



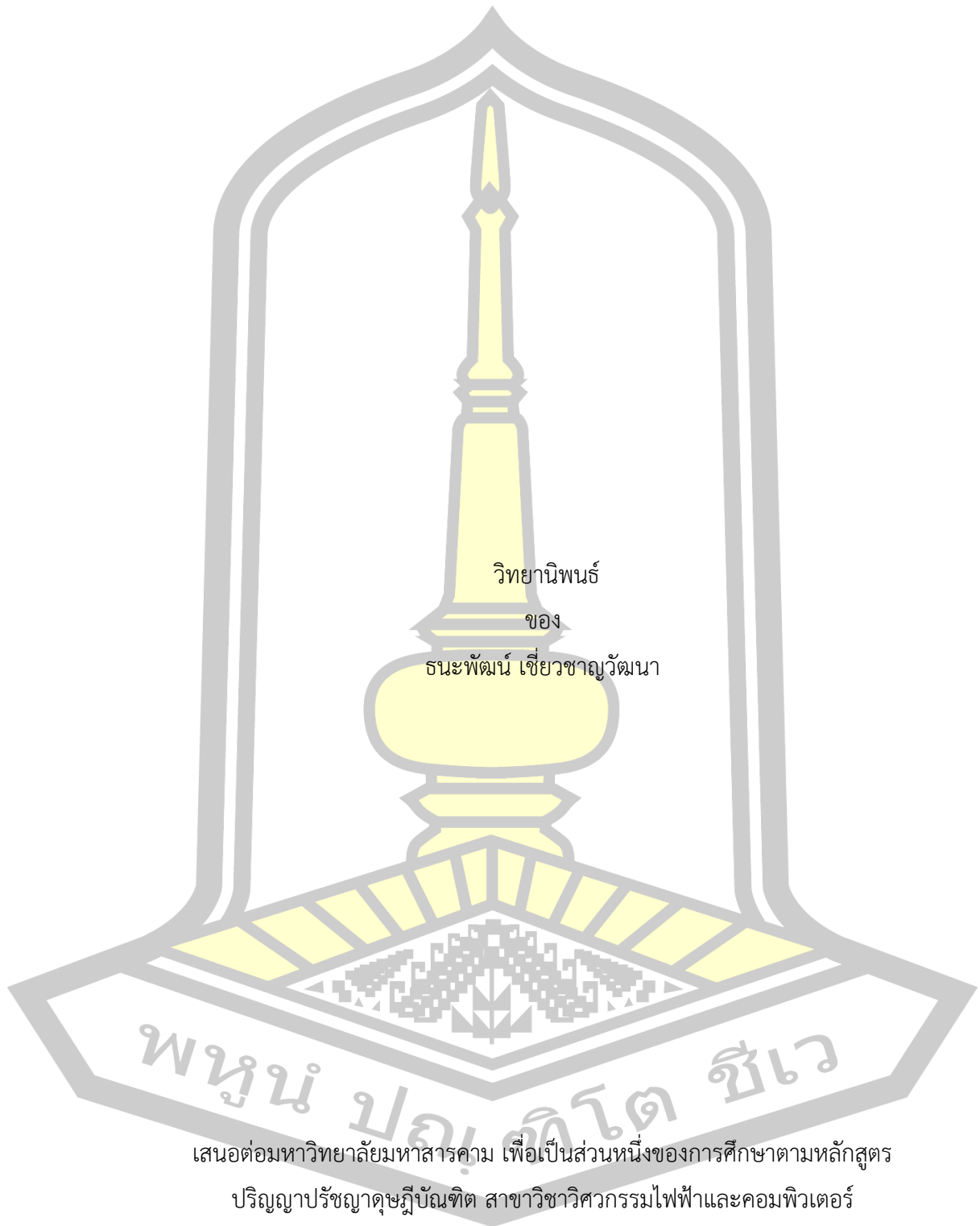
การออกแบบวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสันด้วยตัวเลื่อนเฟสที่เชื่อมต่อกับประจุ

วิทยานิพนธ์
ของ
ธนะพัฒน์ เชี่ยวชาญวัฒนา

เสนอต่อมหาวิทยาลัยมหาสารคาม เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
กุมภาพันธ์ 2568

ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

การออกแบบวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสันด้วยตัวเลื่อนเฟสที่เชื่อมต่อตัวเก็บประจุ



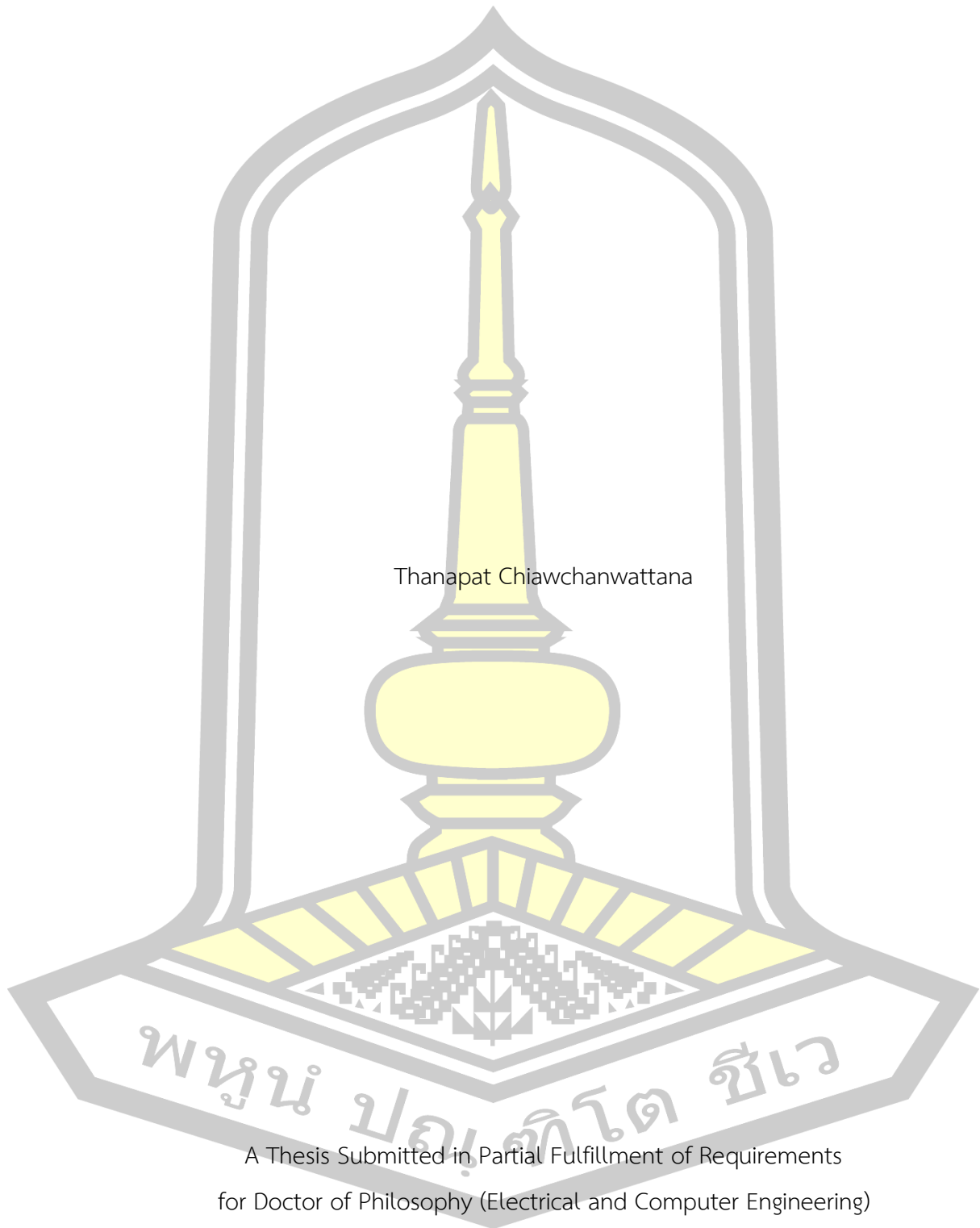
เสนอต่อมหาวิทยาลัยมหาสารคาม เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร

ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์

กุมภาพันธ์ 2568

ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

Design of Wilkinson Power Divider with Capacitive loaded Coupled-lines Phase Shifter



Thanapat Chiawchanwattana

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of Requirements
for Doctor of Philosophy (Electrical and Computer Engineering)

February 2025

Copyright of Mahasarakham University



คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ได้พิจารณาวิทยานิพนธ์ของนายธนะพัฒน์ เชี่ยวชาญ
วัฒนา แล้วเห็นสมควรรับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

ประธานกรรมการ

(ผศ. ดร. สมชาติ โสณะแสง)

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

(รศ. ดร. นิวัตร อังควิศิษฐพันธ์)

กรรมการ

(ผศ. ดร. บัญชา วัฒนนะ)

กรรมการ

(ผศ. ดร. ชัยยงค์ เสริมผล)

กรรมการ

(อ. ดร. ณรงค์กรณ์ อุทาทิพย์)

มหาวิทยาลัยขอนแก่นให้รับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญา ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ของมหาวิทยาลัย
มหาสารคาม

(รศ. ดร. จักรมาส เลหาวิช)

คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

(ศ. ดร. อนงค์ฤทธิ์ แข็งแรง)

ผู้อำนวยการคณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

| | | | |
|------------------|---|------------|-----------------------------|
| ชื่อเรื่อง | การออกแบบวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสันด้วยตัวเลื่อนเฟสที่เชื่อมต่อกับ ประจุ | | |
| ผู้วิจัย | ธนะพัฒน์ เชี่ยวชาญวัฒนา | | |
| อาจารย์ที่ปรึกษา | รองศาสตราจารย์ ดร. นิวัตร อังควิศิษฐพันธ์ | | |
| ปริญญา | ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต | สาขาวิชา | วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ |
| มหาวิทยาลัย | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม | ปีที่พิมพ์ | 2568 |

บทคัดย่อ

การวิจัยนี้นำเสนอการออกแบบและพัฒนาวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสัน (Wilkinson Power Divider) เพื่อให้มีขนาดเล็กและเหมาะสมกับการใช้งานในระบบการสื่อสารสมัยใหม่ที่ต้องการอุปกรณ์ขนาดเล็ก โดยใช้งานตัวเลื่อนเฟส (Phase Shifter) ที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ 1.414 เท่าของค่า Z_0 ของสายส่ง ซึ่งสร้างจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริปและตัวเก็บประจุ วงจรที่พัฒนาขึ้นนี้ได้รับการออกแบบให้ทำงานที่ความถี่ 3.0 GHz บนวัสดุฐาน AD260 เพื่อลดขนาดของวงจรโดยยังคงคุณสมบัติของการแบ่งกำลังงานที่มีประสิทธิภาพสูง วงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสันแบบใหม่มีขนาด 15.367 มิลลิเมตร x 22.860 มิลลิเมตร ซึ่งมีขนาดลดขนาดลงเทียบกับวงจรแบบดั้งเดิมคิดเป็นลดลงร้อยละ 22 ผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าวงจรมีค่าการสะท้อนกลับ (S_{11}) เป็น -50 dB และค่าการแยกสัญญาณ (S_{21} , S_{31}) เป็น -3.25 dB ที่ความถี่ 3.0 GHz ซึ่งแสดงถึงการแบ่งกำลังงานอย่างสมดุลและมีการสูญเสียพลังงานต่ำ การวิจัยประกอบการวิเคราะห์ การออกแบบ และการจำลองการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม Advanced Design System (ADS) และทำการทดลองเพื่อยืนยันผลการออกแบบ งานวิจัยนี้จึงเป็นแนวทางสำคัญสำหรับการพัฒนาวงจรไมโครเวฟขนาดเล็กในอนาคต

คำสำคัญ : ลดขนาดวงจร, ตัวแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสัน, สายส่งเชื่อมต่อแบบคู่ขนาน

| | | | |
|-------------------|--|--------------|-------------------------------------|
| TITLE | Design of Wilkinson Power Divider with Capacitive loaded Coupled-lines Phase Shifter | | |
| AUTHOR | Thanapat Chiawchanwattana | | |
| ADVISORS | Associate Professor Niwat Angkawisittpan , Ph.D. | | |
| DEGREE | Doctor of Philosophy | MAJOR | Electrical and Computer Engineering |
| UNIVERSITY | Maharakham University | YEAR | 2025 |

ABSTRACT

This research presents the design and development of a compact Wilkinson Power Divider (WPD) suitable for modern communication systems requiring miniaturized devices. The proposed design utilizes a phase shifter with a characteristic impedance of 1.414 times the transmission line's Z_0 , constructed from microstrip parallel-coupled lines and capacitors. The circuit was designed to operate at a frequency of 3.0 GHz on an AD260 substrate, achieving size reduction while maintaining high power division efficiency. The new Wilkinson Power Divider measures 15.367 mm x 22.860 mm, representing a 22% size reduction compared to conventional designs. Test results indicate that the circuit achieves a reflection coefficient (S_{11}) of -50 dB and isolation coefficients (S_{21} , S_{31}) of -3.25 dB at 3.0 GHz, demonstrating balanced power division with minimal energy loss. The research includes the analysis, design, and simulation of the circuit using the Advanced Design System (ADS) software, followed by experimental validation. This work serves as a significant contribution to the development of compact microwave circuits for future applications.

Keyword : miniaturize, wilkinson power divider, parallel-coupled lines microstrip

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จสมบูรณ์ได้ด้วยความกรุณาและความช่วยเหลืออย่างสูงยิ่ง ทั้งทางด้านวิชาการและด้านการดำเนินการวิจัยจากบุคคลต่างๆ จึงขอขอบพระคุณมา ณ โอกาสนี้

ขอขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.นิวัตร อังควิศิษฐพันธ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ที่ให้โอกาสทางการศึกษา ให้คำแนะนำปรึกษา ช่วยแก้ปัญหาและให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งช่วยตรวจทาน และแก้ไขวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จนสำเร็จด้วยดี

ขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สมชาติ โสณะแสง ประธานกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้ข้อเสนอแนะ และคำแนะนำปรึกษา ตลอดจนให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยเป็นอย่างดี

ขอขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร. ระวี พรหมหลวงศรี และนายสมควร ศรีสวัสดิ์ สมาชิกกลุ่มวิจัยเฟสซิฟเตอร์ ที่ให้คำปรึกษาและช่วยแก้ปัญหาทางเทคนิคหลาย ๆ อย่าง รวมถึงการให้กำลังใจ

ขอขอบพระคุณคณาจารย์และเจ้าหน้าที่ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคามที่ให้คำแนะนำและชี้แนะในการเรียนและให้ความช่วยเหลือด้านวิชาการและด้านการวิจัยแก่ผู้วิจัย

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณอย่างสูงต่อบิดา มารดา และครอบครัว ที่ให้กำลังใจและให้โอกาสในด้านการศึกษาตลอดมา

ธนะพัฒน์ เขียวชาญวัฒนา

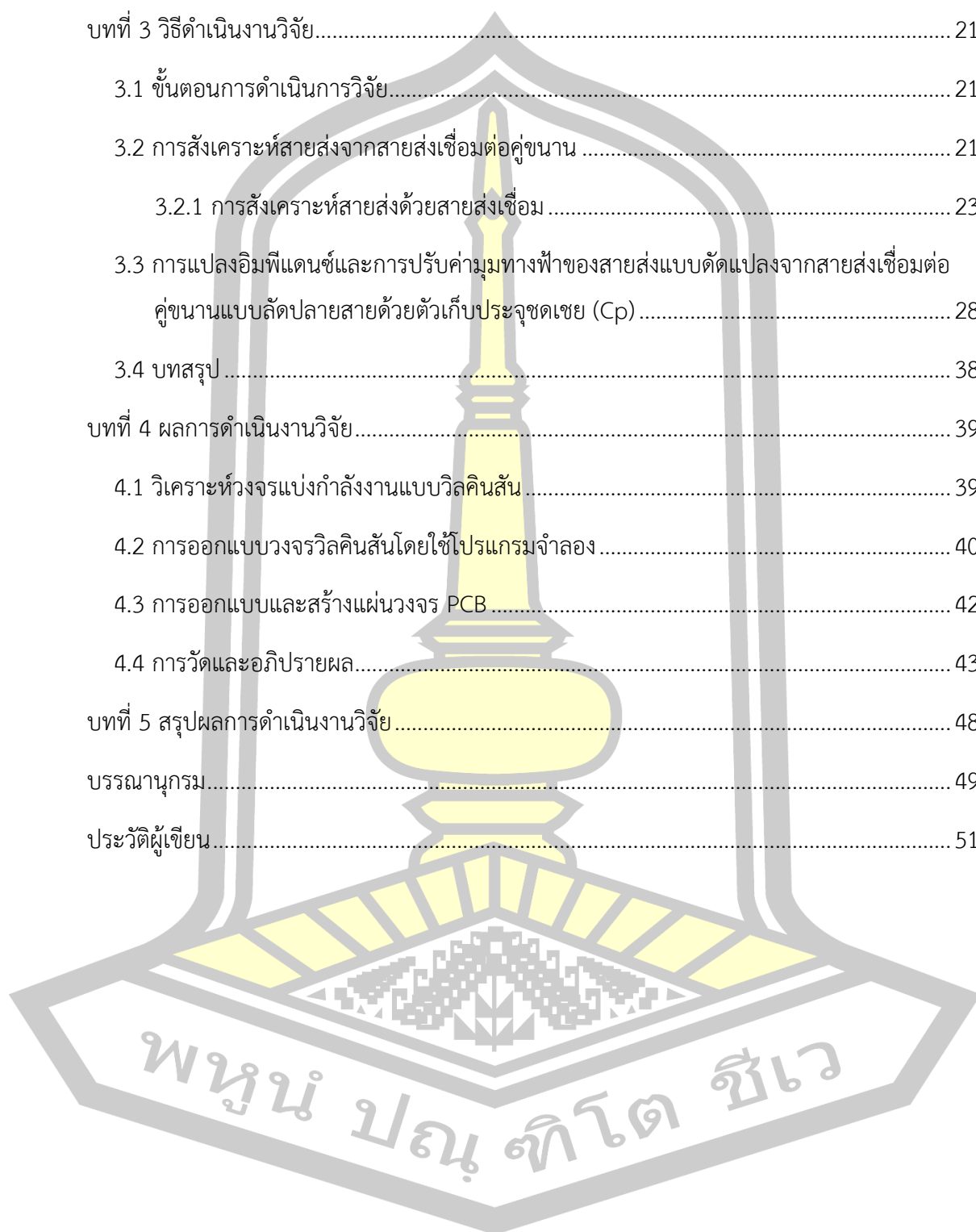
พหุบัณฑิต โท ชีเว

สารบัญ

| | หน้า |
|--|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย..... | ง |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ..... | จ |
| กิตติกรรมประกาศ..... | ฉ |
| สารบัญ..... | ช |
| สารบัญตาราง..... | ญ |
| สารบัญรูปภาพ..... | ฎ |
| บทที่ 1 บทนำ..... | 1 |
| 1.1 ความเป็นมาของการวิจัย..... | 1 |
| 1.2 ความมุ่งหมายของการวิจัย..... | 2 |
| 1.2.1 เพื่อออกแบบวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสันในมีขนาดเล็กกว่าวงจรแบบดั้งเดิม แต่ยังคงคุณสมบัติเดิมไว้ได้..... | 2 |
| 1.2.2 เพื่อออกแบบวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสันโดยใช้สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริป ให้มีคุณลักษณะคล้ายกับสายส่งในวงจรแบบดั้งเดิมเพื่อใช้แทนที่..... | 2 |
| 1.3 ขอบเขตของงานวิจัย..... | 2 |
| 1.3.1 ศึกษาและออกแบบสร้างชิ้นงานวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสัน ที่ความถี่ทำงาน 3000 เมกะเฮิร์ตซ์ บนโครงสร้างไมโครสตริปในวัสดุฐานรอง AD260..... | 2 |
| 1.3.2 สามารถทดสอบการทำงานของวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสัน ที่ใช้สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน ที่ออกแบบบนโครงสร้างไมโครสตริปในวัสดุฐานรอง AD260 ให้ได้ตามข้อกำหนด ที่ความถี่ทำงาน 3000 เมกะเฮิร์ตซ์..... | 2 |
| 1.4 วิธีดำเนินการวิจัย..... | 2 |
| 1.4.1 ศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับการสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริปในรูปแบบต่างๆ..... | 2 |
| 1.4.2 ศึกษาเครื่องมือที่ทำการออกแบบ และสร้างแผ่นวงจรพิมพ์บนโครงสร้างไมโครสตริป.. | 2 |

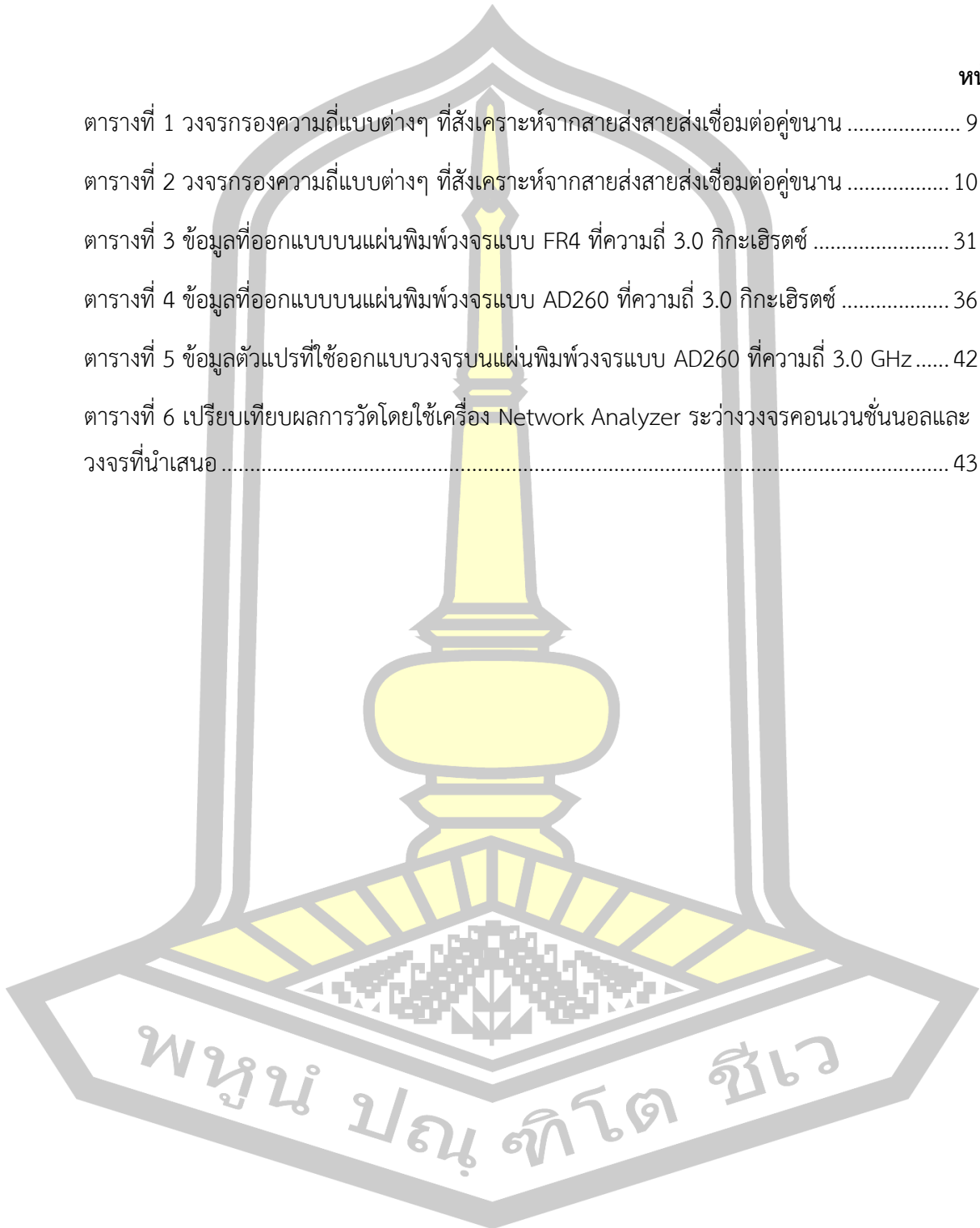
| | |
|--|----|
| 1.4.3 ทดสอบความเป็นไปได้ของทฤษฎี ด้วยการใช้การจำลองการทำงาน และ สร้างแผ่นวงจรพิมพ์ ในการพิสูจน์ทฤษฎี..... | 2 |
| 1.4.4 สร้างและทดสอบการทำงานของวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสัน ที่ใช้สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน ที่ออกแบบบนโครงสร้างไมโครสตริป..... | 2 |
| 1.5 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย..... | 2 |
| 1.5.1 เครื่องคอมพิวเตอร์ | 2 |
| 1.5.2 โปรแกรม Advanced Design System 2009 (ADS 2009) ลิขสิทธิ์มหาวิทยาลัยมหาสารคาม..... | 2 |
| 1.5.3 แผ่นวัสดุ (Substrate) รุ่น AD260 | 2 |
| 1.5.4 เครื่องวัดโครงข่ายงานไฟฟ้า รุ่น S5065 (Network Analyzer)..... | 2 |
| 1.6 ประโยชน์ของงานวิจัย..... | 2 |
| 1.6.1 ได้วงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสันบนโครงสร้างสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบไมโครสตริปที่มีวงจรมินิเจอร์ แต่ยังคงคุณสมบัติเดิม..... | 2 |
| 1.6.2 ได้สมการของตัวเก็บประจุ (Closed form equation) ที่ใช้ในการออกแบบ | 2 |
| บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง..... | 3 |
| 2.1 สายส่งไมโครสตริป..... | 3 |
| 2.1.1 คลื่นเดินทางในสายส่งไมโครสตริป | 3 |
| 2.1.2 คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบกึ่งตั้งฉาก | 4 |
| 2.1.3 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล | 4 |
| 2.1.4 ความยาวคลื่นเดินทาง ค่าคงที่ของการแพร่ ความเร็วเฟสและความยาวทางไฟฟ้า..... | 5 |
| 2.2 สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริป..... | 5 |
| 2.3 การประยุกต์ใช้งานในรูปของโครงข่ายไฟฟ้าสองพอร์ต..... | 8 |
| 2.4 วงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสัน | 11 |
| 2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง..... | 12 |
| 2.5.1 งานวิจัยที่เกี่ยวกับการสร้าง Phase Shifter โดยใช้ MicroStrip..... | 12 |

| | |
|--|----|
| 2.5.2 งานวิจัยที่เกี่ยวกับการลดขนาดวงจรแบ่งกำลังแบบวิลคินสัน | 15 |
| บทที่ 3 วิธีดำเนินงานวิจัย..... | 21 |
| 3.1 ขั้นตอนการดำเนินการวิจัย..... | 21 |
| 3.2 การสังเคราะห์สายส่งจากสายส่งเชื่อมต่อกู่ขนาน | 21 |
| 3.2.1 การสังเคราะห์สายส่งด้วยสายส่งเชื่อม | 23 |
| 3.3 การแปลงอิมพีแดนซ์และการปรับค่ามุมทางฟ้าของสายส่งแบบดัดแปลงจากสายส่งเชื่อมต่อกู่ขนานแบบลัดปลายสายด้วยตัวเก็บประจุชดเชย (Cp) | 28 |
| 3.4 บทสรุป | 38 |
| บทที่ 4 ผลการดำเนินงานวิจัย..... | 39 |
| 4.1 วิเคราะห์วงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสัน | 39 |
| 4.2 การออกแบบวงจรวิลคินสันโดยใช้โปรแกรมจำลอง | 40 |
| 4.3 การออกแบบและสร้างแผ่นวงจร PCB | 42 |
| 4.4 การวัดและอภิปรายผล..... | 43 |
| บทที่ 5 สรุปผลการดำเนินงานวิจัย..... | 48 |
| บรรณานุกรม..... | 49 |
| ประวัติผู้เขียน..... | 51 |



สารบัญตาราง

| | หน้า |
|--|------|
| ตารางที่ 1 วงจรกรองความถี่แบบต่างๆ ที่สังเคราะห์จากสายส่งสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน | 9 |
| ตารางที่ 2 วงจรกรองความถี่แบบต่างๆ ที่สังเคราะห์จากสายส่งสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน | 10 |
| ตารางที่ 3 ข้อมูลที่ออกแบบบนแผ่นพิมพ์วงจรแบบ FR4 ที่ความถี่ 3.0 กิกะเฮิร์ตซ์ | 31 |
| ตารางที่ 4 ข้อมูลที่ออกแบบบนแผ่นพิมพ์วงจรแบบ AD260 ที่ความถี่ 3.0 กิกะเฮิร์ตซ์ | 36 |
| ตารางที่ 5 ข้อมูลตัวแปรที่ใช้ออกแบบวงจรบนแผ่นพิมพ์วงจรแบบ AD260 ที่ความถี่ 3.0 GHz | 42 |
| ตารางที่ 6 เปรียบเทียบผลการวัดโดยใช้เครื่อง Network Analyzer ระหว่างวงจรคอนเวนชันนอลและ วงจรที่นำเสนอ | 43 |



สารบัญรูปภาพ

| | หน้า |
|--|------|
| ภาพที่ 1 โครงสร้างของสายส่งไมโครสตริป [4]..... | 3 |
| ภาพที่ 2 ผลการจำลองลักษณะการกระจายของ (ก) สนามแม่เหล็ก (ข) สนามไฟฟ้าบนสายส่งไมโครสตริป [6]..... | 4 |
| ภาพที่ 3 โครงสร้างทางกายภาพของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริป [2]..... | 6 |
| ภาพที่ 4 วงจรสมมูลของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน..... | 6 |
| ภาพที่ 5 หน้าทีของพอร์ตต่างๆ..... | 6 |
| ภาพที่ 6 (ก) วงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสัน และ (ข) หมายเลขพอร์ตที่สัมพันธ์กับหน้าที่..... | 11 |
| ภาพที่ 7 ลักษณะลักษณะความสัมพันธ์การทำงานของวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสัน..... | 11 |
| ภาพที่ 8 วงจรสมมูลของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบสี่พอร์ตที่มีลักษณะสมมาตร[2]..... | 21 |
| ภาพที่ 9 การสังเคราะห์วงจรขยายไฟฟ้า 2 พอร์ตจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบ 4 พอร์ต ด้วยการเทอร์มินเนตตัวเก็บประจุที่พอร์ต 3 และพอร์ต 4..... | 23 |
| ภาพที่ 10 วงจรขยายไฟฟ้า 2 พอร์ตจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานเมื่อเชื่อมต่อตัวเก็บประจุแบบอนุกรมระหว่างพอร์ต 3 และ พอร์ต 4..... | 24 |
| ภาพที่ 11 วงจรขยายไฟฟ้า 2 พอร์ตจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานเมื่อเชื่อมต่อตัวเก็บประจุแบบขนานที่พอร์ต 3 และพอร์ต 4..... | 24 |
| ภาพที่ 12 สายส่งแบบ 2 พอร์ตที่สังเคราะห์ขึ้นจากสายส่งจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบ FR4 ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -8 เดซิเบล..... | 28 |
| ภาพที่ 13 กราฟตัวแปร S_{21} , S_{11} และมุมเฟสของสายส่งแบบ 2 พอร์ตที่สังเคราะห์ขึ้นจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบ FR4 ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -8 เดซิเบล..... | 29 |
| ภาพที่ 14 สายส่งแบบ 2 พอร์ตที่สังเคราะห์ขึ้นจากสายส่งจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบ AD260 ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -14 เดซิเบล..... | 29 |
| ภาพที่ 15 กราฟตัวแปร S_{21} , S_{11} และมุมเฟสของสายส่งแบบ 2 พอร์ตที่สังเคราะห์ขึ้นจากสายส่งจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบ AD260 ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -14 เดซิเบล..... | 30 |

ภาพที่ 16 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าค่าตัวเก็บประจุขดเชย (C_p) และค่ามุมทางไฟฟ้าที่หดสั้นลง (θ_f)
 ที่ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -8 และ -14 เดซิเบล..... 32

ภาพที่ 17 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์โหมดคู่และคี่ของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานก่อน และหลังการ
 ปรับแต่งที่ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -8 และ -14 เดซิเบล บนสายส่งแบบ FR4..... 32

ภาพที่ 18 ลักษณะการแปลงอิมพีแดนซ์ของสายส่งแบบ 2 พอร์ตที่สังเคราะห์ขึ้นในช่วงความถี่ทำงาน
 3 กิกะเฮิรตซ์ บนแผ่นพิมพ์วงจรแบบ FR4 33

ภาพที่ 19 สายส่งแบบ 2 พอร์ตที่สังเคราะห์ขึ้นจากสายส่งจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบ AN260 ที่
 มีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -8 เดซิเบล 34

ภาพที่ 20 กราฟตัวแปร S_{21} , S_{11} และมุมเฟสของสายส่งแบบ 2 พอร์ตที่สังเคราะห์ขึ้นจากสายส่งจาก
 สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบ AD260 ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -8 เดซิเบล..... 34

ภาพที่ 21 สายส่งแบบ 2 พอร์ตที่สังเคราะห์ขึ้นจากสายส่งจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบ AD260 ที่
 มีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -14 เดซิเบล 35

ภาพที่ 22 กราฟตัวแปร S_{21} , S_{11} และมุมเฟสของสายส่งแบบ 2 พอร์ตที่สังเคราะห์ขึ้นจากสายส่งจาก
 สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบ AD260 ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -14 เดซิเบล 35

ภาพที่ 23 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าค่าตัวเก็บประจุขดเชย (C_p) และค่ามุมทางไฟฟ้าที่หดสั้นลง (θ_f)
) ที่ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -8 และ -14 เดซิเบล 37

ภาพที่ 24 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์โหมดคู่และคี่ของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานก่อน และหลังการ
 ปรับแต่งที่ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -8 และ -14 เดซิเบล บนสายส่งแบบ AD260..... 37

ภาพที่ 25 ลักษณะการแปลงอิมพีแดนซ์ของสายส่งแบบ 2 พอร์ตที่สังเคราะห์ขึ้นในช่วงความถี่
 ทำงาน 3 กิกะเฮิรตซ์ บนแผ่นพิมพ์วงจรแบบ AD260 38

ภาพที่ 26 เปรียบเทียบวงจรแบ่งกำลังแบบวิลคินสัน กับวงจรที่ใช้คุณสมบัติบางอย่างมาทดแทน.... 39

ภาพที่ 27 วงจรแบ่งกำลังแบบวิลคินสันที่นำเสนอ..... 40

ภาพที่ 28 วงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสันย่านความถี่ S-band 41

ภาพที่ 29 ผลการออกแบบแผ่น PCB..... 42

ภาพที่ 30 เปรียบเทียบแผ่นวงจรพิมพ์แบบ Conventional (ซ้าย) และแบบ ที่นำเสนอ (ขวา) 43

ภาพที่ 31 ผลการวัดโดยใช้เครื่อง Network Analyzer ของวงจรที่นำเสนอ 44

ภาพที่ 32 ผลการวัดโดยใช้เครื่อง Network Analyzer ของวงจรถอนเวทช์นอล..... 44

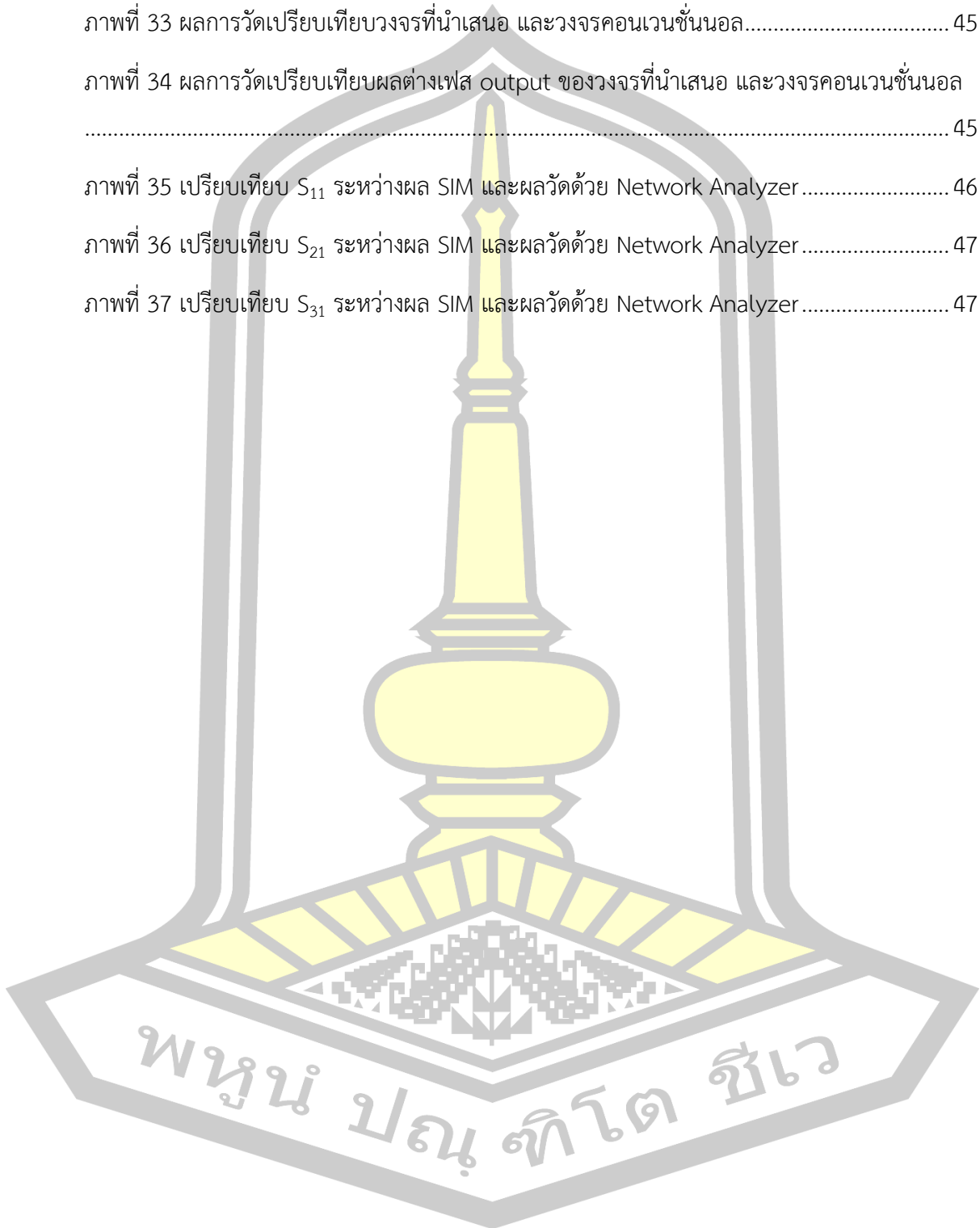
ภาพที่ 33 ผลการวัดเปรียบเทียบวงจรถอนเวทช์นอล และวงจรถอนเวทช์นอล..... 45

ภาพที่ 34 ผลการวัดเปรียบเทียบผลต่างเฟส output ของวงจรถอนเวทช์นอล และวงจรถอนเวทช์นอล 45

ภาพที่ 35 เปรียบเทียบ S_{11} ระหว่างผล SIM และผลวัดด้วย Network Analyzer..... 46

ภาพที่ 36 เปรียบเทียบ S_{21} ระหว่างผล SIM และผลวัดด้วย Network Analyzer..... 47

ภาพที่ 37 เปรียบเทียบ S_{31} ระหว่างผล SIM และผลวัดด้วย Network Analyzer..... 47



บทที่ 1 บทนำ

1.1 ความเป็นมาของการวิจัย

ปัจจุบันระบบการสื่อสารมีการพัฒนาอย่างรวดเร็ว ซึ่งระบบสื่อสารสมัยใหม่มีแนวโน้มที่ ต้องการให้อุปกรณ์ เครื่องมือที่ใช้มีขนาดเล็กลง ทำให้มีความจำเป็นต้องพัฒนาวิธีสร้างวงจรภายใน อุปกรณ์ต่างๆ ให้มีขนาดที่เล็กลงแต่ยังคงสามารถทำงานได้มีประสิทธิภาพเหมือนเดิม ซึ่งในการนี้ การ พัฒนาวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในอุปกรณ์สื่อสารต่าง ๆ ด้วยเทคโนโลยีไมโครสตริป (Microstrip) ก็มี ส่วนสำคัญเป็นอย่างมาก เพราะข้อดีของการพัฒนางจรอิเล็กทรอนิกส์ด้วยเทคโนโลยีนี้มีข้อดีคือมี ขนาดที่เล็ก และค่าใช้จ่ายในการสร้างและพัฒนางจรที่น้อยกว่าวิธีดั้งเดิม ซึ่งหนึ่งในวงจรเหล่านี้ก็คือ วงจรแบ่งกำลังงาน วิลคินสัน (Wilkinson power divider) ซึ่งเป็นวงจรที่นิยมใช้กันอย่างกว้างขวางใน อุปกรณ์สื่อสารสมัยใหม่ เช่น อุปกรณ์สื่อสารพกพาแบบต่าง ๆ โทรศัพท์มือถือ อุปกรณ์การแพทย์ (Biomedical Instruments) อุปกรณ์ขยายกำลัง (Power Amplifiers) อาร์เรย์เสาอากาศ (Antenna Arrays) เป็นต้น [1, 2]

สำหรับการสื่อสารไร้สายในย่านความถี่ไมโครเวฟ สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริป (Microstrip parallel- couple lines) เป็นอุปกรณ์สำคัญ ที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรในย่านความถี่ ไมโครเวฟหลายชนิดเช่น วงจรกรองความถี่ผ่านแถบ (Band pass filter) วงจรแบ่งกำลังงาน วิลคินสัน (Wilkinson power divider) วงจรเลื่อนเฟส วงจรสายส่งแปลงอิมพีแดนซ์ (Impedance Transformer Transmission Lines) เป็นต้น [2, 3] โดยทั่วไปวงจรแบ่งกำลังงานวิลคินสันแบบไมโครสตริป จะสร้างขึ้นมาจากสายส่งความยาวเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่น ($\frac{\lambda}{4}$) ส่งผลให้วงจรมี ขนาดใหญ่ ไม่เหมาะกับการนำไปใช้งานในอุปกรณ์สื่อสารในปัจจุบันที่นิยมให้มีขนาดที่เล็กลง

ด้วยเหตุนี้ผู้วิจัยจึง มีความสนใจในการศึกษาและออกแบบวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสัน ให้มีขนาดเล็กลง ที่ความถี่ทำงาน 3000 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยการสร้างตัวเลื่อนเฟส 90 องศา (90 degree phase shifter) จากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริป ให้มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ 1.414 เท่าของค่า Z_0 สายส่ง มาแทนที่สายส่ง ความยาวเศษ 1 ส่วน 4 ความยาวคลื่นแบบธรรมดา ณ ความถี่ทำงาน (Operating frequency : f_0)

1.2 ความมุ่งหมายของการวิจัย

- 1.2.1 เพื่อออกแบบวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสันในมีขนาดเล็กกว่าวงจรแบบดั้งเดิม แต่ยังคงคุณสมบัติเดิมไว้ได้
- 1.2.2 เพื่อออกแบบวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสันโดยใช้สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริป ให้มีคุณลักษณะคล้ายกับสายส่งในวงจรแบบดั้งเดิมเพื่อใช้แทนที่

1.3 ขอบเขตของงานวิจัย

- 1.3.1 ศึกษาและออกแบบสร้างชิ้นงานวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสัน ที่ความถี่ทำงาน 3000 เมกะเฮิร์ตซ์ บนโครงสร้างไมโครสตริปในวัสดุฐานรอง AD260
- 1.3.2 สามารถทดสอบการทำงานของวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสัน ที่ใช้สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน ที่ออกแบบบนโครงสร้างไมโครสตริปในวัสดุฐานรอง AD260 ให้ได้ตามข้อกำหนด ที่ความถี่ทำงาน 3000 เมกะเฮิร์ตซ์

1.4 วิธีดำเนินการวิจัย

- 1.4.1 ศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับการสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริปในรูปแบบต่างๆ
- 1.4.2 ศึกษาเครื่องมือที่ทำการออกแบบ และสร้างแผ่นวงจรพิมพ์บนโครงสร้างไมโครสตริป
- 1.4.3 ทดสอบความเป็นไปได้ของทฤษฎี ด้วยการจำลองการทำงาน และ สร้างแผ่นวงจรพิมพ์ ในการพิสูจน์ทฤษฎี
- 1.4.4 สร้างและทดสอบการทำงานของวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสัน ที่ใช้สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน ที่ออกแบบบนโครงสร้างไมโครสตริป

1.5 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

- 1.5.1 เครื่องคอมพิวเตอร์
- 1.5.2 โปรแกรม Advanced Design System 2009 (ADS 2009) ลิขสิทธิ์มหาวิทยาลัยมหาสารคาม
- 1.5.3 แผ่นวัสดุ (Substrate) รุ่น AD260
- 1.5.4 เครื่องวัดโครงข่ายงานไฟฟ้า รุ่น S5065 (Network Analyzer)

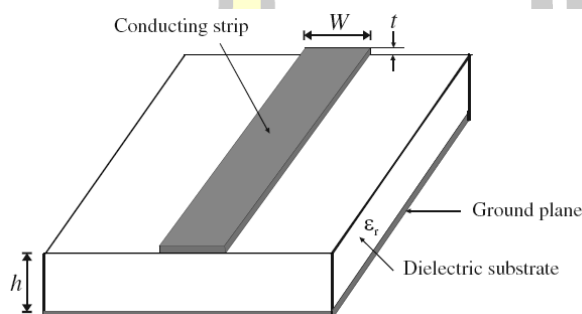
1.6 ประโยชน์ของงานวิจัย

- 1.6.1 ได้วงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสันบนโครงสร้างสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบไมโครสตริปที่มีวงจรขนาดเล็ก แต่ยังคงคุณสมบัติเดิม
- 1.6.2 ได้สมการของตัวเก็บประจุ (Closed form equation) ที่ใช้ในการออกแบบ

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 สายส่งไมโครสตริป

สายส่งไมโครสตริปประกอบไปด้วยแผ่นตัวนำซึ่งเป็นโลหะทองแดงที่มีความกว้าง W และความหนาของทองแดงสัญญาณ (Thickness: T) วางอยู่บนวัสดุฐานรอง หรือ ซับสเตรต (Substrate) ไดอิเล็กตริกที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (Dielectric permeability) ϵ_r และมีความหนา h ด้านล่างของซับสเตรตจะมีแผ่นตัวนำหุ้มอยู่และทำหน้าที่เป็นระนาบกราวด์ดังแสดงในภาพที่ 1



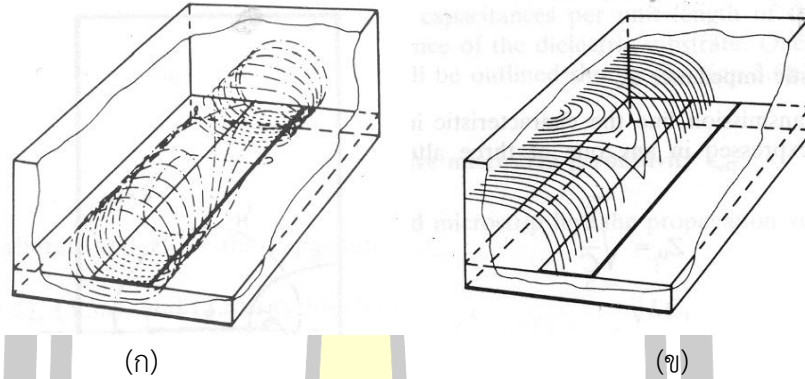
ภาพที่ 1 โครงสร้างของสายส่งไมโครสตริป [4]

2.1.1 คลื่นเดินทางในสายส่งไมโครสตริป

สายส่งไมโครสตริปมีตัวกลางด้านบนกับด้านล่างไม่เป็นเนื้อเดียวกัน (ข้างบนเป็นอากาศส่วนข้างล่างเป็นวัสดุฐานรอง) โดยธรรมชาติของสายส่งที่มีตัวกลางไม่เป็นเนื้อเดียวกันดังกล่าวจะไม่สามารถรองรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบตั้งฉากได้ (Purely TEM)[1, 5] เนื่องจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบตั้งฉากแบบบริสุทธิ์จะมีเฉพาะองค์ประกอบของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่ตั้งฉากกับทิศทางการเคลื่อนของคลื่นเท่านั้นและความเร็วเฟสของคลื่นเดินทางจะแปรผันสมบัติของวัสดุซึ่งก็คือค่าสภาพซึมทราบสนามไฟฟ้า (Permittivity : ϵ) และค่าสภาพความซึมทราบสนามแม่เหล็ก (Permeability : μ) คลื่นที่เคลื่อนบนสายส่งที่ไม่เป็นเนื้อเดียวกันเช่นสายส่งไมโครสตริปจะมีองค์ประกอบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าบางส่วนในทิศตามยาวของการเคลื่อนที่ (Longitudinal components) ด้วย ดังนั้นความเร็วเฟสของคลื่นเดินทางไม่เพียงแต่จะแปรผันสมบัติของวัสดุหรือตัวกลางเท่านั้นแต่จะแปรตามโครงสร้างทางกายภาพของสายส่งด้วย ลักษณะคลื่นดังกล่าวนี้จะเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบกึ่งตั้งฉาก

2.1.2 คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบกึ่งตั้งฉาก

ในกรณีที่องค์ประกอบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในทิศตามยาวของการเคลื่อนที่มีปริมาณน้อยกว่าองค์ประกอบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในแนวตั้งฉากมากๆ เราจะละเลยองค์ประกอบคลื่นในแนวตามยาวดังกล่าว ในกรณีนี้พฤติกรรมของคลื่นจะเหมือนกับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบตั้งฉากและทฤษฎีนี้ก็เหมาะสมที่จะใช้กับสายส่งแบบไมโครสตริปและเรียกว่า “คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบกึ่งตั้งฉาก”



ภาพที่ 2 ผลการจำลองลักษณะการกระจายของ

(ก) สนามแม่เหล็ก (ข) สนามไฟฟ้าบนสายส่งไมโครสตริป [6]

ตั้งฉากแบบประมาณ : Quasi-TEM approximation ในภาพที่ 2 แสดงผลการจำลองแบบสามมิติที่ได้จากสมการของแมกซ์เวลล์ [6] จากรูปองค์ประกอบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าบนสายส่งไมโครสตริปมีทั้งแบบตามขวางและตามยาวกับสายส่ง

2.1.3 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล

สำหรับกรณีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบกึ่งตั้งฉากคุณลักษณะในการส่งผ่าน (Transmission characteristic) ของสายส่งไมโครสตริปจะนิยามได้ด้วยตัวแปรค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ϵ_r และอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่ง Z_c ซึ่งคำนวณจากการวิเคราะห์แบบกึ่งสถิตย์ (Quasistatic analysis) [6] ในการวิเคราะห์แบบกึ่งสถิตย์จะสมมุติว่าคลื่นโหมดพื้นฐานในสายส่งไมโครสตริปเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบบริสุทธ์และนิยามของตัวแปรทั้งสองตัวที่กล่าวถึงไปแล้วจะเป็นไปตามสมการ

$$\epsilon_{eff} = \frac{C_{substrate}}{C_{air}} = \left(\frac{c}{v_p} \right)^2$$

ดังนั้น

(2.1ก)

และ
$$Z_c = \frac{1}{c\sqrt{C_{air}C_{substrate}}} \quad (2.1ข)$$

เมื่อ $C_{substrate}$ คือค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหน่วยความยาวเมื่อคิดรวมวัสดุไดอิเล็กตริก
 C_{air} คือค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหน่วยความยาวเมื่อคิดว่าวัสดุไดอิเล็กตริกเป็นอากาศ
 และ c คือความเร็วของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เคลื่อนที่ในอากาศว่าง

2.1.4 ความยาวคลื่นเดินทาง ค่าคงที่ของการแพร่ ความเร็วเฟสและความยาวทางไฟฟ้า
 เมื่อคิดถึงผลกระทบที่เกิดจากค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพผลความยาวคลื่นที่เดินทาง
 ในโหมดคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบกึ่งตั้งฉากจะคำนวณจาก

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.2)$$

เมื่อ λ_o คือความยาวคลื่นในอากาศว่างที่ความถี่ทำงาน f ในขณะที่ค่าของ β ของการแพร่ และ
 ความเร็วเฟส v_p จะหาได้จากสมการ

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (2.3ก)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.3ข)$$

ส่วนความยาวทางไฟฟ้า θ สำหรับความยาวทางกายภาพ l ของสายส่งไมโครสตริปจะหาได้จาก

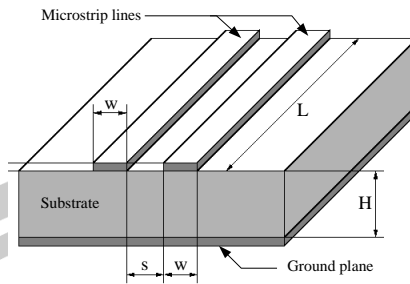
$$\theta = \beta l \quad (2.4)$$

เช่นถ้า $l = \lambda_g/4$ จะได้ความยาวทางไฟฟ้า

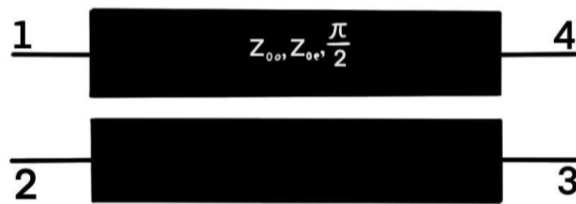
$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \frac{\lambda_g}{4} = \frac{\pi}{2}$$

2.2 สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริป

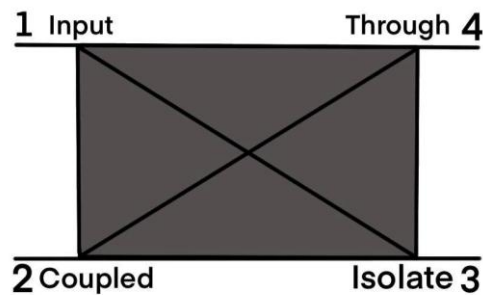
ภาพที่ 3 แสดงโครงสร้างสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริป มีความแตกต่างไปจากสายส่งไมโครสตริป โดยประกอบด้วยสายส่งแบบแผ่น (Strip) เป็นตัวนำวางขนานกันสองเส้น ซึ่งมีความกว้าง (Width: W) มีระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำ (Space: S) ความยาวของแผ่นตัวนำ (Length: L) วางอยู่บนชั้นสเตรตที่มีความหนา (Height: H) ซึ่งวัสดุไม่เป็นเนื้อเดียวกันและ วัสดุฐานรองอีกด้านหนึ่งเป็นระนาบกราวด์



ภาพที่ 3 โครงสร้างทางกายภาพของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริป [2]



ภาพที่ 4 วงจรสมมูลของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน



ภาพที่ 5 หน้าที่ของพอร์ตต่างๆ

จากภาพที่ 4 และภาพที่ 5 คุณลักษณะการทำงานของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานสามารถ นิยามได้ในรูปแบบของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตต่างๆ ดังนี้

โดยสามารถคำนวณหาสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (Coupling factor :C) ได้จากสมการที่ 2.5

เมื่อ

S_{11} คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของพอร์ต 1

V_1 คือ แรงดันอินพุตของพอร์ตหมายเลข 1 ของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน ไมโครสตริปเส้นที่ 1

V_2 คือ แรงดันอินพุตของพอร์ตหมายเลข 2 ของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน ไมโครสตริปเส้นที่ 2

$$C(\text{dB}) = \text{CouplingFactor} = S_{11} = 20 \log \left| \frac{V_2}{V_1} \right| \quad (2.5)$$

ซึ่งประสิทธิภาพของการทำงานของสายส่งเชื่อมต่อกับขานไมโครสตริปสำหรับอัตราการรั่วไหลของ สัญญาณระหว่างพอร์ตหมายเลข 1 ของสายส่งเส้นที่ 1 ไปยังพอร์ตหมายเลข 3 ของสายส่งเส้นที่ 2 ไม่ควรมีหรือให้มีค่าน้อยที่สุดมีค่าเข้าใกล้ศูนย์สามารถคำนวณหาสัมประสิทธิ์ไอโซเลชัน หรือสัมประสิทธิ์การแยกสัญญาณ (Isolation factor: I) ได้จากสมการที่ 2.6

ถ้าแผ่นตัวนำทั้งสองของสายส่งคู่ขนานนั้นมีขนาดเท่ากัน อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของคลื่นในโหมดคู่ (Even mode characteristic impedance: Z_{oe}) คือ

เมื่อ S_{21} คือ ค่าสัมประสิทธิ์การแยกโคตสัญญาณระหว่างพอร์ตหมายเลข 1 ไปยังพอร์ต หมายเลข 2

S_{31} คือ ค่าสัมประสิทธิ์การแยกโคตสัญญาณระหว่างพอร์ตหมายเลข 1 ไปยังพอร์ต หมายเลข 3

V_1 คือ แรงดันอินพุตของพอร์ตหมายเลข 1 ของสายส่งเชื่อมต่อกับขาน ไมโครสตริป เส้นที่ 1 เมื่อเทียบกับแรงดันเอาต์พุตของพอร์ตหมายเลข 3 ของสายส่งเชื่อมต่อกับขานไมโครสตริปเส้นที่ 2

V_3 คือ แรงดันเอาต์พุตของพอร์ตหมายเลข 3 ของสายส่งเชื่อมต่อกับขาน ไมโครสตริปเส้นที่ 2

$$I(dB) = Isolation = S_{31} = 20 \log \left| \frac{V_3}{V_1} \right| \quad (2.6)$$

และสามารถคำนวณหาค่าไดเรกทิวิตี (Directivity: D) หรือความสามารถในการแยกสัญญาณระหว่าง พอร์ตหมายเลข 2 และพอร์ตหมายเลข 3 ได้จากสมการที่ 2.7

$$D(dB) = 20 \log \left| \frac{V_2}{V_3} \right| = Directivity = C(dB) - I(dB) \quad (2.7)$$

จากนิยามค่าสัมประสิทธิ์ต่างๆ ของสายส่งเชื่อมต่อกับขานไมโครสตริป เราสามารถที่จะเชื่อมความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์เหล่านี้กับตัวแปรทางไฟฟ้าของสายส่งเชื่อมต่อกับขานได้ เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์และออกแบบสายส่งเชื่อมต่อกับขานจากค่าตัวแปรทางไฟฟ้าเหล่านี้ ซึ่งประกอบไปด้วยค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อแรงดัน (Voltage coupling coefficient : k) รวมทั้งอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของคลื่นในโหมดคู่และโหมดคี่ที่เดินทางบนสายส่งเชื่อมต่อกับขานซึ่งค่าต่างๆ มีนิยามดังนี้

สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อแรงดัน (Voltage coupling coefficient)

$$k = 10^{-c/20} \quad (2.8)$$

สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อที่ความถี่กลาง (coupling coefficient at f_0)

$$C = \left| \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \right| \quad (2.9)$$

และ

$$C(dB) = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \right| \quad (2.10)$$

สมการอย่างง่ายของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของคลื่นในโหมดคู่และโหมดคี่ (Z_{oe}, Z_{oo}) จะอยู่ในรูป

$$Z_{oe} = Z_o \sqrt{\frac{1-C}{1+C}} \quad (2.11ก)$$

และ

$$Z_{oo} = Z_o \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \quad (2.11ข)$$

ส่วนค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_o จะเชื่อมโยงกับค่า Z_{oe} และ Z_{oo} คือ

$$Z_o = \sqrt{Z_{oe} Z_{oo}} \quad (2.11ค)$$

เนื่องจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานเป็นโครงข่ายไฟฟ้าแบบสี่พอร์ต เมทริกซ์ของพารามิเตอร์กระจาย
กระจาย ซึ่งมีขนาดและสามารถเขียนให้อยู่ในรูป

$$(S)_{ij} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

ในกรณีของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานในอุดมคติซึ่งเป็นสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบสมมาตรที่ สามารถ
รองรับคลื่น แม่เหล็กไฟฟ้าแบบตั้งฉากและปราศจากการสูญเสีย (Symmetrical lossless TEM
coupler) เราจะได้ พารามิเตอร์กระจายกระจายเป็น

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0 \quad (2.13)$$

$$S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} = 0 \quad (2.14)$$

ในขณะที่

$$S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} = \frac{jC \sin \theta}{\sqrt{1-C^2 \cos^2 \theta + j \sin \theta}} \quad (2.15)$$

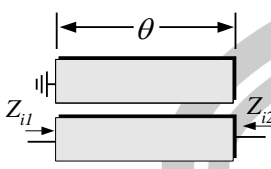
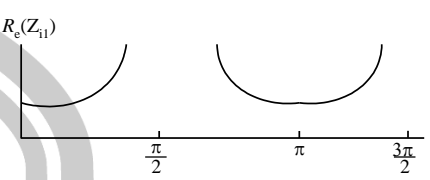
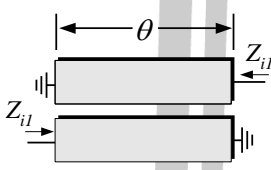
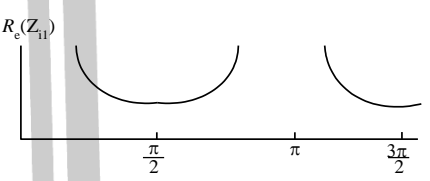
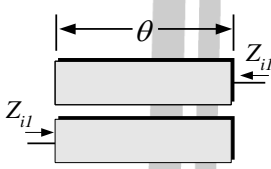
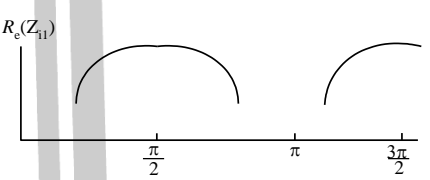
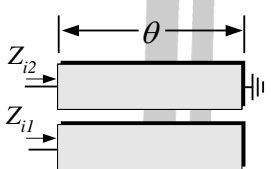
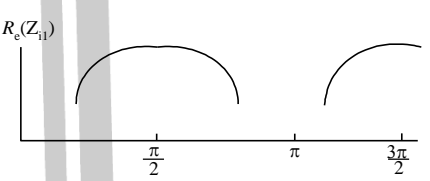
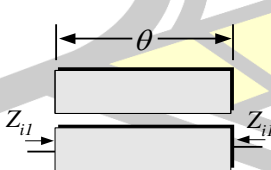
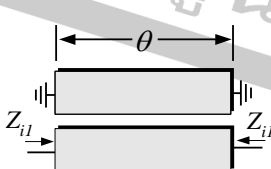
และ

$$S_{12} = S_{41} = S_{23} = S_{32} = \frac{jC \sin \theta}{\sqrt{1-C^2 \cos^2 \theta + j \sin \theta}} \quad (2.16)$$

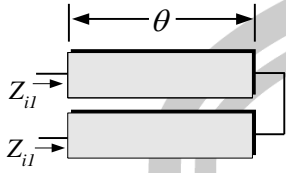
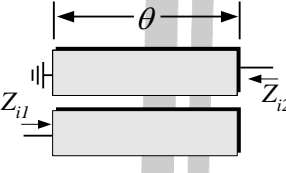
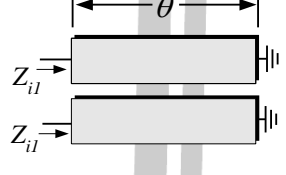
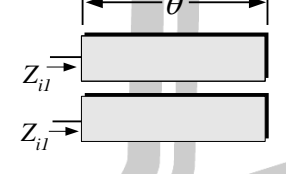
2.3 การประยุกต์ใช้งานในรูปของโครงข่ายไฟฟ้าสองพอร์ต

จากอิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์เมทริกซ์ของสายส่งสัญญาณเชื่อมต่อคู่ขนานที่ได้มีการ
พัฒนาขึ้นสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรสื่อสารได้หลากหลายทั้งในรูปแบบของวงจรต่างๆ เช่น รี
โซเนเตอร์แบบสองพอร์ต และ วงจรกรองความถี่แถบผ่าน (Band-pass filter) เป็นต้น

ตารางที่ 1 วงจรกรองความถี่แบบต่างๆ ที่สังเคราะห์จากสายส่งสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน
แบบสี่พอร์ต [1, 7]

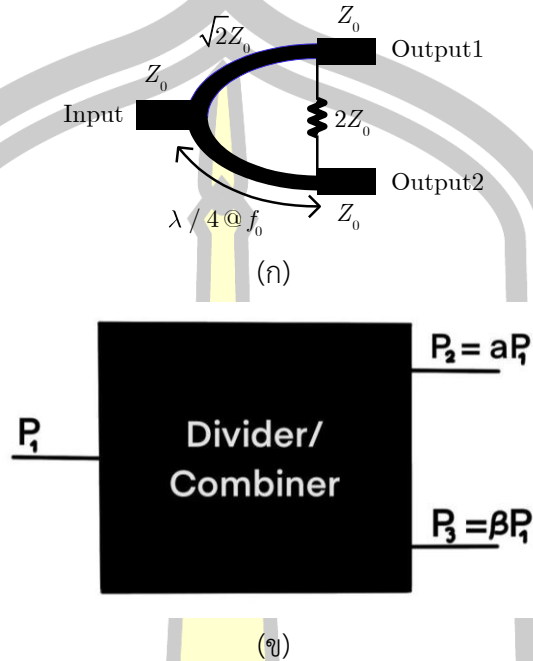
| ชนิดวงจรกรอง | Image Impedance (Z_i) | Response |
|---|--|---|
|  <p>1-Low pass</p> | $Z_{i1} = \frac{2Z_{0e}Z_{0o} \cos \theta}{\sqrt{(Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2 \theta - (Z_{0e} - Z_{0o})^2}}$ $Z_{i2} = \frac{Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{i1}}$ |  |
|  <p>2-Band pass</p> | $Z_{i1} = \frac{2Z_{0e}Z_{0o} \sin \theta}{\sqrt{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 - (Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2 \theta}}$ |  |
|  <p>3-Band pass</p> | $Z_{i1} = \frac{\sqrt{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 - (Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2 \theta}}{2 \sin \theta}$ |  |
|  <p>4-Bandpass</p> | $Z_{i1} = \frac{\sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} \sqrt{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 - (Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2 \theta}}{(Z_{0e} + Z_{0o}) \sin \theta}$ $Z_{i2} = \frac{Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{i1}}$ |  |
|  <p>5-All pass</p> | $Z_{i1} = \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{2}$ | All pass |
|  <p>6-All pass</p> | $Z_{i1} = \frac{2Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}}$ | All pass |

ตารางที่ 2 วงจรกรองความถี่แบบต่างๆ ที่สังเคราะห์จากสายส่งสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน
แบบสี่พอร์ต (ต่อ)

| ชนิดวงจรกรอง | Image Impedance (Z_i) | Response |
|--|--|----------|
|  <p>7-All pass</p> | $Z_{i1} = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}}$ | All pass |
|  <p>8-All stop</p> | $Z_{i1} = -j \frac{2Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} \cot \theta$ $Z_{i2} = \frac{Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{i1}}$ | All stop |
|  <p>9-All stop</p> | $Z_{i1} = j\sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} \tan \theta$ | All stop |
|  <p>10-All stop</p> | $Z_{i1} = -j\sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} \cot \theta$ | All stop |

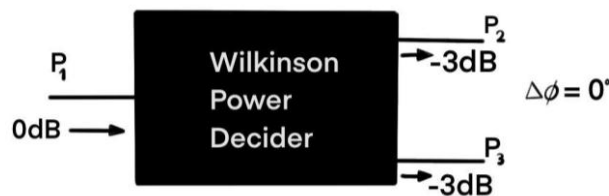
ตารางที่ 1-2 แสดงการประยุกต์ใช้สายส่งเชื่อมต่อไมโครสตริปเพื่อให้ได้ผลตอบสนองความถี่ต่างๆ ด้วยการกำหนดสถานการณ์เปิดวงจรหรือลัดวงจรในบางพอร์ตเช่น ผลตอบสนองความถี่แบบต่ำผ่าน แล่งผ่าน ผ่านตลอดหรือหยุดแถบ นอกจากนี้ยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรอื่นๆ ในระบบสื่อสารไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟได้อีกหลายชนิดเช่น วงจรแปลงอิมพีแดนซ์ วงจรมิกเซอร์และวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ วงจรเลื่อนเฟส วงจรลดทอน วงจรมอดูเลเตอร์ วงจรดีเลย์ไลน์หรือแม้กระทั่งวงจรรีไซเคิลเตอร์ ซึ่งมีงานวิจัยที่น่าสนใจหลายๆ ประการที่เกี่ยวข้องกับการปรับปรุงและเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรเหล่านี้

2.4 วงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสัน



ภาพที่ 6 (ก) วงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสัน และ (ข) หมายเลขพอร์ตที่สัมพันธ์กับหน้าที่

วงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสันมีลักษณะของโครงสร้างวงจรแบบสามพอร์ตดังรูปที่ 2.6 ที่มีความยาวทางไฟฟ้า 90 องศา ค่าความต้านทานของสายส่ง เชื่อมต่อเท่ากับ $\sqrt{2Z_0}$ หรือ 70.7 โอห์ม และมีค่าความต้านทานต่อคร่อมอยู่ระหว่างพอร์ตเอาต์พุต เท่ากับ $2Z_0$ หรือมีค่าความต้านทานเท่ากับ 100 โอห์ม เพื่อทำหน้าที่แมตช์ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรให้มี ค่าเข้าใกล้ค่าความต้านทาน 50 โอห์ม และมีขนาดของการส่งผ่านกำลังงานเป็น 3 เดซิเบล โดยไม่มีผลต่างเฟสระหว่างเอาต์พุตหรือเฟสสมดุล 0 องศา เนื่องจากวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสันเป็นโครงข่ายไฟฟ้าแบบสามพอร์ต เมทริกซ์พารามิเตอร์กระจายจึงมีขนาด 3x3 และสามารถเขียนให้อยู่ในรูปทั่วไปเป็น



ภาพที่ 7 ลักษณะลักษณะความสัมพันธ์การทำงานของวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสัน

$$[S]_D = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

กรณีวงจรแบ่งกำลังงานเป็นอุปกรณ์แบบอุดมคติ เราจะได้พารามิเตอร์กระจายดังนี้

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0 \quad (2.18)$$

ในขณะที่

$$S_{12} = S_{21} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad (2.19)$$

ซึ่งจะมีเมทริกซ์อยู่ในรูปสมการ

$$[S]_D = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -j & -j \\ -j & 0 & 0 \\ -j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.5.1 งานวิจัยเกี่ยวกับการสร้าง Phase Shifter โดยใช้ MicroStrip

ในปี 2000 Leong, Y. C., and S. Weinreb. ได้ตีพิมพ์ผลงานวิจัยเรื่อง “Novel technique of phase velocity equalization for microstrip coupled-line phase shifters.” [8] บทความนี้ได้นำเสนอเทคนิคใหม่ที่ช่วยปรับปรุงการชดเชยความเร็วเฟสในวงจร phase shifter แบบ coupled-line ซึ่งใช้เทคโนโลยีไมโครสตริป เทคนิคนี้เน้นการปรับค่าความต้านทานลักษณะเฉพาะ (characteristic impedance) และความยาวทางไฟฟ้า (electrical length) ของสายส่งเชื่อมต่อ (linking transmission line) เพื่อเพิ่มความสมดุลของความเร็วเฟสระหว่างโหมดคู่ (even mode) และโหมดคี่ (odd mode) โดยไม่ต้องเพิ่มองค์ประกอบใหม่หรือแก้ไขโครงสร้างหลัก ส่งผลให้วงจรมีความเรียบง่ายในการออกแบบและเหมาะสมสำหรับใช้งานในช่วงความถี่สูงระดับ mm-wave ผลการทดลองออกแบบวงจร phase shifter ในช่วงความถี่ 4-8 GHz โดยใช้ substrate ที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กทริก 10.2 และความหนา 1.27 มม. พบว่าการสูญเสียการสะท้อน (return loss) มีค่าสูงกว่า 18 dB และความสมดุลของเฟสอยู่ในช่วง 93 ± 6 องศา โดยที่แอมพลิจูดสมดุลดีมาก (± 0.5 dB) ในช่วงความถี่ที่กำหนด นอกจากนี้ยังแสดงให้เห็นว่าเทคนิคนี้มีความเสถียรต่ออุณหภูมิสูงกว่า วงจรแบบ reflection-type phase shifter ที่ต้องใช้อุปกรณ์ bias DC และเหมาะสำหรับการประยุกต์ในระบบ phase shifter แบบ monolithic และ planar แม้ว่าบทความจะให้ผลลัพธ์ที่น่าพึงพอใจ แต่

ยังมีข้อเสนอให้ศึกษาผลกระทบจากการกระจายความถี่ (frequency dispersion) ที่อาจส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพในช่วงความถี่สูง รวมถึงการพัฒนา bandwidth ให้กว้างขึ้นเพื่อรองรับการใช้งานที่หลากหลายและความต้องการของระบบที่มีความซับซ้อนมากยิ่งขึ้น.

ในปี 2006 Ahn, Hee-Ran, et al ได้ตีพิมพ์ผลงานวิจัยเรื่อง "Coupling-compensated 180 phase shift coupled-line filters terminated in arbitrary impedances." [9] บทความนี้ นำเสนอการวิเคราะห์และพัฒนาสมการการออกแบบตัวกรองแบบเส้นคู่ (Coupled-Line Filters หรือ CLFs) ที่มีการชดเชยการเชื่อมต่อ เพื่อแก้ปัญหาการ mismatch และเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานเมื่อใช้งานร่วมกับอิมพีแดนซ์ขั้วต่อที่ไม่เท่ากัน ตัวกรอง CLF นี้ ออกแบบให้มีการชดเชยค่าความเชื่อมต่อ (Coupling Coefficient) เพื่อให้สามารถควบคุมอัตราส่วนอิมพีแดนซ์และปรับแต่งคุณสมบัติการส่งผ่านพลังงานได้อย่างแม่นยำ สมการที่พัฒนาขึ้นได้จากการประยุกต์ทฤษฎี directional couplers และช่วยให้สามารถออกแบบวงจรที่รองรับค่าความเชื่อมต่อและอิมพีแดนซ์ขั้วต่อได้อย่างยืดหยุ่น การทดลองใช้ CLF แบบไมโครสตริป ซึ่งมีค่า coupling coefficient ที่ -7 dB และอิมพีแดนซ์ขั้วต่อที่ 100Ω และ 70Ω บน substrate ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กทริก ($\epsilon_r = 5.3$) และ tangent loss ($\tan \delta = 0.04$) แสดงให้เห็นผลลัพธ์ที่สอดคล้องกับการจำลองจากสมการ ผลการวิเคราะห์ยังชี้ให้เห็นว่าการออกแบบที่ชดเชยค่าความเชื่อมต่อช่วยให้ CLF สามารถปรับค่าอิมพีแดนซ์ขั้วต่อและเพิ่ม bandwidth ได้ โดยไม่ต้องใช้เทคโนโลยีที่ซับซ้อนเพิ่มเติม นอกจากนี้ สมการและแนวทางการออกแบบที่เสนอนี้ยังมีศักยภาพในการนำไปพัฒนางจรรวมไมโครเวฟ (Microwave Integrated Circuits) เช่น wideband ring hybrids, baluns, power dividers, phase shifters และ attenuators เพื่อลดขนาดและเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรมิโครเวฟในอนาคต โดยเฉพาะในงานที่ต้องการวงจรมิติขนาดเล็กและการทำงานที่ยืดหยุ่น

ในปี 2013 Ould-Elhassen, M., et al. ได้นำเสนอบทความเรื่อง "Differential tunable phase shifter." [10] บทความนี้ นำเสนอการศึกษาทางทฤษฎี การสร้างแบบจำลอง และการจำลองการทำงานของวงจรถ่ายเฟสแบบปรับแต่งได้ (Differential Tunable Phase Shifter) ซึ่งมีพื้นฐานจาก Schiffman Model โดยใช้โครงสร้างสายส่งแบบคู่ (Coupled Transmission Line) และสายส่งแบบ Uniform ร่วมกับการติดตั้งไดโอดตัวแปร (Varactor Diode) เพื่อปรับค่าความจุและสร้างการเลื่อนเฟส (Phase Shifting) ในช่วงความถี่ 0.8–1.4 GHz โครงสร้างดังกล่าวมีจุดเด่นในการสร้างค่าความแตกต่างของเฟสระหว่างเส้นทางส่งสัญญาณสองเส้นทางได้อย่างมีประสิทธิภาพ และผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าเฟสที่เลื่อนสามารถปรับเปลี่ยนได้ตามค่าความจุของไดโอด พร้อมทั้งคงค่าการสูญเสีย (Insertion Loss) ต่ำกว่า 1 dB และ Return Loss ในเกณฑ์ที่ดีในทุกช่วงความถี่ที่กำหนดไว้ บทความยังได้นำเสนอการออกแบบวงจรถ่ายเฟส 3 โครงสร้างหลัก ได้แก่ การปรับเฟสแบบแปรผัน

ในย่านความถี่คงที่ การคงค่าความแตกต่างของเฟสในย่านความถี่แปรผัน และการใช้ตัวแปรร่วมในเส้นทางทั้งสองเพื่อลดผลกระทบจากความไม่สมดุล โครงสร้างที่พัฒนาขึ้นนี้มีศักยภาพสูงในการนำไปประยุกต์ใช้ในระบบไมโครเวฟ เช่น การปรับเฟสในเครือข่ายสื่อสาร การออกแบบเสาอากาศที่ปรับเฟสได้ และการสร้างระบบควบคุมเฟสสำหรับการสื่อสารแบบ Multi-path นอกจากนี้ ผลการจำลองยังยืนยันถึงความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ โดยใช้ค่าความจุที่หลากหลายระหว่าง 0.6–1.5 pF และวัสดุพื้นฐานที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 3.36 การวิเคราะห์เพิ่มเติม เช่น การเปรียบเทียบผลการทดลองกับวัสดุพื้นฐานที่แตกต่าง การพิจารณาผลกระทบจากการกระจายสัญญาณ และการปรับโครงสร้างให้รองรับความถี่ที่กว้างขึ้น จะช่วยยกระดับความเหมาะสมของวงจรนี้ในเทคโนโลยีขั้นสูง เช่น ระบบ 5G หรือการสื่อสารความเร็วสูงในอนาคต

ในปี 2014 Abir, Tauhid Alam. ได้เสนอวิทยานิพนธ์ระดับปริญญาโทเรื่อง “A broadband microstrip Schiffman phase shifter with load and source impedance matching” [11] วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบและพัฒนาตัวปรับเปลี่ยนเฟส (Phase Shifter) ชนิด Schiffman ที่มีประสิทธิภาพและต้นทุนต่ำสำหรับการใช้งานในระบบไมโครเวฟ เช่น เรดาร์และการสื่อสาร โดยใช้โครงสร้างไมโครสตริปที่ออกแบบบนแผ่นวงจร FR-4 ซึ่งมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Dielectric Constant) เท่ากับ 4.4 และความสูงของวัสดุไดอิเล็กตริกที่ 60 mils การออกแบบเน้นการเพิ่มความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) และการจับคู่ค่าความต้านทานของโหลดและแหล่งจ่ายให้เหมาะสม โดยตัวปรับเปลี่ยนเฟสที่พัฒนานี้ใช้โครงสร้างเครือข่าย Class-C Schiffman ที่มีจุดเด่นในการให้การเปลี่ยนเฟส ± 90 องศาอย่างเสถียรในแถบความถี่กว้างกว่า 80% ด้วยเป้าหมายที่ความถี่ 1.5 GHz การคำนวณทางทฤษฎีในงานนี้ได้ใช้สมการเชิงวิเคราะห์ที่ซับซ้อนเพื่อตรวจสอบค่าความต้านทานลักษณะเฉพาะ (Characteristic Impedance) และค่าคงที่ทางเฟส (Phase Constant) สำหรับการออกแบบโครงข่าย coupled line อย่างไรก็ตาม การออกแบบเผชิญความท้าทายหลายประการ เช่น การจำกัดความแม่นยำในกระบวนการผลิต PCB เนื่องจากข้อจำกัดด้านระยะห่างขั้นต่ำระหว่างตัวนำ การสูญเสียจากความไม่สอดคล้องของค่าความต้านทาน และข้อจำกัดของวัสดุ FR-4 ที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสูง ซอฟต์แวร์ Sonnet™ ถูกนำมาใช้ในการจำลองและวิเคราะห์ผลลัพธ์ ซึ่งแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพที่ดีของตัวปรับเปลี่ยนเฟส ทั้งในด้านการลดการสูญเสียการส่งผ่าน (Insertion Loss) การสูญเสียการสะท้อนกลับ (Return Loss) และการคงความแม่นยำของการเปลี่ยนเฟสในช่วงความถี่เป้าหมาย บทความนี้สรุปว่างานวิจัยสามารถพัฒนาตัวปรับเปลี่ยนเฟสที่มีประสิทธิภาพและเหมาะสมต่อการใช้งานในระบบไมโครเวฟได้สำเร็จ พร้อมเสนอแนะว่าการเลือกวัสดุที่เหมาะสมยิ่งขึ้นและการปรับปรุงสมการทางทฤษฎีจะสามารถขยายศักยภาพของการออกแบบให้ดียิ่งขึ้นในอนาคต

ในปี 2016 Wu, Yongle, et al. ได้นำเสนอบทความเรื่อง "A compact and miniaturized broadband phase shifter using coupled-lines." [12] บทความนี้นำเสนอการออกแบบตัวเปลี่ยนเฟสแบบกว้างแบนด์ที่มีประสิทธิภาพสูงโดยใช้เส้นคัปเปิลไลน์ (Coupled-lines) ซึ่งมีโครงสร้างที่กระทัดรัด ง่ายต่อการผลิตบนแผ่นวงจรชั้นเดียว และเหมาะสำหรับการใช้งานในระบบสื่อสารความถี่สูง การวิเคราะห์ทางทฤษฎีโดยใช้วิธี even-odd mode ช่วยอธิบายหลักการการทำงานและออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ตัวอย่างวงจรที่ออกแบบถูกจำลองและผลิตจริง โดยผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าตัวเปลี่ยนเฟสสามารถทำงานในช่วงความถี่กว้างกว่า 80% (1.34-3.20 GHz) พร้อมค่าความผิดพลาดของเฟสต่ำกว่า $\pm 6.7^\circ$ การสูญเสียการแทรกสอดต่ำกว่า 0.53 dB และค่าการสะท้อนกลับมากกว่า 10 dB บทความยังเปรียบเทียบผลลัพธ์กับงานวิจัยที่เกี่ยวข้องในอดีต โดยชี้ให้เห็นถึงข้อได้เปรียบในด้านโครงสร้างที่เรียบง่าย ขนาดเล็ก และต้นทุนต่ำ รวมถึงการออกแบบที่เหมาะสมสำหรับการผลิตเชิงพาณิชย์ ความสำคัญของการวิจัยนี้อยู่ที่ความสามารถในการประยุกต์ใช้ตัวเปลี่ยนเฟสในระบบแอนเทนนาแอเรียและระบบไมโครเวฟชั้นสูง เช่น การสื่อสารในยุค 5G ระบบเรดาร์ และระบบการสื่อสารความถี่สูงที่ต้องการความแม่นยำและความเสถียรสูง การวิจัยนี้จึงเป็นแนวทางสำคัญที่สามารถต่อยอดเพื่อพัฒนางจรไมโครเวฟให้ตอบสนองความต้องการที่ซับซ้อนในอนาคตได้อย่างมีประสิทธิภาพ

2.5.2 งานวิจัยที่เกี่ยวกับการลดขนาดวงจรแบ่งกำลังแบบวิลคินสัน

ในปี 1996 Nishikawa, Kenjiro, Tsuneo Tokumitsu, and Ichihiko Toyoda. ได้เสนอบทความเรื่อง "Miniaturized Wilkinson power divider using three-dimensional MMIC technology." [13] นำเสนอการออกแบบ Wilkinson Power Divider ขนาดเล็กด้วยเทคโนโลยี MMIC แบบสามมิติ ซึ่งช่วยลดขนาดวงจรและเพิ่มความสามารถในการบูรณาการโดยใช้โครงสร้าง TFMS Line ซ้อนกันสองชั้น พร้อมการเพิ่ม slit ใน ground plane เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพ ตัวแบ่งกำลังไฟฟ้าที่พัฒนามีขนาดเล็กเพียง 0.16 mm^2 โดยมีค่า isolation bandwidth อยู่ในช่วง 15-26 GHz ค่า insertion loss ต่ำเพียง $1.5 \pm 0.5 \text{ dB}$ และ phase deviation ต่ำกว่า 3 องศา การออกแบบดังกล่าวยังช่วยลด coupling effect ระหว่าง conductor strips ทำให้สามารถใช้งานในระบบ MMIC ที่ต้องการประสิทธิภาพสูงและพื้นที่จำกัดได้อย่างเหมาะสม งานวิจัยนี้มีศักยภาพสูงสำหรับการพัฒนาเทคโนโลยีไมโครเวฟในอนาคตและอาจนำไปสู่การพัฒนา MMIC ที่มีความซับซ้อนและกะทัดรัดยิ่งขึ้น.

ในปี 2002 Scardelletti, Maximilian C., George E. Ponchak, and Thomas M. Weller. ได้เสนอบทความ "Miniaturized Wilkinson Power Dividers Utilizing Capacitive Loading" [14] มีวัตถุประสงค์เพื่อพัฒนาตัวแยกกำลัง Wilkinson ที่มีขนาดเล็กลงโดยใช้การโหลด

เชิงเก็บประจุ (capacitive loading) ซึ่งช่วยลดความยาวสายส่งและพื้นที่วงจรได้ถึง 74% เมื่อเทียบกับตัวแยกกำลังแบบดั้งเดิม การวิเคราะห์วงจรด้วยวิธี Even-Odd Mode Analysis ทำให้สามารถกำหนดค่าความต้านทานและความจุที่เหมาะสมเพื่อให้วงจรทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยตัวแยกกำลังที่พัฒนานี้มีค่า insertion loss ต่ำกว่า 0.55 dB, return loss ต่ำกว่า 30 dB และยังคงแถบความถี่กว้าง แม้ลดความยาวสายส่งถึงหนึ่งในแปดของความยาวคลื่น วงจรถูกสร้างขึ้นบนวัสดุที่มีความต้านทานสูง เช่น ซิลิคอน (high resistivity silicon) และอลูมินา (alumina) ซึ่งมีค่าไดอิเล็กตริกที่ 11.7 และ 9.9 ตามลำดับ การผลิตใช้กระบวนการมาตรฐานที่รวมถึงการสะสมชั้นโลหะสำหรับขั้วของตัวเก็บประจุ การเพิ่มขึ้นไดอิเล็กตริก และการสร้างตัวต้านทานบางฟิล์ม (thin-film resistor) บนวัสดุพื้นฐานดังกล่าว นอกจากนี้ยังพบว่าตัวแยกกำลังทำหน้าที่เป็นตัวกรองผ่านความถี่ต่ำ (low pass filter) เมื่อความถี่สูงขึ้น ซึ่งเหมาะสมสำหรับการใช้งานในวงจรไมโครเวฟขนาดเล็กหรือ MMICs บทความนี้มีความสำคัญต่อการออกแบบวงจรที่ต้องการลดขนาดและต้นทุน โดยยังคงประสิทธิภาพด้านการแยกสัญญาณและความเสถียร แต่ควรมีการทดลองเพิ่มเติมเพื่อยืนยันความสามารถในย่านความถี่อื่นและระบบจริงเพื่อการประยุกต์ใช้งานในอนาคต

ในปี 2005 Lu, Liang-Hung, Yu-Te Liao, and Chung-Ru Wu. ได้นำเสนอ บทความเรื่อง “A Miniaturized Wilkinson Power Divider with CMOS Active Inductors” [15] โดย Liang-Hung Lu และคณะ นำเสนอการพัฒนา Wilkinson Power Divider ที่มีขนาดเล็กโดยใช้ CMOS Active Inductors เพื่อแทนที่ส่วนประกอบแบบกระจาย (Distributed Components) ซึ่งเป็นปัญหาสำคัญในระบบ Monolithic Microwave Integrated Circuit (MMIC) ที่ต้องการพื้นที่ใช้งานน้อยและประสิทธิภาพสูง วงจรที่พัฒนานี้ออกแบบให้ทำงานที่ความถี่ศูนย์กลาง 4.5 GHz มีค่า insertion loss ต่ำเพียง 0.16 dB และ return loss สูงกว่า 30 dB พร้อมความสามารถในการปรับจูนความถี่ศูนย์กลางระหว่าง 4 GHz ถึง 5 GHz ด้วยการปรับกระแสไบแอสของทรานซิสเตอร์ การออกแบบวงจรใช้เทคนิคการแทนที่ Transmission Line ด้วย Lumped Components ที่ผสมผสานกับ Active Inductors แบบ Regulated Cascode ซึ่งช่วยเพิ่มค่า Q-factor ลดการสูญเสียพลังงาน และลดขนาดวงจรให้เหลือพื้นที่ใช้งานเพียง $150 \times 100 \mu\text{m}^2$ ซึ่งถือว่าลดลงอย่างมากเมื่อเทียบกับวงจรแบบดั้งเดิม ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยมี insertion loss ต่ำกว่า 0.7 dB แม้ในย่านความถี่ที่ปรับจูนได้ นอกจากนี้ยังใช้กระบวนการผลิตด้วยเทคโนโลยี CMOS ขนาด $0.18\text{-}\mu\text{m}$ ทำให้วงจรเหมาะสมสำหรับการประยุกต์ใช้งานในระบบ MMIC และ RF Front-End ที่ต้องการขนาดเล็ก การศึกษานี้เน้นย้ำถึงศักยภาพของ CMOS Active Inductors ในการพัฒนาอุปกรณ์ไมโครเวฟและระบบการสื่อสารที่ต้องการความกะทัดรัดและประสิทธิภาพสูง.

ในปี 2008 Pandey, Dharmendra Kumar, and Subrata Sanyal. ได้นำเสนอบทความเรื่อง "Miniaturized Wilkinson power divider with higher harmonic suppression." [16] บทความนี้นำเสนอการออกแบบตัวแบ่งกำลัง Wilkinson ขนาดเล็กที่สามารถปราบปรามฮาร์มอนิกลำดับสูง (ตั้งแต่ลำดับที่ 3 ถึงลำดับที่ 8) ได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยใช้โครงสร้าง T-type Stub Configuration ซึ่งลดขนาดพื้นที่วางจริงลงถึง 31.34% เมื่อเทียบกับตัวแบ่งกำลังแบบดั้งเดิม การออกแบบนี้เน้นการเพิ่มประสิทธิภาพในสภาพแวดล้อมที่มีการแทรกแซงคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) ผ่านการปรับแต่งด้วยซอฟต์แวร์จำลองสนามแม่เหล็กไฟฟ้า IE3D โดยการทดสอบแสดงให้เห็นว่าการลดการสูญเสียสัญญาณ (S-parameters) ได้ดี และสามารถใช้งานในระบบวงจรรวมไมโครเวฟ (MMIC) และระบบที่ต้องการการลดพื้นที่วางจริงและการปราบปรามสัญญาณรบกวนได้อย่างมีประสิทธิภาพ บทความนี้จึงมีความสำคัญในเชิงวิศวกรรมไมโครเวฟ โดยเฉพาะการออกแบบวงจรที่ต้องการลดต้นทุนและเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานในแง่ของการลดผลกระทบจาก EMI ซึ่งเหมาะสมต่อการพัฒนาต่อในงานวิจัยและการประยุกต์ใช้ในอุตสาหกรรมไมโครเวฟสมัยใหม่

ในปี 2008 Shamsinejad, Souren, Mohammad Soleimani, and Nader Komjani. ได้เสนอบทความ "Novel Miniaturizing Wilkinson Power Divider for 3G Mobile Receivers" [17] นำเสนอการออกแบบและพัฒนางจร Wilkinson Power Divider สำหรับระบบ 3G-UMTS โดยมีวัตถุประสงค์ในการย่อขนาดวงจรและปรับปรุงคุณสมบัติการทำงาน วงจรเดิมใช้สายส่งความยาวหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่น (quarter-wave transmission lines) ซึ่งมีขนาดใหญ่เมื่อใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟ ทีมวิจัยได้แทนที่สายส่งเหล่านี้ด้วยวงจรเทียบเท่าที่ประกอบด้วย stub สองตัว และตัวเหนี่ยวนำหนึ่งตัว ซึ่งทำให้สามารถลดความยาวของวงจรลงได้ถึง 53% จากขนาดเดิม วงจรถูกออกแบบให้ทำงานที่ความถี่กลาง 2140 MHz ซึ่งตรงกับย่านความถี่ดาวนลิงก์ของระบบ 3G-UMTS การใช้ตัวเหนี่ยวนำในวงจรทำให้วงจรมีคุณสมบัติเป็น low-pass filter และสามารถลดฮาร์มอนิกที่สองที่ความถี่ 4280 MHz ได้อย่างมีประสิทธิภาพ การจำลองและปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ถูกดำเนินการด้วยซอฟต์แวร์ ADS โดยผลการวิเคราะห์แสดงให้เห็นว่า Isolation Factor อยู่ที่ -20.2 dB, Input Reflection Coefficient ที่ -18.45 dB, Output Reflection Coefficient ที่ -28.75 dB และ Coupling Factor ที่ -3.2954 dB ที่ความถี่ 2140 MHz ซึ่งแสดงถึงประสิทธิภาพที่ใกล้เคียงกับวงจร Wilkinson แบบดั้งเดิม นอกจากนี้ วงจรยังมีคุณสมบัติในการลดฮาร์มอนิกที่สอง ซึ่งเป็นข้อได้เปรียบสำหรับการใช้งานในระบบที่รวมเทคโนโลยี GSM และ 3G เข้าด้วยกัน ด้วยการลดขนาดและปรับปรุงคุณสมบัติเหล่านี้ บทความนี้จึงเป็นการเปิดโอกาสใหม่ในการพัฒนางจรไมโครเวฟที่มีขนาดเล็ก ประสิทธิภาพสูง และเหมาะสมกับการประยุกต์ใช้ในระบบสื่อสารไร้สายที่มีความต้องการสูงในปัจจุบัน

ในปี 2011 Gupta, Nisha, Pallabi Ghosh, and Megha Toppo. ได้เสนอบทความ "A Miniaturized Wilkinson Power Divider Using DGS and Fractal Structure for GSM Application" [18] นำเสนอเทคนิคการลดขนาด Wilkinson Power Divider (WPD) โดยใช้โครงสร้างเฟรคทัลแบบ Koch และ Defected Ground Structure (DGS) เพื่อการใช้งานในระบบ GSM ความถี่ 1.8 GHz โดยมีเป้าหมายในการลดพื้นที่ของวงจรไมโครเวฟโดยไม่ลดทอนประสิทธิภาพ งานวิจัยนี้ใช้ซอฟต์แวร์ IE3D EM Simulator ในการจำลองและปรับแต่งโครงสร้าง พบว่าสามารถลดพื้นที่ได้ถึง 44% ขณะที่ค่าการสะท้อนกลับต่ำถึง -66.98 dB ในการจำลอง และได้ค่าการสะท้อนกลับ -32.70 dB ในการทดลองจริง วงจรต้นแบบถูกสร้างขึ้นบนวัสดุ FR4 Glass Epoxy ที่มีต้นทุนต่ำและความเสถียรสูง ค่าการสูญเสียการแทรกสัญญาณอยู่ที่ -3.8 dB และค่าการแยกสัญญาณ -17.70 dB แม้ว่าจะมีข้อจำกัดด้านแบนด์วิดท์ที่ลดลง 0.1 GHz แต่งานวิจัยนี้ได้แสดงให้เห็นถึงความเป็นไปได้ในการลดขนาดวงจรไมโครเวฟด้วยวิธีการที่เรียบง่ายและต้นทุนต่ำ ซึ่งเหมาะสำหรับการพัฒนาวงจรมินิเจอร์ในขนาด โดยเทคนิคที่นำเสนอนี้ช่วยเพิ่มศักยภาพในการออกแบบ MMIC และวงจรไมโครเวฟสำหรับระบบ GSM อย่างมีประสิทธิภาพ

ในปี 2014 Nakayama, Youichi, and Hitoshi Hayashi. ได้นำเสนอบทความเรื่อง "A Miniaturized Lumped-Element In-phase Power Divider with a Simple Layout." [19] บทความนี้มุ่งเน้นการออกแบบและพัฒนาวงจรมินิเจอร์แบบ in-phase ที่ใช้ส่วนประกอบแบบ lumped-element เพื่อให้วงจรมีขนาดเล็กและมีประสิทธิภาพสูงขึ้น วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำสองตัว (L1 และ L2) ตัวต้านทานหนึ่งตัว (R) และตัวเก็บประจุสามตัว (C1 และ C2) โดยเน้นการลดขนาดของวงจรผ่านการใช้ชิ้นส่วนขนาดเล็กและการวางผังวงจรอย่างเหมาะสม พร้อมลดผลกระทบจากการเกิดการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่พึงประสงค์ระหว่างตัวเหนี่ยวนำ ผลการจำลองด้วยซอฟต์แวร์ออกแบบไมโครเวฟ (AWR Microwave Office และ Agilent ADS) แสดงให้เห็นว่าวงจรมินิเจอร์สามารถแบ่งกำลังได้อย่างสมดุล (power split ± 3.2 dB) มีการสูญเสียสะท้อนกลับต่ำ (return loss > 20 dB) และมีการแยกสัญญาณระหว่างพอร์ตขาออกสูง (> 20 dB) ในช่วงความถี่ 580-680 MHz นอกจากนี้ ผลการทดลองที่ใช้ชิ้นส่วนจริงซึ่งติดตั้งบนแผ่นวงจร FR4 ยังสนับสนุนผลการจำลอง โดยวงจรมีลักษณะสมรรถนะที่คล้ายคลึงกันแม้จะมีความคลาดเคลื่อนเล็กน้อยจากการวางผังที่ไม่สมมาตร การออกแบบที่นำเสนอในบทความนี้มีศักยภาพสูงสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรมินิเจอร์รวมไมโครเวฟ (MMIC) ซึ่งต้องการลดขนาดวงจรและพลังงาน รวมถึงเหมาะสำหรับเครือข่ายเซ็นเซอร์ไร้สายที่มีข้อจำกัดด้านพลังงาน เช่น ระบบที่ใช้แบตเตอรี่ระยะยาวหรือไม่มีแหล่งพลังงานถาวร

ในปี 2015 Phan, H. P., et al. ได้นำเสนอบทความเรื่อง "Simple miniaturized Wilkinson power divider using a compact stub structure." [20] บทความนี้นำเสนอการ

ออกแบบ Wilkinson Power Divider แบบใหม่ที่มีการลดขนาดถึง 50% โดยใช้โครงสร้าง stub ที่ออกแบบอย่างกระชับและง่ายต่อการผลิต วงจรนี้ใช้สายส่งเทียมที่ประกอบด้วย microstrip line และ stub แบบเปิดแทนตัวเก็บประจุ ซึ่งช่วยลดพื้นที่การใช้งานโดยยังคงรักษาประสิทธิภาพของวงจรไว้ได้อย่างดีเยี่ยม วงจรถูกออกแบบมาสำหรับการทำงานที่ความถี่ 900 MHz และมีแบนด์วิดท์มากกว่า 1 GHz ซึ่งเพียงพอสำหรับการใช้งานหลากหลาย เช่น ระบบวัดและวงจรให้อาหารสำหรับเสาอากาศ array สำหรับวัสดุที่ใช้ในการผลิต วงจรต้นแบบถูกสร้างบน **Teflon substrate** ซึ่งมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (dielectric constant, ϵ_r) เท่ากับ 2.3 และมีค่าความสูญเสีย (loss tangent) เท่ากับ 0.002 พร้อมความหนาของวัสดุ 1 มิลลิเมตร การเลือกใช้ Teflon substrate นั้นช่วยให้วงจรมีประสิทธิภาพที่ดีในด้านการลดการสูญเสียสัญญาณและการรองรับการทำงานที่ความถี่สูง การทดลองและการจำลองด้วยซอฟต์แวร์ Agilent ADS/Momentum และ CST Microwave Studio แสดงให้เห็นถึงความแม่นยำของผลลัพธ์และความสอดคล้องกันระหว่างการจำลองและการวัดจริง ซึ่งดำเนินการโดยใช้ HP 8510C Vector Network Analyzer โดยวงจรต้นแบบที่ถูกผลิตและทดสอบในบทความนี้แสดงค่าการสูญเสียการสะท้อน ($|S_{11}|$) ที่ดีมากถึง -27 dB และค่าการส่งผ่านพลังงาน ($|S_{21}|, |S_{31}|$) ที่ -3.05 dB ใกล้เคียงกับค่าที่ออกแบบไว้อย่างสมบูรณ์ แม้ว่าจะมีความไม่สมมาตรทางกายภาพเล็กน้อย แต่คุณสมบัติการแยกสัญญาณระหว่างพอร์ต ($|S_{32}|$) ยังคงอยู่ในระดับที่ดีที่ -29 dB ซึ่งแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพการทำงานของวงจรอย่างชัดเจน ข้อเสนอแนะที่สำคัญจากบทความนี้คือการนำวิธีการออกแบบดังกล่าวไปใช้ในวงจรไมโครเวฟอื่น ๆ ที่ต้องการสายส่งความยาวหนึ่งในสี่คลื่น เช่น วงจร branch-line หรือ rat-race hybrids นอกจากนี้ ควรพิจารณาการศึกษาผลกระทบจากวัสดุ substrate ที่หลากหลายและการประเมินผลในช่วงความถี่ที่กว้างขึ้น เพื่อขยายขอบเขตการใช้งานในอุปกรณ์ไมโครเวฟในอนาคต บทความนี้แสดงถึงความก้าวหน้าในด้านการออกแบบวงจรไมโครเวฟที่เน้นการลดขนาดและเพิ่มความสะดวกในกระบวนการผลิต ซึ่งมีศักยภาพในการใช้งานเชิงพาณิชย์และงานวิจัยขั้นสูงอย่างมาก

ในปี 2020 Roshani, Saeed, and Sobhan Roshani. ได้เสนอบทความเรื่อง "Design of a compact LPF and a miniaturized Wilkinson power divider using aperiodic stubs with harmonic suppression for wireless applications." [21] บทความนี้นำเสนอการออกแบบตัวกรองความถี่ต่ำ (Low Pass Filter - LPF) และวงจรแบ่งกำลังวัตต์วิลกินสัน (Wilkinson Power Divider - WPD) ขนาดเล็กโดยใช้เทคนิคเส้นสตัดแบบไม่เป็นคาบ (Aperiodic Stubs) ซึ่งช่วยลดสัญญาณฮาร์โมนิกตั้งแต่ลำดับที่ 2 ถึง 15 ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ตัวกรอง LPF ถูกออกแบบให้มีความถี่ตัดที่ 2.5 GHz โดยสร้างศูนย์ส่งผ่านสัญญาณ (Transmission Zeros) จำนวน 12 จุดในช่วงความถี่ฮาร์โมนิกเป้าหมาย (2.8–10.5 GHz) ในขณะที่วงจร WPD ถูกออกแบบให้มีสตัดเปิดที่พอร์ต

อินพุตและเอาต์พุตเพื่อกำจัดฮาร์มอนิกลำดับที่ 2 และ 3 พร้อมกับใช้ตัวกรอง LPF แบบ 12 ส่วนในเส้นกึ่งเพื่อลดฮาร์มอนิกลำดับที่สูงขึ้น บทความนี้ยังนำเสนอการตัดโค้งเส้นสตัดในตัวกรองเพื่อช่วยลดพื้นที่ของวงจรงลงถึง 75% เมื่อเทียบกับตัวกรองที่ใช้โครงสร้าง T-shaped แบบดั้งเดิม สำหรับวัสดุที่ใช้สร้างวงจร ได้เลือกใช้แผ่นวัสดุชนิด RO4003 ซึ่งมีค่าไดอิเล็กตริกคงที่ (relative permittivity, ϵ_r) เท่ากับ 3.365 ความหนา 20 mil และค่า loss tangent เท่ากับ 0.0033 การเลือกใช้วัสดุนี้ช่วยลดการสูญเสียพลังงานในวงจรและรองรับการออกแบบที่ต้องการความแม่นยำสูง ผลการจำลองด้วยซอฟต์แวร์ Advanced Design System (ADS) และการวัดจริงแสดงให้เห็นว่าวงจรที่พัฒนาขึ้นสามารถลดฮาร์มอนิกได้อย่างมีประสิทธิภาพ พร้อมทั้งรักษาคุณภาพของสัญญาณในแถบความถี่ที่ใช้งาน วงจรที่นำเสนอมีความเหมาะสมสำหรับการใช้งานในระบบสื่อสารไร้สายยุคใหม่ เช่น 5G และแอปพลิเคชันไมโครเวฟที่ต้องการวงจรมีขนาดเล็กและมีประสิทธิภาพสูง บทความนี้จึงเป็นการพัฒนาที่สำคัญในด้านเทคโนโลยีการออกแบบวงจรมิโครเวฟที่สามารถตอบโจทย์ความต้องการในอนาคตได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ในปี 2021 Imani, Mohammad Sajad & Hayati, Mohsen. ได้ตีพิมพ์ผลงานวิจัยเรื่อง “Compact Wilkinson power divider with extensive suppression of harmonics, using a combination of trapezoidal, circular and rectangular resonators” [3] บทความนี้นำเสนอ Wilkinson Power Divider (WPD) ชนิดใหม่ ที่มีความสามารถในการลดฮาร์มอนิกและมีโครงสร้างขนาดเล็ก ซึ่งถูกออกแบบโดยการผสมผสานระหว่างตัวสะท้อน (resonators) รูปทรงต่างๆ ได้แก่ สี่เหลี่ยมคางหมู วงกลม และสี่เหลี่ยม ตัวแบ่งกำลังนี้สามารถลดฮาร์มอนิกที่ไม่พึงประสงค์ได้ถึงระดับต่ำกว่า -20 dB ในช่วงความถี่ 3.2-16 GHz ครอบคลุมถึงฮาร์มอนิกลำดับที่สองถึงสิบ มีความถี่ทำงานที่ 1.67 GHz ค่า Return Loss สูงถึง -28 dB และค่า Isolation ระหว่างพอร์ตเอาต์พุตมากกว่า 23 dB ทำให้เหมาะสมกับการใช้งานในระบบไมโครเวฟ โครงสร้างของ ตัวแบ่งกำลังแบบวิลคินสันชนิดใหม่นี้ มีขนาดเล็กเพียง $0.1 \lambda_g \times 0.08 \lambda_g$ ซึ่งเหมาะสำหรับการใช้งานในระบบสื่อสารที่มีข้อจำกัดด้านพื้นที่ งานวิจัยนี้ใช้การวิเคราะห์วงจรตัวแบ่งกำลังแบบวิลคินสันแบบดั้งเดิม แบบ Even และ Odd Mode ช่วยให้เข้าใจพฤติกรรมของวงจรได้อย่างละเอียด และใช้วงจรเทียบเท่า LC เพื่อจำลองลักษณะของตัวสะท้อน ทำให้การออกแบบและวิเคราะห์ผลตอบสนองเป็นไปอย่างชัดเจน การทดลองที่ดำเนินการบนแผ่นวัสดุ Rogers RT-Duroid 5880 แสดงให้เห็นว่า ผลลัพธ์สอดคล้องกับการจำลองอย่างมาก ค่า Group Delay ที่ต่ำกว่า 0.15 ns ในช่วงความถี่ปฏิบัติการ เป็นอีกจุดเด่นที่ชี้ให้เห็นถึงคุณภาพของวงจร

บทที่ 3 วิธีดำเนินงานวิจัย

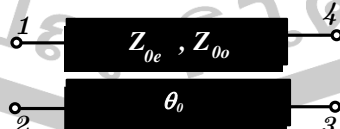
3.1 ขั้นตอนการดำเนินการวิจัย

ในปัจจุบันการออกแบบวงจรไมโครเวฟและความถี่วิทยุมีความต้องการที่เพิ่มขึ้นสำหรับระบบที่มีประสิทธิภาพสูง ขนาดเล็ก และรองรับการทำงานหลากหลายรูปแบบ สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริป เป็นหนึ่งในองค์ประกอบพื้นฐานที่มีบทบาทสำคัญ เนื่องจากมีคุณสมบัติที่หลากหลาย เช่น การเลื่อนเฟส (Phase shifting) การแปลงอิมพีแดนซ์ (Impedance transformation) และการลดขนาดวงจร (Size reduction) ซึ่งเหมาะสมกับการใช้งานในระบบสื่อสารและการประมวลผลสัญญาณ ในงานวิจัยนี้จะเป็นการนำสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริป มาปรับปรุงหรือดัดแปลง (Modify) ลักษณะโครงสร้าง เพื่อพัฒนาให้มีคุณสมบัติที่เฉพาะเจาะจง เช่น การลดขนาดวงจรผ่านการปรับปรุงโครงสร้างหรือการใช้ตัวเก็บประจุในการเชื่อมต่อพอร์ตที่ไม่ใช้งาน เพื่อให้เกิดการเลื่อนเฟสทำให้วงจรสามารถตอบสนองต่อความถี่เป้าหมายได้อย่างมีประสิทธิภาพ รวมถึงการแปลงอิมพีแดนซ์ให้เข้ากับวงจรขั้วไฟฟ้าหรือวงจรข้างเคียง การวิจัยนี้มุ่งเน้นการใช้ทฤษฎีและสมการทางคณิตศาสตร์ เช่น เมทริกซ์อิมพีแดนซ์ (impedance matrix) และโครงสร้างทางวงจรไฟฟ้า (network theory) มาประยุกต์ใช้ เพื่อนำไปสู่การพัฒนาวงจรที่มีประสิทธิภาพสูงและตอบสนองความต้องการของเทคโนโลยีสมัยใหม่ โดยมีขั้นตอนการทำวิจัยดังต่อไปนี้

- ศึกษาสมบัติและการทำงานของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริป
- พัฒนาและปรับปรุงสายส่งชนิดนี้ให้มีสมบัติที่เหมาะสมกับการใช้งานเฉพาะด้าน
- ยืนยันผลลัพธ์การออกแบบด้วยการทดลองทางทฤษฎีและการจำลอง (Simulation) ในช่วงความถี่ทำงานที่ต้องการ

3.2 การสังเคราะห์สายส่งจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน

พิจารณาสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริปที่มีลักษณะสมมาตร (Symmetric coupled lines) ดังแสดงในภาพที่ 8 (ระวี พรหมหลวงศรี, 2549) [2]



ภาพที่ 8 วงจรสมมูลของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบสี่พอร์ตที่มีลักษณะสมมาตร[2]

โดยคุณสมบัติของความสมมาตรจะได้ความสัมพันธ์ของตัวแปรอิมพีแดนซ์ของสายส่งเชื่อมต่อแบบขนานไมโคร สตรีปดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} & \quad Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} & (3.1) \\ Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} & \quad Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} \end{aligned}$$

ตัวแปรอิมพีแดนซ์ของสายส่งเชื่อมต่อแบบขนานไมโครสตริป จะมีความสัมพันธ์กับความเร็วเฟสของคลื่นในโหมดคู่และโหมดคี่ ($v_{pe} = c/\sqrt{\epsilon_{effe}}$, $v_{po} = c/\sqrt{\epsilon_{effo}}$) ดังนี้

$$Z_{11} = \frac{1}{2}(Z_{0e} \coth \theta_e + Z_{0o} \coth \theta_o) \quad (3.2 ก)$$

$$Z_{12} = \frac{1}{2}(Z_{0e} \coth \theta_e - Z_{0o} \coth \theta_o) \quad (3.2 ข)$$

$$Z_{13} = \frac{1}{2}(Z_{0e} \csc h \theta_e - Z_{0o} \csc h \theta_o) \quad (3.2 ค)$$

$$Z_{14} = \frac{1}{2}(Z_{0e} \operatorname{csch} \theta_e + Z_{0o} \csc h \theta_o) \quad (3.2 ง)$$

เมื่อ

$$\theta_e = \beta_e l = \frac{\pi}{2} \quad \text{และ} \quad \theta_o = \beta_o l = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{\epsilon_{effo}}{\epsilon_{effe}}}$$

โดยที่

ϵ_{effe} คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของคลื่นโหมดคู่บนสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน

ϵ_{effo} คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของคลื่นโหมดคี่บนสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน

$\theta_e = \frac{\pi}{2}$ คือมุมเฟสของคลื่นโหมดคู่ที่เดินทางบนสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน

$\theta_o = \frac{\pi}{2} \Theta$ คือมุมเฟสของคลื่นโหมดคี่ที่เดินทางบนสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน

และ $\Theta = \sqrt{\epsilon_{effo} / \epsilon_{effe}}$

โดยทั่วไปสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานจะมีตัวแปรที่ใช้ในการอธิบายสมรรถนะในการทำงานที่ประกอบไปด้วย ค่าไดเรกตีวิตี้ (Directivity : D) ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (Coupling factor : C) และค่าสัมประสิทธิ์ไอโซเลชันหรืออัตราการแยกสัญญาณ (Isolation factor : I) ดังความสัมพันธ์อย่างง่ายคือ

$$C \text{ dB} = \text{Coupling Factor} = S_{21} \quad (3.3 ก)$$

$$I \text{ dB} = \text{Isolation} = S_{31} \quad (3.3 ข)$$

$$D \text{ dB} = \text{Directivity} = C \text{ dB} - I \text{ dB} \quad (3.3 ค)$$

ในภาพที่ 8 ขนาดของการส่งผ่านกำลังงานจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 คือ ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อในขณะที่การส่งผ่านกำลังงานจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 3 คืออัตราการแยกสัญญาณของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน ในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการสังเคราะห์สายส่งแบบ 2 พอร์ต (2-ports network) จากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานซึ่งเป็นวงจรข่ายไฟฟ้าแบบ 4 พอร์ต (4-ports network) โดยใช้เมตริกซ์อิมพีแดนซ์ของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน ในสมการที่ (3.4) [22-24] มาใช้ร่วมกับทฤษฎีโครงข่ายไฟฟ้า (Network theory) ดังต่อไปนี้

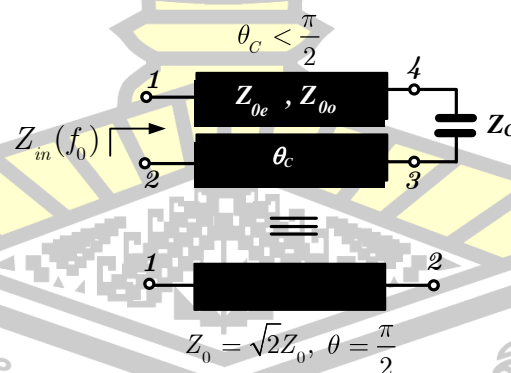
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} \quad (3.4ก)$$

หรือในรูปอย่างง่าย

$$(\mathbf{V})_{4 \times 1} = (\mathbf{Z})_{4 \times 4} (\mathbf{I})_{4 \times 1} \quad (3.4ข)$$

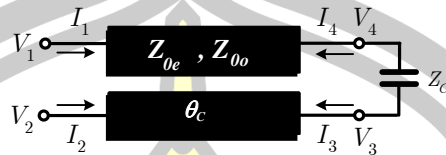
3.2.1 การสังเคราะห์สายส่งด้วยสายส่งเชื่อมต่อ

จากภาพที่ 9 สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานที่เป็นวงจรข่ายไฟฟ้าแบบ 4 พอร์ต จะถูกแปลงเป็นวงจรข่ายไฟฟ้าแบบ 2 พอร์ต และมีผลตอบสนองความถี่แบบผ่านหมด (All pass filter) ด้วยการเชื่อมต่อตัวเก็บประจุระหว่างพอร์ต 3 และพอร์ต 4 ของวงจร โดยมีพอร์ต 1 เป็นพอร์ตอินพุตและพอร์ต 2 เป็นพอร์ตเอาต์พุต โดยวงจรที่สังเคราะห์ขึ้นจะมีเงื่อนไขเริ่มต้นของวงจรคือ $I_4 = -I_3$ และ $V_4 = V_3 + I_3 Z_C$

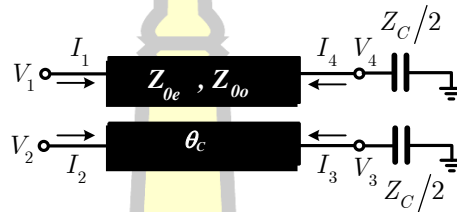


ภาพที่ 9 การสังเคราะห์วงจรข่ายไฟฟ้า 2 พอร์ตจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบ 4 พอร์ต ด้วยการเทอรัมินต์ตัวเก็บประจุที่พอร์ต 3 และพอร์ต 4

เพื่อให้ได้ความสัมพันธ์ระหว่างเมทริกซ์แรงดัน กระแส และอิมพีแดนซ์ของตัวกรองหยุดแถบพอร์ต 2 พอร์ต โดยตัวเก็บประจุ (Z_C) ที่เชื่อมต่อเข้าไปที่พอร์ต 3 และ 4 อาจจะถูกมองเป็นอุปกรณ์เชื่อมต่อแบบอนุกรม หรือขนาน ดังภาพที่ 10 และ 11



ภาพที่ 10 วงจรข่ายไฟฟ้า 2 พอร์ตจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานเมื่อเชื่อมต่อตัวเก็บประจุแบบอนุกรมระหว่างพอร์ต 3 และ พอร์ต 4



ภาพที่ 11 วงจรข่ายไฟฟ้า 2 พอร์ตจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานเมื่อเชื่อมต่อตัวเก็บประจุแบบขนานที่พอร์ต 3 และพอร์ต 4

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + Z_{13}I_3 + Z_{14}I_4 \quad (3.5 ก)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 + Z_{23}I_3 + Z_{24}I_4 \quad (3.5 ข)$$

$$V_3 = Z_{31}I_1 + Z_{32}I_2 + Z_{33}I_3 + Z_{34}I_4 \quad (3.5 ค)$$

$$V_4 = Z_{41}I_1 + Z_{42}I_2 + Z_{43}I_3 + Z_{44}I_4 \quad (3.5 ง)$$

จากนั้นกำจัดสมการกระแส I_3 และ I_4 ออกจากสมการที่ (3.5 ก) และ (3.5 ข) ให้เหลือเฉพาะสมการกระแส I_1 และ I_2 โดยเริ่มจากการพิจารณา สมการที่ (3.5 ค) และ (3.5 ง) เมื่อ $I_4 = -I_3$ and $V_4 = V_3 + I_3 Z_C$

$$V_3 + Z_C I_3 = Z_{41}I_1 + Z_{42}I_2 + Z_{43}I_3 + Z_{44}I_4$$

$$\therefore V_3 = Z_{41}I_1 + Z_{42}I_2 + (Z_{43} - Z_C - Z_{44})I_3 \quad (3.6)$$

จากนั้นให้สมการที่ (3.6) เท่ากับสมการที่ (3.5 ค)

$$Z_{41}I_1 + Z_{42}I_2 + (Z_{43} - Z_C - Z_{44})I_3 = Z_{31}I_1 + Z_{32}I_2 + Z_{33}I_3 + Z_{34}I_4$$

$$Z_{41} - Z_{31} I_1 + (Z_{42} - Z_{32})I_2 + (Z_{43} - Z_C - Z_{44} - Z_{33} + Z_{34})I_3 = 0$$

$$Z_{41} - Z_{31} I_1 + (Z_{42} - Z_{32})I_2 + (2Z_{43} - Z_C - 2Z_{44})I_3 = 0$$

$$Z_{41} - Z_{31} I_1 + (Z_{42} - Z_{32})I_2 = (-2Z_{43} + Z_C + 2Z_{44})I_3$$

$$Z_{14} - Z_{13} I_1 + (Z_{13} - Z_{14})I_2 = (Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))I_3$$

จัดสมการให้อยู่ในรูปอย่างง่าย จะได้สมการกระแส I_3

$$I_3 = \frac{Z_{14} - Z_{13}}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} I_1 + \frac{(Z_{13} - Z_{14})}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} I_2 \quad (3.7)$$

จากสมการที่ (3.5 ก) และสมการที่ (3.5 ข) แทนค่า $I_4 = -I_3$ ลงในสมการทั้งสอง

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + (Z_{13} - Z_{14})I_3 \quad (3.8 ก)$$

$$V_2 = Z_{12}I_1 + Z_{11}I_2 + (Z_{14} - Z_{13})I_3 \quad (3.8 ข)$$

จากนั้นแทนค่าสมการที่ (3.7) ลงในสมการที่ (3.8 ก) และ (3.8 ข) จะได้สมการแรงดันที่พอร์ต 1 และ พอร์ต 2 ที่สัมพันธ์กับกระแสที่พอร์ต 1 และ พอร์ต 2 และอิมพีแดนซ์เมตริกซ์ดังสมการที่ (3.2 ก) ถึง (3.2 ง) ดังนี้

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + Z_{13} - Z_{14} \left(\frac{Z_{14} - Z_{13}}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} I_1 + \frac{(Z_{13} - Z_{14})}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} I_2 \right)$$

$$V_1 = \left(Z_{11} + Z_{13} - Z_{14} \left(\frac{Z_{14} - Z_{13}}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} \right) \right) I_1 + \left(Z_{12} + Z_{13} - Z_{14} \left(\frac{(Z_{13} - Z_{14})}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} \right) \right) I_2$$

$$V_1 = \left(Z_{11} - \frac{Z_{13} - Z_{14}^2}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} \right) I_1 + \left(Z_{12} + \frac{(Z_{13} - Z_{14})^2}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} \right) I_2 \quad (3.9 ก)$$

$$V_2 = Z_{12}I_1 + Z_{11}I_2 + Z_{14} - Z_{13} \left(\frac{Z_{14} - Z_{13}}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} I_1 + \frac{(Z_{13} - Z_{14})}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} I_2 \right)$$

$$V_2 = \left(Z_{12} + Z_{14} - Z_{13} \frac{Z_{14} - Z_{13}}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} \right) I_1 + \left(Z_{11} + Z_{14} - Z_{13} \left(+ \frac{(Z_{13} - Z_{14})}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} \right) \right) I_2$$

$$V_2 = \left(Z_{12} + \frac{Z_{13} - Z_{14}^2}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} \right) I_1 + \left(Z_{11} - \frac{(Z_{13} - Z_{14})^2}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} \right) I_2 \quad (3.9 ข)$$

หรือจัดให้อยู่ในรูปอย่างง่าย ในรูปความสัมพันธ์ของ แรงดัน กระแส ของแต่ละพอร์ต และอิมพีแดนซ์ เมตริกของวงจรข่ายไฟฟ้าแบบ 2 พอร์ต ดังสมการ

$$V_1 = \left(Z_{11} - \frac{Z_{13} - Z_{14}^2}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} \right) I_1 + \left(Z_{12} + \frac{(Z_{13} - Z_{14})^2}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} \right) I_2 \quad (3.10 ก)$$

$$V_2 = \left(Z_{12} + \frac{Z_{13} - Z_{14}^2}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} \right) I_1 + \left(Z_{11} - \frac{(Z_{13} - Z_{14})^2}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} \right) I_2 \quad (3.10 ข)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(Z_{11} - \frac{Z_{13} - Z_{14}^2}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} \right) & \left(Z_{12} + \frac{(Z_{13} - Z_{14})^2}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} \right) \\ \left(Z_{12} + \frac{Z_{13} - Z_{14}^2}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} \right) & \left(Z_{11} - \frac{(Z_{13} - Z_{14})^2}{(Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

เมื่อ $Z_H = Z_{13} - Z_{14}^2 / (Z_C + 2(Z_{11} - Z_{12}))$ จะได้

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} - Z_H & Z_{12} + Z_H \\ Z_{12} + Z_H & Z_{11} - Z_H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

ดังนั้น

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11T} & Z_{12T} \\ Z_{21T} & Z_{22T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

จากทฤษฎีวงจรไฟฟ้าสำหรับวงจรในย่านความถี่ไมโครเวฟ (Lei และคณะ, 2012) [25] กำหนดให้สมการของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของวงจรข่ายไฟฟ้าแบบ 2 พอร์ต หาค่าได้จากสมการ

$$S_{11} = \frac{(Z_{11T}^2 - Z_0^2) - Z_{12T}^2}{(Z_{11T} + Z_0)^2 - Z_{12T}^2} \quad (3.14 ก)$$

หรือกระจายสมการออกและให้อยู่ในรูปสมการที่มีเทอม

$$Z_H = Z_{13} - Z_{14}^2 / (Z_x + 2(Z_{11} - Z_{12}))$$

$$S_{11} = \frac{(Z_{11} - Z_H)^2 - Z_0^2 - (Z_{11} + Z_H)^2}{(Z_{11T} + Z_0 - Z_H)^2 - (Z_{11} + Z_H)^2} \quad (3.14 ข)$$

ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} จะมีค่าเข้าใกล้ศูนย์บริเวณความถี่ทำงาน (f_0) ที่ต้องการตัวเก็บประจุที่สัมพันธ์กับตัวแปรของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานมีค่า

$$Z_C = \frac{2(Z_{11}Z_{A1} + Z_{12}Z_{A2} + Z_{A3}(Z_{13}^2 - 2Z_{13}Z_{14}) + Z_{A4}(Z_0^2 + Z_{12}^2))}{Z_{13} - Z_{14}^2 / (Z_T + 2(Z_{11} - Z_{12}))} \quad (3.15)$$

เมื่อตัวแปรย่อยต่างๆ ในสมการมีค่า

$$\begin{aligned} Z_{A1} &= Z_{14}^2 - Z_{11}^2, & Z_{A2} &= Z_{14}^2 + Z_{11}^2 \\ Z_{A3} &= Z_{11} + Z_{12}, & Z_{A4} &= Z_{11} + Z_{12} \end{aligned} \quad (3.16)$$

ที่ความถี่ทำงาน (f_0) ในระบบอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_0 ไต สมการอย่างง่ายของตัวเก็บประจุที่เชื่อมต่อเพื่อชดเชยระหว่างพอร์ต 3 และ พอร์ต 4 จะหาค่าได้จากสมการ

$$C_p(f_0) = \frac{Z_0}{2\omega_0 |\text{Im}(Z_C)|} \quad (3.17)$$

ส่วนค่ามุมทางไฟฟ้าของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานที่หัดสั้นลง จะหาค่าได้จากสมการ

$$\theta_f = \frac{1}{\pi k} \tan^{-1} \left(\frac{2Z_{0o}}{\sqrt{4Z_{0o}^2 - Z_C^2}} \right) \quad (3.18)$$

เมื่อ และ $k = \sqrt{\epsilon_{effo} / \epsilon_{effe}}$

ส่วนสมการของค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสายส่ง (S_{21}) ของวงจรข่ายไฟฟ้าแบบ 2 พอร์ต ที่สังเคราะห์ขึ้นจะ หาค่าได้จากสมการ

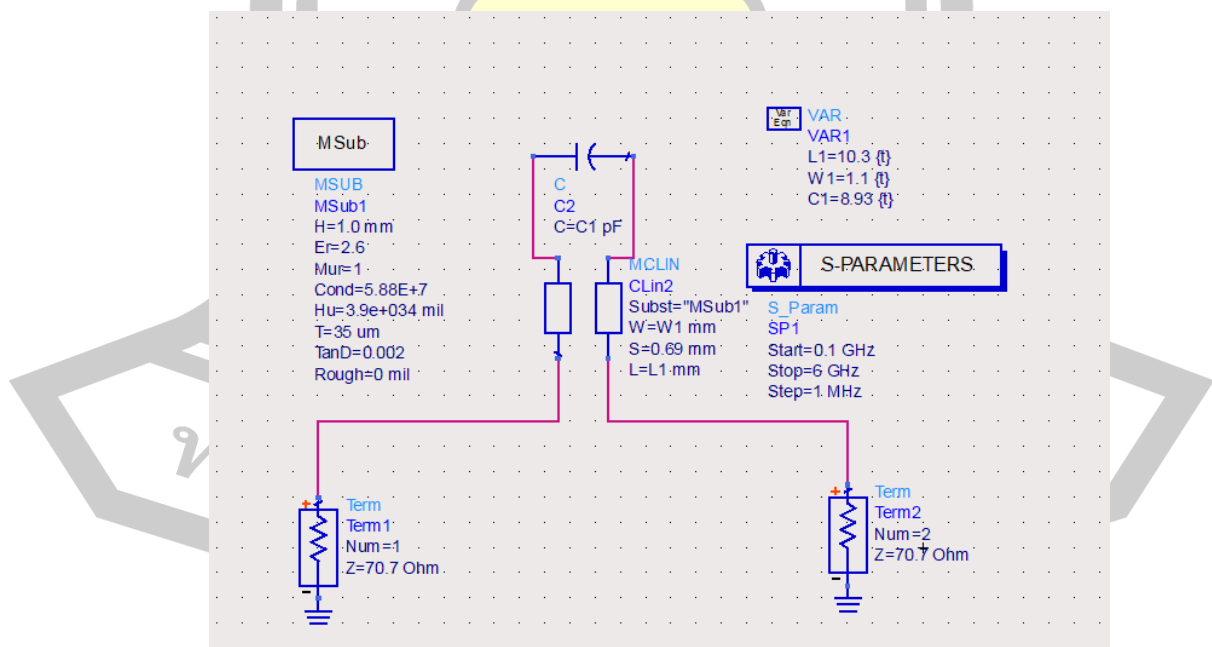
$$S_{21} = \frac{2Z_0 Z_{12T}}{Z_{11T} + Z_0^2 - Z_{12T}^2} \quad (3.19 \text{ ก})$$

หรือ

$$S_{21} = \frac{2Z_0(Z_{12} + Z_H)}{Z_{11} - Z_H + Z_0^2 - (Z_{12} + Z_H)^2} \quad (3.19 \text{ ข})$$

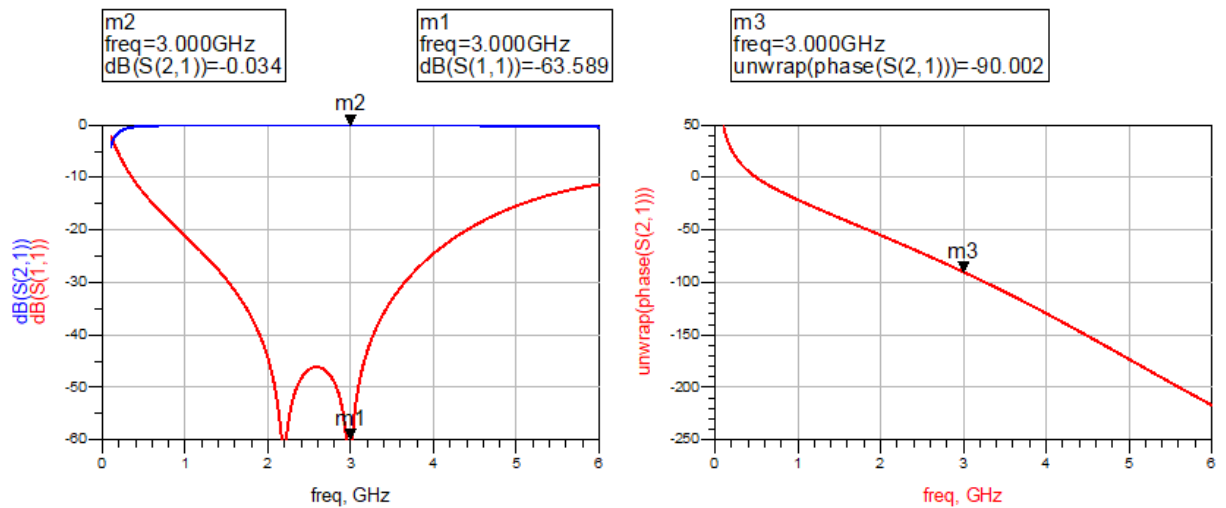
3.3 การแปลงอิมพีแดนซ์และการปรับค่ามุมทางฟ้าของสายส่งแบบตัดแปลงจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบลัดปลายสายด้วยตัวเก็บประจุขดเคย (C_p)

จากนั้นนำตัวแปรจากสมการที่ (3.17) และ (3.18) มาใช้ในการเตรียมข้อมูลค่าเริ่มต้น เพื่อการทดลอง การแปลงอิมพีแดนซ์ และการปรับค่ามุมทางฟ้า ของสายส่งแบบตัดแปลงจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานที่ลัดปลายสายด้วยตัวเก็บประจุขดเคย (C_p) ในการทดลองทำการสังเคราะห์วงจร และปรับแต่งพารามิเตอร์ของวงจร โดยใช้สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานบนแผ่นพิมพ์วงจรแบบที่มีวัสดุไดอิเล็กทริกเป็นแบบ FR4 และ AD260) และกำหนดค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (Coupling coefficient) ระหว่าง -8 ถึง -14 เดซิเบล

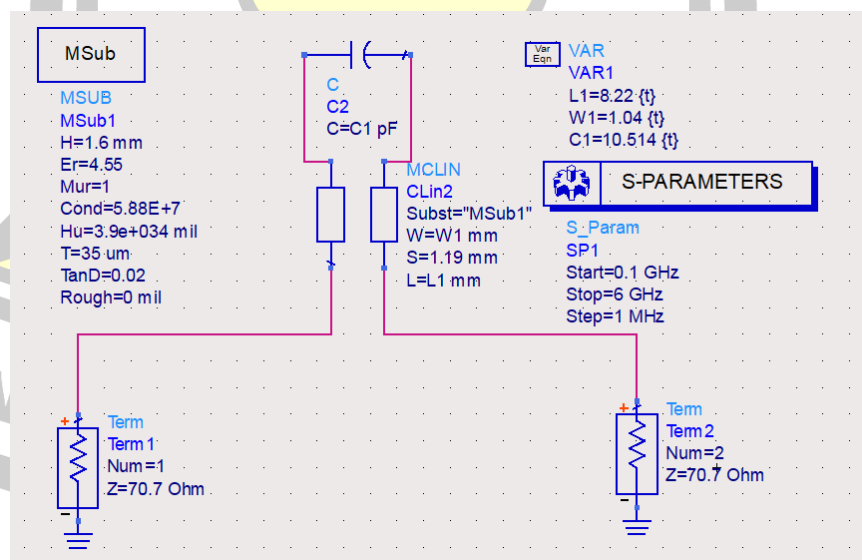


ภาพที่ 12 สายส่งแบบ 2 พอร์ตที่สังเคราะห์ขึ้นจากสายส่งจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบ FR4 ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -8 เดซิเบล

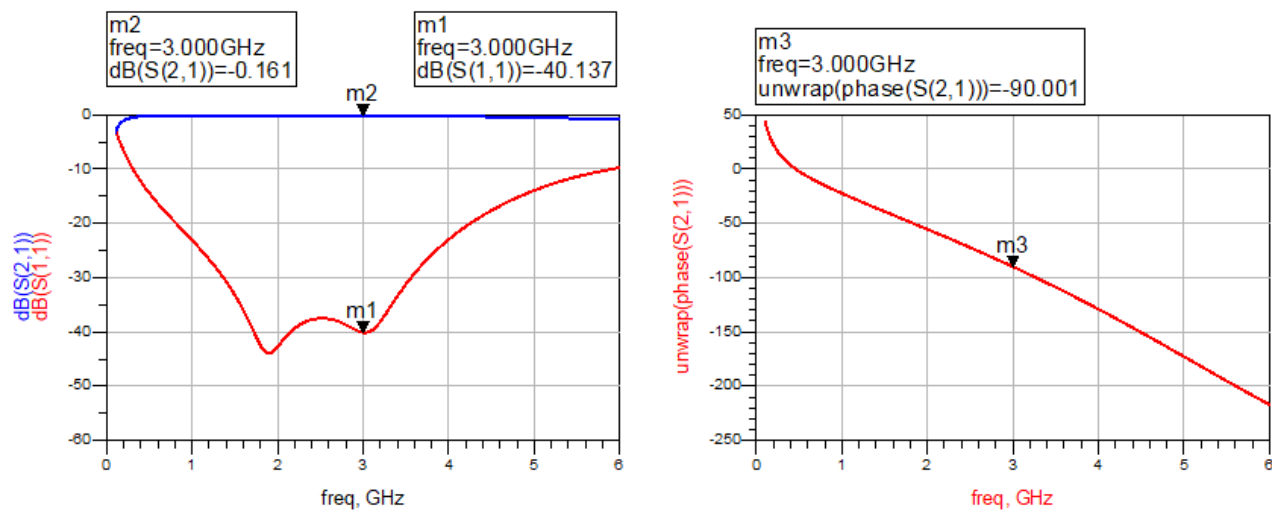
ในการทดลองจะให้ความสนใจกับ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) และมุมเฟสของสายส่งที่ความถี่ทำงาน ที่สัมพันธ์กับตัวแปรต่างๆ สายส่ง จากนั้นทำการปรับแต่งค่า ความกว้าง (W) และความยาวของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน (L) เพื่อหาค่าตัวเก็บประจุ (C_p) และมุมทาง ไฟฟ้าที่หดสั้นลง ที่ดีที่สุดมาในการออกแบบวงจร



ภาพที่ 13 กราฟตัวแปร S_{21} , S_{11} และมุมเฟสของสายส่งแบบ 2 พอร์ตที่สังเคราะห์ขึ้นจากสายส่ง เชื่อมต่อคู่ขนานแบบ FR4 ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -8 เดซิเบล



ภาพที่ 14 สายส่งแบบ 2 พอร์ตที่สังเคราะห์ขึ้นจากสายส่งจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบ AD260 ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -14 เดซิเบล



ภาพที่ 15 กราฟตัวแปร S_{21} , S_{11} และมุมเฟสของสายส่งแบบ 2 พอร์ตที่สังเคราะห์ขึ้นจากสายส่งจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบ AD260 ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -14 เดซิเบล

ตัวแปร S-parameters (S_{21} และ S_{11}) ใช้ในการแสดงผลตอบสนองความถี่ในช่วงความถี่ทำงาน และแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่าพารามิเตอร์ที่ปรับเปลี่ยนกับค่าการตอบสนองทางไฟฟ้าเช่น การเลื่อนเฟสและการปรับปรุงอิมพีแดนซ์ ภาพที่ 13 ถึงภาพที่ 15 แสดงกราฟของ S_{21} , S_{11} และมุมเฟส สำหรับวงจรที่ใช้ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -8 และ -14 เดซิเบล โดยแสดงความแตกต่างในค่าการตอบสนองที่เกิดจากตัวเก็บประจุชดเชยและการปรับโครงสร้างวงจร

ตารางที่ 3 จะเป็นข้อมูลตัวแปรทางไฟฟ้าและทางกายภาพของสายส่งแบบ 2 พอร์ต ที่สังเคราะห์ขึ้นจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน เช่น ความกว้าง (W) ระยะห่าง (S), ความยาว (L) ก่อนและหลังการปรับแต่ง พร้อมค่าตัวเก็บประจุที่เหมาะสมสำหรับแต่ละกรณีตัวอย่างเช่นสำหรับค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -8 เดซิเบล จะมีค่าตัวแปรทางกายภาพ ก่อนและหลังการปรับแต่งดังนี้

ก่อนปรับ: $W = 1.13$ mm, $S = 0.34$ mm, $L = 7.19$ mm

หลังปรับ: $W = 1.71$ mm, $S = 0.34$ mm, $L = 8.98$ mm

โดยมีค่า $C_p = 12.04$ pF และ $\theta_f = 58.8^\circ$ หลังการปรับแต่งเพื่อให้ได้จุดทำงานที่ดีที่สุด

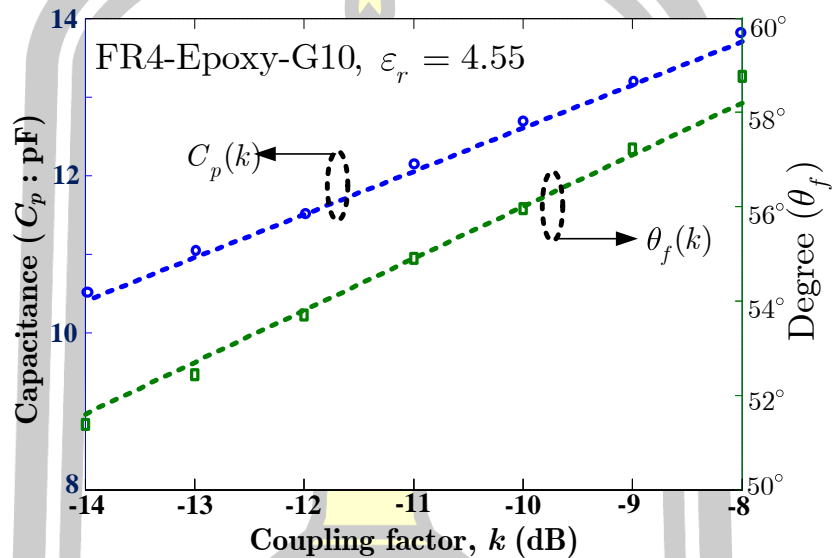
ตารางที่ 3 ข้อมูลที่ออกแบบบนแผ่นพิมพ์วงจรแบบ FR4 ที่ความถี่ 3.0 กิกะเฮิรตซ์

| CPL (dB) | ค่าอิมพีแดนซ์เริ่มต้น | ค่าเริ่มต้น W, S, L | ค่าอิมพีแดนซ์หลังปรับ | ค่าหลังการปรับ W, S, L | ค่าตัวเก็บประจุและมุมเฟส |
|------------------------------|--|---|---|---|--|
| $C = -8.0$ $C_f = -7.1$ | $Z_{0i} = 70.70 \Omega$ $Z_{0ei} = 107.75 \Omega$ $Z_{0oi} = 46.38 \Omega$ | $W = 1.13 \text{ mm}$ $S = 0.34 \text{ mm}$ $L = 7.19 \text{ mm}$ | $Z_{0i} = 59.48 \Omega$ $Z_{0ei} = 86.94 \Omega$ $Z_{0oi} = 40.70 \Omega$ | $W = 1.71 \text{ mm}$ $S = 0.34 \text{ mm}$ $L = 8.98 \text{ mm}$ | $C_p = 13.82 \text{ pF}$ $\theta_f = 58.8^\circ$ |
| $C = -9.0$ $k_f = -8.2$ | $Z_{0i} = 70.70 \Omega$ $Z_{0ei} = 102.45 \Omega$ $Z_{0oi} = 48.79 \Omega$ | $W = 1.21 \text{ mm}$ $S = 0.45 \text{ mm}$ $L = 7.15 \text{ mm}$ | $Z_{0i} = 60.46 \Omega$ $Z_{0ei} = 84.75 \Omega$ $Z_{0oi} = 43.13 \Omega$ | $W = 1.74 \text{ mm}$ $S = 0.45 \text{ mm}$ $L = 8.84 \text{ mm}$ | $C_p = 13.14 \text{ pF}$ $\theta_f = 57.62^\circ$ |
| $C = -10.0$ $k_f = -9.3$ | $Z_{0i} = 70.70 \Omega$ $Z_{0ei} = 98.09 \Omega$ $Z_{0oi} = 50.95 \Omega$ | $W = 1.27 \text{ mm}$ $S = 0.57 \text{ mm}$ $L = 7.11 \text{ mm}$ | $Z_{0i} = 61.27 \Omega$ $Z_{0ei} = 82.90 \Omega$ $Z_{0oi} = 45.29 \Omega$ | $W = 1.76 \text{ mm}$ $S = 0.57 \text{ mm}$ $L = 8.71 \text{ mm}$ | $C_p = 12.69 \text{ pF}$ $\theta_f = 55.87^\circ$ |
| $C = -11.0$ $k_f = -10.3$ | $Z_{0i} = 70.70 \Omega$ $Z_{0ei} = 94.45 \Omega$ $Z_{0oi} = 52.91 \Omega$ | $W = 1.32 \text{ mm}$ $S = 0.71 \text{ mm}$ $L = 7.08 \text{ mm}$ | $Z_{0i} = 61.76 \Omega$ $Z_{0ei} = 80.78 \Omega$ $Z_{0oi} = 47.21 \Omega$ | $W = 1.79 \text{ mm}$ $S = 0.71 \text{ mm}$ $L = 8.57 \text{ mm}$ | $C_p = 12.15 \text{ pF}$ $\theta_f = 54.90^\circ$ |
| $C = -12.0$ $k_f = -11.4$ | $Z_{0i} = 70.70 \Omega$ $Z_{0ei} = 91.38 \Omega$ $Z_{0oi} = 54.69 \Omega$ | $W = 1.37 \text{ mm}$ $S = 0.86 \text{ mm}$ $L = 7.06 \text{ mm}$ | $Z_{0i} = 62.20 \Omega$ $Z_{0ei} = 79.02 \Omega$ $Z_{0oi} = 48.96 \Omega$ | $W = 1.81 \text{ mm}$ $S = 0.86 \text{ mm}$ $L = 8.45 \text{ mm}$ | $C_p = 11.51 \text{ pF}$ $\theta_f = 53.80^\circ$ |
| $C = -13.0$ $k_f = -12.5$ | $Z_{0i} = 70.70 \Omega$ $Z_{0ei} = 88.78 \Omega$ $Z_{0oi} = 56.30 \Omega$ | $W = 1.40 \text{ mm}$ $S = 1.02 \text{ mm}$ $L = 7.04 \text{ mm}$ | $Z_{0i} = 62.64 \Omega$ $Z_{0ei} = 77.58 \Omega$ $Z_{0oi} = 50.58 \Omega$ | $W = 1.82 \text{ mm}$ $S = 1.02 \text{ mm}$ $L = 8.37 \text{ mm}$ | $C_p = 11.05 \text{ pF}$ $\theta_f = 52.83^\circ$ |
| $C = -14.0$ $k_f = -13.5$ | $Z_{0i} = 70.70 \Omega$ $Z_{0ei} = 86.54 \Omega$ $Z_{0oi} = 57.75 \Omega$ | $W = 1.42 \text{ mm}$ $S = 1.19 \text{ mm}$ $L = 7.02 \text{ mm}$ | $Z_{0i} = 62.96 \Omega$ $Z_{0ei} = 76.23 \Omega$ $Z_{0oi} = 52.01 \Omega$ | $W = 1.83 \text{ mm}$ $S = 1.19 \text{ mm}$ $L = 8.29 \text{ mm}$ | $C_p = 10.51 \text{ pF}$ $\theta_f = 52.09^\circ$ |

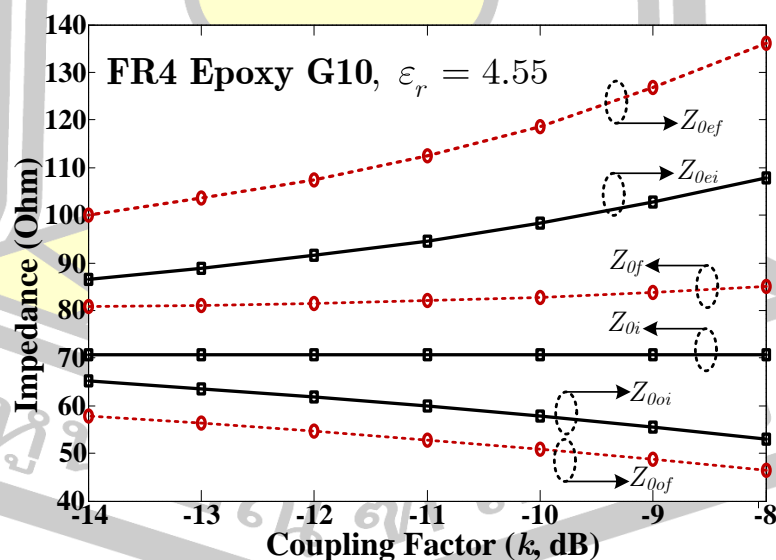
นำข้อมูลของค่าตัวเก็บประจุขดขด (C_p) และค่ามุมทางไฟฟ้าที่หดสั้นลง (θ_f) จากปรกติ ซึ่งมีค่า 90 องศาสำหรับสายส่งที่มีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -14 เดซิเบล ถึง -8 เดซิเบล มาพล็อตกราฟหาค่าความสัมพันธ์ดังภาพที่ 16 จะได้

$$\text{ค่าตัวเก็บประจุขดขด} \quad C_p(k) = 0.55k + 18 \text{ pF} \quad (3.20)$$

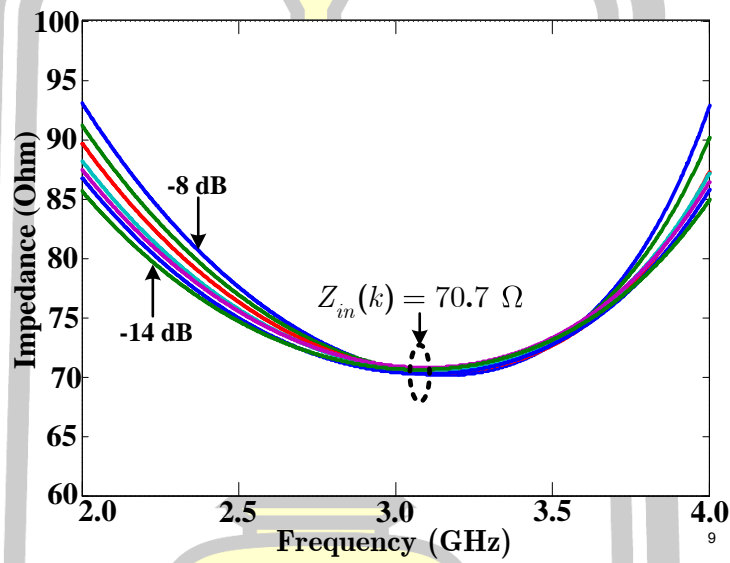
$$\text{มุมทางไฟฟ้าที่หดสั้นลง} \quad \theta_f(k) = 1.2k + 68 \text{ degree} \quad (3.21)$$



ภาพที่ 16 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวเก็บประจุขดขด (C_p) และค่ามุมทางไฟฟ้าที่หดสั้นลง (θ_f) ที่ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -8 และ -14 เดซิเบล

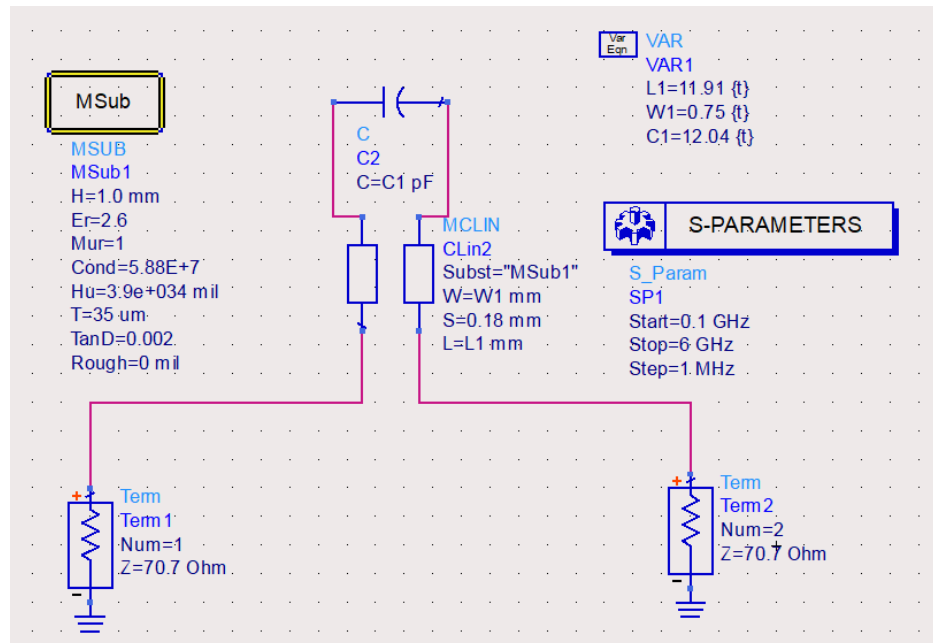


ภาพที่ 17 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์โหมมคูดุและคี่ของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานก่อน และหลังการปรับแต่งที่ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -8 และ -14 เดซิเบล บนสายส่งแบบ FR4

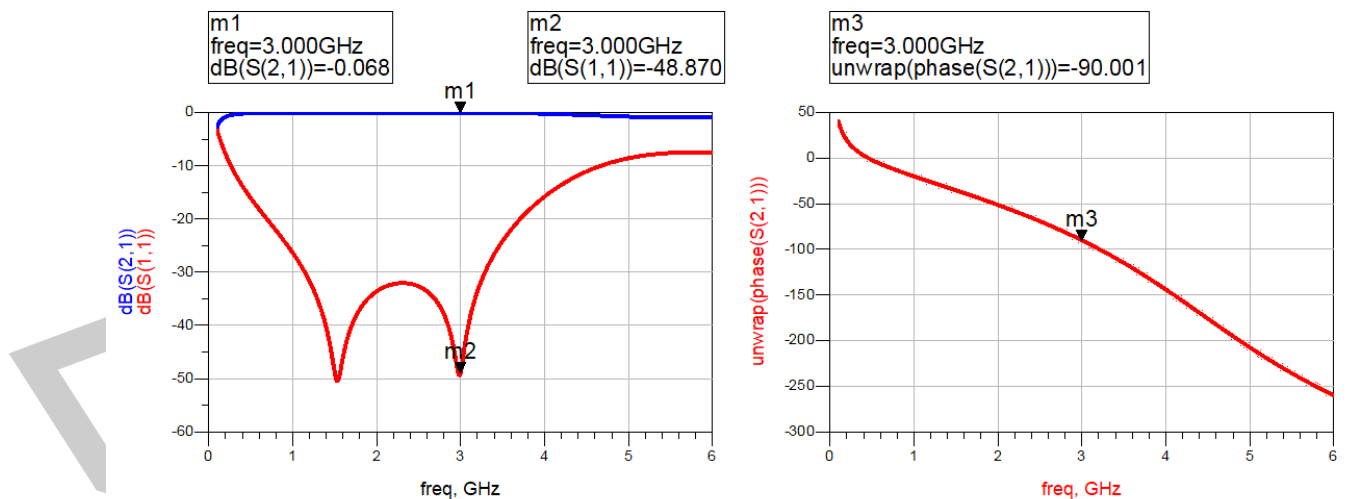


ภาพที่ 18 ลักษณะการเปลี่ยนอิมพีแดนซ์ของสายส่งแบบ 2 พอร์ตที่สังเคราะห์ขึ้นในช่วงความถี่ทำงาน 3 กิกะเฮิรตซ์ บนแผ่นพิมพ์วงจรแบบ FR4

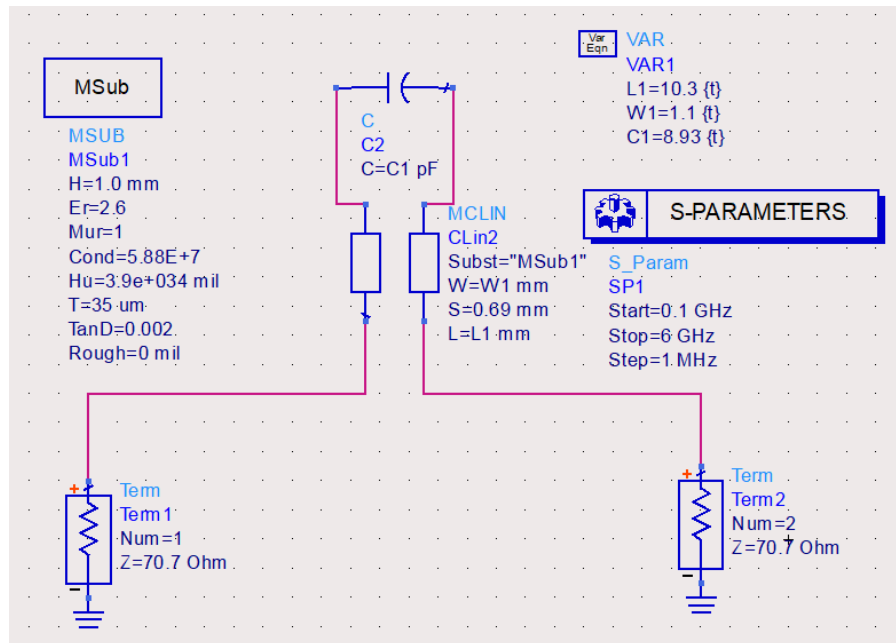
พหุ ประถม วิชา



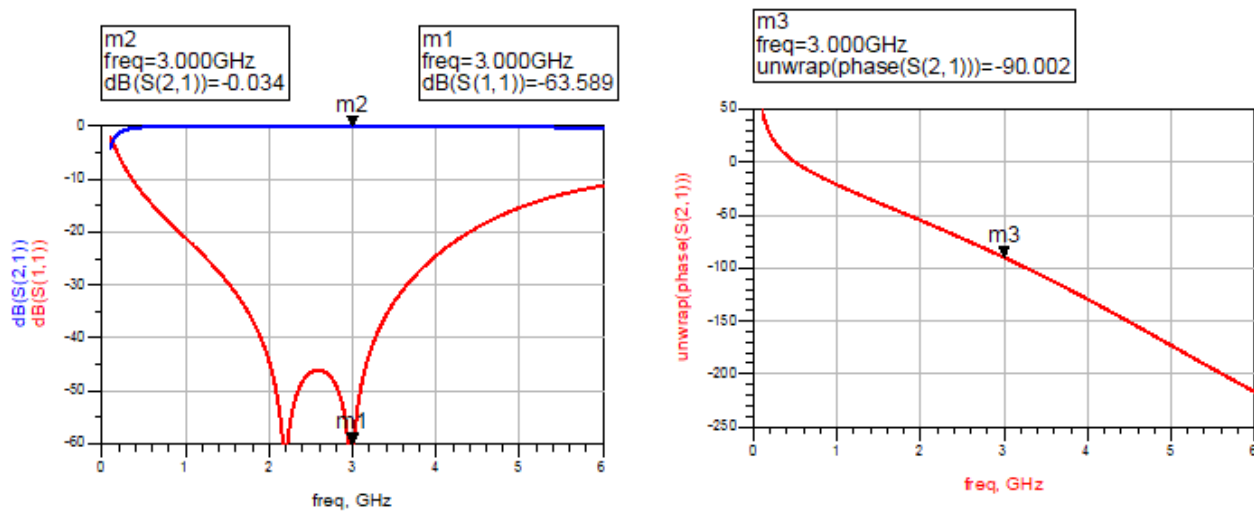
ภาพที่ 19 สายส่งแบบ 2 พอร์ตที่สังเคราะห์ขึ้นจากสายส่งจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบ AN260 ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -8 เดซิเบล



ภาพที่ 20 กราฟตัวแปร S_{21} , S_{11} และมุมเฟสของสายส่งแบบ 2 พอร์ตที่สังเคราะห์ขึ้นจากสายส่งจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบ AD260 ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -8 เดซิเบล



ภาพที่ 21 สายส่งแบบ 2 พอร์ตที่สังเคราะห์ขึ้นจากสายส่งจากสายส่งเชื่อมต่อคูลูนานแบบ AD260 ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -14 เดซิเบล



ภาพที่ 22 กราฟตัวแปร S_{21} , S_{11} และมุมเฟสของสายส่งแบบ 2 พอร์ตที่สังเคราะห์ขึ้นจากสายส่งจากสายส่งเชื่อมต่อคูลูนานแบบ AD260 ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -14 เดซิเบล

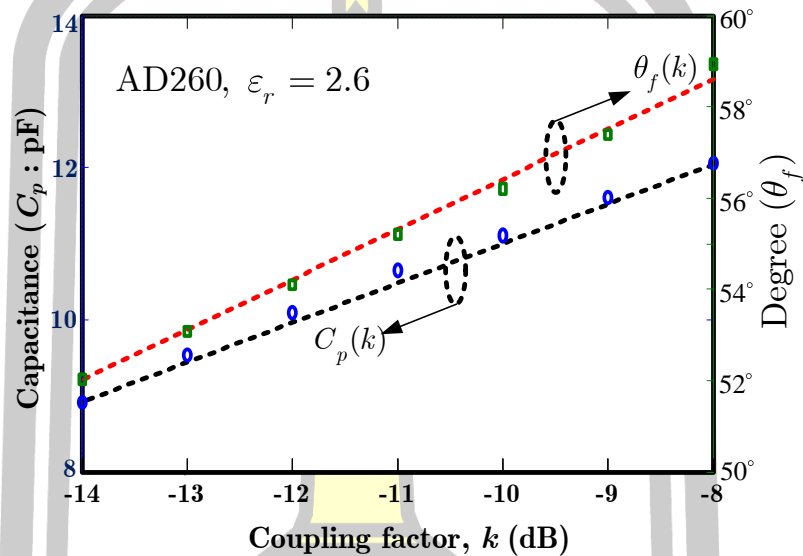
ตารางที่ 4 ข้อมูลที่ออกแบบบนแผ่นพิมพ์วงจรแบบ AD260 ที่ความถี่ 3.0 กิกะเฮิรตซ์

| CPL (dB) | ค่าอิมพีแดนซ์เริ่มต้น | ค่าเริ่มต้น W, S, L | ค่าอิมพีแดนซ์หลังปรับ | ค่าหลังการปรับ W, S, L | ค่าตัวเก็บประจุและมุมเฟส |
|------------------------------|--|---|---|---|--|
| $C = -8.0$ $C_f = -7.1$ | $Z_{0i} = 70.70 \Omega$ $Z_{0ei} = 107.75 \Omega$ $Z_{0oi} = 46.38 \Omega$ | $W = 1.13 \text{ mm}$ $S = 0.34 \text{ mm}$ $L = 7.19 \text{ mm}$ | $Z_{0i} = 59.48 \Omega$ $Z_{0ei} = 86.94 \Omega$ $Z_{0oi} = 40.70 \Omega$ | $W = 1.71 \text{ mm}$ $S = 0.34 \text{ mm}$ $L = 8.98 \text{ mm}$ | $C_f = 12.04 \text{ pF}$ $\theta_f = 58.9^\circ$ |
| $C = -9.0$ $k_f = -8.2$ | $Z_{0i} = 70.70 \Omega$ $Z_{0ei} = 102.45 \Omega$ $Z_{0oi} = 48.79 \Omega$ | $W = 1.21 \text{ mm}$ $S = 0.45 \text{ mm}$ $L = 7.15 \text{ mm}$ | $Z_{0i} = 60.46 \Omega$ $Z_{0ei} = 84.75 \Omega$ $Z_{0oi} = 43.13 \Omega$ | $W = 1.74 \text{ mm}$ $S = 0.45 \text{ mm}$ $L = 8.84 \text{ mm}$ | $C_f = 11.62 \text{ pF}$ $\theta_f = 57.34^\circ$ |
| $C = -10.0$ $k_f = -9.3$ | $Z_{0i} = 70.70 \Omega$ $Z_{0ei} = 98.09 \Omega$ $Z_{0oi} = 50.95 \Omega$ | $W = 1.27 \text{ mm}$ $S = 0.57 \text{ mm}$ $L = 7.11 \text{ mm}$ | $Z_{0i} = 61.27 \Omega$ $Z_{0ei} = 82.90 \Omega$ $Z_{0oi} = 45.29 \Omega$ | $W = 1.76 \text{ mm}$ $S = 0.57 \text{ mm}$ $L = 8.71 \text{ mm}$ | $C_f = 11.12 \text{ pF}$ $\theta_f = 56.08^\circ$ |
| $C = -11.0$ $k_f = -10.3$ | $Z_{0i} = 70.70 \Omega$ $Z_{0ei} = 94.45 \Omega$ $Z_{0oi} = 52.91 \Omega$ | $W = 1.32 \text{ mm}$ $S = 0.71 \text{ mm}$ $L = 7.08 \text{ mm}$ | $Z_{0i} = 61.76 \Omega$ $Z_{0ei} = 80.78 \Omega$ $Z_{0oi} = 47.21 \Omega$ | $W = 1.79 \text{ mm}$ $S = 0.71 \text{ mm}$ $L = 8.57 \text{ mm}$ | $C_f = 10.87 \text{ pF}$ $\theta_f = 54.92^\circ$ |
| $C = -12.0$ $k_f = -11.4$ | $Z_{0i} = 70.70 \Omega$ $Z_{0ei} = 91.38 \Omega$ $Z_{0oi} = 54.69 \Omega$ | $W = 1.37 \text{ mm}$ $S = 0.86 \text{ mm}$ $L = 7.06 \text{ mm}$ | $Z_{0i} = 62.20 \Omega$ $Z_{0ei} = 79.02 \Omega$ $Z_{0oi} = 48.96 \Omega$ | $W = 1.81 \text{ mm}$ $S = 0.86 \text{ mm}$ $L = 8.45 \text{ mm}$ | $C_f = 10.12 \text{ pF}$ $\theta_f = 53.92^\circ$ |
| $C = -13.0$ $k_f = -12.5$ | $Z_{0i} = 70.70 \Omega$ $Z_{0ei} = 88.78 \Omega$ $Z_{0oi} = 56.30 \Omega$ | $W = 1.40 \text{ mm}$ $S = 1.02 \text{ mm}$ $L = 7.04 \text{ mm}$ | $Z_{0i} = 62.64 \Omega$ $Z_{0ei} = 77.58 \Omega$ $Z_{0oi} = 50.58 \Omega$ | $W = 1.82 \text{ mm}$ $S = 1.02 \text{ mm}$ $L = 8.37 \text{ mm}$ | $C_f = 9.55 \text{ pF}$ $\theta_f = 53.11^\circ$ |
| $C = -14.0$ $k_f = -13.5$ | $Z_{0i} = 70.70 \Omega$ $Z_{0ei} = 86.54 \Omega$ $Z_{0oi} = 57.75 \Omega$ | $W = 1.42 \text{ mm}$ $S = 1.19 \text{ mm}$ $L = 7.02 \text{ mm}$ | $Z_{0i} = 62.96 \Omega$ $Z_{0ei} = 76.23 \Omega$ $Z_{0oi} = 52.01 \Omega$ | $W = 1.83 \text{ mm}$ $S = 1.19 \text{ mm}$ $L = 8.29 \text{ mm}$ | $C_f = 8.93 \text{ pF}$ $\theta_f = 52.38^\circ$ |

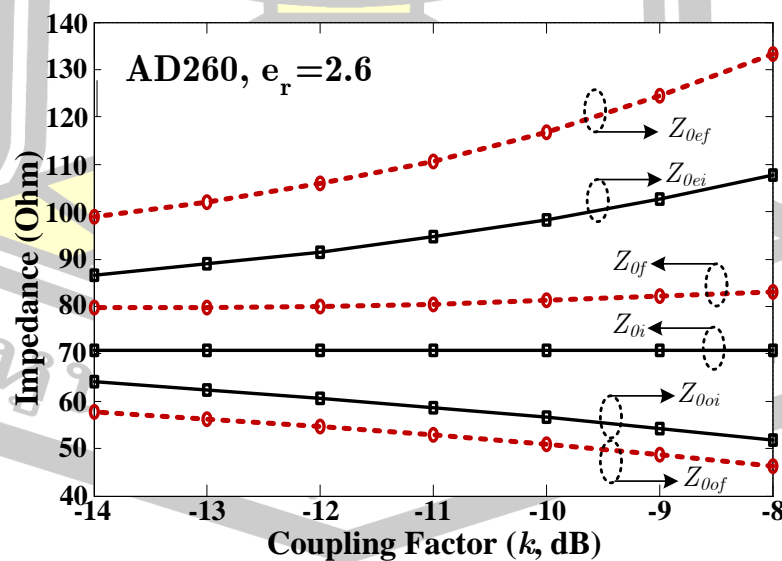
นำข้อมูลของค่าตัวเก็บประจุชดเชย (C_p) และค่ามุมทางไฟฟ้าที่หดสั้นลง (θ_f) จากปรกติ ซึ่งมีค่า 90 องศาสำหรับสายส่งที่มีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -14 เดซิเบล ถึง -8 เดซิเบล มาพล็อตกราฟหาค่าความสัมพันธ์ดังภาพที่ 23 จะได้

$$\text{ค่าตัวเก็บประจุชดเชย} \quad C_p(k) = 0.52k + 16 \text{ pF} \quad (3.22)$$

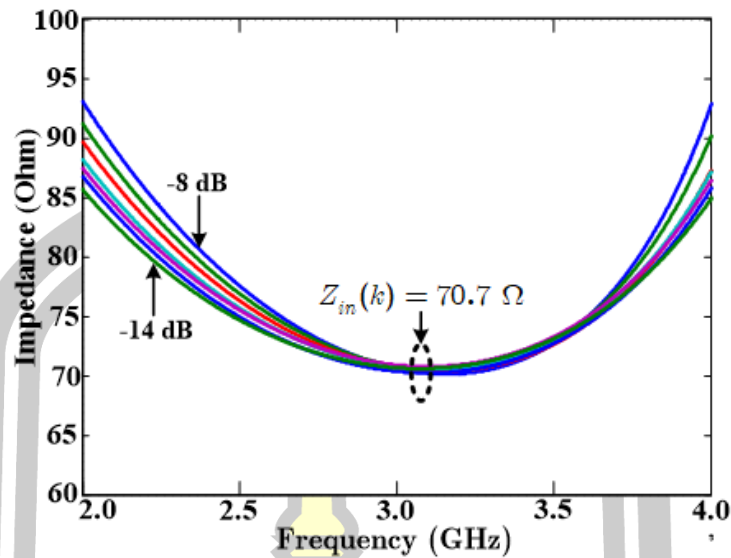
$$\text{มุมทางไฟฟ้าที่หดสั้นลง} \quad \theta_f(k) = 1.1k + 67 \text{ degree} \quad (3.23)$$



ภาพที่ 23 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวเก็บประจุชดเชย (C_p) และค่ามุมทางไฟฟ้าที่หดสั้นลง (θ_f) ที่ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -8 และ -14 เดซิเบล



ภาพที่ 24 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์โหมมคูล์และคี่ของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานก่อน และหลังการปรับแต่งที่ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -8 และ -14 เดซิเบล บนสายส่งแบบ AD260



ภาพที่ 25 ลักษณะการแปลงอิมพีแดนซ์ของสายส่งแบบ 2 พอร์ตที่สังเคราะห์ขึ้นในช่วงความถี่ทำงาน 3 กิกะเฮิรตซ์ บนแผ่นพิมพ์วงจรแบบ AD260

3.4 บทสรุป

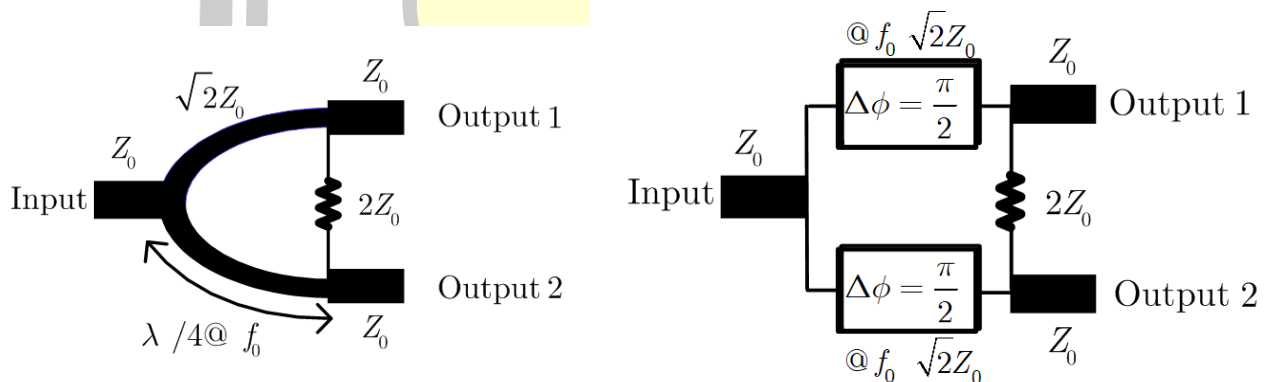
การแปลงอิมพีแดนซ์และการปรับค่ามุมทางไฟฟ้าของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบดัดแปลงสามารถทำได้ผ่านการปรับค่าพารามิเตอร์ของวงจรและการเชื่อมต่อตัวเก็บประจุชดเชยที่เหมาะสม ข้อมูลที่ได้จากกราฟช่วยยืนยันความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรทางไฟฟ้ากับผลลัพธ์การตอบสนองที่ได้จากการทดลองและการจำลอง. การทดลองมุ่งเน้นการแปลงอิมพีแดนซ์และปรับค่ามุมทางไฟฟ้าของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบไมโครสตริปที่ลัดปลายสายด้วยตัวเก็บประจุชดเชย (Compensating Capacitor, C_p) โดยศึกษาและทดลองที่ความถี่ 3.0 กิกะเฮิรตซ์ บนแผ่นพิมพ์วงจร FR4 และ AD260 เพื่อพัฒนาโครงสร้างสายส่งให้มีคุณสมบัติการตอบสนองที่ดีขึ้น เช่น การเลื่อนเฟสและการแปลงอิมพีแดนซ์อย่างมีประสิทธิภาพ การสังเคราะห์วงจรและปรับแต่งพารามิเตอร์ โดยใช้สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานบนแผ่นพิมพ์วงจรแบบ FR4 และ AD260 ในการทดลอง โดยกำหนดค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (Coupling coefficient) ระหว่าง -8 ถึง -14 เดซิเบล

บทที่ 4 ผลการดำเนินงานวิจัย

ในบทนี้จะเป็นการนำเอาทฤษฎีการสร้างวงจรตัวเลื่อนเฟสที่ได้จากบทที่แล้วมาใช้สร้างการสร้างวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสันให้มีขนาดเล็กลง เริ่มจากการออกแบบและจำลองผลบนซอฟต์แวร์ เมื่อเป็นที่พอใจแล้วทำการสร้างแผ่นวงจรจริงเพื่อวัดผลตามขั้นตอน ดังนี้

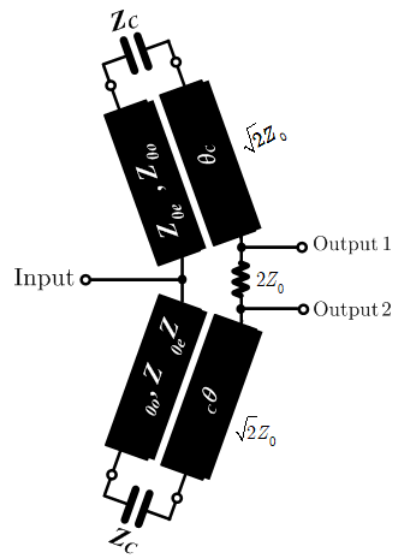
4.1 วิเคราะห์วงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสัน

การสร้างวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสันให้มีขนาดเล็กลง การออกแบบจะออกแบบให้วงจรมีความถี่ทำงาน 3.0 กิกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นที่ทราบกันดีว่าส่วนที่เป็นตัวกำหนดขนาดของวงจรแบบกำลังงานแบบวิลคินสันก็คือส่วนที่เป็นสายส่งที่ต้องมีความยาวเป็นเศษ 1 ส่วน 4 ของความยาวคลื่น วิธีหนึ่งที่เป็นที่นิยมกันซึ่งเห็นได้ในหลายบทความเช่น [3, 16] จะสร้างวงจรอะไรบางอย่างขึ้นมาโดยให้มีคุณสมบัติบางอย่างมาทดแทนสายส่งที่ต้องมีความยาวเป็นเศษ 1 ส่วน 4 ของความยาวคลื่น ก็จะทำให้วงจรมีขนาดเล็กลงด้วย สำหรับงานวิจัยนี้จะทดแทนโดยการสร้างตัวเลื่อนเฟส 90 องศา (90 degree phase shifter) ที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ 1.414 เท่าของค่า Z_0 สายส่ง มาแทนที่สายส่งความยาวเศษ 1 ส่วน 4 ความยาวคลื่นแบบธรรมดา ณ ความถี่ทำงาน (Operating frequency : f_0) ดังแสดงในภาพที่ 26 โดยนำทฤษฎีในบทที่ 3 มาใช้เป็นค่าเริ่มต้น



ภาพที่ 26 เปรียบเทียบวงจรแบ่งกำลังแบบวิลคินสัน กับวงจรที่ใช้คุณสมบัติบางอย่างมาทดแทน

ซึ่งวงจรที่ออกแบบมาใหม่จะมีลักษณะดังภาพที่ 27 ซึ่งวงจรที่ได้จะมีลักษณะที่เรียบง่ายไม่ซับซ้อน ง่ายต่อการผลิต โดยจะมีเพียงสายส่งแบบคู่ขนานที่เข้ามาแทนที่สายส่งแบบธรรมดา และมีตัวเก็บประจุต่อเชื่อมระหว่างพอร์ต 3 และ พอร์ต 4 ของสายส่งแบบคู่ขนาน ข้างละ 1 ตัว



ภาพที่ 27 วงจรแบ่งกำลังแบบวิลคินสันที่นำเสนอ

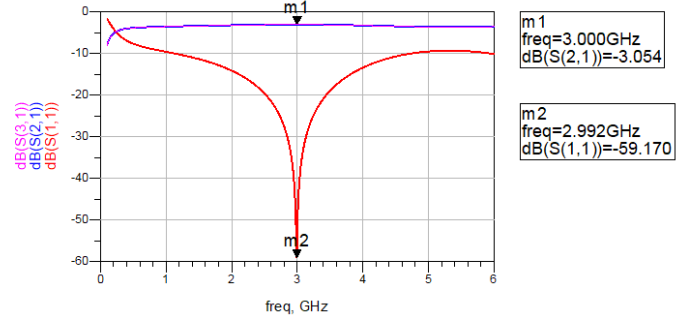
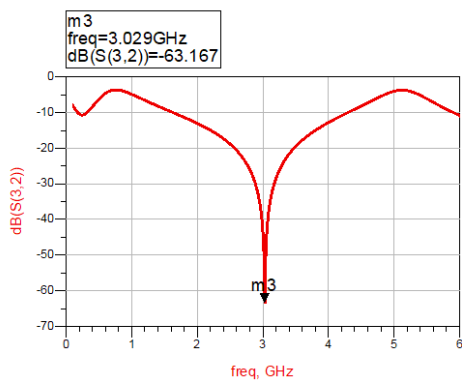
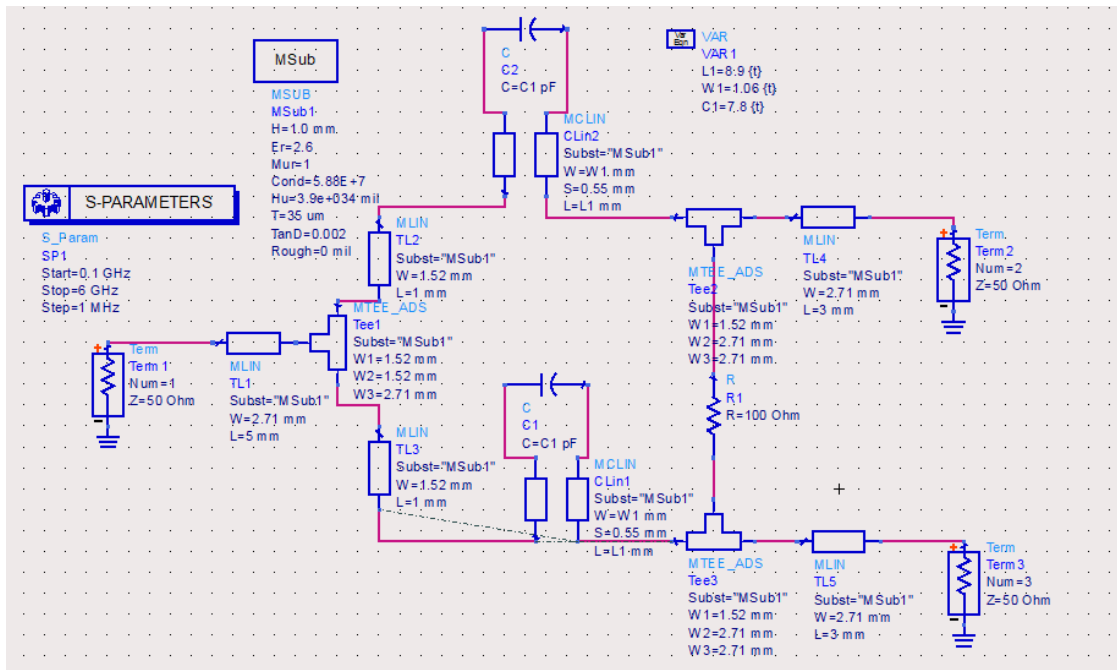
4.2 การออกแบบวงจรวิลคินสันโดยใช้โปรแกรมจำลอง

การออกแบบจะนำเอาวงจรเลื่อนเฟสที่ได้ออกแบบไว้แล้วในบทที่ 3 มา แทนที่สายส่งของวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสัน จากนั้นจำลองการทำงาน และปรับจูนค่าต่าง ๆ เพื่อให้ได้คุณสมบัติตามที่ต้องการ ดังนี้

- ใช้ Program Advance Design System 2009 ในการจำลองการทำงาน
- Substrate = AD260
- Operating frequency = 3.0 GHz

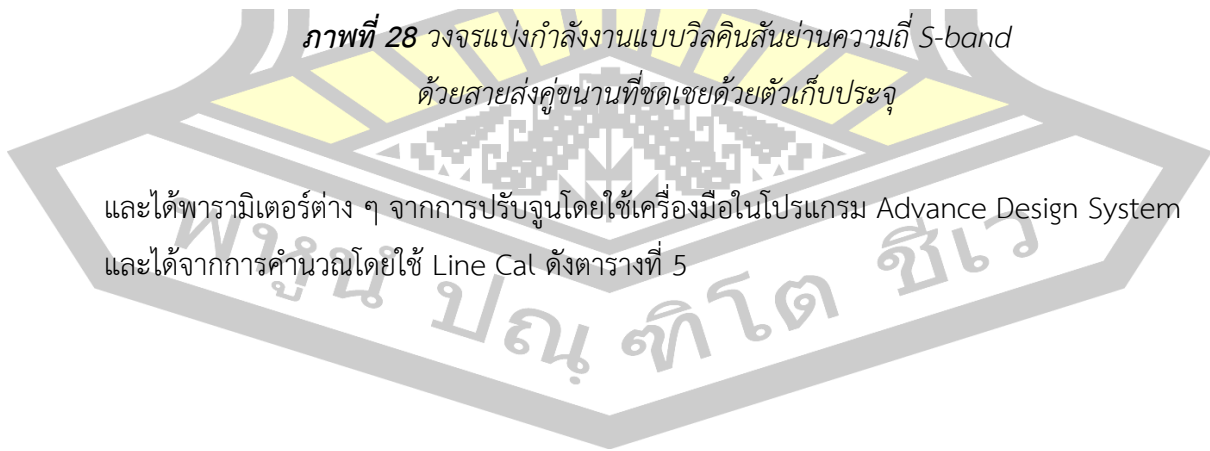
ได้ผลการออกแบบ และผลการจำลองดังในภาพที่ 28

พหุ ประถม วิชา



ภาพที่ 28 วงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสันย่านความถี่ S-band ด้วยสายส่งคู่ขนานที่ชดเชยด้วยตัวเก็บประจุ

และได้พารามิเตอร์ต่าง ๆ จากการปรับจูนโดยใช้เครื่องมือโปรแกรม Advance Design System และได้จากการคำนวณโดยใช้ Line Cal ดังตารางที่ 5

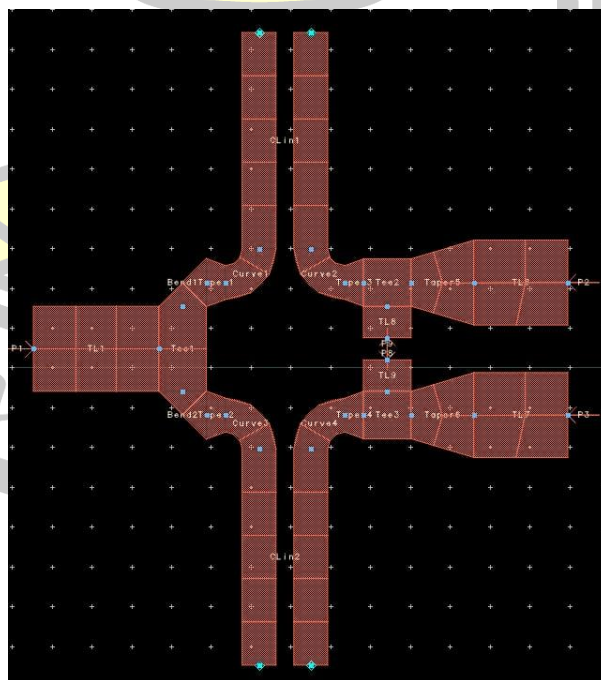


ตารางที่ 5 ข้อมูลตัวแปรที่ใช้ออกแบบวงจรบนแผ่นพิมพ์วงจรแบบ AD260 ที่ความถี่ 3.0 GHz

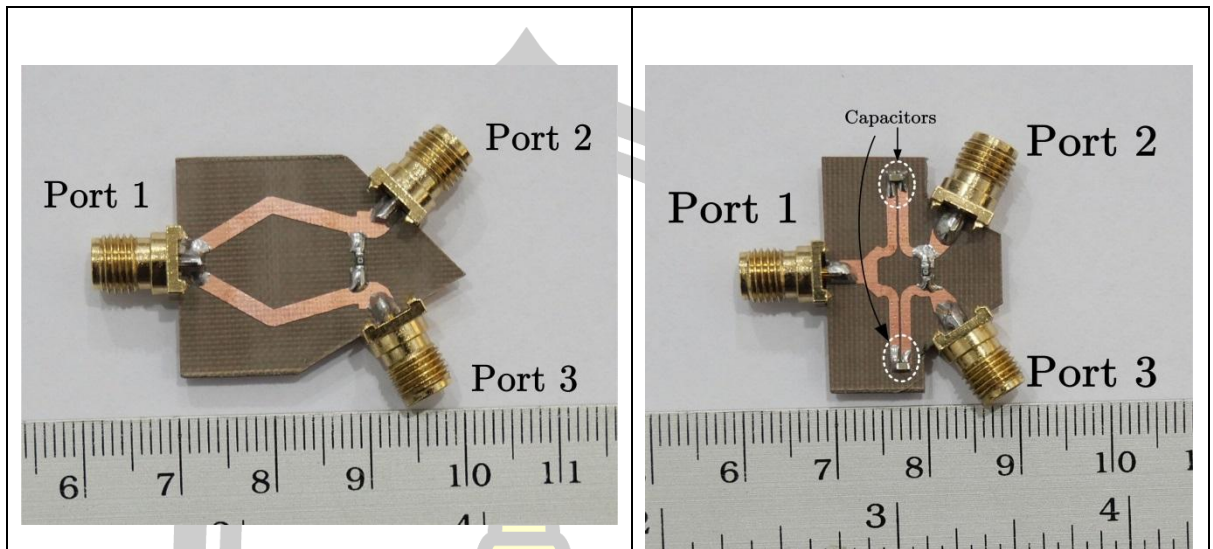
| | | | | |
|---------------------------|---------------------------------|---|--------------------------------|---|
| AD260-Substrate | $W_{50} = 2.71 \text{ mm}$ | | $W_{70.7} = 1.52 \text{ mm}$ | |
| Coupled-Lines | $C = -12.09 \text{ dB}$ | $Z_0 = 61.96 \Omega$ $Z_{0e} = 102.95 \Omega$ $Z_{0e} = 61.96 \Omega$ | $K_E = 2.142$ $K_0 = 1.819$ | $W = 1.06 \text{ mm}$ $S = 0.55 \text{ mm}$ $L = 13.3 \text{ mm}$ |
| Optimum values | Capacitor | 7.8 pF | | $W = 1.06 \text{ mm}$ $S = 0.55 \text{ mm}$ $L = 8.9 \text{ mm}$ |
| S-parameters @ 3.0 GHz | $S_{21} = S_{22} = -3.05$ dB | $S_{11} = -59.17 \text{ dB}$ | $S_{32} = -63$ dB | $BW = 2-4 \text{ GHz}$ |

4.3 การออกแบบและสร้างแผ่นวงจร PCB

การออกแบบวงจร PCB และจำลองการทำงานแบบ Element จากนั้นนำไปสร้างวงจรจริงเพื่อวัดผลและเก็บข้อมูลเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับวงจร Conventional เดิม หลังจากที่ได้ออกแบบและจำลองการทำงานบนโปรแกรม Advance Design System แล้วนั้น ผู้วิจัยได้เอาผลที่ได้ไปออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์เพื่อจำลองการทำงานแบบ Element และสร้างแผ่น PCB เพื่อทดลองและวัดผลจริง ได้ผลดังภาพที่ 29 และ 30



ภาพที่ 29 ผลการออกแบบแผ่น PCB



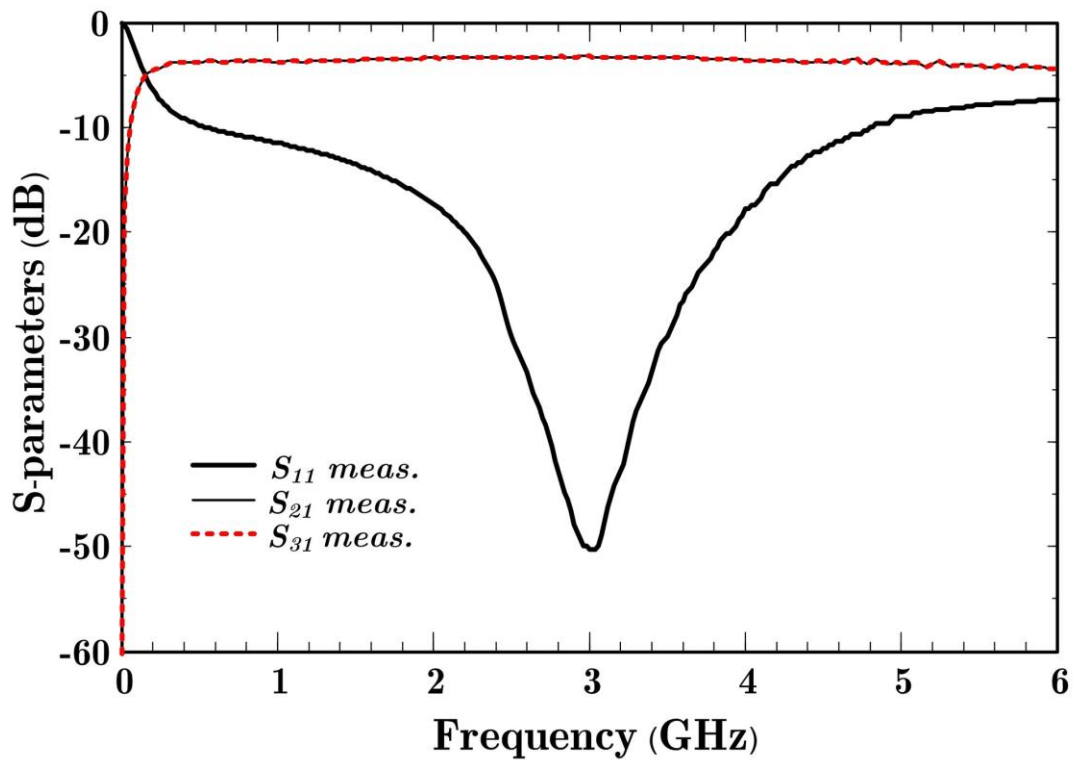
ภาพที่ 30 เปรียบเทียบแผ่นวงจรพิมพ์แบบ Conventional (ซ้าย) และแบบ ที่นำเสนอ (ขวา)

4.4 การวัดและอภิปรายผล

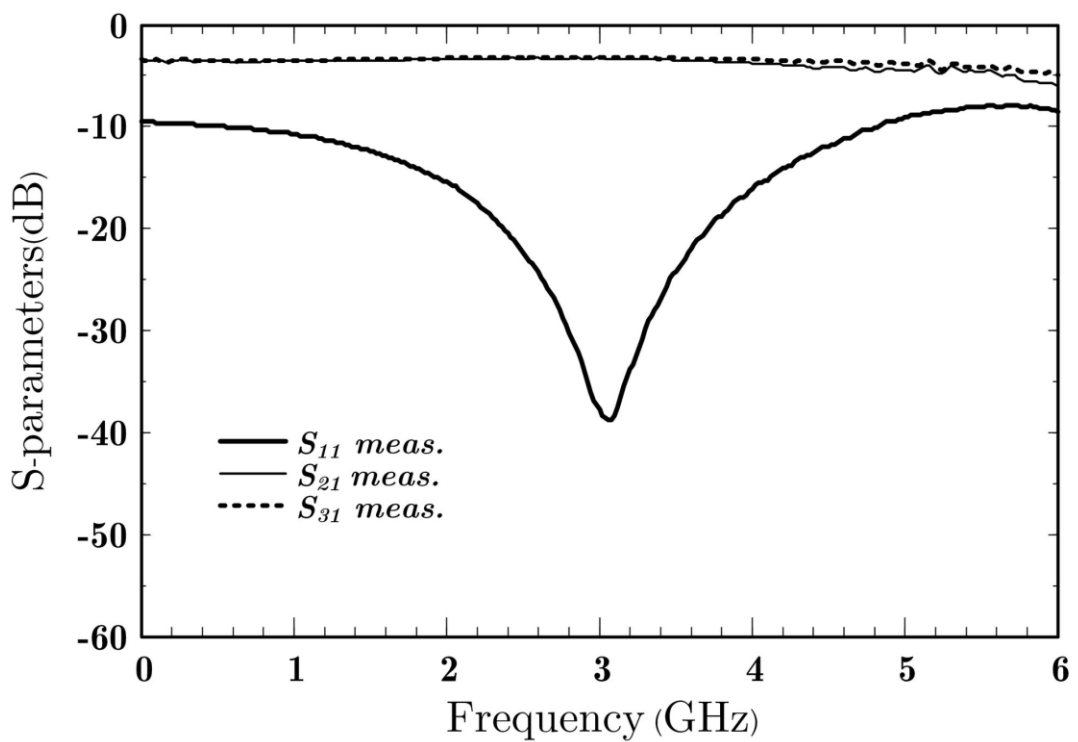
นำแผ่นวงจรพิมพ์ที่ได้ไปวัดผลโดยใช้เครื่อง Network Analyzer รุ่น S5065 ได้ผลดังตารางที่ 6 และภาพ ที่ 31 - 36 ซึ่งจะเห็นว่าคุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอมีคุณสมบัติที่ดีเช่นเดียวกับวงจรคอนเว็นชันนอล ณ. ความถี่ทำงาน ในขณะที่วงจรที่นำเสนอมีขนาดเล็กกว่าวงจรคอนเว็นชันนอล คิดเป็นขนาดลดลงร้อยละ 22 ของวงจรคอนเว็นชันนอล

ตารางที่ 6 เปรียบเทียบผลการวัดโดยใช้เครื่อง Network Analyzer ระหว่างวงจรคอนเว็นชันนอลและวงจรที่นำเสนอ

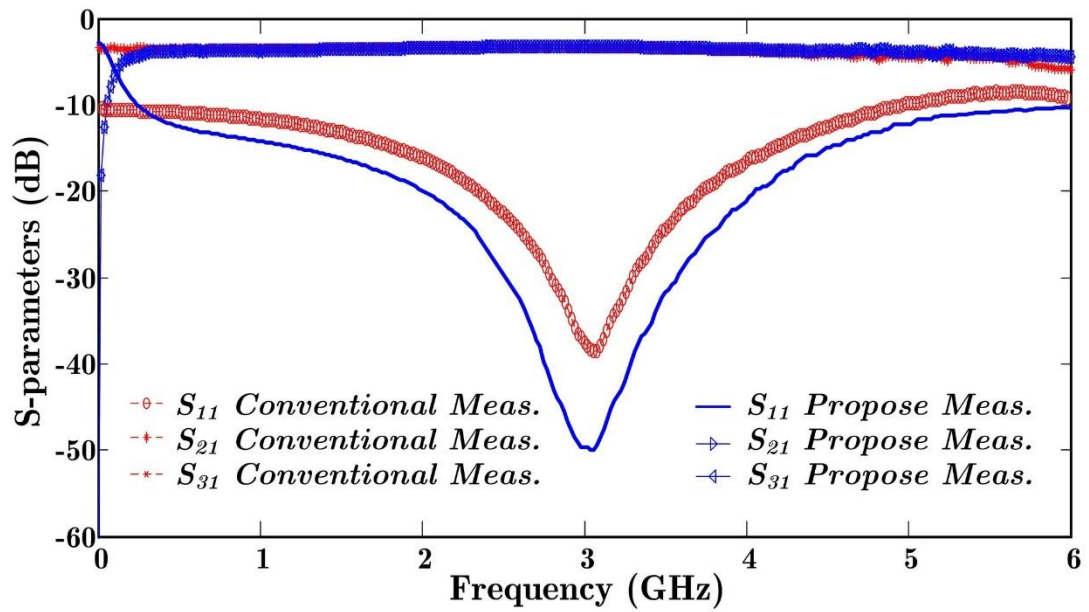
| | S_{11} (dB) | S_{21} (dB) | S_{31} (dB) | ขนาดวงจร |
|--------------|---------------|---------------|---------------|--------------------|
| Conventional | -39 | -3.27 | -3.27 | 16.306 x 27.584 mm |
| Propose | -50 | -3.25 | -3.25 | 15.367 x 22.860 mm |



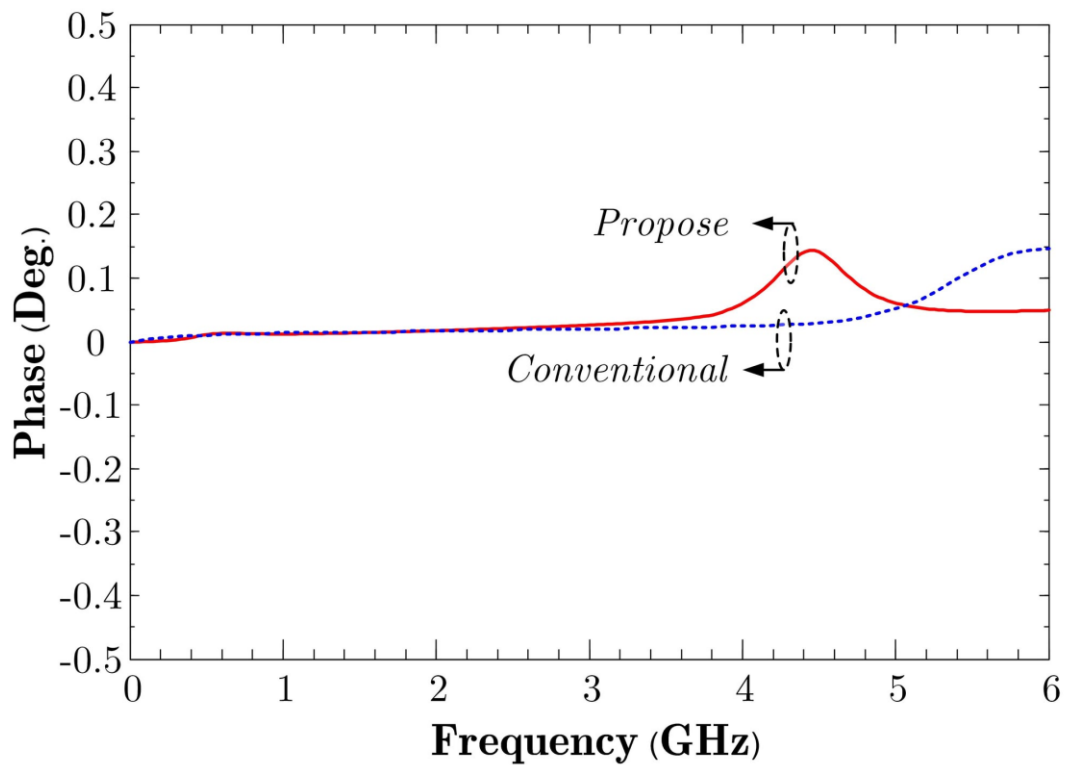
ภาพที่ 31 ผลการวัดโดยใช้เครื่อง Network Analyzer ของวงจรที่นำเสนอ



ภาพที่ 32 ผลการวัดโดยใช้เครื่อง Network Analyzer ของวงจรคอนเว็นชันนอล

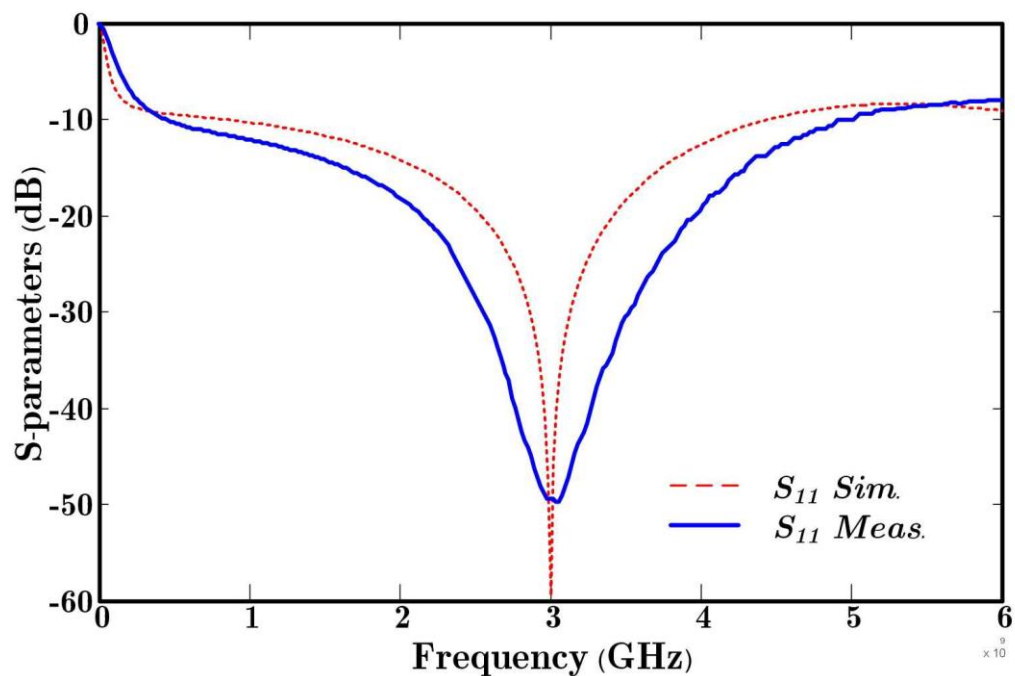


ภาพที่ 33 ผลการวัดเปรียบเทียบวงจรที่นำเสนอ และวงจรคอนเวนชันนอล



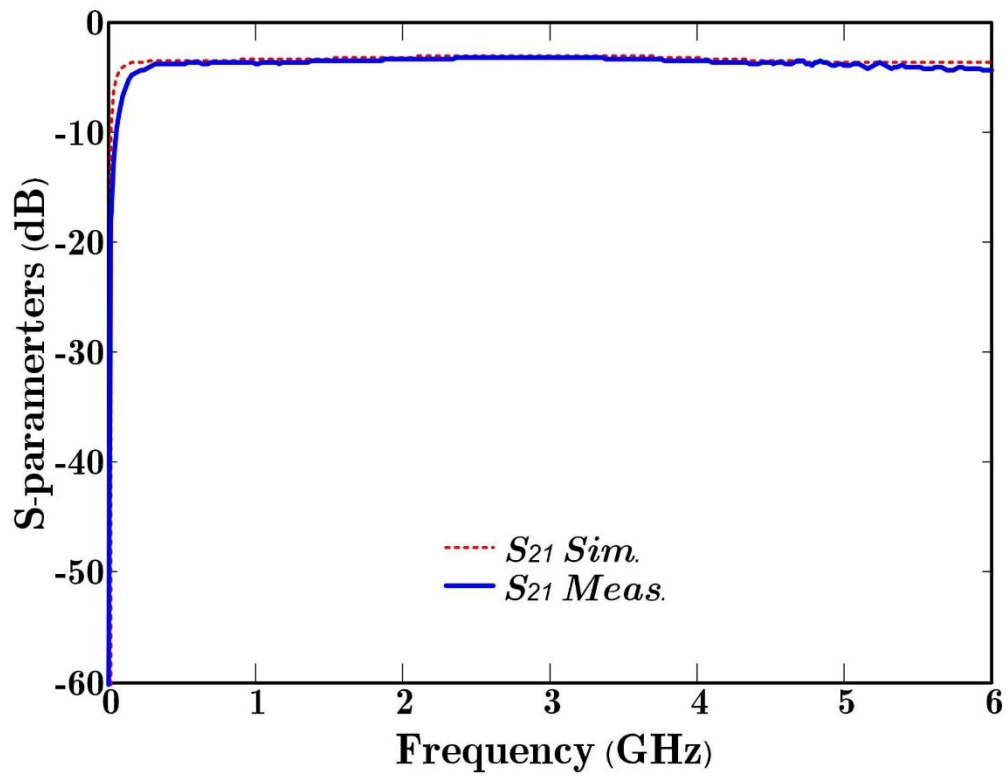
ภาพที่ 34 ผลการวัดเปรียบเทียบผลต่างเฟส output ของวงจรที่นำเสนอ และวงจรคอนเวนชันนอล

จากภาพที่ 31 และ 32 จะเป็นผลการวัดค่าค่าการสะท้อนกลับ (S_{11}) และค่าการแยกสัญญาณ (S_{21} , S_{31}) ระหว่างวงจรที่นำเสนอละวงจรคอนเวเนชันนอล และเมื่อนำมาพล็อตรวมกันเป็นกราฟเดี่ยวดังภาพที่ 33 ก็จะมีการเปรียบเทียบได้ชัดเจนขึ้น โดยจะเห็นว่าคุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอมีความใกล้เคียงกับวงจรคอนเวเนชันนอลเป็นอย่างมาก ส่วนภาพที่ 34 จะเป็นผลการเปรียบเทียบผลต่างเฟส output ของวงจรที่นำเสนอเทียบกับวงจรคอนเวเนชันนอลจะเห็นว่า ณ ความถี่ทำงาน (3.0 GHz) เฟสของวงจรที่นำเสนอมีความใกล้เคียงกับวงจรคอนเวเนชันนอลเป็นอย่างมาก

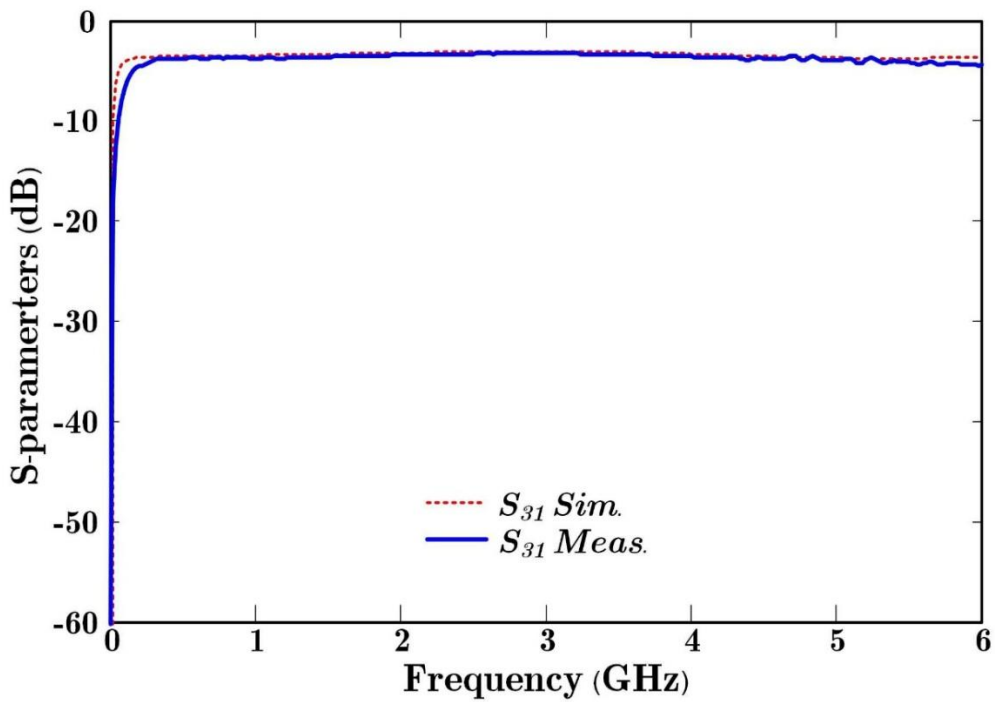


ภาพที่ 35 เปรียบเทียบ S_{11} ระหว่างผล SIM และผลวัดด้วย Network Analyzer

และเมื่อนำผลการจำลองการทำงานและผลการวัดวงจรจริงโดยใช้เครื่อง Network Analyzer มาเปรียบเทียบกันทีละตัวในกราฟเดียวกันก็จะได้ผลดังภาพที่ 35 - 37 ซึ่งจะเห็นว่าค่าการแยกสัญญาณ (S_{21} , S_{31}) ใกล้เคียงกันมากแทบจะไม่ต่างกันเลย ในขณะที่ค่าค่าการสะท้อนกลับ (S_{11}) จะเห็นความแตกต่างกันอยู่บ้างเล็กน้อย ซึ่งน่าจะเกิดจากขบวนการผลิตวงจรต้นแบบที่ไม่ได้ใช้เครื่องจักรในการผลิตรวมถึงข้อผิดพลาดที่เกิดจากตัววัสดุ



ภาพที่ 36 เปรียบเทียบ S_{21} ระหว่างผล SIM และผลวัดด้วย Network Analyzer



ภาพที่ 37 เปรียบเทียบ S_{31} ระหว่างผล SIM และผลวัดด้วย Network Analyzer

บทที่ 5 สรุปผลการดำเนินงานวิจัย

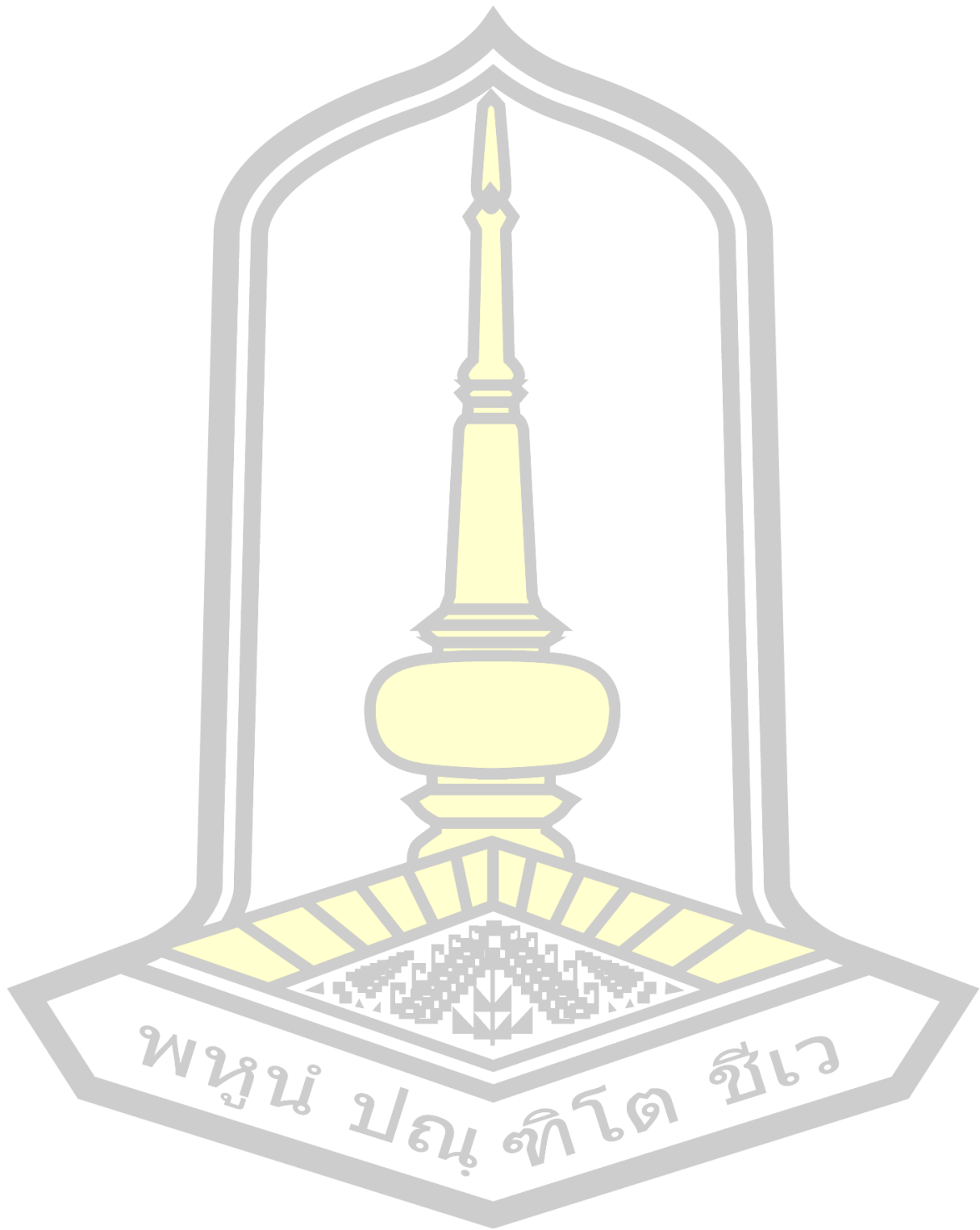
การวิจัยนี้ได้เสนอการออกแบบวงจรแบ่งกำลังงานแบบวิลคินสันที่มีขนาดเล็กลงสำหรับการใช้งานที่ความถี่ 3000 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยมีการใช้ตัวเลื่อนเฟส 90 องศาที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ 1.414 เท่าของค่า Z_0 ของสายส่ง เพื่อลดขนาดของวงจรแบบดั้งเดิมที่ใช้สายส่งยาวหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่น ผลการออกแบบและการจำลองบนโปรแกรม Advanced Design System (ADS) และสร้างแผ่นวงจรพิมพ์บนวัสดุ AD260 พบว่า การใช้เทคนิคนี้สามารถทำให้วงจรมีขนาดเล็กลงประมาณ 22% เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรแบบดั้งเดิมที่มีขนาดใหญ่กว่า

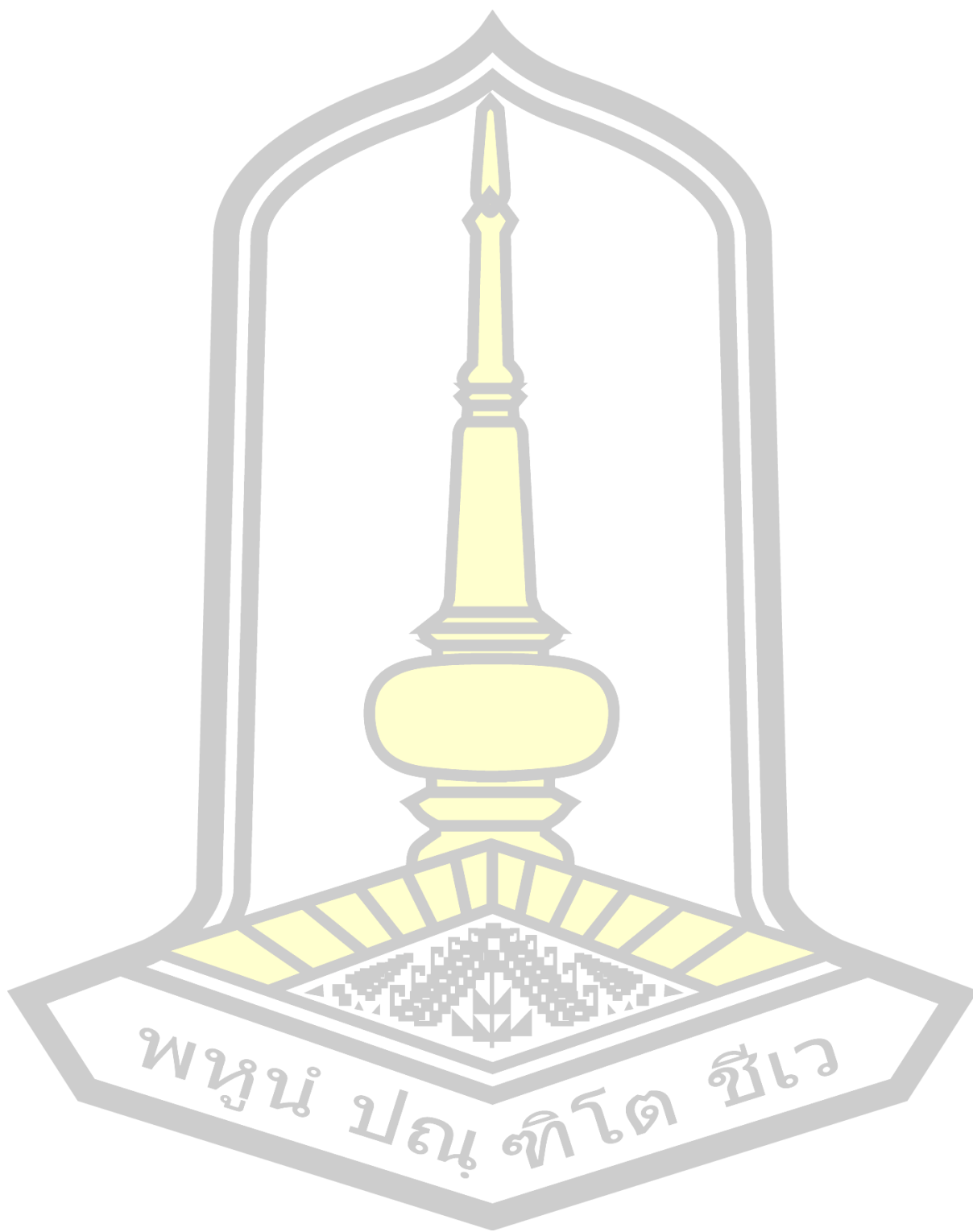
จากการทดสอบที่ใช้เครื่อง Network Analyzer เพื่อตรวจวัดผลการทำงานของวงจรที่สร้างขึ้น พบว่าคุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอสามารถทำงานได้ใกล้เคียงกับวงจรคอนเว็นชันนอลในความถี่ทำงานที่ 3000 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยมีค่าการสะท้อนกลับ (S_{11}) และค่าการแยกสัญญาณ (S_{21} , S_{31}) ที่ตรงตามข้อกำหนดในงานวิจัย แม้ว่าวัสดุ AD260 ที่ใช้ในการสร้างวงจรมีราคาสูงและทำให้ค่าของตัวแปรบางตัวไม่ตรงตามมาตรฐาน แต่สามารถปรับขนาดและค่าอิมพีแดนซ์ได้เพื่อให้ผลลัพธ์ใกล้เคียงกับการออกแบบ

ปัญหาที่พบในระหว่างการดำเนินการวิจัยคือความไม่ตรงกันระหว่างการจำลองในโปรแกรมกับผลลัพธ์จากการสร้างแผ่นวงจรจริง ซึ่งเป็นผลมาจากคุณสมบัติของวัสดุ AD260 ที่ไม่ได้มีค่าอิมพีแดนซ์ที่คงที่ในทุกกรณี รวมถึงวิธีการผลิตชิ้นงานต้นแบบที่ไม่ได้ใช้เครื่องจักรอัตโนมัติผลิต ซึ่งอาจทำให้เกิดข้อผิดพลาดบ้าง ผู้วิจัยได้ทำการปรับแต่งขนาดของวงจรและตัวแปรต่างๆ เพื่อให้ได้ผลลัพธ์ที่ตรงกับการออกแบบที่สุด

ในเชิงวิจัยและการออกแบบวงจรในอนาคต ในงานวิจัยนี้ผู้วิจัยได้แสดงให้เห็นว่าเราสามารถนำเอาสายส่งแบบคู่ขนานมาสร้างเป็นวงจรประยุกต์ประเภทต่าง ๆ ได้ (ซึ่งในงานวิจัยนี้นำมาสร้างเป็นวงจรเลื่อนเฟส 90 องศาที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ 1.414 เท่าของค่า Z_0 ของสายส่ง) ผู้วิจัยเชื่อว่าเทคนิคนี้สามารถนำไปพัฒนาและประยุกต์ใช้กับวงจรประเภทอื่น ๆ ที่ต้องการขนาดเล็กและมีประสิทธิภาพสูง รวมถึงการปรับปรุงการใช้วัสดุที่มีคุณสมบัติดีกว่าเพื่อลดข้อจำกัดจากวัสดุ AD260 ที่ใช้ในงานวิจัยนี้.

บรรณานุกรม





พหุ ประยูร ทิต สีวะ

ประวัติผู้เขียน

| | | | |
|----------------------|--|--------------------|-----------|
| ชื่อ | นายธนพัฒน์ เขียวชาญวัฒนา | | |
| วันเกิด | 26 เมษายน พ.ศ. 2520 | | |
| สถานที่เกิด | จังหวัดอุดรธานี | | |
| สถานที่อยู่ปัจจุบัน | 120/1 ม.8 ต.บ้านฝ้อ อ.บ้านฝ้อ จ.อุดรธานี 41160 | | |
| ตำแหน่งหน้าที่การงาน | อาจารย์ | | |
| สถานที่ทำงานปัจจุบัน | คณะเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยราชภัฏอุดรธานี | | |
| ประวัติการศึกษา | วศ.บ. (วิศวกรรมคอมพิวเตอร์) | มหาวิทยาลัยขอนแก่น | พ.ศ. 2542 |
| | วศ.ม. (วิศวกรรมคอมพิวเตอร์) | มหาวิทยาลัยขอนแก่น | พ.ศ. 2549 |

พูนุ่ ปณุ่ ทีโตะ ชีเว

1. Pozar, D.M.J.v.M.A.-W., *Microwave Engineering Reading*. 1990.
2. พรหมหลวงศรี, ร., สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้วยตัวเหนี่ยวนำและการประยุกต์ใช้งาน. 2549, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร: กรุงเทพมหานคร.
3. Imani, M.S., M.J.A.-I.J.o.E. Hayati, and Communications, *Compact Wilkinson power divider with extensive suppression of harmonics, using a combination of trapezoidal, circular and rectangular resonators*. 2021. **139**: p. 153935.
4. Hong, J.-S.G. and M.J. Lancaster, *Microstrip filters for RF/microwave applications*. 2004: John Wiley & Sons.
5. Edwards, T., *Foundation for microstrip circuit design*. John Wiley and Sons. 1991, England.
6. Gupta, K.C. and K.C. Gupta, *Microstrip Lines and Slotlines*. 1996: Artech House.
7. Ohta, I., et al. *Directivity improvement of microstrip coupled line couplers based on equivalent admittance approach*. in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003*. 2003. IEEE.
8. Leong, Y. and S. Weinreb. *Novel technique of phase velocity equalization for microstrip coupled-line phase shifters*. in *2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No. 00CH37017)*. 2000. IEEE.
9. Ahn, H.-R., et al. *Coupling-compensated 180 phase shift coupled-line filters terminated in arbitrary impedances*. in *2006 Asia-Pacific Microwave Conference*. 2006. IEEE.
10. Ould-Elhassen, M., et al. *Differential tunable phase shifter*. in *2013 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*. 2013. IEEE.
11. Abir, T.A., *A broadband microstrip Schiffman phase shifter with load and source impedance matching*. 2014, Texas A&M University-Kingsville.
12. Wu, Y., et al., *A compact and miniaturized broadband phase shifter using coupled-lines*. 2016: p. 806-811.
13. Nishikawa, K., et al., *Miniaturized Wilkinson power divider using three-dimensional MMIC technology*. 1996. **6**(10): p. 372-374.

14. Scardelletti, M.C., et al., *Miniaturized Wilkinson power dividers utilizing capacitive loading*. 2002. **12**(1): p. 6-8.
15. Lu, L.-H., et al., *A miniaturized Wilkinson power divider with CMOS active inductors*. 2005. **15**(11): p. 775-777.
16. Pandey, D.K. and S. Sanyal. *Miniaturized Wilkinson power divider with higher harmonic suppression*. in *2008 10th International Conference on Electromagnetic Interference & Compatibility*. 2008. IEEE.
17. Shamsinejad, S., M. Soleimani, and N. Komjani. *Novel miniaturized Wilkinson power divider for 3G mobile receivers*. in *2008 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*. 2008. IEEE.
18. Gupta, N., P. Ghosh, and M.J.P.I.E.R.L. Toppo, *A miniaturized Wilkinson power divider using DGS and fractal structure for GSM application*. 2011. **27**: p. 25-31.
19. Nakayama, Y. and H. Hayashi. *A Miniaturized Lumped-Element In-phase Power Divider with a Simple Layout*. in *2014 UKSim-AMSS 16th International Conference on Computer Modelling and Simulation*. 2014. IEEE.
20. Phan, H., et al. *Simple miniaturized Wilkinson power divider using a compact stub structure*. in *2015 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*. 2015. IEEE.
21. Roshani, S. and S.J.W.N. Roshani, *Design of a compact LPF and a miniaturized Wilkinson power divider using aperiodic stubs with harmonic suppression for wireless applications*. 2020. **26**(2): p. 1493-1501.
22. Amemiya, H.J.R.r., *Time domain analysis of multiple parallel transmission lines*. 1967. **28**: p. 241.
23. Desoer, C. and E. Kuh, *Basic Circuit Theory*, vol. 2. 1967, New York: McGraw-Hill.
24. Osmani, R.J.I.T.o.M.T. and Techniques, *Synthesis of Lange couplers*. 1981. **29**(2): p. 168-170.
25. Zhu, L., S. Sun, and R. Li, *Microwave bandpass filters for wideband communications*. 2011: John Wiley & Sons.

