 การออกแบบและการจำลองสายอากาศ	28-35
บทที่ 5 การทดสอบ	36-42
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	43-44
ภาคผนวก	45-56
ประวัตินักวิจัย	57
วารสารที่ได้รับการตีพิมพ์	58
เอกสารอ้างอิง	59-62

รูปแบบ Abstract (บทคัดย่อ)

Project Code: MRG6080146

(รหัสโครงการ)

Project Title: สายอากาศลดขนาดโดยใช้วัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็กสำหรับอุปกรณ์สื่อสารเคลื่อนที่

(ชื่อโครงการ)

Investigator: ดร. บัญชา เหลือแดง มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลรัตนโกสินทร์

(ชื่อนักวิจัย)

E-mail Address: bancha.lua@rmutr.ac.th

Project Period: เมษายน 2560 ถึง เมษายน 2562

(ระยะเวลาโครงการ)

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอสายอากาศลดขนาดโดยใช้วัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็กสำหรับอุปกรณ์สื่อสารเคลื่อนที่ โครงสร้างของสายอากาศประกอบด้วยตัวแพร่กระจายคลื่นซึ่งใช้เทคนิค Meander line (MLA) วางอยู่บนขอบล่างของระนาบกราวด์ด้านบน ของโครงสร้างชนิดฝาพับ ซึ่งระนาบกราวด์ด้านบนและด้านล่างเชื่อมต่อผ่านเส้นไมโครสตริป ส่วนแพร่กระจายคลื่น MLA ถูกวางทับด้วยวัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก(Eccosorb MF-124) สายอากาศที่ออกแบบมีขนาดทางกายภาพเล็กมากเท่ากับ $10\text{ mm} \times 25\text{ mm} \times 1\text{ mm}$ หรือมีขนาดทางไฟฟ้าเท่ากับ $0.015\lambda \times 0.039\lambda \times 0.0015\lambda$ โดยคิดเทียบกับความถี่ 470 MHz สายอากาศที่นำเสนอมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทาง ผลการจำลองและผลการทดสอบช่วงกว้างความถี่ (Bandwidth) ต่ำกว่า -6 dB ครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 467 MHz ถึง 1012 MHz คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ 73.6% โดยมีค่าประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นมากกว่า 90% ซึ่งเหมาะสมกับการใช้งานระบบ DVB-H/LTE13/GSM850/900

Keywords: สายอากาศ; สายอากาศฝังตัว; สายอากาศบนวัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก; สายอากาศลดขนาด; สายอากาศแถบความถี่กว้าง

Abstract

This research presents a miniaturized wideband meander line antenna (MLA) using a magneto dielectric (MD) material for mobile-device applications. The proposed MLA attached the lower and upper ground planes of the folder-type chassis, connected electrically by grounding strip. The MD material (Eccosorb MF-124) was subsequently loaded onto the coupling-element area of the MLA. The MD-laden MLA was ultra-compact ($10\text{ mm} \times 25\text{ mm} \times 1\text{ mm}$), with the electrical size of $0.015\lambda \times 0.039\lambda \times 0.0015\lambda$ at 470MHz. The surface current distribution was simulated to determine the optimal parameters of the MD-laden MLA. To verify, a prototype antenna was fabricated and the experiments performed. The measured impedance bandwidth ($|S_{11}| < -6\text{ dB}$) covered the frequency range of 467-1012 MHz (73.6%), with an omnidirectional radiation pattern. The radiation efficiency was in excess of 90%, rendering it suitable for the DVB-H/LTE13/GSM850/900 applications.

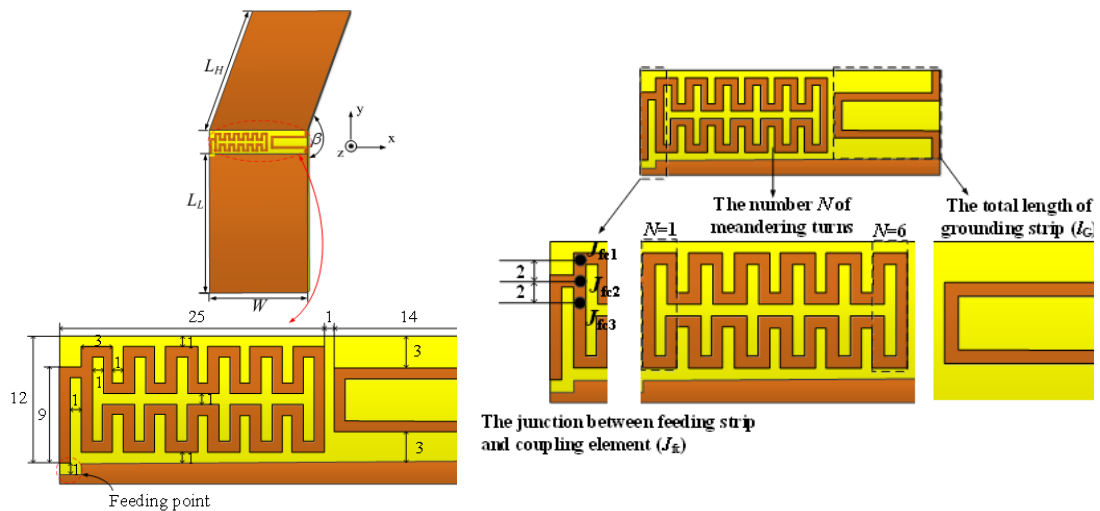
Keywords: antenna; integrated antenna; magneto dielectric antenna; miniature antenna; wideband antenna

Executive Summary

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

1.1.2 ความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันการสื่อสารไร้สายได้ถูกพัฒนามาถึงยุค 3G/4G/LTE และกำลังมุ่งไปสู่ยุค 5G ในอนาคตอันใกล้ อุปกรณ์สื่อสารต่างๆถูกพัฒนาให้มีขนาดเล็กลง มีฟังก์ชันการใช้งานหลากหลายมากขึ้น ดังนั้น ในงานวิจัยนี้จึงนำเสนอสายอากาศลดขนาดที่สามารถครอบคลุมความถี่ ในระบบโทรทัศนดิจิตอล DVB-H (470-862 MHz) ระบบ LTE13 (746-787 MHz) และ GSM850/900 (824-894 MHz/880-960 MHz) รวมเอาไว้ในตัวเดียวกัน ซึ่งโครงสร้างของสายอากาศที่นำเสนอ แสดงดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 โครงสร้างของสายอากาศ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. เพื่อออกแบบสายอากาศสำหรับระบบโทรทัศนดิจิตอลแบบพกพา (DVB-H) ระบบโทรศัพท์มือถือย่านความถี่ LTE13 และ GSM850/900
2. เพื่อนำเสนอวิธีการลดขนาดสายอากาศด้วยหลักการ Meander line และ วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก สำหรับโทรศัพท์มือถือ

1.3 ขอบเขตการวิจัย

1. ศึกษาทฤษฎีการออกแบบ Integrated Antenna กับโทรศัพท์มือถือ
2. ศึกษาทฤษฎีสายอากาศลดขนาดโดยใช้เทคนิค Meander Line และ Magnetodielectric Substrate

3. ศึกษาออกแบบและจำลองพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศ เช่น แบนด์วิดท์ อัตราขยาย แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่น
4. ออกแบบโครงสร้างและวิเคราะห์ผลกระทบต่อพารามิเตอร์ต่างๆเพื่อหาโครงสร้างที่เหมาะสมของสายอากาศ
5. สร้างและทดสอบสายอากาศต้นแบบ
6. วิเคราะห์และเปรียบเทียบผลการจำลองและผลการทดสอบ
7. สรุปผลการวิจัย และแนวทางในการพัฒนาต่อยอดงานวิจัยในอนาคต
8. นำเสนองานวิจัยเพื่อตีพิมพ์ในฐานข้อมูลของวารสารวิชาการ Science Citation Index (SCI) ของ Web of Science
9. จัดทำรายงานปิดเล่มการวิจัย

1.4 รายละเอียดของงานวิจัย

งานวิจัยนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย และรายละเอียดของงานวิจัย

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของโทรทัศน์ระบบดิจิตอล DVB-H ระบบ LTE13 และ GSM850/900 งานวิจัยที่มีมาก่อนสำหรับสายอากาศ Integrate ชนิดพกพาและงานวิจัยที่มีมาก่อนสำหรับสายอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอล DVB-H ระบบ LTE13 และ GSM850/900

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก และงานวิจัยที่มีมาก่อนสำหรับสายอากาศที่ใช้ Magneto-dielectric เป็นวัสดุฐานรอง

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบ การวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศ และทำการวิเคราะห์ค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ โดยเริ่มจากการคำนวณหาความยาวของสายอากาศเริ่มต้น เพื่อนำค่าที่ได้จากการคำนวณไปวิเคราะห์พร้อมทั้งศึกษาและวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่าง ๆ และทำการปรับเปลี่ยนโครงสร้างของสายอากาศ เพื่อให้สายอากาศมีช่วงความถี่ตั้งแต่ 470 ถึง 960 MHz และมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทางตลอดย่านความถี่ใช้งาน

บทที่ 5 กล่าวถึงการสร้าง ทดสอบและวิจารณ์ผลการทดสอบสายอากาศ

บทที่ 6 กล่าวถึงการสรุปเนื้อหาของวิทยานิพนธ์ ปัญหาที่เกิดขึ้น รวมทั้งแนวทางการศึกษาสำหรับการพัฒนางานวิจัยต่อไปในอนาคต

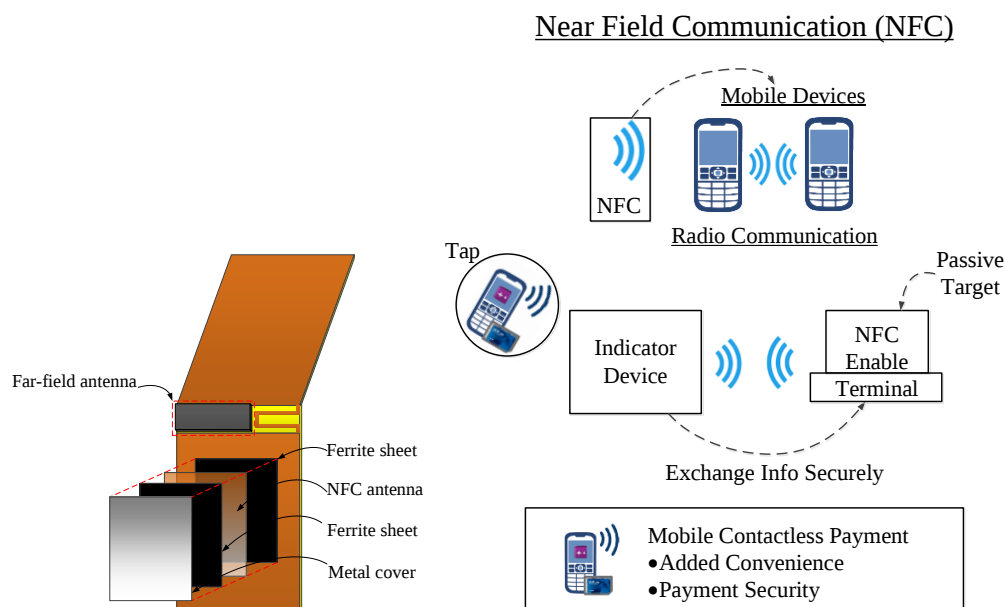
1.5 สรุปผลงานวิจัย

งานวิจัยนี้นำเสนอสายอากาศลดขนาดโดยใช้วัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็กสำหรับอุปกรณ์สื่อสารเคลื่อนที่ โดยการนำเทคนิคที่ใช้ในการลดขนาดสายอากาศ 2 วิธีการมาทำงานร่วมกันคือ เทคนิค

Meander Line และ วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก โครงสร้างของสายอากาศประกอบด้วยตัวแพร่กระจายคลื่นซึ่งใช้เทคนิค Meander line (MLA) วางอยู่บนขอบล่างของระนาบกราวด์ด้านบนของโครงสร้างชนิดฝาพับ ซึ่งระนาบกราวด์ด้านบนและด้านล่างเชื่อมต่อกันผ่านเส้นไมโครสตริป ส่วนแพร่กระจายคลื่น MLA ถูกวางทับด้วยวัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก (Eccosorb MF-124) สายอากาศที่ออกแบบมีขนาดทางกายภาพเล็กมากเท่ากับ $10\text{ mm} \times 25\text{ mm} \times 1\text{ mm}$ หรือมีขนาดทางไฟฟ้าเท่ากับ $0.015\lambda \times 0.039\lambda \times 0.0015\lambda$ โดยคิดเทียบกับความถี่ 470 MHz สายอากาศที่นำเสนอมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทาง ผลการจำลองและผลการทดสอบช่วงกว้างความถี่ (Bandwidth) ต่ำกว่า -6 dB ครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 467 MHz ถึง 1012 MHz คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ 73.6% โดยมีค่าประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นมากกว่า 90% ซึ่งเหมาะสมกับการใช้งานระบบ DVB-H/LTE13/GSM850/900

1.6 แนวทางในการพัฒนาต่อยอดงานวิจัยในอนาคต

ออกแบบสายอากาศสำหรับสื่อสารระยะใกล้ (Near Field Communication Antenna: NFC) เพิ่มเติมเข้าไป เพื่อให้ตอบโจทย์สำหรับการประยุกต์ใช้งานในปัจจุบันและอนาคต ซึ่งอุปกรณ์สื่อสารเคลื่อนที่ จะมีฟังก์ชันการใช้งานทั้งระบบ Far Field และ Near-Field ในตัวเดียวกัน ดังแสดงในรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 แนวทางการพัฒนาต่อยอดงานวิจัย

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

1.1.1 ระบบสื่อสารสำหรับอุปกรณ์เคลื่อนที่

ปัจจุบันการสื่อสารไร้สายได้ถูกพัฒนามาถึงยุค 3G/4G/LTE และกำลังมุ่งไปสู่ยุค 5G ในอนาคตอันใกล้ อุปกรณ์สื่อสารต่างๆถูกพัฒนาให้มีขนาดเล็กลง มีฟังก์ชันการใช้งานหลากหลายมากขึ้น ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงนำเสนอสายอากาศขนาดที่สามารถครอบคลุมความถี่ ในระบบโทรทัศน์ดิจิทัล DVB-H (470-862 MHz) ระบบ LTE13 (746-787 MHz) และ GSM850/900 (824-894 MHz/880-960 MHz) รวมเอาไว้ในตัวเดียวกัน

1.1.1.1 โทรทัศน์ระบบดิจิทัลสำหรับประเทศไทย

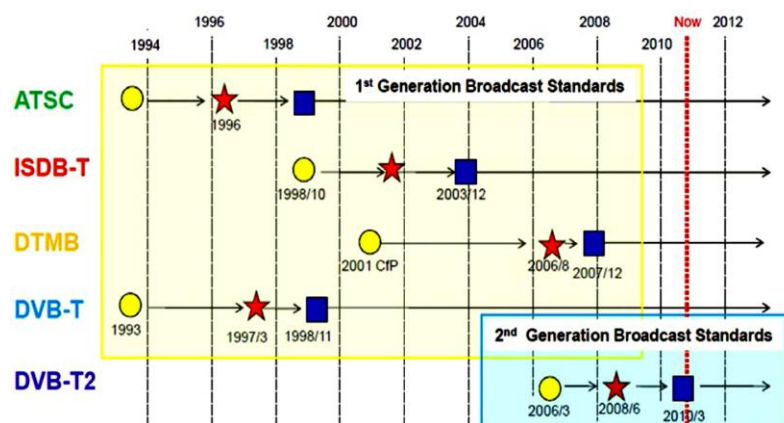
ในประเทศไทยได้ประกาศเริ่มกิจการโทรทัศน์ ซึ่งถือได้ว่าเป็นมีความสำคัญต่อเศรษฐกิจและสังคมอย่างมาก เนื่องจากเป็นรากฐานอันสำคัญในการคงไว้ซึ่งอิสรภาพทางด้านการสื่อสารในวงกว้าง และเป็นช่องทางในการส่งข้อมูลที่มีความจำเป็นในการดำรงชีวิต และปกครองคนหมู่มาก ดังจะเห็นได้ว่าผลประโยชน์ที่จะเกิดขึ้นจากการบริโภคข้อมูลข่าวสารที่ทันสมัย นั้นสามารถช่วยให้สังคมถูกขับเคลื่อนไปได้โดยเร็ว และยั่งยืน

โดยกิจการโทรทัศน์ของประเทศไทยเริ่มออกอากาศระบบโทรทัศน์ขาวดำ เมื่อ ค.ศ. 1955 และระบบโทรทัศน์สีในปี ค.ศ. 1967 ซึ่งสามารถแพร่ภาพครอบคลุมทั่วประเทศ ดังนั้นการพัฒนาเทคโนโลยีโทรทัศน์ระบบดิจิทัล นั้นมีความสำคัญมาก ในด้านการพัฒนาประสิทธิภาพการใช้ทรัพยากรคลื่นความถี่วิทยุให้คุ้มค่ามากยิ่งขึ้น โดยเทคโนโลยีระบบดิจิทัลสามารถออกอากาศได้ 8-25 ช่องรายการ ต่างจากระบบอนาล็อกที่สามารถแพร่ภาพได้เพียง 1 ช่องรายการต่อช่วงความถี่เท่านั้น ทั้งนี้ยังสามารถเพิ่มมัลติมีเดียใหม่ ๆ และความคมชัดในระดับสูง ในขณะที่ลดการใช้พลังงานของประเทศลงในเวลาเดียวกัน เพราะระบบส่งสัญญาณและเครื่องรับโทรทัศน์ระบบดิจิทัลนั้นประหยัดการใช้พลังงานไฟฟ้าดีกว่าระบบอนาล็อกอย่างมาก [1]

ปัจจัยของการประสบความสำเร็จของโทรทัศน์ระบบดิจิทัล นั้นคือการกำหนดมาตรฐานโทรทัศน์ระบบดิจิทัล เพื่อใช้เป็นมาตรฐานในการส่งสัญญาณออกอากาศสำหรับสถานีวิทยุโทรทัศน์ และใช้เป็นมาตรฐานในการผลิตสินค้าในภาคอุตสาหกรรม ซึ่งส่งผลโดยตรงต่อประชาชนให้ได้รับบริการโทรทัศน์ที่มีคุณภาพดีขึ้น มีความคมชัดสูงขึ้น มีจำนวนช่องรายการเพิ่มขึ้น และมีโอกาสที่จะเลือกรับบริการในสิ่งที่ตรงกับความต้องการของตนเองมากยิ่งขึ้น

กิจการโทรทัศน์ของประเทศไทยใช้คลื่นความถี่ภาคพื้นดิน แบ่งได้เป็น 3 ยุค (Generation) คือ ยุคที่ 1 คือ ยุคโทรทัศน์ขาว-ดำ (ค.ศ. 1947 – 1967) ยุคที่ 2 คือ ยุคโทรทัศน์สี (ค.ศ. 1967 – 2014) และยุคที่ 3 คือ ยุคโทรทัศน์ระบบดิจิทัล (ค.ศ. 2014 เป็นต้นไป)

กิจการโทรทัศน์ในยุคที่ 3 เป็นยุคแห่งการพัฒนาเทคโนโลยีทางการรับ-ส่ง สัญญาณโทรทัศน์ ด้วยระบบดิจิทัล ทำให้ประสิทธิภาพและคุณภาพดีขึ้นมาก เนื่องจากมีเทคนิค พัฒนาการรับ-ส่งสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลที่หลากหลาย ถือเป็นจุดเริ่มต้นของการหลอมรวมสื่อ (Convergence) การรับ-ส่งสัญญาณโทรทัศน์ ระบบดิจิทัล คือ การเปลี่ยนสัญญาณเสียงและสัญญาณภาพจากสัญญาณอนาล็อกให้เป็นรหัสสัญญาณแบบดิจิทัล และทำการส่งจากสถานีส่ง สัญญาณโทรทัศน์ ซึ่งทางด้านเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์มีความจำเป็นต้องทำการถอดรหัสสัญญาณแบบดิจิทัลดังกล่าวกลับมาเป็นสัญญาณเสียงและสัญญาณภาพเพื่อให้เครื่องรับโทรทัศน์สามารถแสดงผลเสียงและภาพที่ส่งมาได้ ซึ่งส่วนที่มีความแตกต่างกันอย่างชัดเจนระหว่างการรับ-ส่งสัญญาณโทรทัศน์ ด้วยระบบดิจิทัล กับการรับ-ส่งสัญญาณโทรทัศน์ ด้วยระบบอนาล็อก คือ การรับ-ส่ง สัญญาณโทรทัศน์ ด้วยระบบดิจิทัลมีคุณภาพของสัญญาณที่ดีขึ้นมาก มีภาพคมชัดขึ้นมาก ถูกรบกวน น้อยลง ไม่มีคลื่นแทรก หรือการสะท้อน [3] ปัจจุบันมาตรฐานโทรทัศน์ระบบดิจิทัลที่สหภาพ โทรคนาคมนระหว่างประเทศ (ITU) ให้การรับรองมี 5 ระบบ คือ ระบบ ATSC DVB-T ISDB-T DTMB และ DVB-T2 ดังรูปที่ 1.1



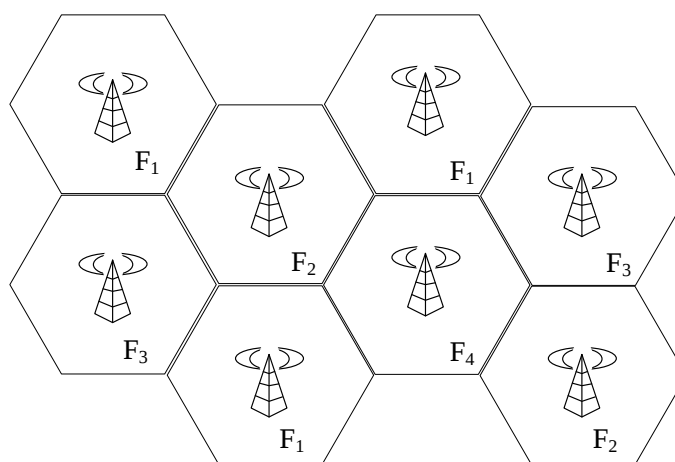
รูปที่ 1.1 มาตรฐานโทรทัศน์ระบบดิจิทัลจากสหภาพโทรคมนาคมระหว่างประเทศ (ITU) [1]

DVB-T2 หรือ Digital Video Broadcasting–Second Generation Terrestrial คือมาตรฐานที่องค์การ Digital Video Broadcasting Project (DVB) ปรับปรุงจากมาตรฐาน DVB-T ในปี ค.ศ. 2006 เป็นการนำเทคโนโลยีการผสมสัญญาณและการเข้ารหัสแบบใหม่มาใช้ส่งสัญญาณ ประเภทยเสียง วิดีโอและข้อมูลมีประสิทธิภาพมากกว่า DVB-T ประมาณ 1.5 เท่า ออกอากาศโดย ใช้คลื่นความถี่ขนาด 8 MHz จะมีความจุช่องสัญญาณสูงสุด 50.4 Mb/s สามารถบรรจุช่องรายการ โทรทัศน์ปกติได้ประมาณ 25 ช่อง ระบบนี้เริ่มใช้งานจริงตั้งแต่ปี ค.ศ. 2010 ปัจจุบันมีประเทศที่ใช้

ระบบ DVB-T2 ประมาณ 38 ประเทศทั่วโลก โดยส่วนหนึ่งเป็นประเทศที่ใช้ระบบ DVB-T อยู่แล้วและปรับเปลี่ยนไปเป็น DVB-T2 ซึ่งมีประสิทธิภาพในการใช้คลื่นความถี่มากกว่า อีกส่วนหนึ่งเป็นประเทศที่เปลี่ยนผ่านไปสู่โทรทัศน์ระบบ DVB-T2 โดยตรง ซึ่งการเปลี่ยนผ่านจากระบบโทรทัศน์อนาล็อกในระบบ PAL ไปสู่ระบบดิจิทัล DVB-T2 ที่เป็นมาตรฐานของยุโรปเหมือนกัน ก็สามารถทำได้ง่ายและรวดเร็ว

1.1.1.2 ระบบเซลลูลาร์

ระบบเซลลูลาร์เป็นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่พัฒนาขึ้นมาให้มาครอบคลุมพื้นที่กว้างมากขึ้น สามารถขยายพื้นที่ให้บริการแก่ผู้ใช้ เช่น ในเขตเมืองหลวงที่มีความต้องการใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ในปริมาณมาก ระบบเซลลูลาร์ นั้นใช้หลักการติดตั้งเครื่องรับส่งวิทยุที่กำลังส่งต่ำกระจายเป็นจุด ๆ ไปทั่วพื้นที่เป้าหมาย จุดที่ติดตั้งเครื่องรับส่งวิทยุนั้นเรียกว่า สถานีฐาน หรือที่ตั้งเซลล์ ลักษณะโครงสร้างของระบบเซลลูลาร์ แสดงดังรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 ลักษณะโครงสร้างของระบบเซลลูลาร์ [2]

จากรูปที่ 1.2 แสดงโครงสร้างของเครือข่ายระบบเซลลูลาร์แต่ละเซลล์จะเชื่อมต่อถึงกัน ซึ่งแต่ละเซลล์มีรัศมีกว้างหรือแคบขึ้นอยู่กับการออกแบบกำลังส่งสัญญาณที่ภาคส่งสัญญาณเพื่อให้สอดคล้องกับการใช้งานของผู้ใช้งานในพื้นที่ให้บริการ ถ้ามีการใช้งานมากเซลล์จะมีการเพิ่มรัศมีของแต่ละเซลล์จะลดลง และถ้าการใช้โทรศัพท์เซลลูลาร์มีน้อยจำนวนเซลล์ลดลงมีรัศมีของแต่ละเซลล์ใหญ่ขึ้น มาตรฐานของรัศมีเซลล์ 250 เมตร ถึง 30 กิโลเมตร โดยให้ค่าความถี่ที่แตกต่างกันเพื่อป้องกันการแทรกสอดของสัญญาณที่มีพื้นที่ใกล้เคียงกัน

ซึ่งการสื่อสารของระบบเซลลูลาร์จะมีพัฒนาการอย่างต่อเนื่อง ซึ่งจะมีการปรับปรุงความสามารถในการรองรับการสื่อสารข้อมูลที่มีปริมาณมากขึ้น ความรวดเร็วในการรับ และการส่งข้อมูลจากเครื่องใช้กับระบบเซลลูลาร์ได้มากยิ่งขึ้น รวมถึงความสามารถในการประหยัดพลังงานของ

ทั้งทางส่วนของระบบส่ง และเครื่องรับในขณะเดียวกัน ดังสามารถแสดงเทคโนโลยีการสื่อสารแบบเซลลูลาร์ได้ดังตารางที่ 1.1

ตารางที่ 1.1 แสดงมาตรฐานต่างๆ ของระบบเซลลูลาร์ GSM850/900 และ LTE13 (746-787 MHz)

Band	Frequency (MHz)	Uplink (MHz) (Mobile to Base)	Downlink (MHz) (Base to Mobile)	Channel number	Equivalent LTE band
T-GSM-810	810	806.2 – 821.2	851.2 – 866.2	dynamic	27
GSM-850	850	824.2 – 848.8	869.2 – 893.8	128 – 251	5
P-GSM-900	900	890.0 – 915.0	935.0 – 960.0	1 – 124	N/A
E-GSM-900	900	880.0 – 915.0	925.0 – 960.0	975 – 1023 และ 0 – 124	8
R-GSM-900	900	876.0 – 915.0	921.0 – 960.0	955 – 1023 และ 0 – 124	N/A
T-GSM-900	900	870.4 – 876.0	915.4 – 921.0	dynamic	N/A
LTE-13	700	777.0 – 787.0	746.0 – 756.0	5 และ 10	N/A

ซึ่งในที่นี้จะนำเสนอในส่วนของระบบ GSM850/900 และ LTE13 ซึ่งเป็นช่วงความถี่หลักในงานวิจัยฉบับนี้

ระบบ GSM 850/900

GSM หรือ Global System for Mobile Communications นั้นถือเป็นมาตรฐานของเทคโนโลยีโทรศัพท์มือถือที่ได้รับความนิยมในปัจจุบัน รองรับผู้ใช้งานกว่า 2 พันล้านคนทั่วโลก คิดเป็น 84.2% ของมือถือทั่วโลก ทั้งนี้ผู้ใช้งานเมื่อเรียงตามจำนวนแล้วพบว่าในประเทศจีน มากกว่า 370 ล้านคน ประเทศรัสเซีย มากกว่า 145 ล้านคน ประเทศอินเดีย มากกว่า 83 ล้านคน และประเทศสหรัฐอเมริกา มากกว่า 78 ล้านคน GSM นั้นมีเทคโนโลยีดิจิทัลสำหรับช่องสัญญาณควบคุมและสัญญาณเสียงแบบ Time-division multiple access (TDMA) จึงถือว่าเป็นโทรศัพท์มือถือในยุคที่

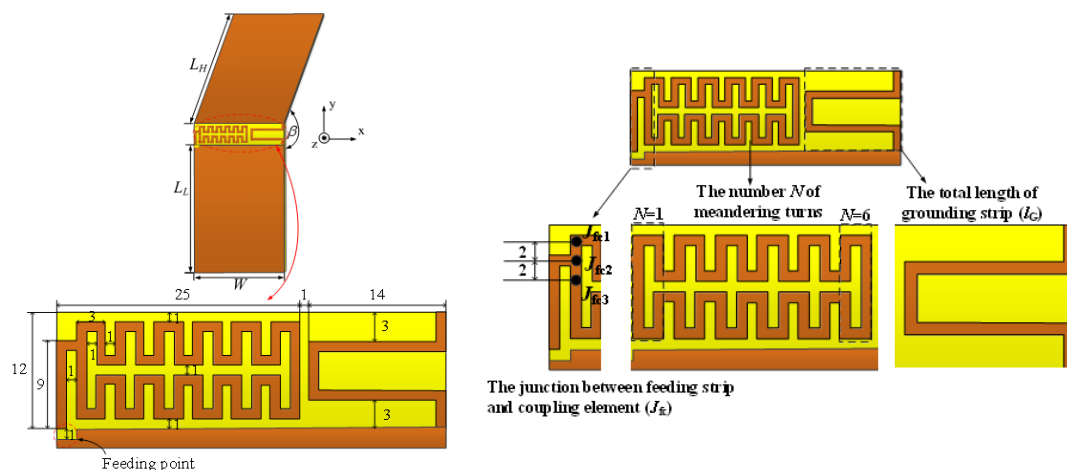
สอง หรือ 2G ซึ่งหมายถึง การพัฒนาระบบขึ้นไปอีกขั้นหนึ่ง ภายใต้การดูแลของ 3rd Generation Partnership Project (3GPP)

ระบบแอลทีอี (LTE - Long Term Evolution)

ระบบแอลทีอี (LTE - Long Term Evolution) คือโครงการระบบสื่อสารโทรศัพท์มือถือ โดยมีเป้าหมายให้มีความสามารถส่งผ่านข้อมูลที่มีประสิทธิภาพมากขึ้น ทั้งด้านปริมาณและความเร็ว แอลทีอีเปิดตัว ในวันที่ 14 ธันวาคม 2552 โดยพัฒนาเพิ่มเติมจากระบบยูเอ็มทีเอส ของระบบ 3G โดยมีความสามารถดาวน์โหลดได้สูงถึง 100 Mbps ความเร็วอัปโหลด 50 Mbps และปิงต่ำกว่า 10 ms โดยมีแบนด์วิธอยู่ในช่วงระหว่างช่วง 1.4 MHz ถึง 20 MHz โดย LTE เป็นเทคโนโลยีหนึ่งที่ถูกนำมาทดลองใช้ในยุค 4G โดยเกิดจากความร่วมมือของ 3GPP โดยมีความสามารถในการส่งถ่ายข้อมูลและมัลติมีเดียในรูปแบบสตรีมมิ่งที่มีความเร็วอย่างน้อย 100 Mbps - 1 Gbps

1.1.2 ความสำคัญของปัญหา

กิจการโทรคมนั้นถือได้ว่าเป็นกิจการที่มีความสำคัญต่อเศรษฐกิจและสังคมโดยรวมของประเทศเป็นอย่างมาก เนื่องจากเป็นสื่อที่มีอิทธิพลต่อประชาชนในหลายด้าน อาทิ ความคิด ความเชื่อ พฤติกรรม และ การใช้ชีวิต การเปลี่ยนไปสู่โทรคมนั้นระบบดิจิทัลจึงส่งผลโดยตรงต่อคุณภาพชีวิตของประชาชน จากความสามารถในการเข้าถึงข้อมูลข่าวสารที่หลากหลายมากยิ่งขึ้น ทำให้เกิดการพัฒนาด้านความเป็นอยู่ ความคิด ความเข้าใจต่อสังคมภายนอก และมีโอกาสที่จะเลือกในสิ่งที่ตรงกับความต้องการของตนเองมากยิ่งขึ้น ในปัจจุบันการสื่อสารในระบบโทรคมนั้นดิจิทัลได้กลายมาเป็นสิ่งที่น่าสนใจมากสำหรับการใช้งานกับอุปกรณ์สื่อสารไร้สายต่าง ๆ ตัวอย่างเช่น คอมพิวเตอร์ชนิดพกพา โทรศัพท์เคลื่อนที่ รวมไปถึงยานพาหนะเคลื่อนที่ สำหรับการใช้งานดังกล่าวจำเป็นต้องมีการพัฒนาสายอากาศเพื่อรับสัญญาณในระบบโทรคมนั้นดิจิทัลที่ดีพอ ไม่เพียงแต่ความต้องการสายอากาศที่มีขนาดเล็ก แต่ที่สำคัญสายอากาศจะต้องมีแบนด์วิธที่ครอบคลุมตลอดย่านความถี่ใช้งานตั้งแต่ 510 MHz ถึง 790 MHz ของการสื่อสารในระบบโทรคมนั้นดิจิทัลด้วย ประเทศไทยได้นำมาตรฐาน DVB โดยใช้ย่านความถี่ตั้งแต่ 470 ถึง 862 MHz ในงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอสายอากาศรับสัญญาณโทรคมนั้นระบบดิจิทัลแบบพกพาที่ครอบคลุมย่านความถี่ดังกล่าว ดังแสดงโครงสร้างของสายอากาศดังรูปที่ 1.3



รูปที่ 1.3 โครงสร้างของสายอากาศ

1.2 ความหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. เพื่อออกแบบสายอากาศสำหรับระบบโทรทัศน์ดิจิทัลแบบพกพา (DVB-H) ระบบโทรศัพท์มือถือย่านความถี่ LTE13 และ GSM850/900
2. เพื่อนำเสนอวิธีการลดขนาดสายอากาศด้วยหลักการ Meander line และ วัสดุฐานรองไดอิเล็กทริกแม่เหล็ก สำหรับโทรศัพท์มือถือ

1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

งานวิจัยนี้นำเสนอสายอากาศลดขนาดโดยใช้วัสดุไดอิเล็กทริกแม่เหล็กสำหรับอุปกรณ์สื่อสารเคลื่อนที่ โดยการนำเทคนิคที่ใช้ในการลดขนาดสายอากาศ 2 วิธีการมาทำงานร่วมกันคือ เทคนิค Meander Line เพื่อเพิ่มขนาดทางไฟฟ้าแต่ยังคงขนาดทางกายภาพ และอีกเทคนิคก็คือ วัสดุฐานรองไดอิเล็กทริกแม่เหล็กเพื่อลดขนาดสายอากาศให้มีขนาดเล็กมากๆ

1.4 ขอบเขตการวิจัย

1. ศึกษาทฤษฎีการออกแบบ Integrated Antenna กับโทรศัพท์มือถือ
2. ศึกษาทฤษฎีสายอากาศลดขนาดโดยใช้เทคนิค Meander Line และ Magnetodielectric Substrate
3. ศึกษาออกแบบและจำลองพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศ เช่น แบนด์วิดท์ อัตราขยาย แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่น
4. ออกแบบโครงสร้างและวิเคราะห์ผลกระทบต่อพารามิเตอร์ต่างๆเพื่อหาโครงสร้างที่เหมาะสมของสายอากาศ
5. สร้างและทดสอบสายอากาศต้นแบบ
6. วิเคราะห์และเปรียบเทียบผลการจำลองและผลการทดสอบ

7.สรุปผลการวิจัย และแนวทางในการพัฒนาต่อยอดงานวิจัยในอนาคต

1.5 รายละเอียดของงานวิจัย

งานวิจัยฉบับนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทดังนี้ บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย ขั้นตอนของการศึกษาและรายละเอียดของงานวิจัย

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของโทรทัศน์ระบบดิจิทัล DVB-H ระบบ LTE13 และ GSM850/900 งานวิจัยที่มีมาก่อนสำหรับสายอากาศ Integrate ชนิดพกพาและงานวิจัยที่มีมาก่อนสำหรับสายอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัล DVB-H ระบบ LTE13 และ GSM850/900

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก และงานวิจัยที่มีมาก่อนสำหรับสายอากาศที่ใช้ Magneto-dielectric เป็นวัสดุฐานรอง

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบ การวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศ และทำการวิเคราะห์ค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ โดยเริ่มจากการคำนวณหาความยาวของสายอากาศ เริ่มต้น เพื่อนำค่าที่ได้จากการคำนวณไปวิเคราะห์ พร้อมทั้งศึกษาและวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่าง ๆ และทำการปรับเปลี่ยนโครงสร้างของสายอากาศ เพื่อให้สายอากาศมีช่วงความถี่ตั้งแต่ 470 ถึง 960 MHz และมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทางตลอดย่านความถี่ใช้งาน

บทที่ 5 กล่าวถึงการสร้าง ทดสอบและวิจารณ์ผลสายอากาศ

บทที่ 6 กล่าวถึงการสรุปเนื้อหาของงานวิจัย ปัญหาที่เกิดขึ้น รวมทั้งแนวทางการศึกษา สำหรับการพัฒนางานวิจัยต่อไปในอนาคต

บทที่ 2

ปัญหาและงานวิจัยที่มีมาก่อน

2.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงปัญหา หลักการ และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องที่มีมาก่อนของการสื่อสารโทรทัศน์ดิจิทัลในระบบ DVB-H ระบบ LTE13 และ GSM850/900 โดยเริ่มจากปัญหาและแนวคิด รูปแบบและแบนด์วิดท์ของโทรทัศน์ระบบดิจิทัลในประเทศไทย คุณสมบัติของเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัล รวมถึง ระบบ LTE13 และ GSM850/900

2.2 ปัญหาและแนวคิด

ปัจจุบันการสื่อสารไร้สายได้รับการพัฒนาในหลากหลายการใช้งาน ทั้งการพัฒนาด้านอุปกรณ์และด้านโปรแกรมการใช้งาน โดยเฉพาะอุปกรณ์สื่อสารเคลื่อนที่ควรจะมีขนาดกะทัดรัด ซึ่งเราสามารถสังเกตเห็นได้อย่างชัดเจนว่า อุปกรณ์ที่ออกสู่ตลาดในยุคหลังๆ นั้นจะมีความสวยงาม ขนาดกะทัดรัด น้ำหนักเบาบางลง ดังนั้นจึงเป็นที่มาของงานวิจัยที่นำเสนอ ในการออกแบบสายอากาศลดขนาดสำหรับ DVB-H ช่วงความถี่ 470-862 MHz และการใช้งานในระบบโทรศัพท์มือถือบ้านความถี่ LTE13 ช่วงความถี่ 746-787 MHz แล้วย่านความถี่ GSM850/900 ช่วงความถี่ 824-894 MHz และ 880-960 MHz ตามลำดับ ซึ่งมีความท้าทายอย่างมากในการออกแบบสายอากาศให้สามารถติดตั้งบนอุปกรณ์สื่อสารที่มีพื้นที่จำกัดให้ยังคงรองรับการใช้งานและคงประสิทธิภาพการใช้งานที่ดีอยู่ ซึ่งส่วนที่ยากที่สุดคือการจัดวางองค์ประกอบของสายอากาศที่ความถี่ต่ำ ในที่นี้จะเน้นช่วงความถี่ 470 MHz ซึ่งมีความยาวคลื่นเมื่อเทียบกับอากาศว่าง หรือ λ_0 ที่ 64 cm ซึ่งมีขนาดใหญ่มาก เมื่อเทียบกับขนาดโดยรวมของอุปกรณ์ทั่วไปในปัจจุบัน

ดังนั้นในงานวิจัยฉบับนี้จึงได้นำเสนอแนวทางการออกแบบสายอากาศลดขนาดและนำเสนอ โดยมุ่งเน้นไปที่การประยุกต์ใช้งานกับโทรศัพท์มือถือ ดังในเอกสารอ้างอิงที่ [2] ได้นำเสนอวิธีการลดขนาดสายอากาศโดยการปรับห้วงโลหะเพื่อทำให้เกิดการตอบสนองช่วงความถี่กว้างสำหรับการใช้งาน DVB-H ในขณะที่ห้วงโลหะจะทำหน้าที่ปรับความถี่วิทยุ ที่มีความต้านทางสูงที่ระยะ $\lambda_0/4$ จากจุดป้อนสัญญาณ ในเอกสาร [2] นำเสนอสายอากาศแบบ 4 พอร์ต โดยสามารถใช้งานได้ทั้งหมด 9 ช่วงความถี่สำหรับการใช้งานโทรศัพท์มือถือ อย่างไรก็ตามในขั้นตอนของการติดตั้งสายอากาศกับโทรศัพท์มือถือนั้น ยังคงต้องคำนึงถึงเรื่องของการแมทช์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศโดยใช้วงจรแมทช์เข้ามาช่วยในการออกแบบ แต่เนื่องจากการออกแบบที่ซับซ้อน และยังคงมีค่าใช้จ่ายในการสร้างสูง [3] ในเอกสาร [4]-[6] สายอากาศใช้หลักการปรับความถี่ด้วยการป้อนแรงดันกระแสตรงเข้าไปที่แอคทีฟคอมโพเนนท์ ซึ่งสายอากาศสามารถรองรับการใช้งานช่วงความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการได้ทั้งหมดทุกย่านความถี่ ถึงกระนั้นการที่ต้องมีวงจรปรับค่าแรงดันกระแสตรงนั้นยังส่งผลให้สายอากาศมี

อัตราขยายต่ำอันเนื่องมาจากอัตราสูญเสียจากแอคทีฟคอมโพเนนท์นั่นเอง ในเอกสาร [7] นำเสนอวิธีการปรับปรุงคุณสมบัติของสายอากาศโดยการต่อขยายส่วนของเส้นป้อนสัญญาณบริเวณด้านบนของระนาบกราวด์ และปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ในองค์ประกอบอื่น ๆ แต่ถึงกระนั้นสายอากาศก็รองรับการใช้งานได้เพียง DVB-H เท่านั้น จาก [8] สายอากาศสำหรับ DVB-H ได้ใช้วิธีการส่งผ่านพลังงานด้วยการเหนี่ยวนำสัญญาณด้วยองค์ประกอบแบบพื้นรูปแบบของโทรศัพท์แบบพับ ซึ่งสายอากาศนั้นใช้แกนกลางของโทรศัพท์มือถือเป็นจุดหมุน โดยใช้วัสดุฐานรองเป็นเฟอร์ไรต์เพียงเท่านั้น ก็เพียงพอที่จะทำให้สามารถใช้งานในย่านความถี่ DVB-H (468–719 MHz) ได้อย่างครอบคลุม จาก [9] สายอากาศสามารถรองรับการใช้งานช่วงความถี่ที่กว้างมาก คือรองรับการใช้งานในระบบ LTE 13 (746–787 MHz) รวมทั้งระบบ GSM850 (824–894 MHz) และระบบ GSM900 (880–960 MHz) แต่อย่างไรก็ดีสายอากาศเองยังไม่สามารถใช้งานได้ในระบบ DVB-H (470 MHz) โดยในทางทฤษฎีนั้นสายอากาศควรที่จะมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่น้อยถึงน้อยที่สุด แต่อย่างไรก็ตาม อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาที่ $|S_{11}| < -10$ dB นั้นเป็นสิ่งที่ยาก สำหรับสายอากาศขนาดเล็ก จาก [10] เมื่ออ้างอิงสายอากาศที่ได้ทำการศึกษามาก่อนแล้วนั้น ส่วนใหญ่จะยอมรับการพิจารณาค่า $|S_{11}| < -4.5$ dB และจาก [1] [3]-[4] [7]-[10] โดยทั่วไปแล้วอุปกรณ์เคลื่อนที่และโทรศัพท์มือถือที่มีขนาดเล็กนั้นยอมรับค่า $|S_{11}| < -6$ dB และจาก [11] ทางผู้เขียนได้นำเสนอสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบ Meander Line สำหรับใช้งานระบบสื่อสารไร้สายหลายย่านความถี่โดยใช้เส้นสตริปปรินต์และเส้นป้อนสัญญาณข้างเคียงสามารถรองรับการใช้งานที่ย่านความถี่กว้างมากถึง 101.7% จาก 440 MHz ถึง 1350 MHz เมื่อพิจารณาที่ค่า $|S_{11}| < -3$ dB ซึ่งสามารถรองรับการใช้งานได้ทั้งระบบ DVB-H/LTE13/GSM850/900 ได้อย่างครบถ้วน แต่ถึงอย่างไรก็ตามขนาดทางกายภาพของสายอากาศก็ยังคงมีขนาดใหญ่ (65 mm × 44 mm) ซึ่งไม่รองรับการติดตั้งในอุปกรณ์เคลื่อนที่ขนาดเล็ก

ในกรณีที่ต้องการคงค่าความสามารถในการรองรับการใช้งานในย่านความถี่กว้างในขณะที่มีขนาดเล็ก กระทั่งรัด เพราะฉะนั้นการลดขนาดสายอากาศจึงเป็นสิ่งที่มีความสำคัญอย่างยิ่งสำหรับการพัฒนาขีดความสามารถของการประยุกต์ใช้งานกับอุปกรณ์เคลื่อนที่ขนาดเล็ก จากการศึกษาวิจัยที่มีมาก่อนหน้านั้นพบว่า การนำวัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็กมาใช้งาน อ้างอิงจาก [12]–[19] จะเห็นได้ว่าสามารถลดขนาดโดยรวมของสายอากาศได้ ในขณะที่สามารถรองรับการใช้งานที่ย่านความถี่กว้างโดยการพิจารณาค่าสภาพยอมไฟฟ้าและค่าสภาพซึมซาบแม่เหล็ก จาก [12] แบนวิธซ์ของสายอากาศที่มีค่าความหนา t บนวัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็กสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.1)

$$BW = \frac{96\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \times \frac{t}{\lambda_0}}{\sqrt{2}(4 + 17\sqrt{\mu\varepsilon})} \quad (2.1)$$

จากสมการที่ 2.1 ค่าตัวแปรที่มีผลกระทบกับการลดขนาดของสายอากาศนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าแฟคเตอร์หลักคือ ϵ และ μ ซึ่งเป็นค่าสภาพยอมไฟฟ้าและค่าสภาพความซึมซาบแม่เหล็กของวัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก ทำให้ได้สมการของค่าความยาวคลื่นเรโซแนนซ์ดังสมการที่ (2.2)

$$\lambda_{\text{resonant}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.2)$$

เมื่อ λ_0 คือความยาวคลื่นที่อากาศว่าง โดยสามารถเพิ่มอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ของสายอากาศจากสมการที่ (2.3)

$$\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}, (\mu > \epsilon) \quad (2.3)$$

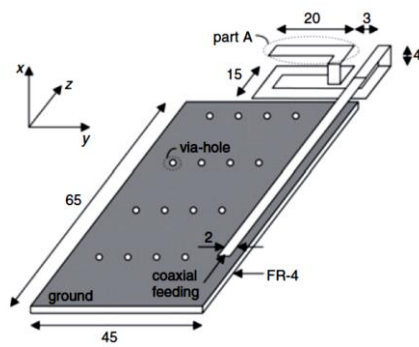
โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ความสำคัญของงานวิจัยฉบับนี้คือการนำเสนอการลดขนาดสายอากาศโดยใช้ Meander Line ทำงานร่วมกับวัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก พบว่าสามารถลดขนาดโดยรวมของสายอากาศได้ โดยมีขนาดทางกายภาพที่ $10 \text{ mm} \times 25 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$ และมีขนาดทางไฟฟ้าที่ $0.015\lambda \times 0.039\lambda \times 0.0015\lambda$ ที่ความถี่ 470 MHz และสายอากาศสามารถรองรับการใช้งานที่ $|S_{11}| < -6 \text{ dB}$ ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 467-1012 MHz ซึ่งสามารถครอบคลุมในการใช้งานทั้งช่วงความถี่ระบบ DVB-H (470-960 MHz) ด้วยค่าประสิทธิภาพการแผ่พลังงานเท่ากับ 90% รวมทั้งยังสามารถรองรับการใช้งานในย่านความถี่ LTE13/GSM850/900 ได้อีกด้วย

2.3 การศึกษางานวิจัยที่มีมาก่อน

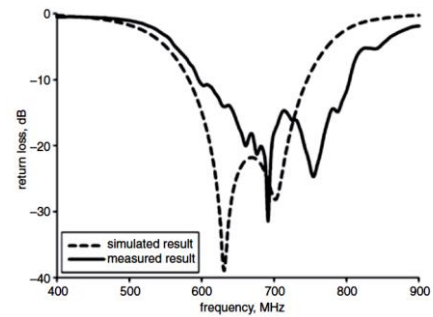
หัวข้อนี้จะเป็นการศึกษางานวิจัยสายอากาศสำหรับโทรศัพท์ระบบดิจิตอล DVB-H (470-960 MHz) และระบบโทรศัพท์มือถือ LTE13/GSM850/900 รูปแบบต่าง ๆ สำหรับใช้เป็นแนวทางในการออกแบบสายอากาศของงานวิจัยฉบับนี้ โดยมุ่งเน้นที่สายอากาศภาครับที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัว เพื่อพัฒนาให้เหมาะสมสำหรับการประยุกต์สายอากาศมือถือ โดยนำเอาโครงสร้างของสายอากาศที่ได้จากการศึกษามาประยุกต์ใช้ในการออกแบบ รวมถึงทำการศึกษาทฤษฎีพื้นฐานของสายอากาศ

2.3.1 งานวิจัยสายอากาศโทรศัพท์ระบบดิจิตอลที่มีมาก่อน

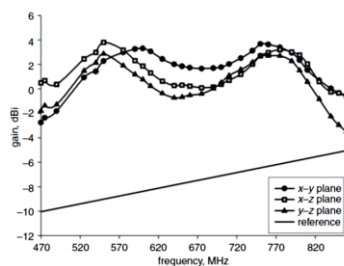
งานวิจัยอ้างอิงที่ [7] ซึ่งเป็นผลงานของ D.H. Choi และคณะ ในปี ค.ศ. 2006 โดยมีโครงสร้างของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 2.1(ก) มีขนาดทางกายภาพ $25 \text{ mm} \times 15 \text{ mm} \times 4 \text{ mm}$ ย่านความถี่ใช้งานตั้งแต่ 470-702 MHz ให้ผลการจำลองและผลการทดสอบคุณลักษณะของค่า $|S_{11}|$ แสดงไว้ดังรูปที่ 2.1(ข) มีอัตราขยาย สูงสุด -3 dBi แสดงดังรูปที่ 2.1(ค) และมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบ xy xz และ yz ดังรูปที่ 2.1(ง)



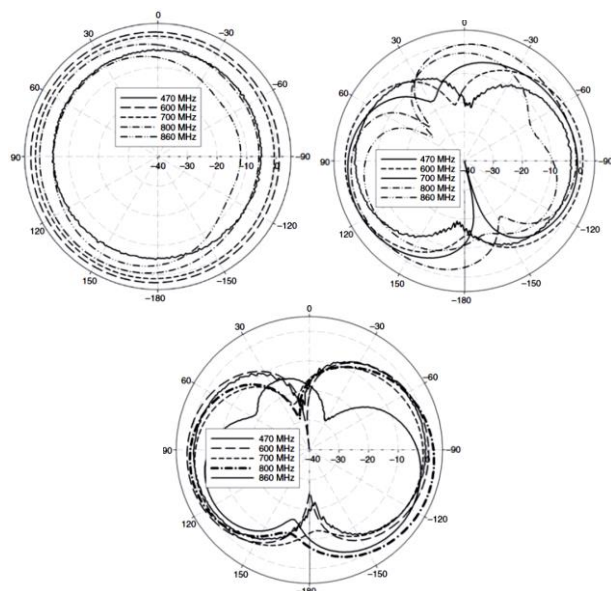
(ก) โครงสร้างของสายอากาศ



(ข) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ



(ค) อัตราขยาย

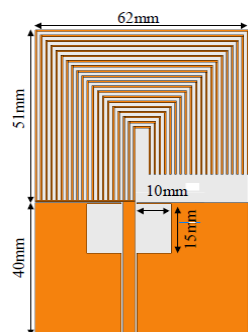


(ง) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

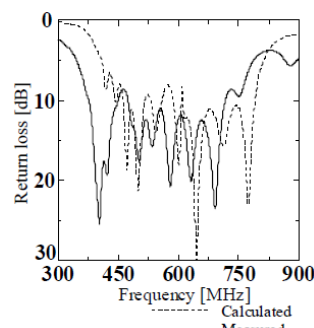
รูปที่ 2.1 สายอากาศแบบโนโพลสำหรับรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอล

งานวิจัยอ้างอิงที่ [8] ของ H. Rhyu และคณะ ในปี ค.ศ. 2009 มีโครงสร้างของสายอากาศ แสดงดังรูปที่ 2.2(ก) มีขนาดทางกายภาพ 50 mm × 5 mm × 2 mm สามารถใช้งานได้ตั้งแต่ 468-719 MHz ดังรูปที่ 2.2(ข) มีอัตราขยายสูงสุด -7 dBi ตามรูปที่ 2.2(ค) และมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบรอบทิศทาง แสดงดังรูปที่ 2.2(ง)

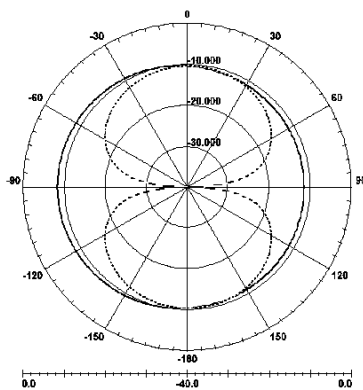
งานวิจัยอ้างอิงที่ [14] เป็นผลงานของ S. Kashiara และคณะ ตีพิมพ์ในปี ค.ศ. 2009 ดังรูปที่ 2.5 (ก) สายอากาศมีขนาดทางกายภาพ 91 mm × 62 mm × 1.6 mm ใช้งานที่ย่านความถี่ตั้งแต่ 440 MHz ถึง 770 MHz ให้ผลการจำลองและผลการทดสอบของค่า $|S_{11}|$ แสดงไว้ดังรูปที่ 2.5 (ข) และมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบรอบทิศทาง ดังรูปที่ 2.5 (ค)



(ก) โครงสร้างของสายอากาศ



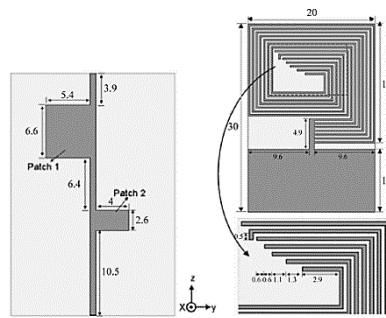
(ข) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ



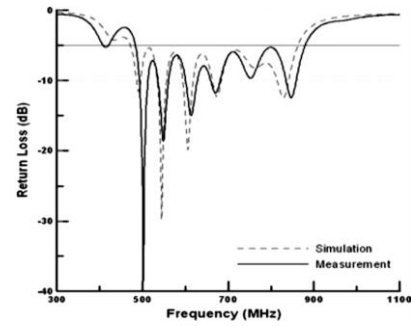
(ค) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

รูปที่ 2.5 สายอากาศโมโนโพลรูปอักษรตัวเจสำหรับโทรทัศน์ระบบดิจิตอลภาคพื้นดินที่ย่านความถี่ยูเอชเอฟ

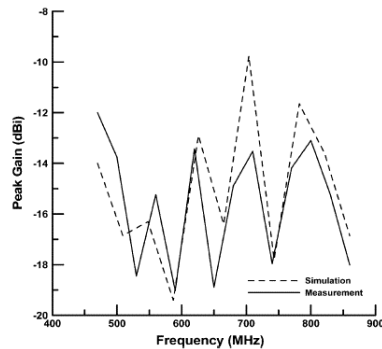
งานวิจัยอ้างอิงที่ [15] ซึ่งเป็นผลงานของ D.-B. Lin และคณะ ในปี ค.ศ. 2010 โดยแสดงโครงสร้างของสายอากาศดังรูปที่ 2.6 (ก) มีขนาดทางกายภาพ 30 mm × 20 mm × 0.4 mm ย่านความถี่ใช้งานตั้งแต่ 470 MHz ถึง 862 MHz ให้ผลการจำลองและผลการทดสอบค่า $|S_{11}|$ แสดงไว้ดังรูปที่ 2.6 (ข) มีอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ -12 dBi ดังแสดงในรูปที่ 2.6 (ค) และมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบรอบทิศทาง ในระนาบ xy xz และ yz ดังรูปที่ 2.6 (ง)



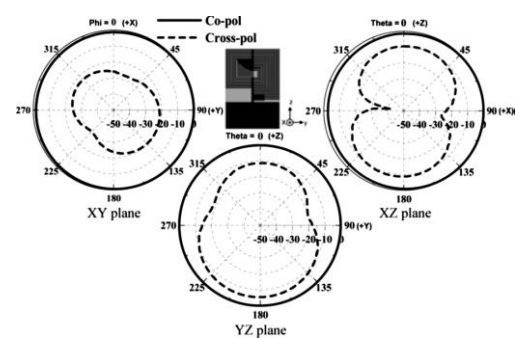
(ก) โครงสร้างของสายอากาศ



(ข) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ



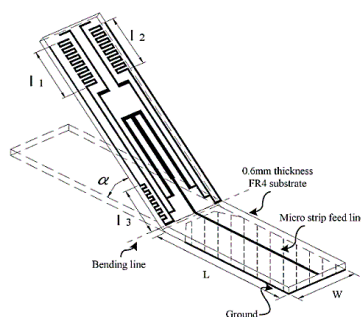
(ค) อัตราขยาย



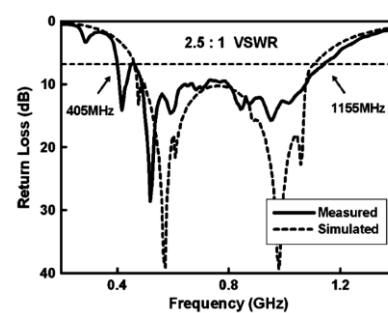
(ง) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

รูปที่ 2.6 สายอากาศแบบเกลียว สำหรับรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอล

งานวิจัยอ้างอิงที่ [16] ของ C.-K. Hsu และคณะ ในปี ค.ศ. 2010 โดยสายอากาศถูกแสดงได้ดังรูปที่ 2.7(ก) มีขนาดทางกายภาพ $165 \text{ mm} \times 60 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$ ตอบสนองย่านความถี่ใช้งานตั้งแต่ 470-860 MHz สำหรับรับสัญญาณระบบดิจิตอลทีวี และที่ความถี่ 860-1142 MHz สำหรับสื่อสารระบบ GSM โดยแสดงการเปรียบเทียบผลการจำลองและผลการทดสอบคุณลักษณะของอัตราส่วนคลื่นนิ่ง แสดงดังรูปที่ 2.7(ข) มีอัตราขยายสูงสุดที่ 2.35 dBi และ 2.25 dBi ตามรูปที่ 2.7(ค) และมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบรอบทิศทาง ดังรูปที่ 2.7(ง)

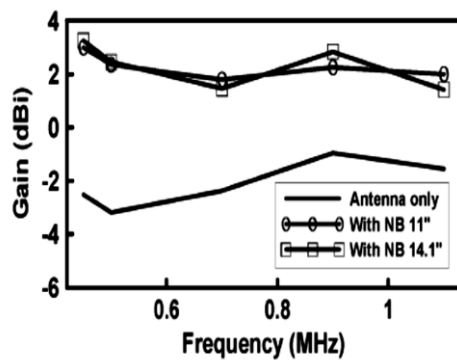


(ก) โครงสร้างของสายอากาศ

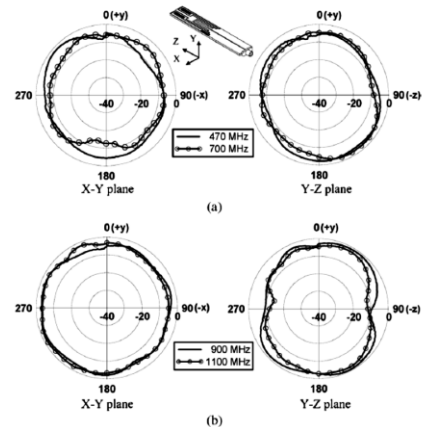


(ข) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ

รูปที่ 2.7 สายอากาศแบบโมโนโพลรูปร่างลอนคลื่นสำหรับประยุกต์ใช้งานแบบยูเอสบีสำหรับรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอล



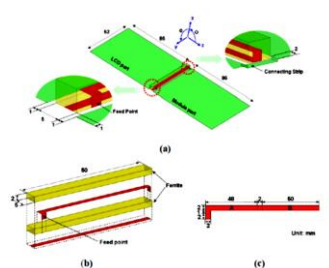
(ค) อัตราขยายสายอากาศ



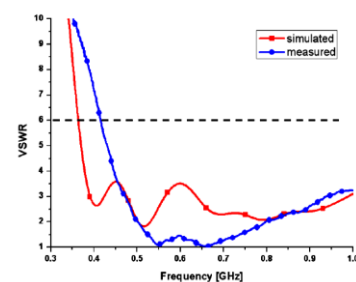
(ง) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

รูปที่ 2.7 สายอากาศแบบโมโนโพลสำหรับประยุกต์ใช้งานแบบยูเอสบีสำหรับรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอล (ต่อ)

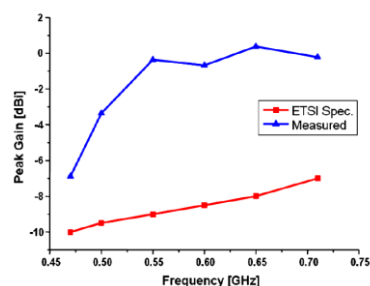
งานวิจัยอ้างอิงที่ [17] ของ Chang-Hyun Park และคณะ ในปี ค.ศ. 2008 มีโครงสร้างของสายอากาศแบบแผ่นพาดังรูปที่ 2.8(ก) มีขนาดทางกายภาพ 50 mm × 5 mm × 2 mm ใช้งานในย่านความถี่ตั้งแต่ 470-710 MHz โดยผลเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลการทดสอบคุณลักษณะของอัตราส่วนคลื่นนิ่ง แสดงดังรูปที่ 2.8(ข) มีอัตราขยายสูงสุด 0.38 dBi โดยประมาณตามรูปที่ 2.8(ค) และมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบรอบทิศทาง แสดงดังรูปที่ 2.8(ง)



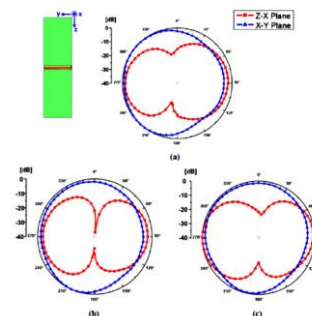
(ก) โครงสร้างของสายอากาศ



(ข) VSWR



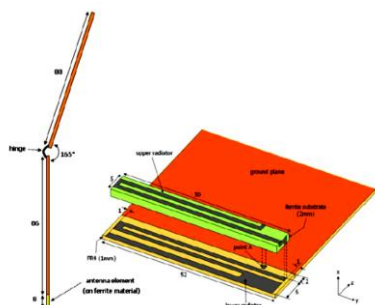
(ค) อัตราขยายสูงสุด



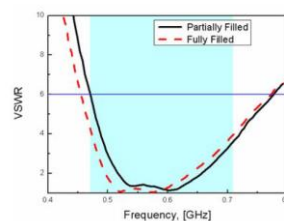
(ง) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

รูปที่ 2.8 สายอากาศสำหรับโทรศัพท์เคลื่อนที่ โดยใช้วัสดุฐานรองเป็นเฟอร์ไรต์สำหรับรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอล

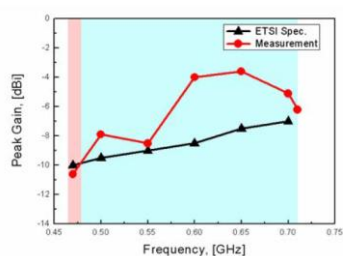
งานวิจัยอ้างอิงที่ [18] ของ Byeongkwan Kim และคณะ ในปี ค.ศ. 2009 โดยแสดงโครงสร้างของสายอากาศดังรูปที่ 2.9(ก) มีขนาดทางกายภาพ 50 mm × 8 mm × 2 mm สามารถใช้งานได้ตั้งแต่ 470-710 MHz โดยผลเปรียบเทียบกับระหว่างผลการจำลองและผลการทดสอบคุณลักษณะของอัตราส่วนคลื่นนิ่ง แสดงดังรูปที่ 2.9(ข) มีอัตราขยายสูงสุด -7 dBi ตามรูปที่ 2.9(ค) และมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบรอบทิศทาง ตามรูปที่ 2.9(ง)



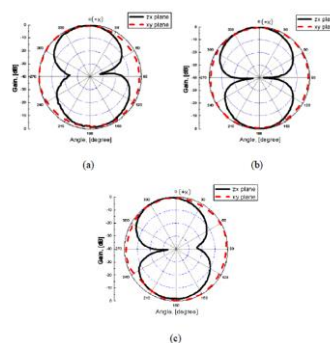
(ก) โครงสร้างของสายอากาศ



(ข) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ



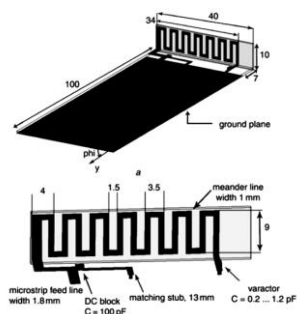
(ค) อัตราขยาย



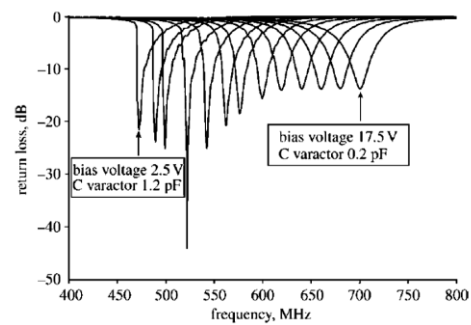
(ง) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

รูปที่ 2.9 สายอากาศขนาดเล็กใช้วัสดุเฟอร์ไรต์สำหรับรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอลในโทรศัพท์เคลื่อนที่

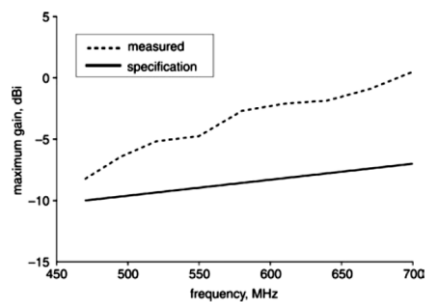
งานวิจัยอ้างอิงที่ [19] ของ M. Komulainen และคณะ ในปี ค.ศ. 2007 โดยสายอากาศถูกแสดงดังรูปที่ 2.10(ก) มีขนาดทางกายภาพ 34 mm × 0.8 mm × 10 mm ย่านความถี่ใช้งานตั้งแต่ 470 MHz ถึง 702 MHz ให้ผลการจำลองและผลการทดสอบคุณลักษณะของค่า $|S_{11}|$ แสดงไว้ดังรูปที่ 2.10(ข) มีอัตราขยายสูงสุด -8.5 dBi ที่ความถี่ 470 MHz และ 0.5 dBi ความถี่ 702 MHz แสดงดังรูปที่ 2.10(ค) และมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบรอบทิศทาง ในระนาบ xy xz ดังรูปที่ 2.10(ง)



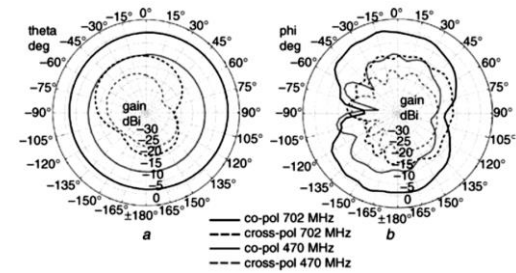
(ก) โครงสร้างของสายอากาศ



(ข) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ



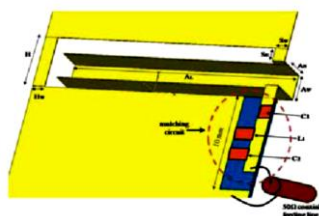
(ค) อัตราขยาย



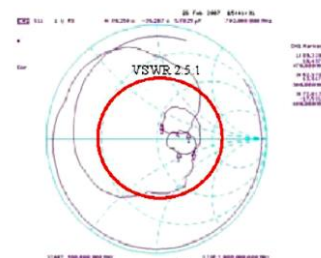
(ง) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

รูปที่ 2.10 สายอากาศแบบโมโนโพลโดยใช้ตัวแปรและการชดเชยสำหรับรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัล

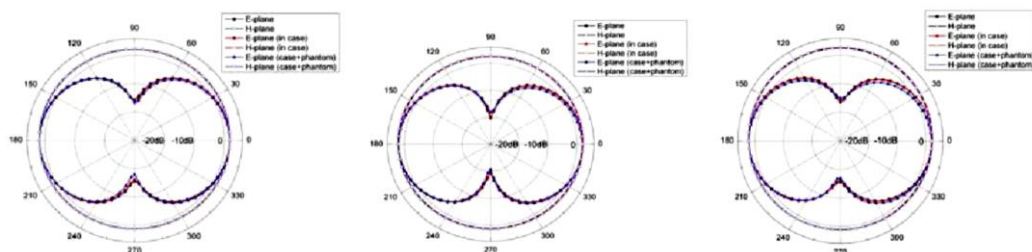
งานวิจัยอ้างอิงที่ [20] ของ Jung-Nam Lee และคณะ ในปี ค.ศ. 2007 แสดงโครงสร้างของสายอากาศดังรูปที่ 2.11(ก) มีขนาดทางกายภาพ 100 mm × 44 mm ย่านความถี่ใช้งานตั้งแต่ 470-702 MHz ผลโดยใช้วงจรแมตซ์ซึ่งแสดงไว้ดังรูปที่ 2.11(ข) และมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบรอบทิศทาง ดังรูปที่ 2.11(ค)



(ก) โครงสร้างของสายอากาศ



(ข) ผลของการวัดและวงจรแมตซ์



(ค) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

รูปที่ 2.11 สายอากาศโทรทัศน์ระบบดิจิตอลโดยใช้วงจรแมตซิ่ง

ตารางที่ 2.2 สรุปคุณสมบัติของสายอากาศโทรทัศน์ระบบดิจิตอลของผลงานวิจัยที่มีมาก่อน

ผลงานวิจัย ที่มีมาก่อน	ขนาดของ สายอากาศ (mm)	ช่วงความถี่ใช้งาน (MHz)	แบบรูปการ แพร่กระจาย คลื่น	อัตรา ขยาย (dBi)
[7]	114 × 25 × 3	459 ถึง 891	รอบทิศทาง	1.5 ถึง 2.1
[8]	91 × 62 × 1.6	440 ถึง 770	รอบทิศทาง	-
[11]	30 × 20 × 0.4	470 ถึง 862	รอบทิศทาง	-12
[13]	165 × 60 × 20	470 ถึง 860	รอบทิศทาง	2.35
[14]	50 × 5 × 2	470 ถึง 710	รอบทิศทาง	-6.9 ถึง 0.38
[15]	50 × 5 × 2	468 ถึง 719	รอบทิศทาง	-10 ถึง -7
[16]	50 × 8 × 2	470 ถึง 710	รอบทิศทาง	-10 ถึง -7
[17]	25 × 15 × 4	470 ถึง 702	รอบทิศทาง	-3
[18]	34 × 0.8 × 10	470 ถึง 702	รอบทิศทาง	-8.5 ถึง 0.5
[19]	100 × 44	470 ถึง 860	รอบทิศทาง	2.1 ถึง 2.8

เมื่ออ้างอิงการศึกษางานวิจัยสายอากาศโทรทัศน์ระบบดิจิตอล [7-8]-[11-20] พบว่าเป็นการออกแบบสายอากาศรอบทิศทาง ซึ่งสายอากาศสามารถทำงานครอบคลุมความถี่ใช้งานตามระบบ DVB-T2 และเป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างขนาดเล็ก มีแบนด์วิดท์กว้าง และมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นรอบทิศทาง โดยอาศัยเทคนิคต่าง ๆ อาทิเช่น Meander Line การเพิ่มวงจรแมตซิ่ง ในการออกแบบสายอากาศข้างต้น

2.4 สรุป

บทนี้ได้นำเสนอปัญหาที่มาของงานวิจัย งานวิจัยที่เกี่ยวข้องที่มีมาก่อน การออกแบบสายอากาศที่ใช้งานกับระบบ DVB-H/LTE13/GSM850/900 ซึ่งจำเป็นต้องมีย่านความถี่ใช้งานตั้งแต่ 467-960 MHz โดยงานวิจัยนี้ มุ่งเน้นการออกแบบสายอากาศแบบพกพาที่มีแบนด์วิดท์กว้าง ขนาดเล็ก

บทที่ 3

การประยุกต์ใช้วัสดุฐานรองแม่เหล็กประติษฐ์กับสายอากาศ

3.1 บทนำ

อุปกรณ์สื่อสารไร้สายเคลื่อนที่ในปัจจุบัน เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์แบบพกพา โทรศัพท์มือถือ ซึ่งบางลง มีความกะทัดรัด รองรับฟังก์ชันการทำงานได้มากขึ้น ดังนั้นสายอากาศภายในก็ต้องพัฒนาตามให้มีขนาดเล็กลง รองรับการทำงานได้มากขึ้นเช่นกัน ในบทนี้จะนำเสนอวิธีการลดขนาดสายอากาศโดยใช้วัสดุฐานรองแม่เหล็กประติษฐ์ หรือ Magneto Dielectric Substrate

3.2 วัสดุฐานรองแม่เหล็กประติษฐ์ (Magneto Dielectric Substrate)

วัสดุฐานรองแม่เหล็กประติษฐ์ เป็นวัสดุที่ไม่มีอยู่ในธรรมชาติ ได้จากการสังเคราะห์ขึ้นมา พาราไมเตอร์ที่สำคัญที่มีผลต่อการลดขนาดของสายอากาศคือ ค่าสภาพยอมไฟฟ้ากับค่าสภาพซึมซาบแม่เหล็ก ซึ่งมีงานวิจัยที่เกี่ยวข้องที่ใช้วัสดุฐานรองแม่เหล็กประติษฐ์ [21-33] ซึ่งค่าสภาพยอมไฟฟ้ากับค่าสภาพซึมซาบแม่เหล็กของ MD สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.1) และ (3.2)

$$\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (3.1)$$

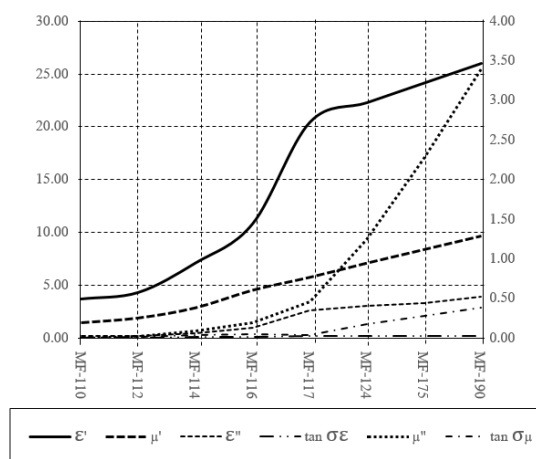
$$\mu_r = \mu' - j\mu'' \quad (3.2)$$

โดยงานวิจัยฉบับนี้ใช้วัสดุฐานรอง Eccosorb MF-124 เป็นวัสดุ MD ซึ่งได้แสดงค่าคุณลักษณะเฉพาะตัวของวัสดุฐานรองที่ใช้ คือค่าสภาพยอมไฟฟ้า ค่าสภาพซึมซาบแม่เหล็ก ทั้งส่วนของค่าจริงและค่าจินตภาพ จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio Suite [38] โดยวัสดุฐานรองหรือ MD ชนิด Eccosorb MF-124 มีค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์ (ϵ_r) และสภาพซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ในช่วงความถี่ใช้งาน (μ_r) เท่ากับ $22.25 - j0.4$ และ $7.05 - j1.24$ ตามลำดับ

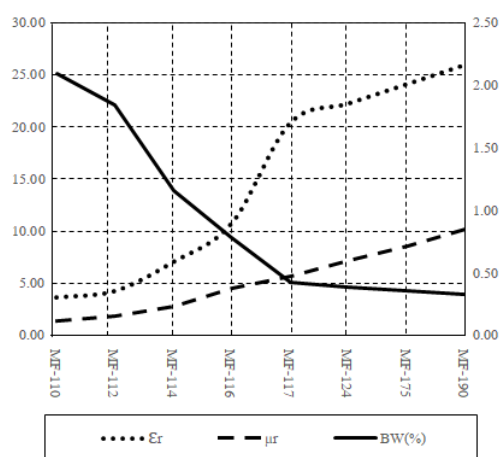
เมื่อพิจารณาคุณลักษณะของวัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็กต่างชนิดกันสามารถเปรียบเทียบค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์และค่าสภาพยอมแม่เหล็กสัมพัทธ์จากวัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็กยี่ห้อ Eccosorb รุ่น MF-110 MF-112 MF-114 MF-116 MF-117 MF-124 MF-175 และ MF-190 อ้างอิงสมการที่ 3.1-3.2 สามารถเปรียบเทียบคุณลักษณะได้ดังตารางที่ 3.1 จากค่าคุณลักษณะของวัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก ในตารางที่ 3.1 สามารถคำนวณหาแบนด์วิธเพื่อเปรียบเทียบกับวัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็กชนิดต่าง ๆ ได้ดังรูปที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ตารางคุณลักษณะของวัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็กชนิดต่างๆ

วัสดุ ไดอิเล็ก ตริก แม่เหล็ก	คุณลักษณะ								
	ϵ'	ϵ''	$\tan \sigma_\epsilon$	μ'	μ''	$\tan \sigma_\mu$	ϵ_r	μ_r	BW (%)
MF-110	3.71	0.02	0.01	1.41	0.00	0.00	3.71	1.41	92.74
MF-112	4.33	0.03	0.01	1.86	0.02	0.01	4.33	1.86	98.58
MF-114	7.11	0.06	0.01	2.82	0.09	0.03	7.11	2.82	94.76
MF-116	10.82	0.13	0.01	4.49	0.19	0.05	10.82	4.49	96.91
MF-117	20.40	0.35	0.02	5.70	0.46	0.03	20.40	5.72	79.66
MF-124	22.25	0.40	0.02	7.05	1.24	0.18	22.25	7.16	85.30
MF-175	24.10	0.43	0.02	8.33	2.27	0.28	24.11	8.63	90.01
MF-190	25.96	0.52	0.02	9.61	3.40	0.39	25.96	10.20	94.26



(ก) เปรียบเทียบคุณลักษณะของวัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็กชนิดต่าง ๆ



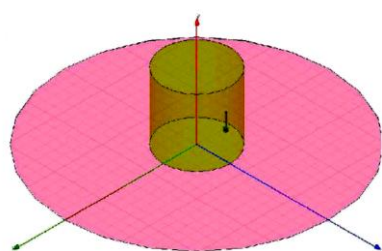
(ข) เปรียบเทียบคุณลักษณะของวัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็กชนิดต่าง ๆ (เพิ่มเติม)

รูปที่ 3.1 ค่าเฉลี่ยของคุณลักษณะสภาพความยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์และค่าสภาพซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ของวัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็กชนิดต่าง ๆ

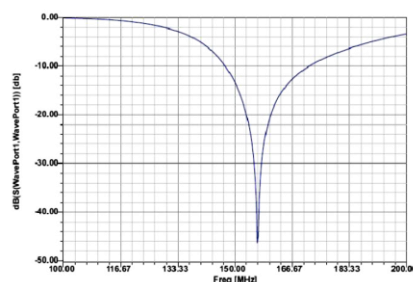
3.3 การศึกษาวิธีในการลดขนาดของสายอากาศ

จากงานวิจัยอ้างอิงของ R. Hansen และ M. Burke [12] ทำการศึกษาสมรรถนะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ประสิทธิภาพ อัตราขยาย และแบนด์วิดท์ของสายอากาศขนาดเล็ก โดยใช้ไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก (Magneto-Dielectric) ไดอิเล็กตริก (Dielectric) อภิวัด (Metamaterial) และ เรโซเนเตอร์แบบวงแหวนแยก (CSSR) การศึกษาทั้งขนาดทางกายภาพ ขนาดทางไฟฟ้า และความถี่ วิธีที่ถูกนำมาใช้ คือ การใช้ไดอิเล็กตริกที่มีค่าสภาพความยอมทางไฟฟ้าสูง (high permittivity : ϵ) เพื่อลดความยาวของท่อนำคลื่นและขนาดโดยรวมของสายอากาศ แต่วิธีนี้มีแนวโน้มที่ส่งผลให้เกิดข้อเสียตามมาคือทำให้ขนาดแบนด์วิดท์ของสายอากาศลดลง จึงมีการนำไดอิเล็กตริกแม่เหล็กซึ่งมีโครงสร้างเป็นแม่เหล็กประดิษฐ์หรืออภิวัด เช่น เรโซเนเตอร์แบบวงแหวนแยก (Split ring resonators : SSRs) นำมาเพื่อลดขนาดของสายอากาศและการปรับปรุงคุณภาพของแบนด์วิดท์

ไดอิเล็กตริกเรโซเนเตอร์ถูกค้นพบสำหรับการประยุกต์ใช้งานในสายอากาศซึ่งข้อดีของสายอากาศแบบนี้ คือขนาดเล็ก โครงสร้างไม่ซับซ้อน สายอากาศดังกล่าวทำจากวัสดุไดอิเล็กตริกที่มีค่าความสูญเสียต่ำ พบว่ามีประสิทธิภาพในการแพร่กระจายคลื่นสูง แบนด์วิดท์แคบ รูปที่ 3.2 แสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่ใช้วัสดุไดอิเล็กตริก ที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ($\epsilon_r = 10$ และ $\mu_r = 1$)



(ก) สายอากาศที่ใช้วัสดุไดอิเล็กตริก



(ข) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ

รูปที่ 3.2 โครงสร้างของสายอากาศที่ใช้วัสดุไดอิเล็กตริก

จากรูปที่ 3.2 ขนาดของสายอากาศไดอิเล็กตริกรูปทรงกระบอกมี 216 mm ความสูง 433 mm และมีรัศมีของระนาบกราวด์ 846 mm จากการเพิ่มค่าคงที่ไดอิเล็กตริกขณะที่ความถี่เรโซแนนซ์ต่ำสุดมีค่าคงที่ทำให้สามารถลดขนาดของสายอากาศได้ อย่างไรก็ตามสมรรถนะแบนด์วิดท์และอัตราขยายของสายอากาศจะลดลง ซึ่งหมายถึงค่า Q-Factor ของสายอากาศมีค่าเพิ่มขึ้นดัง

ตาราง 3.1 เมื่อ ϵ มีค่าเพิ่มขึ้นขณะที่ค่าสภาพซึมซาบแม่เหล็กและระนาบกราวด์มีค่าคงที่ ทำให้ค่า Q-Factor มีค่าสูงขึ้นส่งผลให้แบนด์วิดท์และอัตราขยายของสายอากาศลดลง ขณะเดียวกันเมื่อพิจารณา $\epsilon = 10$ พบว่าค่า Q-factor มีค่าต่ำทำให้ค่าแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้น

ตารางที่ 3.1 แสดงการเปรียบเทียบพารามิเตอร์ของสายอากาศไดอิเล็กตริกเรโซเนเตอร์กับความแตกต่างของค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (แทนเจนต์การสูญเสีย $\tan \delta = 0.001$)

Dielectric Constant (ϵ_r)	Freq. (MHz)	Antenna Radius (mm)	Q-Factor	Fractal Bandwidth (%)	Directivity (dB)	Gain (dB)	Eff. (%)
10	156.48	950.37	1.6	15.66	7.27	7.53	100
30	157.08	561.73	6.5	3.82	6.13	6.18	100
100	160.97	312.17	40.3	0.62	4.27	3.82	90.10
300	159.77	186.04	208.3	0.02	2.79	-0.41	47.79
1000	159.77	102.86	1,250	-	2.43	-7.10	11.13

3.3.1 สายอากาศที่ใช้วัสดุไดอิเล็กตริก-แม่เหล็ก (Magneto-Dielectric loaded antennas)

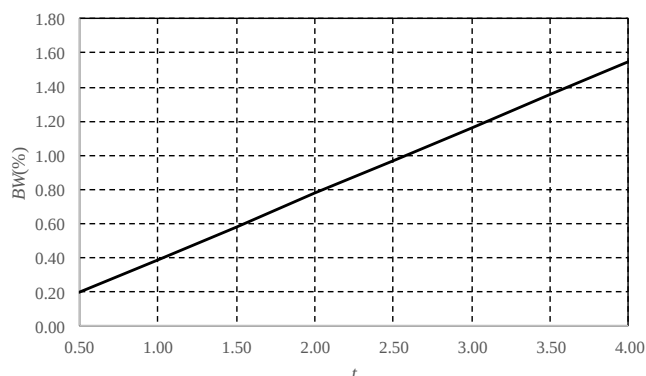
งานวิจัยของ Hansen and Burke [12] แสดงความกว้างของแบนด์วิดท์ของสายอากาศที่ใช้วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก ที่มีความหนา t โดยประมาณ ดังนี้

$$BW = \frac{96 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r} \frac{t}{\lambda_0}}}{\sqrt{2} [4 + 17 \sqrt{\mu_r \epsilon_r}]} \quad (3.3)$$

จากสมการที่ 3.3 ค่าแฟคเตอร์การลดขนาดของสายอากาศ คือ $\sqrt{\mu_r \epsilon_r}$ ส่วนแฟคเตอร์ที่ทำให้ค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศเพิ่มขึ้น คือ μ_r / ϵ_r เมื่อ $\mu_r > \epsilon_r$ ตัวอย่างเช่นการใช้งานวัสดุฐานรองโดยใช้วัสดุ Z-type hexaferrite ซึ่งให้ค่า $\mu_r = \epsilon_r = 16$ จะสามารถสร้างสายอากาศที่มีขนาดเล็กมาก ๆ ได้ประมาณ $\lambda_0 / 32$ ที่แบนด์วิดท์ที่สมเหตุสมผล (จะมีขนาดใหญ่กว่ามากเมื่อเทียบกับการออกแบบสายอากาศโดยใช้ $\epsilon_r = 256$ และแบนด์วิดท์จะสามารถเพิ่มขึ้นได้อีกเมื่อ μ_r และ ϵ_r ที่น้อยกว่า 16

ทั้งนี้ปัจจัยที่ทำให้สายอากาศมีขนาดแบนด์วิดท์ที่กว้างขึ้น คือการเพิ่มค่าให้ μ_r มากขึ้น โดยเมื่อทำการคำนวณค่าแบนด์วิดท์จากสมการที่ 3.3 โดยการปรับความหนาของวัสดุ

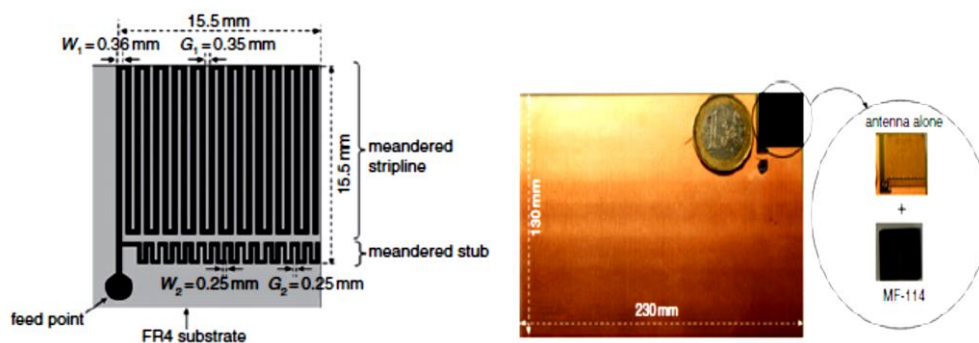
ไดอิเล็กตริกแม่เหล็กและคงที่ค่าของ $\epsilon_r = 22.25$ และ $\mu_r = 7.16$ จะได้ค่าแบนด์วิธของสายอากาศ ดังรูปที่ 3.3



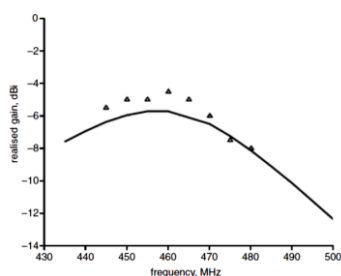
รูปที่ 3.3 แบนด์วิธของสายอากาศเมื่อทำการปรับความหนาของวัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก

3.4 งานวิจัยสายอากาศที่ใช้วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก-แม่เหล็ก

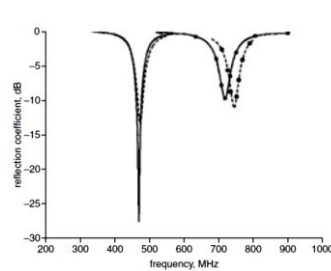
งานวิจัยอ้างอิงที่ [34] ของ C. Niamien และคณะ ในปี ค.ศ. 2011 แสดงโครงสร้างของสายอากาศดังรูปที่ 3.4 (ก) และมีขนาดทางกายภาพ 15.5 mm x 15.5 mm x 3 mm ใช้งานตั้งแต่ 470 MHz 3.4(ข) มีอัตราขยายมากที่สุด -4.5 dBi และ 3.4(ค) ค่าสูญเสียการย้อนกลับ



(ก) โครงสร้างของสายอากาศ



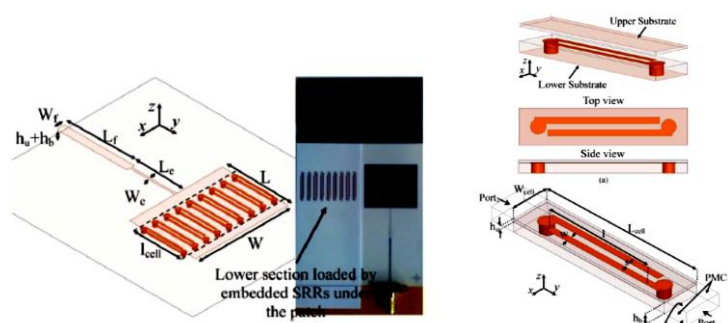
(ข) อัตราขยาย



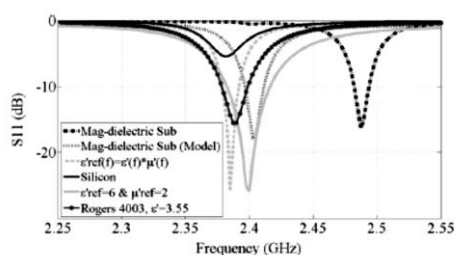
(ค) ค่าสูญเสียการย้อนกลับ

รูปที่ 3.4 สายอากาศขนาดเล็กย่านความถี่ UHF โดยใช้วัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก

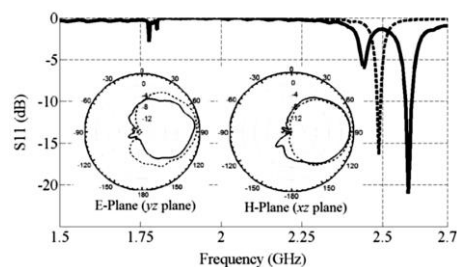
งานวิจัยอ้างอิงที่ [35] ของ Farhad Farzamai และคณะ ในปี ค.ศ. 2011 มีโครงสร้างสายอากาศดังรูป 3.5(ก) สายอากาศมีลักษณะทางกายภาพขนาด 41.5 mm x 32 mm ที่ความถี่ 2.4 GHz และมีค่า $|S_{11}|$ ดังรูป 3.5(ข) โดยมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางดังรูป 3.5(ค)



(ก) โครงสร้างของสายอากาศ



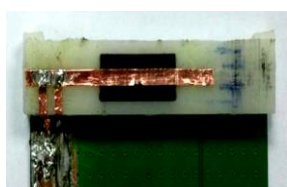
(ข) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ



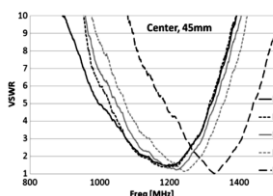
(ค) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

รูปที่ 3.5 สายอากาศไมโครสตริปขนาดเล็กโดยใช้วัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็กบางเป็นวัสดุฐานรอง

งานวิจัยอ้างอิงที่ [36] ของ Jungyub Lee และคณะ ในปี ค.ศ. 2012 โครงสร้างสายอากาศดังรูป 3.6(ก) สายอากาศมีขนาดทางกายภาพ 25 mm x 5 mm x 3 mm ที่ความถี่ 2 GHz โดยมีค่า VSWR ดังรูปที่ 3.6(ข) และรูปที่ 3.6(ค) แสดงการเปรียบเทียบแบนด์วิดท์และประสิทธิภาพของสายอากาศ



(ก) โครงสร้างของ
สายอากาศ



(ข) ค่า VSWR

	Resonant frequency (MHz)	BW (%)	Eff. (%)	ΔL (mm)	BW2 (%)	Eff.2 (%)
ϵ_r 3	1326	12.22	81.53	0	14.05	77.74
ϵ_r 13	1224	14.54	81.61	5	12.71	78.98
ϵ_r 23	1196	16.30	80.41	6	12.61	80.14
ϵ_r 39	1176	17.17	78.04	7	12.20	79.62
MD	1177	17.41	75.92	7	12.72	77.51

(ค) การเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์

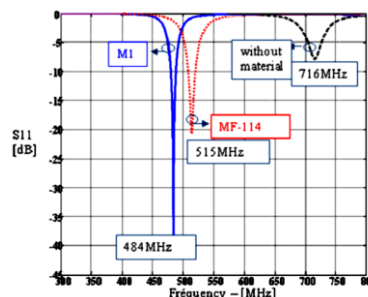
รูปที่ 3.6 การออกแบบสายอากาศขนาดเล็กสำหรับโทรศัพท์มือถือโดยใช้วัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก

งานวิจัยอ้างอิงที่ [37] ของ David Souriou และคณะ ในปี ค.ศ. 2010 มีโครงสร้างสายอากาศดังรูป 3.7(ก) สายอากาศมีขนาดทางกายภาพเท่ากับ 15 mm x 15 mm รองรับความถี่

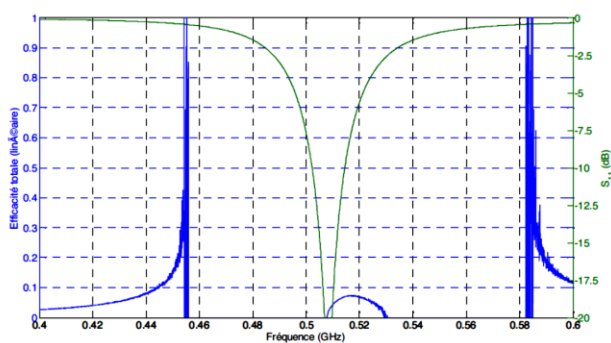
300-700 MHz มีการเปรียบเทียบค่า $|S_{11}|$ ของวัสดุตั้งรูปที่ 3.7(ข) และมีค่า $|S_{11}|$ ของสายอากาศ ดังรูปที่ 3.7(ค)



(ก) โครงสร้างของสายอากาศ



(ข) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ



(ค) ค่าการสูญเสียย้อนกลับและประสิทธิภาพ

รูปที่ 3.7 สายอากาศขนาดเล็กและวัสดุนาโนเฟอร์ไรท์วัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก MF114

โดยงานวิจัย [34] นั้นออกแบบสายอากาศขนาดเล็ก ใช้วัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็กร่วมกับ การขดลวดเป็นวัสดุฐานรอง และมีระนาบกราวด์ทำให้สายอากาศมีขนาดลดลงถึง 10 เท่า และมีแบนด์วิดท์ 15 MHz และมีค่าอัตราขยายสายอากาศเท่ากับ -4.5 dBi ส่วนงานวิจัย [35] นั้นออกแบบโดยใช้วัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็กเป็นวัสดุฐานรองจุดประสงค์เพื่อให้โครงสร้างของสายอากาศมีขนาดเล็ก ใช้งานความถี่ 2.4 GHz มีการแพร่กระจายคลื่นและอัตราขยายสายอากาศดีกว่าการใช้ไดอิเล็กตริกเป็นวัสดุฐานรอง ส่วนงานวิจัย [36] เป็นการนำวัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็กมาใช้งานกับสายอากาศเกิน 2 GHz ค่า $\tan \delta$ ได้ถูกนำมาพัฒนาและประยุกต์ใช้งานสำหรับสายอากาศแบบมีอัตรารับหลายย่านความถี่ และมีแบนด์วิดท์ที่ดี และงานวิจัย [37] แสดงถึงการใช้วัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็กเพื่อเพิ่มสมรรถนะที่ย่านความถี่ UHF ซึ่งค่าสูญเสียของวัสดุที่ต่ำนั้นแสดงถึงประโยชน์ที่สามารถทำให้สายอากาศขนาดเล็ก

3.5 สรุป

การลดขนาดของสายอากาศอย่างมีประสิทธิภาพเป็นปัญหาที่ท้าทายเพราะมักต้องเลือกอย่างใดอย่างหนึ่งระหว่างขนาดและสมรรถนะของสายอากาศด้วยเหตุที่ว่าประสิทธิภาพของสายอากาศขึ้นอยู่กับข้อจำกัดขั้นพื้นฐานที่ขึ้นอยู่กับขนาดของสายอากาศ การลดขนาดของสายอากาศเป็นประเด็นสำคัญเนื่องจากองค์ประกอบที่สำคัญในการพิจารณาขนาดของอุปกรณ์พกพาคือตัวสายอากาศ การศึกษาในปัจจุบันเกี่ยวกับวัสดุใหม่ที่เรียกว่า ไดอิเล็กทริกแม่เหล็ก เมื่อความถี่ใช้งานต่ำ (ต่ำกว่า 30MHz) สารประกอบของ spinel ferrite และวัสดุ high-dielectric เป็นตัวเลือกที่ดีที่สุดที่จะทำให้เกิดค่าดัชนีการหักเหสูง เมื่อความถี่ที่ใช้งานอยู่ระหว่าง 30 MHz ถึง 100 MHz ควรใช้วัสดุ spinel-based วัสดุไดอิเล็กทริกแม่เหล็ก เพื่อให้เกิดค่าดัชนีการหักเหสูงและการสูญเสียต่ำ แต่เมื่อความถี่ที่ใช้งานอยู่ระหว่าง 100 MHz ถึง 500 MHz การใช้วัสดุ hexagonal-based วัสดุไดอิเล็กทริกแม่เหล็กจะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่า และเมื่อความถี่ที่ใช้งานมากกว่า 500 MHz การใช้สารประกอบของ hexaferrite และ organic medium จะทำให้ได้ค่าสภาพความยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์และค่าสภาพซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ที่พอเหมาะกัน

บทที่ 4

การออกแบบและการจำลองสายอากาศ

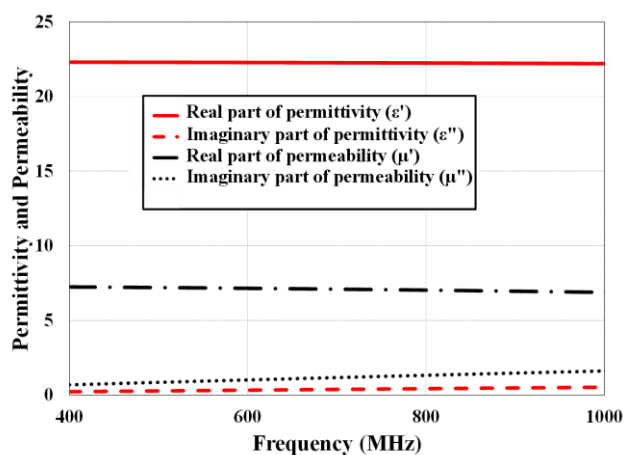
4.1 บทนำ

ในบทนี้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการออกแบบสายอากาศ โดยใช้เทคนิค Meander Line [39] กับเทคนิควัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก สำหรับการประยุกต์ใช้งานกับการรับสัญญาณระบบ DVB-H/LTE13/GSM850/900 ตั้งแต่ 470 MHz ถึง 960 MHz ซึ่งใช้ทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 และบทที่ 3 ซึ่งประกอบด้วยการวิเคราะห์อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่น และอัตราขยาย ซึ่งต้องการสายอากาศที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทาง โดยการออกแบบสายอากาศจะนำโครงสร้างสายอากาศ [8] ในบทที่ 2 เป็นโครงสร้างเริ่มต้น

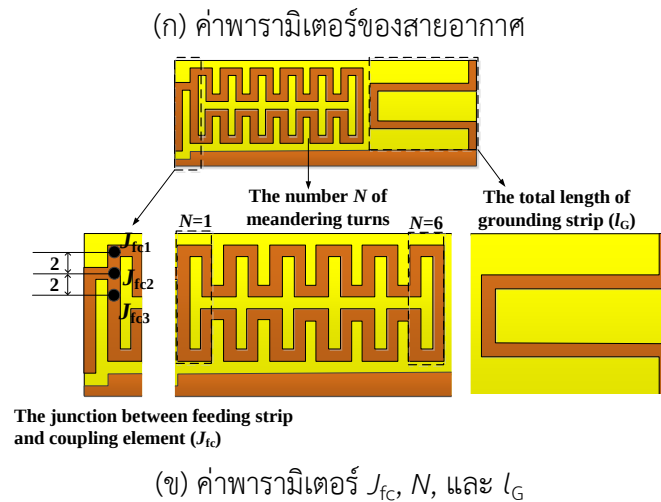
4.2 โครงสร้างและการออกแบบสายอากาศ

4.2.1 คุณสมบัติของวัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก

ดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 เนื่องจากวัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็กเป็นวัสดุสังเคราะห์ที่มีคุณสมบัติพิเศษ คือค่าสภาพความยอมไฟฟ้า และค่าสภาพซึมซาบแม่เหล็กจะมีความสัมพันธ์กับความถี่ จากการจำลองคุณสมบัติของวัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก รุ่น Eccosorb MF-124 โดยพิจารณาช่วงความถี่ตั้งแต่ 400-1000 MHz เนื่องจากเป็นช่วงความถี่ที่ให้ความสนใจ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.1 และค่าเฉลี่ยของคุณลักษณะในแต่ละช่วงความถี่ที่ใช้งานสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 4.1

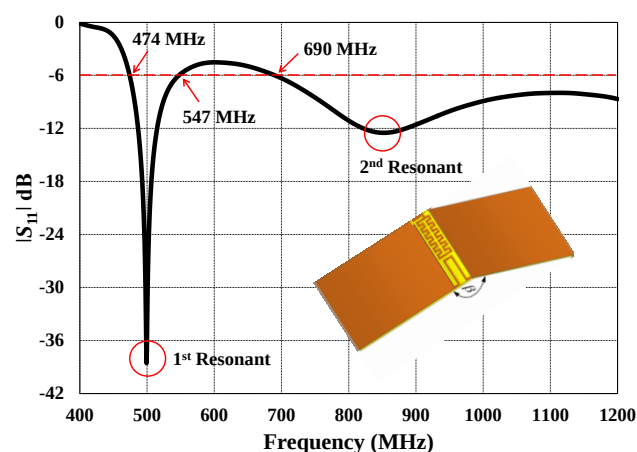


รูปที่ 4.1 แสดงผลจำลองค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพันธ์และสภาพซึมซาบแม่เหล็กสัมพันธ์ของวัสดุฐานรองรุ่น Eccosorb MF-124

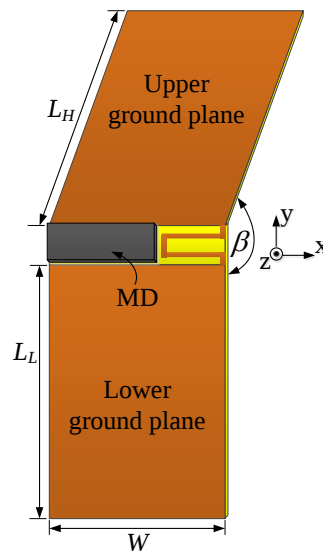


รูปที่ 4.2 แสดงโครงสร้างทางกายภาพของสายอากาศ

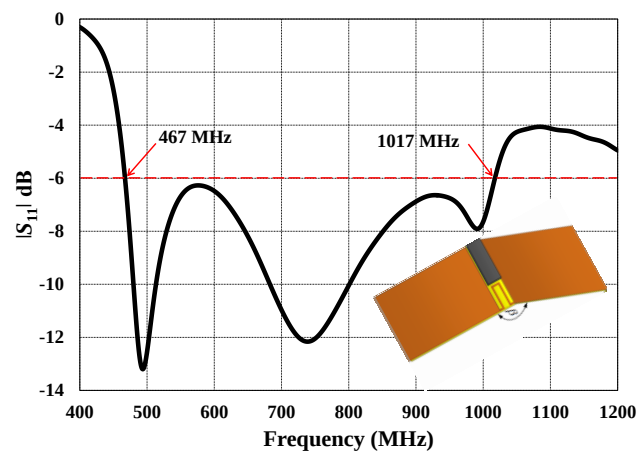
รูปที่ 4.3 แสดงผลจำลอง $|S_{11}|$ ของสายอากาศกรณีไม่มี MD ช่วงความถี่ 400-1200 MHz สายอากาศมีความถี่เรโซแนนซ์สองช่วงด้วยกันคือ 500 MHz และ 850 MHz โดยพิจารณาที่ $|S_{11}| < -6$ dB พบว่าได้ช่วงความถี่ด้านต่ำคือ 474-547 MHz และช่วงความถี่ด้านสูงคือ 690 MHz เป็นต้นไป ทั้งนี้ยังมีความกว้างมากเกินไป จึงต้องหาวิธีลดความกว้างของช่วงความถี่ใช้งานลงมา ซึ่งยังไม่ครอบคลุมช่วงความถี่ของระบบ DVB-H/LTE13/GSM850/900 คือช่วงความถี่ 470-960 MHz แต่เมื่อทำการวางวัสดุฐานรองชนิด Eccosorb MF-124 MD ลงบนตัวแพร่กระจายคลื่น MLA รูปที่ 4.4 และมีการเหนี่ยวนำเกิดขึ้น ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดธ์ของสายอากาศคลุมช่วงความถี่ที่ต้องการ ซึ่งค่า $|S_{11}|$ ที่ได้แสดงตามรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.3 การจำลอง $|S_{11}|$ ของสายอากาศที่ยังไม่ติดตั้งวัสดุ MD

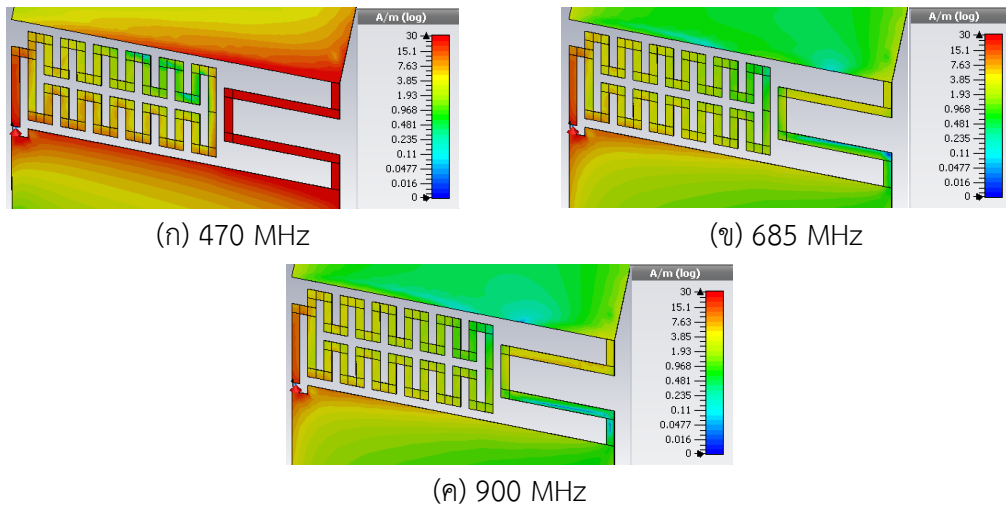


รูปที่ 4.4 แสดงรูปโครงสร้างทางกายภาพของสายอากาศที่นำเสนอ



รูปที่ 4.5 แสดงค่า $|S_{11}|$ ของสายอากาศที่นำเสนอ

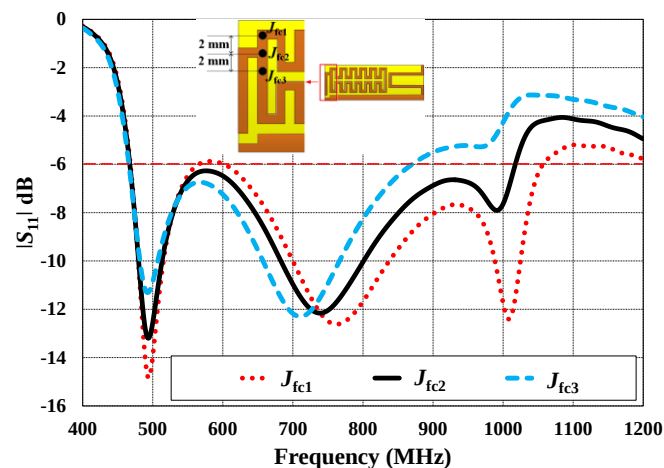
จากรูปที่ 4.5 แสดงค่า $|S_{11}|$ ของสายอากาศที่นำเสนอ พบว่าเมื่อวางวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก ทำให้อิมพีแดนซ์แบนด์วิธครอบคลุมช่วงความถี่ที่ต้องการ อยู่ที่ 467-1017 MHz ซึ่งรองรับการทำงานของระบบ DVB-H/LTE13/GSM850/900 ตามที่ต้องการ จากนั้นเพื่อให้ได้โครงสร้างของสายอากาศที่เหมาะสมมากที่สุด จึงพิจารณาโครงสร้างของสายอากาศโดยดูจากลักษณะการกระจายกระแสเชิงพื้นผิว ที่ความถี่ด้านต่ำ 470 MHz ความถี่ตรงกลาง 685 MHz และ ความถี่ด้านสูง 900 MHz โดยการจำลองด้วยโปรแกรม CST® Microwave Studio Suite ดังแสดงในรูปที่ 4.6(ก-ค) เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่ดีที่สุด ซึ่งจะอธิบายในหัวข้อที่ 4.2.3



รูปที่ 4.6 ผลการจำลองกระแสเชิงผิวของสายอากาศที่ความถี่ (ก) 470 MHz (ข) 685 MHz และ (ค) 900 MHz

4.2.3 การศึกษาพารามิเตอร์

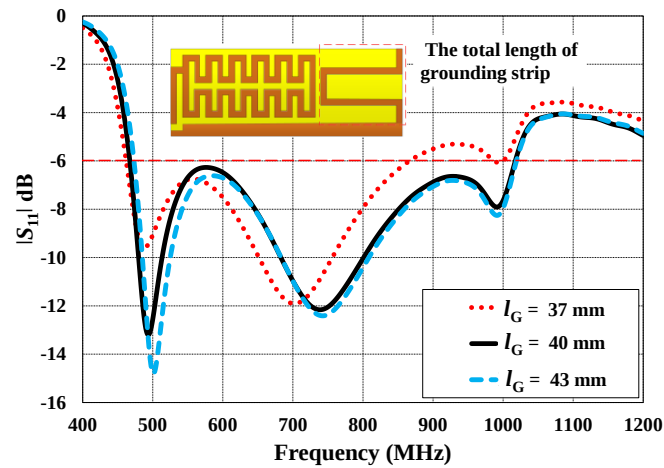
จากการวิเคราะห์การกระจายกระแสเชิงพื้นผิว พารามิเตอร์ที่สำคัญของสายอากาศจะเน้นไปที่ตัวแพร่กระจายคลื่น Meander Line โดยมีพารามิเตอร์หลักๆดังนี้ ตัวแรกจะเป็น ระยะห่างระหว่างจุดเชื่อมต่อกับเส้นป้อนสัญญาณกับ Meander Line หรือ J_{fc} ต่อไปทำการวิเคราะห์ความยาวของเส้นสตริปที่เชื่อมต่อระหว่างระนาบกราวด์ด้านบนและด้านล่างหรือ l_g จากนั้นจะวิเคราะห์จำนวนรอบของ Meander Line หรือ N และสุดท้ายเป็นความหนาของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกแม่เหล็กหรือ Thickness



รูปที่ 4.7 แสดงค่า $|S_{11}|$ ของสายอากาศที่นำเสนอเมื่อทำการปรับค่า J_{fc1} J_{fc2} และ J_{fc3}

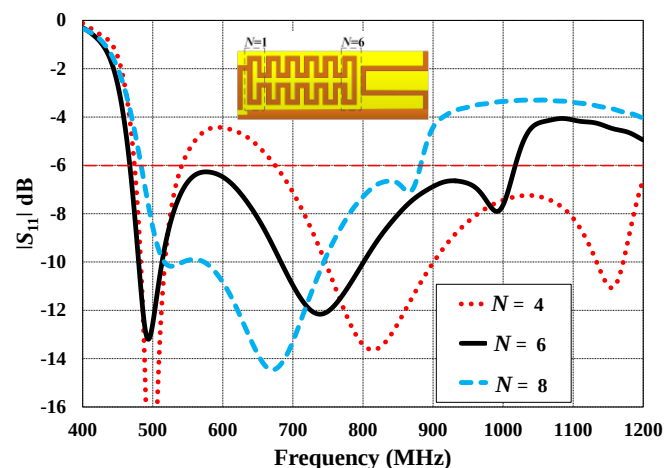
จากรูปที่ 4.7 แสดงค่า $|S_{11}|$ ของสายอากาศที่นำเสนอเมื่อทำการปรับค่า J_{fc1} J_{fc2} และ J_{fc3} ที่ละ 2 mm ซึ่งได้ผลดังนี้คือ J_{fc1} ได้ผล $|S_{11}| < -6$ dB ที่ช่วงความถี่ 467-565 MHz และ 601-1057 MHz ซึ่งสามารถครอบคลุมย่านความใช้งานได้ในช่วงความถี่ 470-960 MHz แต่สำหรับ J_{fc2} และ J_{fc3}

นั่นทำให้ผล $|S_{11}| < -6$ dB ในช่วงความถี่ 467-1017 MHz และช่วงความถี่ 466-870 MHz ตามลำดับ ซึ่งได้เลือกใช้ค่า J_{fc2} เนื่องจากให้ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิธที่ครอบคลุมย่านความถี่ใช้งาน



รูปที่ 4.8 เปรียบเทียบ $|S_{11}|$ ของสายอากาศที่นำเสนอเมื่อทำการปรับค่า l_G

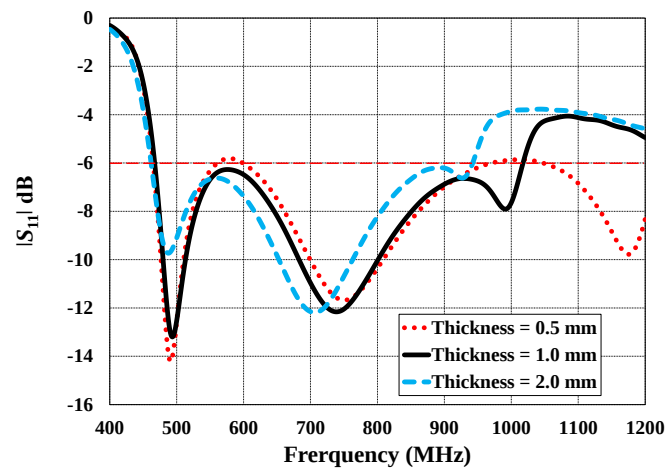
จากรูปที่ 4.8 แสดงค่า $|S_{11}|$ ของสายอากาศที่นำเสนอเมื่อทำการปรับค่า l_G ซึ่งได้ผลดังนี้คือ $l_G=37\text{mm}$ ได้ผล $|S_{11}| < -6$ dB ที่ช่วงความถี่ 473-1019 MHz ซึ่งไม่สามารถครอบคลุมย่านความถี่ใช้งานได้ในช่วงความถี่ 470-960 MHz สำหรับ $l_G=40$ mm และ $l_G=43$ mm นั้นได้ผล $|S_{11}| < -6$ dB ในช่วงความถี่ 467-1017 MHz และช่วงความถี่ 462-866 MHz ตามลำดับ ซึ่งได้เลือกใช้ค่า $l_G=40$ mm เนื่องจากให้ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิธที่ครอบคลุมย่านความถี่ใช้งาน



จากรูปที่ 4.9 เปรียบเทียบ $|S_{11}|$ ของสายอากาศที่นำเสนอเมื่อทำการปรับค่า N

จากรูปที่ 4.9 แสดงค่า $|S_{11}|$ ของสายอากาศที่นำเสนอเมื่อทำการปรับค่า N ซึ่งได้ผลดังนี้คือ $N=4$ ได้ผล $|S_{11}| < -6$ dB ที่ช่วงความถี่ 457-514 MHz และ 677-1200 MHz ซึ่งสามารถครอบคลุมย่านความถี่ใช้งานได้ในช่วงความถี่ 470-960 MHz แต่สำหรับ $N=6$ และ $N=8$ นั้นได้ผล

$|S_{11}| < -6$ dB ในช่วงความถี่ 467-1017 MHz และช่วงความถี่ 483-882 MHz ตามลำดับ ซึ่งได้เลือกใช้ค่า $N=6$ เนื่องจากให้ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิธที่ครอบคลุมย่านความถี่ใช้งาน



จากรูปที่ 4.10 แสดงค่า $|S_{11}|$ ของสายอากาศที่นำเสนอเมื่อทำการปรับค่า MD thicknesses

จากรูปที่ 4.10 แสดงค่า $|S_{11}|$ ของสายอากาศที่นำเสนอเมื่อทำการปรับค่า MD thicknesses ซึ่งได้ผลดังนี้คือ MD thicknesses = 0.5 mm ได้ผล $|S_{11}| < -6$ dB ที่ช่วงความถี่ 464-561 MHz และ 600-970 MHz ซึ่งสามารถครอบคลุมย่านความถี่ใช้งานได้ในช่วงความถี่ 470-960 MHz แต่สำหรับ MD thicknesses = 1.0 mm และ MD thicknesses = 2.0 mm นั้นได้ผล $|S_{11}| < -6$ dB ในช่วงความถี่ 467-1017 MHz และช่วงความถี่ 461-942 MHz ตามลำดับ ซึ่งได้เลือกใช้ค่า MD thicknesses = 1.0 mm เนื่องจากให้ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิธที่ครอบคลุมย่านความถี่ใช้งาน

4.3 บทสรุป

จากการวิเคราะห์การกระจายกระแสเชิงพื้นผิวของสายอากาศ เป็นที่มาของการปรับโครงสร้างหลักเพื่อให้ได้พารามิเตอร์ที่เหมาะสม โดยพารามิเตอร์ที่วิเคราะห์ประกอบด้วย การหาตำแหน่งเชื่อมต่อระหว่างจุดป้อนสัญญาณกับ Meander Line ปรับความยาวของเส้นสตรีประหว่างกราวด์ด้านบนและด้านล่าง ปรับจำนวน Loop ของ Meander Line รวมถึงปรับความหนาของ MD ผลการจำลองโดยพิจารณาที่อิมพีแดนซ์แบนด์วิธ $|S_{11}| < -6$ dB ตลอดย่านความถี่ใช้งานที่ต้องการ ตั้งแต่ 470-960 MHz พบว่า J_{fc} ที่เหมาะสมจะอยู่ห่างจากขอบบนของ Meander Line ลงมาที่ระยะ 2 mm ส่วน l_g ที่ดีที่สุดจะมีความยาวอยู่ที่ 40 mm จำนวนรอบ N ของ Meander Line ที่ดีที่สุด อยู่ที่ 6 รอบ และ Thickness ของ MD เท่ากับ 1 mm

บทที่ 5

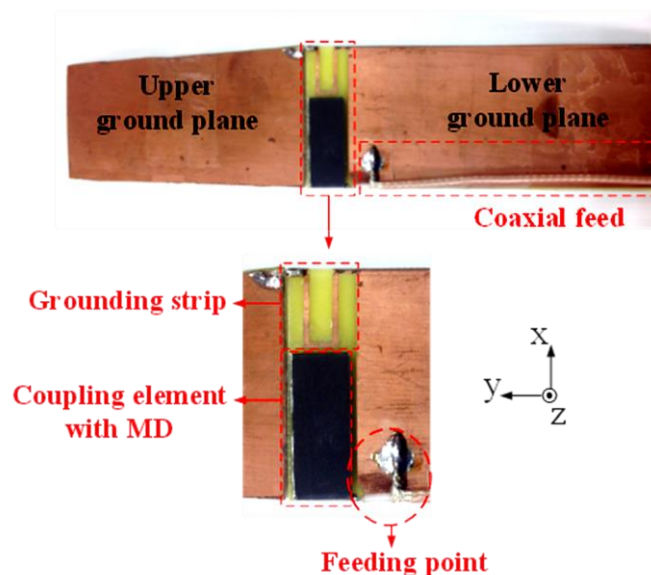
การทดสอบ

5.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการทดสอบและผลการทดสอบสายอากาศต้นแบบ ซึ่งจะพิจารณาพารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ ประกอบไปด้วย อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นใน 3 ระนาบ คือ xy xz และ yz และ อัตราขยายของสายอากาศ เพื่อยืนยันความถูกต้องกับผลที่ได้จากการจำลอง

5.2 สายอากาศต้นแบบ

โครงสร้างของสายอากาศประกอบด้วยตัวแพร่กระจายคลื่นซึ่งใช้เทคนิค Meander line (MLA) วางอยู่บนขอบล่างของระนาบกราวด์ด้านบน ของโครงสร้างชนิดฝาพับ ซึ่งระนาบกราวด์ด้านบนและด้านล่างเชื่อมต่อผ่านเส้นไมโครสตริป ซึ่ง MLA และระนาบกราวด์ออกแบบด้วย PCB บนวัสดุฐานรองชนิด FR-4 โดยที่ส่วนแพร่กระจายคลื่น MLA ถูกวางทับด้วยวัสดุไดอิเล็กทริกแม่เหล็ก (Eccosorb MF-124) สายอากาศต้นแบบ ดังแสดงในรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 โครงสร้างของสายอากาศต้นแบบ

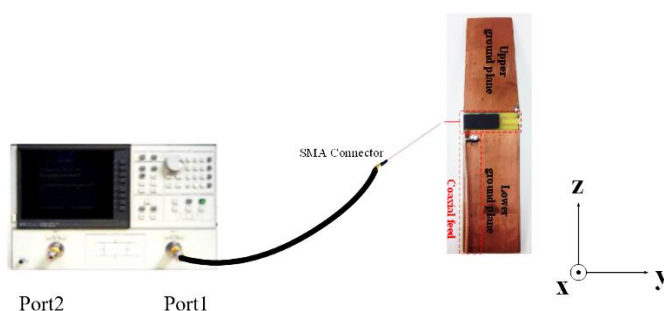
5.3 ขั้นตอนและผลการทดสอบ

การทดสอบพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศจำเป็นต้องใช้เครื่องมือที่เหมาะสมเพื่อทดสอบสายอากาศ สำหรับประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่โทรทัศน์ระบบดิจิทัล มีดังนี้

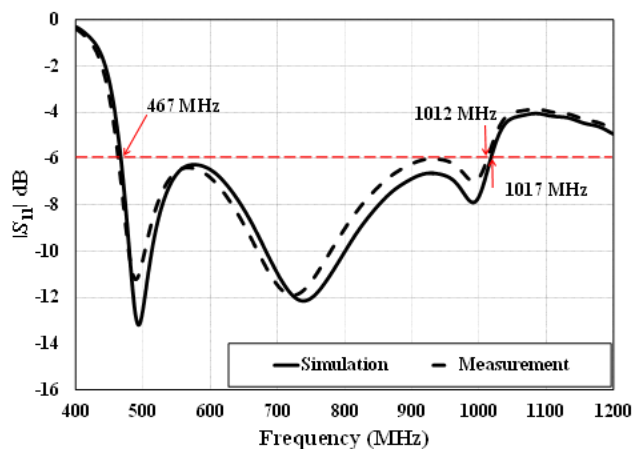
- ห้องไร้การสะท้อนของคลื่น (Microwave anechoic chamber)
- เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network analyzer) รุ่น Agilent E5061B
- สายนำสัญญาณอิมพีแดนซ์ 50 Ω

5.3.1 ผลการทดสอบ

การทดสอบ $|S_{11}|$ ให้นำสายอากาศต่อกับสายนำสัญญาณที่พอร์ต 1 ของเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย โดยการทดสอบ $|S_{11}|$ จะมีวิธีการติดตั้งสายอากาศร่วมกับเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายที่แสดงได้ดังรูปที่ 5.2 โดยเชื่อมต่อสายนำสัญญาณที่ด้านหลังของสายอากาศ และผลการทดสอบเปรียบเทียบกับผลการจำลองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.2 การติดตั้งเพื่อทำการทดสอบ $|S_{11}|$ ของสายอากาศ



รูปที่ 5.3 เปรียบเทียบผลการทดสอบกับผลการจำลอง $|S_{11}|$ ที่เป็นฟังก์ชันความถี่

จากรูปที่ 5.3 พบว่าผลที่ได้จากการทดสอบและการจำลองมีความสอดคล้องกัน โดยผลการทดสอบมีค่า $|S_{11}| < -6$ dB โดยมีช่วงความถี่ตั้งแต่ 467-1017 MHz และมีแบนด์วิดท์ เท่ากับ 550 MHz

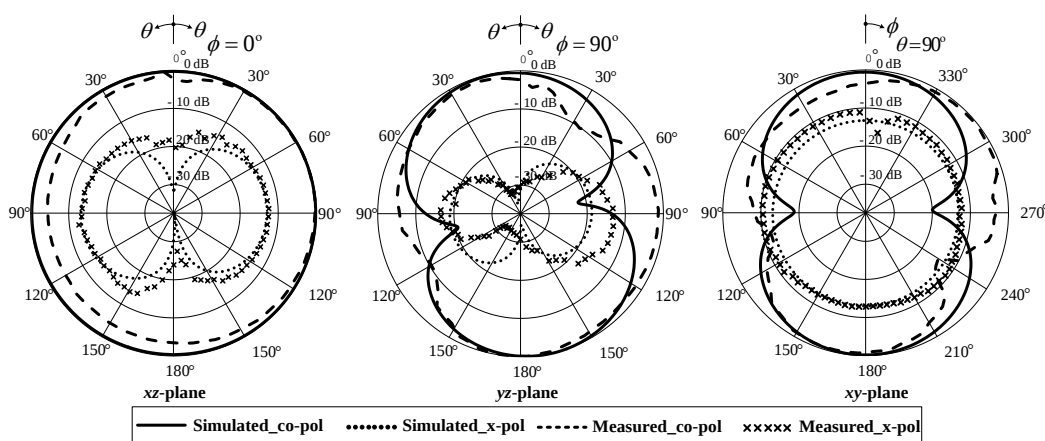
ซึ่งสามารถสรุปได้ว่าสายอากาศที่ทำการออกแบบมีช่วงความถี่ที่สามารถใช้งานในระบบ DVB-H/LTE13/GSM850/900 ได้

5.3.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (Radiation pattern)

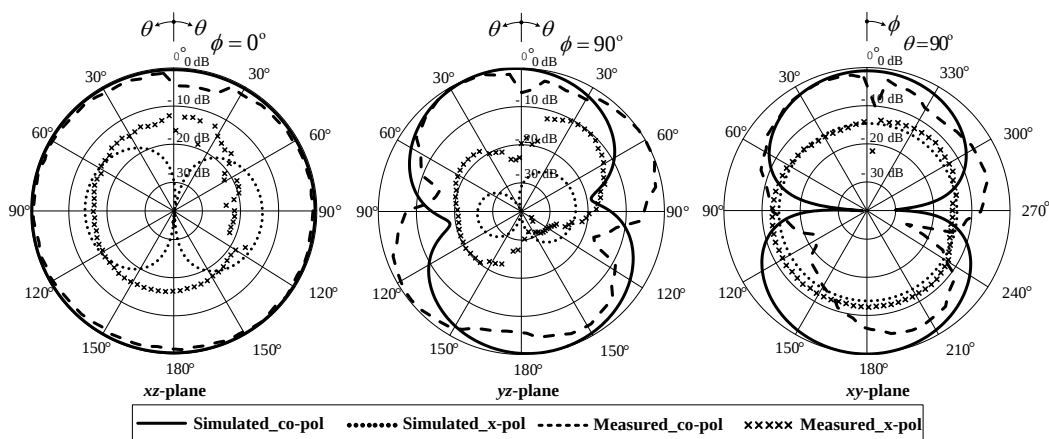
ในหัวข้อนี้เป็นการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งในการทดสอบจะใช้สายอากาศคู่เหมือน โดยการติดตั้งสายอากาศส่งและสายอากาศรับสำหรับทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับจะคิดที่สนามระยะไกล (Far-field : R) ของความถี่ใช้งานขอบบนที่ 960 MHz สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 5.1

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

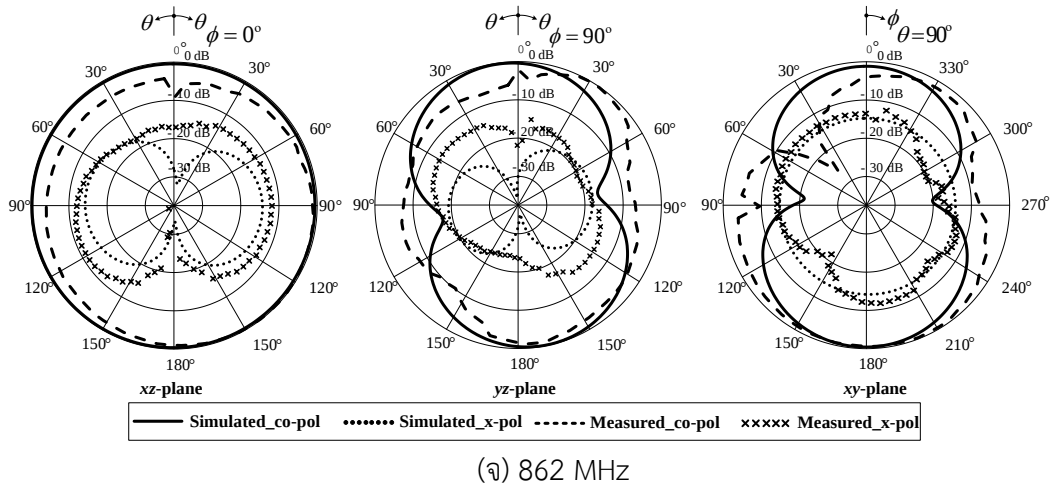
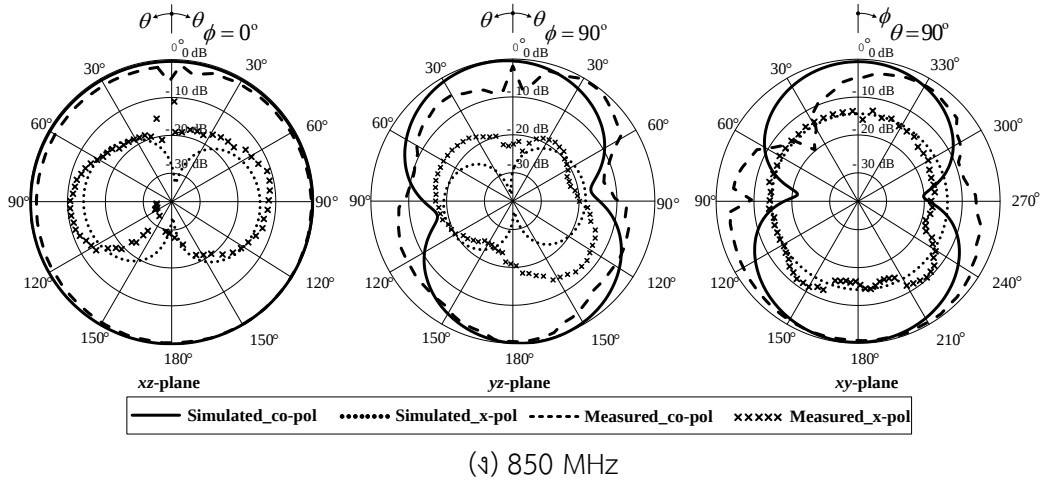
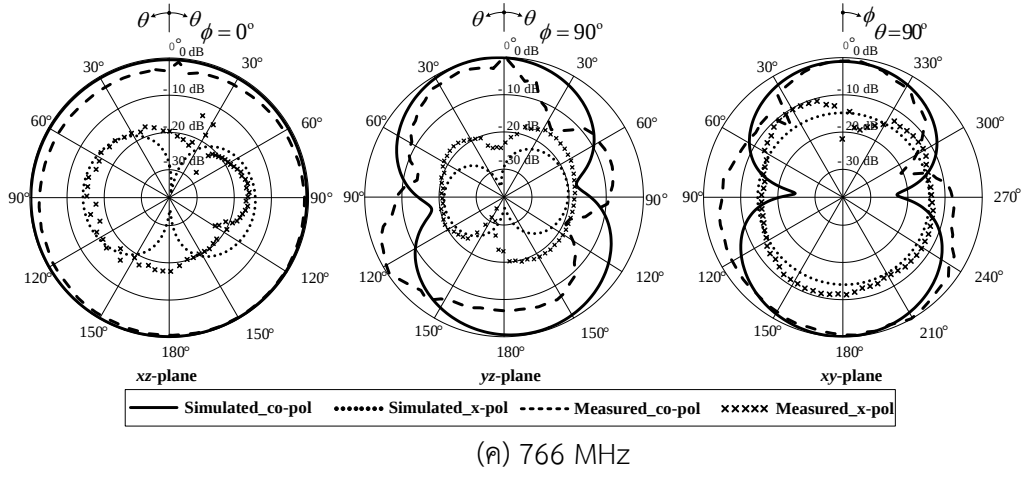
เมื่อ D คือ มิติยาวที่สุดของสายอากาศ (m)

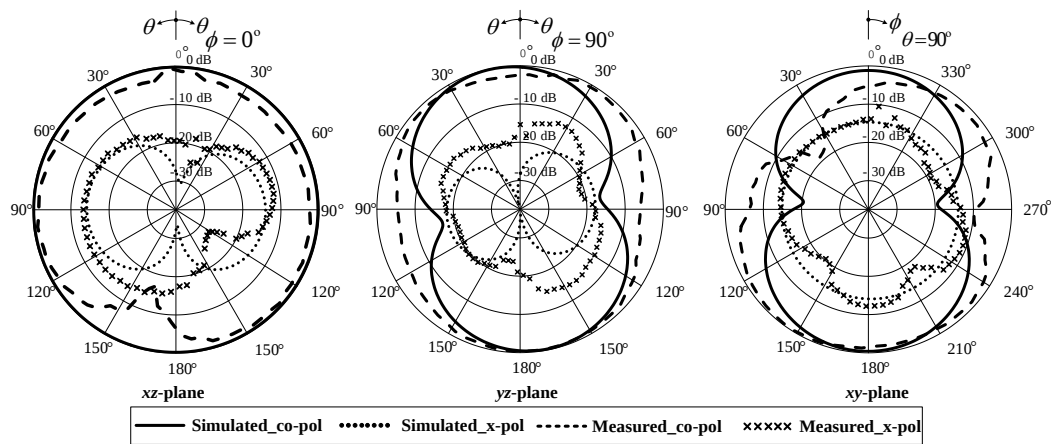


(ก) 470 MHz



(ข) 666 MHz





(จ) 900 MHz

รูปที่ 5.4 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเปรียบเทียบกับผลการจำลองของสายอากาศต้นแบบ

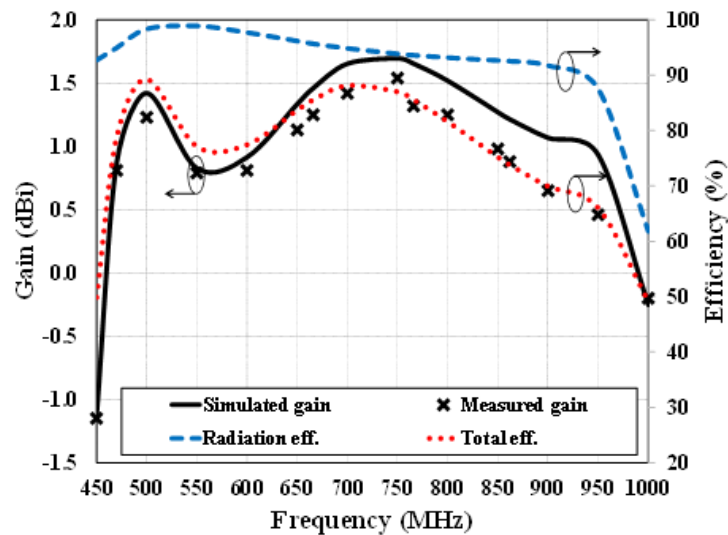
จากรูปที่ 5.4 เป็นการเปรียบเทียบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ xy xz และ yz ตามลำดับ ซึ่งเป็นการแสดงผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบโพลาไรซ์ร่วม และแบบโพลาไรซ์ไขว้ พบว่าผลการจำลองและผลการทดสอบของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบโพลาไรซ์ร่วมที่ได้มีความสอดคล้องกัน มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทางที่ในระนาบแนวนอนหรือระนาบ xz ตลอดย่านความถี่ใช้งานที่ (ก) 470MHz (ข) 666MHz (ค) 766MHz (ง) 850MHz (จ) 862MHz (ฉ) 900MHz สำหรับผลการจำลองและผลการทดสอบโพลาไรซ์ไขว้มีระดับสูงสุดทั้ง 3 ระนาบอยู่ที่ประมาณ -10 dB สายอากาศต้นแบบมีผลการจำลองและผลการทดสอบความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบ yz และ xy ที่ 79.2 – 88.2 องศา และ 73 – 85.8 องศา ตามลำดับ

5.3.3 อัตราขยาย (Gain)

งานวิจัยนี้ใช้สายอากาศคู่เหมือนการทดสอบอัตราขยายของสายอากาศ ซึ่งในการคำนวณจะอ้างอิงตามสมการที่ 5.2

$$(G_{0t})_{dB} + (G_{0r})_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left(\frac{P_r}{P_t} \right) \quad (5.2)$$

- เมื่อ G_{0t} คือ อัตราขยายของสายอากาศภาคส่ง (dBi)
 G_{0r} คือ อัตราขยายของสายอากาศภาครับ (dBi)
 R คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ (m)
 λ คือ ความยาวคลื่นของความถี่ที่ใช้งาน (m)
 P_t คือ กำลังของภาคส่ง (W)
 P_r คือ กำลังของภาครับ (W)



รูปที่ 5.13 เปรียบเทียบอัตราขยายระหว่างผลการจำลองและผลการทดสอบและผลการจำลองค่าประสิทธิภาพ

จากรูปที่ 5.13 แสดงผลการเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศที่ได้จากการจำลองและการทดสอบ โดยผลการจำลองจะอยู่ที่ 0.86 dBi ถึง 1.65 dBi และผลการทดสอบจะอยู่ที่ 0.65 dBi ถึง 1.54 dBi ตลอดย่านความถี่ใช้งาน ผลการจำลองประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นและประสิทธิภาพรวมของสายอากาศอยู่ที่ 91.7-95.6% และ 69.9-85.5% ตามลำดับ ซึ่งผลที่ได้จากการทดสอบคุณสมบัติต่างๆของสายอากาศสามารถสรุปไว้ในตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 สรุปผลการทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศ

ความถี่ (MHz)	คุณลักษณะ				
	HPBW of xy-plane (°)	HPBW of yz-plane (°)	Gain (dBi)	Radiation eff. (%)	Total eff. (%)
470	85.8	88.2	0.86	94.9	78.8
666	81.1	84.6	1.46	95.6	85.5
766	79.9	82.5	1.65	93.6	85.5
850	74.9	80.5	1.27	92.6	75.1
862	74.4	80.2	1.21	92.5	73.7
900	73	79.2	1.06	91.7	69.9

5.4 สรุป

จากการทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศสำหรับระบบ DVB-H/LTE13/GSM850/900 ที่ประกอบไปด้วยค่า $|S_{11}|$ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น โพลาริซ และอัตราขยายของสายอากาศ โดยนำผลที่ได้จากการจำลองที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 4 มาทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดสอบที่ได้แสดงไว้ในบทที่ 5 นี้ พบว่าผลการทดสอบมีความสอดคล้องกับผลการจำลอง และเมื่อพิจารณาคุณลักษณะของค่า $|S_{11}|$ ที่ได้ มีความสอดคล้องกัน โดยมีช่วงความถี่ที่ใช้งานตั้งแต่ 467-1017 MHz และมีแบนด์วิดธ์ 550 MHz ซึ่งเพียงพอสำหรับการประยุกต์ใช้งานตามข้อกำหนดของ กสทช. และการพิจารณาถึงคุณลักษณะของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่พิจารณาที่ความถี่ 470 MHz 666 MHz 766 MHz 850 MHz 862 MHz 900 MHz ตามลำดับ พบว่าที่แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ทั้ง 6 ความถี่ดังกล่าวมีแนวโน้มที่สอดคล้องกันระหว่างผลการทดสอบและผลการจำลอง โดยมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทางในระนาบ xz ทั้ง 6 ความถี่มีความแตกต่างของกำลังที่แพร่กระจายได้สูงสุดและต่ำสุดไม่เกิน 3 dB จึงสามารถจะกล่าวได้ว่าสายอากาศต้นแบบมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นรอบทิศทางในระนาบ xz และผลการทดสอบยังมีความคลาดเคลื่อนเกิดขึ้น ที่มีสาเหตุมาจากการเชื่อมต่อของสายนำสัญญาณที่ด้านหลังของสายอากาศ ซึ่งมีโอกาสทำให้เกิดการเชื่อมต่อสัญญาณระหว่างสายนำสัญญาณร่วมกับสายอากาศภาครับและภาคส่ง และการส่งสัญญาณที่มาจากเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายจะต้องผ่านสายนำสัญญาณมาสู่สายอากาศ ที่มีจุดเชื่อมต่อกันระหว่างคอนเนคเตอร์อยู่มาก และมีอัตราขยายในช่วงความถี่ตั้งแต่ 470 MHz ถึง 862 MHz พบว่าผลการทดสอบและผลการจำลองมีความสอดคล้องกัน โดยมีอัตราขยายน้อยที่สุดและมากที่สุดคือ 0.65 และ 1.54 dBi ค่าประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่น และค่าประสิทธิภาพทั้งหมดคือ 91.7%-95.6% และ 69.9%-85.5% ตามลำดับ ตลอดช่วงความถี่ที่พิจารณา

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้นำเสนอสายอากาศลดขนาดโดยใช้วัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็กสำหรับอุปกรณ์สื่อสารเคลื่อนที่ โดยการนำเทคนิคที่ใช้ในการลดขนาดสายอากาศ 2 วิธีการมาทำงานร่วมกันคือ เทคนิค Meander Line และ วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก โครงสร้างของสายอากาศประกอบด้วยตัวแพร่กระจายคลื่นซึ่งใช้เทคนิค Meander line (MLA) วางอยู่บนขอบล่างของระนาบกราวด์ด้านบนของโครงสร้างชนิดฝาพับ ซึ่งระนาบกราวด์ด้านบนและด้านล่างเชื่อมต่อผ่านเส้นไมโครสตริป ส่วนตัวแพร่กระจายคลื่น MLA ถูกวางทับด้วยวัสดุไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก (Eccosorb MF-124) สายอากาศที่ออกแบบมีขนาดทางกายภาพเล็กมากเท่ากับ $10\text{ mm} \times 25\text{ mm} \times 1\text{ mm}$ หรือมีขนาดทางไฟฟ้าเท่ากับ $0.015\lambda \times 0.039\lambda \times 0.0015\lambda$ โดยคิดเทียบกับความถี่ 470 MHz สายอากาศที่นำเสนอมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทาง ผลการจำลองและผลการทดสอบช่วงกว้างความถี่ (Bandwidth) ต่ำกว่า -6 dB ครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 467 MHz ถึง 1012 MHz คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ 73.6% โดยมีค่าประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นมากกว่า 90% ซึ่งเหมาะสมกับการใช้งานระบบ DVB-H/LTE13/GSM850/900

6.1 สรุปเนื้อหาของงานวิจัย

เนื้อหาของงานวิจัยแบ่งออกเป็น 6 บท

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย และรายละเอียดของงานวิจัย

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของโทรทัศน์ระบบดิจิตอล DVB-H ระบบ LTE13 และ GSM850/900 งานวิจัยที่มีมาก่อนสำหรับสายอากาศ Integrate ชนิดพกพาและงานวิจัยที่มีมาก่อนสำหรับสายอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอล DVB-H ระบบ LTE13 และ GSM850/900

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกแม่เหล็ก และงานวิจัยที่มีมาก่อนสำหรับสายอากาศที่ใช้ Magneto-dielectric เป็นวัสดุฐานรอง

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบ การวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศ และทำการวิเคราะห์ค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ โดยเริ่มจากการคำนวณหาความยาวของสายอากาศเริ่มต้น เพื่อนำค่าที่ได้จากการคำนวณไปวิเคราะห์พร้อมทั้งศึกษาและวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่าง ๆ และทำการปรับเปลี่ยนโครงสร้างของสายอากาศ เพื่อให้สายอากาศมีช่วงความถี่ตั้งแต่ 470 ถึง 960 MHz และมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทางตลอดย่านความถี่ใช้งาน

บทที่ 5 กล่าวถึงการสร้าง ทดสอบและวิจารณ์ผลการทดสอบสายอากาศ

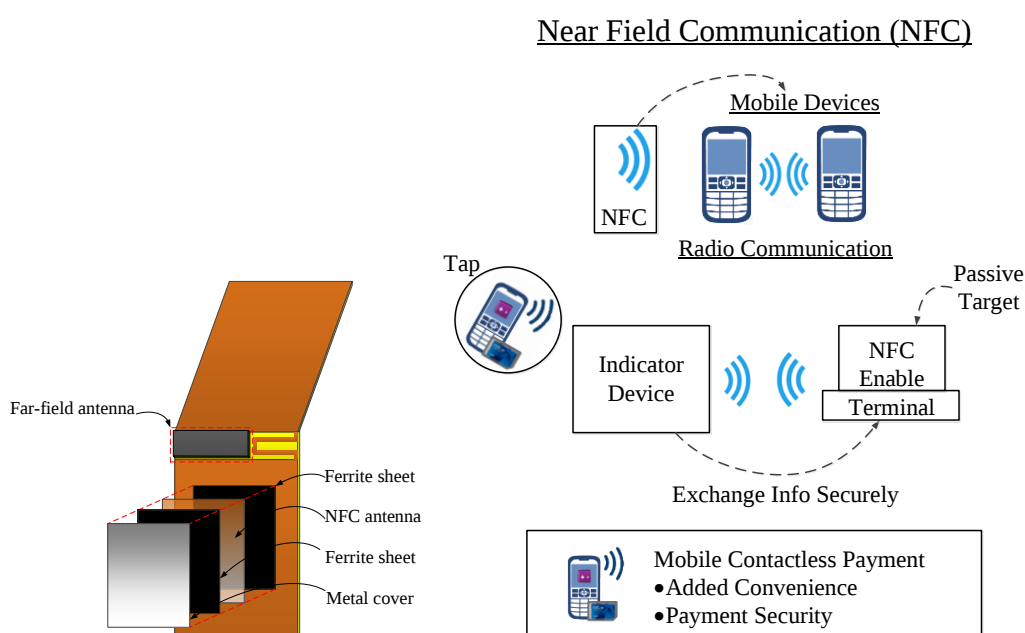
บทที่ 6 กล่าวถึงการสรุปเนื้อหาของวิทยานิพนธ์ ปัญหาที่เกิดขึ้น รวมทั้งแนวทางการศึกษา สำหรับการพัฒนางานวิจัยต่อไปในอนาคต

ตารางที่ 6.1 เปรียบเทียบงานวิจัยสายอากาศแบบพกพา กับสายอากาศที่ออกแบบ

ผลงานวิจัยที่มี มาก่อน	ขนาดของ สายอากาศ (mm)	ช่วงความถี่ใช้งาน (MHz)	แบบรูปการ แพร่กระจาย คลื่น	อัตราขยาย (dBi)
[9]	50x5x2	470 ถึง 710	รอบทิศทาง	-6.9 ถึง 0.38
[10]	25x10x2	468 ถึง 719	รอบทิศทาง	-10 ถึง -7
[11]	50x8x2	470 ถึง 710	รอบทิศทาง	-10 ถึง -7
สายอากาศที่ ออกแบบ	25x10x1	467 ถึง 1017	รอบทิศทาง	0.65 ถึง 1.54

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

ออกแบบสายอากาศสำหรับสื่อสารระยะใกล้ (Near Field Communication Antenna: NFC) เพิ่มเติมเข้าไป เพื่อให้ตอบโจทย์สำหรับการประยุกต์ใช้งานในปัจจุบันและอนาคต ซึ่งอุปกรณ์สื่อสารเคลื่อนที่ จะมีฟังก์ชันการใช้งานทั้งระบบ Far Field และ Near-Field ในตัวเดียวกัน ดังแสดงในรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 แนวทางการพัฒนาต่อยอดงานวิจัย

Research Article

Magneto Dielectric-Laden Miniaturized Wideband Meander Line Antenna for Mobile Devices

Bancha Luadang¹, Rewat Senathong², and Chuwong Phongcharoenpanich²

¹Department of Instrumentation Engineering, Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Rattanakosin, Salaya, Thailand

²Department of Telecommunications Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand

Correspondence should be addressed to Bancha Luadang; bancha.lua@rmutr.ac.th

Received 1 March 2018; Revised 20 May 2018; Accepted 26 May 2018; Published 5 July 2018

Academic Editor: Paolo Baccarelli

Copyright © 2018 Bancha Luadang et al. This is an open access article distributed under the Creative Commons Attribution License, which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

This research presents a miniaturized wideband meander line antenna (MLA) using a magneto dielectric (MD) material for mobile device applications. The proposed MLA attached the lower and upper ground planes of the folder-type chassis, connected electrically by grounding strip. The MD material (ECCOSORB MF-124) was subsequently loaded onto the coupling element area of the MLA. The MD-laden MLA was ultracompact ($10\text{ mm} \times 25\text{ mm} \times 1\text{ mm}$), with the electrical size of $0.015\lambda \times 0.039\lambda \times 0.0015\lambda$ at 470 MHz. The surface current distribution was simulated to determine the optimal parameters of the MD-laden MLA. To verify, a prototype antenna was fabricated and the experiments were performed. The measured impedance bandwidth ($|S_{11}| < -6\text{ dB}$) covered the frequency range of 467–1012 MHz (73.6%), with an omnidirectional radiation pattern. The radiation efficiency was in excess of 90%, rendering it suitable for the DVB-H/LTE13/GSM850/900 applications.

1. Introduction

The recent decades have witnessed an accelerated development of wireless devices and mobile wireless communication devices to cater to diverse needs of consumers. Modern mobile devices are thus becoming more compact and more affordable, with attractive appearance and smart functions. As a result, the newer generation of mobile communication devices requires smaller and more cost-effective antennas.

The mobile devices or handsets that simultaneously operate in the DVB-H (470–862 MHz), LTE13 (746–787 MHz), and GSM850/900 (824–894 MHz/880–960 MHz) bands present an implementation challenge of integrating an internal antenna in the compact device. The challenge multiplies for the lower-end frequency (470 MHz) whose free-space wavelength is substantially large ($\lambda_0 = 64\text{ cm}$) and thus the sizable device antenna.

Recent research has proposed several types of miniaturized antennas for mobile applications. In [1], a modified

earpiece cord was proposed as a wideband DVB-H antenna, whereby the cord was wound into a high-impedance radio frequency (RF) choke at one-quarter wavelength distance from the handset connection. In addition, a four-feed antenna scheme was proposed to generate nine frequency bands for mobile phones; however, the implementation of the scheme required the impedance matching circuit, resulting in the costly complex structure [2]. In [3–5], the frequency-tunable antennas were realized by applying DC bias voltage to an active component. The antennas achieved the resonant frequency across the desired frequency bands. The antennas, however, required the tuning circuits to realize the resonant frequency, contributing to the low antenna gain due to the interfacial component loss.

A novel modified compact monopole DVB-H antenna was proposed by extending the feeding line, which was placed atop the ground plane, and modifying the antenna element line. Nevertheless, the antenna usefulness was restricted to the DVB-H application [6]. In [7], a DVB-H

antenna was realized by combining a coupling element and a folder-type mobile phone chassis. The antenna utilized the chassis as a main radiator, and the compact coupling element was loaded on a ferrite without a matching circuit. The impedance bandwidth, however, satisfies only the DVB-H (468–719 MHz) requirement. In [8], an internal antenna for mobile handsets could achieve a very wide impedance bandwidth, covering the LTE13 (746–787 MHz), GSM850 (824–894 MHz), and GSM900 (880–960 MHz) bands. It, nevertheless, partially covered the lower-end frequency for the DVB-H application (470 MHz). Theoretically, an antenna should have as low reflection coefficient as possible. However, $|S_{11}|$ of less than -10 dB is practically hard to be obtained for small antenna. Some antennas in the previous works can accept a -4.5 dB reflection level [9]. From open literature, most mobile device antennas are designed using $|S_{11}| < -6$ dB criteria [1, 3, 4, 7–10]. In [10], the authors proposed a planar meander monopole antenna for multiband wireless communication using parasitic strips and a sleeve feed. The antenna achieved a wide impedance bandwidth (101.7%) from 440 to 1350 MHz (voltage standing wave ratio < 3), satisfying the DVB-H/LTE13/GSM850/900 requirements. Nonetheless, the antenna radiator suffered from the bulkiness ($65 \text{ mm} \times 44 \text{ mm}$), rendering it unsuitable for the compact application.

In order to obtain a broad impedance bandwidth while maintaining the compact size of a miniaturized antenna, studies have introduced the magneto dielectric (MD) materials to the antennas [11–18]. The antenna size reduction and bandwidth improvement were achieved using the MD materials with moderate permittivity and permeability. In [11], the impedance bandwidth of a printed antenna over a magneto dielectric substrate of thickness (t) can be approximated by

$$\text{BW} = \frac{96 \sqrt{(\mu/\epsilon)} \cdot (t/\lambda_0)}{\sqrt{2}(4 + 17\sqrt{\mu\epsilon})}. \quad (1)$$

In (1), the miniaturization is governed by a factor that suppresses the wavelength by a factor of $\sqrt{\mu\epsilon}$. The relationship between the permittivity and permeability of an MD material and the resonant wavelength is given by

$$\lambda_{\text{resonant}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu\epsilon}}, \quad (2)$$

where λ_0 is the free space wavelength. The impedance bandwidth of the antenna can be enhanced by a factor of $\sqrt{\mu\epsilon}$, ($\mu > \epsilon$).

Specifically, this research proposes a miniaturized wideband meander line antenna (MLA) using a magneto dielectric (MD) material for mobile device applications. The MD-laden MLA could achieve a substantial size reduction, with the physical dimension of $10 \text{ mm} \times 25 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$ and the electrical size of $0.015\lambda \times 0.039\lambda \times 0.0015\lambda$ at 470 MHz. Furthermore, the antenna achieves a wide impedance bandwidth ($|S_{11}| < -6$ dB) from 467–1012 MHz, covering the target operating band (470–960 MHz), and a high radiation

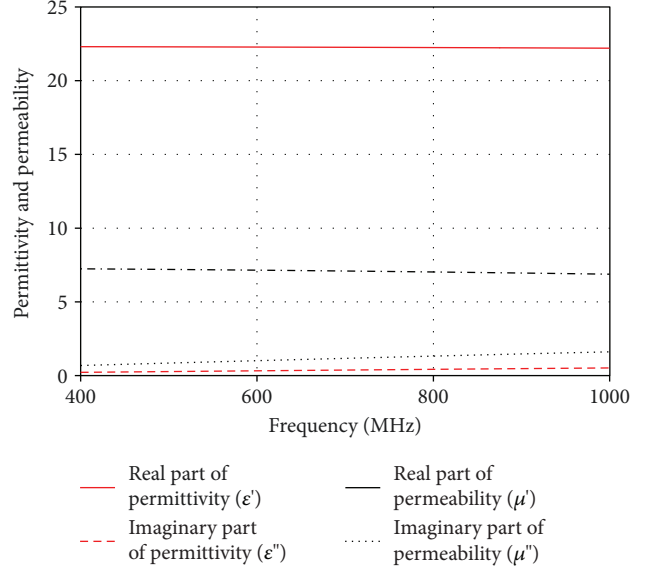


FIGURE 1: Simulated relative permittivity and permeability of the experimental magneto dielectric substrate (ECCOSORB MF-124) relative to frequency (400–1000 MHz).

TABLE 1: The simulated relative permittivity and permeability of ECCOSORB Mf-124 for various operating frequencies (470–960 MHz).

Operating band/(MHz)	ϵ'	$\tan \delta_\epsilon$	μ'	$\tan \delta_\mu$
DVB-H/470	22.30	0.011	7.22	0.111
DVB-H/666	22.27	0.016	7.12	0.157
DVB-H/862	22.25	0.018	7.05	0.180
LTE13/766	22.24	0.020	6.99	0.199
GSM/850	22.23	0.020	6.98	0.202
GSM/900	22.22	0.021	6.96	0.211

efficiency in excess of 90%. The MD-laden MLA is thus suitable for the DVB-H/LTE13/GSM850/900 applications.

The organization of the research is as follows: Section 1 is the introduction. Section 2 details the design and evolution of the proposed antenna. Section 3 deals with the parametric study of the antenna, and Section 4 discusses the antenna prototype and experimental results. The concluding remarks are provided in Section 5.

2. Design of the Proposed Antenna

2.1. Magneto Dielectric (MD). MD materials are synthesized materials that are normally realized by an accurate material property characterization method. Specifically, in an MD-loaded antenna, its response is governed by the frequency-dependent relative permittivity and permeability of the MD material. Both relative permittivity and permeability are complex numbers [19–24], which can be expressed as

$$\begin{aligned} \epsilon_r &= \epsilon' - j\epsilon'', \\ \mu_r &= \mu' - j\mu''. \end{aligned} \quad (3)$$

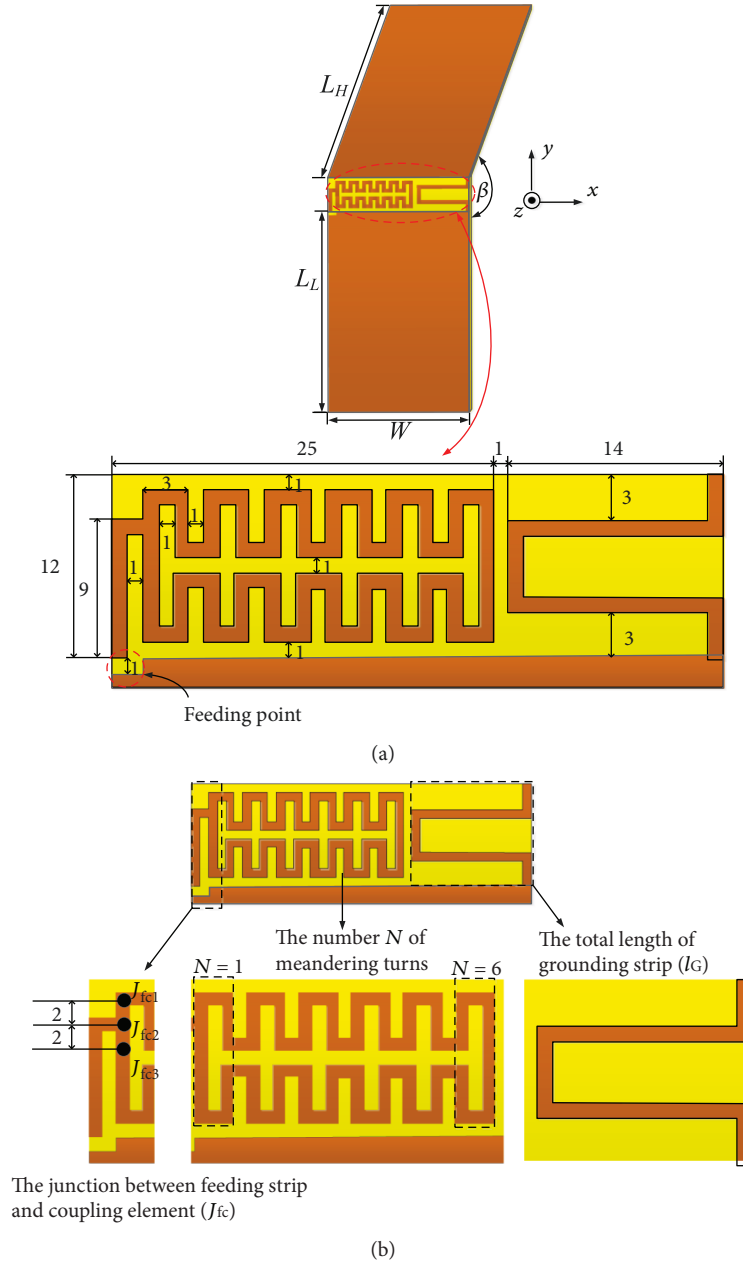


FIGURE 2: The geometry of the proposed meander line antenna (MLA) without MD (not to scale): (a) the dimensions and (b) the varied parameters (J_{fc} , N , and l_G) for the optimal impedance bandwidth.

This research used ECCOSORB MF-124 as the MD material. Figure 1 illustrates the simulated real and imaginary (complex) permittivity and permeability of the MD material at the frequency range of 400–1000 MHz using CST Microwave Studio Suite [25]. The ECCOSORB MF-124 in the library of [25] has an average relative permittivity (ϵ_r) and permeability (μ_r) of $22.25-j0.4$ and $7.05-j1.24$, respectively. Table 1 tabulates the dielectric loss tangent ($\tan \delta_\epsilon = \epsilon''/\epsilon'$) and magnetic loss tangent ($\tan \delta_\mu = \mu''/\mu'$) over the target operating band (470–960 MHz).

2.2. Antenna Structure. In this research, the proposed meander line antenna (MLA) [26] attached the lower and upper

ground planes of the folder-type chassis, connected electrically using grounding strip. Both ground planes were realized on FR4 substrates whose relative permittivity and loss tangent were 4.4 and 0.02, respectively. The magneto dielectric material (ECCOSORB MF-124) was subsequently loaded onto the MLA.

Figure 2 depicts the geometry of the proposed MLA in the absence of MD, which was modified from [7]. Accordingly, the initial parameters were as follows: $40 \text{ mm} \times 85 \text{ mm}$ ($L \times W$) for each of the ground planes; $25 \text{ mm} \times 10 \text{ mm}$ equally for the physical dimension of the MD material (ECCOSORB MF-124) and the coupling element area (the MLA region), where the MD material sits on the MLA region; 155° for the folder-type chassis angle (β); and 1 mm

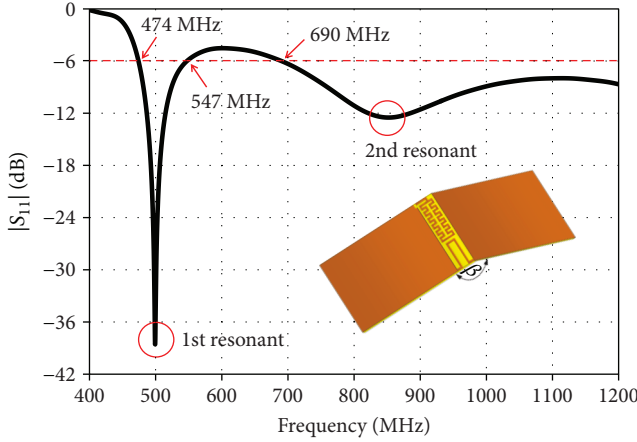


FIGURE 3: Simulated $|S_{11}|$ of the proposed meander line antenna without MD (non-MD MLA).

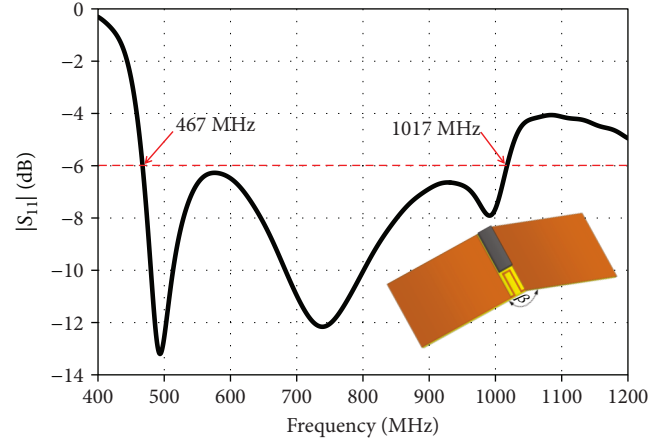


FIGURE 5: Simulated $|S_{11}|$ of the proposed meander line antenna with MD (MD-laden MLA).

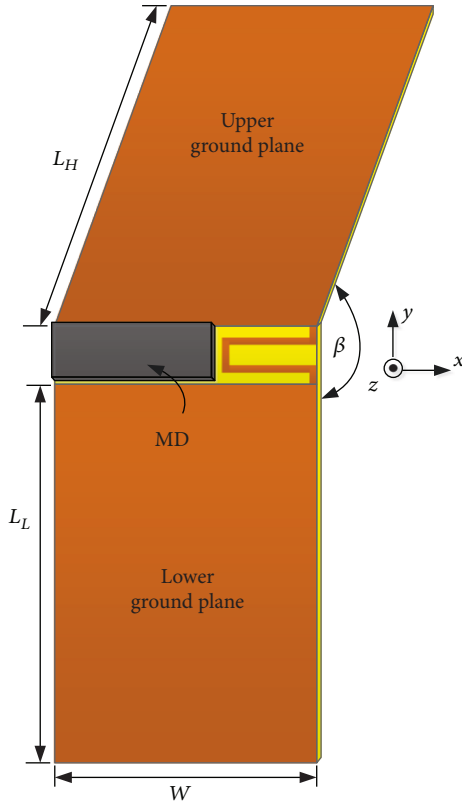


FIGURE 4: The geometry of the proposed meander line antenna (MLA) with MD (not to scale).

for the width of the strip line for both the coupling element and the grounding strip.

Figure 3 illustrates the simulated $|S_{11}|$ of the proposed meander line antenna (MLA) without MD relative to frequency (400–1200 MHz). The non-MD MLA achieved two distinct resonant frequencies at 500 MHz and 850 MHz. The impedance bandwidth ($|S_{11}| < -6$ dB) of the first resonance was narrow (474–547 MHz), while that of the second resonance was very wide (690 MHz and beyond). In the

figure, the impedance bandwidth of the non-MD MLA failed to meet the DVB-H/LTE13/GSM850/900 requirements (i.e., 470–960 MHz). Therefore, the antenna was further refined to achieve the target operating band. More specifically, a magneto dielectric substrate (ECCOSORB MF-124 MD) was loaded onto the MLA region to arrest the impedance bandwidth on the higher-frequency end. Figures 4 and 5, respectively, demonstrate the geometry and the simulated results of the meander line antenna with MD (i.e., the MD-laden MLA).

Figure 5 illustrates the simulated $|S_{11}|$ of the proposed meander line antenna (MLA) in the presence of MD. The MD-laden MLA achieved a broad impedance bandwidth covering the frequency range of 467–1017 MHz, rendering it appropriate for the DVB-H/LTE13/GSM850/900 applications.

The optimal impedance bandwidth of the MD-laden MLA (Figure 5) was achieved using surface current analysis by varying the junction between the feeding strip and the coupling element (J_{fc}), the number of meandering turns (N), and the length of the grounding strip (l_G), in addition to the MD thickness.

2.3. Surface Current Distribution. The surface current analysis of the MD-laden MLA was simulated using CST Microwave Studio Suite at low (470 MHz), center (685 MHz), and high (900 MHz) frequencies of the target operating band. In Figure 6(a), at low frequency, the simulated surface current distribution was bidirectional, similar to that of the conventional dipole antenna. More specifically, the current flowed in two directions. The first direction was from the feeding point to the coupling element, in which the current was initially strong (around the feeding point area) and dissipated as it travelled along the coupling element. The second direction travelled from the feeding point along the upper edge of the lower ground plane through to the grounding strip and the lower edge of the upper ground plane. Thus, the impedance bandwidth at low frequency was largely attributable to the feeding point and the grounding strip, as evidenced by the strong surface current.

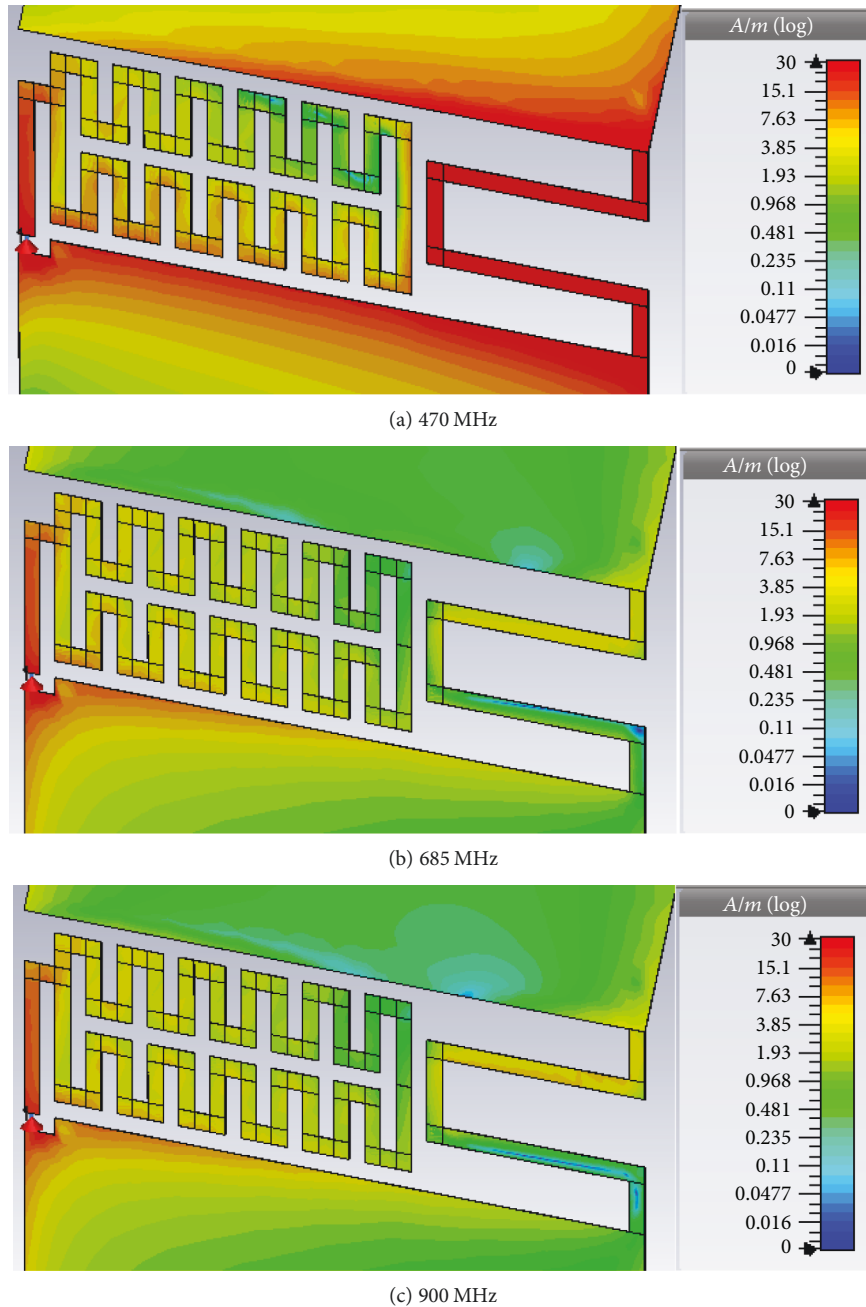


FIGURE 6: Simulated surface current of the MD-loaded MLA at (a) 470 MHz, (b) 685 MHz, and (c) 900 MHz.

At center (Figure 6(b)) and high frequencies (Figure 6(c)), the simulated surface current was strong along the feeding strip and around the upper-left edge of the lower ground plane, resembling that of a dipole antenna along the y -axis. Thus, the feeding strip was mainly responsible for the impedance bandwidth at center and high frequencies.

3. Parametric Study

The optimal MD-laden MLA was realized by varying the junction between the feeding strip and the coupling element (J_{fc}), the length of the grounding strip (l_G), the number of

meandering turns (N), and the MD thickness. The simulations were carried out using CST Microwave Studio Suite.

As previously shown in Figures 6(a)–6(c), the feeding strip played an important role in mediating the impedance bandwidth ($|S_{11}| < -6$ dB) at low, center, and high frequencies. However, given the strip line width of 1 mm [7], the junction between the feeding strip and the coupling element (J_{fc}) was instead varied for the optimal joint location.

Figure 7 illustrates the simulated impedance bandwidth ($|S_{11}|$) for variable joint locations (J_{fc1} – J_{fc3}), 2 mm apart. For J_{fc1} , the simulated $|S_{11}|$ was below -6 dB in the frequency ranges of 467–565 MHz and 601–1057 MHz, partially covering the target operating band (470–960 MHz). For J_{fc2} and

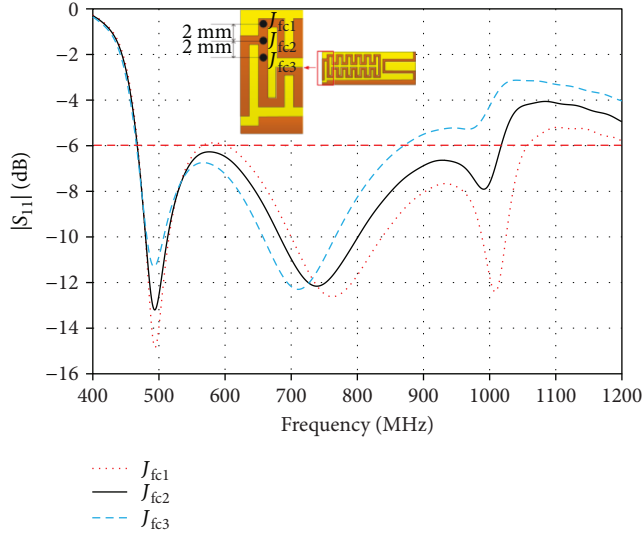


FIGURE 7: Simulated $|S_{11}|$ of the proposed MD-loaded MLA for variable junctions between the feeding strip and the coupling element (J_{fc}).

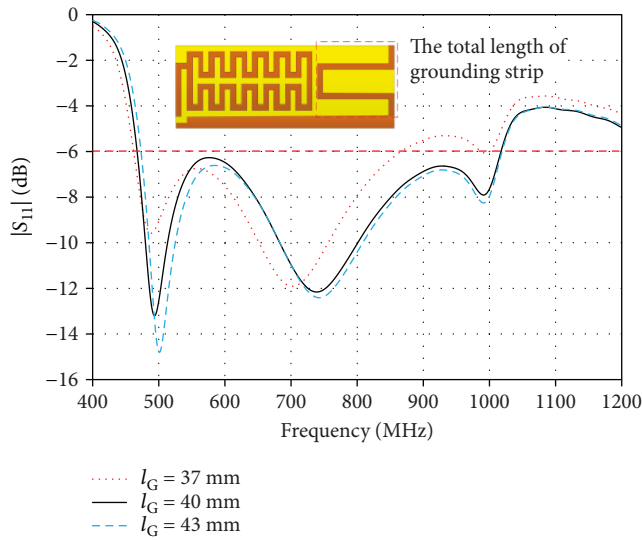


FIGURE 8: Simulated $|S_{11}|$ of the proposed MD-loaded MLA for variable grounding strip lengths (l_G).

J_{fc3} , the simulated $|S_{11}|$ was below -6 dB from 467–1017 MHz and 466–870 MHz, respectively. Thus, J_{fc2} was the optimal joint location because of the broader impedance bandwidth, covering the entire target operating band.

As shown in Figure 6(a), the grounding strip played a crucial part in mediating the impedance bandwidth under the lower-frequency condition (470 MHz). Given the strip line width of 1 mm [7], the ground strip length (l_G) was varied between 37, 40, and 43 mm. Figure 8 illustrates the simulated $|S_{11}|$ of the MD-laden MLA under variable l_G . With $l_G = 37$ mm, the simulated $|S_{11}|$ was below -6 dB from 473 to 1019 MHz. For $l_G = 40$ and 43 mm, the simulated $|S_{11}|$ below -6 dB was realized in the frequency ranges of

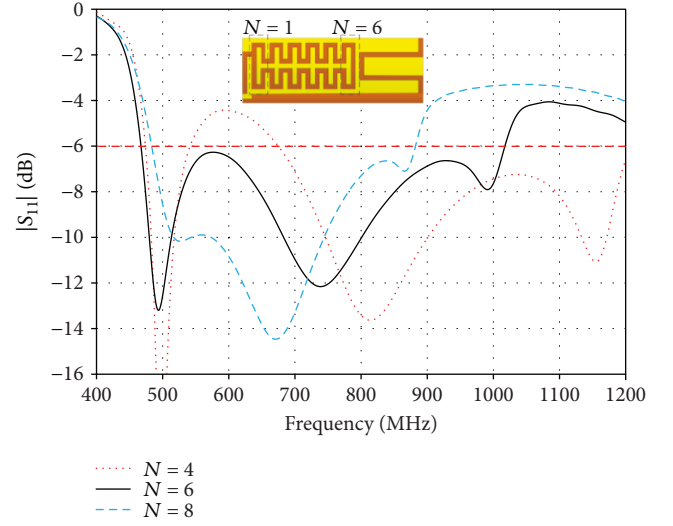


FIGURE 9: Simulated $|S_{11}|$ of the proposed MD-loaded MLA for variable numbers of meandering turns (N).

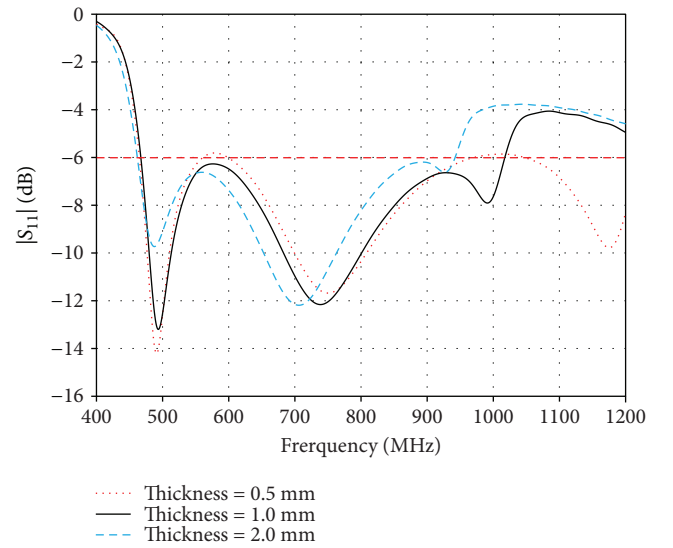


FIGURE 10: Simulated $|S_{11}|$ of the proposed MD-loaded MLA for variable MD thicknesses.

467–1017 MHz and 462–866 MHz. Given the target operating band of 470–960 MHz, the frequency range (473–1019 MHz) of $l_G = 37$ mm failed to cover the lower-end frequency of the target band. On the other hand, the frequency range associated with $l_G = 43$ mm (462–866 MHz) was considerably short of the higher-end frequency of 960 MHz. Meanwhile, the frequency range of $l_G = 40$ mm (467–1017 MHz) fully covered the target operating band.

In the MLA, the electrical size of the antenna could be enhanced while maintaining its physical size by varying the number of meandering turns (N). Figure 9 depicts the simulated $|S_{11}|$ of the MD-laden MLA for variable numbers of meandering turns (N): 4, 6, and 8 turns. With $N = 4$, the simulated $|S_{11}|$ below -6 dB encompassed the frequency ranges

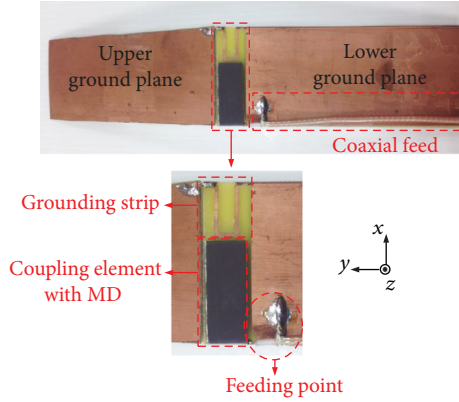
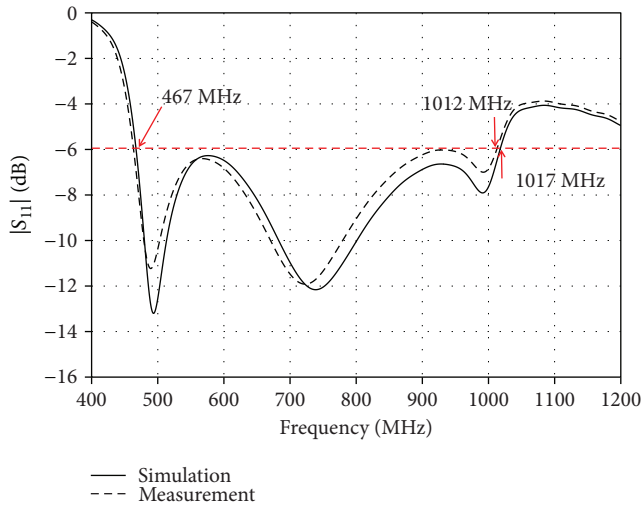


FIGURE 11: Photograph image of the MD-loaded MLA prototype.

FIGURE 12: The simulated and measured $|S_{11}|$ of the MD-loaded MLA relative to frequency.

of 457–514 MHz and 677–1200 MHz, partially covering the target operating band. With $N=6$ and 8, the simulated $|S_{11}|$ below -6 dB covered the frequency ranges of 467–1017 MHz and 483–882 MHz, respectively. Given the target operating band of 470–960 MHz, the optimal number of meandering turns (N) was 6.

Figure 10 illustrates the simulated $|S_{11}|$ of the MD-laden MLA for variable MD thicknesses: 0.5, 1, and 1.5 mm. With 0.5 mm thickness, the simulated $|S_{11}|$ below -6 dB spanned the frequency ranges of 464–561 MHz and 600–970 MHz, partially covering the target operating band. With the thickness of 1 and 2 mm, the simulated $|S_{11}|$ below -6 dB covered the frequency ranges of 467–1017 MHz and 461–942 MHz, respectively. The optimal MD thickness of 1 mm exhibited the best impedance matching.

4. Antenna Prototype and Measured Results

To verify the simulation results, a prototype antenna was fabricated and the experimental results were measured, as

shown in Figure 11. Figure 12 compares the simulated and experimental $|S_{11}|$ of the proposed MD-laden MLA, in which the corresponding impedance bandwidths ($|S_{11}| < -6$ dB) covered the frequency ranges of 467–1017 MHz (74.12%) and 467 MHz–1012 MHz (73.6%). The simulation and experimental results were in good agreement.

The measurement setup uses identical transmitting and receiving antennas. The transmission between antennas was measured using network analyzer model Agilent E5061B carried out in the anechoic chamber. To evaluate the radiation characteristics, the radiation patterns were measured in three principal planes (xz , yz , and xy planes). The tested antennas are separated by the distance of the far-field region. Meanwhile, the bore sight gain was measured based on the Friis transmission formula that can be accomplished by swept frequency. Figures 13(a)–13(f), respectively, illustrate the simulated and measured xz , yz , and xy plane radiation patterns of the MD-laden MLA at 470, 666, 766, 850, 862, and 900 MHz. The proposed MD-laden antenna exhibited an omnidirectional radiation pattern over the experimental frequency band (470–900 MHz). The maximum simulated and experimental cross polarizations (x -pol) were approximately -10 dB for the xz , yz , and xy planes across the experimental frequency band. The simulated and measured half-power beamwidths (HPBW) of the yz and xy planes were 79.2° – 88.2° and 73° – 85.8° , respectively. Despite the cross polarization, the radiation pattern of the MD-laden antenna was omnidirectional, rendering it suitable for DVB-H/LTE13/GSM850/900 applications.

In Figure 14, the minimum and maximum simulated gains were 0.86 and 1.65 dBi, which were agreeable with the corresponding measured gains of 0.65 and 1.54 dBi. The simulated radiation and total efficiencies of the MD-laden MLA were 91.7–95.6% and 69.9–85.5%, respectively. Table 2 tabulates the xy and yz plane HPBW, gains, radiation, and total efficiencies.

5. Conclusion

This research has proposed a miniaturized meander line antenna (MLA) using a magneto dielectric (MD) material for mobile device applications. The proposed MD-laden MLA attached the lower and upper ground planes of the folder-type chassis, connected electrically using a grounding strip. The MD material (ECCOSORB MF-124) was subsequently loaded onto the coupling element area of the MLA. The antenna was ultracompact ($10 \text{ mm} \times 25 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$), with the electrical size of $0.015\lambda \times 0.039\lambda \times 0.0015\lambda$ at 470 MHz. The surface current distribution was simulated to determine the optimal parameters of the MD-laden MLA: the junction between the feeding strip and the coupling element, the length of the grounding strip, and the number of meandering turns, in addition to the MD thickness. To verify, a prototype MD-laden MLA was fabricated and the experiment was carried out. The measured impedance bandwidth ($|S_{11}| < -6$ dB) covered the frequency range of 467–1012 MHz (73.6%), covering the entire target operating band (470–960 MHz). The radiation pattern was omnidirectional, with the antenna's radiation efficiency in excess of 90%,

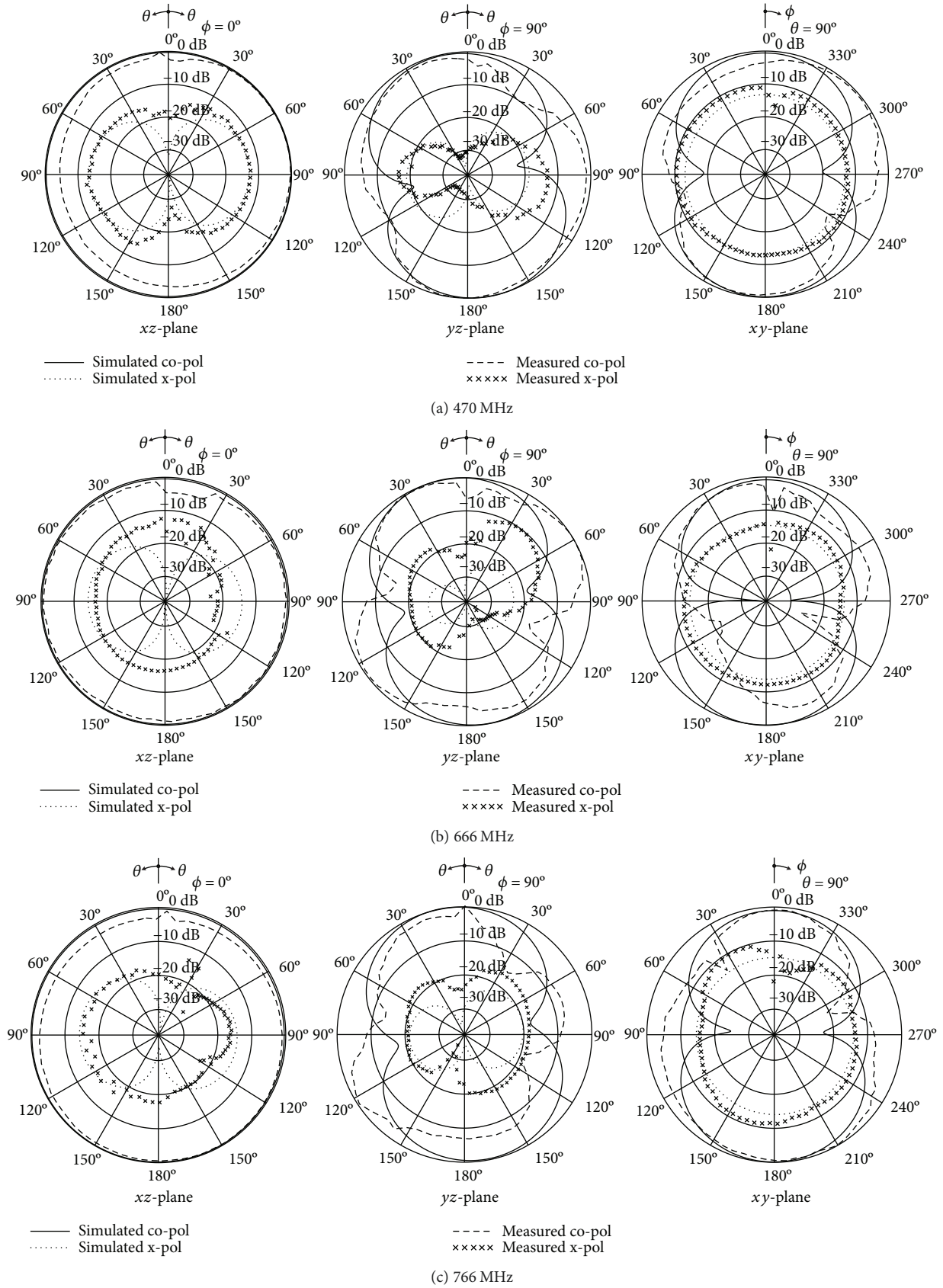


FIGURE 13: Continued.

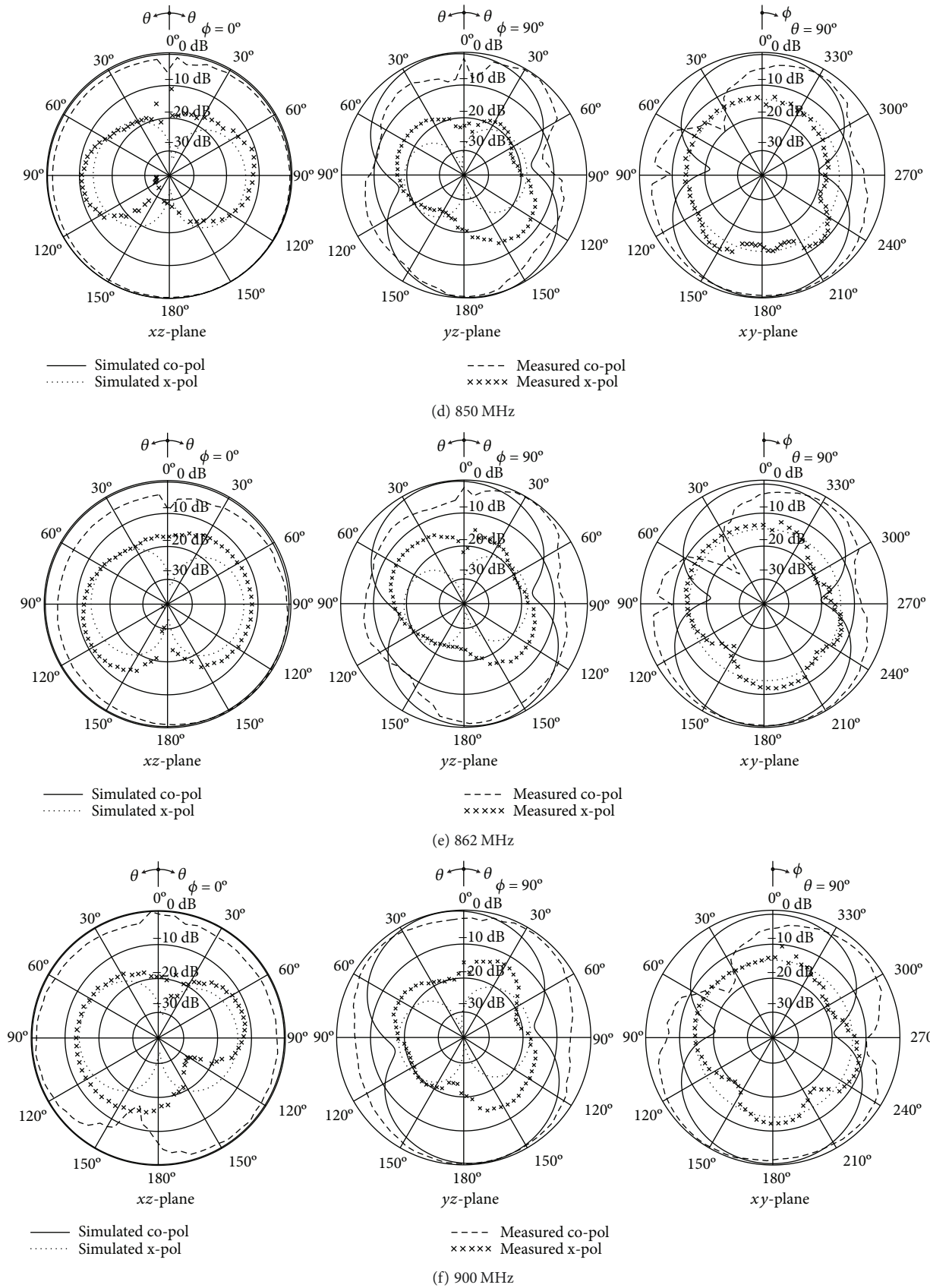


FIGURE 13: The simulated and measured radiation patterns of the MD-loaded MLA: (a) 470 MHz, (b) 666 MHz, (c) 766 MHz, (d) 850 MHz, (e) 862 MHz, and (f) 900 MHz.

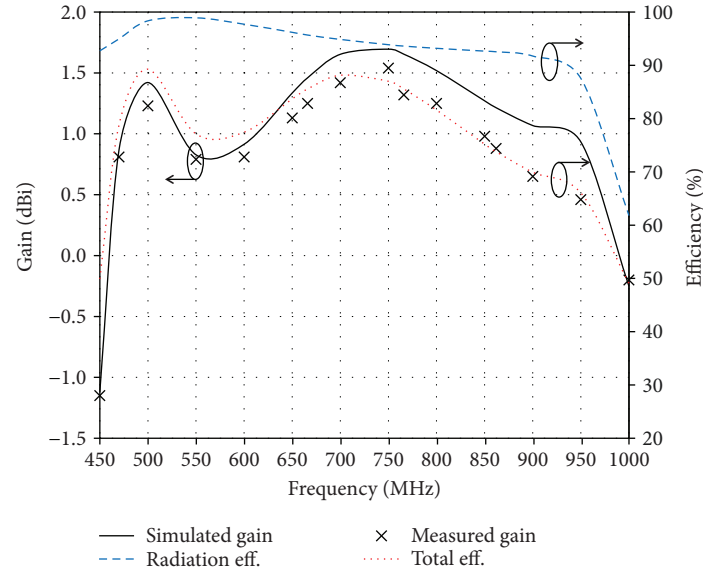


FIGURE 14: The simulated radiation and total efficiencies and simulated and measured gains of the MD-loaded MLA.

TABLE 2: The radiation performance of the proposed MD-loaded MLA.

Frequency (MHz)	Characteristic		Gain (dBi)	Radiation eff. (%)	Total eff. (%)
	HPBW of x y plane ($^{\circ}$)	HPBW of yz plane ($^{\circ}$)			
470	85.8	88.2	0.86	94.9	78.8
666	81.1	84.6	1.46	95.6	85.5
766	79.9	82.5	1.65	93.6	85.5
850	74.9	80.5	1.27	92.6	75.1
862	74.4	80.2	1.21	92.5	73.7
900	73	79.2	1.06	91.7	69.9

rendering it appropriate for the DVB-H/LTE13/GSM850/900 applications. The principal advantage of the MD-laden MLA lies in its ultracompact size and thereby can be readily integrated in the small mobile devices.

Data Availability

The data used to support the findings of this study are available from the corresponding author upon request.

Conflicts of Interest

The authors declare that there is no conflict of interests regarding the publication of this paper.

Acknowledgments

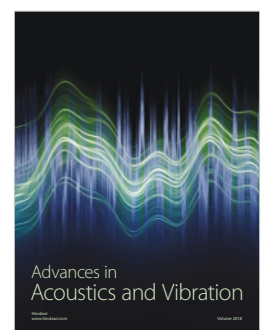
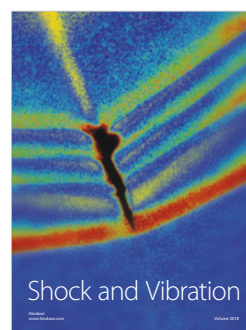
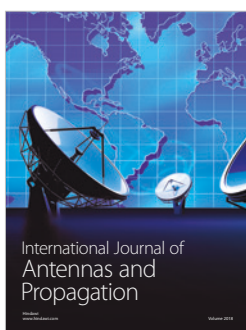
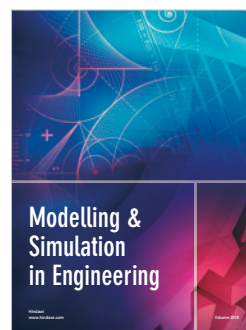
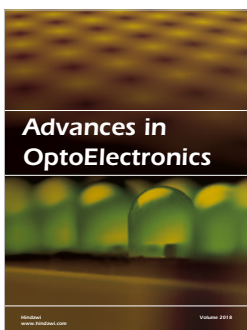
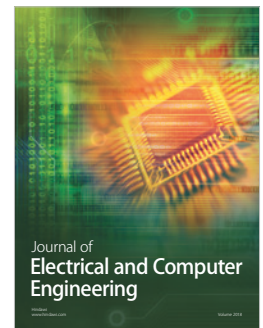
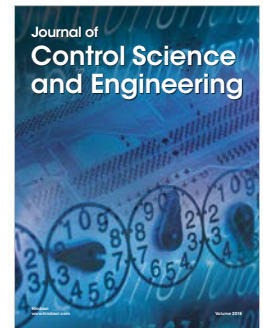
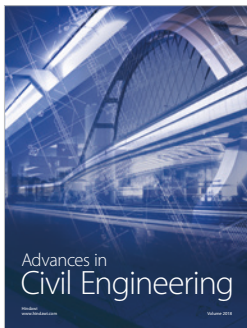
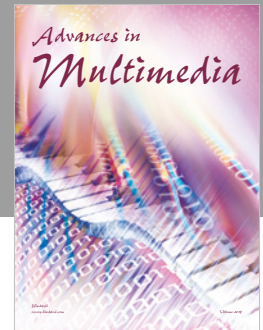
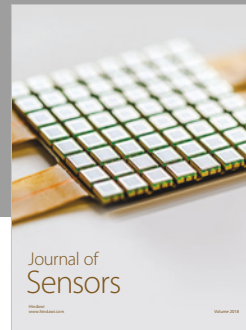
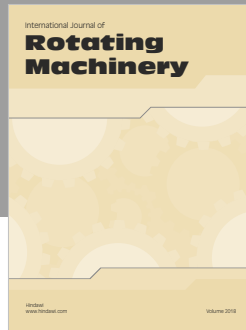
This work has been supported by the Thailand Research Fund through the Research Grant for New Scholar Program under Grant no. MRG6080146. The authors acknowledge with gratefulness the resources provided by the Institute of

Research and Development, Rajamangala University of Technology Rattanakosin.

References

- [1] P. Lindberg and A. Kaikkonen, "Earpiece cord antenna for DVB-H reception in wireless terminals," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 11, pp. 609–611, 2006.
- [2] K. R. Boyle and P. J. Massey, "Nine-band antenna system for mobile phones," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 5, pp. 265–266, 2006.
- [3] J. Kim, G. Kim, W. Seong, and J. Choi, "A tunable internal antenna with an epsilon negative zeroth order resonator for DVB-H service," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 12, pp. 4014–4017, 2009.
- [4] L. Liu, J. Rigelsford, and R. Langley, "Tunable multiband handset antenna operating at VHF and UHF bands," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 7, pp. 3790–3796, 2013.
- [5] L. Huitema, T. Reveyard, J.-L. Matteiand, E. Arnaud, C. Decroze, and T. Monediere, "Frequency tunable antenna using a magneto-dielectric material for DVB-H application," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 9, pp. 4456–4466, 2013.
- [6] D. H. Chio, H. S. Yun, and S. O. Park, "Internal antenna with modified monopole type for DVB-H applications," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 25, pp. 1436–1438, 2006.
- [7] H. Rhyu, C. Jung, J. Byun et al., "DVB-H antenna design using folder-type chassis and coupling element on a ferrite," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 453–456, 2009.
- [8] S. Jeon, Y. Liu, S. Ju, and H. Kim, "PIFA with parallel resonance feed structure for wideband operation," *Electronics Letters*, vol. 47, no. 23, pp. 1263–1265, 2011.
- [9] Z. Zhang, *Antenna Design for Mobile Devices*, John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd-IEEE Press, 2011.
- [10] S.-L. Zuo, Z.-Y. Zhang, and J.-W. Yang, "Planar meander monopole antenna with parasitic strips and sleeve feed for

- DVB-H/LTE/GSM850/900 operation in the mobile phone,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 27–30, 2013.
- [11] R. C. Hansen and M. Burke, “Antennas with magneto-dielectrics,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 26, no. 2, pp. 75–78, 2000.
 - [12] H. Mosallaei and K. Sarabandi, “Magneto-dielectrics in electromagnetics: concept and applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 6, pp. 1558–1567, 2004.
 - [13] P. M. T. Ikonen, K. N. Rozanov, A. V. Osipov, P. Alitalo, and S. A. Tretyakov, “Magnetodielectric substrates in antenna miniaturization: Potential and limitations,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 11, pp. 3391–3399, 2006.
 - [14] B. Kim, H. Rhyu, I. Y. Lee, J. Byun, and B. Lee, “Compact internal antenna using a ferrite material for DVB-H reception in mobile phone,” in *2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1–4, San Diego, CA, USA, July 2008.
 - [15] C. H. Park, H. Rhyu, S. H. Kim, C. Jung, and B. Lee, “Internal DTV antenna on multilayered ferrite substrate for mobile phone applications,” in *2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1–4, San Diego, CA, USA, July 2008.
 - [16] J. F. Pintos, A. Louzir, P. Minard et al., “Ultra-miniature UHF antenna using magneto-dielectric material,” in *2010 14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics & the American Electromagnetics Conference (ANTEM-AMEREM)*, vol. 5–8, pp. 1–4, Ottawa, ON, Canada, July 2010.
 - [17] C. Niamien, S. Collardey, A. Sharaiha, and K. Mahdjoubi, “Compact expressions for efficiency and bandwidth of patch antennas over lossy magneto-dielectric materials,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 63–66, 2011.
 - [18] F. Ferrero, A. Chevalier, J. M. Ribero, R. Staraj, J. L. Mattei, and Y. Queffelec, “A new magneto-dielectric material loaded, tunable UHF antenna for handheld devices,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 951–954, 2011.
 - [19] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials, Transmission Line Theory and Microwave Applications*, Wiley-IEEE Press, 2005.
 - [20] G. V. Eleftheriades and K. G. Balmain, *Negative Refraction Metamaterials: Fundamental Principles and Applications*, Wiley-IEEE Press, 2005.
 - [21] N. Engheta and R. W. Ziolkowski, *Electromagnetic Metamaterials: Physics and Engineering Explorations*, Wiley-IEEE Press, 2006.
 - [22] R. R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, *Metamaterials with Negative Parameters: Theory, Design and Microwave Applications*, Wiley Interscience, 2008.
 - [23] L. Solymar and E. Shamonina, *Waves in Metamaterials*, Oxford University Press, Oxford, 2009.
 - [24] ECCOSORB®MF, “Emersion & Cumming Microwave products website,” <http://www.eccosorb.com/products>.
 - [25] CST Microwave Studio Suite (User’s Manual), 2006.
 - [26] F. Kyohei and M. Hisashi, *Modern Small Antennas: First published, chapter 7*, United States of America by Cambridge University Press, New York, 2013, Cambridge University Press is part of the University of Cambridge.



ประวัตินักวิจัย

ชื่อ - นามสกุล ดร.บัญชา เหลือแดง

วัน เดือน ปีเกิด 16 กุมภาพันธ์ 2522

ประวัติการศึกษา

ชื่อย่อปริญญา	สาขา	สถาบันที่จบ	ปีที่จบ
วศ.ด.	วิศวกรรมไฟฟ้า	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง	2558
วศ.ม.	วิศวกรรมโทรคมนาคม	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง	2554
วศ.บ.	วิศวกรรมโทรคมนาคม	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง	2546

ประวัติการทำงาน

ตำแหน่ง	ประเภทธุรกิจ	ชื่อหน่วยงาน	ปีที่ทำงาน
อาจารย์	มหาวิทยาลัย	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลรัตนโกสินทร์	พ.ศ. 2559 ถึง ปัจจุบัน
ผู้ช่วยนักวิจัย	การวิจัย พัฒนา และวิศวกรรมที่เกี่ยวข้องกับเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์	ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ (NECTEC)	พ.ศ. 2557 ถึง พ.ศ. 2559
Test/Process Analysis Engineer	ออกแบบและประกอบเกี่ยวกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์	บริษัท ซีเลซติกา (ประเทศไทย) จำกัด	พ.ศ. 2546 ถึง พ.ศ. 2555

สาขาที่เชี่ยวชาญ

Antenna designed, Microwave sensor, LabVIEW

วารสารที่ได้รับการตีพิมพ์

1. **B. Luadang** and C. Phongcharoenpanich, "A unidirectional bow tie array antenna with incision gap for DVB-T2 base station," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 9, pp. 1087-1095, 2015. (ISI, IF2014=0.91)
2. C. Phongcharoenpanich, W. Polkaew, **B. Luadang** and P. Akkaraekthalin, "A horizontally polarized omnidirectional antenna using stacked curve dipoles for DTV reception," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2015, pp. 1-9, 2015. (ISI, IF2014=0.66)
3. A. Kandwal, J.V. Chauhan, and **B. Luadang**, "Coupled C-band stacked antenna using different dielectric constant substrates for communication systems," *Engineering Science and Technology*, an International Journal, 2016.
4. **B. Luadang**, R. Senathong, and C. Phongcharoenpanich, "Magneto dielectric-laden miniaturized wideband meander line antenna for mobile devices," *International Journal of Antennas and Propagation*, pp. 1-11, 2018. (ISI, IF2017=1.378)
5. S. Dentre and **B. Luadang**, "Design of wideband radome for antenna array for digital TV broadcasting," *RMUTL. Eng. J.*, ปีที่ 3 ฉบับที่ 2 กรกฎาคม-ธันวาคม 2561 (TCI)
6. M. Krairiksh, C. Kittiyanyunya, T. Limpiti, T. Tantisopharak, P. Leekul, P. Yoiyod, **B. Luadang**, A. Sakonkanapong, and C. Phongcharoenpanich, "Measurement of radiated field from transmitting antennas located in various environments," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, (Early Access)

เอกสารอ้างอิง

- [1] สำนักงานคณะกรรมการกิจการกระจายเสียงกิจการโทรทัศน์ และกิจการโทรคมนาคมแห่งชาติ, “มาตรฐานทางเทคนิคสำหรับเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ภาคพื้นดินในระบบดิจิทัล,” เล่ม 129, หน้า 45, 2555
- [2] P. Lindberg and A. Kaikkonen, “Earpiece cord antenna for DVB-H reception in wireless terminals,” *Electron. Lett.*, vol. 42, pp. 609–611, 2006.
- [3] K. R. Boyle and P. J. Massey, “Nine-band antenna system for mobile phones,” *Electron. Lett.*, vol. 42, pp. 265–266, 2006.
- [4] J. Kim, G. Kim, W. Seong, and J. Choi, “A tunable internal antenna with an epsilon negative zeroth order resonator for DVB-H service,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, No. 12, pp. 4014–4017, 2009.
- [5] L. Liu, J. Rigelsford, and R. Langley, “Tunable multiband handset antenna operating at VHF and UHF bands,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, No. 7, pp. 3790–3796, 2013.
- [6] L. Huitema, T. Reveyrand, J.-L. Matteiand, E. Arnaud, C. Decroze and T. Monediere, “Frequency tunable antenna using a magneto-dielectric material for DVB-H application,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, No. 9, pp. 4456–4466, 2013.
- [7] D. H. Chio, H. S. Yun, and S. O. Park, “Internal antenna with modified monopole type for DVB-H applications,” *Electron. Lett.*, vol. 42, pp.1436–1438, 2006.
- [8] H. Rhyu, C. Jung, J. Byun, M. Park, Y. Chung, T. Kim, and B. Lee, “DVB-H antenna design using folder-type chassis and coupling element on a ferrite,” *IEEE Antenna Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp.453–456, 2009.
- [9] S. Jeon, Y. Liu, S. Ju, and H. Kim, “PIFA with parallel resonance feed structure for wideband operation,” *Electron. Lett.*, vol. 47, pp.1263–1265, 2011.
- [10] Z. Zhang, *Antenna Design for Mobile Devices*, John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd-IEEE Press, pp.192, 2011.
- [11] S.-L. Zuo, Z.-Y. Zhang, and J.-W. Yang, “Planar meander monopole antenna with parasitic strips and sleeve feed for DVB-H/LTE/GSM850/900 operation in the mobile phone,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 12, pp.27–30, 2013.
- [12] R. C. Hansen and M. Burke, “Antennas with magneto-dielectrics,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 26, pp. 75–78, Jul. 2000.

- [13] H.-D. Chen, "Compact broadband microstrip-line-fed sleeve monopole antenna for DTV application and ground plane effect," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 497-500, 2008.
- [14] S. Kashihara, and F. Kuroki, "J-shaped monopole antenna array as an antenna for terrestrial digital broadcasting at UHF band," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 293-296, 2009.
- [15] D.-B. Lin, P.-C.Tsai, I.-T.Tang, and P.-S.Chen, "Spiral and multimode antenna miniaturization for DTV signal receptions," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 902-905, 2010.
- [16] C.-K. Hsu and S.-J. Chung, "A wideband DVB forked shape monopole antenna with coupling effect for usb dongle application," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.58, no.9, pp. 3029-3036, 2010.
- [17] C. Park, H. Rhyu, S. Kim, C. Jung, and B. Lee, "Internal DTV antenna on multilayered ferrite substrate for mobile phone applications," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1-4, 2008.
- [18] B. Kim, H. Rhyu, I.-Y. Lee, J. Byun, and B. Lee, "DVB-H antenna design using folder-type chassis and coupling element on a ferrite," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 453-456, 2009.
- [19] M. Komulainen, M. Berg, and H. Jantunen, "Compact varactor-tuned meander line monopole antenna for DVB-H signal reception," *IET Electronics Letters*, vol. 43, pp. 1436-1438, 2007.
- [20] J. Lee, H. Nat, J. Park, and J. Kim "Design of the DVB-H antenna using broadband matching circuit," *Microwave Conference*, vol. 42, pp 1-4, 2006.
- [21] H. Mosallaei and K. Sarabandi, "Magneto-dielectrics in electromagnetics: Concept and applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 6, pp. 1558–1567, Jun. 2004.
- [22] P. M. T. Ikonen, K. N. Rozanov, A. V. Osipov, P. Alitalo, and S. A. Tretyakov, "Magneto dielectric substrates in antenna miniaturization: Potential and limitations," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 11, pp. 3391–3399, Nov. 2006.
- [23] B. Kim, H. Rhyu, I. Y. Lee, J. Byun, and B. Lee, "Compact internal antenna using a ferrite material for DVB-H reception in mobile phone," in *Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, 2008, pp. 1–4.

- [24] C. H. Park, H. Rhyu, S. H. Kim, C. Jung, and B. Lee, "Internal DTV antenna on multilayered ferrite substrate for mobile phone applications," in *Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, 2008, pp. 1–4.
- [25] J. F. Pintos, A. Louzir, P. Minard, J. Perraudau, J. L. Mattei, D. Souriou, and P. Queffelec, "Ultra-miniature UHF antenna using magneto-dielectric material," in *Proc. 14th Int. Symp. Antenna Technol. Appl. Electromagn. Amer. Electromagn. Conf. (ANTEM-AMEREM)*, Jul. 5–8, 2010, pp. 1–4.
- [26] C. Niamien, S. Collardey, A. Sharaiha, and K. Mahdjoubi, "Compact expressions for efficiency and bandwidth of patch antennas over lossy magneto-dielectric materials," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 63–66, 2011.
- [27] F. Ferrero, A. Chevalier, J. M. Ribero, R. Staraj, J. L. Mattei, and Y. Queffelec, "A new magneto-dielectric material loaded, tunable UHF antenna for handheld devices," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 951–954, 2011.
- [28] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials, Transmission Line Theory and Microwave Applications*, Wiley-IEEE Press, 2005.
- [29] G. V. Eleftheriades and K. G. Balmain, *Negative Refraction Metamaterials: Fundamental Principles and Applications*, Wiley-IEEE Press, 2005.
- [30] N. Engheta and R. W. Ziolkowski, *Electromagnetic Metamaterials: Physics and Engineering Explorations*, Wiley-IEEE Press, 2006.
- [31] R. R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, *Metamaterials with Negative Parameters: Theory, Design and Microwave Applications*, Wiley Interscience, 2008.
- [32] L. Solymar and E. Shamonina, *Waves in metamaterials*, Oxford: Oxford University Press, 2009.
- [33] ECCOSORB®MF, Emersion & Cuming Microwave products website [Online]. Available: <http://www.eccosorb.com/products>
- [34] C. Niamien, S. Collardey, A. Sharaiha, and K. Mahdjoubi, "Ultra-miniature UHF antenna using magneto-dielectric material," *Electronics Letters*, vol. 47, no. 5, 2011.
- [35] F. Farzami, and K. Forooghi, "Miniaturization of a microstrip antenna using a compact and thin magneto-dielectric substrate," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 1540-1542, 2011.

- [36] J. Lee, J. Heo, J. Lee, and Y. Han, "Design of small antennas for mobile handsets using magneto-dielectric material," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 4, 2012.
- [37] D. Souriou, J. Mattei, S. Boucher¹, A. Sharaiha, and A. Claude, "Antenna miniaturization and nanoferrite magneto-dielectric materials," *Antenna Technology and Applied Electromagnetics & the American Electromagnetics Conference*, 2015.
- [38] 'CST Microwave Studio Suite' (User's Manual), 2006
- [39] F. Kyohei and M. Hisashi, 'Modern Small Antennas: First published', (United States of America by Cambridge University Press, New York, Cambridge University Press is part of the University of Cambridge, 2013), chapter 7.